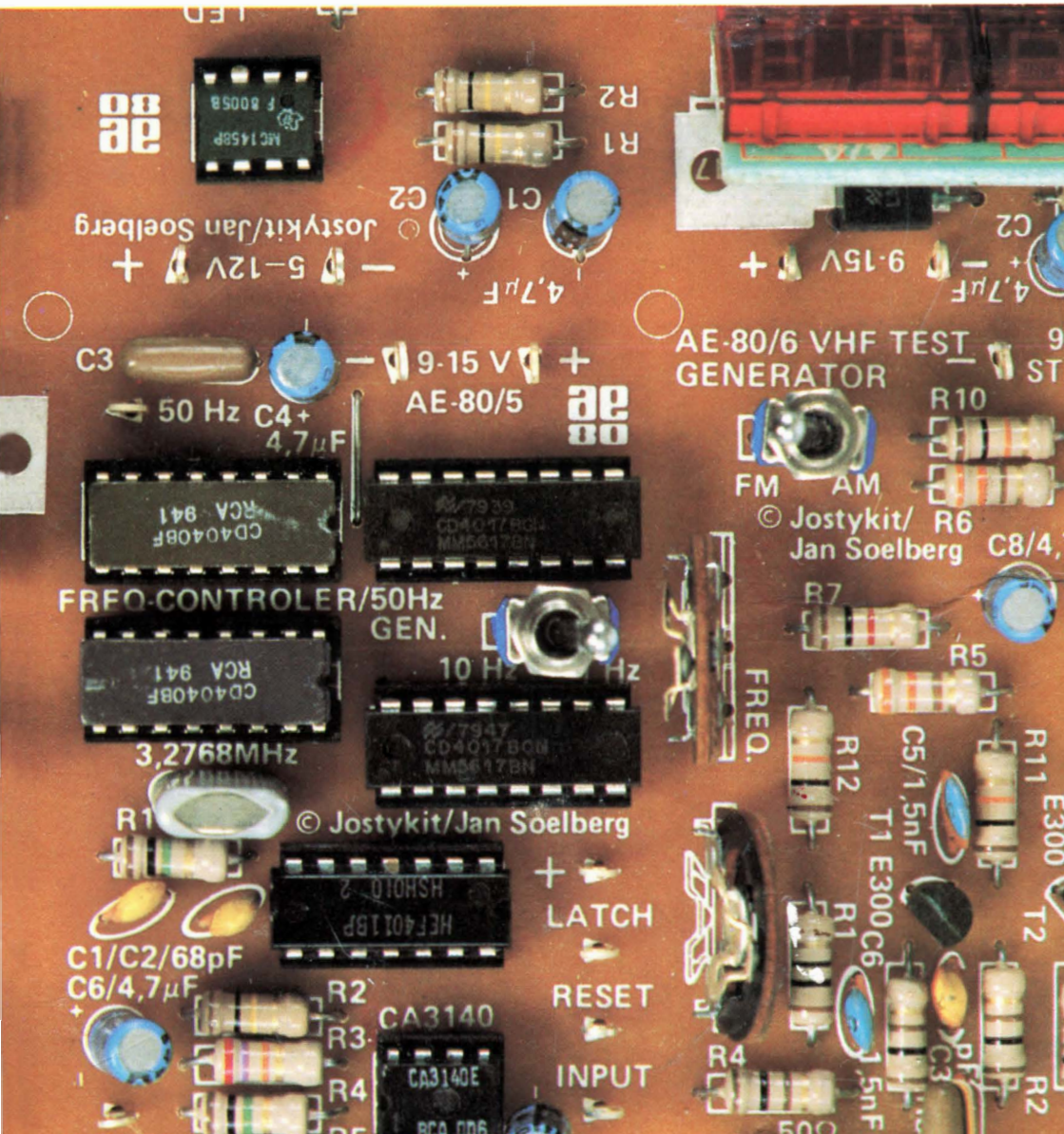
Jan Soelberg

1

Allmän ELEKTRONIK



allmän elektronik

av JAN SOELBERG

Bok 1

Elektronikens grunder
Elektroniska komponenter
Halvledarteknik
LF & HF teknik
Operationsförstärkare
Sändare och mottagare
Mätinstrument
Video och bandspelare
Digitalteknik

Svensk översättning och bearbetning
Bo Jakobsen

JOSTY KIT FÖRLAG
MALMÖ
1982

Andra upplagan.

Enligt lagen om upphovsrätt är det förbjudet att utan tillstånd av copyrightinnehavaren helt eller delvis mångfalda detta arbete genom tryck, duplicering, stencilering, bandinspelning etc.

Utgivaren förbehåller sig rätten att utan varsel ändra stycklistor och data för de i boken förekommande konstruktionerna.

FÖRORD



Jan Soelberg
Danmark

Den bok, du nu håller i handen, är en helt ny ombearbetad version av *föregångaren* TILLÄMPAD ELEKTRONIK, som såg dagens ljus på danska 1970 och på svenska ett par år senare. Totalt har det genom dessa år blivit sålt över 300 000 exemplar på 7 språk: Danska, svenska, tyska, engelska, franska, holländska och finska. Det har hänt enormt mycket inom elektroniken det senaste årtiondet, vilket har medfört att AE-boken (Allmän Elektronik) som den nu heter, helt har skiftat ansikte. Då nyheterna är så många, har vi varit tvungna att dela boken i två delar – del 1 = läroboken och del 2 = ritningsboken.

Vid bearbetningen av *denna* bok, har det varit nödvändigt att gå genom flera hundra böcker, från hela världen. Många avsnitt innehåller även historiska återblickar, för att ge information om utvecklingen från början och fram till dagens moderna elektronik.

Den tidigare bokens succe, beror kanske på kopplingen mellan inlärning och praktiska exempel i form av ett kretskort med konstruktioner som medföljde boken. I den nya AE-boken medföljer inte något kretskort, utan de får beställas från JOSTY KIT. AE80 konstruktionerna är också mycket moderna med digitalteknik och operationsförstärkare.

Jan Soelberg är författaren till böckerna och han har gjort sig känd över hela Europa med dessa. Dessutom figurerar Jan bakom nästan alla JOSTY KIT elektronikbyggsatser, vilket åter visar hans mångsidighet. Jans arbete med att skriva AE-böckerna har varit enormt och mycket tidskrävande och vi hoppas verkligen att resultatet skall vara till nytta och nöje för den elektronikintresserade.

Använd böckerna som en blandning av uppslagsverk, underhållande elektronikläsning och ideebok för vidareutveckling. Sätt inte som mål att läsa första delen från början till slut. Det är inte meningen med boken.

Det är svårt att skriva böcker utan fel. Vi hoppas att eventuella fel inte skall ställa till problem för läsaren av den första upplagan. Vi är tacksamma för påpekanden om fel och synpunkter på andra saker för korrektion till nästa upplaga.

JOSTY KIT

INNEHÅLL

Läsvägledning 9
G1 - Atomen 11
Elektronerna kan flyta i en ledare 11
Isolatorer stoppar elektronerna 15
G2 - Halvledare 17
En helt ren kristall 18
G3 - Ström & spänning 20
Elektriciteten är urgammal 20
Tillverkning av elektricitet 24
Ström är elektrontransport 24
Spänning är elektrontryck 25
Spänning kan vara farlig 25
Spänningen är i sig själv inte farlig 26
Batterier i serie - eller parallellkoppling 27
G4 - Kondensatorn 30
Den moderna kondensatorn 31
Ur- och uppladdning av kondensatorer 33
G5 - Sammankoppling av kondensatorer 35
Parallellkoppling av kondensatorer 35
Seriekoppling av kondensatorer 36
Standardkondensatorer 37
Kondensatorns fel 38
G6 - Kondensatortyper 41
Trimkondensatorer 41
Vridkondensatorer 41
Keramiska kondensatorer 42
Polyesterkondensatorer 43
Elektrolytkondensatorer 44
Tantalkondensatorer 45
Kapacitansdioder 45
G7 - Motstånd 48
Grundenheter 49
Förhållandet mellan de 4 grundenheterna 51
G8 - Sammankoppling av motstånd 55
Parallellkoppling 56
Spänningsdelaren 57
G9 - Motståndstyper 62
Fasta motstånd 62
Trådlindade motstånd 62
Kolmotstånd 63
Färgkodning av motstånd 64

Metallfilmsmotstånd 65
Potentiometrar 66
Påverkningsbara motstånd 67
NTC-motstånd 68
PTC-motstånd 70
VDR-motstånd 70
LDR-motstånd 71
Katalytiska detektorer 72
G10 - Växelström och växelspänning 74
Hur uppstår växelspänning 74
Vad är frekvens? 75
Annorlunda formade växelspänningar 76
G11 - Spolar 78
Storlekar på spolar 78
Sammankoppling av spolar 79
Spoltyper 80
G12 - Transformatorer 82
Förhållandet mellan primär och sekundär 82
Likriktning 84
Filterkondensator 85
Spänningsdubblare 86
Glättning och filtrering 87
Sammankopplade transformatorer 87
G13 - Tidskonstant, fasvridning och impedans 90
Ur- och uppladdning av en kondensator 90
Ur- och uppladdning av en spole 94
Fasförskjutning 94
Impedans är ett slags motstånd för växelström 97
Impedansen i en kondensator 97
Impedansen i en spole 99
Godhet - ett mått för kvalitet 100
G14 - Svängningskretsar 102
Resonanspunkten 103
Parallell- och seriekoppling 104
Q är ett mått för kretsens godhet 105
Resonansresistans i en parallellkrets 107
Resonansresistans i en seriekrets 107
Kretsens bandbredd 108
Alla spolar passar inte ändamålet 109
Anslutning av svängningskretsar 110
Pi-filter 112
Mikrovågor 113
G15 - Passiv mätning 115
Elektromekaniska mätinstrument 115
Vridspoleinstrumentets känslighet 117
Mätning av ström och spänning 119
Shuntmotstånd för strömmätning 120
Förkopplingsmotstånd vid spänningsmätning 122
Motståndsmätning med vridspoleinstrument 123
Universalinstrument 125

Effektmeter 127
Wheatstone-bryggan 128
Ljusmätare 129
G16 - Halvledare II 132
Diodens funktion 134
Transistorer 135
Strömförstärkning 136
Bas-emitter offset spänning 138
Kylning av transistorer 140
Transistorns HF-egenskaper 143
Transistorns tre grundkopplingar 146
Fälteffekttransistorn 147
Zenerdioder 152
Lysdioder 155
Optokopplare 162
Kapacitansdioder 163
Diac-dioden 164
Unijunctiontransistorn 165
Tyristorer och Triacs 166
Diffusion 169
Integrerade kretsar 171
G17 - Transistorteknik 175
Analog transistorteknik 175
Självjusterande transistorförstärkare 177
Praktisk transistorförstärkare 178
Emitterföljare 182
Darlingtonkoppling 183
Darlington emitterföljare 184
Tvåtransistors förstärkare 186
Differentialförstärkaren 189
Kaskadförstärkaren 191
Drivning av lampor eller reläer med transistor 192
Komplementära utgångssteg 194
Komplementärt Power-MOS effektsteg 200
Strömgenerator 201
Seriereglerat spänningsaggregat 202
G18 - Operationsförstärkare och Bi-MOS kretsar 206
Operationsförstärkarens bandbredd 208
Spänningsföljaren 209
Icke inverterade DC-förstärkare 211
Inverterande DC-förstärkare 214
Differentialförstärkare 216
Komparator 216
Inverterande AC-förstärkare 217
Icke inverterande AC-förstärkare 218
Summaförstärkare 221
G19 - Filter 223
Basfilter 223
Diskantfilter 226
Kombinationsfilter 230

6 dB diskantfilter med operationsförstärkare 231
12 dB aktivt diskantfilter 233
Bandpassfilter 239
RIAA förförstärkare för skivspelare 243
Basreglering 246
Diskantreglering 248
Abscencefilter 251
Schmitt-triggern 253
Astabil multivibrator 256
G20 - Akustiska komponenter 266
Kondensatormikrofonen 266
Kolkornsmikrofonen 266
Dynamisk mikrofon 268
Kristallmikrofonen 268
Pick up'er 268
Tonhuvud 270
Elektrostatiska högtalare 271
Delningsfilter 272
Högtalarlådor 273
G21 - Antenner 280
Radiovågor 280
En antenn är en svängningskrets 281
Ground plane antenner 285
Ståendevågförhållande - SWR 285
FM-TV antenner 287
G22 - Modulation 292
AM-modulation 292
FM-modulation 293
G23 - Sändaren 298
Blockschema över AM-sändare 299
Blockschema över FM-sändare 300
LC-svängningskrets 300
Kristalloscillator 302
Praktisk AM-sändare 303
Praktisk FM-sändare 304
G24 - Mottagaren 308
Diodmottagaren 308
Regenerativ mottagare 309
Supern 310
HF-förstärkaren 312
Oscillator & blandare 312
AM-detektorn 313
FM-detektorn 314
Kapacitansdiodavstämning 315
Mellanfrekvensfilter 315

G25 - Stereofoni 318
Stereoförstärkaren 318
Stereoskivspelaren 320
Stereobandspelaren 321
Stereomottagning 321
G26 - Aktiv mätning 325
Ökad DC-känslighet 325
Strömgenerator 327
Linjär motståndsmätning 329
Enkel likriktning - små signalspänningar 331
Dubbel likriktning 334
Digital multimeter 335
AC voltmeter 336
Griddippmeter 338
Tongenerator 340
RF-generator 340
Oscilloskop 342
G27 - TV mottagaren 350
TV-mottagarens blockschema 352
Färgbildröret 353
Bildprojicering 354
Linjesynkronisering och färginformation 355
TV-kameran 357
G28 - Bandspelaren 359
Ljudbandspelaren 359
Bildbandspelaren 361
G29 - Mekanisk elektronik 365
Elektronikstarten 365
Från fågelbo till datorer 366
Hemmagjorda kretskort 371
Fotolaminat 373
Lödning 374
Sammankoppling av elektronik 375
Självsvängning i förstärkare 377
Brum i förstärkare 378
Olika inbyggnadslådor 380
Nätspänningen 381
Kontakter 383
G30 - Digitalteknik 384
Logiska kretsar är lätta att arbeta med 385
Grindarna är viktiga logiska delar 386
Binära signaler 387
AND grinden 389
OR grinden 390
Inverteraren 390
NAND grinden 392
NOR grinden 392
AND grind med NAND grind 394

OR grind med NAND grind 395
EXCLUSIVE OR med NAND grindar 396
RS flip-flop med NAND grindar 396
Schmitt-trigger med NAND grindar 399
Fyrkantoscillator med NAND grindar 400
Monostabil multivibrator med NAND grindar 401
D flip-flop 403
JK flip flop 404
Analoga switchar 406
Mikrodatorn 408
AE80 - Konstruktionerna 412
AE80-1 Digital experiment 414
AE80-2 OP-AMP experiment 417
AE80-3 Digital voltmeter 421
AE80-4 Digital räknare 425
AE80-5 Tidsbas 429
AE80-6 AM/FM Mätsändare 433
T1 Matematik 437
T2 Färgkodning 442
T3 Ritningssymboler 445
T4 Förstärkning och dB 451
Feed-back 455

LÄSVÄGLEDNING

Innehållet är uppdelat i fyra avsnitt:

a. **grundbok**, som innehåller de teoretiska grunderna med praktiska exempel och tillämpningar. Avsnitten i grundboken är märkta med G.
b. **tilläggsavsnitt**, som ger lite hjälp med matematiken och färgkodningen: T.
c. **feed-back** listan. Betecknas F.
d. **ritningsboken**, som innehåller en mängd intressanta konstruktioner, dels från JOSTYKIT, dels AE-konstruktionerna, där kretskorten finns att köpa, samt slutligen en del andra konstruktioner.

Grundboken och tilläggsavsnitten är försedda med en del frågor, som direktbesvaras med olika svarsmöjligheter.

Efter besvarandet av frågan, slår man upp svaret i feed-back-listan och ser efter om svaret är riktigt. Om svaret är fel, förklarar feed-back listan varför du svarat fel och vilket som är det rätta. Feed-back listan följer indelningen i grundboken, vilket gör det lätt att hitta i den. Använd gärna ett bokmärke.

Det har visat sig, att denna typ av inlärning är bra och används numera i många läroböcker. Det kräver ju klart, att du inte fuskar!! Tänk efter innan de ger ditt svar.

För att demonstrera lite av den »programmerade inlärningen» är denna läsvägledning försedd med följande fråga:

1. Vad är det som gör en bok programmerad?

– Att den är försedd med ritningar . . . . . A ☐
– Att det finns uppgifter med feed-back lista . . . . . B ☐
– Att den innehåller en programförklaring . . . . . C ☐
– Att den är lätt i början och svårare i slutet. . . . . D ☐

Svaret finns här i feed-back listan:

A. Det är viktigt att en bok har ritningar som illustrerar texten, men det principiella med programmerad inlärning är uppgifterna och feed-back listan. När du har löst uppgiften, berättar listan om du har gjort fel och vad du skall göra. Försök med uppgift 2.

B. Det är rätt. Feed-back listan ger kontroll av uppgifterna och berättar för dej om du har förstått och kan gå vidare. Försök nu med uppgift 2.

C. Nej. Det är inte rätt. Du har lurats av själva ordet program. Programmerad inlärning förutsätter att du har en feed-back-lista som ger dig rätt lösning och förklaring i förhållande till ett facit, som endast ger svaret påfrågan, utan förklaring. Fortsätt med uppgift 2.

D. Det är rätt att en lärobok börjar med det lätta och blir svårare efterhand. Det gör den dessvärre inte programmerad. Programmerad inlärning ger dig svar i feed-back-listan, med förklaringar, varför du eventuellt har svarat fel och hur du skall tackla problemet rätt. Fortsätt nu med uppgift 2.

2. Vad är det viktigaste med feed-back listan?

– Att den ger det rätta svaret. . . . . A ☐
– Att den säger till om du har räknat fel . . . . . B ☐
– Att den förklarar, vad som är riktigt och varför du svarat fel, samt att den ger dej andra möjliga lösningar . . . . . C ☐
– Att den berättar för dej, vad du skall fortsätta med. . . . . D ☐

Feed-back svar:

A. Att endast ange svaret är fel. För att verkligen ge kontroll av förståelsen, skall det även finnas en förklaring, som ger svar på varför du svarat fel och vad du skall fortsätta med. Din gamla uppfattning om facit gäller inte här. Hoppas du förstår nu. Nu är det bara att sätta igång med själva boken.

B. Ett konstaterande av rätt och fel räcker inte, det är lika viktigt att ge en förklaring av, varför svaret är fel och hur du skall göra för att förstå. Vidare bör det stå, vad du skall göra därefter. Nu kan du börja med själva boken.

C. Det är helt rätt. Alla tre sakerna utgör programmeringens ide. Du vet nu hur du skall angripa boken - lycka till.

D. Det är viktigt, att feed-back listan förklarar, vad du skall göra. Men mera viktigt är, att förklara varför du har svarat fel och att ge dej en riktig förklaring av det rätta svaret. Fortsätt nu med den riktiga boken.

G1 - ATOMEN

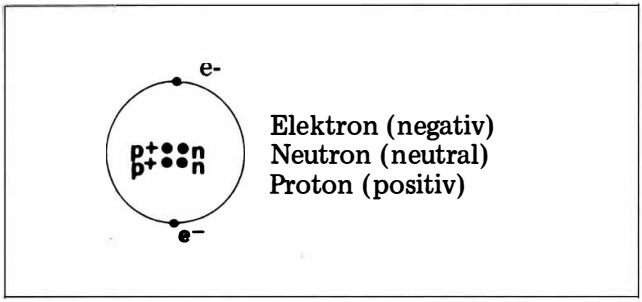


Fig G1.1
Atomen är uppbyggd av neutroner (neutrala), protroner (positiva) och elektroner (negativa).

ATOMEN

Allting är uppbyggt av atomer. Själva ordet atom är grekiska och betyder »odelbar». Den grekiske filosofen Demokritos, som levde flera hundra år före Kristi födelse, antog att om ett material delades och delades, så skulle det till sist bli kvar en del som inte gick att dela. Detta är ju helt riktigt fastän andra vetenskapsmän på den tiden förkastade hans ideer.

Atomen är långtifrån en slutprodukt, som en liten kula. En atom är uppbyggd med en kärna som består av positiva partiklar (PROTONER) och neutrala partiklar (NEUTRONER). Dessa partiklar håller ihop kärnan. Förutom själva atomkärnan finns det ett nät av negativt laddade partiklar (ELEKTRONER) runt om atomkärnan. Detta kan liknas vid jordklotet och månen som snurrar runt det. Runt atomkärnan snurrar det olika många elektroner beroende på vilket grundämne atomen kommer ifrån. Det finns alltid lika många elektroner som protoner.

Ritningen G1.1 visar en Heliumatom (He). Denna atom består av två protoner, två neutroner och två elektroner.

Elektronerna kring kärnan i en atom kan till och med bestå av flera lager. Varje lager eller skikt av elektroner strävar efter att innehålla 8 elektroner. Med det är inte alltid det finns 8 elektroner i varje lager, som i Heliumatomen. Om det finns 8 elektroner i ett lager, så är inte atomen helt stabil.

ELEKTRONERNA KAN FLYTA I EN LEDARE

En metallstång är normalt elektriskt neutral. Men metallen är faktiskt så uppbyggd, att vissa elektronlager kan ha för lite eller för många elektroner. Dessa elektroner kan börja vandra i metallen.

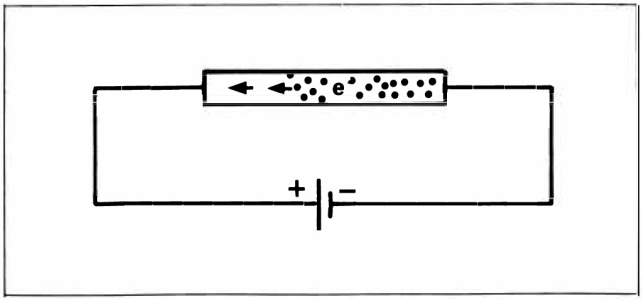


Fig. G1.2. Ansluts en ledare till en strömkälla, kommer elektronerna röra sig från negativ till positiv.

Om vi förbinder en ledningstråd med ett material som har ett underskott av elektroner (T.ex. ett batteri), kommer ledningstrådens lösa elektroner att »flyta» genom tråden och fylla ut de tomma platserna i materialet.

På samma sätt kan det sägas, att om vår tråd ansluts till ett material med för många elektroner, kommer dessa att »flyta» in i tråden och fylla ut de tomma platserna i elektronskikten. Denna laddningstransport kallas för med elektronikernas ord, att det flyter en ström.

Dessa elektroner går från överskott (–) till underskott (+). I praktiken säger man alltid att strömmen flyter från + till – vilket egentligen är fel, då elektronströmmen »flyter» andra hållet.

SNABB PÅVERKAN MEN LÅNGSAM VANDRING

Det är påvisat att elektronerna i sig själva endast förflyttar sig genom en ledare med ett par millimeter per sekund. Detta beror på att atomerna är så otroligt små. Trots att elektronerna själva rör sig med en otrolig hastighet mellan varje atomskal, är det många hopp som skall till innan den reella elektronhastigheten blir några millimeter per sekund. Men den inbördes elektronpåverkan mellan atomerna är så otroligt snabb, att om vi tar en elektron och "stoppar in den" i en 300.000 km lång ledning, tar det endast 1 sekund innan en annan elektron knuffas ut i andra ändan. Denna magiska hastighet kallas även för ljusets hastighet.

LEDNINGAR ÄR RÖR FÖR ELEKTRONER

Överallt inom elektroniken behövs det metaller för att leda elektroner till olika platser. Ett sådant bra och relativt billigt material är koppar. Kopparatomerna har många »fria» elektroner som lätt flyttar eller knuffas omkring.

Koppar används därför även som beläggning på kretskortsplattor som ledningstråd. Naturligtvis kan även silver och guld användas, men alla vet ju att dessa metaller är av det dyrare slaget. Rent silver är ett av de bästa ledningsmaterialen som finns.

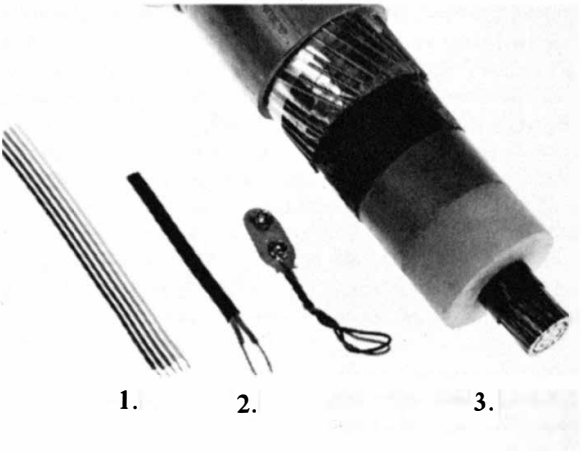


Fig. G1.3.
Ledningar består av en metall, som kan överföra elektroner mellan atomerna. Ofta är det isolation runt ledaren. Bilden visar ett antal olika ledningar. 1. Kopplingstråd. 2. PVC dubbelisolerad nätsladd. 3. Isolerad högspänningskabel för 72.500 volt från NKT.

Guld är konstigt nog sämre ledare än silver för elektroner. Guld används istället på kontaktytor, där det inte får uppstå oxidering m.m. Järn används inte, då det leder dåligt och rostar samt är svårt att löda på. Aluminium däremot leder fint men är också svårt att löda på samt korroderar lätt. Aluminium används inom elektroniken till inbyggnadslådor då det är lätt att bearbeta.

Tenn och bly är också metaller som används inom elektroniken. Dessa leder bra och har dessutom låga smälttemperaturer – typiskt 200 - 300 grader celsius. Av den anledningen används dessa metaller i LÖDTENN som en legering (blandning av metaller). Den normala blandningen är 60% tenn och 40% bly.

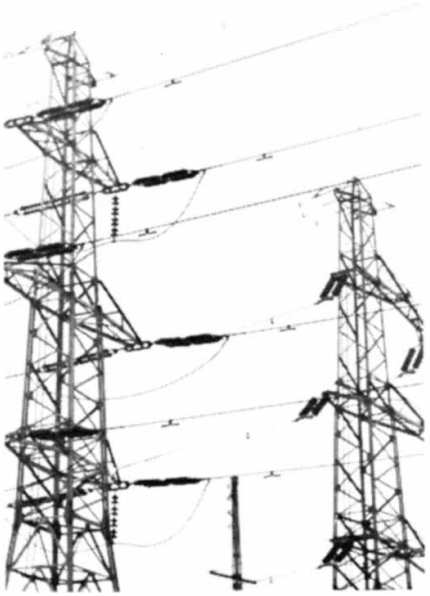


Fig. G1.4.
På högspänningsmasten är kopparledningarna upphängda med stort avstånd i luften, som fungerar som isolator.

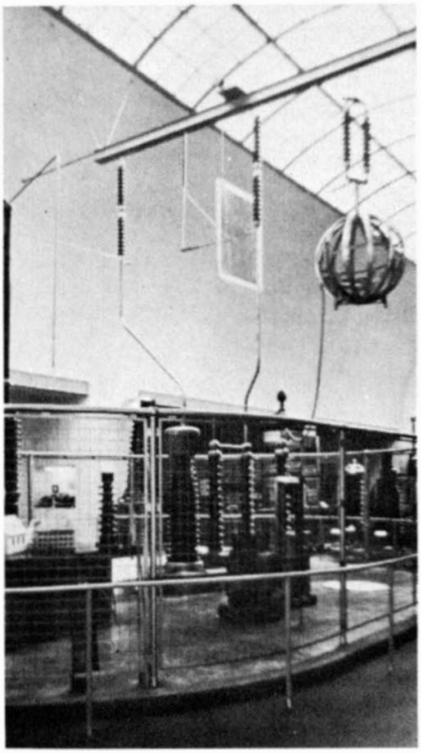


Fig. G1.5.
I Munchen finns ett tekniskt museum, där man kan demonstrera ljusbågar i luften. Med otroligt hög elektronpress (spänning) hoppar en elektronström utanför en glasskiva och träffar en så kallad Faradays bur – en metallnätkula som är upphängd i luften. Denna konstgjorda blixt ger en väldig smäll. Inne i kulan finns det plats för en människa. Det händer människan inget, därför att elektronerna träffat metallen först och blir där. Om elektronerna träffade människan först, skulle det medföra döden direkt.

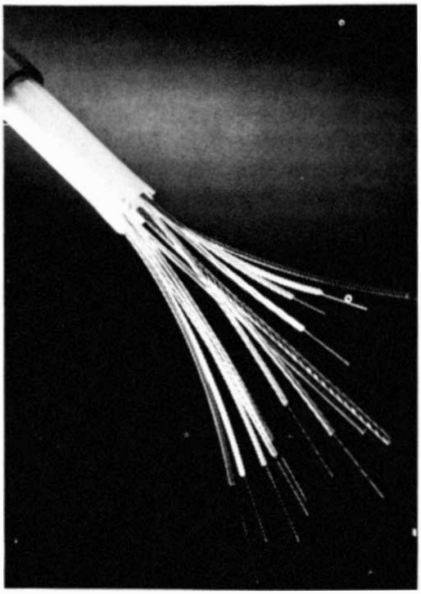


Fig. G1.6
Optokabel från NKT. I denna kabel överförs inte elektroner utan ljusvågor. Optokablarna öppnar nya vägar för radio, telefon och TV-signaler. Det är billiga alternativ till råvarukrävande kopparledningar.

ISOLATORER STOPPAR ELEKTRONERNA

Inom elektroniken skapas förbindelser mellan olika material med olika elektriska egenskaper. Alla material som används leder inte elektroner, utan vissa av dessa material isolerar helt elektronströmmar. Dessa material kallas för *isolatorer.*

Förr var det svårt att tillverka isolationsmaterial som helt kunde stoppa elektronerna. Glas och porslin var några av de bästa man kände till. Men det gick inte att skapa böjliga glasrör. Därför var som bekant landskapet längs vägarna fyllda med master med telefon- och elektricitetsledningar.

Varje mast hade isolatorer av glas eller porslin mellan varje ledning varvid dessa isolerades från varandra. Luften omkring ledningarna leder inte elektroner under normala omständigheter.

Avståndet mellan två ledande material för överslag är ca. 1mm per 1000V. Då förstår man att de stora kraftledningarna på 380 000 volt normalt inte kan ledas i isolerade ledningar under marken, utan måste hängas i de stora master vi ser runt omkring.

Numera finns det många utmärkta plaster som används till isolationsmaterial inom elektroniken. Dessa är flexibla (böjliga) och har flera andra goda egenskaper såsom temperaturtålighet, fuktokänslighet m.m.

Den vanligaste isolationsplasten som vi dagligen kommer i kontakt med i hemmen är PVC (Poly Vinyl Chlorid). PVC är ett förhållandevis billigt material men har den nackdelen att det inte tål för mycket värme. Teflon och nylon, som är dyrare tål höga temperaturer och brinner ej.

SAMMANFATTNING AV ELEKTRONTRANSPORTEN

En metallatom är uppbyggd med skal av fria elektroner. De fria elektronerna kan knuffas runt inne i metallen olika lätt beroende på metallens atomstruktur. Ju flera fria elektroner, desto bättre ledningsförmåga.

De isolerande materialen har inga fria elektroner. Skalen av elektroner innehåller 8 st. i de yttersta lagren.

Olika materials förmåga att leda värme och elektroner visas i följande uppställning:

Material	Ledningsförmåga	Användning
Silver	**Fantastiskt bra**	**Tunna lager på ledare**
Koppar	**Mycket bra**	**Alla slags ledare**
Aluminium	**Mycket bra**	**Kylflänsar/lådor**
Guld	**Bra**	**Tunna lager på kontakter**
Platina	**Bra**	**Tunna lager på kontakter**
Järn	**Ganska bra**	**Ytbehandlade lådor**
Vatten	**Någorlunda**	**Elektrolys**
Destillerat vatten	**Helt isolerande**	**Kemisk/tekniskt**
Fuktig luft	**God isolation**	**Högspänningsmaster**
Torr luft	**Helt isolerande**	
Oljeprodukter	**Helt isolerande**	**Transformatorer/kond**
Pertinax	**Helt isolerande**	**Kretskort**
Glasfiber	**Helt isolerande**	**Kretskort**

PVC	**Helt isolerande**	**Kabel och ledningar**
Kisel	**Halvledande**	**Transistorer**
Teflon	**Totalt isolerande**	**Ledningar**
Mylar	**Totalt isolerande**	**Isoleringsskivor**

Naturligtvis finns det många flera material inom elektroniken. Ett exempel är beryllium-kopparoxid, vilket är elektroniskt isolerande men leder värme bra. Detta ämne är mycket giftigt.

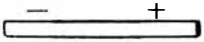
ANDRA ENERGILEDARE

I alla ledningar används elektronströmmen för överförande av energi. I högspänningsledningar är det fråga om mycket stora energier. Men energi kan även överföras som strålning i form av radiovågor eller ljus. Mänsklighetens största energikälla är ju som alla vet solen. Den utstrålar både radio- och ljusvågor som resultat av kärnenergiutveckling. Vid denna energiutveckling är det inte frågan om elektrontransport. Istället kan fenomenet jämföras med en sten som kastas i vatten. Den vågutbredning som då uppstår, tillverkas på samma sätt i solen.

Denna energiutbredning eller vågutbredning kan idag även »stoppas i en ledning». Denna typ av vågledare kallas för OPTO-kablar. OPTO-kablarna är enkelt förklarat ledningar av böjligt glas där ljuset med ljushastigheten kan föras vidare. Dessutom kan det på en mycket liten area överföras en mängd olika informationer med ljussignaler. OPTO-kablarna har vunnit mycket stor framgång inom telefon- och kommunikationsteknik.

G1 UPPGIFTER – ATOMENERGI

1. Vad består atomkärnan av?
– Elektroner . . . . . A ☐
– Protoner . . . . . .B ☐
– Annat . . . . . .C ☐

2. Vilken väg går en elektron i denna ledare? 

– Mot höger . . . . . A ☐
– Mot vänster . . . . . .B ☐

När du har svarat på uppgifterna – se i feed-back listan.

G2 - HALVLEDARE

Halvledare är egentligen inga halvledare. De ämnen som kallas för halvledare är egentligen mycket dåliga ledare. Den dåliga ledningsförmågan beror på att elektronerna inte sitter löst, utan de är bundna i banor kring kärnorna.

Om vi däremot blandar små mängder av vissa ämnen i en halvledare, leder den mycket bättre. Detta skall förklaras närmare, ty detta förhållande är grundstenen till halvledartekniken.

För att uppnå den största effekten vid blandningen av ämnena, måste halvledarmaterialet vara i form av en *kristall*. Kristaller känner vi från koksalt, socker och ädelstenar. Metaller är egentligen också uppbyggda av kristaller, men dessa är mycket små och oordnade.

Tar vi nu en kristall av germanium eller kisel och tittar på atomuppbyggnaden, ser vi att alla atomerna har 4 elektroner i det yttersta skalet. Skalen är förbundna med varandra med 2 elektroner. Elektronförbindelserna mellan de olika atomerna ger ett resultat av 8 elektroner till varje atom. Enligt föregående avsnitt så är en atom med 8 elektroner en dålig ledare. Därför kommer kristallen att vara en dålig ledare.

Som man kan se i fig. G2.1 och G2.2 har atomerna As (arsenik) och B (bor) 5 respektive 3 elektroner i det yttersta skalet.

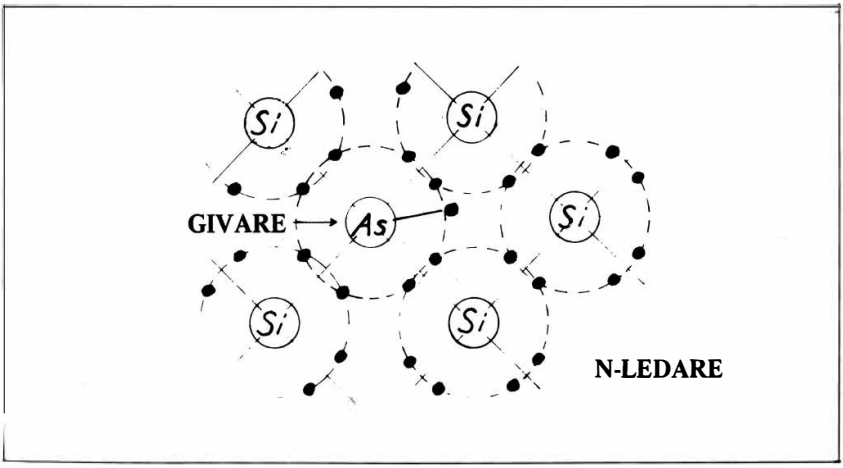


Fig. G2.1.

Varje kiselatom har 4 elektroner och delar 4 andra med grannatomerna. Materialet görs halvledande med en As-atom och det blir då en elektron i överskott. Materialet är ett N-material.

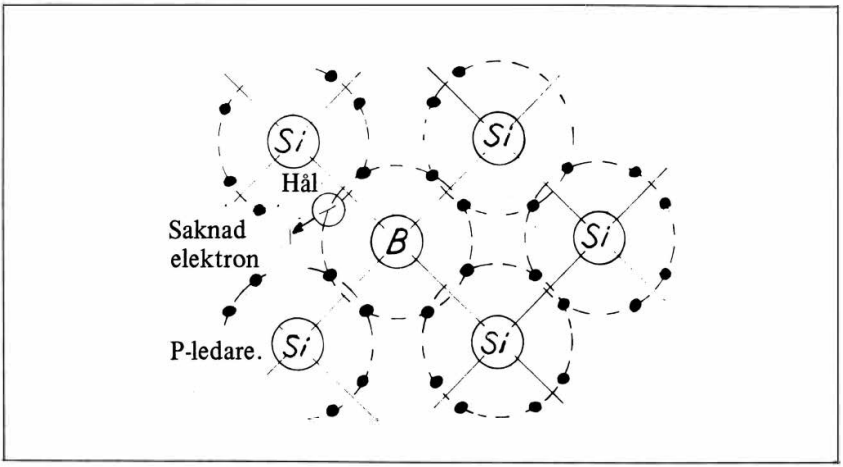


Fig. G2.2
Varje Si-atom är stabiliserad till 8 elektroner genom elektrondelning med grannatomerna. Materialet görs halvledande med en B-atom. Det bildas ett hål – och man har ett P-material.

I fig. G2.1 finns det 1 elektron för mycket. Denna elektron är fri och inte bunden till någon atom. En halvledarkristall med för många elektroner kallas för ett N-material. I fig. G2.2 visas en kiselkristall med inblandning av bor. Här fattas en elektron. Denna tomma plats i kristallstrukturen kallas för ett HÅL. En grannelektron kan flytta över till hålet som då flyttar på sig. Då hål flyttar sig är det brist på elektroner. Detta kan betraktas som en positiv laddning. Det går en positiv laddning i motsatt riktning av elektronens. En halvledarkristall med för lite elektroner kallas för ett P-material.
Av ovanstående kan det nu sägas:

En elektron kan inte existera fritt i P-material på samma sätt som ett hål heller inte kan finnas i ett N-material. I varje fall inte någon längre stund.

EN HELT REN KRISTALL

Halvledarmaterialen används i produktionen av dioder, transistorer och integrerade kretsar. Kristallmaterialen måste renas mycket noga innan de kan tillföras Bor eller Arsenik. En av reningsprocesserna för Germanium och Kisel är ZONSMÄLTNING som visas i fig. G2.3. En stång av materialet förs genom ett kraftigt växlande magnetfält. På detta sätt bringas hastigheten på elektronerna i magnetzonen upp till sådana hastigheter att materialet blir vitglödgat. Zonen glider långsamt längs materialstången och för med sig orenheterna. Efter ett par gånger så finns alla orenheter i stångens ena ände som skärs bort. Det rengjorda grundämnet kan nu kristalliseras eller skäras i tunna skivor som i fig. G2.4. Skivorna används sedan i produktionen av halvledare.

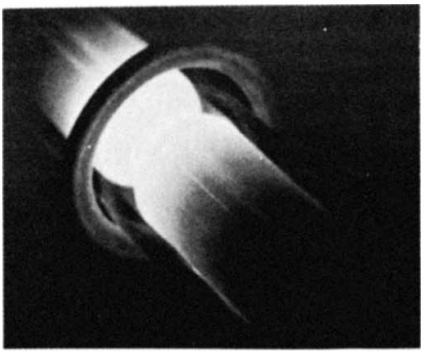


Fig. G2.3.
Grundämnet rensas först genom zon-smältning för att få bort alla orenheter. Därefter kan kristalluppbyggnaden ske i ångkammare, där man tillför Bor eller Arsenik atomer.

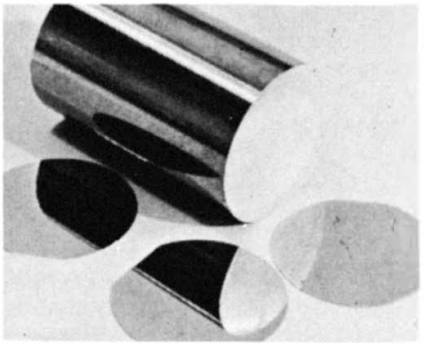


Fig. G2.4.
Grundämnet skärs i tunna skivor och är nu klart för påångning av kristalldopatomer.

SAMMANFATTNING

Vi vet nu att de halvledande materialen heter germanium och kisel. När dessa tillsätts med andra grundämnen blir resultatet ledande för negativ spänning eller positiv spänning beroende på vilket grundämne som används.

G2 UPPGIFTER – HALVLEDARE

1. Varför leder rent kisel dåligt, då förorenat kisel leder bra?
– Därför att elektronerna i rent kisel sitter fast bundna, medan orenheter skapar lösa elektroner eller hål . . . . . A ☐
– Därför orenheter vandrar och därmed leder elektricitet . . . . . B ☐

2. Varför kan elektroner inte existera fritt i ett P-material under längre stunder ?
– Därför att de blir tilldragna av N-materialet . . . . . A ☐
– Därför att de faller i ett hål . . . . . B ☐
– Därför att det inte finns plats för dem . . . . . C ☐

G3 - STRÖM & SPÄNNING

ELEKTRICITETEN ÄR URGAMMAL

Redan 600 år före vår tidsräkning kände grekerna till elektriciteten. De gamla grekerna observerade att bärnsten kunde dra till sig tygbitar, när de gneds mot kläderna. Bärnsten heter på grekiska *elektron* och den magiska kraften kallas naturligtvis då för elektricitet.

Det är den form av elektricitet som vi kallar för statisk. Den uppstår när t. ex. man går över en heltäckningsmatta med gummiskor. Resultatet visar sig med en gnista vid beröring av metallen på en vattenkran m.m.

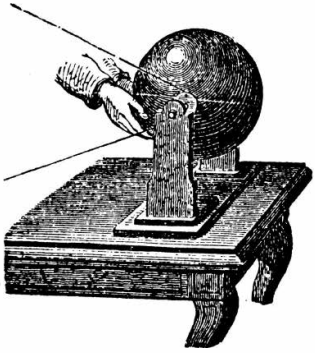


Fig.G3.1.
Otto von Guericke's enkla elektricitetsmaskin var uppbyggd med en gjuten svavelkula. När den roterade och blev vidrörd, bildades det elektricitet.

Först på 1700-talet upptäcktes grunden till vår moderna elektronik. Pionjärerna var många. Först påvisade William Gilbert på 1600-talet att många material var elektriska. Han sorterade materialen i elektriska och oelektriska. Tysken Otto von Guericke observerade elektrisk dragnings- och bortstötningskraft och konstruerade en elektricitetsmaskin. Detta var underhållning för dåtidens rika.

I början på 1700-talet fann engelsmannen Stephan Gray att det var skillnad på ledare och isolatorer och att metaller var ledare – de material som man tidigare trodde var oelektriska. Fransmannen Dufay upptäckte att det fanns två typer av elektrisk laddning, positiv och negativ. Han fann också att olika laddningar drog sig till varandra, medan lika laddningar stötte bort varandra.

Många fysiker gjorde experiment och noterade sina iakttagelser, men en del drog felaktiga slutsatser. Den italienske universitetsprofessorn Lugi Galvani upptäckte att när en muskel från en död groda vidrördes med olika metaller drogs den samman. Galvani trodde då att det fanns en djurisk elektricitet.

Det var landsmannen Alessandro Guiseppe Volta som upptäckte att förhållandet måste vara annorlunda. Det uppstod elektricitet vid beröringen av muskelvävnaden på den våta grodan med metallen. Han gjorde många försök med olika metaller och mellanlägg av vått papper, tyg- och läderstycken. Först då han i mitten på 1700-talet använde koppar- och zinkskivor ovanpå varandra med papper mellan, kunde han påvisa en konstant strömkälla. Volta byggde en stapel med flera celler ovanpå varandra. Strömmen som uppstod kallades för *galvanisk* efter kollegan Galvani. Begreppet galvanisk åtskillnad används fortfarande i dagens elektronik om kretsar som inte har direkt elektrisk förbindelse med varandra.



Fig. G3.2.
På 1600-talet blev elektricitetsmaskinerna adelns leksaker. En dåtida illustration visar en elektricitetsmaskin med svavelkula. När svavelkulan snabbt vreds runt, laddades mannen i mitten av bilden. Med svärdspetsen kunde han gnistantända brännvinet i skeden. Notera ritningens tekniska korrekthet. Mannen står i mitten på en isolerande platta.



Fig. G3.3.
Alessandro Guiseppe Volta - uppfinnare i slutet av 1700-talet, som uppfann Volta-stapeln, som ger kemisk elektricitet.



Fig. G3.4.
Volta stapeln från 1771 uppbyggd av skillingmynt Förmodligen en av de allra första i Danmark och byggd omkring år 1800, då Alessandro Volta var 55 år gammal. Klenoden finns på Danmarks Tekniska Museum i Helsingör.

År 1820 upptäckte dansken Hans Christian Ørsted – kanske tillfälligtvis – att strömmen från en voltastapel kunde påverka en magnetnåls utslag. Denna lilla upptäckt var revolutionerande. Nu kunde man bevisa förhållandet mellan två urgamla fenomen – elektriciteten och magnetismen. Ørsted, som hade varit professor vid Köpenhamns Universitet i fysik, skickade en kort rapport på latin till andra universitet. Därmed var han berömd och magnetisk fältstyrka benämns idag Ørsted.

Med utgångspunkt från Ørsteds upptäckter utarbetade den franske fysikern ANDRE MARIE AMPERE lagar för förhållandet mellan strömmens styrka och den magnetiska påverkan mellan två ledningar. Ampere blev hedrad med att hans namn blev måttenheten för elektrisk ström – ampere eller förkortat amp.



Fig. G3.5.
Dansken Hans Christian Ørsted upptäckte år 1820 förhållandet mellan strömmen i en ledning och magnetfältet – kanske var det en tillfällighet att han kom i närheten med en kompass.

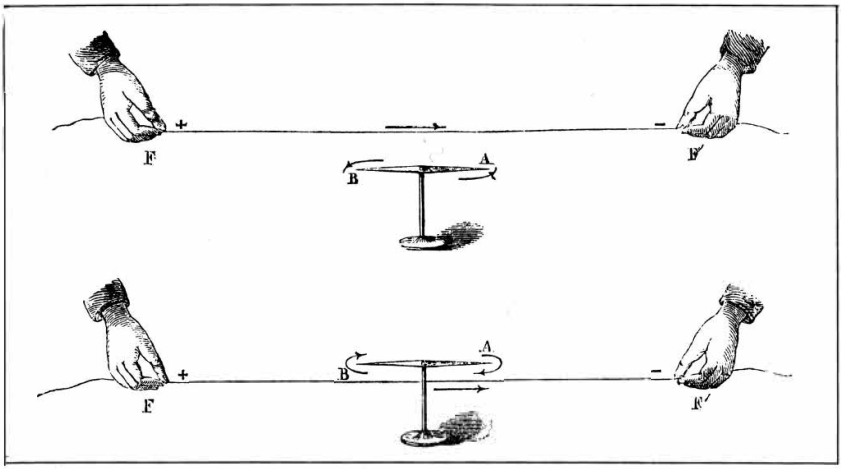


Fig. G3.6.
Ørsteds försök blev strax beskrivet och utskickad till alla universitet (på latin: Conflictus Electrici In Acum Magneticam). Strömmen i ledningen får magnetnålen till att röra sig bort från nord-syd visningen. När ledningen sänks under magnetnålen, vänds påverkningen och nålen vrids åt andra hållet. Det är föregångaren till alla elektromekaniska mätinstrument.

6 år efter Ørsteds upptäckt ställde den tyske forskararen *Georg Simon Ohm* upp sin lag för förhållandet mellan strömmen i en ledning och spänningen från voltastapeln.

Ohm's lag har blivit den viktigaste storhet vi har inom elektroniken. Ohm byggde även den fysiska referensenheten för motståndsvärdet 1 ohm.

1 ohm blev bestämt av det motstånd elektronerna möter i en kvicksilverstång (i ett glasrör), när stången är 106,3 cm lång och har massan 14,452 gram (i ett $1mm^2$ tjockt rör) vid temperaturen 0 grader celsius.



Fig. G3.7.
Den franske fysikern Andre Marie Ampere framställde de grundläggande lagarna om strömmens påverkan på magnetfältet. A. M. Ampere utarbetade även den första elektromagnetiska telegrafen men fick själv aldrig prova sitt system i praktiken.

Matematiskt påvisade Ohm att strömmen på 1 ampere vid spänningen 1 volt möter ett motstånd på 1 ohm. Han påvisade även att när spänningen ökas, stiger strömmen proportionellt i ett bestämt motstånd.

Vid samma tidsperiod forskade det engelska geniet Faraday med samma apparater som Ørsted. Men istället för att påföra ledningarna ström och se magnetnålens utslag, skapade han motsatt verkan. En kopparslinga rörde sig i ett magnetfält och skapade därmed elektricitet på ett helt annat sätt än Alessandro Voltas kemiska metod. Faraday byggde en roterande elektricitetsmaskin, den som vi idag kallar generator. Dessutom gjorde han även maskiner som hade motsatt verkan, tillfördes ström så rörde maskinen sig.

Detta är berättelsen om de viktigaste fysikerna, som för 150 år sedan skapade grunden för den moderna elektroniken.

TILLVERKNING AV ELEKTRICITET

Alessandro Volta framställde den kemiska elektriciteten som vi idag använder i batterier och Faraday tillverkade generatorn. Den idag så fantastiskt stora elförbrukningen är generatorenergi. Både kol, olja och atomenergi omvandlas till elektricitet med hjälp av generatorer. Batterier däremot används endast för lågspänningsändamål och till bärbara utrustningar.

I all tillverkning av elektricitet gäller det att skilja elektronerna från de atomer, de tidigare var bundna till. Att detta är den verkliga elektricitetstillverkningen blev klargjort först vid detta århundradets början, då atomteorierna utvecklades. När elektronerna hålls borta från atomkärnorna, kan de »hällas» ut i ledningar, lampor och motorer, där de förenar sig med andra atomer. En fin jämförelse är att jämföra elektriciteten i en ledning med vattnet i en vattentank. Det går att släppa ut vattnet med en kran. På samma sätt kan elektriciteten »släppas» ut med en kontakt.

STRÖM ÄR ELEKTRONTRANSPORT

Ström är benämningen på transport av elektroner. Strömstyrkan 1 ampere var i gamla dagar den elektrontransport (coulumb), som på 1 sekund utfällde 1,118 mg (mg=tusendels gram) silver från en silversked, nersänkt i en mättad lösning av silversalt. I modern tid har det upptäckts att 1 ampere motsvaras av transporten av 6×10^{18} (6000000000000000000) elektroner genom en ledning på 1 sekund. Det är inget litet tal. Vi kan ju jämföra det med att det i en ficklampslampa som drar 160 mA går genom 1 miljon-miljon-miljon elektroner varje sekund. Tänker vi oss att vi tar en ström på 1 pA (pico=10^{-12}), som är en av de minsta mätbara strömmarna, så går det fortfarande 6 miljoner elektroner genom ledningen varje sekund.

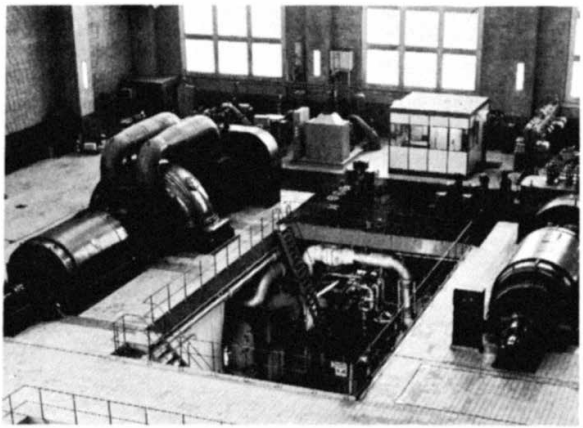


Fig. G3.8.
Den moderna ångturbinen drivs av gas, olja, kol eller atomkraft. Den drar en mycket kraftig generator uppbyggd efter Michael Faradays uppfinning.

SPÄNNING ÄR ELEKTRONTRYCK

Spänning är ett mått för den press det finns på elektronerna. En vattenbehållare som är fylld, kan avge vattnet under högt tryck. Ledes vattnet i en slang, kan det sedan spruta långt ut.

På samma sätt är det faktiskt med elektronerna. Finns det ett stort tryck på elektronerna, kommer de att hoppa mycket långt. En blixt kan »hoppa» flera kilometer vid gnidningen mellan luft och moln. Denna urladdning kan jämföras med en vattentunna som pumpas upp med vatten tills den sprängs. Spänningen 1 volt har försökts att definieras på många sätt ända sedan uppfinnandet av volta stapeln. Det byggdes många batterier med bestämda spänningar, dock inget med spänningen 1 volt. Numera kan man definiera spänningen med hjälp av ohms lag.

SPÄNNING KAN VARA FARLIG

En tryckbehållare med övertryck kan vara mycket farlig. Den kan explodera. Ett lätt slag med en hammare kan utlösa en katastrof.

Så är det även med elektrisk spänning. Kommer man för nära en högspänningsledning, kan strömmen av elektroner hoppa genom luften.

Även vår nätspänning 220 volt är farlig. Inte på så sätt att elektronerna kan hoppa över, utan beroende på att en människas kropp är en god ledare. Den ström av elektroner som i ett sådant fall går från kontakten genom kroppen och till jord genom t.ex. ett värmeelement, räcker till för att döda. Det är visserligen också beroende av genom vilka kroppsdelar elektronströmmen går. En strömstöt genom en hand är inte livsfarlig om personen i fråga är frisk och inte har hjärtbesvär.

SPÄNNINGEN ÄR I SIG SJÄLV INTE FARLIG

Spänningen är endast farlig om strömmen blir stor - ju högre motstånd, desto mindre ström. Vi kan åter likna det vid en vattenledning. Om vi sakta stänger en vattenkran, minskar vattenströmmen därför att *motståndet* i kranen ökar. Spänningen är fortfarande den samma. Trycket före kranen har inte minskat. Öppnar vi den, rusar ju vattnet ut igen.

På samma sätt är det med elektriciteten. Om vi vidrör ett batteri med 12 volts spänning är kroppens motstånd så högt, att det inte blir någon elektronström att tala om.

STRÖM OCH SPÄNNING ÄR BEROENDE AV VARANDRA

Som vi tidigare har gått genom, så var det en fysiker med namnet Georg Simon Ohm som definierade förhållandet mellan ström och spänning.

Hans teorier är grundläggande för hela elektroniken. Ohm's lag lyder:

$$\text{STRÖMMEN} = \frac{\text{SPÄNNINGEN}}{\text{MOTSTÅNDET}}, \text{ eller } I = \frac{U}{R}$$

Formeln säger att om spänningen blir högre, kommer strömmen att bli större. Eller om man så vill: Om man vid en fast spänning ökar motståndet, kommer strömmen att bli mindre.

$$\text{MOTSTÅNDET} = \frac{\text{SPÄNNINGEN}}{\text{STRÖMMEN}}, \text{ eller } R = \frac{U}{I} \text{ samt}$$

$$\text{SPÄNNINGEN} = \text{STRÖMMEN} \times \text{MOTSTÅNDET}, \text{ eller } U = I \times R$$

Fig.G3.9a.
Seriekoppling av batterier ger högre spänning. Varje separat batteris spänning skall adderas.

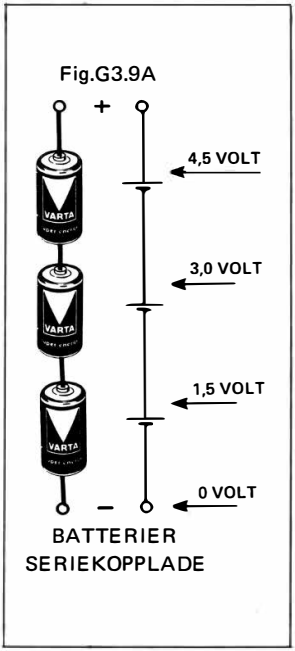
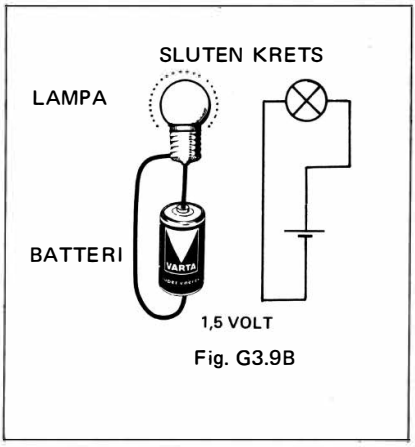
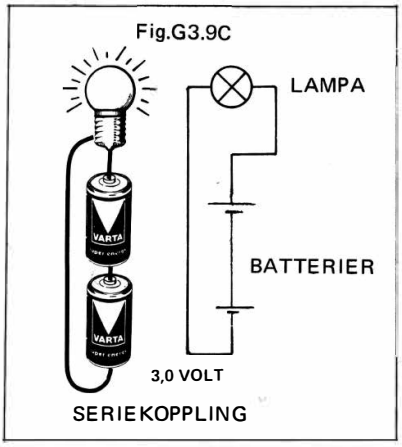


Fig. G3.9b.
Ansluts glödlampan till ett batteri, kommer den lysa svagt.

Fig G3.9c.
Ansluts det två batterier i serie, kommer samma glödlampa att lysa kraftigare.





BATTERIER I SERIE– ELLER PARALLELLKOPPLING

Det är viktigt att kunna skilja på serie eller parallellkoppling. Voltastapeln består av ett antal koppar- och zinkmynt med fuktigt papper mellan, varannat koppar och varannat zink. Denna stapel kallas för *seriekoppling*. Vid seriekoppling skall spänningen på varje cell eller batteri adderas.

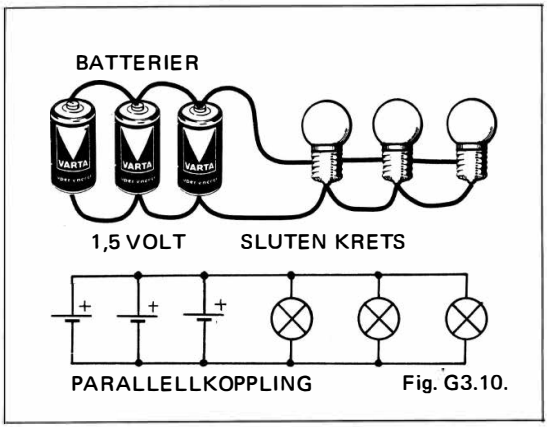


Fig. G3.10.
3 parallellkopplade batterier ger mer ström (benämns ofta kapacitet) och kan driva flera lampor. Spänningen ökas inte!

Summan är lika med den totala spänningen (se fig G3.9). Ansluts en lampa till ändarna, kommer den lysa kraftigare för varje batteri som seriekopplas.

Parallellkoppling ger däremot inte högre spänning. Med det går att ta ut en större ström. Tre parallellkopplade 1,5 volts batterier ger fortfarande 1,5 volt, men strömuttaget kan vara 3 ggr så stort.

SAMMANFATTNING

Vi har nu lärt att strömmen är en transport av elektroner. Strömmen mäts i ampere. Spänningen är trycket på elektronerna och mätes i volt.

Seriekoppling är att koppla t.ex. batterier efter varandra för att erhålla en högre spänning. Parallellkopplingen däremot ger samma spänning men möjlighet till större strömuttag.

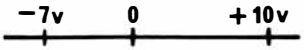
G3 UPPGIFTER – STRÖM OCH SPÄNNING

1. Om det flyter en ström av 6×10^{19} elektroner genom en ledning. Hur stor är strömmen?

– 1 Amp . . . . . A ☐
– 6 Amp . . . . . B ☐
– 10 Amp . . . . . C ☐

2. Hur stor ström, angiven i milliampere, representerar 6×10^{15} elektroner per sekund?

– 0,6 mA. . . . . A ☐
– 1,0 mA. . . . . B ☐
– 60 mA . . . . . C ☐



3. Vilken väg går elektronerna på ritningen?
– Mot noll . . . . . A ☐
– Från -7 till 10 . . . . . B ☐
– Bort från noll . . . . . C ☐
– Från 10 till -7 . . . . . D ☐

4. Tre batterier på vardera 450 V seriekopplas. Hur många kV är den totala spänningen?
– 1,35 kV . . . . . A ☐
– 4,50 kV . . . . . B ☐
– 0,135 kV . . . . . C ☐
– 0,45 kV . . . . . D ☐

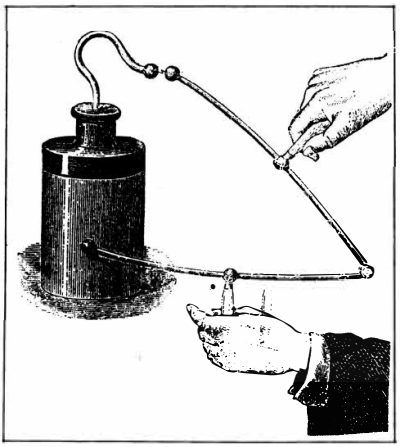
5. Hur många mA kan vi dra ur två parallellkopplade batterier på vardera 0,1 A, som i sin tur är parallellkopplade med ett batteri på 2 A? Batterierna är på samma spänning.
–2100 mA . . . . . A ☐
– 1200 mA . . . . . B ☐
– 2200 mA . . . . . C ☐
– 12000 mA . . . . . D ☐

G4 - KONDENSATORN

LEYDEN – EN STOR STAD PÅ 1500-TALET

Ett av Europas största universitet på 1500-talet låg i staden Leyden i Holland. Staden – med över 100.000 invånare – fick sitt universitet av grundaren Wilhem av Oranien år 1575. På universitetet sysslades det med elektricitet. Den statiska – det var den enda typen man kände till på den tiden. På universitetet i Leyden framställde okända forskare världens första riktiga kondensator – Leyden flaskan.

Leydenflaskan är en tunnväggig glasflaska med ett lager av metall på insidan och ett på utsidan. Flaskan kunde på något mystiskt vis lagra elektriciteten från en elektricitetsmaskin. Det klargjordes snabbt, att det fanns både positiv och negativ elektrisk laddning. En negativ och en positiv laddning drogs till varandra. Två positiva eller två negativa laddningar stöttes ifrån varandra.



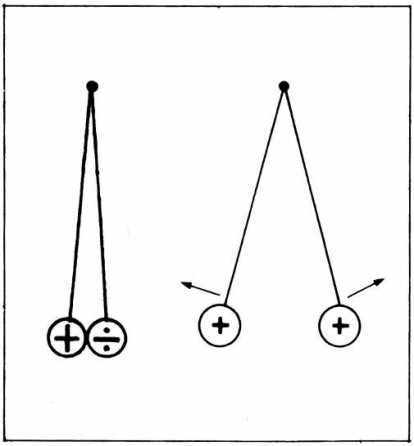
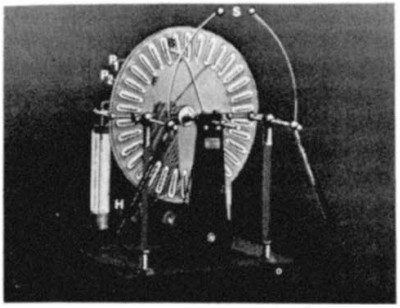


Fig.G4.1. vänster.
Leyden-flaskan var den första kondensatorn. Den tunnväggade flaskan hade ett metallager på insidan och utsidan. Flaskan kunde laddas med elektricitet och flyttas på till en annan plats, där man kunde urladda en elektrisk gnista.

Fig. G4.2 höger
Flädermärgskulor är lätta. Hängs de i trådar och laddas med samma polaritet, kommer de att stötas ifrån varandra. Är de neutrala eller har olika laddning, faller de ihop.



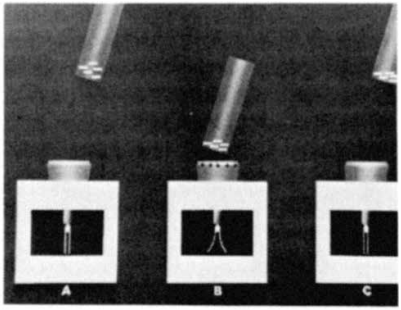


Fig G4.3 vänster
Elektricitetsmaskinen finns fortfarande i många fysiksalar. Den kan frambringa mycket höga spänningar och avge gnistor på flera centimeter. Det finns två Leyden-flaskor på maskinen som lagrar elektriciteten.

Fig. G4.4 höger
Elektroskop. På en metallstång är tunna blad påhäftade. När en elektrostatiskt uppladdad lackpinne närmas, kommer bladen slå ut, på samma sätt som flädermärgskulorna.

Att förhållandet är på detta vis bevisades med flädermärgskulor. När dessa "laddades" med elektricitet av samma polaritet och hängdes i tråden bredvid varandra, skiljdes de trots tyngdkraftens påverkan.

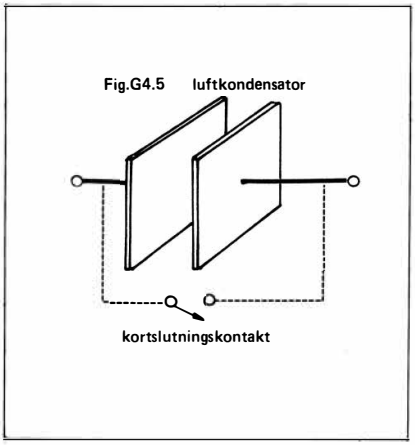
KONDENSATORN

När Leyden-flaskan var uppladdad, kunde den bäras runt och gnistspänningen användas där den behövdes. Principen för dagens kondensator med två plattor är densamma som den för Leyden-flaskan. När den ena plattan påförs en positiv spänning och den andra en negativ, kommer den elektrostatiska kraften mellan positiv och negativ elektrisk laddning att kvarhålla elektriciteten på plattorna tills elektronerna hittar en väg till förening med atomkärnor utan tillräckligt många elektroner i det yttersta skiktet. Detta kan man åstadkomma genom att t.ex. kortsluta plattorna med en bit ledningstråd. Man kom naturligtvis snabbt på, att kondensatorn inte kunde kvarhålla sin »laddning» under någon längre tid.

Ström flyter endast vid uppladdning eller urladdning av kondensatorn. Laddningstiden för en kondensator är mycket kort, vilket kan ses om en amperemeter seriekopplas med den. Utslaget är kraftigt och mycket kortvarigt.

DEN MODERNA KONDENSATORN

När kondensatorns funktion var klargjord, gjordes snabbt försök att öka kapaciteten. Det var redan klart, att Leyden-flaskan hade störst kapacitet, när den var stor och flaskan hade tunna väggar. Man började då att tillverka kondensatorer med flera väggar – som visas i fig. G4.6. Dessa hade större lagringsförmåga.



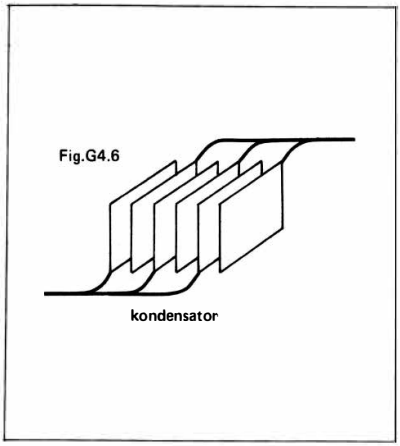


Fig G4.5 vänster
Skivkondensator. När det är underskott av elektroner på den ena plattan och överskott på den andra, kommer den elektrostatiska kraften att hålla kvar laddningarna. Först när plattorna eller skivorna förbinds med en ledning, kommer elektronerna hitta en enkel väg att förena sig med atomer, som saknar elektroner.

Fig. G4.6 höger
Sammankopplas flera skivor med lite mellanrum, ökas kapacitansen.

Det finns tre grundläggande faktorer för en kondensators *kapacitans.*

1) Plattornas storlek	**Stora plattor = stor kapacitans**
2) Plattornas avstånd	**Kort avstånd = stor kapacitans**
3) Plattornas isolationsavstånd	**Specialtyp = stor kapacitans**

Fysikern Coulomb uttryckte detta i följande lag omkring 1830.

Krafterna mellan plattorna är proportionell mot elektricitetsmängden och omvänt proportionell mot plattavståndet.

Fysikern Faraday fick uppkallat enheten för den elektriska kapacitansen i en kondensator efter sitt namn – *Farad*. Enheten 1 farad definieras som kapacitansen hos den kondensator som det kan tas ut 1 ampere ur under 1 sekund, när spänningen därvid sjunker 1 volt. Eller enkelt uttryckt:

En kondensator är på 1 Farad, när dess spänning faller 1 volt på 1 sekund med en ström på 1 ampere.

Fysikern Coulomb fick efter sitt namn, uppkallad enheten för elektricitetsmängd. Då förhållandet mellan elektricitetsmängd och tid har enheten ampere, kan Faradays lag reduceras med måttenheten coulomb till:

En kondensator är på 1 Farad, när dess spänning kan ökas med 1 volt vid tillförseln av elektricitetsmängden 1 coulomb.

Alla dessa fysiska lagar skall man inte låta sig förskräckas av. För elektronikamatören är dessa endast bruksartiklar som tas fram vid behov.

Det är däremot viktigt att känna till de olika storlekarna på värdena. En kondensator på 1 farad anses inom dagens elektronik vara fantastiskt stor. De storlekar på kondensatorer som används är mycket mindre. – Se tabellen.

mikrofarad = 1/1.000.000'dels farad = 10^{-6} farad = 1 uF
nanofarad = 1/1.000' dels mikrofarad = 10^{-9} farad = 1 nF
picofarad = 1/1.000'dels nanofarad = 10^{-12} farad = 1 pF

HUR STORA KONDENSATORER ANVÄNDS VAR ?

Kondensatorer används överallt inom elektroniken. De kvarhåller elektricitetsladdningar under kortare eller längre tidsperioder beroende på storlek. Kondensatorn spärrar för likspänning men släpper genom växelspänning. Kondensatorer i mikrofaradområdet används förslagsvis i likspänningsaggregat, där deras uppgift är att hålla uppe spänningar oberoende av belastning. Kondensatorer i nanofaradområdet används ofta inom lågfrekvensförstärkare m.m. Picofarad används inom högfrekvenselektroniken. T. ex mottagare, sändare m.m.

UR– OCH UPPLADDNING AV KONDENSATORER

En kondensator drar endast ström vid uppladdning eller urladdning. En kondensator kopplad enligt fig. G4.7 på 1000uF/16V kommer att, när spänningen tillkopplas – laddas. Lampan kommer att blinka till. Lampan kan endast lysa när det flyter elektroner genom kretsen.

Skiftas omkopplaren till urladdning, kommer batteriet att kopplas bort och kondensatorn kortslutas av lampan. Därvid kommer elektronerna fara runt i ledningen från den negativa till den positiva sidan av kondensatorn. Under den korta tid detta förlopp tar, kommer lampan att vara tänd. Förloppet upprepas genom att omkopplaren förs tillbaka igen.

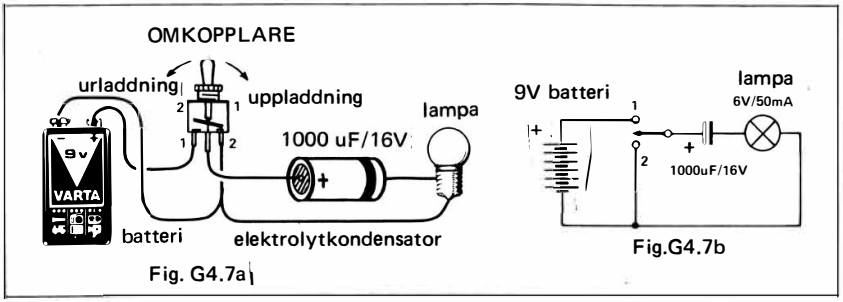


Fig G4.7.
Praktiskt försök med en stor elektrolytkondensator och en glödlampa. När strömmen sluts med omkopplaren i läge 1, kommer lampan att blinka till och kondensatorn laddas upp. Skiftas omkopplaren till läge 2, urladdas kondensatorn genom glödlampan med motsvarande blink. Kondensatorn har alltså magasinerat strömmen, på samma sätt som ett bilbatteri, med skillnaden att det här är mycket mindre elektricitetsmängd.

SAMMANFATTNING

Kapitlet om kondensatorn har lärt oss, att en kondensator kan »fyllas» med en mängd elektroner. Mängden är beroende av kondensatorns storlek. Kondensatorn kan sedan »tömmas» på sina elektroner. Slutligen – en kondensator leder endast växelström och ej likström.

G4 UPPGIFTER

1. En fritt hängande nyckel. Vilken storlek av kapacitans representerar den?

– Stor . . . . . A ☐
– Liten . . . . . B ☐
– Mellan . . . . . C ☐

G5 - SAMMANKOPPLING AV KONDENSATORER

SAMMANKOPPLING AV KONDENSATORER

I praktiken kan flera kondensatorer sammankopplas, antingen parallellt eller i serie. Detta ger en ny storlek på kapacitansen och även andra egenskaper, som vi i detta kapitel skall gå igenom.

PARALLELLKOPPLING AV KONDENSATORER

När kondensatorer parallellkopplas ökar kapacitansen. Detta upptäckte redan Coulomb som även har fastställt formlerna för serie- och parallellkoppling av kondensatorer.

Fig. G5.1. illustrerar vad som sker vid parallellkoppling. Två helt identiska kondensatorer kopplas samman bredvid varandra (parallellkopplas). Kapacitansen fördubblas. För elektronerna har det blivit dubbelt så mycket plats att fylla ut. Av detta kan följande slutsats dras:

Vid parallellkoppling av kondensatorer blir den totala kapacitansen lika med summan av de ingående kondensatorernas kapacitanser.

Matematiskt uttryckt blir det:

$$C_x = C_1 + C_2 + C_3 \ldots\ldots \text{osv.}$$

C_X betecknar här den totala kapacitansen. Parallellkoppling av kondensatorer används då man önskar en större kapacitans än vad som finns med standardkomponenter.

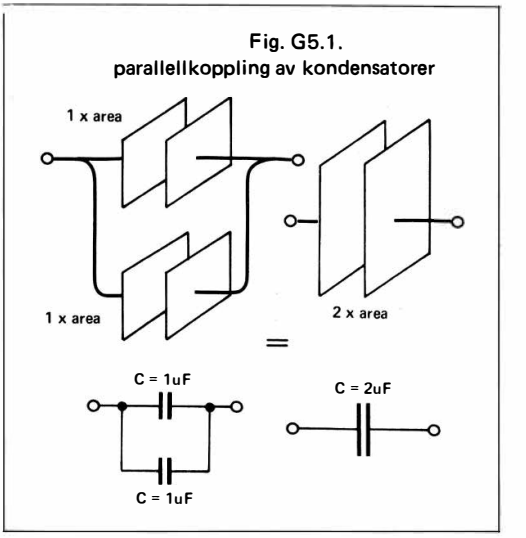


Fig. G5.1.
parallellkoppling av kondensatorer

Fig. G5.1.
Vid parallellkoppling av två kondensatorer med samma storlek, får man dubbla kapacitansen. Det beror på att plattornas areal fördubblas.

Fig. G5.2.
seriekoppling av kondensatorer

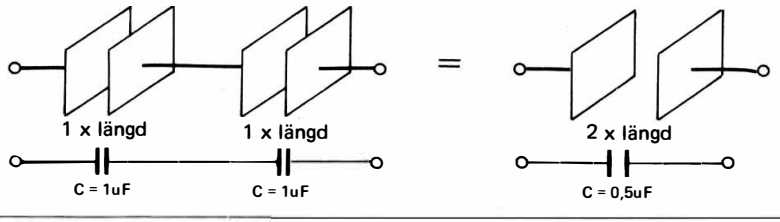


Fig. G5.2
Vid seriekoppling av två lika kondensatorer erhålls halva kapacitansen. Detta beroende på att plattornas reella avstånd fördubblas – då halveras kapacitansen

SERIEKOPPLING AV KONDENSATORER

Vid seriekoppling av kondensatorer, kommer kapacitansen att minska. Fig. G5.2 illustrerar seriekoppling av kondensatorer. Om vi t.ex. säger att avståndet mellan plattorna är 1 cm och att två dylika kondensatorer seriekopplas ser det ut för elektronerna som en kondensator med dubbelt så stort plattavstånd. Coulomb fick fram en formel även för detta:

Vid seriekoppling av kondensatorer, är den totala kapacitansen alltid mindre än den minsta kondensatorn.

Matematiskt blir det:

$$\frac{1}{C_x} = \frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2} + \frac{1}{C_3} + \ldots\ldots \text{osv.}$$

Det är lite svårare nu när vi skall räkna med bråkstreck. Seriekoppling av kondensatorer används när man skall ha en kondensator som tåler högre spänning. Kondensatorer tillverkas normalt med små mellanrum mellan plattorna. Därvid erhålls större kapacitans, men samtidigt lägre motståndskraft för överslagsspänningar. Varje kondensator påstämplas en spänning från fabrikanten. Överstiger spänningen detta värde, kan gnistor hoppa över och kondensatorn kortslutas. Genom att seriekoppla flera kondensatorer ökas det faktiska avståndet mellan plattorna och de sammankopplade kondensatorerna tål högre spänning. Spänningen på varje kondensator kan summeras vid seriekoppling.

STANDARD KONDENSATORER

Om du vid en konstruktion får fram ett kondensatorvärde på 6 uF, kan du inte gå in i en affär och köpa en kondensator på exakt 6 uF. Orsakerna är för det första att det av produktionstekniska skäl normalt inte finns kondensatorer med snävare tolerans (större noggrannhet) än 20 - 30%. Kondensatorer ,ed 1% tolerans är mycket dyra och finns inte som standard.

För det andra så är idag så gott som alla typer av komponenter internationellt standardiserade för att förenkla för kunder och tillverkare. Av dessa olika standardserier är den så kallade E12 serien den vanligaste.

E6:
1,0 1,5 2,2 3,3 4,7 6,8

E12:
1,0 1,2 1,5 1,8 2,2 2,7 3,3 3,9 4,7 5,6 6,8 8,2 . . . . . 10 . . . osv.

Namnet E12 anger att det skall finnas tolv värden i varje dekad, dvs mellan 1 och 10, 10 och 100 etc. Detta motsvarar hopp med 20% skillnad mellan varje värde i serien. Förutom E12 serien finns det E6, E24, E48 och även E96. De två sistnämnda kan dock inte sägas vara standardtyper.

STANDARDKONDENSATORER

Då det i många fall finns behov av stora kapacitanser, finns det en typ av kondensatorer som är elektrolytiska (med vätska inuti). Dessa kondensatorer måste polariseras – det vill säga – de måste vändas åt rätt håll. Vänds kondensatorn fel kortsluts den och kan till och med explodera om spänningen är hög.

Vanliga bipolära kondensatorer är ritade i scheman som två svarta tvärstreck. Elektrolytkondensatorerna är däremot ritade som ett svart block och ett som inte är ifyllt. Den »vita» fyrkanten motsvaras alltid av den positiva (+) sidan hos kondensatorn.

I fig. G5.3a visas en parallellkoppling av en vanlig och en elektrolytkondensator (polariserad). Denna typ av koppling finns i många konstruktioner. Elektrolytkondensatorn har ganska stor kapacitans och den vanliga kondensatorn har liten. Detta är *inte* en parallellkoppling för att öka kapacitansen. Varför då koppla kondensatorerna så? Jo, det är nämligen så att kondensatorerna har olika egenskaper beroende på typ och storlek.

Kondensatorerna leder ju endast växelström. Växelströmmen kan vara långsam (LF) eller snabb (HF). Normalt leder en kondensator bättre ju större den är och ju högre frekvensen är. Stora elektrolytkondensatorer har emellertid en viss induktans, som gör att de leder dåligt vid riktigt höga frekvenser. Därför parallellkopplas ofta en liten och en stor kondensator för att filtrera bort all växelspänning.

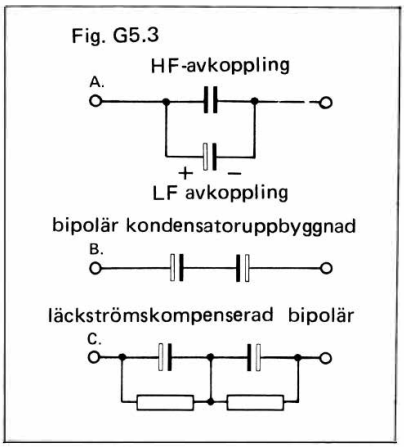


Fig. G5.3
Andra kondensatorkopplingar. A) Två olika kondensatorer kan användas om kondensatorerna har olika egenskaper. B) Seriekoppling av två polariserade elektrolytkondensatorer används, om man vill tillverka en »bipolär» inte polariserad kondensator. C) Med ett par 10 kohms motstånd utjämnas en sned elektronfördelning mellan kondensatorerna. Det kan vara nödvändigt, om kondensatorernas läckströmsmotstånd är olika

Fig. G5.3b visar seriekoppling av två polariserade kondensatorer. Detta är ett sätt att erhålla stora opolariserade kapacitanser. En sådan kapacitans används t.ex. i högtalarfilter.

Fig. G5.3c illustrerar ett filter där motståndens uppgift är att korrekt fördela elektronerna till varje kondensator. Om kondensatorerna har olika värden, skall motstånden ha samma förhållande.

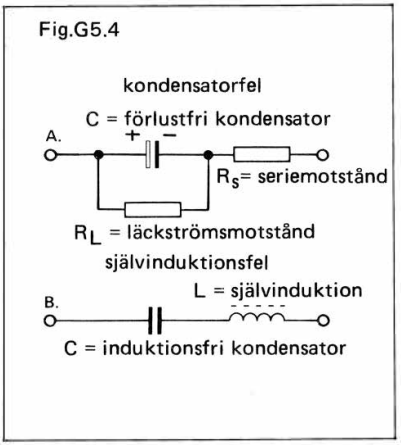
KONDENSATORNS FEL

För att kunna förstå detta avsnitt bör det finnas lite förkunskap om motstånd och spolar. (Se G11).

En kondensator är inte felfri. Det låter lite dramatiskt men är faktiskt sant. Felen hos en kondensator har oftast ingen betydelse, men det finns fall, där en konstruktion inte fungerar, för att kondensatorns fel inte har observerats.

Fig. G5.4a visar en kondensators naturliga felkällor, motstånden R_L och R_S. R_L är ett läckmotstånd, dvs ett motstånd som leder en liten likström förbi kondensatorn. Den perfekta kondensatorn leder inte likström, men i praktiken gör dessvärre alla kondensatorer det i större eller mindre utsträckning. En uppladdad kondensator håller inte kvar elektriciteten i all evighet. Den kommer i loppet av minuter, timmar, dagar eller till och med år att urladdas. Bra kondensatorer urladdas långsamt. Dåliga kondensatorer urladdas på ett par sekunder. I elektroniska kretsar där en kondensator används för tidskonstanter, kommer läck-strömmen att skapa problem. Tänk på detta vid konstruktion av så kallade TIMER–KRETSAR. Läckmotståndet i en kondensator kan vara från 1 Mohm till 100-tals Mohm. Sämst är elektrolyterna med 1-10 Mohms läckmotstånd. Tantalkondensatorerna är bättre med 10 - 100 Mohm. Polyesterkondensatorer kan komma upp i flera tusen Mohm.

Fig. G5.4
Kondensatorns fel och ekvivalentschema A) R_L är ett läckströmsmotstånd från 1 kohm upp till flera hundra megaohm. R_S är ett seriemotstånd i ledningen i storleksordningen milliohm. B) Varje kondensator har en spole (induktans) i serie med sig. Därför kan den fungera som svängningskrets vid höga frekvenser.



R_S uppträder som ett motstånd i serie med kondensatorn. I bra kondensatorer är seriemotståndet mycket litet. Det är faktiskt så litet, att det endast består av resistansen i benen. I de flesta kondensatorer är motståndsvärdet mindre än 1 ohm, kanske till och med mindre än 1/1000 dels ohm.

Fig. G5.4b visar en annan felkomponent i en vanlig kondensator – en spole i serie med kondensatorn. Denna spole bildar tillsammans med kondensatorn en resonanskrets för en viss frekvens. Används felaktig typ av kondensator eller värde i högfrekventa kretsar, kan dessa börja självsvänga i stället för att ev. endast ge en förstärkt signal. T. ex. en antennförstärkare.

SAMMANFATTNING

Vid parallellkoppling av kondensatorer ökar kapacitansen, och blir summan av alla kondensatorers kapacitans. Vid seriekoppling blir kapacitansen mindre än den minsta kondensatorn – spänningståligheten blir lika med summan av spänningståligheten på varje kondensator.

G5 UPPGIFTER

1. Två kondensatorer på 0,5 uF parallellkopplas. Hur stor är den sammanlagda kapacitansen?
– 1 uF . . . . . A ☐
– 0,25 uF . . . . . B ☐
– 50 uF. . . . . C ☐

2. Du har ett antal kondensatorer på 1 nF. På viket sätt skall du koppla dessa för att erhålla en kapacitans på 333 pF?
– 2 st. parallellt . . . . . A ☐
– 3 st. i serie . . . . . B ☐
– 2 st. parallellt med 1 st i serie . . . . . C ☐

3. Hur stor total kapacitans erhålls med 2 parallellkopplade kondensatorer som är färgmärkta brun, svart, orange: (Se. Färgkoden – T2)?

– 50 nF . . . . . A ☐
– 2 nF . . . . . B ☐
– 20 nF . . . . . C ☐
– 5 nF . . . . . D ☐

4. Tre kondensatorer, färgmärkta brun, grön och röd, seriekopplas. Hur stor är kapacitansen?

– 1,5 nF . . . . . A ☐
– 500 pF . . . . . B ☐
– 5 nF . . . . . C ☐
– 4,5 nF . . . . . D ☐

G6 - KONDENSATORTYPER

KONDENSATORTYPER

Kondensatorer kan se mycket olika ut. Även de typer som finns att köpa idag ser mycket olika ut. Men funktionen är fortfarande samma hos alla typer av kondensatorer – att samla elektroner, spara dem för att sedan putta i väg dem igen.

Inom hobby och amatörelektroniken kommer man snabbt att lära sig 7 grundtyper.

1. Trimkondensatorer	(0 – 100 pF)
2. Vridkondensatorer	(0 – 500 pF)
3. Keramiska kondensatorer	(1 pF – 10.000 pF)
4. Polyesterkondensatorer	(10 nF – 2.000 nF)
5. Elektrolytkondensatorer	(1 uF – 10.000 uF)
6. Tantalkondensatorer	(0,1 uF – 100 uF)
7. Kapacitansdioder	(0 – 500 pF)

Dessutom finns det en mängd andra olika typer. De lite äldre läsarna kanske kommer ihåg oljekondensatorn, glimmer- och papperskondensatorn. De flesta av dessa försvann tillsammans med radiorören.

TRIMKONDENSATORER

Trimkondensatorer är små variabla kondensatorer, som ändrar kapacitans när ett par skivor skjuts in mellan varandra. Dessa kondensatorer finns mycket sällan i värden över 100 pF. Det vanligaste värdet är 20 pF. Trimkondensatorer används i radiomottagare till sammans med avstämda kretsar för ändring av mellanfrekvenser, oscillatorer och ingångssteg m.m. De flesta trimkondensatorer tål spänningar på omkring 100 volt. Trimkondensatorer kan normalt användas vid frekvenser på 200 - 400 MHz.

VRIDKONDENSATORER

Vridkondensatorerna användes mest förr i tiden i den så kallade röråldern. Alla elektronikintresserade har sett vridkondensatorerna i de stora gamla mottagarna. En massa skivor i olika sektioner som sköts in i varandra när stationsinställningsratten vreds. Vad däremot inte många vet, är att dessa gamla vridkondensatorer var tillverkade med stor mekanisk noggranhet. Dessa finmekaniska mästerverk skulle i dagens läge kosta mer än själva radion att tillverka.

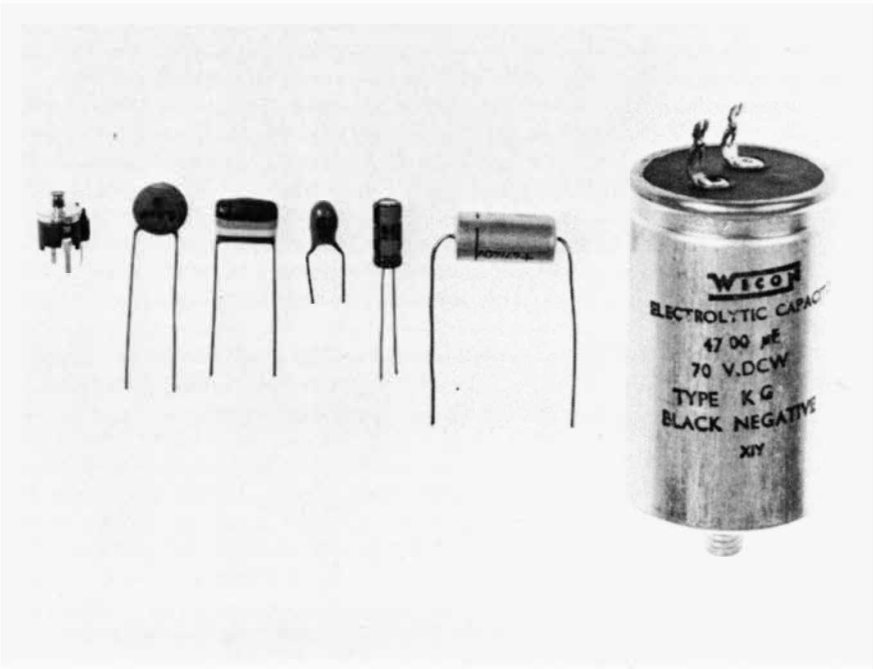


Fig. G6.1.
Olika kondensatortyper. Överst från vänster till höger:
1) trimkondensator, 2) keramisk skivkondensator, 3) polyesterkondensator, 4) tantalkondensator, 5) elektrolytkondensator - stående, 6) elektrolytkondensator liggande - axiella anslutningar och 7) stor elektrolytkondensator - bägare.

KERAMISKA KONDENSATORER

Keramiska kondensatorer är uppbyggda av två metallager på en skiva eller ett rör av keramik. Skivtypen är den vanligaste. Metallen fungerar dels som tilledning till kondensatorn och dels som kondensatorplattor. Keramikskivan fungerar som isolator och di-elektrikum. Ett di-elektrikum ökar kapacitansen hos kondensatorn. Hur stor denna ökning blir beror på materialet. Den keramiska kondensatorns kapacitans beror även på storleken på skivan och på dess tjocklek.

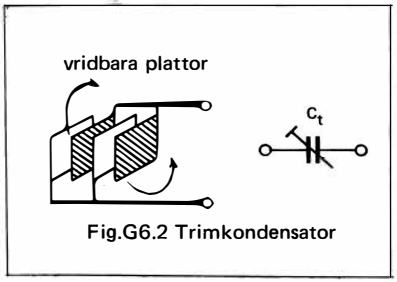


Fig.G6.2 Trimkondensator

Fig. G6.2.
Vrid och trimkondensatorer har luft och/eller polyesterfolie mellan plattorna. De rörliga plattorna vrids in mellan de andra och är anslutna via en släpkontakt.

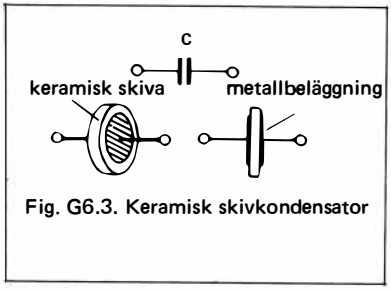


Fig. G6.3. Keramisk skivkondensator

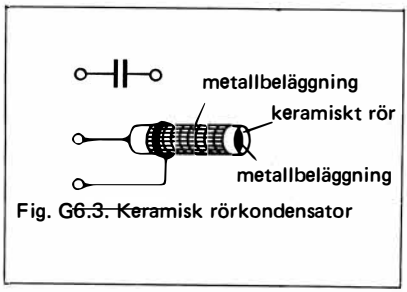


Fig. G6.3. Keramisk rörkondensator

Fig, G6.3.
Keramisk skiv- och rörkondensator.

De flesta keramiska kondensatorer är temperaturberoende. Detta betyder att de ändrar värde med temperaturen kring skivan. Det kan ha stor betydelse i en tongenerator, där tonhöjden kan ändra sig, t.ex. precis efter en lödning i apparaten. I sådana konstruktioner bör man istället använda polyesterkondensatorer. Dessa är mycket lite temperaturberoende.

POLYESTERKONDENSATORER

Polyesterkondensatorer är, som namnet säger, uppbyggda av polyesterfolie med en otroligt tunn metallbeläggning på ena sidan.

Två lager folie rullas ihop hårt och förses med tilledningar. Prova på skoj att dela på en foliekondensator – den innehåller flera meter tunn metallfolie.

Polyesterkondensatorn har mycket fina egenskaper. Temperaturstabiliteten är mycket god och den har mycket låg läckström. Dessutom tål den höga spänningar i båda riktningarna. Dessa fina egenskaper beror först och främst på polyesterfoliens fantastiska isolationsförmåga. När polyesterkondensatorn är sammanrullad och försedd med tilledningar, gjuts den in i plast, detta för att skydda mot mekaniska påverkningar och fukt.

Vissa polyesterkondensatorer är gjutna i ett vaxliknande material. Detta skyddsmaterial kan påverkas mekaniskt, så att kapacitansen ändras. T. ex. om man med en tång klämmer ihop kondensatorn.

En avart av polyesterkondensatorn är poly*styrol*kondensatorn. Styrolkondensatorn är en oinkapslad polyesterkondensator med (oftast) axiella tilledningar. Denna typ av kondensator används inte mycket nuförtiden, men kan ersätta keramiska kondensatorer när temperaturstabiliteten är en viktig faktor.

Polyesterkondensatorer är ofta färgmärkta – se avsnittet T2 om färgkoden.

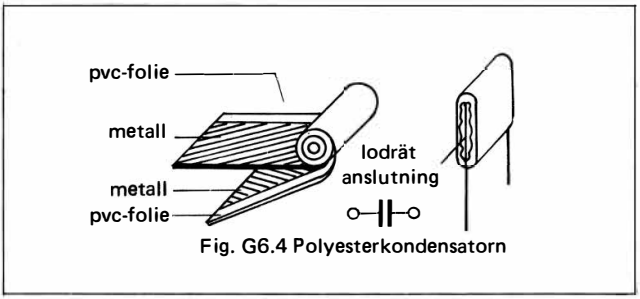


Fig. G6.4 Polyesterkondensatorn

Fig. G6.4 Polyesterkondensatorer viks ihop av ett par lager polyesterfolier med metallbeläggning.

ELEKTROLYTKONDENSATORER

Elektrolytkondensatorer är uppbyggda av sammanrullade lager med oxiderad metallfolie (normalt aluminium) och elektrolytbehandlat papper.

När aluminium oxiderar, bildas ett totalt isolerande lager överallt på metallen. Lagret är tunt och fungerar som isolator i kondensatorn. När kondensatorns isolation begränsas till det tunna lagret, kan kapacitansen ökas till mycket stora värden – typiskt 10.000 uF. Men det tunna oxidlagret kan lätt förstöras av för höga spänningar eller felaktig polaritet. Därför är en standard elektrolytkondensator alltid påstämplad polaritet och maximal spänning. Man skall alltid använda elektrolytkondensatorer på en lägre spänningsnivå än den påtryckta och inte felpolarisera dem. Bilden G6.6 visar vad som händer vid felpolarisering. Först blir den varm. Därefter börjar vätskan i pappert att koka. När vätskan kokar avges ånga som höjer trycket i kondensatorn tills den slutligen exploderar.

Sker denna explosion på ett kretskort i en elektronikkonstruktion, kommer elektrolytvätskan spridas ut över resterande komponenter. Detta kan få katastrofala följder, för elektrolytvätskan är strömförande. Vad detta i sin tur kan orsaka, är upp till var och en att tänka ut.

Om nu problemet har uppstått och vi har elektrolytvätska på ett kretskort, går det ibland att tvätta bort vätskan med såplösning. Efter tvättningen, måste kretskortet torka i flera timmar. OBS! Vissa komponenter tåler inte vatten. Omkopplare, strömbrytare, potentiometrar och högtalare får aldrig utsättas för vatten.

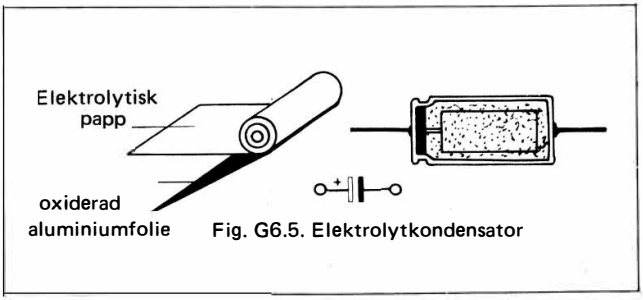
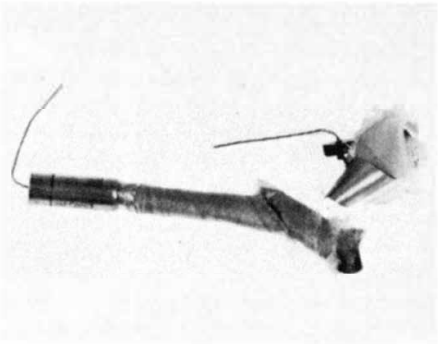


Fig. G6.5. Elektrolytkondensator

Fig. G6.5. Elektrolytkondensatorer rullas ihop av lager med oxiderad metallfolie och elektrolytfuktat papper. Rullen insluts i en tät behållare innehållande elektrolytvätska.

Fig. G6.6.
Elektrolytkondensatorer kan vid felaktig montering explodera.



Det finns speciella elektrolytkondensatorer med märkningen *bi-polar*. Dessa kondensatorer är till för växelspänning. De används för det mesta i högtalardelningsfilter, då högtalarsignalen är en växelspänning och det krävs höga kapacitansvärden.

Kom ihåg! Elektrolytkondensatorn kan lagra rätt mycket elektricitet. Det finns med andra ord beröringsfarliga kondensatorer. Speciellt otrevliga är de typer som används till spänningar på flera hundra volt. Dessa kan, om de är uppladdade, ge en mycket obehaglig upplevelse vid beröring.

TANTALKONDENSATORER

Tantalkondensatorer liknar mycket elektrolytkondensatorer. De är nämligen också polariserade. På samma sätt som elektrolytkondensatorerna tål inte tantalkondensatorer att felpolariseras eller för hög spänning. Storleksmässigt är tantalerna mindre än elektrolyterna. Kapacitansen är större i förhållande till storleken och framför allt, läckströmmen är mycket liten. Tantalkondensatorer används mycket ofta i tidsbestämmande kretsar, typ timers, svängningskretsar m.m. Men tantalkondensatorerna har inte bara fördelar. De är inte så seglivade som elektrolyterna. En elektrolyt tåler en kortvarig överbelastning utan att förstöras. Det gör inte tantalen. Felpolariseras den i ett mycket kort ögonblick, så blir den förstörd.

Tantalkondensatorerna är lätta att känna igen. De ser ut som små droppar med tilledningsben. Normalt är de märkta med ett plustecken. Om det inte är fallet, kan det vara bra att komma ihåg följande. Med benen rakt ner, är plusbenet det högra, sett från textsidan.

KAPACITANSDIODER

Alla kiseldioder har en kapacitans som varierar med spänningen över dioden i spärriktningen. Med spänning i spärriktningen på en diod, leder dioden ingen ström. Vanliga kiseldioder har en kapacitans på 4 - 8 pF vid 0 volt. Kapacitansen faller med stigande spänning till 1 pF eller mindre.

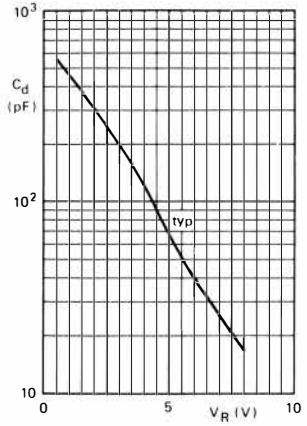


Fig. G6.7.
Kurvor över typiska FM och AM hyperabrupt kapacitansdioder. Kapacitansen visas som en funktion av spänningen i spärriktningen.

Kapacitansdioder har större kapacitansvärde och variation. Typiskt har FM-bands-kapacitansdioder en variation mellan 40 pF till 2-3 pF för en spänningsvariation mellan 0 till 25 volt. Det finns även kapacitansdioder som har en kapacitansvariation mellan 500 pF till 30-40 pF för en spänningsvariation mellan 1 – 10 volt. Kapacitansdioder kallas vanligtvis även för varactordioder eller vari-cap's.

SAMMANFATTNING

Kondensatorer kan se mycket olika ut. De största kapacitanserna uppnås med elektrolytkondensatorerna. Dessa måste polariseras riktigt. Keramiska kondensatorer är små och har liten kapacitans. Polyesterkondensatorer används vanligtvis inom lågfrekvensområdet och har en mycket fin temperaturstabilitet.

G6. UPPGIFTER – KONDENSATORER

1. Viken måttenhet används vid kondensatorer?
– Volt. . . . . A ☐
– m . . . . . B ☐
– Farad. . . . . C ☐
– Ampere . . . . . D ☐

2. En kondensator på 30.000 pF parallellkopplas med en kondensator på 2 nF. Hur stor blir den sammanlagda kapacitansen?
– 0,032 uF . . . . . A ☐
– 16.000 pF. . . . . B ☐
– 1,9 nF . . . . . C ☐
– 23 nF. . . . . D ☐

3. Hur många lager kan en kondensator bestå av, när den delas?
– 1 lager . . . . . A ☐
– 2 lager . . . . . B ☐
– 4 lager . . . . . C ☐
– 8 lager . . . . . D ☐

4. Finn färgkoderna för följande kondensatorer: 3.3 nF, 270 pF, 47 pF, 10 pF, 8.2 nF, 3.9 nF, 390 pF. Se i avsnitt T2, färgkoder. Lär dej färgkoderna och se om du kan hitta färgkoderna för ovanstående kondensatorer. För in antalet rätt under A,B eller C.
– 0 - 3 rätt . . . . . A ☐
– 4 - 5 rätt . . . . . B ☐
– 6 - 7 rätt . . . . . C ☐

5. En trimkondensator med en kapacitans mellan 3 till 30 pF parallellkopplas med en kondensator med färgkoden brun, röd, brun. Hur stor kapacitans kan uppnås?
– 2,8 - 23 pF . . . . . A ☐
– 213 - 240 pF . . . . . B ☐
– 123 - 150 pF . . . . . C ☐

G7 - MOTSTÅND

MOTSTÅND

Om man tänker på att Alessandro Volta byggde voltastapeln kring 1800 och att H.C.Ørsted upptäckte elektromagnetismen 1820, är det ganska konstigt att det skulle gå 6 år innan fysikern Georg Simon Ohm fann förhållandet mellan ström och spänning i en krets.

Kanske beror det på att det inte fanns något instrument att mäta strömmen med. 1826 ställde Ohm upp den elektriska lag, som vi idag vanligtvis kallar för OHM's lag.

$$\textbf{STRÖMSTYRKAN} = \frac{\textbf{SPÄNNINGEN}}{\textbf{MOTSTÅNDET}}$$ **eller mera illustrativt uttryckt,**

ELEKTRONMÄNGDEN per tidsenhet = ELEKTRONTRYCKET dividerat med det MOTSTÅND, som elektronerna möter på vägen genom kretsen.

Strömstyrkan mäts i ampere och anges i formler med I. Spänningen mäts i volt och benäms U. Motståndet anges i ohm och benäms R.

Av detta får vi en förkortad formel:

$$I = \frac{U}{R}$$

Fig. G7.1a-c visar motståndets funktion i olika fysiska kretsar. Hälls sand från spännen B genom tratten och röret R, kommer sanden att bromsas upp, därför att den stöter emot väggarna i röret. Sandtrycket kommer därför inte vara lika stort i röret.

Den elektriska jämförelsen är närliggande. Häller vi elektroner från batteriet B genom ledningen med trycket (spänningen) U, kommer elektronerna att gå genom motståndet R, där de bromsas. Elektronerna faller in i många andra elektroner, som de byter plats med. I och med detta, faller elektron trycket för att vara 0 efter motståndet. Nu samlas elektronerna upp av batteriet igen som pumpar runt dem ännu ett antal gånger. Vi kan säga att det flyter en ström av elektroner genom kretsen.

Fig. G7.1c visar en lampa istället för ett motstånd. Lampan är också en broms för elektroner. Lampan bromsar många elektroner så snabbt att lampan börjar glöda. På detta sätt har den kemiska energin i batteriet blivit omsatt till värme och ljus i lampan. Motstånden blir också uppvärmda när de bromsar elektroner. Detta fick engelsmannen James Watt till att göra en tilläggslag till OHM's lag. Lagen om omvandling av elektronbromsning till värme. Lagen säger:

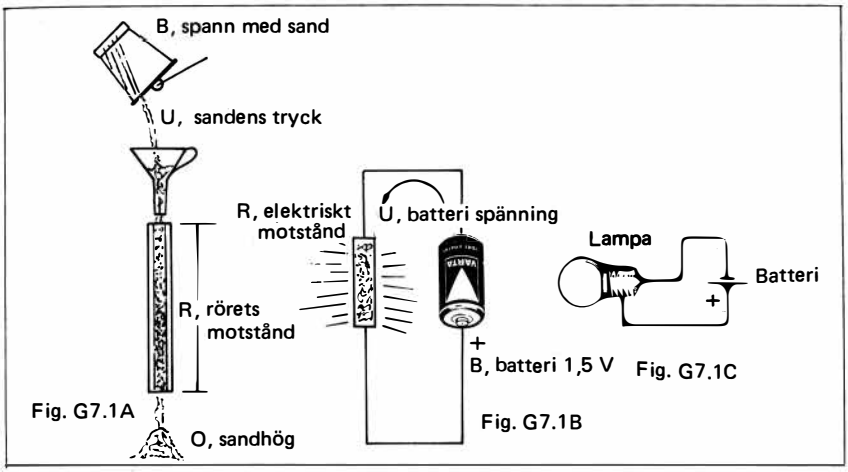


Fig. G7.1.
På illustrationerna a, b och c jämförs sand med elektroner. Från en spann B hälls sand med trycket U ner genom ett rör med motståndet R. I röret bromsas sanden, varvid det uppstår lite värmeenergi. Sand-kretsen sluts, när man fyller spannen med sand och häller den genom röret.
Illustrationen b visar detsamma med elektroner genom ett motstånd och c visar det med en glödlampa. När det hälls tillräckligt med elektroner genom glödtråden hos lampan, lyser den och avger värme.

EFFEKTEN = STRÖMMEN X SPÄNNINGEN, eller mera enkelt

VÄRMEEFFEKTEN = ELEKTRONMÄNGDEN per tidsenhet x ELEKTRONTRYCKET i en krets, som ger elektronerna motstånd.

Fortfarande mäts strömmen i ampere och betecknas I, medan spänningen mäts i volt och betecknas U. Effekten har naturligtvis benämningen Watt och betecknas P. Matematiskt kan nu formeln uttryckas:

$$P = I \times U$$

Beräkningen av effekten i en krets är viktig, om det skall finnas höga spänningar och stora strömmar. Motstånd finns i olika effektklasser. Det gäller att välja rätt effektklass så att inte motstånden brinner upp.

GRUNDENHETER

De elektriska enheterna passar tillsammans efter ett enhetssystem. Detta måste man beakta vid beräkningar. Elektriska storheter kan variera mycket.

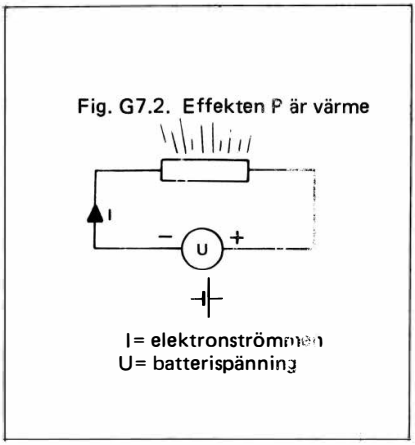


Fig. G7.2
Detta är en symbolisk beskrivning av en sluten krets med en spänningskälla U och ett motstånd R. Spänningen från batteriet ger en ström genom motståndet R. Då uppvärms motståndet lite med effekten P. Det är totalt beroende mellan de 4 fysiska storlekarna. Ger batteriet U större spänning, över motståndet, kommer det att flyta större ström genom det. Då ökar även effekten från motståndet - det blir varmare.

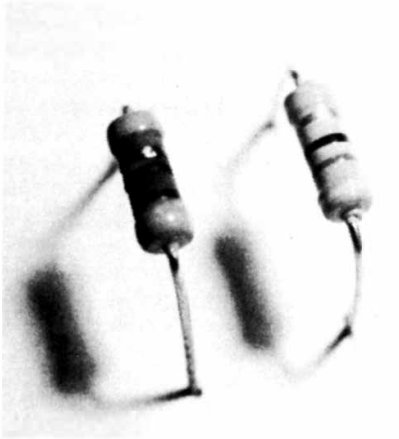


Fig. G7.3.
Om man inte tar hänsyn till värmeeffekten på ett förnuftigt sätt, kan ett vanligt motstånd brinna. Beroende av överbelastningens styrka, kommer motståndet först bli missfärgat, därefter ryker det för att slutligen börja brinna. Det brinner av och blir avbrutet för strömgenomgång.

De kan variera mellan 1.000.000.000 och 0,000.000.000.001. För att underlätta beräkningarna används prefix (förstavelser) till enheterna som är lätta att förkorta.

Låt oss först betrakta de elektriska grundenheterna. Vi tar ett motstånd på 1 ohm och ett batteri på 1 volt, enligt fig. G7.2. över ett motstånd på 1 ohm ger en ström på 1 ampere och värmeeffekten 1 watt.

$$I = \frac{U}{R} \qquad P = U \times I$$

Ökas batterispänningen från 1 till 2 volt, blir strömmen I på 2 ampere. Den nya strömmen sätts in i effektformeln och vi får en effekt på 2 watt. Låt oss ta ett exempel på beräkning av ett motstånd på 10 ohm med en batterispänning på 30 volt.

Strömmen blir då: $I = \frac{U}{R}$, $I = \frac{30 \text{ volt}}{10 \text{ ohm}} = 3$ **ampere**

Effekten kommer att bli:

P = U x I, P = 30 volt x 3 ampere = 90 watt.

Nu är de praktiska beräkningarna inte begränsade till hela tal i grundenheterna volt, ampere, ohm och watt. Dessa kommer nästan alltid att bytas ut mot mindre värden. Därför är det viktigt i formelberäkningarna att använda sammanhängande enheter. Avsnittet T1 visar beräkningar med bråkstreck och potenser.

De enheter som oftast kommer till användning inom elektroniken är:

För effekten (WATT)	Mega Watt = 1.000.000 W	förk. MW
	Kilo Watt = 1.000 W	förk. KW
	Watt = grundenhet	förk. W
	milli Watt = 0,001 W	förk. mW
	micro Watt = 0,000.001 W	förk. uW
För motstånd (OHM)	Giga Ohm = 1.000.000.000 ohm	förk. Gohm
	Mega Ohm = 1.000.000 ohm	förk. Mohm
	Kilo Ohm = 1.000 ohm	förk. Kohm
	Ohm = grundenhet	förk. ohm
	milli Ohm = 0,001 ohm	förk. mohm
För ström (AMPERE)	A = grundenhet	
	milli A = 0,001 A	förk. mA
	micro A = 0,000 001 A	förk. uA
För spänning (VOLT)	Kilo V = 1.000 V	förk. kV
	V = grundenhet	
	milli V = 0,001 V	förk. mV
	micro V = 0,000.001 V	förk. uV

Med en fickkalkylator blir talen G = 1EE9, M = 1EE6 och K = 1EE3 samt grundenheterna utan EE-exponent. Dessutom blir m = 1EE-3 och u = 1EE-6. Samt, vid beräkningar på små kondensatorer i nano- och pikofaradområdena. Nanofarad = 1EE-9 och pikofarad = 1EE-12.

Denna form av exponenträkning underlättar sifferbehandlingen avsevärt. Du kan ju själv tänka dej att räkna med storheterna 0.000 000 000 001 – 11 nollor efter komma. Det blir ganska svårt.

FÖRHÅLLANDET MELLAN DE 4 GRUNDENHETERNA

En förutsättning för att man ska kunna förstå vad som sker i en elektrisk krets är att man vet lite om de elektriska lagarna. Med kunskap om dessa kan man beräkna de elektriska storheterna och förstå dem.

Man kan alltid beräkna flera elektriska storheter om man känner till två. Mäts spänningen över ett motstånd och man känner till motståndsvärdet – ja då är det lätt att beräkna strömmen och värmeeffekten som avsätts i det.

Räknecirkeln i fig. G7.4 visar tillämpningen av Ohms lag vid likspänning. I den övre vänstra kvartscirkeln visas tre formler för effektberäkning. I den övre högra visas spänningsformlerna och i de två undre ström (I) respektive resistans (R). Vi skall prova formlerna med ett exempel.

EXEMPEL: En affärsman inom radiohandeln vill visa en kraftig förstärkare för kunderna. För detta ändamål använder han sig av en billampa med märkningen 12V och 55 W. Nu vill han mycket gärna veta om den 60 W förstärkare han skall demonstrera kan tåla belastningen. Förstärkarfabrikanten skriver i sina tekniska data, att förstärkaren inte tåler en belastning, lägre än 8 ohm.
FRÅGA: Hur stort är billampans motstånd?

Vi vet att enligt ohm's lag är motståndet R = U/I och effekten P = UxI. Med den första formeln kan vi beräkna lampans motstånd, när spänningen och strömmen känns. Men om vi endast känner spänningen, måste strömmen först beräknas.

$$R = \frac{U}{I} \qquad P = U \times I$$

Om vi vill ta reda på I, måste vi flytta runt lite i den andra formeln.

$$P = U \times I \quad \text{blir till} \quad I = \frac{P}{U},$$

och om vi betecknar U x U med U^2, förenklas formeln ytterligare till:

$$R = \frac{U}{I} \quad \text{blir till} \quad R = \frac{U}{\frac{P}{U}} \quad \text{eller} \quad R = \frac{U \times U}{P}$$

och om U x U är u^2, förenklas formeln ytterligare till:

$$R = \frac{U^2}{P}$$

Denna slutformel kan affärsmannen använda till beräkning av billampans inre resistans (motstånd).

$$R = \frac{12^2 \text{ volt}}{55 \text{ watt}} = \frac{144 \text{ volt}}{55 \text{ watt}} = 2{,}61 \ldots . \text{ ohm}$$

Nu har vi kommit fram till att lampan *inte* kan anslutas till förstärkarens högtalarutgång.

Detta exempel visar hur man genom att manipulera med formlerna kan bestämma alla de ingående storlekarna. Lampan var elektriskt beskriven med spänning och effekt, men affärsmannen ville veta den inre resistansen i lampan. I nästan all konstruktion av elektronik, kommer man att behöva

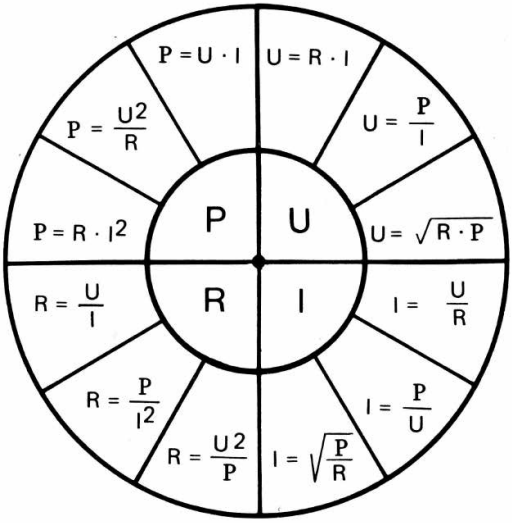


Fig. G7.4.
Räknecirkeln för ohms lag är ett viktigt hjälpmedel vid konstruktion av all elektronik. Om man känner två av de fyra storlekarna, kan alltid de två andra beräknas.

använda en eller flera kombinationer av formlerna. Om du inte kan lära dej dem utantill, bör du slå upp G7.4, när du skall göra beräkningar.

SAMMANFATTNING

Vi har nu lärt oss att motståndet har till funktion att bromsa elektronerna i en ledning. Dessutom vet vi vikten av de 4 olika grundformlernas användning. I nästa avsnitt skall vi gå genom hur sammankoppling av flera motstånd fungerar.

G7 UPPGIFTER – MOTSTÅND

1. Vi har ett motstånd på 10 ohm och önskar att skicka genom en ström på 0,1 Amp. Hur stor skall spänningen vara?
– 0,1 V . . . . . A ☐
– 1,0 V . . . . . B ☐
– 100 V . . . . . C ☐

2. Hur stor är strömmen i ett motstånd, när motståndsvärdet är 0,1 ohm och spänningen över är 10 V?
– 1 A . . . . . A ☐
– 0,1 A . . . . . B ☐
– 100 A . . . . . C ☐

3. Hur mycket spänning får vi ut av en grammofon pick-up, när strömmen är 10 uA genom ett motstånd på 47 kohm?

– 0,047 V . . . . . A ☐
– 470 mV . . . . . B ☐
– 210 mV . . . . . C ☐

4. Vi vill ha ett spänningsfall på 1,2 V över ett motstånd, där det går igenom en ström på 1 mA. Hur stort skall motståndet vara?

– 1,2 kohm . . . . . A ☐
– 820 ohm. . . . . B ☐
– 120 ohm. . . . . C ☐
– 8,2 kohm . . . . . D ☐

5. Vi vill mäta den effekt, som det kommer ut ur en förstärkare. Vi kan inte mäta direkt över högtalaren, därför att impedansen ändrar sig hela tiden. I stället använder vi oss av ett motstånd på 3,3 ohm. Över detta motstånd kan vår förstärkare ge en spänning på 15 volt AC utan att vi kan höra eller på ett oscilloskop se någon förvrängning. Vi använder formeln:

$$P = \frac{U^2}{R}$$

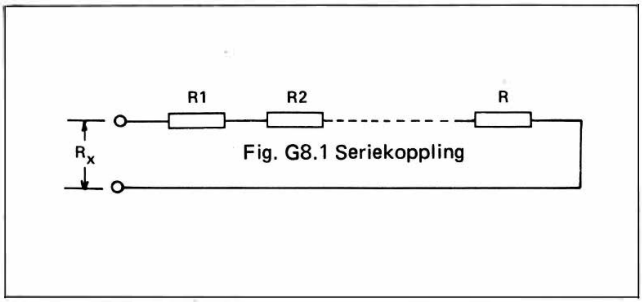
– 7 Watt . . . . . A ☐
– 70 Watt . . . . . B ☐
– 10 Watt . . . . . C ☐

G8 - SAMMANKOPPLING AV MOTSTÅND

SAMMANKOPPLING AV MOTSTÅND

Motstånd används överallt i elektroniska kretsar för att minska strömmar eller sänka spänningar. Två motstånd kan kopplas ihop på två sätt, antingen i serie eller parallellt. Seriekoppling är som ordet säger en koppling av motstånden efter varandra. Vid parallellkoppling kopplas motstånden naturligtvis bredvid varandra.

Fig. G8.1
En seriekoppling av motstånd ger alltid en total resistans, som är summan av varje enskild resistans.



SERIEKOPPLING

Om vi kopplar två eller flera motstånd efter varandra kallas detta för seriekoppling. Varje separat motstånd kommer att ge sitt bidrag till dämpningen av elektronströmmen. Då elektronerna går genom alla motstånden, kommer strömmen att vara densamma i vart och ett av dem.

Detta betyder inte att spänningarna över motstånden är lika. Detta är viktigt att förstå, när vi talar om *spänningsdelare*.

I seriekoppling av motstånd, är det totala motståndet lika med summan av alla motståndens värden. Formeln för detta ser ut enligt följande:

$$\mathbf{R_X = R1 + R2 + R3 + osv \ldots\ldots}$$

R_X är det totala motståndsvärdet eller resistansen som det egentligen kallas. För att demonstrera seriekopplingen bättre, tänker vi oss en julgransbelysning med många små glödlampor. Varje lampa har sin inre resistans. Den totala resistansen ger hela julgransbelysningens resistans för nätspänningen.

Ett exempel: Antag att vi har en julgransbelysning med 10 lampor. Varje lampa är på 22 volt och har en strömförbrukning på 0,1 amp. Resistansen för varje lampa är då enligt ohm's lag 220 ohm. Lägger vi ihop de 10 lampresistanserna 220 ohm får vi en total resistans på 2200 ohm.

$$\mathbf{R_X = 220 + 220 + 220 \ldots\ldots\ldots .220\ ohm = 2200\ ohm}$$

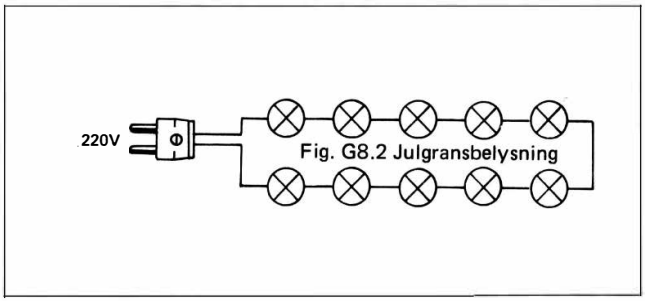


Fig. G8.2 Julgransbelysning är oftast kopplade i serie. Varje lampa är ett motstånd och den totala resistansen ger en bestämd ström och effekt.

Nu kan vi även beräkna hur mycket effekt julgransbelysningen kommer att förbruka:

$$P_x = \frac{U^2}{R_x} = \frac{220^2 \text{ volt}}{2.200 \text{ ohm}} = \frac{48.400 \text{ volt}}{2.200 \text{ ohm}} = 22 \text{ watt}$$

PARALLELLKOPPLING

När flera motstånd kopplas bredvid varandra kallas detta för parallellkoppling. Formeln för beräkning av den totala resistansen vid parallellkoppling är lite svårare att förstå:

$$\frac{1}{R_x} = \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3} \ldots . \text{ etc.}$$

Nu får vi allt tänka lite annorlunda. Varje motstånd i parallellkopplingen leder elektroner genom sig. Detta betyder att för varje nytt motstånd som läggs till parallellkopplingen får strömmen ytterligare en väg att gå, dvs den totala resistansen minskar. Om man parallellkopplar ett motstånd på 100 ohm med ett på 1 ohm, kommer strömmen att öka mer än 100 gånger. Därför gäller följande viktiga påstående vid parallellkoppling:

Den totala resistansen vid parallellkoppling är alltid mindre än det minsta motståndets resistans.

Om det endast finns två motstånd i parallellkopplingen, kan formeln förenklas till:

$$R_x = \frac{R_1 \times R_2}{R_1 + R_2}$$

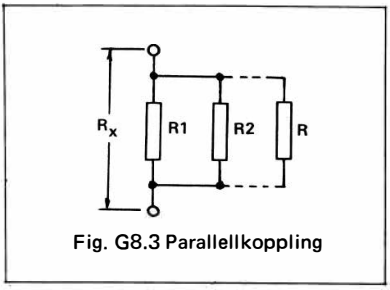


Fig. G8.3 Parallellkoppling

Fig. G8.3.
I en parallellkoppling är den resulterande resistansen alltid mindre än det minsta resistansen.

En spänningsdelare kan bestå av två seriekopplade motstånd. Strömmen genom spänningsdelaren ger upphov till spänningsfall över motstånden enligt Ohms lag. Spänningsdelare används mycket i elektroniska kretsar när den spänning någonstans är för hög och den önskade spänningen är lägre, t.ex. om vi med ett 9 volts batteri vill ta ut 1 volt. Se fig. G8.4 som illustrerar en spänningsdelare med två identiska motstånd med matningsspänningen 10 volt. Strömmen genom spänningsdelaren ger upphov till spänningsfall över motstånden enligt Ohms lag. Då motstånden är lika, kommer spänningsfallet att vara 5 volt över varje motstånd. Mellan spänningsdelarens mittpunkt och 0 volt finns nu en spänning på 5 volt, som vi kan använda. Vi har alltså halverat spänningen i spänningsdelaren.

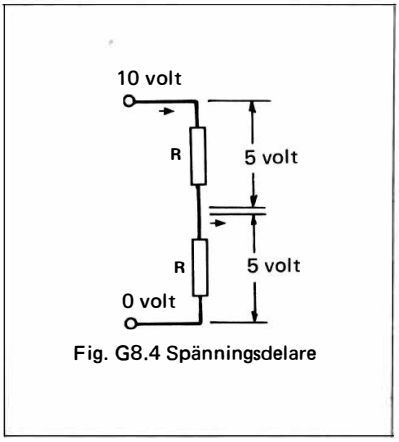


Fig. G8.4 Spänningsdelare

Fig. G8.4.
Två lika motstånd delar spänningen mellan sig med hälften över varje.

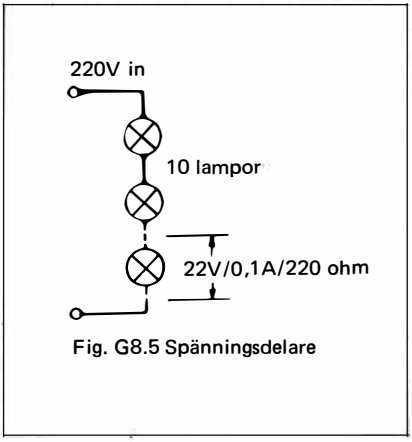


Fig. G8.5 Spänningsdelare

Fig. G8.5.
I julgransbelysningen kommer 10 lampor dela 220 volt nätspänningen till 22 volt över varje lampa.

På samma sätt är det med julgransbelysningen vi talade om i förra avsnittet. Kedjan består av 10 lampor, där varje lampas inre resistans är en del av en spänningsdelare. Ansluter vi 220 volt över hela kedjan, kommer spänningsfallet över varje lampa vara 22 volt, vilket är lampspänningen.

SPÄNNINGSDELAREN DELAR I ETT FÖRHÅLLANDE

När spänningarna i en spänningsdelare skall beräknas, måste man veta att de har samma inbördes förhållande som motstånden. Fig. G8.6 visar hur en spänning på 11 volt delas till 1 volt. Detta sker med följande beräkning:

$$\frac{R_1}{R_2} = \frac{U_1}{U_2}$$

R1 och R2 är spänningsdelaren och U1 och U2 de två spänningar som finns över motstånden. Vanligtvis är det utspänningen i delaren som är den sökta. Därför beräknar vi denna spänning.

$$\text{Utgångsspänningen } U_2 = U_{in} \times \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$

I exemplet i fig. G8.6. matas spänningsdelaren med 11 volt. Motstånden är 100 ohm och 10 ohm. Utspänningen blir 1 volt.

Vi kan även konstatera att en spänningsdelare med motståndsvärdena 10:1 ger 1/10 del av matningsspänningen ut. Det är egentligen inte helt riktigt, matematiskt sätt, 1/11 del skall det vara. Detta spelar dock ingen större roll i praktiken. Vi använder 11 volt i exemplet:

$$U_2 = 11 \text{ volt} \times \frac{10 \text{ ohm}}{10 \text{ ohm} + 10 \text{ ohm}} = 11 \text{ volt} \times \frac{10 \text{ ohm}}{110 \text{ ohm}} =$$

$$U_2 = 1 \text{ volt.}$$

SPÄNNINGSDELARE KAN LURAS

Spänningsdelare skall användas med omtanke. Det går inte att använda en spänningsdelare med två motstånd på 100 ohm , ansluta dem till 12 volt i en bil och tro, att det går att ansluta en bandspelare på 6 volt till mitten på spänningsdelaren.

Varför inte?

Jo! – Spänningsdelaren halverar spänningen om strömmen som tas ur den är liten. Men det det är inte strömförbrukningen hos bandspelaren. Strömmen varierar nämligen med volymen och vid spolning fram- och tillbaka.

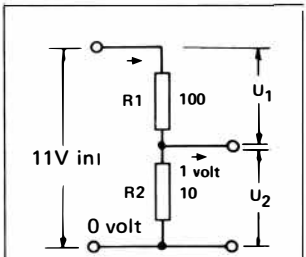


Fig. G8.6 Spänningsdelaren

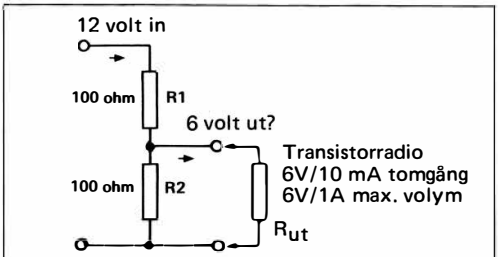


Fig. G8.7 Felbelastad spänningsdelare

Fig. G8.6.
I en spänningsdelare kan en hög spänning skickas in och en lägre tas ut. Utspänningen delas med förhållandet mellan den totala resistansen och utgångsmotståndet.

Fig. G8.7.
Ett gammalt ordspråk säger: Man lär av sina fel. Denna spänningsdelare belastas av en transistorradio på 6 volt. Drivspänningen är 12 volt från batteri. På grund av radions varierande inre resistans, varierar utspänningen mellan 0,6 och 5,5 volt. Därför kan en spänningsdelare inte användas i detta exempel.

Denna ändring av strömförbrukningen återspeglar sig i spänningsdelaren. Se fig. G8.7. Spänningsdelaren där består av 2 st 100 ohms motstånd, anslutna till ett 12 volt bilbatteri. Utspänningen från delaren är 6 volt. Vår bandspelare skall drivas med 6 volt. Vid låg volym, drar den 10 mA. Vid hög volym 1A. Detta är ganska rimliga värden för radio eller en bandspelare av portabel typ. Nu kan vi beräkna bandspelarens inre resistans:

$$\textbf{Tomgångsmotståndet } R_t = \frac{\text{6 volt}}{\text{0,01 ampere}} = \text{600 ohm}$$

$$\textbf{Max. belastningsmotståndet } R_f = \frac{\text{6 volt}}{\text{1 ampere}} = \text{6 ohm.}$$

Vår spänningsdelare har 2 st 100 ohms motstånd. När vi nu kopplar in vår bandspelare parallellt med det undre motståndet, kommer det totala motståndet här bli 100//600 ohm (// betyder "parallellt med") respektive 100//6 ohm. Resultatet blir då vid tomgång 85,7 ohm och vid max. volym 5,66 ohm. Nu byter vi ut det undre motståndet i vår beräkning av spänningsdelaren mot våra resultat.

$$U_{ut} = U_{in} \times \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$

Med 85,7 ohms motstånd och bandspelaren på låg volym får vi:

$$U_{ut} = \text{12 volt} \times \frac{\text{85,7 ohm}}{\text{100 ohm + 85,7 ohm}} = \text{5,48 volt}$$

Med bandspelaren på full volym blir spänningen:

$$\text{Uut} = 12 \text{ volt} \times \frac{5{,}66 \text{ ohm}}{100 \text{ ohm} + 5{,}66 \text{ ohm}} = 0{,}64 \text{ volt}$$

Vad som händer är ju klart. Bandspelaren får inte 6 volts matningsspänning. Spänningen kommer att variera mellan 0,64 och 5,5 volt. Det går naturligtvis inte.

Detta exempel visar att motståndet som skall belasta spänningsdelaren måste vara mycket större än motståndsvärdena i själva spänningsdelaren. Normalt säger man, att tvärströmmen i en spänningsdelare skall vara minst 10 ggr större än belastningsströmmen. Då kommer utspänningen att vara stabil inom 10%. Det betyder att för vår bandspelare, skulle strömmen genom motståndet i spänningsdelaren vara minst 10A. Det är ju orealistiskt med tanke på att förlusteffekten blir 120 watt.

POTENTIOMETERN ÄR OCKSÅ EN SPÄNNINGSDELARE

En potentiometer är en variabel spänningsdelare. Med potentiometern kan en variabel utspänning erhållas med en konstant inspänning.

Potentiometern består av en kolbana med en löpare som glider längs banan när axeln vrids. Matningsspänningen påförs vardera ände av kolbanan och utspänningen tas ut från löparen i mitten. Potentiometrar tål i allmänhet effektbelastning mycket lite. De används vanligtvis som spänningsdelare inom audiotekniken som volym-, bas- och diskantkontroller.

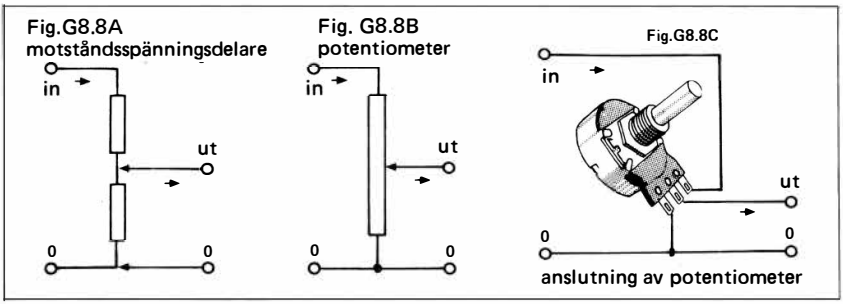


Fig. G8.8.
En potentiometer (uttalas: poten-sjometer) är en variabel spänningsdelare. Exemplen a, b och c visar skillnaden från teori till praktisk användning.

SAMMANFATTNING

I detta avsnitt har vi lärt oss att vid seriekoppling av motstånd är den totala resistansen lika med summan av alla motståndsvärdena. Parallellkoppling av motstånd ger en total resistans som är mindre än det minsta motståndets. Kom ihåg att det fungerar tvärt om hos kondensatorerna. Spänningsdelaren används för att sänka spänningar i de fall då belastningsströmmen är liten.

G8 UPPGIFTER – MOTSTÅND

1. Två motstånd seriekopplas. Ett på 5,6 kohm och ett på 12 kohm. Vad blir den totala resistansen?
– 3,9 kohm . . . . . A ☐
– 17,6 kohm . . . . . B ☐

2. Två motstånd på 100 ohm parallellkopplas. Vad blir den totala resistansen?
– 50 ohm . . . . . A ☐
– 200 ohm. . . . . B ☐

3. Hur stor är strömmen genom 2 parallellkopplade motstånd, när spänningen är 10 V över dem och deras resistans är 22 kohm ?
– 2,2 A . . . . . A ☐
–0,9 mA . . . . . B ☐
– 0.009 A . . . . . C ☐

4. Två motstånd parallellkopplas och ansluts till en spänningskälla på 4,5 V. Motstånden är på 1 kohm och 1,5 kohm. Hur stor blir strömmen ?
– 18 mA . . . . . A ☐
– 1,8 mA. . . . . B ☐
– 7,5 mA. . . . . C ☐

5. Drivspänningen är 7,5 V. Vi skall dra ner den till 3 V med en strömförbrukning på 10 uA. Hur stora skall motståndsvärdena vara?

R1	R2	
– 47 kohm. . . .	33 kohm	A ☐
– 470 kohm. . . .	330 kohm	B ☐

6. Förhållandet mellan R1 och R2 i en spänningsdelare är 1:4. Matningsspänningen är 10 V. Hur stor är utspänningen?
– 2 V . . . . . A ☐
– 2,5 V . . . . . B ☐

7. Vi skall dela en spänning i förhållandet 1:10. Vi vet inte spänningen, men vi vet att ingångsmotståndet till nästa steg är 50 kohm. Hur stora skall motstånden vara?

R1	R2	
– 470 kohm . . .	47 kohm	A ☐
– 47 kohm. . . .	4,7 kohm.	B ☐
– 47 kohm. . . .	5 kohm	C ☐

G9 - MOTSTÅNDSTYPER

MOTSTÅNDSTYPER

Motstånden används överallt inom elektroniken. Det finns motstånd av många olika slag. Vi delar för enkelhetens skull upp dem i tre grupper:

1) Fasta motstånd med konstant värde.
2) Variabla motstånd och potentiometrar.
3) Påverkningsbara motstånd.

De fasta motstånden är de som vi ser överallt på kretskort, oftast med färgringar som anger värdet. Variabla motstånd justeras med mekanisk eller elektrisk påverkan. De vanligaste variabla motstånden är potentiometrarna. De påverkningsbara motstånden är en specialtyp – de ändrar resistans beroende på påverkan av värme, fuktighet, temeratur, magnetism m.m.

FASTA MOTSTÅND

Inom gruppen fasta motstånd finns det även en hel del olika typer. Vi skall dock koncentrera oss på de vanligaste typerna, nämligen kol-, metallfilm- och trådlindade motstånd. Historiskt sett är de trådlindade typerna de äldsta.

TRÅDLINDADE MOTSTÅND

Redan då fysikern Ohm blev klar över förhållandet mellan strömmen i ett motstånd och spänningen över det, var han helt klar över, att motståndsegenskaperna var olika för olika material. Även materialets tjocklek och dess längd. Det var med andra ord rätt lätt att få fram olika motståndsvärden med långa trådar av metall. Snabbt upptäcktes det också att det gick fint att linda upp trådarna på spolar, så att med olika antal varv, erhölls olika motståndsvärden. I dagens trådlindade motstånd har dessa "spolar" förädlats med speciella metallegeringar. En sådan specialmetall för motstånd är *konstantan*. Denna speciallegering har, oberoende hur mycket den värms upp, alltid konstant resistans – nästan helt upp till den temperatur, där den smälter.

Trådlindade motstånd av konstantantråd används i kretsar med hög effekt. Dessa motstånd är ingjutna i ett keramiskt material för att ytterligare höja temperaturtåligheten.

Bilden G9.1. visar olika typer av trådlindade motstånd. Det största är på 50 W och 8 ohm, lindat på ett keramiskt rör. Motståndet används som konstbelastning för mätning av audioförstärkare. De andra motstånden är effektmotstånd på 5 respektive 2 W. De används oftast i små värden från 100 ohm ner till 0,1 ohm.

Fig. G9.1.
Trådlindade motstånd på 50 watt, 5 watt och 2 watt. Dessa motstånd lindas nästan alltid med konstantantråd.

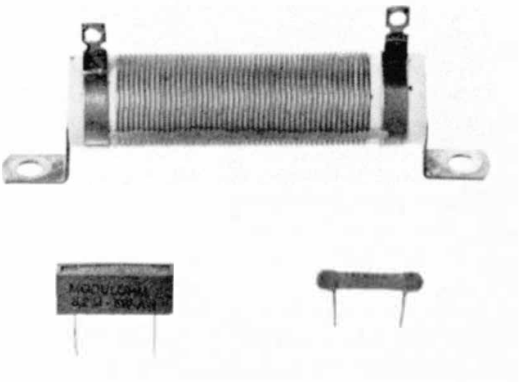
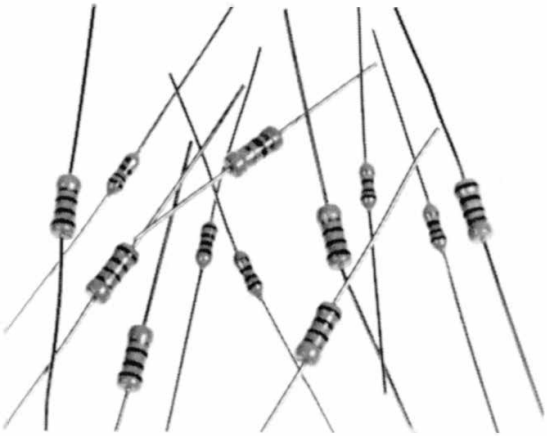


Fig. G9.2.
Kolmotstånd.



KOLMOTSTÅND

Först omkring 1920 kunde det tillverkas andra motstånd än trådlindade. Kol upptäcktes vara ett bra material att använda och de första kolmotstånden bestod av ett rör med hårdpackat kolpulver. Idag tillverkas kolmotstånden av små keramiska rör som utanpå har ett tunt lager kol. Över kolet finns ett isolerande lager av lack. I produktionen av kolmotstånd erhålls olika motståndsvärden med att man genom kollagret skär ett spår runt motståndet.

Spåret ser ut som en gänga. Ju tätare gänga, desto högre resistans. Denna skärprocess sker med hög hastighet i en helautomatisk maskin. Därför är kolmotstånden billiga.

Kolmotstånd är inte avsedda för höga effekter. Kolskiktet börjar helt enkelt brinna. För att förenkla märkningen av motståndsvärdet används i dag en internationell färgmärkning av de flesta kolmotstånd. Färgmärkningen består av färgade ringar runt motstånden.

FÄRGKODNING AV MOTSTÅND

Den stora fördelen med färgmärkta motstånd är, att värdet kan avläsas från alla sidor, oberoende åt vilket håll motståndet är vänt. Idag används siffermärkning nästan endast på specialmotstånd.

Tillverkarna upptäckte snabbt att det även var en fördel att använda ett visst avstånd mellan varje värde. Elektronikkonstruktioner har ju normalt inte behov för exakta värden. Tyskarna utarbetade DIN-normen för motstånd i tre serier. R5, R10 och R20. Som motsats skapade engelsmännen och amerikanarna IEC-normen, också den i tre serier, – E6, E12 och E24. Tanken bakom serierna är, att det i varje dekad (1-10, 10-100 etc) skall vara 40%, 20% respektive 10% mellan varje värde. Detta gör att varje motstånd maximalt avviker med (har en tolerans på) 20%, 10% respektive 5% från sitt normala värde. Det skulle ju vara lite tokigt att använda en serie som 1, 2, 3, 4, 5, 6, 7, 8, 9 och 0. Det betyder 100%'s hopp mellan de första värdena och 10% mellan de sista. Det skulle inte gå att få 10% noggrannhet på värdena 1 och 2.

E12-serien, som är den vanligaste, hoppar 20% mellan varje värde. Lägger vi till 20% till 1 ohm får vi 1,2 ohm. Sedan fortsätter värdena att öka med 20% i varje steg.

1.0 1.2 1.5 1.8 2.2 2.7 3.3 3.9 4.7 5.6 6.8 och 8.2

Därefter fortsätter värde-ökningen dekad för dekad. Fortsätter vi blir det:

10 12 15 18 22 27 33 39 47 56 68 82 ohm
100 120 150 180 220 270 330 390 470 560 680 820 ohm
1 1.2 1.5 1.8 2.2 2.7 3.3 3.9 4.7 5.6 6.8 8.2 kohm
10 12 15 18 22 27 33 39 47 56 68 82 kohm
100 120 150 180 220 270 330 390 470 560 680 820 kohm
1 1.2 1.5 1.8 2.2 2.7 3.3 3.9 4.7 5.6 6.8 8.2 10 mohm

Den sista raden är svår för fabrikanterna att tillverka. I serien över 1 Mohm används vanligtvis E6 serien.

1M 1.5M 2.2M 3.3M 4.7M 6.8M och 10M

Ovanstående värden markeras vanligtvis med färgringar. Det normala antalet färgringar på motstånd är 4. Tre ringar för vardet och den sista för toleransen. Färgerna avläses alltid mot toleransringen.

De två första ringarna anger rena tal och den tredje ringen anger antalet nollor efter talet. Detta är mera utförligt beskrivet i avsnittet T2.

Värdena för färgerna är följande:

Svart=0, brun=1, röd=2, orange=3, gul=4, grön=5, blå=6, violett=7 grå=8 och vit=9

Av detta kan vi utläsa att ett motstånd med färgmärkningen röd, violett, orange och guld har värdet 27.000 ohm eller 27 kohm. Guld betyder en felprocent på 5%. Se vidare avsnitt T2.

METALLFILMSMOTSTÅND

På samma sätt som kolmotstånd, tillverkas metallfilmsmotstånd på ett litet keramiskt rör. I stället för ett lager kol, på-ångas i vacuum en tunn hinna av nickel-krom. Därefter skärs på samma sätt som hos kolmotstånden en skåra genom filmen tills rätt resistans uppnås.

Metallfilmsmotstånd har mycket mindre egenbrus än kolmotstånd och de kan tillverkas med mycket snäv tolerans. Dessutom ändras resistansen ganska lite med omgivningstemperaturen. De flesta metallfilmsmotstånd är märkta med fyra färgringar. De tre första anger tal och den fjärde antal nollor. En eventuell 5:te ring anger toleransen. Denna femte ring har färgen brun (1%), röd(2%) eller grön (0,5%). Metallfilmsmotstånd tillverkas i finare serier enligt IEC-normen, E48 (2%), E96 (1%) eller E192 (0,5%).

Dessa motstånd är naturligtvis dyrare än kolmotstånden. Därför används de endast i de lägen, då egenbrus och noggrannhet är av betydelse, t.ex. vid känsliga mikrofonförförstärkare m.m. Ett av metallfilmsmotståndens vanligaste användningsområden är i mätinstrument, såsom universalinstrument.

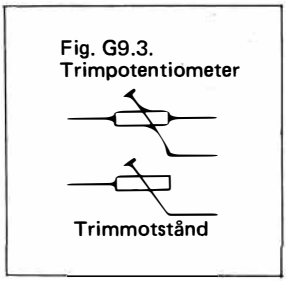


Fig. G9.3.
Ett trimmotstånd har två anslutningsben och en trimpotentiometer tre.

VARIABLA MOTSTÅND OCH POTENTIOMETRAR

De flesta elektroniska kretsar behöver någon form av justering. Det kan vara att variera någon ström eller spänning för att kretsen skall fungera så bra som möjligt. En viktig funktion för de variabla motstånden är att tjänstgöra som kontroller för elektroniken mot yttervärlden. Då som t. ex volymkontroll, bas- och diskantkontroll m.m.

TRIMMOTSTÅND & TRIMPOTENTIOMETRAR

Bilden G9.4 visar olika typer av trimpotentiometrar. Längst till höger finns en 10 varvs precisionstrimpotentiometer. De andra är vanliga trimpotentiometrar av olika storlekar.

De flesta trimpotentiometrarna har tre anslutningsben, ett i varje ända av kolbanan och ett anslutet till löparen som glider över kolbanan när trimmern justeras med en skruvmejsel. Det finns även trimpotentiometrar av metallfilm, men de vanligaste är av kol på en pertinaxskiva.



Fig. G9.4.
Trimpotentiometern längst till höger är en mångvarvig (10-20 varv) med snäckutväxling. Denna typ är mycket noggrann och stabil och kostar en hel del. De andra typerna på bilden är vanliga kolbans-trimpotentiometrar.

POTENTIOMETRAR

Potentiometrar är som tidigare beskrivet, förbindelselänkar mellan elektroniken och yttervärlden. De används där det finns behov för kontinuerlig justering, till exempel som volymkontroller eller bas- och diskantkontroller i en förstärkare eller för att reglera spänningen på ett nätaggregat.

I många fall kopplas två potentiometrar på samma axel. Dessa kallas för STEREO-potentiometrar och används som namnet sägs i stereoförstärkare.

Potentiometrarna finns med olika motståndsvärden och kurvor. Med en potentiometers motståndskurva menas med vilket förhållande till vridningen på en potentiometer, som resistansen ändras. En LINJÄR potentiometer ändrar resistansen hela tiden lika mycket, när axeln vrids.

En LOGARITMISK potentiometer reglerar lite i början och mycket i slutet av vridningen på axeln. De logaritmiska potentiometrarna används vanligtvis som volymkontroller i förstärkare. Det är nämligen så att vårt eget öra fungerar logaritmiskt. Används en LIN-potentiometer som volymkontroll, kommer även en liten vridning på axeln att ge en kraftig volymökning.

Fysikerna Fletcher och Munson utformade kurvorna för örats känslighet för olika frekvenser. De påvisade att känsligheten hos örat är störst för mellanregistertoner. Däremot bas- och diskanttoner påverkar inte örat så mycket. Detta orsakar fenomenet, att vid relativt hög volym uppfattas ljudet från en högtalare mycket fylligt och fint. Vid låg volym, däremot, blir ljudet tunt och klanglöst. Av denna orsak används potentiometrar i filter för bas- och diskantfilter som gör det möjligt att kontinuerligt kunna justera klangfärgen, beroende på volymen.

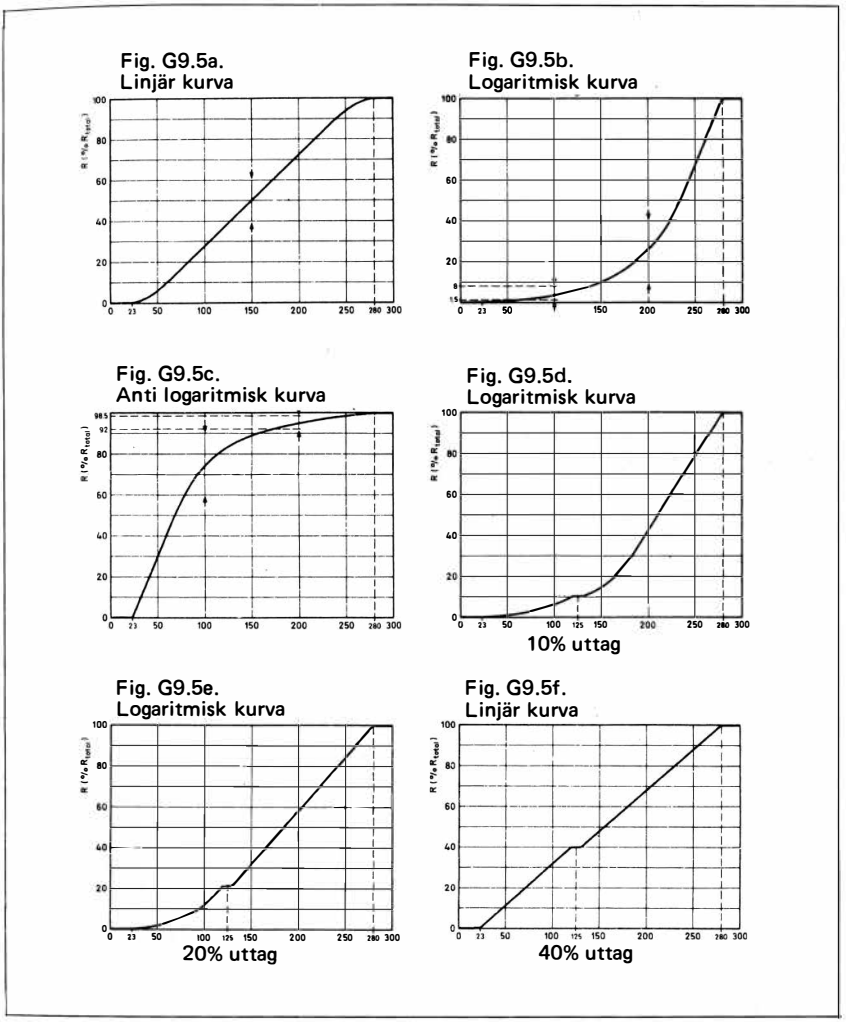


Fig. G9.5.
Här visas kurvorna för olika potentiometrar med eller utan fysiologiska uttag. a) LIN, b) höger LOG, c) vänster LOG, d) LOG med 10% uttag, e) LOG med 20% uttag och slutligen f) LIN med 40% uttag.

PÅVERKNINGSBARA MOTSTÅND

Normalt när vi talar om motstånd, tänker vi oss ett stabilt förhållande med avseende på temperaturskiftningar, fukt, ljus, kemisk och elektrisk påverkan. Trots detta finns det i dag ett antal olika typer av motstånd som just reagerar med ändring av resistansen vid sådan påverkan.

Motstånd som ändrar värde när t.ex. temperaturen ändras.

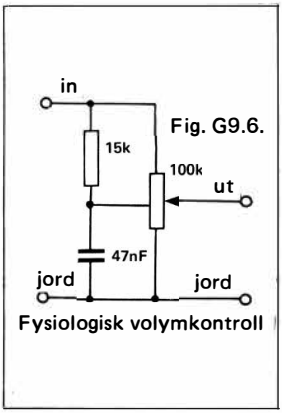


Fig. G9.6.

Fig. G9.6.
En fysiologisk volymkontroll är logaritmisk och höjer dessutom basen vid låg volym. Med en dylik kontroll, kan man upphäva den lite spetsiga klang, som erhålls när signalen dämpas. Funktionen kallas ofta "loudness".

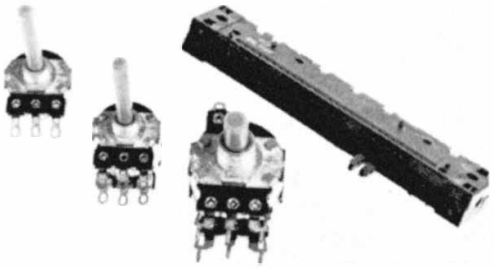


Fig. G9.7.
Två vridpotentiometrar med 4 mm och en med 6 mm axel samt en skjutpotentiometer.

Dessa typer av motstånd används vanligtvis i mätinstrument eller styrutrustning. Vi gör en tabell över de vanligaste typerna.

1) **NTC-motstånd** minskar resistansen när temperaturen höjs.

2) **PTC-motstånd** höjer resistansen när temperaturen höjs.

3) **VDR-motstånd** minskar resistansen vid en viss spänning över anslutningsbenen.

4) **LDR-motstånd** av CdS (Cadmium Sulfid), minskar resistansen med stigande ljuspåverkan.

5) **Katalytisk detektor** ändrar resistansen vid gas- eller rökpåverkan.

6) **Strain Gauges** ändrar resistans under påverkan av tryck eller drag.

NTC – MOTSTÅND

Det finns två typer av NTC-motstånd. Den ena typen ändrar resistansen vid temperaturskiftningar. Den andra typen av NTC-motstånd ändrar resistans som en funktion av den effekt som utvecklas vid strömgenomgång. Det finns även en tredje typ som har en inbyggd glödtråd för uppvärmning av NTC-motståndet.

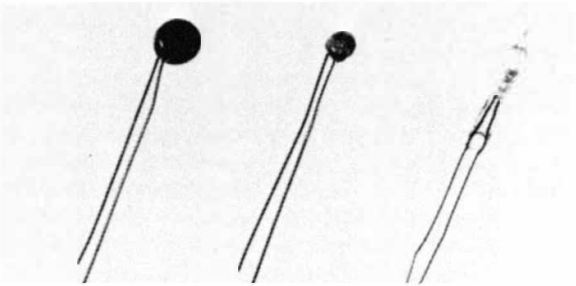


Fig. G9.8b

NTC-motstånd

Fig. G9.8a.
Skivformade NTC-motstånd för mätning av temperaturer samt R53 NTC-motstånd, som ändrar motstånd med tillförd effekt.

b. Ritningssymbol.

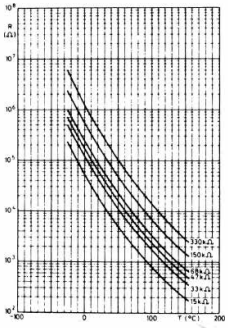


Fig. G9.9.
6 olika NTC-motstånds motståndsvärden vid olika temperaturer.

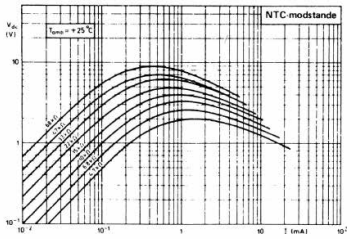
De vanligaste NTC-motstånden är skivformade med färgmärkning. Denna färgmärkning avser motståndsvärdet vid 20 grader Celsius. Diametern brukar vara 5 - 10 mm.

Vad används NTC-motstånd till? Jo, till att styra funktioner som skall vara värmeberoende. En vanlig användning är i effektförstärkare, där ett NTC-motstånd monteras på kylflänsen och kopplas till en krets som stryper effekttransistorerna när värmen blir för hög. Detta skyddar dessa mot överhettning. Ett annat användningsområde är temperaturreglering av en hembränningsapparat. Här är det mycket viktigt att hålla rätt temperatur. NTC-motståndet reglerar då via en styrkrets värmeplattan så att exakt rätt temperatur finns uppe i röret.

I fig. G9.8a finns det till höger en bild av ett NTC-motstånd i ett glasrör. Glasröret är lufttomt. Det gör att strömmen genom NTC'n ändrar resistansen. Denna typ av koppling används i återkopplingskretsen hos JK 03, där man erhåller en automatiskt reglering av utsignalen så att den hålls konstant. Denna typ av NTC-motstånd kan uppvärmas snabbt, vilket behövs för att kunna reglera t.ex. utsignalen från en IC-krets.

NTC-motstånd tillverkas av olika metaller. Grundmaterialet är järn, tillsatt med nickel, kobolt eller litium. Fig.G9.9 visar resistansen som funktion av temperaturen för olika NTC-motstånd. Fig.G9.10 visar vilken ström som skall skickas genom ett isolerat NTC-motstånd för att ett bestämt motståndsvärde skall uppnås.

Fig. G9.10.
8 olika effektberoende NTC motstånd. På kurvorna är motståndsvärdena angivna med variationer i ström och spänning. Ett fast motstånd skulle på ritningen ha varit en rät linje. NTC-funktionen börjar där kurvan börjar.



PTC – MOTSTÅND

Fig. G9.11 visar skillnaden mellan PTC- och NTC-motstånden vid varierande temperatur. För det första upptäcker vi att resistansändringen går åt motsatta håll. Resistansen minskar vid stigande temperatur hos NTC-motstånd. Resistansen ökar vid stigande temperatur hos PTC-motstånd. För det andra skiljer sig PTC-typen genom att endast ha en positiv temperaturkoefficient inom ett begränsat område. Utanför detta område är kofficienten noll eller negativ.

Fig. G9.11.
PTC-motstånden varieras mycket mer inom ett mindre temperaturområde än NTC motstånden. I gengäld, kan PTC motstånden endast användas i det specifierade området. Utanför detta område är temperaturkoefficienten negativ eller noll.

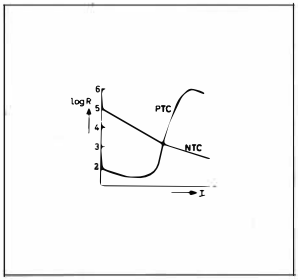


Fig. G9.11 NTC/PTC motstånd

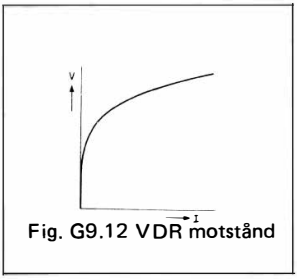


Fig. G9.12 VDR motstånd

Fig. G9.12.
Ett VDR motstånd får vid en bestämd spänning en brant fallande resistans. Av den anledningen används VDR-motstånd som gnistdämpare vid induktiva spänningar.

VDR – MOTSTÅND

VDR-motstånd har en minskande resistans vid stigande spänning.VDR-(Voltage Depentent Resistor) motstånd kallas även för Varistorer.

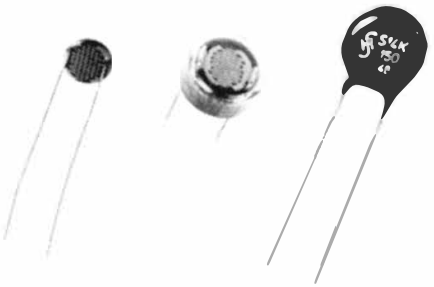
Läggs en låg spänning över ett VDR-motstånd, kommer endast en liten ström att flyta genom det. Ökas spänningen, kommer det att vid en viss bestämd spänning flyta en stor ström. Denna funktion används vid problem med överspänning eller gnistbildning. VDR-motstånd används med andra ord inte så ofta inom elektroniken. Fig. G9.12 visar förhållandet mellan spänning och ström för ett VDR-motstånd.

LDR – MOTSTÅND

LDR- (Light Dependent Resistor) motstånd är tillverkade av kadmiumsulfid (CdS). Detta material har den egenskapen att det leder ström mycket dåligt i mörker. Belyses däremot materialet, frigörs en mängd elektroner från sina ordinarie placeringar. I och med detta, faller resistansen drastiskt och materialet blir ledande. Bilden G9.13 visar två typer av LDR-motstånd och ett VDR-motstånd. Notera slingmönstret på LDR-motstånden. Fig. G9.14 visar förhållandet mellan ljus och resistans hos ett LDR-motstånd. Resistansen ändras nästan linjärt med ljusvariationen. Ju mer ljus, desto lägre resistans.

Fig. G9.15 visar den spektrala känsligheten för CdS - LDR-motståndet. Den högsta känsligheten finns i det röda ljuset.

Fig. G9.13.
Två olika LDR-motstånd och ett VDR motstånd. Notera slingermönstret som är typiskt för LDR-motstånd av CdS-typen.



En viss nackdel med CdS fotoceller är att de inte reagerar snabbt på ljusvariationer. Det tar förhållandevis lång tid att ändra resistansen. Variationshastigheten är ca. 200 kohm/1-2 sekunder. En CdS fotocell kan variera resistansen från 100 ohm till 10 Mohm. Tiden för en sådan variation är hela 50 sekunder. För snabbare förlopp används fototransistorer.

Fig. G9.14.
Ett LDR motstånd påverkas av ljus. Vid stigande belysning faller resistansen. Kurvan visar förhållandet mellan belysning i lux och resistansen i ohm.

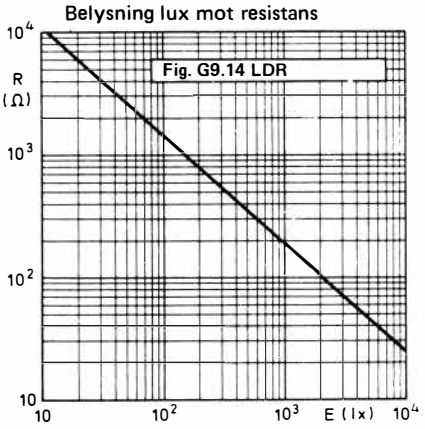


Fig. G9.15.
CdS cellen är mest rödkänslig på ca. 6800 Å.

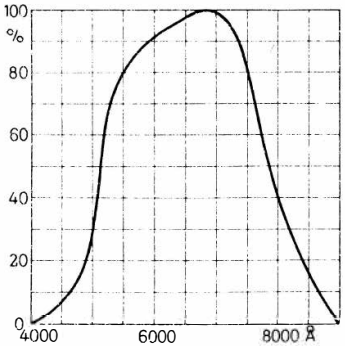


Fig G9.15 Spektral känslighet för LDR motstånd.

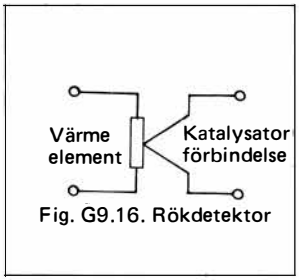


Fig. G9.16. Rökdetektor

Fig. G9.16.
En katalytisk detektor används för att detektera brännbara luftarter. Den värms med 1 volt och 1 ampere eller 5 volt och 200 mA. När den rätta gasen vidrör katalysatorn, flyter det ström i tilledningarna till höger.

KATALYTISKA DETEKTORER

En katalytisk detektor ger en resistansändring som en funktion av en förbränning av vissa kolarter. Det finns detektorer, speciellt känsliga för spritånga, – C_2H_5OH. Detektorn består av en glödtråd med ett lager porslin. Porslinet uppvärms av glödtråden till ett par hundra grader. På porslinet finns en katalysator. Denna katalysator påverkar förbränningen av de gaser som finns i närheten. Mellan glödtråden och katalysatorn bildas en ledande förbindelse. Förbindelsemotståndets storlek beror på koncentrationen av gasen. Med en bestämd katalysator, kommer t. ex. spritånga orsaka ändrad resistans. En sådan katalytisk detektor används för att kontrollera alkoholhalten i utandningsluften från en människa. Andra katalytiska detektorer är försedda med katalysator för CO_2 – koldioxid. De används i brandalarm.

En speciell detektortyp är jon-kammaren. Denna detektor ger en resistansändring genom jonisering av gasen. Variationen ligger högt i resistans, ja så högt att det endast fungerar med en FET-transistorförstärkare i ingångssteget. Jon-detektorn består av två kammare som bestrålas av en svag radioaktiv källa. Den ena kammaren är öppen, den andra stängd. Båda kamrarna kopplas till en balanserad ingångsförstärkare varvid skillnaderna mäts.

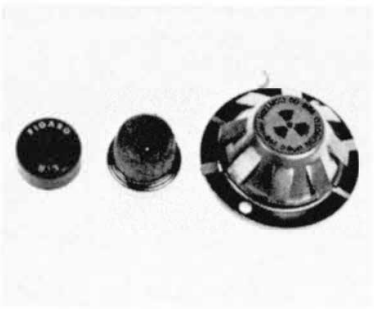


Fig. G9.17.
Jämföring mellan katalytisk detektor - den lilla med nät och en Jondetektor med radioaktiv källa.

STRAIN GAUGES

Strain Gauges är små flexibla band med motståndsmönster. Dessa används vid mätning av tryck och drag. Enkelt uttryckt trycks motståndsbanorna ihop eller dras ut. Resistansen minskar när banden blir längre osv. Mönstret i en Strain Gauge kan bestå av flera hundra parallellöpande banor. Detta för att vid sammanpressning ge större resistansändring. Strain Gauges kopplas ofta i bryggkopplade ingångssteg så att en liten ändring ger en noggrann mätning.

SAMMANFATTNING

Det finns ett stort antal olika typer av motstånd: Fasta med färgmärkning, potentiometrar och påverkningsbara motstånd. Potentiometrar används när det behövs en kontinuerlig variation av resistansen. De påverkningsbara motstånden används för mätning och reglering av kretsar. De reagerar med att ändra resistansen vid påverkan av ljus, temperatur, gaser, tryck och drag.

G10 - VÄXELSTRÖM & VÄXELSPÄNNING

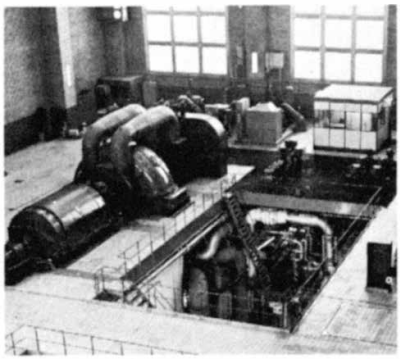




Fig. G10.1.
Två former av elektricitetsmaskiner enligt generatorprincipen. Ett kraftverk för producering av elektricitet (1) och en cyckeldynamo (2) är byggda enligt samma principer. Kraftverket driver generatorn med en ångturbin. Cykeldynamon drivs av pedalerna.

VÄXELSTRÖM OCH VÄXELSPÄNNING

1820 upptäckte H.C. Ørstedt sambandet mellan elektricitet och magnetism. Upptäckten satte igång en mängd forskare världen över. Den första typen av likströmsgeneratorer såg dagens ljus. Konstigt nog är det lättare att tillverka växelspänning än likspänning med en generator. Men ända fram till 1950-talet användes likspänning i vissa elektricitetsverk. Efter det övergick man dock helt till växelspänning. Växelspänningen har den fördelen, att den går att transformera upp och ner. Det gör att man på ett enkelt sätt kan få fram den önskade spänningen. Dessutom kan växelspänningen driva kontaktlösa maskiner, dvs motorer utan kol. Idag har växelspänningen så noggrann frekvens att det går att driva klockor med stor noggrannhet.

HUR UPPSTÅR VÄXELSPÄNNING ?

Lindas ledningstråd omkring ett magnetiskt material, uppstår en generatorspole. Flyttas en magnet fram- och tillbaka framför spolen med jämn hastighet, uppstår en växlande spänning i spolen. Växelströmmens storlek är beroende på avståndet mellan magneten och spoländan. Spänns magneten fast på en motoraxel och vrids runt med en jämn hastighet, kommer spänningen tidsmässigt att vara sinusformad. Fig. G10.2. visar en sinusformad spänning från en växelspänningsgenerator. Både stora kraftverk och små växelspänningsdynamor ger denna växelspänningsform.

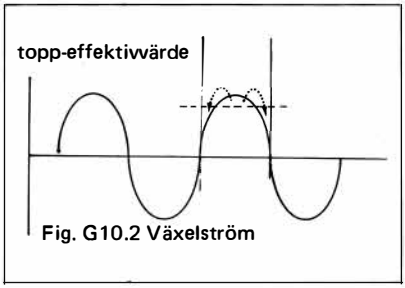


Fig. G10.2 Växelström

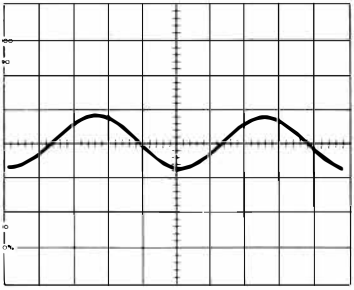


Fig. G10.2.
Ritningen till vänster visar hur sinusspänningens topp stoppas ner i mellanrummen. Då får man ett mått för motsvarande likspänning (effektivvärdet). Toppspänningen för sinusformen är kvadraten ur 2 gånger större. Till höger visas en oscilloskopbild av sinusformen hos nätfrekvensen.

VÄXELSPÄNNING KAN JÄMFÖRAS MED LIKSPÄNNING

Växelspänningen är aldrig konstant. Den skiftar hela tiden polaritet och nivå. Trots detta kan växelspänning och växelström beräknas i många fall, på samma sätt som likspänning och likström.

Växelspänningen i Europa skiftar polaritet 100 gånger i sekunden. Tar vi av toppen på sinuskurvan och stoppar ner bitarna på flankerna (se fig. G10.2), får vi en fyrkant-formad växelspänning med konstant nivå. Skulle vi ansluta en dylik växelspänning till en ugn, skulle ugnen ge samma värme som den sinusformade växelspänningen. Den fyrkantiga växelspänningen är den som ger snarlika förhållanden med likspänningen. Därför anges växelspänning ofta som ett *effektiv-värde.* Nätspänningen i våra uttag är nominerad från kraftverken som effektiv-värde. Det betyder att vår nätspänning på 220 Volt växlar mellan + 310 volt till 0 och vidare till – 310 volt. Spänningen 310 volt uppstår som en följd av sinuskurvans geometriska form. Spänningen i toppen av sinuskurvan är alltid 1,41 gånger större än effektivvärdet. Från sida till sida svänger spänningen 2 x 310 volt. Dessa 620 volt benämns ofta som pp-spänning (eng. Peak to Peak = Topp till Topp). Detta är orsaken till att man vid likriktning av växelspänning och efterföljande ackumulering av spänningen i en kondensator får större likspänning än växelspänningen innan likriktaren.

VAD ÄR FREKVENS?

Frekvens är namnet på antalet svängningar per sekund. Detta gäller alla typer av svängningar - både mekaniska och elektriska. När vi anger nätspänningens frekvens till 50 Hertz, menar vi att spänningen skiftar polaritet 100 gånger per sekund. I USA är nätfrekvensen 60 Hertz.

Hertz förkortas Hz och är namnet på den tyska fysikern och professorn Heinrich R. Hertz, som på universitetet i Bonn upptäckte förhållandet mellan elektriska svängningar och ljusvågors svängningar (1889).

Frekvenser kan vara höga och låga. Antalet svängningar per sekund kan variera mycket. Man talar även om frekvenser i radiosammanhang. Radiovågor är helt enkelt mycket snabba svängningar. På FM-bandet rör det sig om 90 - 100 miljoner svängningar per sekund. Frekvenserna kan ställa upp enligt följande:

Frekvensområde	**Användning**
16 - 20.000 Hz	**Det hörbara området för människan**
20 - 150 kHz	**Ultraljud**
150 - 300 kHz	**Långvågsradio**
520 - 1600 kHz	**Mellanvågsradio**
2,3 - 26 MHz	**Kortvågsradio**
26,965 - 27,225 MHz	**Privatradio**
48,25 - 62,25 MHz	**TV band 1, kanal 2-4**
85,4 - 108 MHz	**FM-radio**
144 - 146 MHz	**Amatörradio**
175 - 217 MHz	**TV band III, kanal 5 - 11**
432 - 438 MHz	**Amatörradio**
471 - 759 MHz	**TV band 4-5,kanal 21 - 57**
1296 - 1314 MHz	**Amatörradio**
3 - 6 GHz	**Satellitkommunikation**
över 10 GHz	**Radar**
över 100 GHz	**Ljus och kosmisk strålning**

På samma sätt som vid motstånd och kondensatorer förkortas enheterna för frekvens:

kilohertz förkortas kHz. 1 kHz = 1.000 Hz = 10^3Hz
megahertz förkortas MHz. 1 MHz = 1.000.000 Hz = 10^6Hz
gigahertz förkortas GHz. 1 GHz = 1.000.000.000 Hz = 10^9Hz

ANNORLUNDA FORMADE VÄXELSPÄNNINGAR

Den sinusformade växelspänningen uppstår narturligt i generatorn. Men det finns andra spänningsformer. Fig. G10.3. visar växelspänningar med fyrkantform, trekantform och sågtandform. Dessa typer av växelspänningar skapas vanligtvis elektroniskt för ett visst bestämt ändamål. Ofta är spänningarna låga och kallas därför signalspänningar. Signalspänningarna är under 10 volt. VI kan i tabellform ange de vanligaste användningsområdena:

Spänningsnivå	**Användning**
1 - 10 uV	**Antennsignaler**
10 - 100 uV	**AM-mottagare för kort- och mellanvåg**
100 uV - 1 mV	**Moving Coil pick up**
1 - 5 mV	**Dynamisk pick up**
100 - 240 mV	**Signalstyrka för TAPE m.m.**
250 - 775 mV	**Linjenivåer till effektförstärkare**
över 1 V	**Högtalarsignaler**

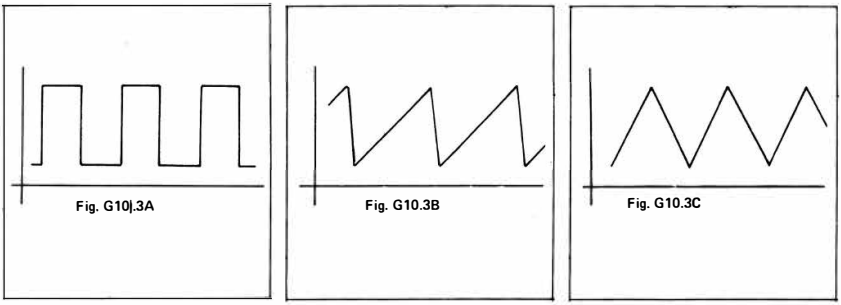


Fig. G10.3.
Tre kurvformer som ofta förekommer inom elektroniken. a) är fyrkantsignal, b) är sågtandsignal och c) är trekantsignal.

SAMMANDRAG

Växelspänning uppstår i en spole, när en magnet roterar framför ena änden. Frekvensen anger antalet svängningar per sekund. Nätfrekvensen i Europa är 50 Hertz (Hz). När en växelspänning är relativt låg, kallas den för signalspänning.

G11 - SPOLAR

SPOLAR

Spolens uppkomst kommer från Ørsteds upptäckt av förhållandet mellan elektricitet och magnetism. Redan vid de första försöken, upptäckte han att en ensam ledare som genomflöts av en ström kunde påverka en kompassnål.

Det var nästan naturligt att han vid sina försök formade tråden till en spole och fann att magnetpåverkan blev större.

Den amerikanske fysikern J. Henry, som var professor i matematik på Princetonuniversitetet från 1826, framlade beräkningarna för magnetismens förhållanden. Som alla andra upptäckare fick han en enhet uppkallad efter sitt namn – Henry eller H. Denna grundenhet anger spolens *induktans*.

Spolen har den egenskapen, att den kan skicka en nästan lika kraftig spänning i retur till spänningskällan, som spänningskällan själv kan ge. Detta fenomen kallas självinduktion.

Ansluts t ex 6 volt till en spole, kommer den själv att inducera 6 volt tillbaka. Det tar lite tid innan spolens magnetfält är uppbyggt, så att den kan leda likström genom sig.

När strömmen tas ur spolen, försöker den att hålla strömmen konstant tills magnetfältet är nerbrutet.

Fig. G11.1 illustrerar denna funktion hos en spole. U_{in} är en likspänning på t ex 10 volt. G1 och G2 är två glödlampor och R1 är ett motstånd med samma värde som likströmsmotståndet i spolen L1. L1 väljs så stor som

När omkopplaren igen skiftas till läge 2, släcks direkt G1, men G2 lyser lite längre. Det beror på, att när magnetfältet i spolen nerbryts, frigörs elektricitet. Ju större spole, desto längre lyser lampan.

STORLEKAR PÅ SPOLAR

Henrys lag för induktansen i en spole säger:

Induktansen i en spole är 1 Henry, när det induceras 1 volt vid en strömändring på 1 ampere/sekund.

Nu är det klart att en ström på 1 ampere är mycket stor i förhållande till de strömmar som flyter i spolar i dagens elektronik. Spolar med storleken 1 henry används normalt inte. De vanligaste värdena är mellan 10 och 100 mH.

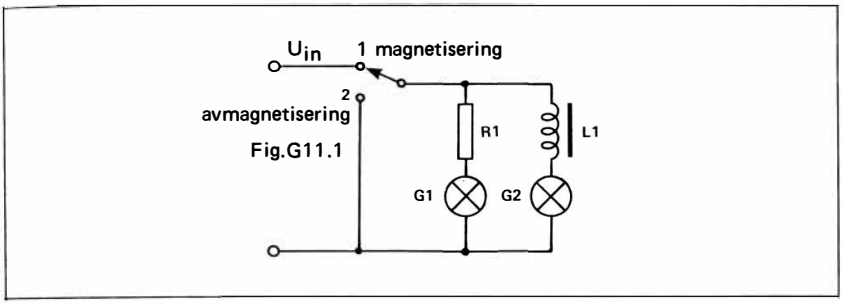


Fig. G11.1.
Spolens verkan vid likström visas bäst med detta arrangemang. En stor spole - t.ex. primärlindningen på en transformator - seriekopplas med en lampa. En annan lampa seriekopplas med ett motstånd med samma värde som kopparledningens i spolen. När kontakten slås till, kommer G1 först tändas, - därefter G2. I läge 2 kommer G2 fortsätta att lysa tills magnetfältet är nerbrutet.

SAMMANKOPPLING AV SPOLAR

På samma sätt som kondensatorer och motstånd, kan spolar eller drosslar sammankopplas i serie eller parallellt. Seriekoppling ger en resulterande induktans:

$$L_X = L_1 + L_2 + L_3 \ldots\ldots$$

Seriekoppling av spolar är det samma som 1 spole med flera varv på. Vid parallellkoppling blir den resulterande induktansen mindre än den minsta induktansen:

$$\frac{1}{L_X} = \frac{1}{L_1} + \frac{1}{L_2} + \frac{1}{L_3} \ldots\ldots$$

Av ovanstående formler kan man se att serie- och parallellkoppling av spolar eller drosslar beräknas på samma sätt som motsvarande kopplingar med motstånd. Nu skall det emellertid noteras, att det är mycket sällsynt med serie- eller parallellkoppling av spolar.

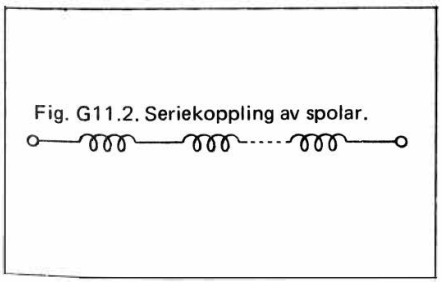


Fig. G11.2.
Seriekoppling av spolar.

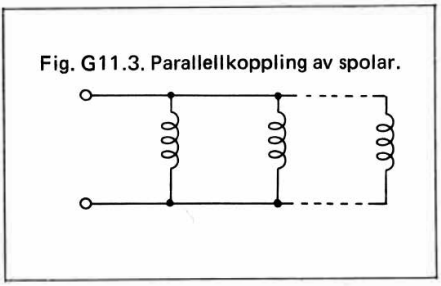


Fig. G11.3.
Parallellkoppling av spolar.

SPOLTYPER

Det finns många typer av spolar. De flesta är beräknade för höga frekvenser och ingår i olika filter och avstämda kretsar. Fotografiet G11.4. visar några olika typer av spolar. Spolar kallas även för drosslar. Den största liknar en transformator. Många transformatorer har också en stor induktans. Till höger om den transformatorliknande spolen finns en ringformad spole. De ringformade spolarna har högre induktans och bättre Q-värde. (Q-värde = godhetstal). Nere till vänster finns en inkapslad drossel för tonfrekvensfilter. De två sista är typer som används för höga frekvenser.

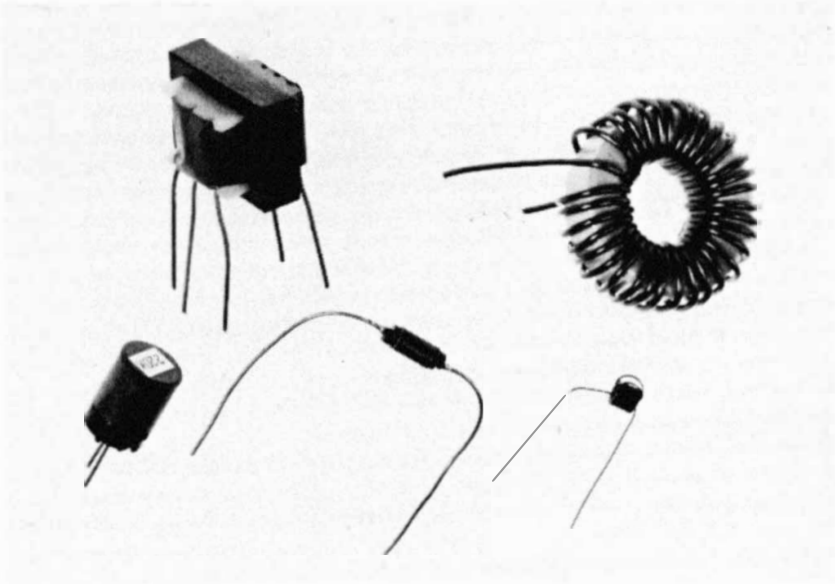


Fig. G11.4.
5 olika spolar till olika ändamål. Överst till vänster, en transformatorliknande spole med stor självinduktion. Vidare till höger, en toroid (ringkärna) för avstörning. Nere till vänster mot höger. Tonspole, VHF drossel och ferritpärla med några varv koppartråd.

Fig. G11.
Spolens ekvivalentschema. I stora spolar kan seriemotståndet vara så stort som 1 kohm. Parallellkondensatorn är vanligtvis av pico-farad storleken.

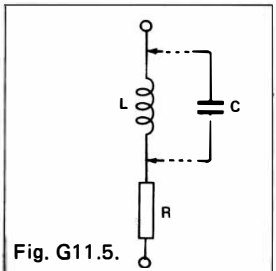


Fig. G11.5.
Spolens jämförelsediagram.

SPOLENS MOTSVARIGHET

En spole består vanligtvis av en passande kärna pålindad med ett antal varv koppartråd. Kärnan är oftast av järn eller ferrit. Skall spolen ha stor induktans, måste det lindas på många varv. Detta medför att resistansen ökar och att spolens så kallade inre kapacitans ökar. Kondensatorverkan uppstår mellan varven av koppartråden som ligger tätt intill varandra. Den inre resistansen R kan vara mellan 0 och 1000 ohm. Kapacitansen C som uppstår, kan vara från några pf upp till 1 nF.

Det kan vara värt att komma ihåg följande: En spole kan bilda en resonanskrets med sig själv och sin "inbyggda" kondensator.

SAMMANFATTNING

Spolar är motvilliga att dra ström när de ansluts till en spänningskälla. De drar ström först när magnetfältet är uppbyggt, det kallas att spolen är mättad. Spolens induktans beror på antalet varv koppartråd och kärnans beskaffenhet. En spole har alltid en inre resistans. Ju fler varv den har och ju tunnare tråden är, desto högre blir resistansen. Dessutom påverkas naturligtvis resistansen om tråd av annat material än koppar används.

G12 - TRANSFORMATORER

TRANSFORMATORER

Transformatorer och transformatorverkan hänger ihop med spolar och deras självinduktion. Transformatorer används till att höja och sänka växelspänningar.

Vi börjar med att ansluta en likspänning till spolen i fig G12.1a vid +U. I början flyter endast en svag ström, då spolen vid självinduktion återger lika stor spänning. Fig. G12.1b visar en tvådelad spole där båda lindningarna är lika. Vi lägger på en spänning vid +U på den vänstra spolen (primärlindningen). Vid induceringen av magnetfältet, kommer det på sekundärlindningen (den högra), att uppstå en nästan lika stor spänning. När spolen är magnetiserad, erhålls inte längre någon spänning på sekundärspolen. Denna funktion upprepas igen när spänningen tas bort, dvs det finns bara spänning på sekundärsidan vid till och frånslag när det gäller likspänning.

Härav framkommer:

Transformatorer kan endast överföra växelspänning men ej likspänning.

FÖRHÅLLANDET MELLAN PRIMÄR OCH SEKUNDÄR

Om vi ansluter en växelspänning till primärsidan på en transformator med två lindningar med samma antal varv, kommer spänningen på sekundärsidan att vara den samma. Det är nämligen så, att förhållandet mellan antalet varv på lindningarna ger samma förhållande på in- och utspänningen. Tillverkar vi en transformator med 1000 varv på primären och 100 varv på sekundären, kommer 10 volt på primären att ge 1 volt på sekundärsidan.
Förhållandet är formelmässigt:

$$\frac{\text{primär spänning}}{\text{primär lindning}} = \frac{\text{sekundär spänning}}{\text{sekundär lindning}} \quad \text{eller}$$

$$\frac{U_p}{N_p} = \frac{U_s}{N_s}, \quad \text{eller} \quad \frac{U_p}{U_s} = \frac{N_p}{N_s}$$

där U är spänningen och N antalet varv.

I praktiken stöter man dessvärre på lite problem. Transformatorer har en förlust på ca. 10 - 20%. Denna spänningsförlust under belastning kompenserar tillverkarna med att låta sekundärlindningen ge en högre spänning än vad som är påstämplat. Tar vi en transformator som är påstämplad 220V/30V – 1A, ger den om vi mäter sekundärspänningen obelastad ca. 32 till 34 volt. Men belastar vi transformatorn med 1A, kommer sekundärspänningen att vara 30 volt.

Fig. G12.1
a) en spole skickar en spänning i retur i motsatt riktning. Denna inducerade spänning kan separeras enligt b), där den lindning som spänningen kommer in kallas primär och den där den inducerade kommer ut för sekundär.

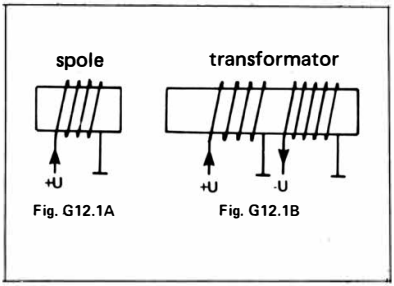


Fig. G12.1A Fig. G12.1B

Vid konstruktion av nätaggregat bör man komma ihåg följande. Är nätspänningen högre än 220 volt, blir sekundärspänningen på en transformator högre än den påstämplade. Efter likriktare och kondensator är spänningen 1,41 ggr högre än sekundärspänningen. Detta förhållande gör att ett nätaggregat med en 12 volts transformator kanske ger en likspänning på över 20 volt.

Som vi tidigare sade, är förhållandet mellan spänning och antal varv proportionellt. Men transformatorer kan även användas till impedansomvandling. För impedanser gäller att impedansomvandlingen är proportionell mot förhållandet mellan varvantalen.

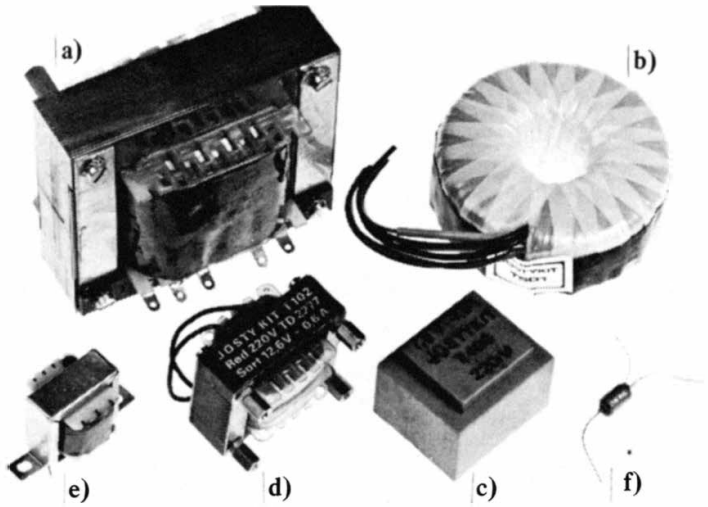


Fig. G12.2.
Olika transformatorer. Överst till vänster: a) vanlig nättransformator med laminerad järnkärna, b) ringkärne transformator med kärna av bandjärn (lättare att begränsa för yttre magnetfält, men dyrare att tillverka, c) ingjuten transformator, d) mini nättransformator e) signal transformator med balancerad utgång (för högtalaranslutning) och f) tändtransformator för urladdningsrör.

$$\frac{\sqrt{\text{primär impedans}}}{\text{primär lindning}} = \frac{\sqrt{\text{sekundär impedans}}}{\text{sekundär lindning}}, \text{ eller}$$

$$\frac{\sqrt{Z_p}}{N_p} = \frac{\sqrt{Z_s}}{N_s} \text{ eller } \frac{\sqrt{Z_p}}{Z_s} = \frac{\sqrt{N_p}}{N_s}$$

LIKRIKTNING

I sammanhang med transformatorer, nätaggregat och annan apparatur, möter man ofta beteckningarna AC och DC. Dessa är engelska förkortningar för växelström och likström. AC står för *Alternating Current* och DC för *Direct Current.* Beteckningarna används även för växelsspänning och likspänning. Transformatorer levererar alltså AC-spänning och strömmen genom dem är AC-ström. Efter likriktaren kallas det för DC-ström och spänning.

Med en transformator kan 220 volts nätspänning omvandlas eller transformeras till andra spänningar. I nätaggregatet hos en elektronisk apparat ingår det alltid en transformator. En förstärkare t. ex. behöver kanske 50 volt likspänning. Denna spänning erhålls genom att transformera nätspänningen ner till ca. 35 volt. Därefter *likriktas* spänningen och en pulserande likspänning uppstår. Toppspänningen av de 35 volten är 1.41 gånger större. När den pulserande likspänningen glättas i en elektrolytkondensator, stiger likspänningen med nästan denna faktor.

Likriktare kommer att förklaras mer utförligt senare, men kommer här att betraktas som "fantomkomponenter" som endast släpper genom ström i pilens riktning. Från plus till minus – d.v.s. från anod till katod. Likriktaren kan därför omvandla växelström till likström. Fig. G12.3. visar två sätt att ansluta likriktardioder till en transformator. A-metoden med en diod, likriktar endast den ena halvperioden från transformatorn. Detta är en billig lösning, men har nackdelen att transformatorn kommer att arbeta med lik-

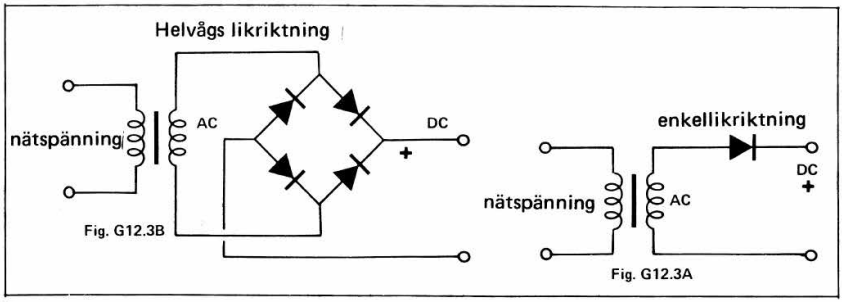


Fig. G12.3.
A) transformator med enkel likriktardiod. B) transformator med helvågslikriktning, även kallad Gratz-koppling.

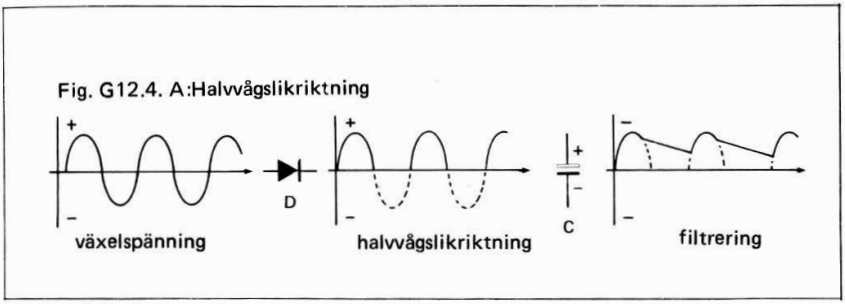


Fig. G12.4.
Vid enkel likriktning av växelspänningen a, försvinner varannan växelspänningsperiod b och laddningskondensatorn glättar och bibehåller spänningen.

ström flytande genom sig. Dioden leder endast den ena halvperioden. I den andra halvperioden är kopplingen avbruten. Detta medför kraftigt reducerad verkningsgrad, då transformatorn mättas av magnetisering. Transformatorn kommer att avge lika mycket effekt i värme som effekt i belastning.

Det är mycket bättre att använda en likriktarbrygga B med fyra dioder. Här påförs transformatorn inte likström och kan användas maximalt. Bryggkopplingen har dessutom ytterligare fördelar. Frekvensen omvandlas till 100 Hz. Detta ger en bättre filtrering i en efterföljande filterkondensator.

FILTERKONDENSATOR

Efter likriktaren i ett likspänningsaggregat finns vanligtvis en filterkondensator. Dess uppgift är att ackumulera något av den kraftigt varierande pulserande likspänningen under korta tidsrymder. Filterkondensatorn glättar likspänningen. Ju fler impulser per sekund, desto bättre håller kondensatorn spänningen uppe. Detta visar fig. G12.4-5. Med en enkel diod får man endast varannan växelspänningsimpuls. Det blir för stort mellanrum mellan pulserna

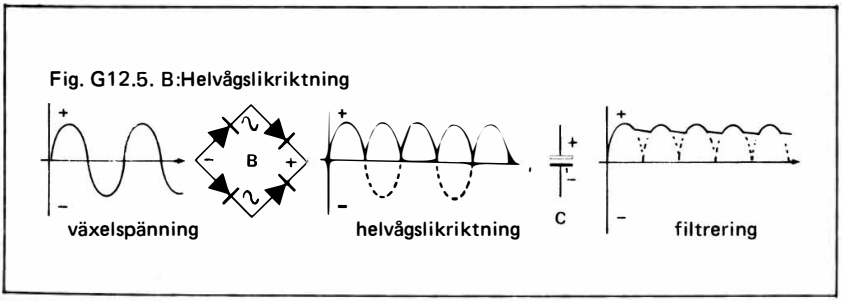


Fig. G12.5.
Om man likriktar växelspänning med en helvågslikriktare, får man en pulserande likspänning med dubbla frekvensen. Spänningen liknar den i mitten utan glättningskondensator och ser ut som i fig till höger med glättningskondensator.

för att kondensatorn skall klara av att hålla spänningen uppe. Brumspänningen ökar. Med en likriktarbrygga kommer impulserna hela tiden och med små mellanrum. Under dessa korta pauser klarar kondensatorn bättre av att hålla spänningen uppe. Brumspänningen blir mindre med en likriktarbrygga. Kondensatorns storlek bestäms av strömmen som skall tas ur transformatorn. Som regel gäller att kapacitansen bör vara 1000 uF för varje ampere som skall tas ur en likriktarbrygga. Blir brumspänningen för hög, är det en fördel att använda en elektronisk regleringskrets istället för att öka kapacitansen mycket. Vid dimensionering av kondensatorns spänningstålighet skall man komma ihåg, att transformatorn lämnar ca. 20% högre spänning obelastad. Används en transformator med sekundärspänningen 30 volt, blir kondensatorns spänning:

C-provspänning = (30 volt x 1,41) + 20% = 50 volt.

Skall man vara riktigt fin och även ta hänsyn till nätspänningsvariationer, kan ytterligare 20% läggas till. Spänningen kan bli hela 60 volt. Det är viktigt att dimensionera spänningen på filterkondensatorer rätt vid nätaggregat av olika slag. Det kan uppstå direkt explosionsrisk om en kondensator på 30 V ansluts till en likriktare och transformator med 30 V AC sekundärspänning. Var klok och använd följande formel:

$$U_c = (U_{ac\text{-}in} \times 1{,}41) + 20\%$$

SPÄNNINGSDUBBLARE

Om en transformator sammankopplas med två dioder och två kondensatorer, kan spänningsdubbling uppstå. Förloppet visas i fig. G12.6. Det som i verkligheten sker, är att två dioder likriktar varje halvperiod för sig. Summeras spänningen, erhålls en utspänning:

$$U_{ut} = U_{ac} \times 1{,}41 \times 2$$

Konstruktionen ger ut den dubbla toppspänningen som likspänning. Detta låter ju fint med likspänning med två dioder istället för fyra. Denna besparing kompenseras dessvärre av en extra kondensator. Vidare skall kondensatorn beräknas efter brumspänningen 50 Hz. Då krävs det 2000 uF per ampere. Trots detta kan det vara en fördel att använda denna konstruktion i många fall.

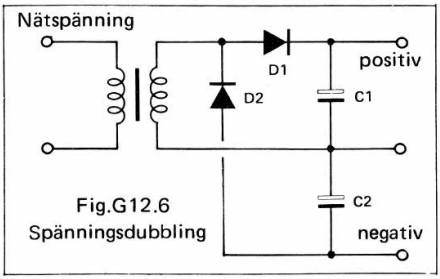


Fig.G12.6
Spänningsdubbling

Fig. G12.6.
Det går fint att uppnå likriktning av båda halvperioderna med endast två dioder. Konstruktionen fungerar som ett par sammankopplade enkla likriktare för positiv och negativ spänning. Utspänningen blir dock 2 gånger högre än den vanliga toppspänningen.

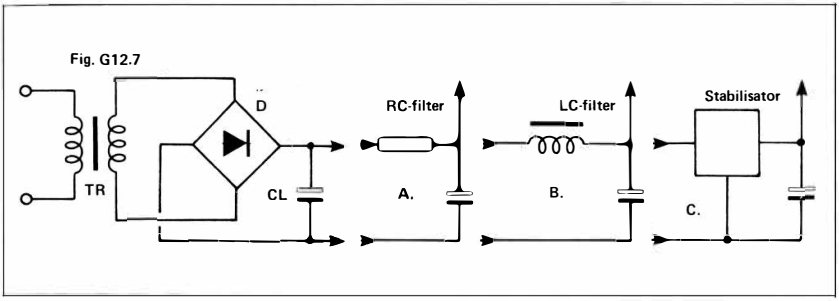


Fig. G12.7.
Dämpning av brum sker antingen med: a) RC-filter, b) LC-filter eller c) elektronisk stabilisator. Idag används den sistnämda mest, då dessa tillverkas relativt billigt.

GLÄTTNING OCH FILTRERING

När en växelspänning likriktas, glättas likspänningen med en filterkondensator. Detta beskrevs i förra avsnittet. Denna typ av glättning räcker i många fall, t. ex. audioförstärkare m.m.

Men till andra kretsar kan brumspänningar på 100 mV vara för mycket. En kapacitansdiodavstämd mottagare fungerar inte med en drivspänning som innehåller 100 mV brumspänning. Brumspänningen skulle förstärkas i avstämningskretsen så mycket att endast brum skulle höras. Ett brumdämpande filter måste användas. Fig. G12.7 visar tre möjligheter, ett RC-filter, ett LC-filter och en elektronisk brumdämpningskrets. RC - filtret har dock den nackdelen, att spänningen på utgången ändras proportionellt med belastningsströmmen. Därför används RC-filter endast i konstruktioner där strömförbrukningen är konstant. Ett LC-filter är bättre, då både spole och kondensator är brumdämpande komponenter. Dessutom blir spänningsfallet inte stort över spolen. Att LC-filter inte används så mycket beror på att spolens storlek blir alltför stor om man skall erhålla en god dämpning.

Elektroniska filterkretsar används idag överallt inom elektroniken. Den brumdämpande faktorn hos dessa vidunder är 100 - 1000 gånger. Brumspänningen över filterkondensatorn till en IC-regulator (spänningsstabilisator) dämpas till 1/1000 del. Detta räcker till de flesta ändamål. Denna typ av elektronisk dämpsats har oftast också till funktion att stabilisera likspänningen. Att en spänning är stabiliserad, betyder inte tvunget att den är elektroniskt stabiliserad. Även en kondensator ger en viss stabilisering. Uttrycket används dock nästan uteslutande när det är fråga om elektronisk stabilisering. Exempel på spänningsstabilisatorer finns bland de praktiska konstruktionerna i bakre delen av boken.

SAMMANKOPPLADE TRANSFORMATORER

Med försiktighet och omtanke kan flera transformatorer sammankopplas på samma sätt som batterier. Det vill säga i serie- eller parallellkoppling. När

det gäller transformatorer gäller dock att fasen på transformatorerna måste kopplas rätt. Om två transformatorer seriekopplas, blir den resulterande spänningen summan av de två spänningarna. Men vänds den ena transformatorn i motfas, kan spänningen *minska.* Två seriekopplade transformatorer på 20 och 10 volt kan ge antingen 10 eller 30 volt ut.

Parallellkoppling av transformatorer rekommenderas endast om sekundärlindningarna är lika. Helst bifilärt lindade. Två trådar lindade brevid varandra på samma kärna. Strömuttaget ökas. Men, är inte lindningarna lika, eller om den ena lindningen är i motfas, kommer transformatorn att kortslutas och ev snabbt förstöras. Om det vid parallellkoppling av transformatorlindningar uppstår gnistor och det brummar kraftigt i transformatorn, då är det fel, antingen på spänning eller fas. Vänd den ena lindningen eller byt plats på ledningarna.

SAMMANDRAG

Transformatorer fungerar genom självinduktion. De fungerar endast vid växelspänning. Med en transformator kan en 220 volts nätspänning omvandlas till valfri annan spänning. Kombineras en transformator med likriktare och kondensator erhålls ett nätaggregat. Om nätaggregatet skall hålla stabil spänning, används en elektronisk stabiliseringskrets.

Transformatorer kan seriekopplas och parallelkopplas. Men vid parallellkoppling vinns det en viss kortslutningsrisk.

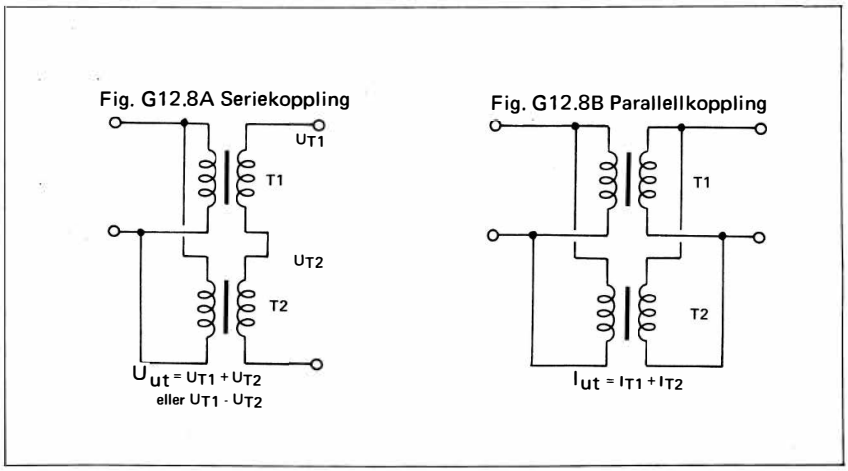


Fig. G12.8.
Seriekoppling av två transformatorlindningar (a) kan ge antingen summan eller skillnaden som resulterande spänning, detta beroende av hur ledningarna fasas. Parallellkoppling av nätdelar och transformatorer skall ske med stor försiktighet. Vänds den ena lindningen på den ena transformatorn fel, kommer motfasen orsaka direkt kortslutning. Det kan förstöra transformatorn. Även om det är skillnad i lindningsantalet på de två transformatorerna, kan det gå illa.

G12 UPPGIFTER – TRANSFORMATORER & NÄTDELAR

1. Varför är spänningen större efter likriktning och filtrering?
– Därför att likriktaren förstärker . . . . . A ☐
– Därför att vi får en toppspänning av inkommande växelspänning . . B ☐

2. Vi använder en transformator med primärspänningen 220 volt. Primärlindningen har 10.000 varv. Sekundärlindningen har 500 varv. Hur stor blir spänningen över den efterföljande helvågs likriktarbryggan med filterkondensator i tomgång?
– 155 volt . . . . . A ☐
– 15,5 volt. . . . . B ☐
– 11 volt . . . . . C ☐

G13 - TIDSKONSTANT

TIDSKONSTANT, FASVRIDNING och IMPEDANS

Endast få saker här i livet är konstanta en längre tid åt gången. Denna betraktelse gäller även elektronik och speciellt kondensatorer och spolar i deras förhållande till växelström och växelspänning.

Spänningen i ett batteri kan anses konstant under batteriets livstid. Solens strålar kan betraktas som konstant energiström under människans livstid. Nästan alla konstanta saker kan uppfattas som något, som varierar om det beskådas tillräckligt länge. Växelspänningen i belysningsnätet varierar från plus till minus och tillbaka till plus 50 gånger i sekunden. Därför är det, vi betraktar som växelspänning, något vi själva kan se, höra eller mäta under en bestämd *tidsperiod*.

Spolar och kondensatorer är reella komponenter i storlekar vid vilka vi kan uppfatta något, som ändras med tiden. En kondensator kan laddas med statisk elektricitet. Det tar en viss tid att ladda den och en viss tid att urladda den. En spole kan »fyllas» med ström så att ett magnetfält bildas. När strömmen försvinner, töms magnetfältet. Det är precis som med ett timglas, som kan fyllas och tömmas. Den tid detta tar beror på fysiska faktorer. I timglaset är det storleken, hålet och tyngdkraften som bestämmer tiden. I elektricitetsläran har vi lärt, att ström, motstånd och spänning har liknande funktioner. De är de tidsmässiga parametrarna i förhållande till kondensatorer och spolar. Detta skall detta avsnitt behandla. Den sista delen kan vara lite tyngre för nybörjaren att förstå. Tar det emot, så skumma bara genom materialet. Det är bättre att återvända, när »känslan» för de olika begreppen börjar fastna.

UR- OCH UPPLADDNING AV EN KONDENSATOR

Fig G13.1 visar elektroniska timglas med kondensatorer och spolar i schemaform. Översta raden innehåller ritningar, som alla liknar spänningsdelare. A1 är en spänningsdelare och B1 är ett »timglas» med en kondensator. Kondensatorn fylls med elektroner från en spänningskälla på 10 volt vid IN. Motståndet på 90 kohm begränsar strömmen till kondensatorn. Detta så att den inte kan laddas med det samma. Den tid det tar att ladda kondensatorn med elektroner beror på strömmen av elektroner och kondensatorns storlek. Elektronströmmen bestäms av motståndet och trycket – dvs. spänningen. Vi tänker oss att kondensatorn är helt tom. Spänning ansluts. Till att börja med finns det inga elektroner i kondensatorn. Spänningen över kondensatorn är 0 volt. Så börjar elektronströmmen att flyta genom 90 kohms motståndet och kondensatorn fylls. I starten fylls kondensatorn snabbt därför att alla 10 volten pressar på. Men när kondensatorn håller på att bli helt fylld, kommer fyllningen att gå mycket långsamt. Då är det nästan inget spänningsfall över 90 kohms motståndet att fylla kondensatorn med. Teoretiskt sett kommer kondensatorn aldrig att fyllas helt. Det går alltid att fylla i lite mer

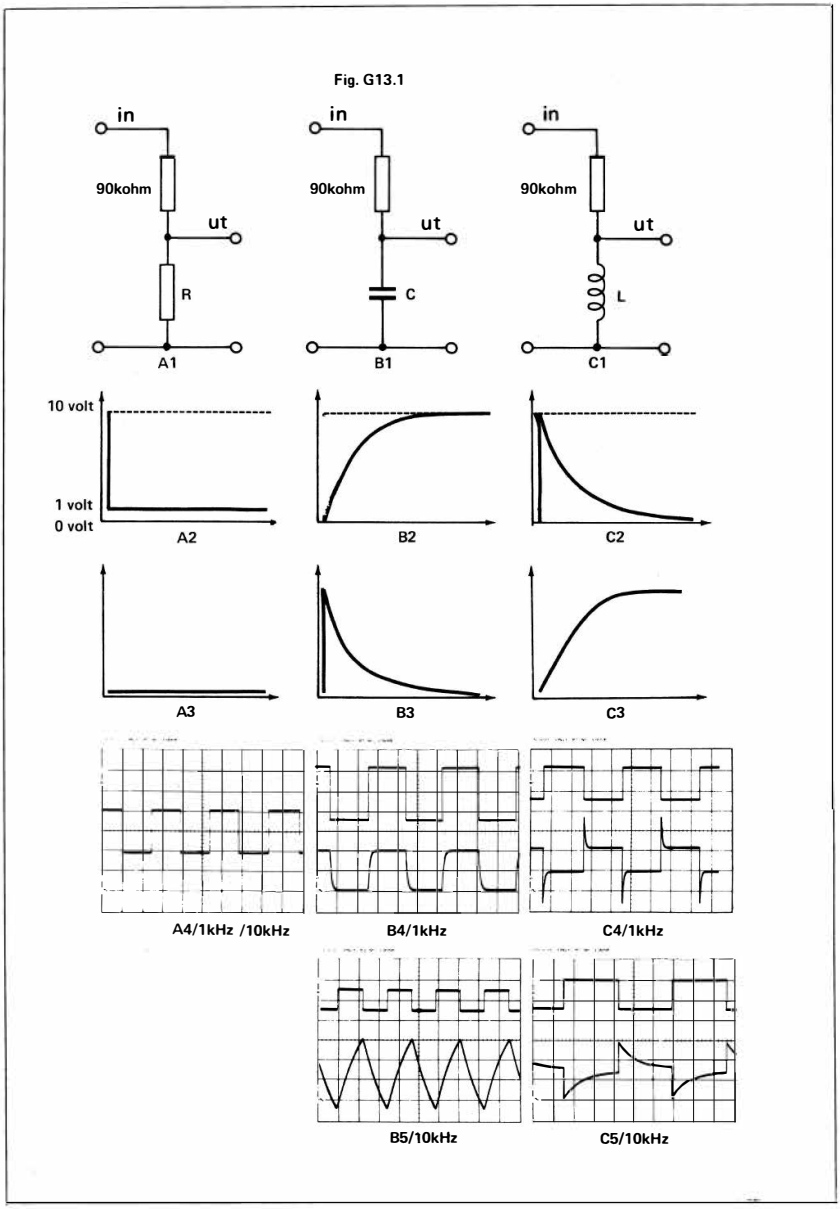


Fig. G13.1.
Ritningarna i de tre lodräta kolumnerna visar, vad som händer, när en spänning ansluts till en spänningsdelare med motstånd, kondensator och spole. Vi följer förloppet vid till och frånkoppling av spänning och kan i 4 och 5 se hur oscilloskopbilderna ser ut.

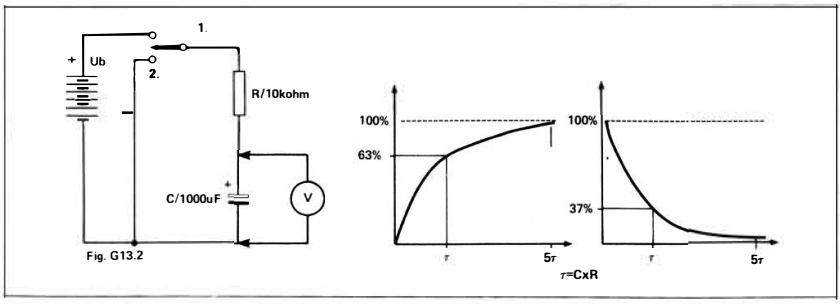


Fig. G13.2.
Denna konstruktion kan demonstrera upp- och urladdning av en kondensator. Tidskonstanten är den tid som flyter från det laddningen påbörjas tills kondensatorn har nått 63% av spänningen.

elektroner. Därför sätts en norm för när kondensatorn är fylld. Det går ju inte att vänta i evighet. Fig. G13.2 illustrerar detta. Denna tidskonstant anges med den grekiska bokstaven T. Tidskonstanten bestäms av motståndet R och kondensatorn:

$$\mathbf{T = R \times C} \quad \textbf{(kondensatorns tidskonstant)} \quad \mathbf{T = \frac{1}{f}}$$

Detta är den norm, som en gång för alla har blivit bestämd på många praktiska grunder. Tiden T mäts i sekunder, när motståndet är i ohm och kondensatorn är i farad. Under normala förhållanden kan enheterna omvandlas till mer realistiska storleksordningar. Ett par exempel:

1 sekund = 1 mF x 1 kohm eller
1 sekund = 1.000 uF x 1 kohm eller
1 sekund = 100 uF x 10 kohm eller
1 ms = 1 uF x 1 kohm osv.

Det finns alltså ett mått för hur lång tid det tar för att ladda en kondensator till en viss gräns. Gränsen är satt till ca. 63%, när total fyllning är 100%. Lägg märke till att det INTE ingår spänning i formeln. Används ett batteri på 10 volt och en voltmeter på 10 volt över kondensatorn, är tidskonstanten uppnådd, när voltmetern visar 6,3 volt. Det är bestämt att målet för en 100% fyllning är uppnått, när 5 tidskonstanter har förlöpt. Detta kan vara kul att veta, men har ingen praktisk betydelse i de flesta elektroniska sammanhang.

Fig G13.2 visar ett exempel för praktisk demonstration av tidskonstanten. Under förutsättning att man använder en bra voltmeter eller universalinstrument. Använd t. ex. 10 volt från ett nätaggregat, ett motstånd på 10 kohm och en kondensator på 1000 uF. Ställ instrumentet för mätning av 10 volt (känsligheten hos instrumentet bör vara minst 10 kohm/volt) och ställ omkopplaren i läge 1. Spänningen kommer att stiga och stiga. Efter 10

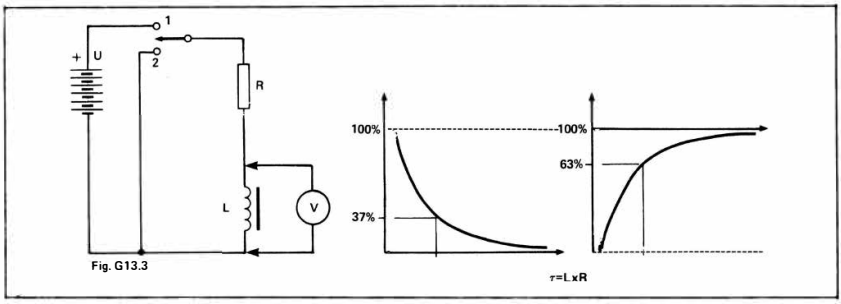


Fig. G13.3.
Magnetiseringen av en spole kan ske på samma sätt som uppladdningen av en kondensator. I praktiken är det dock svårare att demonstrera detta, då det är svårt att köpa stora spolar. I nödfall kan primärlindningen på en stor transformator användas.

sekunder, kommer instrumentet att visa spänningen 6,3 volt. Används en elektrolytkondensator på 1000 uF, kan man utgå ifrån att det tar längre tid. Detta beror på att elektrolytkondensatorerna har stor tolerans. Ofta 40-50% mer kapacitans än vad som är påstämplat kondensatorn. Är tiden den dubbla, är kondensatorns värde 2000 uF.

Om omkopplaren ställs i läge 2, kommer spänningen att frånkopplas och motståndet kortslutas till 0 volt. Den uppladdade kondensatorn urladdas genom motståndet till 0 volt. Urladdningen sker på samma sätt fast med omvänd verkan. Den uppladdade kondensatorn kommer snabbt att urladdas. För urladdning gäller samma procentregel. Tidskonstanten gäller fortfarande och urladdningen blir 63%. Men en urladdning från 100% – 63% = 37%. Dvs. när voltmetern visar 37% av det maximala värdet, har tiden gått. Med visningen 10 volt vid 100%, blir det 3,7 volt – detta naturligtvis under förutsättning att kondensatorn har den påstämplade kapacitansen. Vid urladdningen gäller, att den är tom när det har gått 5 tidskonstanter.

Vi kan återvända till schemat G13.1. I de två lodräta raderna A1 - A4 och B1 - B5 har vi en vanlig spänningsdelare med motstånd och för jämförelse en »spänningsdelare» med en kondensator i stället för motståndet R. Ansluts spänning till spänningsdelaren, kommer utspänningen att vara 1 volt vid en inmatad spänning på 10 volt. Ansluts istället en fyrkantspänning som i fig. A4 kommer utspänningen endast att dämpas i A-spänningsdelaren. Med kondensatorn placerad i botten på spänningsdelaren, kommer kurvorna B4-B5 att avrundas. Avrundningen bestäms av hastigheten med vilken kondensatorn kan upp- eller urladdas. Med en hög frekvens (B4) kommer kondensatorn aldrig att fyllas helt till tidskonstanten T. Därför blir det en kraftig avrundning. Sänks frekvensen och därmed även upp- och urladdnings-tiden, kommer kondensatorn helt kunna upp- och urladdas. Det blir endast en svag avrundning. Vi kommer senare i avsnittet om elektroniska tonfilter att se hur just detta fenomen kan komma till användning. Diskanttoner kan dämpas eller till och med tas bort.

UPP- OCH URLADDNING AV EN SPOLE

Vi talade tidigare om upp-och urladdning av en kondensator. Den korrekta beteckningen för samma fenomen hos en spole, är magnetisering och de-magnetisering. Fig G13.1 visar i grova drag hur en spole beter sig, när den tillförs ström och vid avbrott i tillförseln. I början avger spolen lika stor motspänning och drar nästan ingen ström. Spänningen ökar snabbt till inspänningens värde. Därefter byggs magnetfältet upp och när spolen mättas, sjunker utspänningen mot noll. Avbryts tillförseln och kretsen kortsluts som med omkopplaren i fig. G13.3, stiger spänningen till max. batterispänning. Detta tömmer magnetfältet och spänningen på utgången går igen mot noll.

Det kan vara svårt att demonstrera detta exempel med standard komponenter då stora spolar är dyra och svåra att tillverka. Oscilloscopbilderna i fig. G13.1 C4 - C5 kan lätt frambringas med en fyrkantgenerator vid frekvenserna 10 kHz och 1 kHz, samt en spole på 150 mH och ett motstånd på 100 ohm. Tidskonstanten för en krets med en spole beräknas efter samma princip som för en kondensator:

$$T = R \times L \qquad T = \frac{1}{f}$$

Spolar kan bjuda på flera fördelar i filter för tonreglering. De kommer att beskrivas ytterligare i avsnittet om filter.

FASFÖRSKJUTNING

Fasförskjutning uppstår när ett par elektriska storheter inte följer varandra som de normalt skulle ha gjort i en likströmskrets. Därför är fasförskjutningen även något som man skall akta sig för i samband med växelspänning, spolar och kondensatorer.

Detta beror på att spolar och kondensatorer tillsammans med spänning och ström inte lyder Ohm's lag riktigt. Visst kan Ohm's lag användas, men det behövs en vektoriell räkneoperation. Det krävs kännedom om beräkningar med hypotenusan och två kateter i en rätvinklig triangel (Pytagoras sats). Vi kommer senare in på vad detta innebär, men vi kommer inte att förklara vektorer och triangelberäkningar.

FASFÖRSKJUTNING I EN KONDENSATOR

I en kondensator kommer strömmen före spänningen. Varför det? Jo, detta förklaras i fig. G13.4. I början är kondensatorn urladdad och omkopplaren står i läge 2. Därefter ställs omkopplaren i läge 1. Nu finns full spänning över motståndet R på 10 kohm och amperemetern ger fullt utslag på 1 mA. Samtidigt kommer voltmetern att visa spänningen 0 volt. Det beror på att det inte finns några elektroner i kondensatorn. I början kommer strömmen att vara maximal medan spänningen är 0. Därefter kommer det gradvis elektroner i kondensatorn och spänningen stiger. Samtidigt som spänningen stiger, sjunker strömmen. Detta är det som kallas fasför-

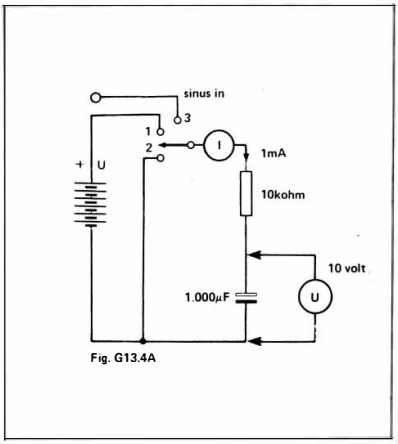


Fig. G13.4A

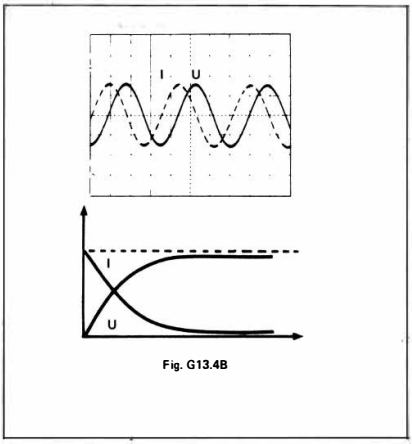


Fig. G13.4B

Fig. G13.4.
Strömmen kommer först i en kondensator. Därefter spänningen. Det kallas för fasvridning. Ansluts en växelspänning, kan man på ett oscilloskop iaktaga förskjutningen, som är 90 grader. Med de visade komponenterna och ett förkopplingsmotstånd på 10 kohm, kan upp- och urladdningen på »långsamma» vridspoleinstrument visas. Amperemetern skall ha känsligheten 1 mA för max. utslag och voltmetern ca. 10 volt med minst 100 kohm inre resistans.

skjutning eller fasvridning mellan ström och spänning hos en kondensator under upp- och urladdning av densamma. I många undervisningssituationer får eleverna itutat sig att *strömmen* kommer före *spänningen* i en kondensator, men bara man ritar en kondensator under uppladdning av en ström med en voltmeter över och tänker sig situationen, kan man själv se att det inte är spänning på den tomma kondensatorn och att strömmen i förkopplingsmotståndet är maximalt, när spänningen över det också är maximalt. Det går att betrakta kretsen enligt ohms lag i ett ögonblick. Ohms lag kan bara användas under så korta tidsrymder att man kan anse spänningar och strömmar konstanta. Kondensatorn uppför sig som en slö eller motstridig person.

Med ett tredje läge på omkopplaren kan en växelspänning skickas till kondensatorn. Om man har tillgång till ett dubbelstråle oscilloskop, kan växelspänningen direkt på omkopplaren betraktas på den ena kanalen. Sedan kan man på den andra kanalen betrakta kondensatorn och då se skillnaden i fas mellan de två spänningarna. Samtidigt skall man komma ihåg, att kondensatorn ingår i en spänningsdelare för växelspänningen och därför skall signalen på den oscilloskopkanal, som är ansluten till kondensatorn, vara ställd för en högre känslighet - typiskt 10 ggr högre. Om man använder en frekvens på 1 kHz och ett motstånd på 10 kohm bör kondensatorn bytas till en polyester (opolariserad) på 100 nF/250V.

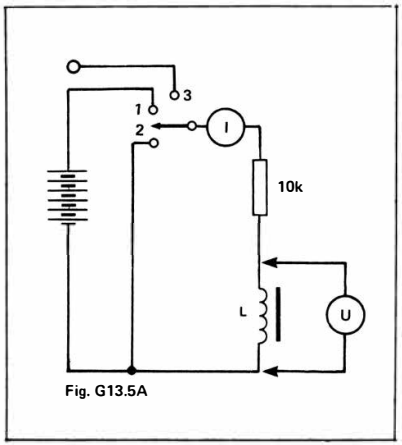


Fig. G13.5A

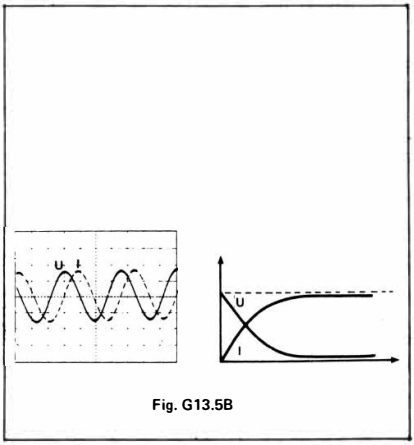


Fig. G13.5B

Fig. G13.5.
Spänningen kommer först över en spole, därefter strömmen. Det kan demonstreras med en stor spole.

FASFÖRSKJUTNING I EN SPOLE

I en spole kommer spänningen före strömmen. Varför?? Jo, som det visas i fig. G13.5, när spänningen via omkopplaren i läge 1 kommer till spolen, kommer den senare i sin tur att skicka en nästan lika stor spänning tillbaka. Utan någon spänningsskillnad, kan det inte flyta någon ström. Därför tar det lite tid innan strömmen flyter genom och magnetfältet börjar byggas upp. När magnetfältet byggs upp, sjunker spänningen på utgången. Det betyder att spolen drar ström från spänningskällan.

Konstruktionen *kan* demonstreras i verkligheten, men det kräver en stor spole på omkring 1 Henry. På samma sätt som vid kondensatorn, kan man här även ansluta en växelspänning i läge 3 på omkopplaren. Förloppet kan då ses väl med en fyrkantspänning. Då behövs en mycket mindre spole - en på 100 mH räcker. Oscilloskopbilden i fig. G13.1. C4 - C5 visar detta.

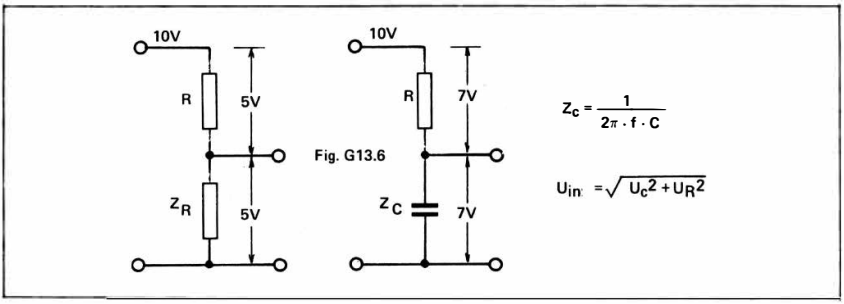


Fig. G13.6.

Det går fint att beräkna kondensatorns " motstånd" vid en bestämd frekvens. Detta växelströmsmotstånd som även kallas för reaktans beteknas Zc och den minskar med stigande frekvens. När förmotståndet och kondensatorn har samma impedans är spänningen över komponenterna lika, men på grund av fasvridningen är det inte halva spänningen på utgången.

IMPEDANS ÄR ETT SLAGS MOTSTÅND FÖR VÄXELSTRÖM

Spolar och kondensatorer uppför sig som motstånd vid växelström och växelspänning. Motståndsvärdet är beroende av komponentstorleken och växelströmmens frekvens. Därför anges aldrig motståndsvärdet för en spole eller kondensator. Värdet kommer att ändra sig med frekvensen. Istället kan man beräkna en *impedans*.

Detta växelströmsmotstånd gäller endast vid en bestämd frekvens. Impedansen för spolar och kondensatorer ändrar sig omvänt i förhållande till varandra. Detta är viktigt att lära sig och förstå. Då kan man lättare förstå funktionerna i en ritning.

En konstig sak när det gäller spolars och kondensatorers impedans är att de inte själva förbrukar någon effekt som motstånd gör. På grund av fasförskjutningen mellan ström och spänning, kommer det inte att gå någon egentlig elektronström. Laddningen från nätaggregatet kommer att returneras från kondensatorn, när den urladdas eller när spolens magnetfält bryts ner. När man ändå hör om att spolar eller transformatorer blir varma, beror det på den rena resistansen i ledningen. Den kan naturligtvis avge värmeeffekt.

IMPEDANSEN I EN KONDENSATOR

När vi ansluter spänning till en "tom" kondensator, får vi en strömrusning. Detta lärde vi tidigare i avsnittet om upp- och urladdning av kondensatorer. Nästan alla tomma kondensatorer fungerar som en kortslutning för ett batteri eller nätdel. Därför kan man tala om ett startmotstånd på 0 ohm. När kondensatorn är "full" med elektroner, går det ingen ström längre. Nu är motståndet flera miljoner ohm.

Under själva uppladdningen av kondensatorn kommer elektronerna att möta motstånd. Storleken på detta motstånd beror på med vilken hastighet som kondensatorn töms eller laddas. Fig. G13.6. visar en spänningsdelare med ren resistans och en med motstånd och kondensator. Båda botten-

motstånden kan betraktas som impedanser. Impedanserna får benämningarna Z_R och Z_C. Vi skickar en växelspänning in på båda spänningsdelarna och använder tre lika motstånd på 1 kohm. Motståndsspänningsdelaren kommer att leverera halva matningsspänningen på utgången. Detta kan kontrolleras genom att mäta spänningen över båda motstånden. Halva matningsspänningen skall ligga över varje motstånd. Nu är ide'n att istället använda en kondensator i spänningsdelaren, som ger samma spänning över motstånd och kondensator. Efter en del experiment upptäcker man att det blir den kondensator på omkring 3 uF. Men under mätproceduren upptäcks det, att spänningen över motståndet tillsammans med spänningen över kondensatorn blir större än själva matningsspänningen. Detta beror på fasförskjutningen mellan ström och spänning i kondensatorn.

7 + 7 = 10!

Det är ju lite vågat att visa ett sådant räkneexempel. Varje försteklassare kommer att bestrida riktigheten. I vilket fall som helst, så stämmer matematiken för kondensatorn i spänningsdelaren. Med 10 volt in över motståndsspänningsdelaren, fördelas spänningen med 5 volt över varje motstånd. Matar vi kondensatorspänningsdelaren med samma spänning, så kommer spänningen över motståndet att vara 7 volt och över kondensatorn 7 volt. Vi kan i varje tillfälle vara säkra på att impedanserna hos motståndet och kondensatorn är lika stora. Det är ju samma spänning över båda. Men varför är då spänningen 7 volt? Jo, detta beror på fasförskjutningen. Då fasvridningen är olika i motstånd och kondensatorer – 0 grader i ett motstånd och 90 grader i en kondensator – skall spänningarna summeras vektoriellt. Därför måste pytagoras sats användas:

$U_{in} = \sqrt{U_R^2 + U_C^2}$ **eller omskrivet**

$U_R = \sqrt{U_{in}^2 - U_C^2}$ **eller omskrivet**

$U_C = \sqrt{U_{in}^2 - U_R^2}$ **vilket i vårt exempel ger:**

$U_{in} = \sqrt{7^2 \text{ volt} + 7^2 \text{ volt}} = \sqrt{49 + 49} =$ **10 volt (avrundat).**

Detta är den riktiga matematiska och även praktiska förklaringen varför 7 plus 7 är lika med 10, när man beräknar vektorer på grund av fasförskjutning.

SÅ HÄR BERÄKNAS KONDENSATORNS IMPEDANS

Förut såg vi att när spänningarna över motståndet och kondensatorn var lika, så var även impedanserna lika. Motståndets impedans var 1 kohm och kondensatorn var på 3 uF. På detta sätt grundlades formeln för beräkning av en kondensators impedans. Formeln innehåller frekvensen (f) i Hertz, kapacitansen (C) i farad och en konstant, som kommer ifrån vektorberäkningen av fasförskjutningen på 2 x π. Produkten $2x\pi xf$ kallas vinkelfrekvensen och betecknas med den grekiska bokstaven lilla omega (ω):

$$Z_C = \frac{1}{2 \times \pi \times f \times C} = \frac{1}{\omega \times C}$$

Faktorn $2x\pi$ blir 2x3,1416 = 6,283. Nu är det ännu lättare att beräkna en kondensators impedans efter den förenklade formeln:

$$Z_C = \frac{159}{f \times c}$$

Beroende på vilka enheter man har, kommer resultatet fås i:

kohm när frekvensen är i MHz och kapacitansen i pF eller
kohm när frekvensen är i kHz och kapacitansen i nF eller
kohm när frekvensen är i Hz och kapacitansen i uF eller
ohm när frekvensen är i Hz och kapacitansen är i mF (1000 uF)

Denna beräkning inkluderar ej potensräkning och kan utföras med den enklaste typen av kalkylator. Vi tar exemplet från det föregående:

$$Z_C = \frac{159}{50Hz \times 3{,}0uF} = \textbf{1,06 kohm - nära 1 kohm}$$

IMPEDANSEN I EN SPOLE

Hos en kondensator är startmotståndet mycket litet, när kondensatorn skall uppladdas. En spole fungerar tvärt emot. När spänningen släpps på över spolen, kommer den att *motinducera* en nästan lika hög spänning. Det kommer med andra ord inte flyta någon nämnvärd ström. En komponent som inte drar ström motsvarar en mycket hög impedans. När magnetfältet är uppbyggt, flyter all den ström som trådens likströmsresistans tillåter. Finns det endast ett par varv tjock tråd, kommer det efter magnetiseringen att vara nästan kortslutning.

Spolen har alltså en hög resistans i början och kondensatorn en låg. Ansluts växelspänning över spänningsdelaren i fig. G13.7, kommer spänningen över spolen att ändra sig med frekvensen. Spolen fungerar med andra ord som ett växelströmsmotstånd, som beräkningsmässigt kan jämföras med en kondensator, fast med omvänt förhållande till frekvens och storlek.

$$Z_L = 2 \times \pi \times f \times L = \omega \times L$$

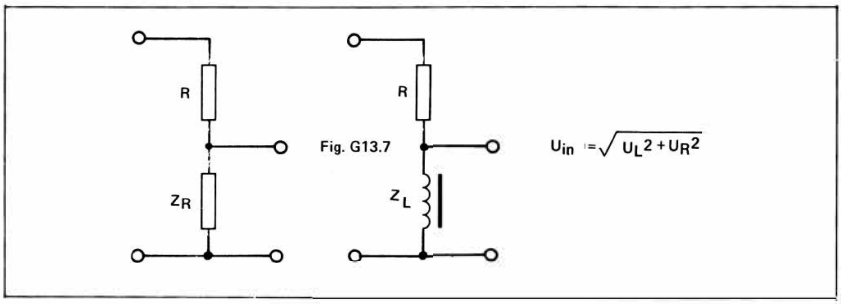


Fig. G13.7.

Spolen har också en så kallad impedans (resistans).. Det är Z_L och den stiger med stigande frekvens. På grund av fasvridningen måste spänningen över spole och motstånd summeras på samma sätt som vid geometriska beräkningar vid en rätvinklig triangel.

Vi erindrar oss att $2x\pi = 2x3,1416 = 6,283$. Även spolens impedans kan då beräknas med förenklad formel:

$$Z_L = 6,28 \times f \times L$$

Beroende på enheterna i grundformeln, kommer resultatet att fås i:

kohm när frekvensen är i MHz och induktansen i mH eller
kohm när frekvensen är i kHz och induktansen i H eller
ohm när frekvensen är i kHz och induktansen i mH eller
ohm när frekvensen är i Hz och induktansen är i H (grundvärdena)....

Denna typ av beräkning omfattar inte potensräkning och kan utföras på alla kalkylatorer. Vi tar ett exempel:

En spole skall beräknas till ett högtalarfilter. Impedansen skall vara 8 ohm och delningsfrekvensen 1 kHz. Formeln för beräkningen av impedansen ser ut enligt följande:

$Z_L = 6,28 \times f \times L$, detta uttryck kan med vanliga regler omvandlas till:

$$L = \frac{Z_L}{6,28 \times f} = \frac{8 \text{ ohm}}{6,28 \times 1 \text{ kHz}} \text{ mH} = 1,27 \text{ mH} = 1 \text{mH}$$

Om spolen ingår i en spänningsdelare med motstånd eller om spolen har förlustresistans, skall hänsyn tas till fasförskjutningen. Spänningsfallet beräknas med samma formel som vid kondensatorer.

GODHET – ETT MÅTT FÖR KVALITET

Spolar och kondensatorer är oftast felaktiga, det vill säga spolen har en viss resistans i kopparlindningarna och kondensatorn har en förlustresistans och en di-elektrisk resistans. I spolar är förlustresistansen ofta ganska stor,

varför man ger spolar ett mått för deras *godhet*. Detta används inte hos kondensatorer, därför att förlusterna där är mycket små.

Spolarnas godhetstal anges med bokstaven Q. I fabrikanternas data är godhetstalet alltid utan belastning. Med andra ord: Godhetstalet gäller för en spole som är ansluten till en stor impedans. Matematiken för beräkning av Q-värdet är:

$$Q = \frac{\omega \times L}{R} = \frac{2 \times \pi \times f \times L}{R} = \frac{6{,}28 \times f \times L}{R} = \frac{Z_L}{R}$$

Där R är likströmsresistansen i spolen och Z_L den impedans, som spolen har vid den frekvens den skall användas vid.

För lågfrekvensspolar anges Q-värdet vid 1 kHz. Om spolen har Q-värdet 100 vid denna frekvens, så har den värdet 10 vid 100 Hz. Vid 20 Hz är frekvensen 50 ggr lägre än vid 1 kHz – godheten är även 50 ggr lägre än vid 1 kHz. Inom vissa områden är Q-värdet proportionellt mot frekvensen.

SAMMANFATTNING

Vår tidigare kunskap om funktionerna hos spolar och kondensatorer vid likspänning, har nu utökats med hur dessa komponenter uppför sig vid växelspänning. Det visar sig, att kondensatorn i startögonblicket uppför sig som en kortslutning. Därför har den en impedans som minskar när frekvensen ökar. Den omvända funktionen är det vid spolar. De reagerar segt och motvilligt för snabba spänningsvariationer. Ju högre frekvens, desto högre impedans. Kondensatorer kan användas för att kortsluta snabba spänningsvariationer och spolar till att filtrera bort snabba spänningsvariationer.

Seriekopplas spolar och kondensatorer med motstånd, delas växelspänningen enligt trigonometriska beräkningar (vektorer). Därför kan spänningarna i en växelspänningsdelare med kondensatorer och spolar inte adderas på ett enkelt sätt. I nästa avsnitt skall vi se hur spolar och kondensatorer uppför sig tillsammans. Lös först uppgifterna.

G13 UPPGIFTER

1. Vid den givna frekvensen 1 kHz skall en kondensator ha en impedans på 1kohm. Hur stor skall kondensatorn vara?

$$Z_C = \frac{1}{2\pi \times f \times C} \text{ eller } C = \frac{1}{2\pi \times f \times Z_C}$$

– 160 nF . . . . . A ☐
– 16 nF . . . . . B ☐
– 1 uF . . . . . C ☐

G14 - SVÄNGNINGSKRETSAR

SVÄNGNINGSKRETSAR

En spole och en kondensator kan sammankopplas. Resultatet blir en så kallad svängningskrets – en av de mest intressanta radiotekniska kretsar. Svängningskretsen används i många olika utformningar och måste förstås. Kunskaper om svängningskretsar ger mycket om funktionen hos mottagare, sändare och filter m.m.

Svängningskretsar finns även inom fysikens andra områden. Alla vet ju vad en stämgaffel är för något. Det är ju en tvådelad metallapparat som slås an mot en kant och avger en bestämd ton. Eller ta till exempel ett kristallglas. Knäpper man till kanten på glaset, avger det en ton. Varje glas har sin ton. Ett stort glas ger en låg ton och ett litet glas en hög ton.

Kristallglaset liknar mycket den elektroniska kristallen. När kristallen "slås igång" av en elektrisk ström, svänger den med *sin* bestämda ton (fig. G14.1). Med en spole och en kondensator kan en elektronisk krets byggas, som på samma sätt liknar den mekaniska förebilden. Först fylls elektriciteten på kondensatorn. Den ger därefter ström till spolen som magnetiseras. När kondensatorn är tom är spolens magnetfält helt uppbyggt. Spolens magnetfält bryts ner (kondensatorn är ju tom) och avger ström tillbaka till kondensatorn. Den fylls igen och är helt fylld, när magnetfältet är borta. Så fortsätter förloppet och denna utväxling av energi mellan spole och kondensator

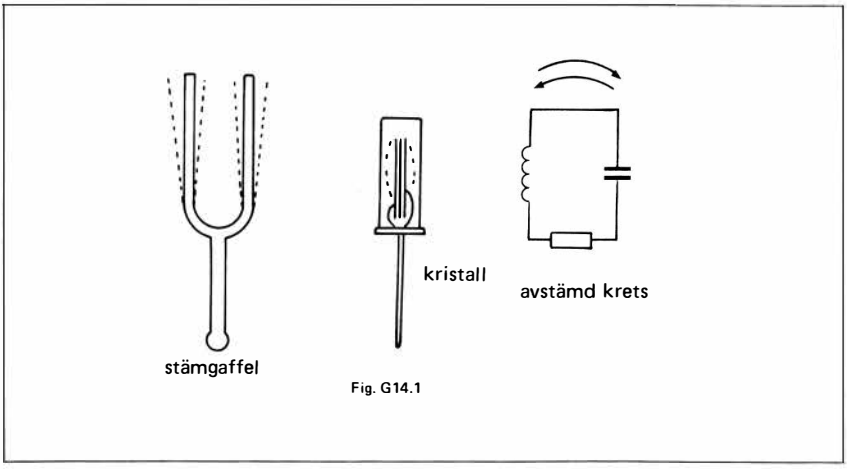


Fig. G14.1

Fig. G14.1.
Jämförelse av tre olika svängningskretsar. Stämgafflen kan endast vibrera på en bestämd ton. På samma sätt liknar kristallen mycket stämgafflen. Den avstämda kretsen med spole och kondensator är en elektrisk efterapning av den mekaniska svängningskretsen.

Fig. G14.2.
Spolen och kondensatorn har impedanser, som ändras motsatt i förhållande till frekvensen. I den punkt där impedanserna är lika, har svängningskretsen sin resonans. Punkten kallas därför också för resonansfrekvensen och betecknas med f_O.

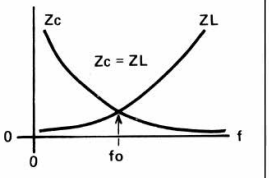


Fig. G14.2

kan fortgå i all evighet *om* komponenterna är perfekta. Det är de naturligtvis inte. Förlustresistanserna i spolens koppartråd och kondensatorn minskar hela tiden energin. Efter en stund slutar kretsen svänga när förlustenerging är omsatt i värme.

RESONANSPUNKTEN

Den hastighet med vilken kondensatorn och spolen svänger, beror på komponenternas värde. En liten kondensator urladdas snabbt. Det ger en snabb svängning. En liten spole (drossel) kommer snabbt att magnetiseras. Detta ger också en snabb svängning. Som vi tidigare lärt i avsnittet om fasförskjutning i spolar och kondensatorer vet vi, att strömmen kommer först i kondensatorn och därefter spänningen i spolen. Normalt kommer därför inte strömmen och spänningen samtidigt i en resonanskrets. Det sker endast vid en bestämd frekvens, som är bestämd av spolens och kondensatorns storlek. Vid denna frekvens är *impedansen i spole och kondensator lika.* I fig. G14.2. finns en impedanskurva över en spole och en kondensator i samma koordinatsystem. Vid låga frekvenser är kondensatorns impedans hög och spolens låg. Vid höga frekvenser är kondensatorns impedans låg och spolens hög. Impedanskurvorna löper i motsatt riktning. I punkten där kurvorna sammanstrålar är impedanserna lika. I denna punkt är strömmen och spänningen i fas. Denna punkt kallas för *resonansfrekvens* och kan beräknas med kunskap om impedansberäkningarna. Spolens impedans skall vara den samma som kondensatorns. I formelspråk blir det som följer:

$$Z_C = Z_L$$

Formlerna för impedans kan nu lätt inskjutas för både spole och kondensator:

$$Z_C = \frac{1}{2\pi \times f \times C}\text{, samt } Z_L = 2\pi \times f \times L\text{, varför:}$$

$$2\pi \times f \times 2\pi \times f = \frac{1}{L \times C}\text{, eller}$$

$$(2\pi \times f)^2 = \frac{1}{L \times C}, \text{ eller}$$

$$2\pi \times f = \frac{1}{\sqrt{L \times C}}, \text{ eller}$$

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{L \times C}}, \text{ eller}$$

$$f = \frac{159}{\sqrt{L \times C}}$$

De många olika matematiska uttrycken är reducerade till en liten enkel formel som kan användas för att beräkna resonansfrekvensen, när spolens och kondensatorns storlek är kända. Denna formel kan användas med en enkel kalkylator, under förutsättning att kalkylatorn har en tangent för kvadratrot. Som tidigare kan vi omvandla enheterna:

MHz är frekvensen med uH spole och pF kondensator eller
kHz med mH spole och nF kondensator eller
Hz med H spole och uF kondensator

PARALLELL - OCH SERIEKOPPLING

En spole och en kondensator kan sammankopplas på två sätt. Antingen parallellt till en parallellresonanskrets eller i serie. *Parallellkoppling* av spole och kondensator benämns ofta *spärrkrets* och *seriekoppling* kallas för *pass-*

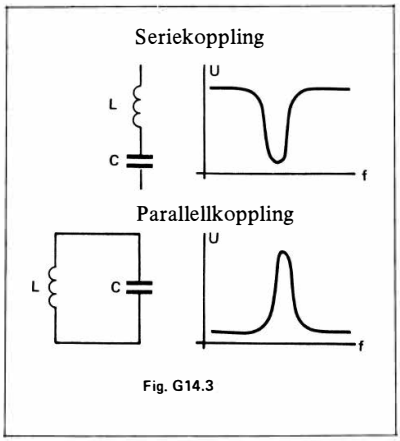


Fig. G14.3

Fig. G14.3.
En parallellkoppling av en spole och en kondensator är den vanligaste svängningskretsen. Denna krets har stor impedans vid resonansfrekvensen och liten impedans utanför. Vid höga frekvenser kortsluter kondensatorn och vid låga kortsluter spolen.
En seriekoppling av spole och kondensator ger en passkrets. Den har mycket låg impedans vid resonans och hög utanför resonansfrekvensen.

Fig. G14.4.
I en liten mottagare ingår det många avstämda kretsar. Den på bilden visade mellanvågsmottagaren har 3 avstämda kretsar med spolar i hölje och en avstämd krets med ferritantennen.

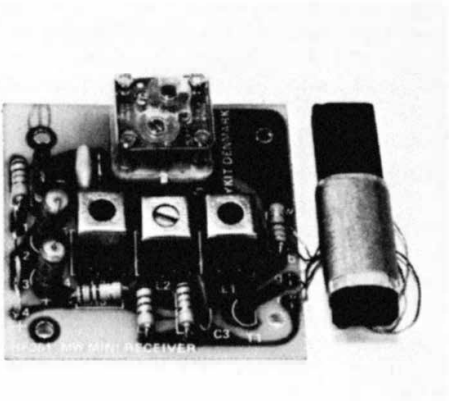
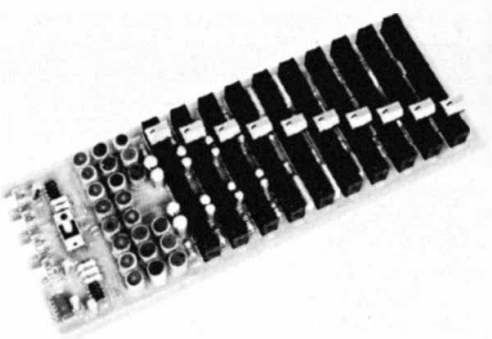


Fig. G14.5.
Avstämda kretsar kan även användas till lågfrekvensändamål. Den på bilden visade equalizern har 10 avstämda kretsar i varje stereokanal och kan på detta sätt reglera frekvensgången inom 10 tonfrekvenser.



krets. Dessa benämningar avser kretsarnas praktiska funktion och användning. Fig. G14.3 visar kurvorna för seriekrets och parallellkrets. Parallellkretsen dämpar både höga och låga frekvenser så att inte spänningen(U) står över kretsen. Endast vid en bestämd frekvens stiger spänningen kraftigt. Det är i resonanspunkten. Vid resonans spärrar kretsen för strömgenomgång och spänningen blir maximal. I serieresonanskretsen fungerar det omvänt. Här kan strömmen bara passera vid resonans, och spänningen sjunker kraftigt.

Bilderna G14.4 och 5. visar att avstämda kretsar ingår i mottagare och tonfilter (equalizers). Kretsarna har till uppgift att framhäva speciella frekvenser och ta bort andra. I mottagaren används de avstämda kretsarna till att bl. a. separera stationerna och bestämma vilken mottagningsfrekvens som skall användas. I tonfilterna används de avstämda kretsarna till att höja eller sänka bas, diskant eller andra tonfrekvenser.

Q ÄR ETT MÅTT FÖR KRETSENS GODHET

Förutom själva resonansfrekvensen (även kallad övergångsfrekvens = f_O) för en avstämd krets, är det viktigt att veta hur bra kretsen separerar de önskade frekvenserna från de oönskade. Denna kvalitetsbenämning har vi

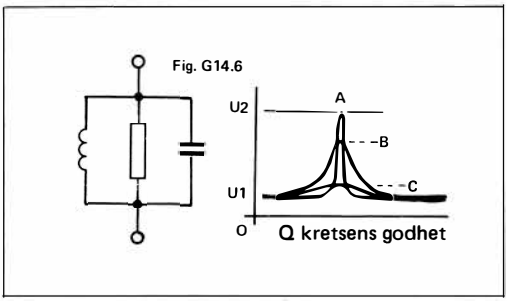


Fig. G14.6.
En avstämd krets har en godhet, som betecknas med bokstaven Q. Ju högre Q-värde, desto bättre är kretsen vid resonans.

tidigare stiftat bekantskap med och den kallas för godhet och betecknas med bokstaven Q.

Fig. G14.6 visar tre kurvor över resonanskretsar med olika godhetstal. Förhållandet mellan största möjliga spänning (resonans) och den minsta spänning (utanför resonansen) är den verkliga godheten:

$$Q = \frac{U_{res}}{U_{inte\ res}}$$

Mäts spänningen vid resonans t. ex. 10 volt och spänningen utanför resonans 1 volt, är kretsens godhet Q = 10. Om vi bortser från de små förlusterna i kondensatorn kan Q även uttryckas som:

$$Q = \frac{Z_L}{R},$$

där Z_L är spolens impedans vid övergångsfrekvensen och R är spolens likströmsresistans.

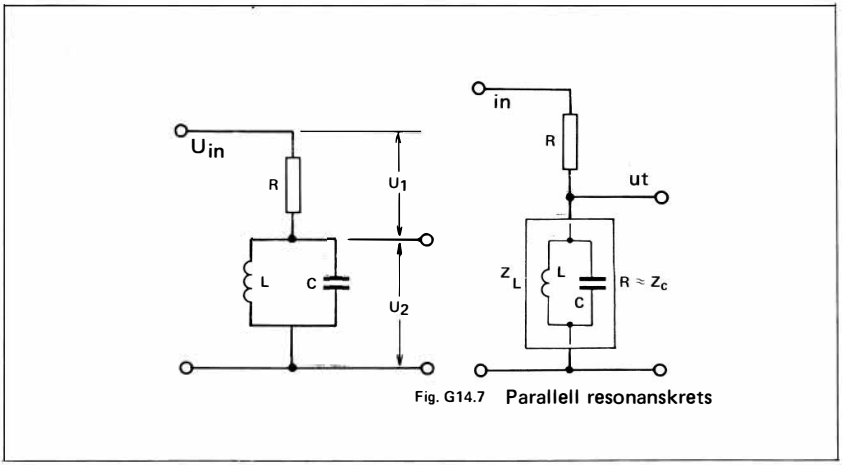


Fig. G14.7.
I en parallellresonanskrets är impedansen vid resonansfrekvensen Q gånger högre än kondensatorn och spolens separata impedanser.

RESONANSRESISTANS I EN PARALLELLKRETS

Fig. G14.7 visar en parallellresonanskrets som är ansluten till en tongenerator eller mätsändare genom ett stort motstånd R. Mäts signalen över själva svängningskretsen (U_2) och spänningen över motståndet R (U_1), går det att beräkna kretsens förlustresistans. Den beräknas ur förhållandet mellan spänningarna över de två resistiva motstånden:

$$R_0 = R \times \frac{U_2}{U_1}$$

Detta visar, att impedansen i kretsen är ett bestämt antal gånger större än impedansen i kondensatorn eller spolen. Detta antal gånger är samtidigt också uttrycket för kretsens godhet. Därför gäller att:

$$R_0 = Q \times Z_L = Q \times Z_C$$

Använder vi praktiska värden, t.ex. godheten 100 och kondensatorns impedans 500 ohm, får vi $R_0 = 500 \times 100 = 50$ kohm.

Dessa två uttryck för kretsens godhet kan nu sammanställas till ett, där vinkelfrekvensen omega utgår:

$$R_0 = \frac{L}{R \times C},$$

R är spolens förlustresistans. Ofta kan man även använda en annan formel, som framkommer, när de två Q-formlerna multipliceras:

$$Q \times Q = Q^2 = \frac{\omega \times L}{R} \times \frac{1}{\omega \times R \times C}$$

$$Q = \frac{1}{R} \times \sqrt{\frac{L}{C}}$$

Den stora resonansresistansen används i t.ex. diodmottagaren, där svängningskretsen direkt är ansluten till antennen. Endast en bestämd frekvens kommer att släppas genom. Alla andra kommer dämpas av kretsen. Kretsens godhet bestäms av hur långt ifrån varandra stationerna ligger. Godheten i en detektormottagare förstörs ofta, beroende på att antennen har en låg resistans och parallellkopplas till spolen. Den bästa filtreringen uppnås med en liten antenn som inte belastar kretsen så mycket. Samtidigt erhålls då en svag signal. I diodmottagaren uppstår alltid en kompromiss mellan känslighet och godhet (selektivitet).

RESONANSRESISTANS I EN SERIEKRETS

I seriekretsen fungerar filterverkan omvänt. Resonansfrekvensen dämpas men alla andra frekvenser släpps igenom. Vid resonans har seriekretsen en impedans, som är godheten mindre än impedansen hos spole eller kondensator:

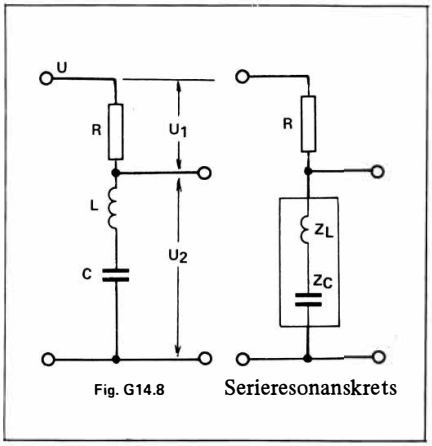


Fig. G14.8.
I en serieresonanskrets är impedansen vid resonansfrekvensen Q gånger mindre än spolens och kondensatorns separata impedanser.

$$R_O = \frac{Z_L}{Q} = \frac{Z_C}{Q} \text{ eller}$$

$$R_O = \frac{\omega \times L}{Q} = \frac{1}{Q \times \omega \times C}$$

Av detta kan vi göra ett exempel. Om impedansen är 1 kohm och godheten 100, kommer seriekretsens resonansresistans R_O att vara 10 ohm.

KRETSENS BANDBREDD

Inom radiotekniken stöter man ofta på begreppet bandbredd. Det är en praktisk storhet som berättar något om kretsens kvalitet i förhållande till den frekvens som skall användas. Bandbredden definieras som det frekvensområde omkring resonansfrekvensen, där signalen är dämpad till 70% av själva resonanssignalen. 70% benämns även 3 dB (se ev. avsnittet T4) gränsen. Fig. G14.9 är en kurva för frekvens och nivå (amplitud) för en parallellresonanskrets. Vid resonansfrekvensen f_O sätts amplituden till 100%. På båda sidor om f_O kommer amplituden att falla till 70%. Punkterna anger de två gränsfrekvenserna över och under resonansfrekvensen. Avståndet mellan dessa punkter mäts i Hertz. Området inom dessa punkter är bandbredden. Den kan även beräknas om godhetstalet och resonansfrekvensen är kända:

$$\text{Bandbredden } b = \frac{\text{Resonansfrekvensen } f_O}{\text{Godheten } Q}, \quad b = \frac{f_O}{Q}$$

Vi kan åter ta ett vardagsexempel från en FM-radio. En mottagare är försedd med en resonanskrets i antenningången på 100 MHz. Godheten är 100 (en bra godhet). Nu kan bandbredden beräknas till:

Fig. G14.9.
Bandbredd uppges som det frekvensområde, där nivån (styrkan) precis har sjunkit till 70% av det, den var vid resonans (–3 dB). Bandbredden är lika med resonansfrekvensen dividerat med kretsens Q-värde.

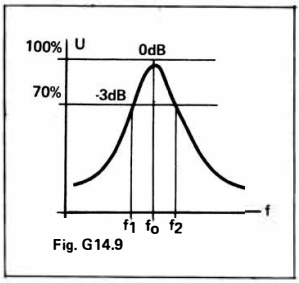


Fig. G14.9

$$b = \frac{f_o}{Q} = \frac{100MHz}{100} = 1MHz$$

Används en avstämningskondensator på 15pF, är Z_C 106 ohm vid 100 MHz. Med godheten Q på 100 kan kretsens parallellmotstånd vid resonans beräknas:

$$R_o = Q \times Z_C = 100 \times 106 \text{ ohm} = 10{,}6 \text{ kohm.}$$

Det är på FM-bandet en mycket fin parallellresistans, som ger en bra krets med bra selektivitet dvs separation mellan stationerna. Dessa fina data går lätt att förstöra om en 50 ohms antenn ansluts. Då förstörs kretsens funktion helt. Därför måste insignaler och efterföljande förstärkarsteg anpassas med stor noggrannhet. Detta görs med uttag på spolen eller genom att använda ett anpassat kondensatoruttag med två kondensatorer.

ALLA SPOLAR PASSAR INTE ÄNDAMÅLET

Det har visat sig, att de typer av spolar som passar fint till lågfrekvens, är dåliga för högfrekvens. Detta beror på att de höga frekvenserna helst befinner sig på yttersidan av koppartråden. De går ej in i djupet, ens på tjocka goda ledare. Därför måste rätt spole användas till rätt ändamål. Fig. G14.10 visar olika typer av spolar för olika frekvenser. Transformatorspolar fungerar bra endast upp till några hundra Hz. Därefter måste kärnan tillverkas av speciella material. Då används kärnor av järnpulver. På radiofrekvenser används kärnor av ferrit. Detta är då för frekvenser från 100 kHz och uppåt. Vid ännu högre frekvenser, dvs från 30 MHz och upp till UHF, används normalt försilvrad tråd till spolarna. Vid dessa höga frekvenser flyter strömmen endast i ytterhöljet och därför räcker det att höljet är av silver. Silver leder ström mycket bra.

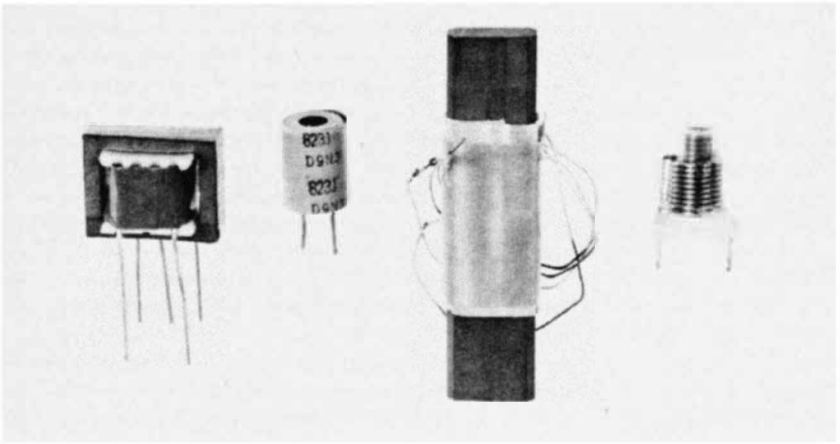


Fig. G14.10.
Spolar skall utformas för de frekvenser de skall användas till. En transformatorliknande spole kan användas i det låga frekvensområdet. Ferritspolen passar till området upp till radiofrekvenser - 100 kHz. Ferritstaven liknar ferritspolen, men koppartråden är en Litztråd, -dvs. många tvinnade tunna koppartrådar. Det ger större yta och leder höga frekvenser bättre. Spolen med den tjocka tråden är till för frekvenser upp till UHF området. tråden är försilvrad, för att högfrekvensströmmarna endast flyter i ytterkanten på tråden.

ANSLUTNING AV SVÄNGNINGSKRETSAR

Som vi tidigare nämnde, kan inte en 50-ohms FM-antenn direkt anslutas till en svängningskrets. Då skulle selektivitet och godhet förstöras. Impedansanpassningen mellan det som ansluts till svängningskretsen och kretsen själv måste stämma. Dessutom får inte svängningskretsen belastas på utgången.

Impedansanpassningen av avstämda kretsar fungerar på samma sätt som transformatorer. Impedanstransformation används ofta i avstämda kretsar i radiomottagare. Detta beror på att det sällan går att uppnå tillräckligt låg resonansresistans i själva kretsen. Därför måste uttagen göras med uttag på spolen, eller extra lindningar över resonansspolen. Själva resonansspolen, betecknas då som primär och avtappningslindningen sekundär.

Om en krets med impedansen 5 kohm belastas med 5 kohm, kommer den totala impedansen att bli 2,5 kohm. Det medför att bandbredden dubblas och Q-värdet halveras. Detta kan tolereras. Däremot kommer ytterligare belastning att förstöra funktionen hos kretsen. Om vi istället till vår krets ansluter en antenn på 50 ohm, skall detta ske med en extra lindning eller uttag som omvandlar antennimpedansen till 5 kohm. I detta fallet används formeln för impedanstransformering i transformatorer:

$$R_p = \frac{\text{Vdg primär}^2}{\text{Vdg sekundär}^2} \times R_S \text{ , eller } R_P = \left(\frac{N_p^2}{N_s^2}\right) \times R_S \text{ , eller}$$

$$R_P = m^2 \times R_S ,$$

där m betyder förhållandet mellan primär och sekundär. Formeln kan även omformas så att resultatet blir hur många lindningar det skall vara på sekundäruttaget eller lindningen:

$$m = \sqrt{\frac{R_P}{R_S}} \qquad N_s = N_p \times \sqrt{\frac{R_S}{R_P}}$$

Vi använder exemplet från tidigare: FM-mottagarens antenningångsspole har en impedans R_p på 5 kohm. Vi räknar antalet varv på primären N_p och får 5 varv. Antennimpedansen har vi bestämt till 50 ohm:

$$n_P = 5 \times \sqrt{\frac{50 \text{ ohm}}{5000 \text{ ohm}}} = 5 \times \sqrt{\frac{1}{100}} = 5 \times \frac{1}{10} = 0{,}5 \text{ varv}$$

Ur denna beräkning får vi att sekundärlindningen på spolen för antennen skall vara 0,5 varv från ena sidan. Fig. G14.11.A. visar detta. Ritningen B visar ett exempel med uttag på själva primär lindningen. Uttaget eller sekundär lindningen skall börja från den *kalla sidan* eller från den sidan på primärspolen som är ansluten till jord (minus). Fig. G14.11.C visar sekundärimpedansen, som transformeras över i kretsens egen impedans. Ansluts en kondensator i uttaget eller till sekundärlindningen, kommer naturligtvis kondensatorn att påverka kretsens resonansfrekvens. Kondensatorns kapacitanspåverkan kommer *också* att ändra lindningsförhållandet i en annan potens:

$$C_P = m^2 \times C_S$$

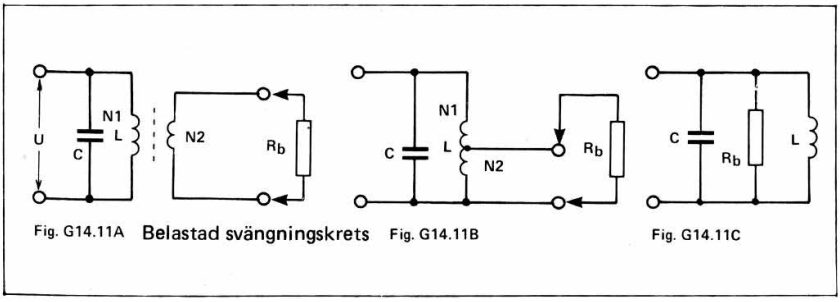


Fig. G14.11A Belastad svängningskrets Fig. G14.11B Fig. G14.11C

Fig. G14.11.
Om en svängningskrets belastas för mycket, kan Q-värdet förstöras, - dvs. kretsens resonansverkan. Därför används uttag eller sekundärlindningar vid signal uttag.

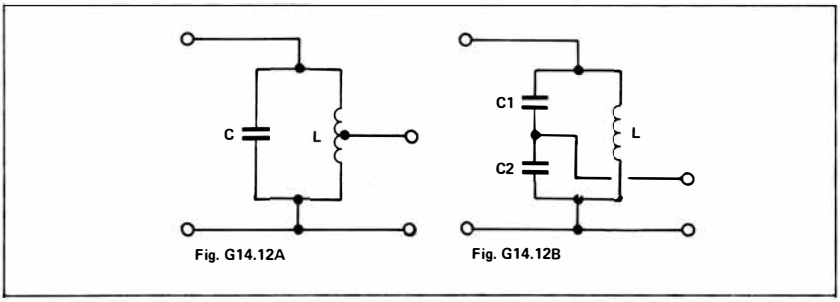


Fig. G14.12A

Fig. G14.12B

Fig. G14.12.
Det går att göra ett uttag för impedansanpassning på både spole och kondensator-delen hos en svängningskrets.

Fig. G14.12 visar två lika bra sätt att impedanstransformera på. Om spolen inte har ett mittuttag, går det att ersätta uttaget med två kondensatorer istället. Den resulterande kapacitansen av de båda kondensatorerna räcker till kretsens resonansfrekvens. Kapacitansvärdena har ett förhållande till impedansomvandlingen som kvadraten för omvandlingsförhållandet.

Används t. ex. en kondensator på 40 pF i botten och en på 4 pF i toppen uppstår en kapacitiv delning på 10 gånger och en impedansomvandling på kvadratroten av 10 = 3,16 ggr.

PI - FILTER

Pi-filter används mycket ofta i sändare vid antennutgången. Pi - filtret visas i fig. G14.13. Funktionen kan uppfattas som en avstämd krets, där ingångsfrekvensen tillsammans med utfrekvensen bestämmer resonansfrekvensen. Därför skall kapacitanserna vara dubbelt så stora som i en normal svängningskrets. Pi-filtrets stora fördel är den, att det kan filtrera signalerna mycket bra från ingång till utgång och dessutom kan spänningen variera mycket kraftigt på utgången. Den stora utgångsimpedansen passar med andra ord bra även till »halvdåliga» teleskopantenner. Dessa har aldrig tillräcklig längd för resonans och därför är impedansen ganska hög. Ju lägre impedans på utgången av pi-filtret, desto sämre blir Q-värdet.

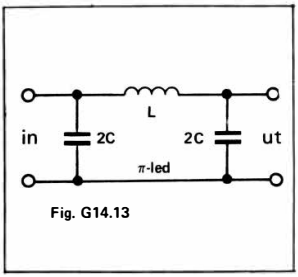


Fig. G14.13

Fig. G14.13.
PI-filter används ofta i antennutgången på en sändare för att filtrera bort harmoniska frekvenser.

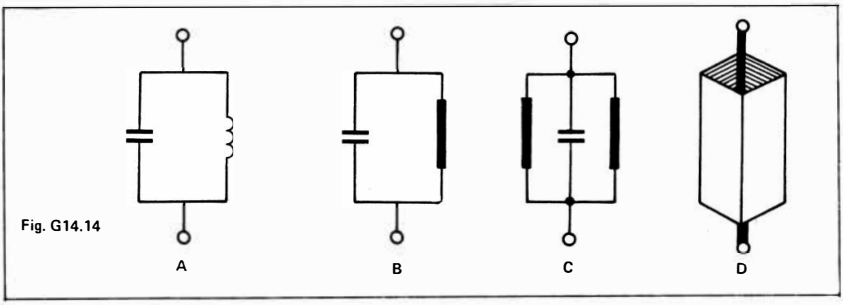


Fig. G14.14.
a) till d) visar övergången från konventionellt byggda svängningskretsar till hålrumsresonator, en avstämd krets för höga radarfrekvenser.

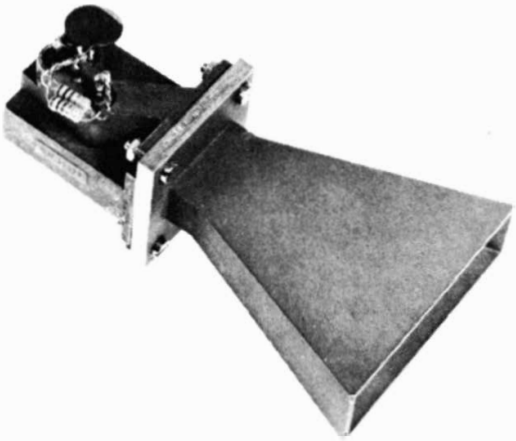


Fig. G14.15.
Gunn-plexer för radarfrekvenser med SCHOTTKY detektor. De två delarna är sammansatta till en sändare och mottagare för frekvensområdet 10 GHz (10 000 MHz). Själva dioden och detektorn är inbyggda i en svängningskrets. Antennsignalen tas ut från ett hål i sidan. Tratten är själva antennen och den ger en extra förstärkning på 10 - 15 dB.

MIKROVÅGOR

Vid extremt höga frekvenser, är både spolar och kondensatorer mycket små. Fig G14.14 visar detta. A) är en vanlig avstämd krets med spole och kondensator. B) visar en kondensator och en liten spole, som endast är en rak ledning på några centimeter. C) Här är spolen ännu mindre. Två spolar är parallellkopplade samtidigt som kondensatorns plattor är så långt ifrån varandra, att de till och med skulle kunna vara spolarnas ändar. Det är inte långt ifrån

ett rör som avstämd krets. D) visar detta. Vid dessa mycket höga frekvenser, kan komponenterna utformas som kammare och rörbitar. Fig. G14.15 visar en radarenhet (gunplexer) för avståndsmätning och tjuvlarm. Dess resonanskrets är ett litet dolt hålrum inuti metallådan. Antennanslutningen sker via ett hål i sidan. Detta liknar ju inte mycket till elektronikkrets. Trots detta är funktion och princip exakt den samma. Beräkningarna är naturligtvis helt annorlunda och beskrivs inte i denna bok.

SAMMANFATTNING

Vi har lärt oss att sammankoppling av en kondensator och spole kallas för en avstämd krets eller svängningskrets, som på grund av resonans uppför sig ganska speciellt vid en viss frekvens. En parallellresonanskrets har hög impedans vid resonans och en seriekrets har mycket låg impedans vid resonans (nästan kortslutning). Kretsens kvalitet eller godhet bestäms primärt av belastningen. Belastas kretsen för mycket slutar den att fungera. Det går även att impedanstransformera i avstämda kretsar, på samma sätt som vid transformatorer.

G14 UPPGIFTER

1. Beräkna resonansfrekvensen hos en kristallmottagare. Spolen är en ferritstav med induktansen 0,1 mH. Kondensatorn är på 100 pF. Vilken är resonansfrekvensen?

– Mellanvåg ca. 1,5 MHz . . . . . A ☐
– Kortvåg ca. 2,5 MHz . . . . . .B ☐
– Långvåg ca. 150 kHz. . . . . C ☐

G15 - PASSIV MÄTNING

PASSIV MÄTNING

De första egentliga mätningarna av elektricitet blev utförda redan i gamla dagar med statisk elektricitet. Två elektriskt lika uppladdade papperskulor stöter ifrån varandra. Ju större uppladdning, desto större frånstötning. Långt senare – först kring år 1800 – hittade den franske fysikern Andre Marie Ampere en noggrann metod att mäta elektrisk ström. Denna mätning gick till så, att en silversked vägdes, efter att ha varit nersänkt i ett elektrolysbad, som påfördes ström. Vikten av nytt silver var naturligtvis ett svårt sätt att mäta strömmen. Vikterna som fanns på den tiden var noggranna och strömmen kunde därför rätt noga bestämmas. Det var först Ørsteds upptäckt av elektromagnetismen som möjliggjorde direktmätning av ström och spänning. Ørsted upptäckte att strömmen i en ledning inducerar ett magnetfält som kan påverka en magnetnål. Redan detta var en form av mätning. Genom att öka spänningen i voltastapeln, kunde man öka strömmen. Kompassnålens utslag blev större.

Ørsted hade upptäckt ett mätinstrument för ström. De elektromekaniska instrument som vi använder idag är naturligtvis mycket mer förfinade och har en vida överlägsen noggrannhet. Modern finmekanik kan tillverka med stor precision. Universalinstrumenten mäter både ström och spänning och även resistans. Även effekt kan mätas på detta sätt.

Passiva mätinstrument används överallt inom elektroniken. De kallas även för analoga instrument. Det vill säga ett utslag, som är proportionellt mot strömmen som flyter genom instrumentet. Motsvarande digitala instrument omvandlar den analoga signalen till digitala, direkt avläsbara siffror. Det bör noteras att analoga instrument inte kommer att »slås ut» av de digitala. Det är nämligen så, att det mänskliga ögat mycket snabbare kan avläsa en visares utslag än ett tal med kanske 4 siffror. Det finns även digitala instrument med analog visare. Vissa typer finns på marknaden för elektroniska klockor. Där kan man få en klocka med "flytande kristall" display (LCD). LCD-displayen kan dels visa siffrorna och även i vissa typer själva visarna analogt. I avsnittet här kommer vi endast att beskriva de elektromekaniska eller »passiva mätinstrument» utan inbyggd förstärkning.

ELEKTROMEKANISKA MÄTINSTRUMENT

Mjukjärnsinstrumentet var det vanligast förekommande instrument från omkring 1900 fram till andra världskriget. De var robusta och ganska noggranna, men visningen var inte linjär, dvs avstånden mellan skalstrecken var inte lika långa. Fig. G15.1. visar ett mjukjärnsinstrument. På en spole finns det omkring 100 varv koppartråd. Inuti spolen finns det plats för en pinne av järn eller annat magnetiskt material. Järnpinnen är upphängd i en fjäder som ett lod. När det flyter ström genom spolen, kommer järnpinnen att dras in i spolens inre, men endast så långt som fjäderkraften tillåter. Med stor ström kommer järnpinnen dras helt in i spolen. Med liten ström, blir det en liten rörelse. Järnpinnen är dessutom försedd med en visare, som pekar på en graderad skala. På skalan kan då slutligen strömmen avläsas.

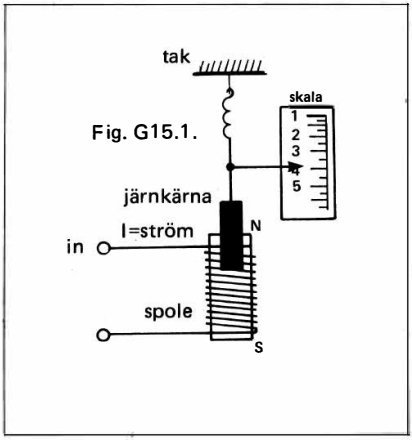


Fig. G15.1.
Mjukjärnsinstrumentet är robust men har olinjär skala.

Som vi tidigare beskrev, är mjukjärnsinstrumentets skala olinjär. Därför används det normalt inte idag.

Värmetrådsinstrument av samma typ som i fig. G15.2, blev också använt en hel del . Fördelen med dessa är att de fungerar lika bra med lik- eller växelström. Dessutom fungerar de bra vid mätning av höga frekvenser. Strömmen skickas genom en termotråd. När tråden värms, utvidgas den. Denna utvidgning överförs till ett fjäderbelastat hjul som är försett med visare. Instrumentet visar ren effekt. Det betyder att ström eller spänning endast kan visas på en logaritmisk skala. Termotråd-instrument är idag dyra och används endast till mycket speciella mätningar.

Vridspoleinstrumentet är det inom elektroniken mest förekommande. Modern mekanik har möjliggjort robust tillverkning av mätinstrument och med god noggrannhet. Fig. G15.3 visar funktionen hos vridspoleinstrumentet. Som namnet säger, är det fråga om en vridbar spole. Spolen är upphängd i ett mycket kraftigt magnetfält och lagrad i fina lager (rubin el. glas).

Den elektriska förbindelsen till den vridbara spolen sker genom två spiralfjärdar – en runt om varje lager. Spiralfjädrarna ger fjäderkraft åt spolen, så att nålen på visaren alltid står på en bestämd nollpunkt med samma kraft. När ström flyter genom spolen, vill dess magnetfält vrida spolen runt i det permanenta magnetfältet. Utslaget hos visaren är beroende

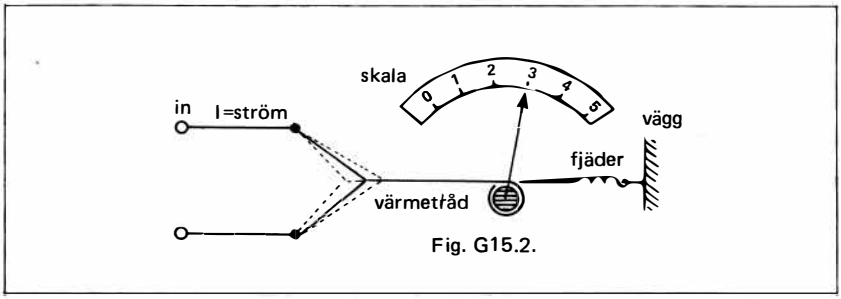


Fig. G15.2.
Värmetrådsinstrumentet passar för mätning av effekt. Det kostar mycket och används därför endast till speciella uppgifter.

Fig. G15.3.
Vridspoleinstrument används mycket inom elektroniken. Det är linjärt och mycket känsligt. Genom speciella mekaniska »tricks», kan spolen hängas i ett band, för att bli mera robust mot stötar.

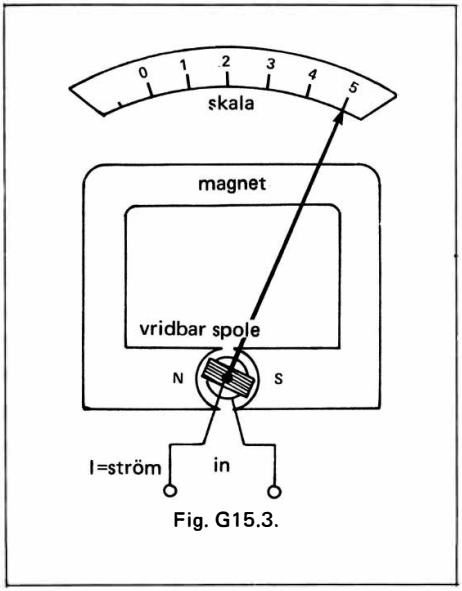


Fig. G15.3.

av magnetfältets styrka och fjäderkraften. Visningen hos vridspoleinstrumentet är helt linjär inom ett vridområde på ca. 90 grader. Speciella varianter har hela 270 graders visning. Vridspolen har i många fall även ett par små motvikter på spolen för att kompensera visarens vikt. Instrumentet skall ju visa rätt värde oberoende i vilken vinkel som instrumentet hålls.

Spegelgalvanometern är en specialversion av vridspoleinstrumentet. Här är visaren ersatt med en liten spegel direkt på vridspolen. Spegeln bryter en ljusstråle. På detta sätt kan en visare konstrueras, som är flera meter lång och dessutom helt viktlös. Spegelgalvanometrar tillverkas med mycket stor noggrannhet, därför att en "visare" som är en meter lång, fodrar ett stort utslag även för en mycket liten vridning av spolen. Spegelgalavanometern används inte idag, för att mekaniken är mycket känslig och lätt kan förstöras. Istället används robusta vridspoleinstrument med förstärkare. Du har säkert hört talas om *rörvoltmetrar* eller FET-instrument. Det är helt enkelt vridspoleinstrument med förstärkare med rör respektive FET-transistorer.

VRIDSPOLEINSTRUMENTETS KÄNSLIGHET

Spolen i ett vridspoleinstrument begränsar den ström och spänning som *själva instrumentet* kan visa. De färdiga universalinstrument som finns i handeln kan mäta många olika spänningar, strömmar och även resistans. Detta beror på att det finns en mängd olika anpassningsmotstånd i instrumenten. Olika för varje slags skalindelning. Öppnas ett universalinstrument, kan man nästan alltid se, att det antingen finns ett litet motstånd över spolens anslutningsledningar eller ett ganska stort motstånd i serie med den ena anslutningsledningen. Den första typen används vid strömmätning och den andra vid spänningsmätning.



Fig. G15.4.
Vridspoleinstrument med höljet borttaget. Lägg märke till den fina spiralfjädern.

För vridspolen i ett instrument kan det anges en elektrisk storhet som används för att beräkna förmotstånd till andra områden. Denna storhet kallas för *känsligheten*. Känsligheten gäller vid max. utslag på instrumentet. När visaren slår ut till det högsta värdet, flyter det en bestämd ström genom vridspolen. Då likströmsresistansen inte ändras under utslaget, har det en konstant inre resistans och därmed spänning över sig.

Den ström som typiskt skall ge en vridspole maximalt utslag är på 50 uA, 100 uA eller 500 uA normalt. Vi kan ta ett exempel. En fabrikant har angivit ett 100 uA instruments inre resistans (motstånd) till 1000 ohm (1 kohm). Med OHM's lag kan vi beräkna spänningen som ligger över instrumentet vid max. utslag:

$U_i = R_i \times I_i$, eller med de nämnda värden,

U_i = 1 kohm x 100uA = 100mV

Om vi jämför flera instruments känslighet, kan spänningen omräknas till 1 volt och resistansen anges. I det praktiska exemplet är den inre resistansen 1 kohm och spänningen 100 mV. Känsligheten i kohm/volt blir då:

$$F = \frac{R_i}{U_i} = \frac{1\ \text{kohm}}{100\ \text{mV}} = \frac{1\ \text{kohm}}{0.1\ \text{volt}} = \underline{\underline{10\ \text{kohm/V}}}$$

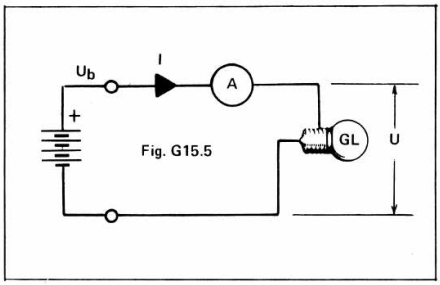


Fig. G15.5.
Ström mäts GENOM amperemetern.

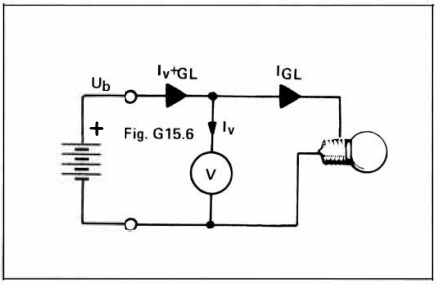


Fig. G15.6.
Spänning mäts ÖVER belastningen.

MÄTNING AV STRÖM OCH SPÄNNING

Innan vi kastar oss ut i anslutningar av volt- eller amperemätare, bör man tänka igenom vad man håller på med. Om t.ex ett 100 uA instrument direkt ansluts till ett batteri på 1,5 volt, kommer visaren troligtvis att snurra ett par varv runt sin egen axel samt försöket avslutas med en rökslinga från vridspolen. Så är det instrumentet förstört. Vi måste alltså veta hur inkoppling av volt- eller amperemätinstrument görs och vilken ström eller spänning som kan förväntas. Redan en ganska liten överbelastning förstör ett vridspoleinstrument, – och de kan inte repareras!

Fig. G15.5 visar en typisk strömmätning. Batteriet avger sin ström av elektroner *genom amperemetern* till glödlampan och vidare tillbaka till batteriet. Vid strömmätning skall instrumentet alltid seriekopplas med belastningen (glödlampan). Dessutom skall alltid ett instrument användas som *minst* tål den maximala strömmen, som kan förväntas flyta genom kretsen.

Fig. G15.6 visar hur spänning mäts med en voltmeter. Voltmetern ansluts direkt över belastningen, – i detta fallet en glödlampa. Lampan drar det mesta av strömmen, men det flyter även en liten ström genom voltmetern. Annars kan instrumentets spole inte magnetiseras och visaren inte röra sig.

Om vi både ansluter volt- och amperemeter i kretsen som i fig. G15.7, finns det två anslutningsmöjligheter och två felkällor. I exemplet A) mäter voltmetern spänningen direkt över belastningen (en lampa). Voltmetern visar korrekt spänning. Amperemetern mäter däremot *både* belastningsströmmen och strömmen genom voltmetern. Om det är en bra voltmeter, behövs det endast en mycket liten ström för att visa spänningen. Därför kan man nästan alltid bortse från denna extra ström. I det andra exemplet b) visar amperemetern lampans riktiga strömförbrukning. Voltmetern däremot visar endast

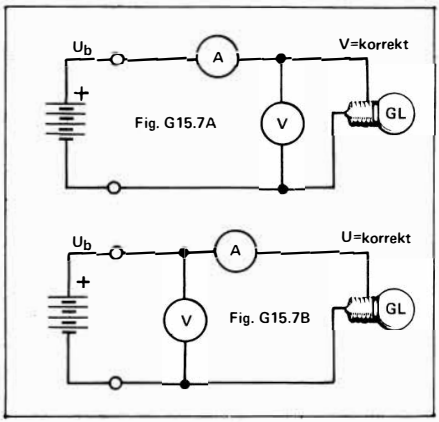


Fig. G15.7.
Mätning av både ström och spänning på två sätt. I a) mäter voltmetern riktigt på belastningen men strömmen felaktigt, då voltmetern själv förbrukar lite ström. I exempel b) mäter amperemetern rätt och voltmetern lite fel. Det blir ett litet spänningsfall över ampetemetern.

spänningen hos batteriet. Spänningsfallet, som finns över amperemetern på grund av dess inre resistans, kommer att adderas till spänningsfallet över lampan. Lampan kommer att få lite för låg spänning. Men är amperemetern av bra kvalitet, kommer spänningsfallet att vara så litet, att vi kan bortse från det.

SHUNTMOTSTÅND FÖR STRÖMMÄTNING

Amperemätare tillverkas så känsliga, att deras egenström är mycket mindre än strömmen, som de skall avläsa. I normala transistorkonstruktioner är strömmarna mellan 1 mA till 10 A. Används för detta ett instrument på 100 uA, måste instrumentet shuntas med ett annat motstånd – se fig. G15. 8. Batteriet skall driva en lampa med strömförbrukningen 50 mA. Denna ström skall vi mäta med ett 100 uA instrument. Istället för att bygga om själva instrumentet (det är nästan omöjligt) så kopplar vi ett *shuntmotstånd över amperemetern*. Om amperemetern skall ge fullt utslag vid 100 mA, skall 100 uA gå genom instrumentet och resterande genom shuntmotståndet. I vårt exempel blir det 100 000 uA – 100 uA = 99 900 uA. Om instrumentets inre resistans är 1 kohm, blir spänningsfallet enl. ohms lag 100 mV. Nu kan vi beräkna shuntmotståndet. Det är ju parallellkopplat över amperemetern och kommer att få samma spänningsfall:

$$R_S = \frac{U_i}{I_S} = \frac{100\text{mV}}{99{,}9\text{ mA}} = 1{,}001\text{ ohm.}$$

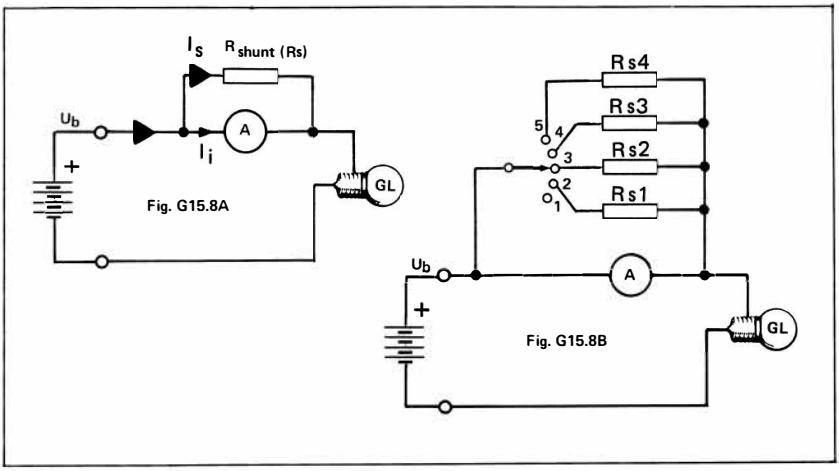


Fig. G15.8.
Shuntmotstånd används till amperemeter för högre strömmar. Shunten leder den överskjutande strömmen utanför instrumentet. Med en omkopplare och flera shuntar (b) kan område skiftas.

Om instrumentet har en felprocent på 2%, kan ett motstånd på 1 ohm användas. Har motståndet en tolerans på 1%, kommer värdet att ligga mellan 0,99 och 1,01 ohm. Dessa beräkningar bör göras, så att inte man går och köper dyra och onödigt fina motstånd.

Beräkningen av shuntmotståndet kan göras mera matematiskt:

$$I_S = I_M - I_i,$$

där I_S är strömmen i shunten som skall beräknas. I_M är den totala mätströmmen och I_I den ström, instrumentet skall ha för max. utslag. Stoppar vi detta i ohms lag, blir shuntmotståndet:

$$R_S = \frac{U_i}{I_M - I_i} = \frac{I_i \times R_i}{I_M - I_i},$$

där R_i är det önskade shuntmotståndet. R_i är instrumentets inre resistans och U_i instrumentets spänningsfall vid max, utslag.

Vi kan ta ett annat exempel. Ett vridspoleinstrument har en inre resistans på 100 ohm och en max. ström på 50 uA. Vi vill mäta strömmen 1 mA.

Shuntmotståndet blir då:

$$R_S = \frac{50 \times 10^{-6}\ A \times 100\ ohm}{1.000 \times 10^{-6}\ A - 50 \times 10^{-6}\ A} = 5{,}263\ ohm.$$

I detta fallet bör ett motstånd på 5,3 ohm användas. På samma sätt kan shuntmotståndet beräknas för andra strömmar. Prova själv att beräkna shuntmotståndet för strömmar på 1 ampere eller 10 ampere. Motståndet skall då bli 0,005 respektive 0,0005 ohm. Detta motstånd är så litet att det går att använda en koppartråd på ett par cm.

I förhållande till andra komponenter är vridspoleinstrument ganska dyra. Därför används ofta flera olika shuntmotstånd tillsammans med en omkopplare, så att flera olika mätområden kan täckas. Även med en mycket fin skalindelning på ett instrument, blir inte avläsningen bättre än 1 - 2% av max. utslag. De strömmar som oftast används inom elektroniken är mellan 100 uA och 10 A. Det är ett omfång på 100 000 gånger. Det går inte att avläsa på en och samma skala med större noggrannhet. Då är det mycket bättre att använda en omkopplare till ett instrument på 100 uA och använda indelningen 1 mA, 10 mA, 100 mA och 1 A för fullt utslag. Se fig. G15.8B.

FÖRKOPPLINGSMOTSTÅND VID SPÄNNINGSMÄTNING

Varje vridspoleinstrument är i realiteten en amperemeter. Men då amperemetern har en fast, större inre resistans, är spänningen över vridspolen proportionell mot strömmen. Vet man den inre resistansen vid max utslag, kan spänningsfallet beräknas. I föregående avsnitt fick vi fram, att ett instrument på 100 uA/1 kohm har ett spänningsfall på 100 mV. Med andra ord – Om vi släpper 100 mV över instrumentet, blir utslaget maximalt, därför att strömförbrukningen är 100 uA.

I en voltmeter ingår amperemetern som ett motstånd i en spänningsdelare. Funktionen är att sänka instrumentets känslighet. Istället för 100 mV, som är en mycket låg spänning, kan vi tänka oss att mäta en spänning på 10 V. Först beräknar vi spänningen:

$$U_V = U_M - U_i,$$

Där U_V är spänningen över förkopplingsmotståndet, U_M matningsspänningen över mätobjektet och U_i är spänningen över instrumentet vid max. utslag.

Förkopplingsmotståndet R_V har till uppgift att dämpa spänningen så mycket, att det vid 10 volt in, blir 100 mV över instrumentet. Enligt ohm's lag blir det:

$$R_V = \frac{U_M - U_i}{I_i} = \frac{U_M - (I_i \times R_i)}{I_i} = \frac{U_M}{I_i} - R_i$$

Vi kan försöka beräkna värdena för ett 10 volts instrument om vårt vridspoleinstrument är märkt 1 kohm/100 uA:

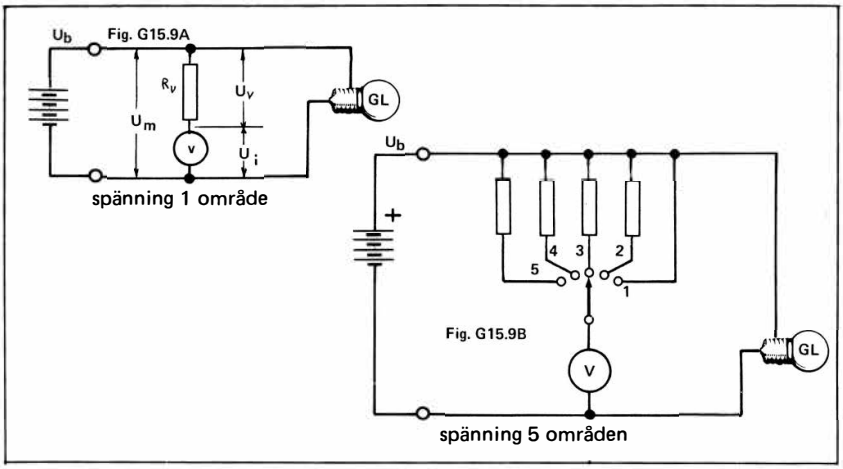


Fig. G15.9.
Med förkopplingsmotstånd till en amperemeter, kan spänning mätas. Förkopplingsmotståndet tar hand om det spänningsfall, som är för mycket för själva mätinstrumentet. Med flera förkopplingsmotstånd kan samma instrument mäta flera olika spänningsområden.

$$R_V = \frac{10 \text{ volt}}{0{,}1 \times 10^{-3} \text{ A}} - 1 \text{ kohm} = 99 \text{ kohm}.$$

Fig. G15.9. visar uppkopplingen av en voltmeter med flera områden. Från position 1 till 5 beräknas förkopplingsmotstånden med instrumentdata enligt tidigare. Spänningsområdena skall vara 100 mV, 1V, 10V, 100 V och 1000 V. Resultaten skall bli: 0 ohm (kortslutning), 9 kohm, 99 kohm, 999 kohm och 9,999 Mohm. Det går fint att ersätta de tre sista värdena med standardserien 99 = 100 kohm, 999 kohm = 1Mohm och 9,999 = 10 Mohm.

MOTSTÅNDSMÄTNING MED VRIDSPOLEINSTRUMENT

Enligt principen i fig. G15.10 kan en resistansmätare byggas med ett vridspoleinstrument. Resistansmetern används för mätning av motståndsvärden på defekta eller omärkta motstånd. En resistans-(motstånds) meter kan även användas för felsökning och kontroll av dioder samt transistorer. Den sistnämnda funktionen behandlas i senare kapitel.

Funktionen är den, att amperemetern är seriekopplad med ett motstånd och ett batteri. När kretsen kortsluts, skall visaren slå ut till max. utslag på skalan. Där skall resistansen markeras till 0 ohm. Öppnas kretsen, faller visaren tillbaka till 0, ty det flyter ju ingen ström längre. Här markeras skalan med (∞) ohm, - dvs. oändlig resistans.

Ansluts ett motstånd över ingången till »vårt instrument», kommer visaren att stanna någonstans mellan 0 och oändligt.

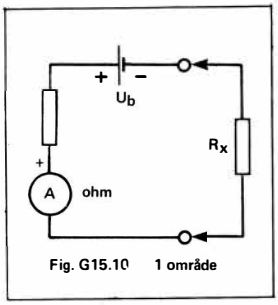


Fig. G15.10.
Vid resistansmätning inkopplas ett batteri och ett förkopplingsmotstånd i kretsen.

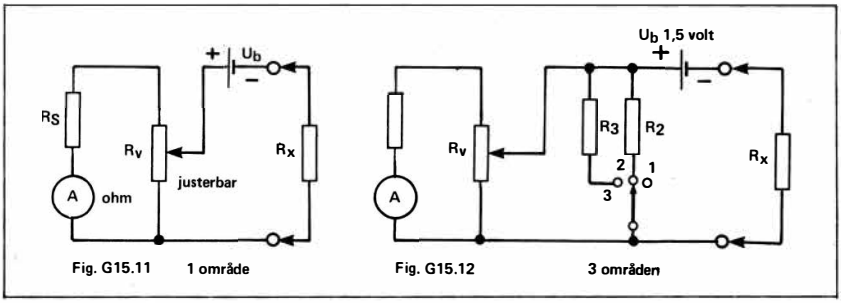


Fig. G15.11 vänster
Med en potentiometer i resistansmetern kan nollpunkten justeras med kortslutna mätpinnar, oberoend av batteriet är nytt eller gammalt.

Fig. G15.12 höger
Resistansområden kan skiftas genom inkoppling av shuntmotstånd över visarinstrumentet.

Denna position markeras med motståndsvärdet. Så fortsätter man att mäta upp kända resistanser och markera deras värde på skalan. Detta görs med passande avstånd mellan "strecken". Det går *inte* att märka skalan med lika stora mellansteg. Skalan för resistansmätning är nämligen inte linjär. Den kommer alltid att vara ihopklämd i ena änden. Fig. G15.11 visar ett sätt att kompensera den fallande batterispänningen. Istället för ett fast motstånd inkopplas en variabel trimpotentiometer. Med kortsluten ingång justeras potentiometern till 0 ohm innan varje mätning. Fig. G15.12 visar, hur resistansområdena kan ändras så att samma skala kan avläsas genom att man multiplicerar det avlästa värdet med 10, 100 eller 1000 eller vilket som önskas. I fig. G15.13 skissar vi upp en resistansmeter med linjär skala. Från en strömgenerator (elektronisk) skickas en konstant ström genom den okända resistansen. Därefter avläses spänningen med en *högresistans voltmeter* och enligt ohms lag blir det avlästa svaret mätobjektets resistans R_X. Om mätobjekt med 1% noggrannhet upp till 10 mohm skall uppmätas, måste voltmeterns inre resistans vara minst 1000 Mohm eller 1 Gohm. I digitala instrument kan värden med upp till 0,05% noggrannhet mätas. Där är det inte omöjligt med inre resistanser på upp till 200 Gohm. Detta uppnås endast med speciella FET-transistorer eller operationsförstärkare. Dessa beskrivs i senare avsnitt.

Fig. G15.13.
Vid aktiv resistansmätning med transistorstyrda strömgeneratorer, kan en linjär skala uppnås.

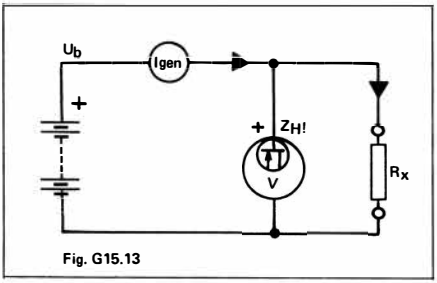


Fig. G15.13

UNIVERSALINSTRUMENT

Med den kunskap vi nu har för att kunna mäta ström, spänning eller resistans med ett och samma instrument, är det ganska naturligt att försöka bygga ett universalinstrument. Det kan göras ganska enkelt, om man inte ställer alltför höga krav. Men skall instrumentet byggas med många mätområden, får man bereda sig på mycket beräkningar och en ytterst kompli-

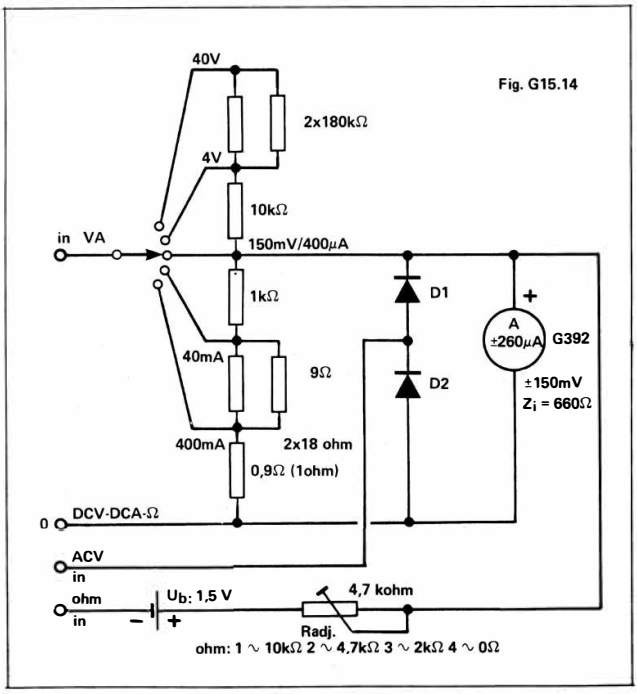


Fig. G15.14

Fig. G15.14.
Enkel demonstrationsmodell av ett universalinstrument med flera ström, spänning och motståndsområden.

cerad omkopplare. I fig. G15.14 har vi byggt ett universalinstrument med utgångspunkt från ett litet tavelinstrument typ JOSTY KIT G 392. Instrumentet kan mäta följande:

DC spänning	**0 - 150 mV, 0 - 4V och 0 - 40 V**
DC ström	**0 - 400 uA, 0 - 40 mA och 0 - 400 mA**
AC spänning	**0 - 4V och 0 - 40V**
Ohm	**0 - 20 kohm**

Naturligtvis är det inte fråga om några speciellt upphetsande tekniska data. Men kretslösningen är till för att förstå, beräkna och experimentera med, speciellt då för nybörjare. Vi kommer inte att gå helt in i detalj på beräkningen utan endast ge de nödvändigaste förklaringarna för kontrollberäkningen utan endast ge de nödvändigaste förklaringar för den intresserade läsaren. En djupare genomgång skulle ta 20-30 sidor i anspråk av boken. Principerna baseras alla på ohms lag och kunskap om shuntmotstånd och förkopplingsmotstånd.

Det använda instrumentet G 392 har följande data:

Strömvisning max. utslag med mittpunkt +/– 260 uA
Spänning max. strömvisning över mitten +/– 150 mV
Inre resistans R_i är 660 ohm

Då visningen är indelad i: –4, –3, –2, –1, 0, 1, 2, 3, och 4, väljs strömmen i det lägsta området till 400 uA. Dvs. att känsligheten på 260 uA skall »förstöras» med ett shuntmotstånd.

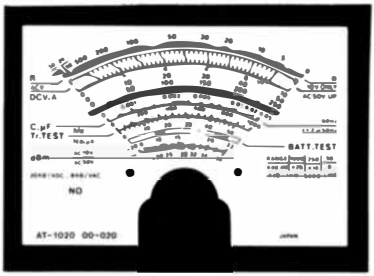
Shuntmotståndet kan då samtidigt ingå i omkopplingen av ström områdena. Med 400 uA till ingången och 260 uA genom instrumentet, blir det 140 uA kvar till shuntmotstånden. Då spänningen över instrumentet är 150 mV, blir den totala serieresistansen ca. 1 kohm. Vi väljer det första motståndet till 1 kohm därför att nästa strömområde är 100 ggr större - 40 mA. I det området skall shuntmotståndet vara litet. Vi kan nu beräkna känsligheten med 1 kohm till 400 mV. Spänningskänsligheten faller, därför det tillsätts en spänning på ca. 250 mV över motståndet. Detta kan beräknas med ohms lag med utgångspunkten 260 uA och motståndsvärdet på 1 kohm. Det ger egentligen 260 mV eller en resistans på 0,96 kohm. Men ett fel på 4% märks inte med det använda instrumentet. 40 mA strömmen skall gå genom shuntmotstånden och med en känslighet på 400 mV till instrumentet, blir den totala resistansen 10 ohm. I 400 mA området är resistansen 1 ohm. De två shuntmotstånden skall uppfattas som en seriekoppling. Det mellersta skall vara 9 ohm och det nedersta 1 ohm. Resultatet blir 10 ohm. Ett 9 ohms motstånd går inte att köpa i varje affär. Vi tillverkar ett 9 ohms motstånd, genom att parallellkoppla två stycken 18 ohms istället. Det blir ju 9 ohm.

Det första motståndet för spänningsmätning skall ha 4 volt - instrumentspänningen på 150 mV över sig. Det blir 3,85 volt. Strömmen till instrument och shuntmotstånd i strömdelen är uträknad till 400 uA. Då kan 4-voltsresistansen beräknas till 9,6 kohm. Vi väljer ett på 10 kohm. Detta ger ett fel på endast 4%. I 40 volts området blir det 36 volt över förkopplingsmotståndet i toppen. Strömmen är fortfarande 400 uA. Därmed kan resistansen beräknas till 90 kohm. Detta värde tillverkas av två parallellkopplade motstånd på 180 kohm.



Fig. G15.15.
Ett avancerat universalinstrument har många mätområden och är en ganska komplicerad konstruktion.

Fig. G15.16.
Skalan på det avancerade universalinstrumentet visar, hur många olika mätningar som kan utföras.



Om vi även inkopplar två germaniumdioder, t.ex. typ AA 143 kan vi även mäta växelspänning. Dioderna tappar dessvärre 100 - 200 mV över sig, men det kan utan vidare accepteras i 4-och 40-volts områdena. Ritningen visar inkopplingen av dioderna. Vid mätning av växelspänning, används ingångarna, märkta ingång och ACV-0.

Med ett batteri på 1,5 volt och en liten potentiometer på 4,7 kohm, kan vi även mäta resistanser (motstånd). Batterispänningen och instrumentets känslighet bestämmer området 0 ohm till 20 kohm. Större resistanser kan inte mätas på ett enkelt sätt. Vi kalibrerar instrumentet med markeringarna av motståndsvärdena 4 = 0 ohm, 3 = 2 kohm, 2 = 4 kohm och 1 = 10 kohm. Resistansmätningen nollställs genom att kortsluta ingången till ohm-0 ingången och justera utslaget med potentiometern till 4. Här är resistansen 0 ohm.

Fig. G15.15 visar ett universalinstrument. Alla mätområdena erhålls genom en ytterst komplicerad omkopplare. Fig G15.16 visar tydligare alla de olika mätområdena på instrumentet.

EFFEKTMETER

Många större förstärkare är försedda med effektmeter. De är konstruerade som växelspänningsinstrument och visar endast effekten vid en bestämd belastningsimpedans/högtalarimpedans. Fig. G15.17 visar uppbyggnaden av en effektmeter. Förstärkaren skickar uteffekten till högtalarimpedansen med en bestämd växelspänning enligt ohms lag:

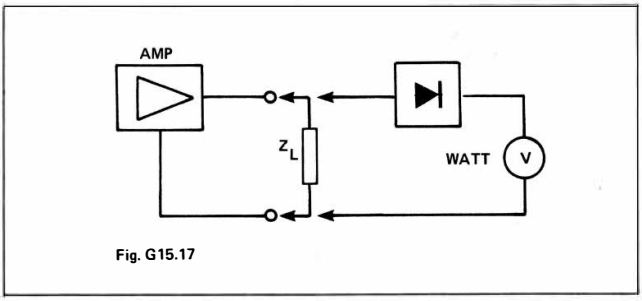


Fig. G15.17

Fig. G15.17.
I en wattmeter använder man ohms lag och mätinstrumentet visar endast rätt med ett bestämt belastningsmotstånd (impedans).

$$W = \frac{U^2}{R}$$

Av formeln kan man se, att effekten förhåller sig *kvadratiskt* till spänningen. Därför är vanliga effektskalor inte linjära utan ökar med kvadraten. Skalan G15.18 visar den kvadratiska effektökningen från milliwatt till många watt.

WHEATSTONE BRYGGAN

Om resistanser skall mätas med stor noggrannhet, används en uppfinning från mitten av 1800-talet av den engelske fysikern Wheatstone. Mätningen blir då linjär, vilket gör det möjligt att använda förhållanderäkning. Fig. G15.19 A och B visar Wheatstones-bryggans funktion. Monterar vi 4 lika motstånd i bryggan (fig. A), kommer det inte att finnas spänningsskillnad mellan mittpunkterna på de två spänningsdelarna. Därför blir det inget utslag på instrumentet. Om motståndet R_X halveras, kommer strömmen flyta från den vänstra spänningsdelaren mot höger. Om R2 och R_X ändras lika mycket, kommer spänningen i spänningsdelarna även ändras lika mycket utan att instrumentet ger utslag. Detta används för att skapa en slags "linjalmätning". Om R1 och R2 byts ut mot en skjutpotentiometer, kan bryggan alltid justeras till noll utslag på instrumentet, oberoende av skjutpotentiometrarnas värde. Det är endast förhållandet mellan R1 och R2 som ger variation av instrumentutslaget. Genom att byta ut R_K mot olika kända värden, samt justera skjutpotentiometern tills visaren går till noll, kan man erhålla ett värde på R_X. Beräkningen av detta förhållande blir:

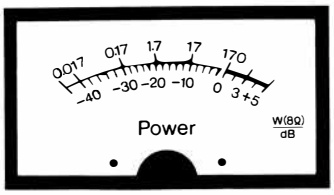


Fig. G15.18.
Wattmeterns skala är kvadratisk.

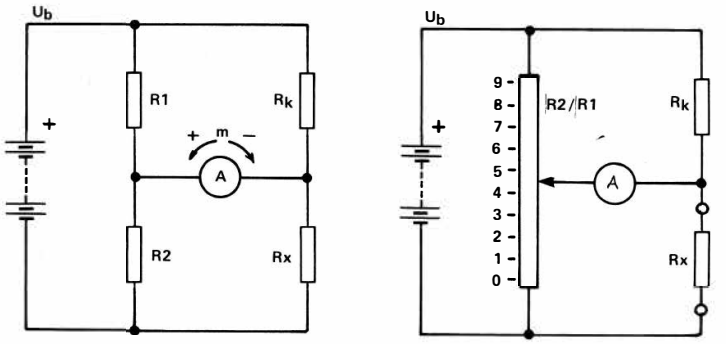


Fig. G15.19A Wheatstones brygga

Fig. G15. 19B

Fig. G15.19
Wheatstones brygga används för bestämning av motstånd, kondensatorer och spolar.

$$R_X = R_K \times \frac{R_2}{R_1},$$

och då skjutpotentiometern kan graderas med direkt indikering av förhållandet blir

R_X = R_K x förhållandet

Vi tar ett exempel på detta. Skjutpotentiometern är inställd på 6 och R_K har valts till 1 kohm:

R_X = 1 kohm x 6 = 6 kohm.

Med Wheatstones brygga finns den fördelen, att det inte ingår kretsar som kan ge avvikelser i mätningen. Dessutom kan bryggan, genom att man monterar ett växelströmsinstrument (eller högtalare/öronmussla), även mäta impedanser hos spolar och kondensatorer. Samtidigt finns möjligheten att ansluta en spole eller kondensator med *känt* värde i stället för R_K. Ansluts en *okänd* spole eller kondensator på R_X's plats, kan man med skjutpotentiometern enligt samma förhållande finna den reella induktansen eller kapacitansen.

LJUSMÄTARE

Fotografen behöver ofta mäta belysningen. Detta går fint med ett CdS-motstånd (fotomotstånd). Det ändrar resistansen med belysningen. Fig. G15.20 visar en lux-meter. Omkopplaren ger olika känslighetsområden. Lux-metern är helt enkelt en resistansmeter med ett fotomotstånd och en skala för ändamålet. Belysningsmätarna kan också byggas med solceller.

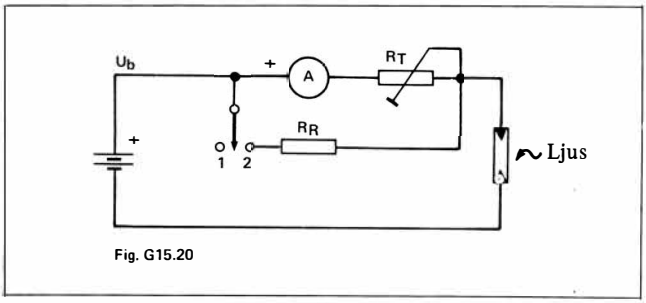


Fig. G15.20

Fig. G15.20. En ljusmätare kan byggas med en enkel resistansmeter och ett känsligt fotomotstånd av CdS-typen.

Då används endast en voltmeter till mätningarna, därför att solcellen ger en spänning som beror av belysningen (0 - 0,5V).

Det går även att mäta temperaturer på samma sätt om ett NTC-motstånd används istället.

SAMMANFATTNING

I detta avsnitt har vi lärt oss en del om passiv mätning med vridspole-instrument. Det har handlat om mätning av spänning, ström och resistans. Spänningen mäts med förkopplingsmotstånd i serie med, och strömmen med shuntmotstånd parallellt över instrumentet. Spänningsmätning sker med anslutning av instrumentet över, och strömmätning med anslutning i serie med mätobjektet.

G15 UPPGIFTER – PASSIV MÄTNING

1. Ett mätinstrument specificeras ofta i mA/V (pr 1V). Vilka ytterligare storheter behövs för att beräkna den inre resistansen?

– Strömmen . . . . . A ☐
– Känsligheten . . . . . B ☐
– Ingen storlek . . . . . C ☐
– Spänningen . . . . . D ☐
– Max. utslag . . . . . E ☐

2. Hur stor ström skall det flyta i en shunt vid mätområdet 100 mA, när det använda instrumentet är av typen 1mA/V och har max. utslag vid 100 uA?

– 10 mA . . . . . A ☐
– 999 mA . . . . . B ☐
– 99.9 mA . . . . . C ☐

3. Hur stor skall shunten vara för det omnämda instrumentet. Hitta först spänningen över shunt (och instrument) vid förhållanderäkning.

$$\frac{1\ \text{mA}}{1\ \text{V}} = \frac{100\ \text{uA}}{\text{X V}} \qquad \text{X} = ?\ \text{mV}$$

Fig. G15.21.

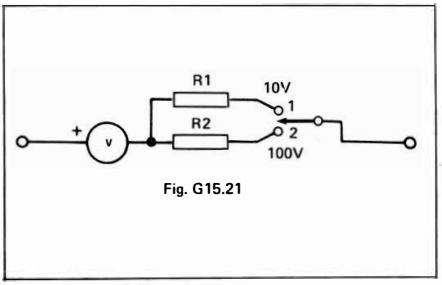


Fig. G15.21

Strömmen känner vi från uppgift 2. Vi använder ohms lag. Hur stor är resistansen?
– 9 ohm . . . . . A ☐
– 10 ohm . . . . . B ☐
– 1 ohm . . . . . C ☐

4. Samma instrument skall vi nu använda för spänningsmätning av 100 V. Från uppgift 3 vet vi spänningen över instrumentet. Ur det kan vi beräkna resistansen. Hur stort skall förkopplingsmotståndet vara?
– 1 kohm . . . . . A ☐
– 1 Mohm . . . . . B ☐
– 100 kohm. . . . . C ☐

5. Beräkna komponentvärdena. Med en omkopplare skall vi kunna mäta spänningarna 10 volt och 100 volt. Instrumentets data är 1 mA/V och max. utslag 1 mA. Vilken kombination är rätt?
– R1 R2
– 9 kohm . . . . . .99 kohm . . . . . A ☐
– 9 kohm . . . . . .990 kohm . . . . . B ☐

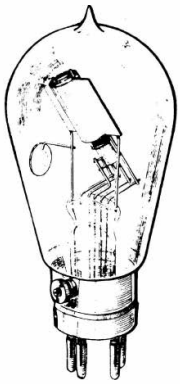
G16 - HALVLEDARE II

FRÅN GLÖDLAMPA TILL TRANSISTOR

Den store amerikanske uppfinnaren *Thomas Alva Edison* arbetade i många år med den elektriska lampan. Först efter ett antal misslyckade försök, lyckades han i slutet av 1800-talet framställa en koltråds-glödlampa, som han patenterade. Edison hade dessutom observerat ett svagt blåaktigt ljus i en lufttom lampa utan glödtråd. Denna »lampa» blev också patenterad, fastän Edison vid dåvarande tidspunkt inte visste, vad *den* uppfinningen skulle medföra.

Engelsmannen *John Ambrose Fleming* gjorde under år 1904 ett antal försök med Edisons lampa. Fleming monterade både glödtråd och elektrod i ett lufttomt glasklot och skapade världens första likriktarrör. Det var vid den tiden nästan en revolution, därför att man inte hade haft någon speciell tur med tysken *Ferdinand Brauns* kristallikriktare. Brauns likriktare från 1901 fick endast betydelse i dåtidens kristallapparater. Fysikern *Walter Schottky* förklarade 1906 kristalldetektorns funktion och som resultat föreslog han, att man istället skulle använda grundämnena germanium och kisel. Något praktiskt arbete blev det inte av detta. Det var helt enkelt för svårt att tillverka grundämnena med tillräcklig renhet. Utvecklingen på detta område stoppades, kanske därför att det blev en stor teknisk framgång med

Fig. G16.1A Radiorör från 1920



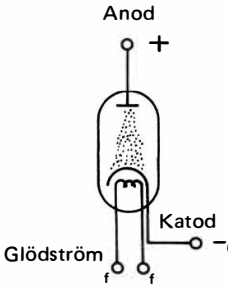


Fig. G16.1B

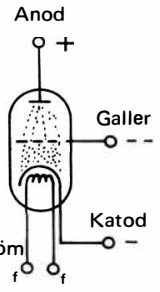
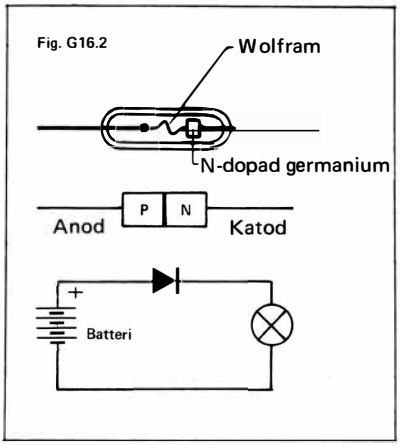


Fig. G16.1C

Fig. G16.1.
Ända fram till 1960-talet var vacuumröret den mest använda förstärkar- och likriktarkomponenten. A visar ett förstärkarrör från ca. 1920. B visar ett likriktarrör och C ett triodrör.

Fig. G16.2.
Punktkontaktdiod av germanium. Den används fortfarande i dag på grund av den låga spärrspänningen. Dioden måste vändas åt rätt håll. Annars tänds inte lampan.



Flemings vacuumdiod. Den kunde likrikta stora strömmar. Överallt i världen arbetades det vidare på Flemings uppfinning. År 1906 - 1907 uppfann amerikanen *Lee de Forset* och tysken *Robert von Lieben* förstärkarröret trioden. Triodröret är ett likriktarrör med styrgaller. Styrgallret kan med påförd spänning stoppa eller reglera elektronströmmen från anod till katod. Nu kunde man även förstärka elektroniska signaler. Det var en viktig förutsättning för radiopionjärerna. Med förstärkning blev det år 1913 möjligt för tysken *Alexander Meissner* att skapa en självsvängande sändare. På världsutställningen i Berlin år 1920 kunde man visa de första elektroniska utrustningarna för trådlös överföring av elektroniska signaler.

Samtidigt med detta arbetade dansken *Valdemar Poulsen* med sin ljusbågesändare. Poulsen patenterade redan år 1904 principen, med det var först 1906-1907 som han byggde en fungerande radiosändare i Lyngby – Lyngby radio – som var placerad ca. 20 km från Köpenhamn. I början hade sändaren endast en räckvidd på ett par hundra meter, men med hans kunskaper kunde ström och spänning ökas så mycket, att denna typ av sändare i flera år var dominerande. År 1922 fanns det 78 st. Poulsensändare igång.

I nästan 40 år blev det utvecklat bättre och bättre vacuumrör. Det var först kring 1960 som den nya halvledartekniken hade fått övertaget. Halvledarteknologins historia börjar i Tyskland, där Siemens i Munchen år 1942 framställde den första egentliga halvledardioden av germanium. En liknande utveckling var igång runt om i världen. Det var krigstider och därför var det fart på utvecklingen av modern teknologi. Andra världskriget var också ett teknologikrig. I Munchen hade man år 1944 kommit så långt, att tillverkningen var uppe i 1000 punkt-kontakt-dioder i månaden. Punkt-kontaktdioden var tillverkad av nästan ren germanium, som vidrördes av en wolframfjäder. Genom att tillföra det rena germaniumet Arsenik förbättrades diodfunktionen. Fig. G16.2 visar en punkt-kontakt diod.

Vid samma tidpunkt offentliggjorde det amerikanska forskarparet *John Bardeen* och *Walther H. Bradley* en rapport över en halvledarkonstruktion av germanium som kunde förstärka strömmar. Uppfinningen gjordes tillfälligtvis under försök med en PN-diod. Det tillsattes en försökslegering till ett

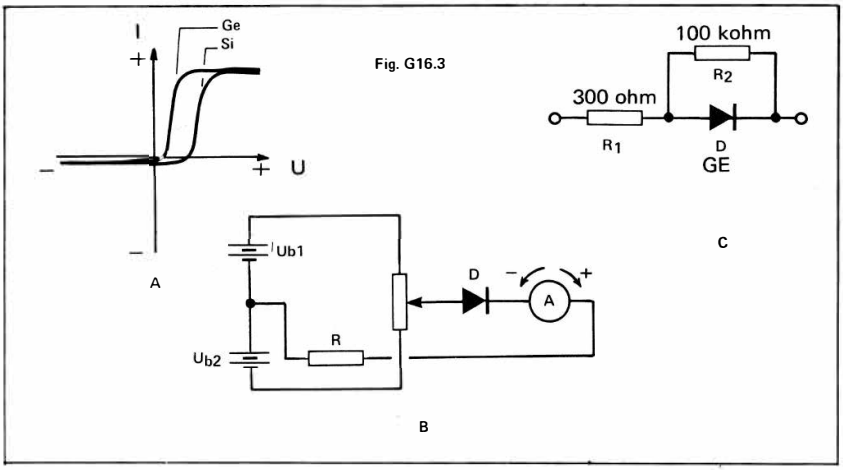


Fig. G16.3.

Ansluts spänning till en diod i båda riktningarna, kan man se, att dioder av germanium börjar leda vid 0,3 volt i framriktningen och kiseldioder först vid 0,6 - 0,7 volt. Germaniumdioder har stora parasitmotstånd. Typiskt 300 ohm i ledningsriktningen och 100 kohm i spärriktningen. Kiseldioder har ca. 1-10 ohm i ledningsriktningen och många mega-ohm i spärriktningen.

lager N-germanium varvid det upptäcktes, att strömmen genom provpinnen och N-lagret, påverkade strömmen genom P-lagret. Det var uppfinningen av PNP-kristallen. Dessutom upptäcktes en viss resistansvariation. Det ena gränsområdet påverkade det andra. De talade om »transfer-resistance». Av detta utvecklades ordet *Transistor*. Beräkningsunderlaget till transistorn framlades av kollegan *William Schockley*. Bardeen och Bradley fick Nobelpriset i fysik år 1956.

DIODENS FUNKTION

De typer av dioder som Siemens tillverkade i München 1944 var alla av punkt-kontakt-typen. Det var en ganska primitiv diod med en spetsig wolframfjäder som vidrörde en germaniumkristall. Många av dagens germaniumdioder är tillverkade på samma sätt. Denna diodtyp har faktiskt på vissa punkter mycket goda egenskaper, som det *inte* har lyckats förbättra idag med andra typer. Fig. G16.2. visar en punkt-kontakt diod, en P-N diod och en diod, monterad i en krets med lampa och batteri. Bygger vi konstruktionen och vänder dioden åt båda håll, kommer lampan bara lysa med dioden vänd som figuren visar. De använda komponenterna är : Diod = 1N4005, Lampa = 6V/50 mA och batteri 4,5 - 6 V.

Diodens funktion kan ritas i ett koordinatsystem enligt fig. G16.3A. Till detta används kopplingen B. Två spänningar (batterier) kopplas till en potentiometer. Mellan mittuttaget på potentiometern och batteriernas mittpunkt finns nu en variabel spänning som är reglerbar mellan –3 och +3 volt.

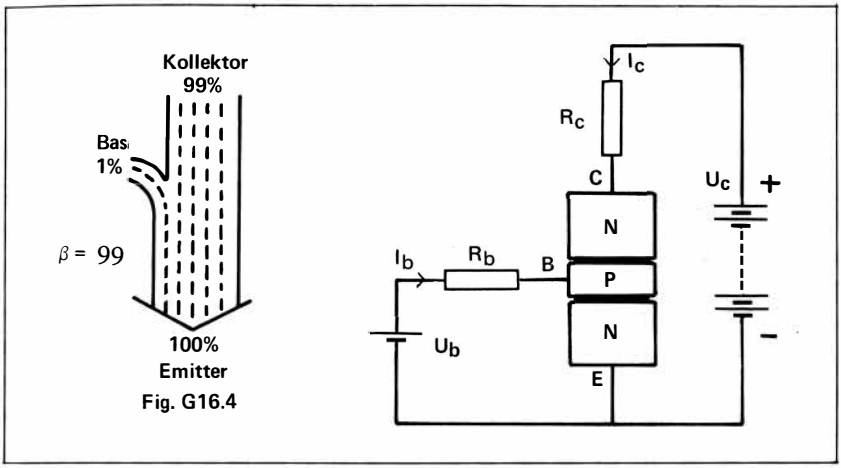


Fig. G16.4

Fig. G16.4.
I en transistor behövs det endast en liten ström genom basen för att en stor kollektorström skall flyta.

Står potentiometern i mittläge är spänningen 0 volt. I serie med dioden som vi skall mäta kopplas en amperemeter och ett strömbegränsningsmotstånd. Motståndet skall hindra att dioden och amperemetern får för mycket ström. Regleras spänningen i positiv riktning, kommer det till en början inte att flyta någon ström. Men när spänningen överstiger 0,6 volt (germaniumdioder 0,3 volt), kommer det plötsligt att flyta mycket ström. Vrider vi vidare, kommer motståndet att begränsa strömmen och kurvan fortsätter linjärt uppåt. Vrider vi i motsatt riktning, kommer dioden att *spärra* för strömmen. Dvs spänningen kan ökas negativt, utan att det flyter någon nämnvärd ström. Detta är principen enligt vilken dioden arbetar.

Likriktardioder och detektordioder tillverkas av nästan alla stora tillverkare i världen. Märkningen av dioderna är oftast densamma efter internationella normer. Detta gör det lättare att hitta ersättningstyper. Dioderna kan vara mycket olika i tillverkningen, men nästan alla har två tilledningar för lödning. Dioder tillverkas för mycket olika spänningar och strömmar. Inom elektroniken används vanligtvis dioder som tål strömmar från 50 nA till 5A. Spänningen brukar aldrig överstiga 1000V. Det finns dock specialtyper med en spänningstålighet på 20 - 30 kV som används i TV-mottagare.

TRANSISTORER

Transistorer tillverkas antingen av germanium eller kisel. Kiseltransistorn har den fördelen att den tål högre temperaturer. Både germanium och kiseltransistorer kan tillverkas som N- eller P-typer. Dvs det går att tillverka typer, som arbetar med negativ kollektorspänning (PNP), eller med positiv kollektorspänning (NPN).

Transistorer har tre anslutningsben, en till varje halvledarkristall. Styrbenet kallas för *bas*, strömingången för *kollektor* och strömutgången *emitter*.

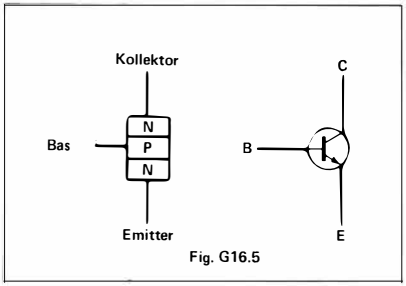


Fig. G16.5.
Transistorns halvledarkristall och ritningssymbol.

Beteckningarna förkortas b, c och e. c används för kollektor, då det på engelska heter collector.

Fig. G16.4 visar funktionen hos en NPN-transistor. Först ansluts drivspänningen över kollektor och emitter. Detta benämns kollektor/emitter-sträckan och förkortas U_{ce}. Det flyter *ej* någon ström genom transistorn, förrän en spänning ansluts mellan bas och emitter. Det behövs endast en mycket liten ström genom PN-sträckan för att det skall flyta en mycket högre ström från kollektor till emitter. Förhållandet kan vara att 1% basström ger 99% kollektorström. När vi talar om förstärkningen i en transistor, menas förhållandet mellan kollektorströmmen och styrströmmen till basen. I senare avsnitt kommer du att se hur viktigt det är att förstå, att transistorn är en *strömförstärkare*. Spänningsförstärkning uppnås med inkoppling av passande motstånd till bas och kollektor. Med strömvariation över ett motstånd, erhålls enligt ohms lag proportionell spänningsvariation.

TRANSISTORPARAMETRAR

En parameter är ett mått för *en* storhets variation i förhållande till *andra* storheter. Transistorns parametrar kan beskrivas i koordinatsystem, där det finns möjligheter att bestämma sig för de arbetsvillkor kretsen skall ha. För att bättre förstå detta tillkopplas spänningar till transistorns kollektor/emitter och bas/emitter. Med potentiometrar kan strömmarna justeras till olika värden. Resultaten mäts med inkopplade instrument. Varje mätning kan prickas in i ett koordinatsystem, där mätpunkterna bildar kurvor som är typiska för den uppmätta transistorn.

STRÖMFÖRSTÄRKNING

Fig. G16.6 visar en konstruktion för mätning av transistorparametrar. Med instrument inkopplade i de olika tilledningarna kan de angivna strömmarna och spänningarna mätas. Kurvan i fig. G16.8 visar basströmmen i förhållande till kollektorströmmen. Det kurvan visar, är transistorns strömförstärkning h_{fe} eller β (beta). h_{fe} ändras endast lite i förhållande till kollektorströmmen och basströmmen. Därför blir kurvan nästan en rät linje. Förhållandet blir:

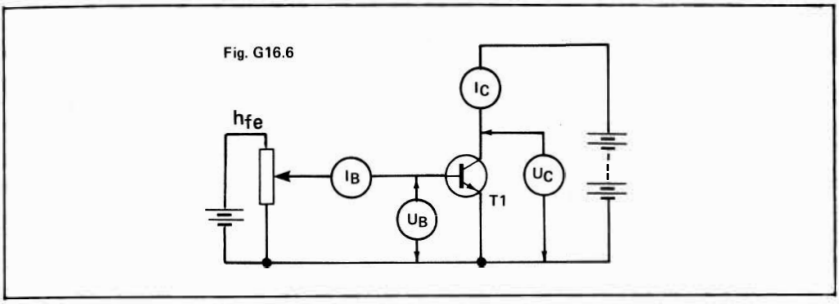


Fig. G16.6.
Mätkonstruktion för bestämning av strömmar och spänningar i en transistor.

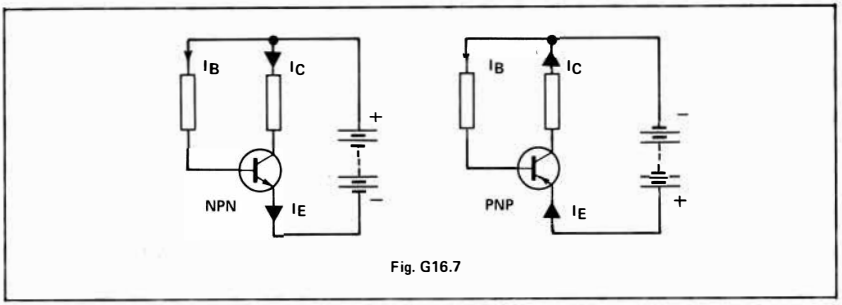
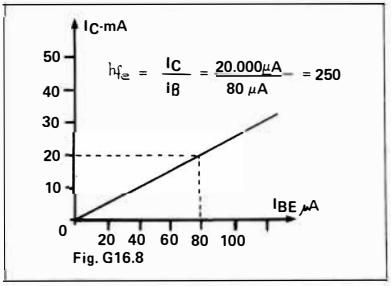


Fig. G16.7.
Korrekt drivspänning till en PNP och en NPN transistor.

Fig. G16.8.
Transistorns strömförstärkning är förhållandet mellan kollektorström och basström. Förhållandet betecknas h_{fe} eller »beta».



$$h_{fe} = \frac{\text{kollektorströmmen}}{\text{basströmmen}}\text{, eller}$$

$$h_{fe} = \frac{I_C}{I_B},$$

Nu kan vi beräkna förstärkningen, när vi vet kollektorströmmen och basströmmen. Vi tar ett exempel. Den uppmätta kollektorströmmen är 175 mA samt basströmmen är 1,5 mA:

$$h_{fe} = \frac{175\ mA}{1{,}5\ mA} = 116.6 \ldots . \text{ gånger} \sim 117 \text{ gånger}$$

Förstärkningen i transistorn har naturligtvis stor betydelse för den totala förstärkningen i en krets. Men på grund av transistorernas stora känslighet för temperaturvariationer, används sällan hela förstärkningen, utan kretsen *motkopplas*. Med motkoppling kan förstärkningen sänkas till en passande nivå. Vanligtvis behövs inte mer än 10 gångers förstärkning i ett enkelt transistorsteg där transistorns förstärkning ligger mellan ca. 30 och 800 gånger. Med motkoppling kan förstärkningen justeras till t.ex. 10 ggr. En transistorkrets med motkoppling för 10 gångers förstärkning, har denna förstärkning oberoende om själva transistorn har en förstärkning på 30 eller 800 gånger. Vissa typer av transistorer består egentligen av två transistorer monterade i samma hölje. De kallas för darlingtontransistorer. Då erhålls en total strömförstärkning som är lika med strömförstärkningen i den ena *gånger* strömförstärkningen i den andra. Två transistorer med h_{fe} på 200, ger en darlingtontransistor med 40.000 gångers förstärkning.

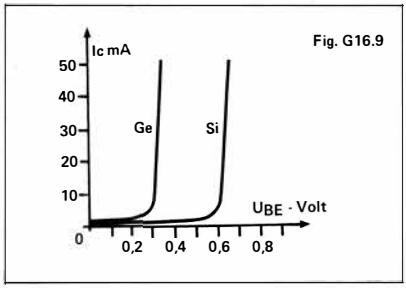


Fig. G16.9.
Germaniumtransistorer börjar att dra ström först vid 0,3 volt mellan bas och emitter. Kiseltransistorer börjar vid 0,6 - 0,7 volt.

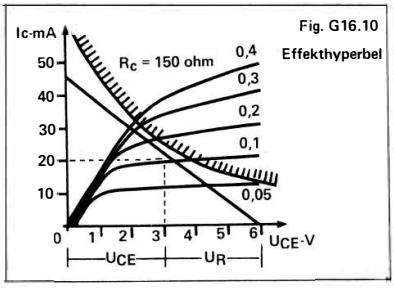


Fig. G16.10.
Bestämning av en transistors arbetspunkt. Man skall inte överskrida transistorns märkeffekt. Den visas på ritningen som en effekthyperbel. Den räta linjen tvärs över visar en koppling med ett kollektormotstånd på 150 ohm.

BAS – EMITTER OFFSET-SPÄNNING

Nu skall vi titta på en av de viktigaste transistorparametrarna. Det gäller förhållandet mellan kollektorström och bas-emitter-spänning. Som kurvan i fig. G16.9 visar, liknar det dioden. I bas-emitter-spänningsområdet från 0 till 0,6 volt, flyter det ingen kollektorström i transistorn (0,3V i germaniumtransistorer). När spänningen överstiger 0,6 - 0,7 volt, börjar det hända saker. Med kunskap om detta, måste man se till, att transistorn får tillräckligt med spänning på bas-emitter - U_{be}. I annat fall kan den inte förstärka.

ARBETSLINJER

Man kan också rita kurvor vid olika basströmmar med ändrad kollektorspänning. Ändras basströmmen, kommer också kollektorströmmen att ändras. Detta kommer även att påverka kollektorspänningen. Den raka tvärlinjen i koordinatsystemet visar spänningen över ett kollektormotstånd på 150 ohm som en funktion av strömändringen i kollektorn. Normalt eftersträvas halva drivspänningen över motståndet och halva över transistorn. Följes den vågräta linjen till halva drivspänningen och upp till skärningspunkten för 150 ohms-linjen, kan man se motsvarande kollektorström på den lodräta axeln. Vid exemplet 3 volt är strömmen 20 mA.

EN TRANSISTORS FÖRMÅGA ÄR BEGRÄNSAD

En transistor kan förstöras. För att undvika detta, anger tillverkaren kurvor för, hur transistorn kan belastas. Fig. G16.11 visar 3 typiska transistorbegränsningar i ett koordinatsystem. 1) är den rena strömbegränsningen. Ur denna kurva kan läsas, att transistorn maximalt kan tåla en ström I_C på 10 A och en spänning på 40 V – *men absolut inte samtidigt*. Detta skulle enligt ohms lag ge en effekt på 400 watt. Det finns inga vanliga transistorer som tål detta. Vi kan även se, att trestegs-effektkurvan bryter ett par gånger. Den första brytpunkten finns vid 20 volt. Mellan 0 och 20 volt tål transistorn belastningen 10A. Det ger en effekttålighet på 200W. Vid 6,6 A bryter kurvan igen. Samtidigt är spänningen 35 V. 35 V och 6,6 A ger 230 watt, så i detta område kan vi tala om en effektbegränsning. Vid högre effekter kommer transistorn helt enkelt inte att klara av att bli av med värmen tillräckligt snabbt.

Nästa brytning sker mera brant. Detta område kallas *secondary break down*-området. Effekten faller snabbt mot noll, vid max. drivspänning 40 V. Transistorns inre halvledaregenskaper kan förstöras av höga spänningar och kurvor för andra transistorer visar liknande förlopp, om än, vid andra strömmar och spänningar. Många konstruktörer syndar mot denna sista del av kurvorna, vilket medför plötsligt brända slutsteg i förstärkare m.m. Kommer spänningen över secondary break down strecket, är det stor risk för att det blir kortslutning mellan kollektor och emitter – märkligt nog sällan mellan bas/ kollektor eller bas/emitter.

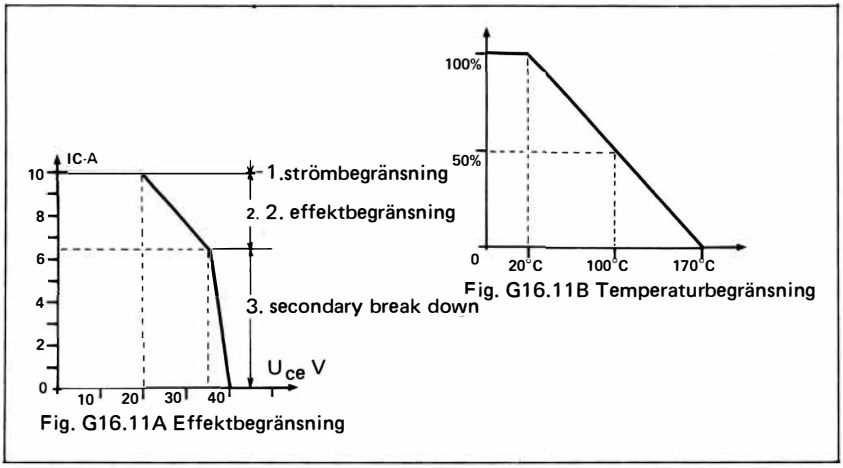


Fig. G16.11
A visar transistorns begränsning för ström, effekt, secondary break down och spänning. B visar temperaturbegränsningen.

TEMPERATURHÖJNING REDUCERAR DATA

Inga effekttransistorer tål att arbeta med maximal effekt och en hög temperatur samtidigt. Kiselkristallen förstörs vid ca. 170 grader celcius. Om temperaturen närmar sig 170, förstörs transistorn av endast 1% av sin belastningseffekt. Därför är det mycket viktigt med kylning. Utan kylning kommer en 200 watts transistor med samma belastning, att nå 170 grader på mindre än 5 sekunder!

Men temperaturhöjningar kan aldrig undgås. Om transistorn skall belastas med 100 watt, får en temperatur på 100 grader medräknas. Vid 120 grader reduceras effekten till 50%. En 200 watts transistor kan tåla 100 watt endast under kort tid, även med bästa möjliga kylning. Förstärkarfabrikanter som tillverkar 100 watts förstärkare med 100 watt transistoreffekt, kommer snabbt att märka en nästan 100% ig reparationskvot.

Fig. G16.12 visar olika typer av kylelement avsedda för att dra ner temperaturen hos transistorer.

KYLNING AV TRANSISTORER

Om en transistor skall belastas med en effekt på mer än ca. 1 watt, kan det lätt uppstå problem med kylning. Transistorer kyls normalt med kylflänsar av olika slag. De mest vanliga är kylflänsar av aluminium. Dessa är då så utformade, att luftens cirkulation kyler ner profilen. Vidare brukar de även vara målade eller eloxerade svarta, för att ytterligare förbättra kyleffekten 10 - 20%. Kylflänsar av koppar vore egentligen att föredra, då koppar är en mycket bra värmeledare. Men priset är alltför högt för att man ska kunna använda koppar till kylflänsar i normala utrustningar.

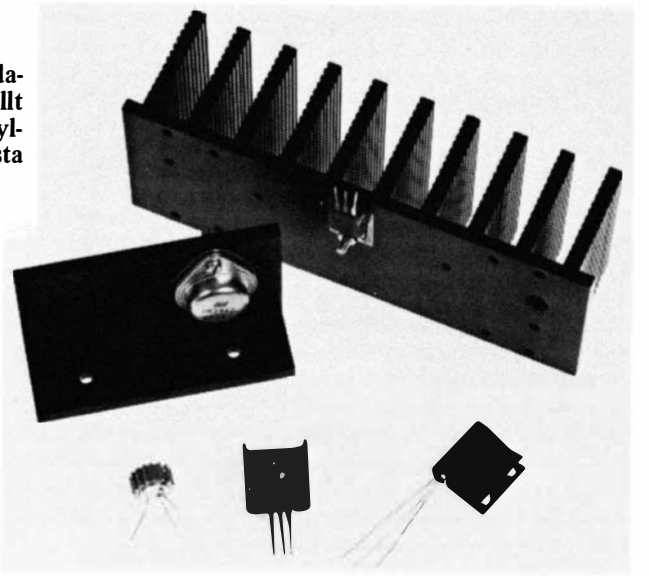


Fig. G16.12.
Beroende på ändamålet används allt från den minsta kylstjärna till de största kylflänsarna.

Monteras en transistor på en målad kylfläns, måste färgen skrapas bort, så att metallytorna vidrör varandra. Färgen kommer i annat fall att fungera som isolator.

Eloxeringen är ett ganska tunt glasliknande lager, som läggs utanpå aluminium. Det skyddar aluminiumet mot oxidering. Dessutom kan det färgas svart. När transistorer skall monteras på kylflänsar, måste de isoleras från kylflänsen så att det inte blir kortslutning. Till detta används *glimmerskivor*. De placeras mellan transistorns kylyta och kylprofilen. Glimmerskivan isolerar lite för värmen. För att motverka detta, används dessutom *kisel - compound* på båda sidorna av glimmerskivan. Compound (kiselfett) är tillverkat av kisel tillsammans med ett fint salt, som leder värme men isolerar för elektricitet. Compoundet stryks på jämt och *mycket tunt*. Då fylls alla små ojämnheter vilket förbättrar värmeöverföringen. Rätt pålagt, kan compoundet förbättra värmeöverföringen över 100%. Transistorer bör aldrig monteras på järn, trä eller andra material som bromsar värmeavledningen.

JUNCTION TO CASE – ETT MÅTT FÖR VÄRMELEDNING

Transistorfabrikanterna anger alltid ett mått för, hur bra transistorn kan avge värme till omgivningen. Denna storhet är mycket viktig att ta hänsyn till vid höga effekter t.ex. i effektförstärkare och nätaggregat. Den kallas för " junction to case " och anges i ett antal grader per watt effekt. Begreppet indikerar värmeledningen mellan halvledarkristallen och transistorns eget hölje. Då storheten är angiven i förhållande till effekten, kan vi beräkna hur hög temperaturen är på halvledarkristallen vid en bestämd effekt, när transis-

torns hölje håller en annan temperatur. I sådana beräkningar måste även hänsyn tas till temperaturökningen mellan transistor och kylfläns samt den temperatur som finns på ytan av kylflänsen. Resultatet blir en funktion av transistorns kristalltemperatur och den temperatur som finns på ytan av kylflänsen. När beräkningen av kristalltemperaturen är gjord, kan det samtidigt på »derating-kurvan» i fig. G16.11B, ses vilken maximal effekt transistorn kan belastas med, när transistorn precis är *så* varm som kylberäkningarna säger.

Vi visar några matematiska formler för detta. Först skall transistorns höljestemperatur beräknas, när kristallen belastas med temperaturen P:

$$T_C = T_J - T_{JC} \times P$$

Om T_J är satt till 175°, T_{JC} till 1,0° C/W och effekten till 100 watt, kan temperaturen tillåtas vara:

$$T_C = 175°C - 1°C/W \times 100\,W$$
$$T_C = 75°C.$$

Om rumstemperaturen T_O är 25°C, blir det temperaturområdet T_X:

$$T_x = T_c - T \;;\; T_x = 75°C - 25°C = 50°C.$$

De 100 watt som kommer från transistorn, skall nu ledas bort utan att temperaturen på transistorhöljet stiger mer än 50°C, T_{TK}. Kylflänsens kylegenskaper betecknas på samma sätt som transistorns T_K:

$$T_K = \frac{T_{TK}}{P}$$

och i det givna exemplet:

$$T_K = \frac{50°C}{100\,W} = \frac{1}{2}\,^{\circ}\,C/W$$

En kylfläns på 1/2°C/W är mycket stor, speciellt med tanke på, att mellanrummet mellan transistor och kylfläns, med glimmerskiva och kiselfett ligger omkring 0,2-0,3°C/W.

Om vi dessutom i det givna exemplet använder två transistorer, behöver den nödvändiga kylflänsen på ca. 1/4°C/W.

Det är nästan så att det skulle behövas vattenkylning - eller hur? Prova själv att göra beräkningen.

Som konstruktör av effektförstärkare med kylflänsar, är man normalt intresserad av att känna antingen den effekt, som kan avsättas i en viss kylfläns eller hur stor kylflänsen skall vara för given effekt.

Först effekten:

$$P = \frac{T_J - T_O}{T_{JC} + T_{GK} + T_k}$$

där T_J är kristalltemperaturen (max. 175°C)
T_O är rumstemperaturen (25-50°C)
T_{JC} är JUNCTION TO CASE värmeledningen (°C/W för TO-3 = 1,2 och för TO-220 = 2)
T_{GK} är värmeledningen från transistorhölje genom luft, glimmerskiva och kiselfett. Luft beräknas vid normal sammansättning till 0,3 och glimmerskivan till 0,7. Påläggs kiselfettet på båda sidor om glimmerskivan förbättras egenskaperna 0,2-0,3.
T_K är kylflänsens »till luftström» värmeledning. Dess storhet är helt beroende av profilutseende och storlek.

Om man vill veta kylflänsens nödvändiga värmeledning, kan nedanstående formel användas:

$$T_K = \frac{T_J - T_{JC} \times P - T_{GK} \times P - T_O}{P}$$

Alla storheter, som ingår här, är kända och är beskrivna under effektuträkningen.

TRANSISTORNS HF – EGENSKAPER

Transistorfabrikanterna kan tillverka transistorer med speciella egenskaper. Vissa typer passar till höga strömmar, andra till höga spänningar och andra åter till förstärkning av höga frekvenser. Tillverkarna anger därför en storhet för hur högt upp i frekvens en transistor kan arbeta. Både kurvor och tal anges. Kurvan i fig. G16.13A visar skillnaden mellan två sätt att ange en transistors egenskaper vid höga frekvenser. Kurvans vågräta axel visar frekvensen från 0 till 1000 MHz (1 GHz). Den lodräta axeln visar strömförstärkningen beta - betecknat h_{fe}.

Transistorns *gränsfrekvens* f_g kan anges. Det är den frekvens, där transistorns förstärkning har sjunkit till 70% av den, den har vid likström. För lågfrekvenstransistorer ligger denna gränsfrekvens mellan 25 kHz och 100 kHz.

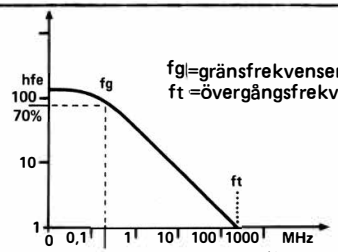


Fig. G16.13A Förstärkning/frekvens

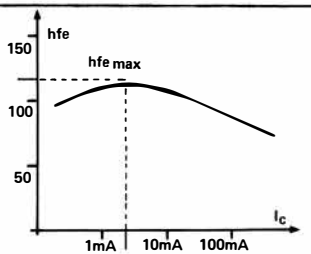


Fig. G16.13B Förstärkning/ström

Fig. G16.13.
Två kurvor för transistorns frekvensbestämmande parametrar. A-kurvan uppges sällan av tillverkarna, då det vanligtvis räcker med sifferangivelse. B-kurvan visar hur strömförstärkningsfaktorn h_{fe} förhåller sig till strömmen i transistorn.

Det andra sättet att ange transistorns frekvensegenskaper på är, att ange den frekvens, där transistorns strömförstärkning har fallit en gång. Det är f_t övergångsfrekvensen (eng: Transition frequency). Denna storlek är mycket bra att veta, därför att man då vet 1) hur högt i frekvens transistorn är användbar och 2) vad förstärkningen är vid alla andra frekvenser. Förstärkningen reduceras nämligen enligt en rät linje mellan f_t och f_g. Detta kan visas i en enkel formel:

$$\text{förstärkningen} = \frac{\text{övergångsfrekvensen}}{\text{bruksfrekvensen}}, \text{ eller}$$

$$h_{fe} = \frac{f_t}{f}$$

Vi tar ett exempel på en dylig beräkning. En transistor har övergångsfrekvensen 300 MHz och vi vill använda den som antennförstärkare på 95 MHz. Vilken är förstärkningen, man kan få?

$$h_{fe} = \frac{300 \text{ MHz}}{95 \text{ MHz}} = 3{,}15 \text{ gånger (eller ca. 10 dB)}$$

Beräkningen passar ner till f_g dvs till den punkt där förstärkningskurvan börjar plana ut, för att bli helt vågrät vid låga frekvenser. Vi kan ta ett exempel, som är *felaktigt*. Transistorn som vi skall räkna på, har en övergångsfrekvens på 500 MHz. Vi vill använda den vid en frekvens på 1 kHz. Vad blir förstärkningen vid denna frekvens?
(felaktigt resultat!)

$$h_{fe} = \frac{500.000 \text{ kHz}}{1 \text{ kHz}} = 500.000 \text{ gånger!}$$

Det finns ingen transistor med så högt h_{fe}. Kurvan visar att förstärkningen hos transistorn i exemplet vid likspänning endast är 100 gånger. Man kan därför endast använda *frekvens-bandbredd*-beräkningar till den punkt, där likströmsförstärkningen begränsar.

Då man kan beräkna förstärkningen vid olika frekvenser, kommer transistortillverkarna normalt att begränsa sig till att ange likströmsförstärkningen och f_t. Sedan måste man själv beräkna förstärkningen vid användningsfrekvensen.

VAD BEGRÄNSAR FREKVENSOMRÅDET?

I en transistor finns det så kallade parasitiska kapacitanser mellan alla anslutningsbenen. Dessa små "inbyggda" kondensatorer kommer att strypa förstärkningen vid höga frekvenser. De kallas för parasitkapacitanser. De som finns mellan kollektor och bas kallas för återkopplingskapacitanser och de som finns mellan bas och emitter kallas ingångskapacitanser. De mellan kollektor och emitter kallas för utgångskapacitanser. Varje parasitisk kapacitans medverkar till att förstöra förstärkningen vid höga frekvenser. Dessutom kan kapacitanserna i olyckliga fall även medföra självsvängning i kretsar, där man inte vill ha det. Speciellt VHF och UHF transistorer kan börja självsvänga (dvs. fungera som sändare) med de inre parasitkapacitanserna. Anslutningsbenen kan till och med då verka som spolar, vilket då ger *fina avstämda resonanskretsar.*

Parasitkapacitanserna ändrar värde med strömmen som flyter genom transistorn och även med den anslutna spänningen. Därför anger tillverkarna en kurva för hur h_{fe} varierar med strömmen. Fig. G16.13B visar en sådan kurva. I kurvan kan man avläsa att h_{fe} är högst vid ca. 5 mA. Då kommer även f_t att vara högst.

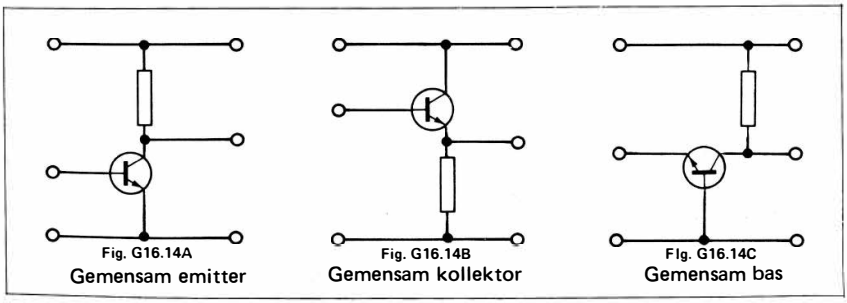


Fig. G16.14.
Transistorns grundkopplingar: A) Gemensam emitter (GE), B) Gemensam kollektor (GC) och C) Gemensam bas (GB).

TRANSISTORNS TRE GRUNDKOPPLINGAR

Hitintills har vi hela tiden betraktat transistorn som en strömförstärkare, som ger en hög utgångsström I_c med en låg basström I_b. Men i realiteten kan transistorn kopplas på tre olika sätt, och därvid framhävs olika egenskaper. Fig. G16.14 A till C visar de tre olika grundkopplingarna.

I A. skickas en liten ström in på basen till transistorn, varvid en större ström kan tas ut från kollektorn. I B, skickas också en ström in på basen, men det förstärkta strömuttaget göres här på emittern och i C. skickas strömmen in på emittern och tas ut på kollektorn.

Varje koppling har sitt eget namn, som beskriver vilket av benen som är är jordat dvs gemensamt för in- och utgång. Då blir namnen: A) gemensam emitter (GE), B) gemensam kollektor (GC, emitterföljare) och C) gemensam bas (GB). Det går att göra ett schema över de olika egenskaperna hos varje typ av koppling:

Parameter	Gemensam emitter	Gemensam kollektor	Gemensam bas
Ingångsimpedans Z_1	mellan Z_{1e}	hög $Z_{1c} \sim \beta \times R_L$	låg $Z_{1b} \sim \frac{Z_{1e}}{\beta}$
Utgångs impedans Z_2	hög Z_{2e}	mycket låg $Z_{2c} \sim \frac{Z_{1e} + R_G}{\beta}$	mycket hög $Z_{2b} \sim Z_{2e} \times \beta$
Strömförstärkning	stor β	stor $\tau \sim \beta + 1$	mindre än 1 $a \sim \frac{\beta}{\beta + 1}$
Spänningsförstärkning	hög	mindre än 1	hög
Effektförstärkning	mycket hög	mellan	hög
Gränsfrekvens	låg $f\beta$	låg $\sim f\beta$	hög $f_a \sim \beta \times f\beta$

Med hjälp av schemat kan vi bestämma oss för vilken koppling som passar bäst för den tilltänkta konstruktionen.

GEMENSAM EMITTER

Detta är standardkopplingen, som används för mätning av transistorns strömförstärkning. Kopplingen passar bäst till lågfrekvensförstärkare, med stor förstärkning. När insignal ansluts, måste man vara försiktig, så att signalkällans utimpedans är så låg att transistorn kan styras ut. Ingångsimpedansen för detta steg är relativt låg. Med ett motstånd i serie med emittern ökar ingångsimpedansen, så att den passar till de flesta signalkällor. Ingångsimpedansen stiger nämligen med strömförstärkningen beta gånger emitterimpedansen (eller det anslutna emittermotståndet).

GEMENSAM KOLLEKTOR

I denna koppling är ingångsimpedansen mycket högre och utgångsimpedansen låg. Det betyder att GC-kopplingen - eller emitterföljaren som den även kallas - inte belastar signalen med en låg impedans och att utgången har så låg impedans att transistorn kan belastas hårt.

Men i gengäld blir det inte heller någon spänningsförstärkning. Emitterföljaren används för hårda belastningar. Nästan alla effektförstärkare har emitterutgångar till högtalaren.

GEMENSAM BAS

Kopplingen med jordad bas används inte speciellt mycket, då strömförstärkningen är mindre än 1 därför ingångsimpedansen är låg och utimpedansen hög. Kopplingen har däremot mycket hög spänningsförstärkning och mycket fina HF-egenskaper. Därför syns denna koppling mest i antenningången i mottagare. Korrekt anpassade antenner har just låg impedans, så det passar fint till GB-steget. HF-egenskaperna önskas alltid så goda som möjligt i mottagarens ingång. Därför ser man denna koppling i många FM-tuners m.m.

FÄLTEFFEKTTRANSISTORN

Redan på 1920-talet arbetades det på att framställa en funktionsduglig halvledartriod. Försöken att efterlikna triodröret misslyckades den gången, därför att det inte gick att tillverka tillräckligt rena halvledarmaterial och därför att man inte exakt visste vad som hände inuti halvledarmaterialen. Trots detta var det ett par forskare som på den tiden försökte patentera inte fungerande kretsar.

Först år 1950, då W. Schockley hade förklarat funktionen hos transistorn, kunde man fortsätta utvecklingen av en halvledare, som inte behövde någon styreffekt, men endast behövde ett elektrostatiskt fält som i en kondensator. I början stötte utvecklingen på stora problem och det var först när man hos *Fairchild* hade utvecklat planar-processen, som en egentlig produktion av denna revolutionerande halvledare påbörjades.

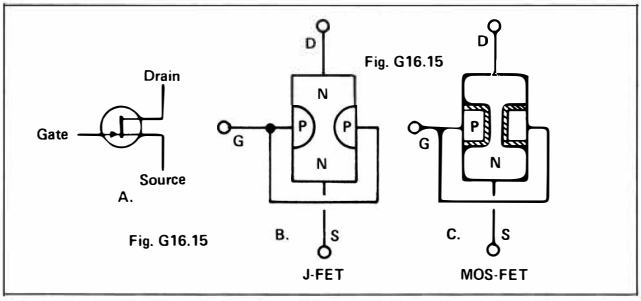


Fig. G16.15. Ritningssymbol och uppbyggnad av FET transistorer enligt J-FET teknologin och MOS teknologin.

I princip styrs strömmen i en FET av ett elektriskt fält genom en halvledare. Fältet kan antingen komma från en PN-övergång, som är förspänd i spärriktningen (Junction-typ J-FET) eller från en totalt isolerad gate, (grind), som är separerad från halvledarmaterialet med ett ultratunt lager av glas (SiO_2). FET'en med isolerad gate kallas för MOS-FET

De två mest intressanta egenskaperna hos en FET är, att det inte blir någon effekt i gaten och att när strömmen genom FET'en inte behöver passera någon PN-övergång. Därför kan FETar tillverkas med mycket lågt egenbrus.

JUNCTION FET

J-FET'en kan teoretiskt uppfattas som en stång av svagt N-dopad kiselkristall. Mitt i stången finns det ett kraftigt P-dopat område. P-lagret går så djupt in i stången, att det kan förtränga elektronerna. Därför kan det även spärra strömmen genom N-stången. När det inte finns spänning på gaten, kommer det att flyta ström genom FET'ens N-lager. Läggs spänning på FET-ens gate i spärriktningen, kommer det statiska fältet att spärra för strömmen i N-lagret. Det flyter inte ström längre. Styrgaten uppför sig som en diod, som är förspänd i spärriktningen vilket medför en otroligt liten ström i gaten. Detta ger då även en fantastisk hög ingångsimpedans - typiskt i storleksordningen 1000 Mohm.

I fig. G16.15 visas den teoretiska funktionen för en FET och J-FET's jämfört med MOS-FET'en. I MOS-FET'en är P-lagret separerat från N-lagret med det tidigare nämnda SiO_2-lagret. Då FET'en under strömgenomgång inte har någon egentlig halvledarövergång, kan den fungera som variabelt motstånd. Vanliga FET'ar kan variera resistansen från 100 ohm till 1000 Mohm eller mer. De nya POWER MOS-FET-transistorerna kan varieras från 1 ohm till 1000 Gohm.

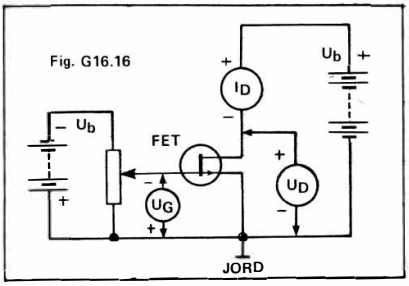


Fig. G16.16. Uppkoppling för mätning av JFET'ens parametrar.

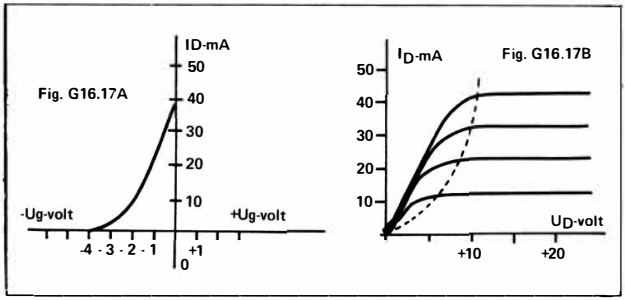


Fig. G16.17.
A) Drainströmmen som en funktion av gatespänningen. B) Drainströmmen som funktion av drain-source-spänningen vid olika gateströmmar.

PINCH-OFF SPÄNNING OCH FÖRSTÄRKNING

En J-FETs pinch-off-spänning är den *negativa* spänning, som skall anslutas till gaten för att spärra strömmen från drain till source-motsvarigheterna till kollektor och emitter på en vanlig bipolär transistor.

Vi kan mäta lite på en J-FET transistor och bestämma pinch-off området. För detta används mätkonstruktionen i fig. G16.16. På en voltmeter mellan gate och jord, kan gatespänningen U_g mätas. Strömmen I_d genom drain mäts med en amperemeter. Den motsvarande drainspänningen U_d mäts med en voltmeter från drain till jord. Kurvan i fig. G16.17A visar förhållandet mellan den negativa styrspänningen och drainströmmen. Med hjälp av kurvan kan förstärkningen beräknas:

$$g_m = \frac{\text{Id strömändring i mA}}{\text{Ug spänningsändring i volt}} \text{ mmho eller}$$

$$g_m = \frac{dI_d}{dU_g} \text{ mmho ,}$$

där den märkvärdiga beteckningen *mho* är konstruerad genom omkastning av bokstäverna i ordet "ohm". Enligt ohms lag är spänningen dividerad med strömmen lika med resistansen. Om man gör tvärtom, och dividerar strömmen med spänningen, så får man fram konduktansen ("ledningsförmågan"). Denna har enheten A/V, som brukar kallas siemens (S) eller mho. En FETs förstärkning är en slags konduktans - spänning in ger ström ut - och kallas ofta transkonduktans. Förstärkningen i en FET, skall alltid mätas differentiellt. Det betyder helt enkelt, att gatespänningen varieras mellan två värden där strömmen mäts. Resultatet blir en skillnad i ström och en skillnad i spänning. Vi tar ett exempel:

Om gatespänningen varieras från -2 till -1 volt och detta medför en strömvariation i drainen från 20 till 30 mA, kommer ändringen i gatespänning på 1 volt att ge en strömändring i drainen på 10 mA. Därför är FETens förstärkning 10 mmho.

FÄLTEFFEKTTRANSISTORNS UTGÅNGSKARAKTERISTIK

I fig. G16.17 visas till vänster om den streckade linjen FET en som spänningsstyrt motstånd. Läggs en fast förspänning på gaten, kan en kurva

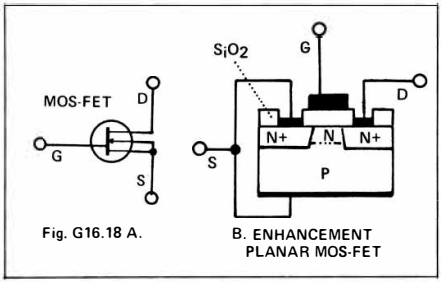


Fig. G16.18.
MOS-FET, enhancement-typ. Denna typ kan arbeta med gatespänningar mellan 0 och ca. 5 volt för drain strömmar mellan 0 och 4 A.

ritas över förhållandet mellan drainström och drainspänning vid denna bestämda gatespänning. Området till vänster kallas för "triodområdet", därför att kurvorna mycket liknar kurvorna för triodröret. Till höger om den streckade linjen är drainströmmen mättad. Området kallas för pentodområdet efter pentodrören. I detta område skall FET'en arbeta med linjära signaler för förstärkareändamål.

MOS-FET TRANSISTORN

MOS-FET transistorns gate är fullständigt isolerad från halvledarmaterialet med ett lager av glas - SiO_2. Därför fungerar gaten nästan som en slags styr-kondensator. MOS-FET'en såg dagens ljus i mitten på 60-talet vilket till stor del får tillskrivas Faichilds utveckling av *planarprocessen*, som vi senare kommer att beskriva. Fig. G16.18 visar Enhancement-(eng.anrikning) typen av MOS-FET'arna. När det inte finns spänning på gaten, är transistorn helt spärrad, därför att drain och source är anslutna till två kraftigt ledande N-lager med ett P-lager mellan. Precis under ytan på gaten har ett tunt område blivit dopat med lite N-material. Detta material är inte tillräckligt kraftigt dopat in i P-lagret för att kunna leda ström. Men när spänningen ansluts till gaten, kommer fältet att påverka N-lagret, så att det blir »tjockare» och kan leda ström mellan de två N+ lagren. Elektronerna närmast sugs in i detta *kanalområde* från N+ lagren.

Kurvorna i fig. G16.19 visar förhållandet mellan drainströmmen och *positiv* gatespänning samt mellan drainströmmen och drainspänningen vid några olika positiva gateförspänningar. Ur kurvorna ses, att enhancement-MOS-FET'en leder drainström med gatespänningar *större* än 0 volt. Det är

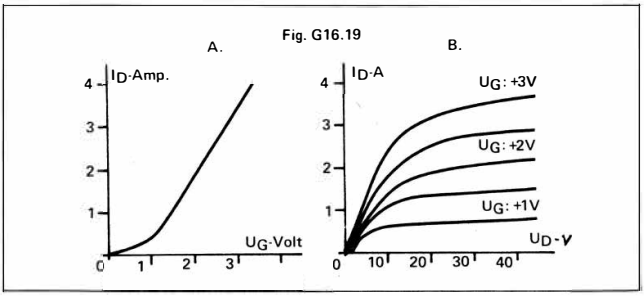


Fig. G16.19.
Förstärkningskurvan för MOS-FET'en visar brantheten och gatespänningen i arbetspunkten. B-kurvan används för arbetspunktens placering.

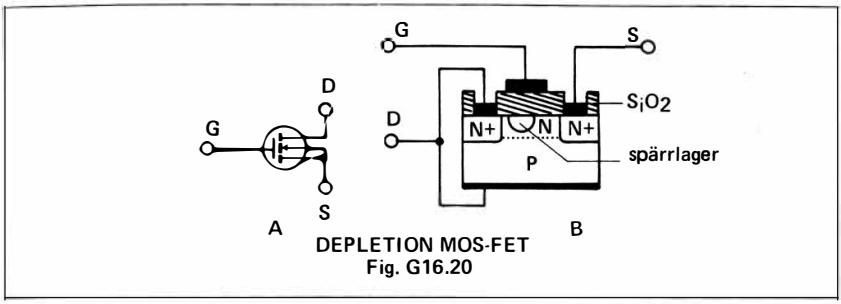


Fig. G16.20.
MOS-FET av depleationstyp med förbättrade HF-egenskaper.

den enda transistorn som gör det. I och med att gaten skall sträcka sig in lite över source-området, är denna typ av MOS-FET mest använd till POWER-MOS-FET och andra »lågfrekvens» uppgifter. N-MOS kretsar är uppbyggda med denna typ av transistor. C-MOS betyder Complementary MOS, vilket är en teknik med både P-MOS-FET och N-MOS-FET. G16.18A visar endast en N-MOS med P-MOS'en liknar den. Pilen visar då den andra vägen *ut* ur transistorn.

Depletion MOS-FET transistorn är en förbättrad typ av MOS-FET, som även kan användas vid förstärkning av höga frekvenser. Just för det ändamålet är den vanliga MOS-FET'en inte så lyckad, därför att gaten skulle sträcka sig helt ut över de två N+ lagren vid drain och source. Depletion typerna har inbyggt ett *spärrlager* i kanalen, som samtidigt är dopat lite kraftigare än N-materialet. På det viset blir FET'en ledande utan gateförspänning, men gatens utsträckning reduceras kraftigt. Vilket i sin tur medför att det blir ganska liten återkopplingskapacitans mellan drain och gate. Kapacitansen är ofta mindre än 0,1 pF. Det ger mycket fina HF-egenskaper, men man måste ta hänsyn till att gaten skall påföras negativ spänning om FET'en skall strypas. Fig.G16.21A och B visar branthet och utgångskarakteristiken som vid tidigare transistorer. Notera att depletiontypen (eng. utarmning) arbetar mycket linjärt vid gatespänningen 0 volt. Då drar den i kurvan beskrivna typen en ström på ca. 3 mA.

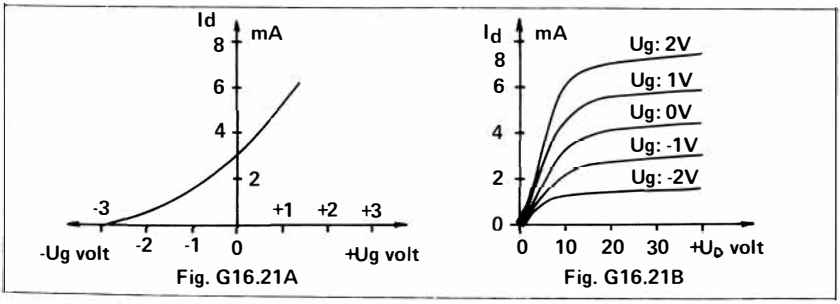


Fig. G16.21.
Depletion typerna kan arbeta med både positiva och negativa gateförspänningar.

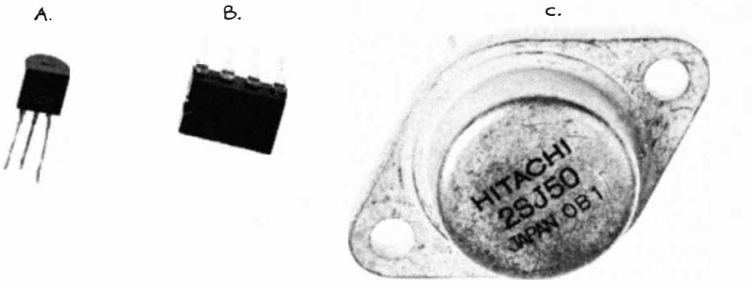


Fig. G16.22.
Olika typer av FET transistorer. A: En vanlig J-FET, B: En dual gate MOS-FET i IC-hölje och C: En enchancement POWER MOS-FET.

En speciell typ av depletion MOS-FET finns det två stycken gates. Till den ena skickas signalen som skall förstärkas in och på den andra gaten kan förstärkningsfaktorn regleras. Denna typ av FETar används ofta i mottagare, då i avstämningsenheten. Förstärkningen av den mottagna stationen går då att reglera. Det är även möjligt att använda en dubbelgate FET som blandare i mottagaren för insignal och oscillatorsignal, med var sin gateingång. På drain kan mellanfrekvensen tas ut. Denna typ av MOS-FET transistorer går under beteckningen *dual gate MOS-FET* eller *MOS-FET tetroder.*

ZENERDIODER

När en diod ansluts till en spänning i framriktningen drar den ström, när spänningen överstiger 0,6 till 0,7 volt. Vänds dioden, drar den under normala omständigheter ingen ström, förrän spänningen blir så hög, att kristallen bryts ner och förstörs. Vanliga kiseldioder tåler 100 till 1000 volt innan de förstörs. Det går att dopa kiselkristaller, så att likriktarfunktionen ändras. På så sätt kan dioderna tillverkas med olika spänningar i spärriktningen. Man talar här om två olika effekter för detta fenomen. Dels *Avalance* eller *Lavine-effekt* samt *Fältstyrkeeffekt*. Avalanceeffekten uppträder vid spänningar *över* 5,6 volt och fältstyrkeeffekten vid spänningar *under* 5,6 volt. Vid en bestämd spänning - *Zenerspänningen*, stiger strömmen snabbt. Detta kan användas till spänningsstabilisering. Avalanceeffekten är temperaturberoende. Stigande temperatur ger stigande zenerspänning. Fältstyrkeeffekten kommer med stigande temperatur att ge fallande zenerspänning. Vid spänningen 5,6 volt kommer effekterna vara lika kraftiga och temperaturpåverkan upphävs. Det är orsaken till att man oftast använder 5,6 volts zenerdioder till krävande ändamål. Vid denna zenerspänning påverkas inte zenerspänningen av omgivande temperatur. Avalance- och fältstyrkeeffekterna uppträder också i spärrlagret hos vanliga kiseltransistorer. Det kan demonstreras med testkonstruktionerna i fig. G16.23 A – D. I exempel A är en standard kiseltransistor förspänd i backriktningen över emitter/bassträckan. När spänningen från drivkällan ökas kommer det plötsligt att flyta ström. Det är transistorns inbyggda zenerspänning som träder i funktion. För en vanlig kiseltransistor av standardtyp.

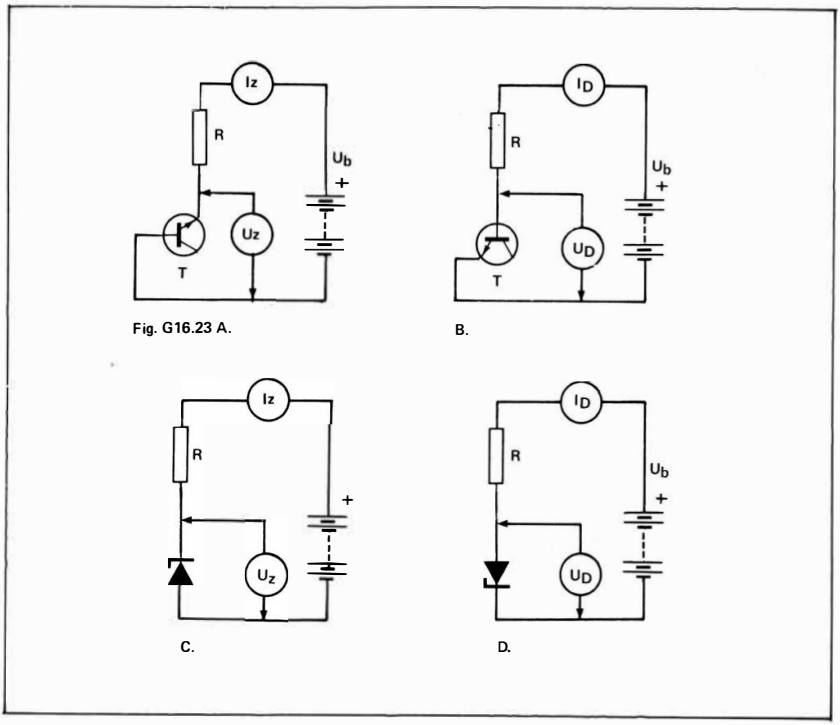


Fig. G16.23.
Zenerdioder skall förspännas rätt. Annars kan de inte stabilisera spänningen till det önskade värdet. Vänds de fel, leder de som en vanlig kiseldiod vid 0,7 volt. Varje transistor har på bas/emittersträckan en parasitisk zenerdiodspänning på ca. 5 volt. Det kan användas om transistorn kopplas som brusgenerator.

som t.ex. BC 547B, ligger zenerspänningen mellan 5 och 15 V. C visar samma uppkoppling med en zenerdiod. På zenerdioden är genombrottsspänningen påstämplad från tillverkaren. Zenerdioder finns att köpa med zenerspänningar från 2 till ca. 100 volt.

Förspänner vi som i B en transistor i framriktningen, kommer det att flyta ström vid 0,6 - 0,7 volt. Samma sak gäller en zenerdiod som är motsatt kopplad. Den kommer *också* att dra ström vid 0,6 - 0,7 volt.

Zenerdioder brusar vid den spänning, då den börjar dra ström. Det går att tillverka zenerdioder med lågt brus genom att dopa kiselmaterialet på speciella sätt. Den »hemmagjorda» transistorzenerdioden i fig. G16.23.A är *inte* gjord med tanke på lågt brus. Den kan nämligen användas som generator av *vitt-brus*. Över U_Z kan brussignalen tas ut, som täcker frekvenser från några 10-tal Hz upp till flera MHz. Detta används faktiskt i vissa instrument. Brusspänningen har en signalstyrka på ca. 10 mV.

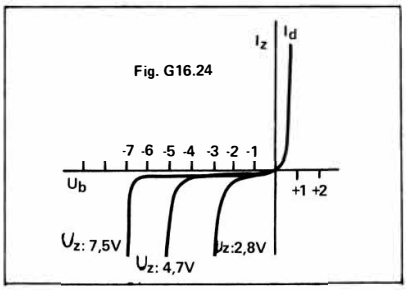


Fig. G16.24.
Olika zenerdioders karakteristik. Högspänningstyperna har en kraftigare »knäck».

I fig. G16.24 finns det tre kurvor över olika zenerdioder. För denna mätning kan uppställningen i fig .G 16.23C användas. Kom ihåg, att zenerdioder i det låga spänningsområdet under ca. 5,6 volt har ganska "mjuka" övergångar. De har inte så väldefinierad zenerspänning och dessutom måste hänsyn tas, till den ström som skickas genom. En hög ström ger här en lite högre spänning och en låg ström ger en lite lägre spänning.

Fig. G16.25. visar en praktisk krets med en zenerdiod och det alltid nödvändiga förkopplingsmotståndet R1. I exemplet använder vi en zenerdiod på 9,1 volt (standardvärde) och en inspänning på 12 volt.

Kretsen kan betraktas som en vanlig spänningsdelare, där bottenmotståndet är ersatt med zenerdioden. Den valda zenerdioden tåler 100 mA genom sig, varför det är den maximala utgångsströmmen.

Spänningsfallet över R1 är ingångsspänningen minus utgångsspänningen.

I detta exempel:

$$U_{R1} = U_{IN} - U_{UT} = (12{,}0\text{-}9{,}1)\ V = 2{,}9\ V.$$

Strömmen genom R1 är 100 mA eftersom samma ström löper genom zenerdioden. I en seriekoppling är ju strömmen densamma i båda komponenterna. Ohms lag ger:

$$R_1 = \frac{U_{R1}}{I_Z} = \frac{2{,}9\ V}{100\ mA} = 29\ Ohm$$

27 Ohm, - standard

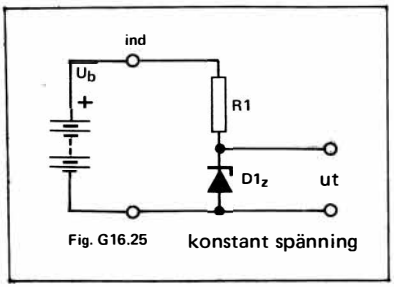


Fig. G16.25.
Praktiskt exempel på användning av zenerdiodens spänningsstabilisering.

Effekttåligheten hos R1 skall vara:

$$P_{R1} = U_{R1} \cdot I_Z = 2{,}9\ V \cdot 100\ mA = 290\ mW$$

Ett 1/4 watts motstånd kommer med andra ord att vara lite underdimensionerat.

Det som sker vid belastning av kretsen med mellan 0 och 100 mA är, att strömmen fördelas mellan zenerdiod och belastning. Om belastningen drar 75 mA från kretsen, flyter det 25 mA genom zenerdioden. Strömuttag under 100 mA ger stabil spänning. Om inspänningen varierar lite, kommer utspänningen fortfarande att vara stabil. Om inspänningen varierar flera volt, så måste R1 dimensioneras efter den högsta spänningen över motståndet. Vid en inspänning på 15 volt i det angivna exemplet, är spänningen 5,9 volt över R1. R1 blir alltså 59 ohm!

LYSDIODER

Lysdioder är tillverkade av halvledarmaterial. När det flyter ström genom materialet, utsänds synlig eller osynlig (infraröd) elektromagnetisk strålning. Våglängden och därmed färgen beror på det valda halvledarmaterialet och dopning av detta. Förkortat används ordet LED efter det engelska uttrycket Light Emitting Diode, som betyder ljusemitterande diod. GaAsP - LED (Gallium-Arsenik-fosfat-LED) skickar rött ljus, GaP-LED (Gallium-fosfat-LED) skickar grönt, grönaktigt, orange eller gult ljus och GaAs-LED (Gallium-Arsenik) utsänder det osynliga infraröda ljuset (värmestrålning).
som det faktiskt också är. Lysdioder med synligt ljus, används vanligtvis till indikeringslampor eller lysande indikatorer. IR-LED's används däremot till överföring av fjärrstyrningssignaler, audiosignaler eller andra typer av elektriska styrsignaler. Sammansatta lysdioder används i så kallade LED-displayer, där man med 7 streckformade lysdioder kan bilda siffror. Med ännu fler lysdioder kan även bokstäver bildas. Till bokstäver används 14 eller 16 lysdioder, beroende på utformningen. De kallas även för *alfanumeriska*. En alfanumerisk display kan både visa siffror och bokstäver.

Jämför vi lysdioder och glödlampor, har lysdioderna en hel del fördelar:

1. Livslängden är lång, - över ca. 100 000 timmar innan ljusstyrkan är halverad.
2. Lysdioderna tål vibrationer och stötar.
3. Lysdioderna kan anpassas lätt till elektroniska kretsar.
4. Strålningen från en lysdiod kan lätt moduleras, därför trögheten är mycket liten.
5. Strömförbrukningen är liten.

Trots deras många fördelar måste det dock sägas, att lysdioderna först på senare år har visat sig så effektiva, att de kan konkurrera med glödlampans fina ljusstyrka.

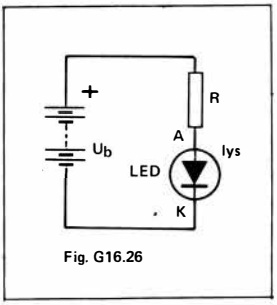


Fig. G16.26

Fig. G16.26.
Lysdioder skall ha ström genom ett förkopplingsmotstånd. I annat fall förstörs de ögonblickligen. Strömmen genom motståndet skall beräknas till ca. 15- 20 mA, då lysdioder max. klarar en ström på 50 mA. Felpolariseras en lysdiod lyser den inte.

LYSDIODENS FUNKTION

Lysdioder leder ström i framriktningen. Till exemplet i fig. G16.26 kan antingen likström eller växelström anslutas. Vid växelström kommer dioden endast att lysa under den positiva halvperioden, dvs den spärrar för ström i backriktningen på samma sätt som en vanlig diod. Till en lysdiod måste *alltid* ett förkopplingsmotstånd användas, som kan begränsa strömmen genom dioden. Lysdioder har normalt en arbetsström på 10 - 50 mA. Spänningen över lysdioderna är normalt ca. 1,6 – 2,0 V. Ansluts en lysdiod till en spänning på 10 volt skall spänningen över motståndet vara ca. 9 volt. Med 20 mA genom lysdioden blir motståndet 9/0,020 = 450 ohm (standardvärde 470 ohm). Används växelström, skall motståndet vara hälften så stort, eftersom dioden endast leder under den ena halvperioden. I vårt exempel blir det alltså ca. 220 ohm (standardvärde).

När en lysdiod ges ström i framriktningen, kommer strömmen att knuffa fria elektroner över PN-övergången till P-lagret, där elektronerna rekombineras i ett annat mönster. Detta förlopp utlöser elektromagnetisk strålning – ljus. Fig. G16.27A till C visar uppbyggnaden av olika typer lysdioder i planartekniken. GaAsP-LED'en i A är uppbyggd med PN-övergången ca. 2 till 4 um (1um=1/1000 mm) under själva halvledarytan. Strålningen uppstår i det ganska tunna P-lagret och lämnar ytan här. Allt annat ljus bromsas i de underliggande lagren och omvandlas till värme. GaP- och

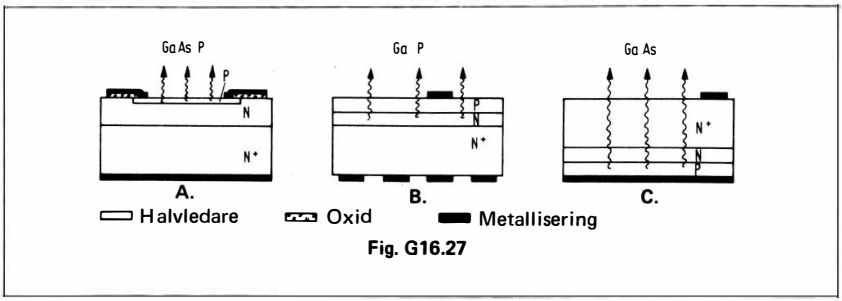


Fig. G16.27

Fig. G16.27.
Funktionen hos olika typer av lysdioder. A visar en röd lysdiods planar uppbyggnad. B visar uppbyggnaden av en grön, orange och gul och C visar en infra röd (IR).

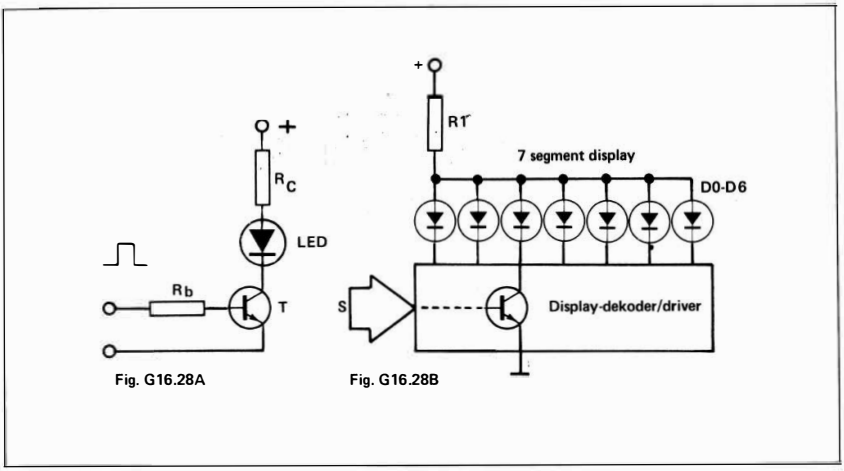


Fig. G16.28.
Lysdioder kan moduleras. De är inte långsamma som en glödlampa. Lysdioder används i displayer, där man genom att tända streck (lysdiodsegment), kan bilda siffror mellan 0 och 9. För styrningen av displayerna används TTL eller MOS teknik.

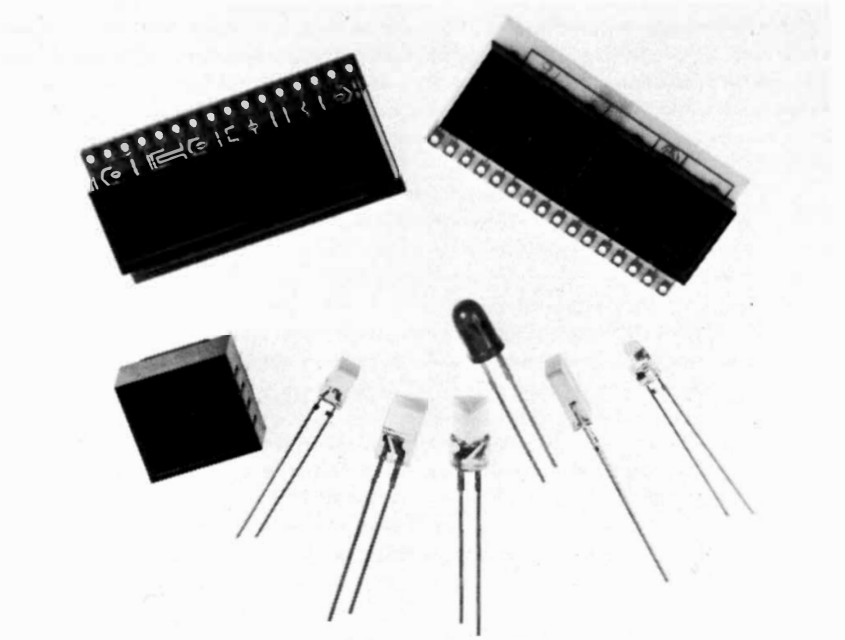


Fig. G16.29.
Olika lysdiod-typer och LED-displayer.

GaAs-lysdioder är »epitaktiska» dioder, där "ljuset" uppstår i P-lagret. Lagret är ca. 20-50 um tjockt. I dessa material är absorbtionen av ljus ganska liten, så verkningsgraden blir relativt bra. I IR-dioderna önskas en kraftigare strålning och större ström. Detta utvecklar värme och därför monteras P-lagret på värmeavledande material.

Lysdioder bakas in i olika plast- och metallhöljen beroende på vad de skall användas till. Det vanligaste är att höljet utformas som en lins, som samlar ljuset. Detta ökar ljusflödet i en bestämd riktning. Samtidigt kan även LED-kristallen placeras i en reflektor för att ytterligare öka ljusflödet.

Fig. G16.28 visar två olika transistorstyrda lysdioddisplayer. I A styrs strömmen genom lysdioden från en transistor. Med transistorn kan dioden tändas eller släckas. Modulering av lysdioder kan ske med frekvenser på mellan 10 000 till 50 000 Hz. Det används vanligtvis för att överföra signaler. Om moduleringen har en bestämd frekvens, kan en speciell mottagardetektor separera LED-ljuset från omgivningsljuset. B visar en 7-segmentdisplay, som direkt kan drivas av en integrerad krets. Kretsen kan via ingången S tända och släcka 7 segment, så att siffror mellan 0 och 9 bildas.

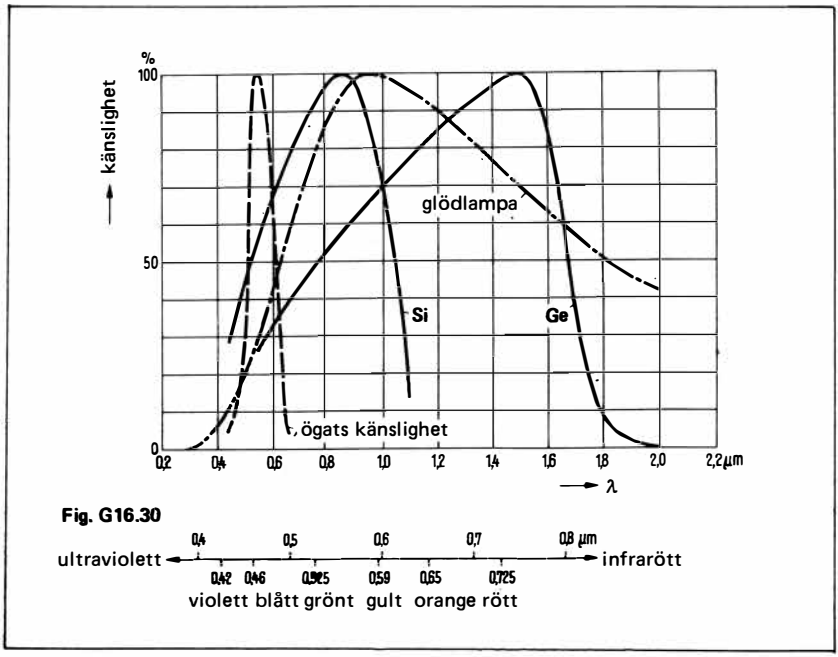


Fig. G16.30.

Ögats ljuskänslighet jämfört med strålningen från en glödlampa och känsligheten hos fotodetektorer.

Fig. G16.31.
En fotodiod (i praktiken även en lysdiod) kan avge en ström, när den belyses.

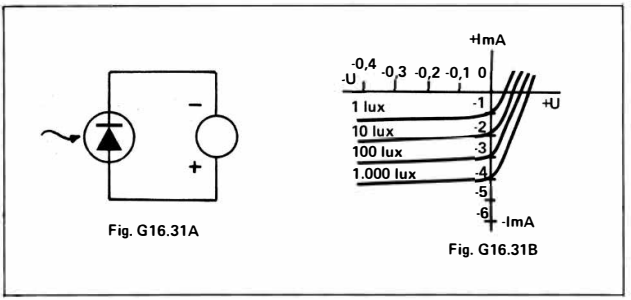


Fig. G16.31A

Fig. G16.31B

KISEL FOTODIODER

En LED lysdiod avger ljus, när det flyter ström genom den. Men vad många inte vet är, att den även kan frambringa spänning och ström när den belyses. Det är inte mycket, men tillräckligt för att kunna mätas. Ett prov med en slumpmässigt vald röd lysdiod gav en spänning på 1 volt och en ström på 1 uA. En milliontedels ampere är ju klart inte mycket att skryta med, men tillräckligt för att visa likheten mellan lysdioder och *fotodioder*.

Fotodioder tillverkas för detektering av ljus. De flesta typerna som finns att köpa är tillverkade för det infraröda ljusområdet. Därför passar de mycket bra som mottagare till IR-sändare med IR-lysdioder. Användningsområdena känner alla igen från fjärrstyrning av TV m.m. Dessutom används de till tjuvlarm och övervakning. Funktionen är då att en modulerad signal uppfångas av fotodioden. Den modulerade signalen förstärks och används sedan till olika styrprojekt. Modulationsfrekvensen väljs så hög, att ingen växelströmsdriven belysning kan påverka signalöverföringen. Ljus från ljusrör kan störa IR-överföring utan modulation. I fig. G16.31 ses sammankopplin-

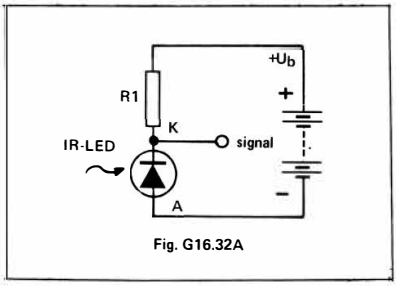


Fig. G16.32A

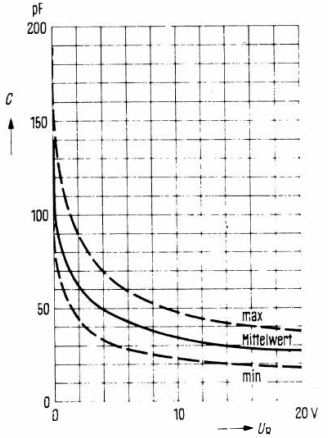


Fig. G16.32.
Om en fotodiod skall användas för detektion av höga frekvenser, måste den förspännas i spärriktningen. Då kan den höga spärrkapacitansen dämpas. Kurvan visar förhållandet mellan parasitkapacitans och spärrspänning.

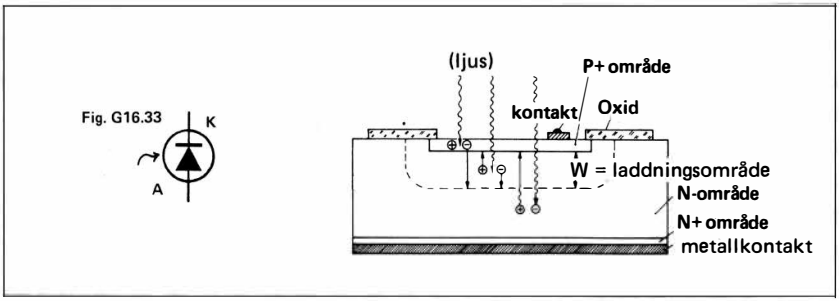


Fig. G16.33.
Uppbyggnad av en fotodiod kristall.

gen av en fotodiod och en amperemeter. När fotodioden belyses, kommer den att avge en ström som är kvadratiskt proportionell mot belysningen. Kurvan i B visar samhörigheten mellan belysningen i lux och strömmen i mA.

I praktiken är den enkla spänningsgenereringen inte bra nog till detektering av höga frekvenser (10 - 100 kHz) men tillräckligt bra till solbatterier, som endast skall ge en jämn effekt, när det finns tillräckligt med ljus. Det är problemet med detektion av de höga frekvenser, att fotodioden måste ha en stor geometriskt yta för att vara tillräckligt känslig. Normalt är fotodiodens belysningsyta 5 - 7 mm^2. Detta ger en stor *parasitkapacitans* mellan anod och katod. Den stora kapacitansen förstör känsligheten för höga modulationsfrekvenser. Därför måste alltid dioden förspännas med motspänning. Då faller kapacitansen, så att fotodioden kan användas till dessa detektorändamål. Fig. G16.32A visar en uppkoppling med fotodiod för detektering av signaler. B visar förhållandet mellan parasitkapacitansen och motspänningen. Motspänningen väljs normalt till ca. 5 volt.

Fotodioder tillverkas av kisel enligt planarprocessen. Fig. G16.33 visar uppbyggnaden av en fotodiod. Ett kraftigt dopat och tunt P+lager är anslutet till ena anslutningsbenet via en liten metallisering. Under P+ - lagret finns en laddningszon av svagt dopad N-ledare. Under N-ledaren finns ett kraftigt N+ -lager. När inte P-lagret belyses, kommer det svagt dopade N-lagret att fungera som isolator. När N-lagret belyses, frigörs elektroner från N-lagret, så att de kan »skjutas» in i N+ - lagret. På så sätt uppstår en spänningsskillnad mellan P- och N-lager.

FOTOTRANSISTORER

Både germaniumtransistorer och kiseltransistorer kan ändra förstärkning vid belysning av spärrlagret mellan bas och emitter. Det sker därför att ljuskvanta i detta lager drar med sig elektroner eller hål från bas till emitter. På så sätt bildas en svag basström, vilket även medför kollektorström som är strömförstärkningen beta gånger större. I transistorns barndom kunde fenomenet lätt visas. Då var nämligen transistorerna monterade i glasklara höljen (OC 70 och OC 71) med ett lager svart färg på utsidan. När färgen

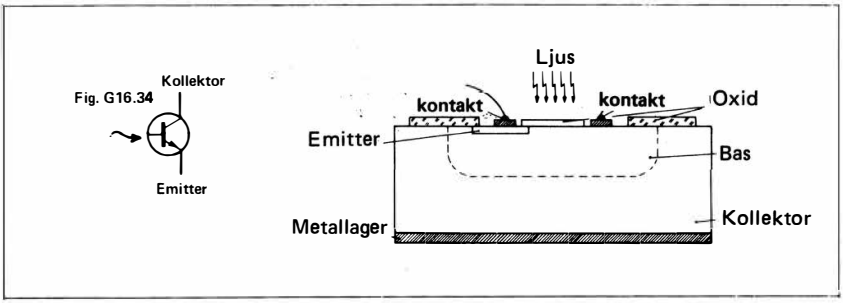


Fig. G16.34.
Uppbyggnad av en fototransistor i planarteknik.

skrapades bort, visade det sig att transistorerna var känsliga för ljus.

I dåtidens lågfrekvensförstärkare kunde det hända att ljuset från glödlampor eller ljusrör orsakade brum. Brummet kom från ljuset som växlar 100 ggr i sekunden och gick in i någon transistor där färgen hade blivit lite avskrapad.

Idag är det svårare att göra samma prov med kiseltransistorerna, därför att de är helt inneslutna i plast eller metallhöljen. Transistorn går sönder om man försöker att öppna den och ta ut kristallen. Istället tillverkas speciella fototransistorer för detekteringsändamål. Det finns en hel del olika varianter här. En del är inbyggda i metallhöljen med glastopp, andra är helt glasklara eller till och med inkapslade i plast som endast släpper genom IR-ljus. IR-typerna är egentligen försedda med ett *filter* som skärmar av för synligt ljus. Fig. G16.30 visar förhållandet mellan ögats ljuskänslighet och kisel- och germaniumkristallens. Med IR-filter släpps endast våglängder på ca. 0,8 um genom till halvledarkristallen. Fig. G16.34 visar uppbyggnaden av en fototransistor. Det är baslagret som fungerar som ljuskänsligt område. Därför är det placerat nära detektorns översida. Detta är endast möjligt med planartekniken.

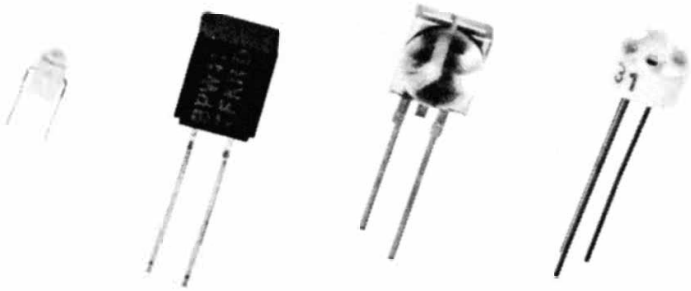


Fig. G16.35.
Olika typer av fotodetektorer. Den helt svarta är för IR-ljus. IR-ljuset kan passera den svarta plasten, men det synliga ljuset filtreras bort.

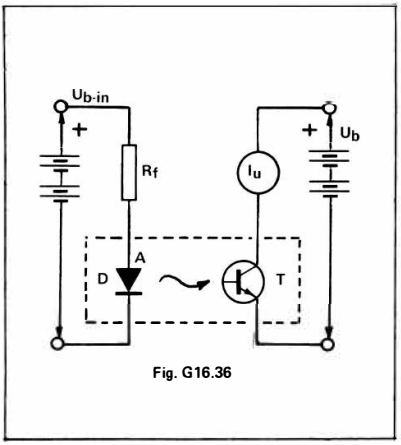


Fig. G16.36

Fig. G16.36.
En optokopplare är en sammankoppling av en lysdiod och en fototransistor.

OPTOOMKOPPLARE

En optokopplare är en sammankoppling av en IR-lysdiod och en IR-transistor i samma kapsling. Optokopplarens funktion är att överföra signaler från en krets till en annan utan någon elektrisk förbindelse. Optokopplaren har en isolationsspänning på max. 5000 volt. Därför finns ofta optokopplarna i nätspänningsutrustningar, där nätspänningsförande förmål skall styras från lågspänningsutrustningar.

Optokopplarens lysdiod fungerar som alla andra lysdioder. Den skall ha en spänning på minst 1 volt för att lysa. Strömmen skall vara så stor, att den räcker till för att styra ut transistorn. Båda delarna i optokopplaren skall alltså ha var sin drivspänning om galvanisk separation eftersträvas. Fototransistorn brukar normalt ha en drivspänning över kollektor/emitter på 3 - 30 volt.

För optokopplare anges så kallad kopplingsfaktor. Det är förhållandet mellan strömmen i kollektorn i transistorn och strömmen som matas in i lysdioden. Matematiskt gäller då:

$$\text{OPTO-kopplingsfaktorn} = \frac{\text{utgångsström } I_t}{\text{diodström } I_d}, \text{ eller}$$

$$k = \frac{I_t}{I_d}$$

Vi tar ett enkelt exempel. Tillverkaren anger kopplingsfaktorn k till 0,5. Vi skickar in en ström i lysdioden på 10 mA. Enligt vår formel kommer det då att flyta en ström genom kollektorn på transistorn på 5 mA. Kopplingsfaktorn hos de vanligaste optokopplarna ligger mellan 0,1 och 1. Med två fototransistorer i darlingtonkoppling, uppnås en kopplingsfaktor mellan 1 och 10. Med en kopplingsfaktor på 5, skall det endast en ström på 1 mA till för att transistorn skall dra 5 mA.

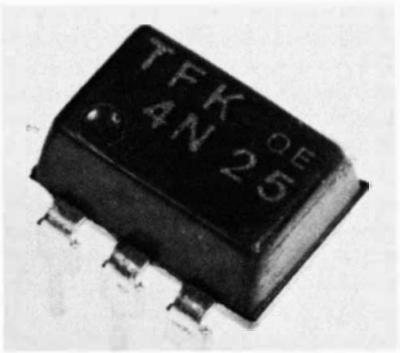


Fig. G16.37.
Typisk optokopplare inbyggd i ett 6-bens IC-hölje.

KAPACITANSDIODER

Varje diod har en så kallad spärrkapacitans. Det är en kondensatorverkan som uppstår mellan diodens anod och katod, när det inte finns spärrspänning över dioden. Vanliga likriktardioder har en spärrkapacitans på ca. 2 – 4 pF. När dioden förspänns i spärriktningen, faller kapacitansen. Detta utnyttjas i kapacitansdioder eller varactordioder, som de även kallas. I en kapacitansdiod är denna effekt förstärkt så att kapacitansen kan bli 40 till 2-3 pF med negativa förspänningar på 0 till 30 volt. Detta gör kapacitansdioder mycket användbara till avstämningskretsar i mottagare. Det används också i nästan alla radio eller TV-apparater. Det betyder att mottagaren kan avstämmas med en spänning. Då kan en potentiometer användas istället för de gamla och mycket kostsamma vridkondensatorerna. Dessutom är det mycket

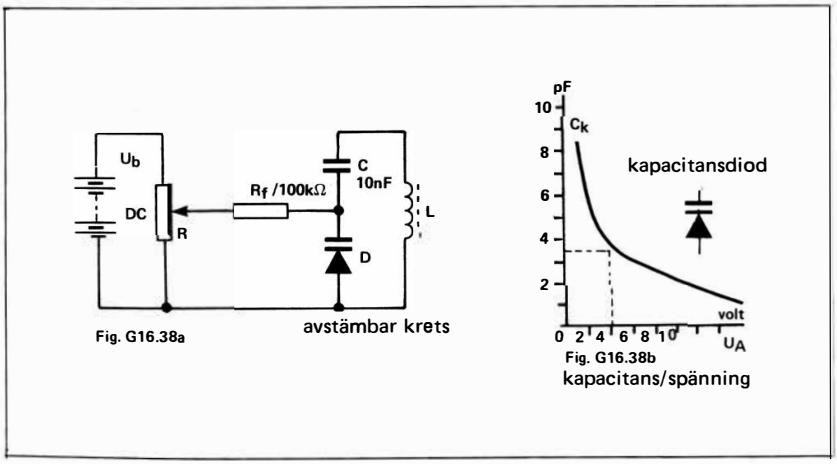


Fig. G16.38.
A visar hur en kapacitansdiod kan anslutas i en avstämd resonanskrets. Kurvan B visar förhållandet mellan spärrspänning över dioden och den resulterande kapacitansen.

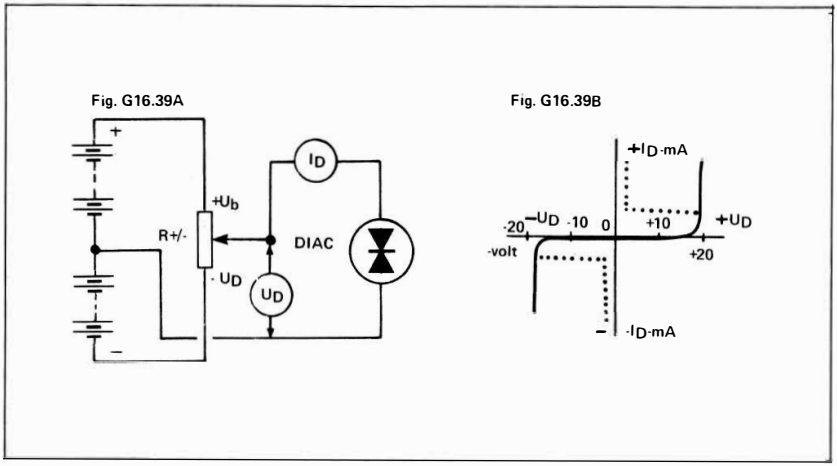


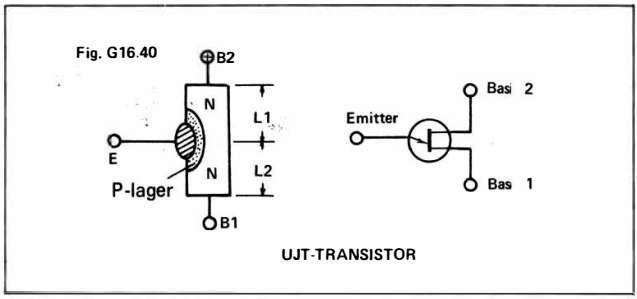
Fig. G16.39.
En DIAC leder ström i båda riktningarna som en glimlampa, Tändspänningen är lägre – typiskt ca. 15 volt.

lättare att tillverka digitala avstämningskretsar med frekvenssyntes. Fig. G16. 38A visar just en avstämningskrets som kan användas i en mottagare. Kondensatorn på 10 nF finns för att spolens likströmsresistans inte skall kortsluta avstämningsspänningen. I B visas kapacitansvariationen som en funktion av spärrspänningen. Kurvan visar en variation på endast 10 pF för en spänningsändring från 1 till 10 volt. Kom ihåg! Kapacitansen är *störst* när spänningen är *lägst*. I en avstämningskrets kommer resonansfrekvensen vara lägst vid 0 volt och högst vid 10 volts förspänning. Idag finns även speciella kapacitansdioder som täcker ett kapacitansområde från 10 till 500 pF. De används i avstämningskretsar för långvåg, mellanvåg och kortvåg.

DIAC-DIODEN

En diacdiod fungerar som en gammaldags glimlampa. Vid låg spänning – positiv eller negativ – flyter mycket lite ström. När spänningen kommer över tändspänningen, börjar glimlampan att lysa, varvid spänningen sjunker till arbetsspänningen. På samma sätt uppför sig en diacdiod också, men när glimlampan skall ha nästan 100 volt för att tändas, behöver diacen inte mer än 15 volt. Skillnaden mellan tänd- och arbetsspänning gör att diacen passar fint för styrning av TRIAC-växelströmsregulatorer. Kurvan i fig. G16.39B visar, hur diacen tänder och drar ström vid positiva och negativa förspänningar. En diac är alltså symmetrisk och kan vändas åt båda håll på ett kretskort. De är därför ej märkta med anod eller katod.

Fig. G16.40.
UNI-JUNCTION-transistorn är uppbyggd som en stång av N-material med ett påfört P-material.



UNIJUNCTION TRANSISTORN

Unijunction transistorn – UJT'n är en slags diod med två anslutningar på en stång av N-material med ett P-lager mitt på ena sidan. De två N-anslutningarna ansluts till drivspänningen och genom att styra spänningen på P-lagret (emittern) kan man få N-lagret att bryta samman, så att det flyter ström i både N-lagret och från N-lagret ut i P-lagret. De två N-anslutningarna benämns Bas 1 (minus) och Bas 2 (plus).

N-ledaren är svagt dopad. Därför kommer potentialen från den anslutna drivspänningen att fördela sig mellan 2 och emitter och mellan emitter och bas 1. Nu kan spänningarna besäknas som i en vanlig spänningsdelare.

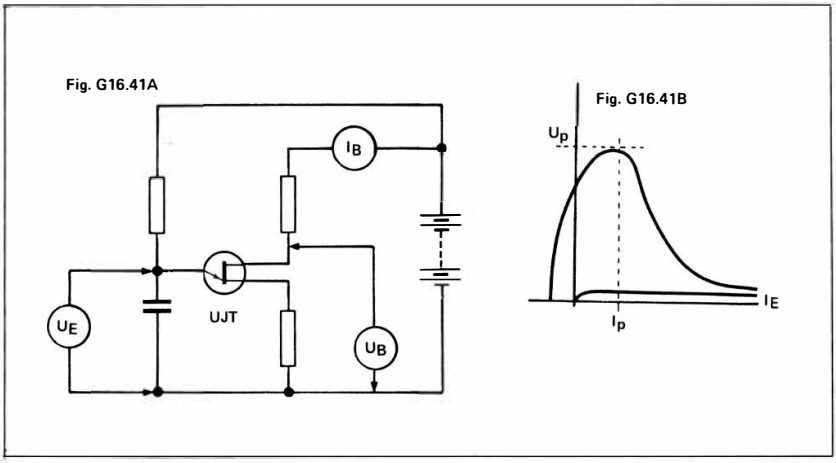


Fig. G16.41.
Provuppkoppling för bestämning av parametrarna för UJT'en. När emitter/bas-1 spänningen överstiger tändspänningen, kommer samma sträcka utgör ett negativt motstånd. UJT'en används som impulsgivare och trigg-krets för triac'ar och tyristorer.

$$U_e = \frac{L_2}{L_1 + L_2} \times U_b = \eta \times U_b = \text{emitter potentialen i P-lagret.}$$

där U_b är drivspänningen, U_e är spänningen mellan emitter och bas 1 och η är en faktor, som anges i tillverkarens datablad. Denna faktor ligger normalt mellan 0,4 och 0,6 och kallas för *instrinsic standoff ratio*.

Låt oss titta lite på funktionen i en UJT i fig. G16.41A,B. PN-övergången på emittern är spärrad så länge emitteranslutningen har en potential, som är lägre än U_p. När emitterspänningen överstiger U_p, kommer de difundära hål in i emittern. De dras av B_1 på grund av potentialen - B_1 är negativ. Hålen, som representerar en positiv laddning, kommer även att dra åt sig elektroner från B_1 och därmed kommer resistansen mellan emitter och bas att minska snabbt. Lagret bryts ner tills det inte längre finns någon spänning på emittern.

Ansluts en laddningskrets till emittern, kommer kondensatorn C att laddas av motståndet R. När intrinsic standoff ratiospänningen nås, kommer lagret att brytas ner och kondensatorn urladdas tills spänningen på emittern är så låg, att nedbrytningen upphör. Det blir ett område med *negativ* resistans.

På emittern kommer det hela tiden att ske en jämn uppladdning och snabb urladdning beroende på strömmen som kan flyta från emitter till bas 1. Normalt används ett strömbegränsningsmotstånd på omkring 100 ohm till bas 2. Om det inte ansluts, kommer UJT'n att ev. förstöras. Samtidigt kan över motståndet även tas ut en nålimpuls för triggning av efterföljande kretsar. UJT'n används praktiskt som trigger till andra kretsar t.ex. tyristorer m.m.

TYRISTORER OCH TRIAC's

Tyristorer eller SCR'er är en 4 lagers halvledare med 3 PN-övergångar. Tyristorer fungerar som en bistabil strömbrytare och den har *endast* två stabila tillstånd. Antingen är den ledande från anod till katod eller också spärrar den. Ansluts en ström till gaten, leder tyristorn och återställs inte förrän spänningen över anod/katod försvinner. Det finns speciella »gate turn off» typer, som med motsatt riktad gateström även kan *stängas*, dvs strömmen från anod till katod kan brytas. De sistnämnda typerna används dock inte speciellt mycket och är utan betydelse för amatörer.

Tyristorer används normalt i växelströmskretsar tillsammans med helvågs likriktare. Likriktas växelspänningen från nätet i en helvågslikriktare, kommer den resulterande likströmmen att vara pulserande och spänningen varierande från 0 till 310 volt. När spänningen från anod till katod överstiger ett par volt, kan tyristorn "tändas" med en gateström på mellan 0,1 till 100 mA beroende på typ. Speciella »sensitive gate» typer kan klara sig med mellan 0,1 – 1 mA, men de har nackdelen av att vara ganska temperaturkänsliga och måste därför ha en låg inre resistans mellan anod och katod, för att inte öppna av sig själv.

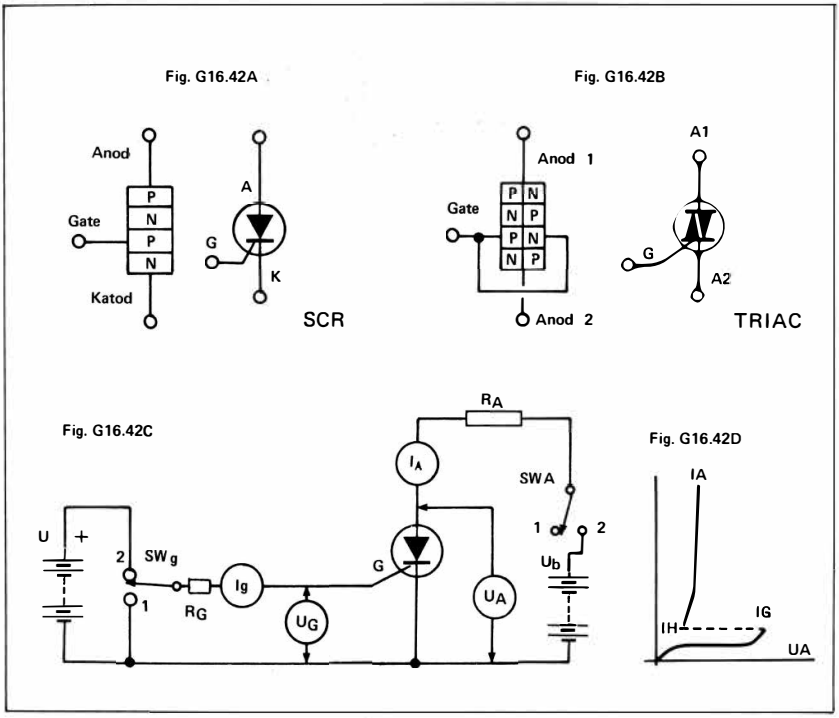


Fig. G16.42.
Tyristorer är uppbyggda av en 4-lagers kristall och kan leda och avbryta positiva strömmar. Triac'en leder och avbryter både positiva och negativa strömmar.

En TRIAC är en sammankoppling av komplementära tyristorer. Fig G16. 42B visar uppbyggnaden av en triac. Triacen kan styra strömmar i båda riktningarna. Därför har inte triacen någon egentlig anod eller katod utan istället två anslutningar som kallas anoder - A1 och A2. Anod 2 kopplas alltid till den gemensamma jorden eller minus. Då triacen kan dra ström i båda riktningarna, är den mycket väl anpassad för effektreglering av växelspänning. I takt med växelspänningsperioden, kan triacen synkront tändas på bestämda platser i perioden. Triacen släcks igen i nollgenomgången hos perioden. Det betyder att den skall tändas vid bestämda tidpunkter. Då kommer växelströmmen att hackas i småbitar och effekten reduceras. När triacen tänds mitt i växelperioden är spänningen maximalt 310 volt. Detta ger en kraftig störström som måste filtreras med en avstörningsspole på minst 3 mH och en kondensator på minst 100 nF/630V. Då kan radiostörningen dämpas ner till en acceptabel nivå.

I fig. G16.42C finns en konstruktion för mätning av tyristorer och triac's. Konstruktionen arbetar med likspänning, för att det skall vara lättare att se vad som händer. Med omkopplarna SWg och SWA i läge 1 bryts både gateströmmen och anodströmmen. Ställs omkopplaren SWA i läge 2, kommer

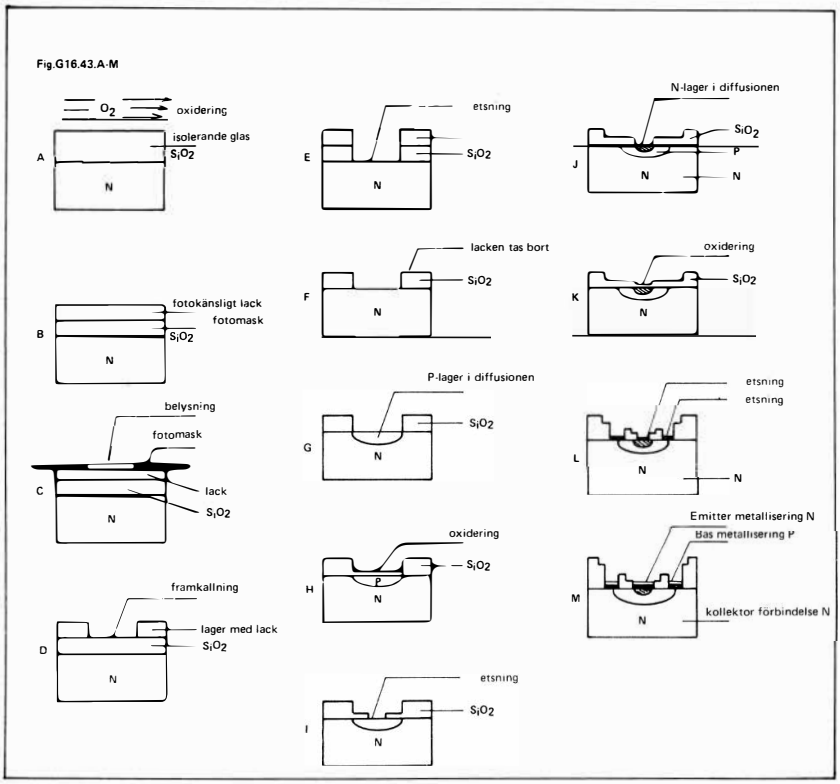


Fig. G16.43 a - i.
Vid planarprocessen diffunderar man under lågt tryck och höga temperaturer P- och N-lager ihop till transistorer och integrerade kretsar i både bipolär och MOS-teknik.

det att finnas spänning över anoden U_A, men ingen ström flyter förrän en ström går genom gaten. Det sker genom att slå om omkopplaren SWg till läge 2. Nu flyter strömmen genom halvledaren, även om styrströmmen tas bort. Om anodomkopplaren öppnas och stängs igen, kan förloppet upprepas. Kurvan i fig. G16.42D visar förhållandet mellan anodström och anodspänning för en fast gateström. Spänningen över anoden kan regleras till en bestämd punkt, varefter det plötsligt flyter anodström och spänningen faller mot noll.

Triacarna kan styra strömgenomgången i båda riktningarna med positiv eller negativ gateström. Man säger, att triacen triggar i alla 4 *kvadranter*. Gatespänningen för triggning är ganska ointressant, då det är strömmen som triggar. Vid triggning uppför sig gaten som en diod i ledningsriktningen till jord. Dvs. spänningen är ca. 0,7 volt. Vid triggning av triac'ar och tyristorer måste man vara uppmärksam på att det vid triggning kan komma en

ganska kraftig motspänning och ström från gaten. Därför skall aldrig en större kondensator med låg inre resistans anslutas mellan gate och jord. Strömstöten genom gaten kortsluts av kondensatorn vilket förstör triacen. Det kan flyta strömmar på 10-20 ampere *ut* från gaten.

DIFFUSION

Diffusionstekniken är den viktigaste metoden vid tillverkning av halvledarkomponenter. Med denna teknik kan halvledande N- och P-lager göras i olika koncentrationer över varandra. Olika koncentrationer betecknas t. ex. N-, N och N+, eller med P-material, P-, P och P+. De med minustecken är svaga och dåliga ledare. De med plustecken är goda ledare. Med samma teknik kan isolerande lager av glas (SiO_2) och ledare med olika resistanser uppbyggas. Till och med små kondensatorer kan tillverkas med planartekniken. Kondensatorerna är uppbyggda som avskilda och helt isolerade lager av metallegeringar. Då man i planartekniken arbetar med mycket små ämnen (substrat), är kapacitansvärdena av platsskäl begränsade till 20-30 pF. Planarprocessen används för tillverkning av transistorer, lysdioder, bipolära integrerade kretsar och MOS-kretsar.

I planarprocesserna används diffusion. Vid diffusion sker det en utjämning av partikelkoncentrationerna. Detta kan sammanliknas med, vad som händer, när en sockerbit läggs i en kopp kaffe. Oavsett om man rör runt i kaffet, kommer sockret efter någon tid fördela sig i kaffet, så att kaffet är lika sött i hela koppen. Det går naturligtvis fortare om kaffet omröres. Då skapas rörelse i koncentrationerna.

Nu är det klart inte lika lätt att tillverka transistorer som att lägga socker i en kopp kaffe. Vid tillverkningen av halvledare vill man dopa materialet. Med dopning menas tvingad förorening av materialet med andra ämnen. De ämnen som skall "dopas" smälter vid ca. 1000 grader. De måste värmas kraftigt och samtidigt placeras i en inaktiv atmosfär så att inte oönskade föroreningar blandas med ämnet. Vanligtvis används en vaccumkammare som är helt luftfri under processen. Låt oss nu börja med den praktiska början av planarprocessen.

Grundmaterialet till planarprocessen är en tunn halvledarskiva av kisel. Denna skiva är utskuren ur en stång av rent monokristallint material. Skivan poleras och slipas till en helt otrolig ytjämnhet. På så sätt försvinner alla kristalldeformationer. Nästa steg i processen är oxidering. I en atmosfär av vattenånga vid ca. 1000 till 1200 grader påläggs oxiden. Dvs. halvledarskivan får ett jämt tunt lager med »rost». Detta »rostlager» är rent kiseloxid SiO_2 eller glas och det isolerar mycket väl. Följ förloppet i fig. G16.43. SiO_2 lagret skapas under loppet av ca. 30 minuter och är endast 0,5 um tjockt.

Efter kiseloxiden läggs ett lager med fotokänslig lack. Sedan belyses halvledarskivan genom en mask med mönster. Då bildas en fotografisk bild av transistormönstret på skivan. Fig.G16.44 visar ett steg i nerfotograferingen av maskmönstret. Utgångsformatet är normalt 100 gånger större än transistorämnet. Den belysta skivan (eng: dice) framkallas och de inte belysta områdena tvättas bort. Det sker med speciella flourvätskor. Slutligen tvättas den resterande fotolacken av. Nu har halvledarskivan öppningar i det isolerade SiO_2 skiktet och den egentliga diffusionen kan börja.

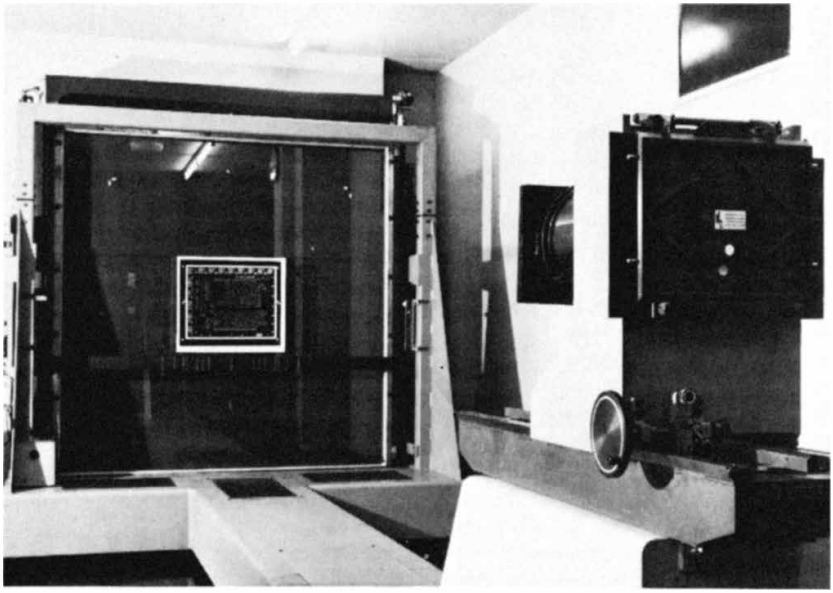


Fig. G16.44.
En transistor eller IC (Integrated Circuit) ritas manuellt eller via datorer, varefter layouten fotograferas ner flera hundra gånger. Sedan kan mönstret kontaktkopieras på halvledarkristallen, som sedan dopas med diffusion eller jon-implantering.

Kiselskivorna sätts i rader och skjuts in i en diffusionsugn (se fig. G16.45). I ugnen värms skivorna till en temperatur på ca. 1.200 grader i en atmosfär som är rik på N- eller P-dopningsämnen. Till N-dopning används en atmosfär av Indium (givar atomer). Med Arsenik kommer själva masköppningen diffundera en arsenikförbindelse och det skapas As_2O_3. Diffusionsområdet fortsätter exponentiellt mot djupet från ytan. Detta lager bildar halvledarzon. Ju längre diffusionsprocessen fortgår, desto djupare och kraftigare blir dopningen. Skall processen göras ytterligare mer noggrannt, används istället för vanlig diffusion jon-inplantering. Vid denna process »skjuts» joner ut från en uppvärmd blandning av dopmaterialet, - på samma sätt som en elektronkanon i ett bildrör eller TV-rör. Strålen avböjs elektroniskt och fokuseras exakt på de platser på kristallen som skall dopas. Med denna avancerade process kan man arbeta med i storleksordningen 100 joner per gång!

När diffusionen är färdig, läggs åter ett isolerande lager på av SiO_2 över hela skivan. Nu kan hela processen upprepas igen så att man får ytterligare ett lager på kristallen. Slutligen har man en skiva med kanske över 1000 transistorer. På varje transistor läggs tre metallager för anslutning av bas, emitter och kollektor. En färdig kristallskiva visas i fig. G16.46. En och samma skiva kan innehålla antingen över 1000 transistorer eller 50 - 500

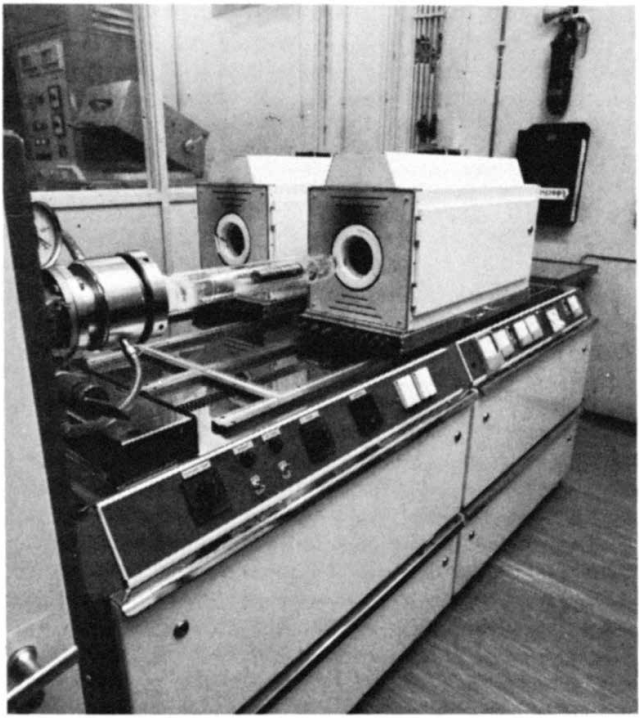


Fig. G16.45. Diffusionsugn för planarprocessen.

integrerade kretsar. Varje "bricka" skärs efter en datortest fri från skivan. Sedan kommer inkapslingen och *bonding*, det vill säga anslutning av tunna guldtrådar mellan halvledarbrickan och höljets anslutningsben. Bondingen sker normalt med kall ultraljudsvetsning för att inte kristallbrickorna skall föstöras. De små kristallbrickorna kallas för *chips*.

INTEGRERADE KRETSAR

Om det växelvis påläggs N- eller P-lager med isolerande SiO_2 lager och metallbeläggningar, kan hela kretsar med många dioder och transistorer byggas på varje chip. Det blir då en integrerad krets. Motstånd tillverkas t.ex. genom diffusion av Nickel-Krom. Fig. G16.47 och 48 visar typiska IC-mönster i ca. 50 gångers förstorning. Chip'et i fig. G16.47 är en bipolär förstärkarkrets och G16.48 är en stor MOS-minneskrets med flera tusen olika transistorfunktioner. Fig. G16.49 visar en bondad MOS-krets i sitt stora hölje. Benen sitter på band och är inte avklippta.

SAMMANFATTNING

Detta avsnittet om halvledare är nog en stor bit att svälja för de flesta. Det finns mycket för eftertanke och många svåra förklaringar. Förtvivla

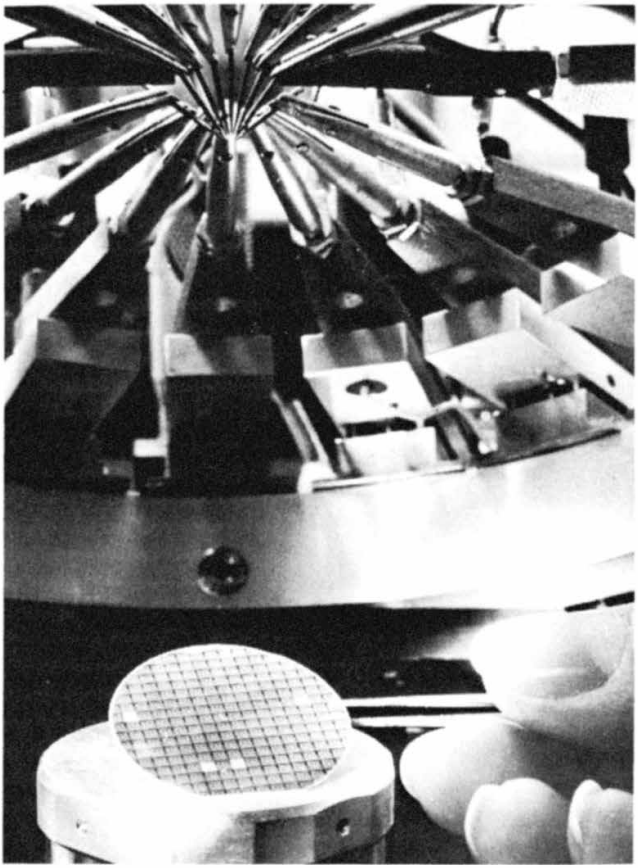


Fig. G16.46.
Vid planarprocessen tillverkas en halvledarskiva (dice) med ca. 100 IC-kretsar. Kretsarna testas elektroniskt med nåltunna mätpinnar, innan de monteras i höljen.

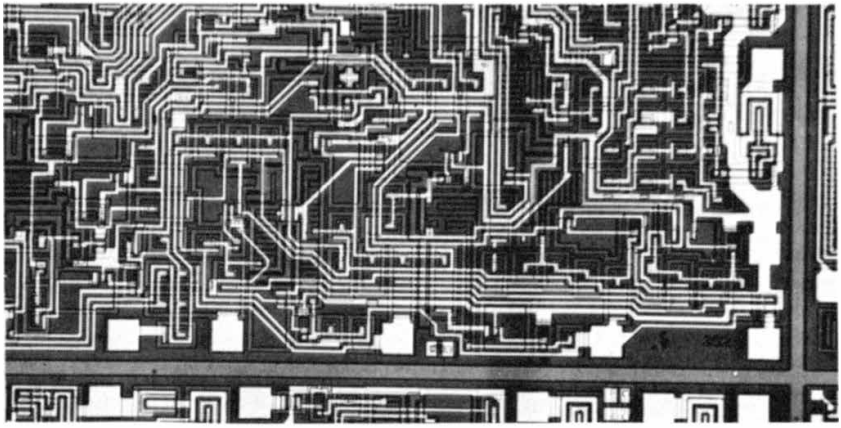


Fig. G16.47.
Bipolär krets 100 gånger förstorad.

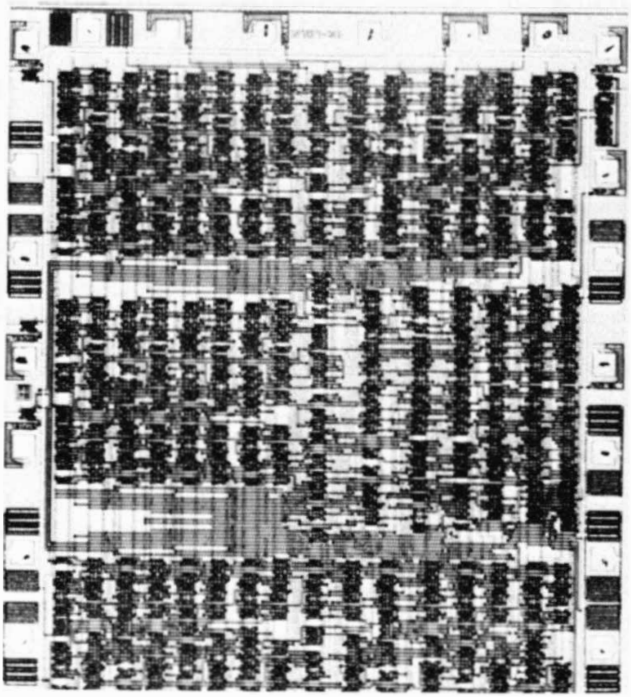


Fig. G16.48. MOS krets 100 gånger förstorad med tusen transistorfunktioner.

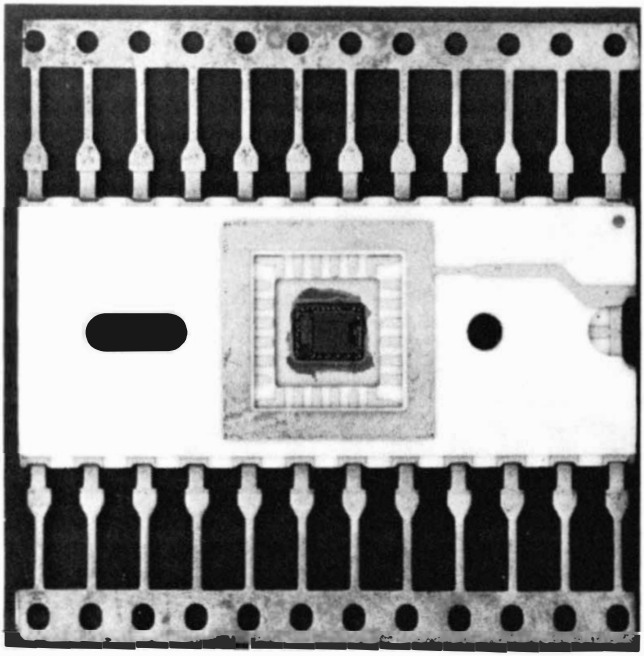


Fig. G16.49. Den färdiga chipen limmad i ett hölje, klar för »bonding», dvs. trådförbindelse mellan chip och de yttre anslutningsbenen.

inte, använd avsnittet första gången som underhållande läsning. Återvänd sedan igen till de olika halvledarområdena efter behov.

Halvledaravsnittet visar lite om den revolution, som har skett sedan Schockley i början av 50-talet förklarade halvledarfunktionerna. Det viktigaste är att förstå hur transistorn arbetar.

G16 UPPGIFTER – HALVLEDARE

1. Om en diod ansluts i plus/minus riktningen, kommer det då:
– att flyta ström! . . . . . A ☐
– inte flyta ström!. . . . . B ☐

2. Vad är h_{fe}?
– Antalet gånger kollektorströmmen är större än basströmmen . . . . A ☐
– Antalet gånger kollektorströmmen är mindre än basströmmen. . . . B ☐

G17 - TRANSISTORTEKNIK

ANALOG TRANSISTORTEKNIK

I detta avsnitt om transistorteknik kommer vi att förklara hur olika kretslösningar för förstärkning med vanliga transistorer och FET-transistorer ser ut. Det går naturligtvis inte att ingående beskriva alla typer av kretsar. Vi kommer i alla fall se hur dessa beräknas. Har man lärt sig att beräkna enkla konstruktioner, kan man lätt använda samma beräkningsteknik i större sammanhang.

Transistorer och FET's används också i digitala kretslösningar. Detta beskrivs i ett separat avsnitt om digitala kretsar – G30, men då digitalteknik kräver många halvledarkomponenter, kommer G 30 företrädesvis att förklara integrerade kretsar. I motsats till digitaltekniken finns analogtekniken. Det är läran om bl.a. förstärkarsteg m.m. Förstärkarsteg byggs mycket lätt idag med så kallade operationsförstärkare och speciella integrerade kretsar. Trots detta är tekniken med diskreta transistorer och FETar av stor betydelse inom elektroniken. En del kretslösningar kan *endast* göras med diskreta komponenter. Detta gäller då särskilt kretsar med stora strömmar, spänningar, effekter och frekvenser och lågt brus. Men för att kunna förstå hur en 500 W effektförstärkare skall konstrueras, måste man noga lära in baskunskaperna om de enkla transistorstegen, även om det är enklare och billigare att köpa en färdig IC.

En gång för alla måste vi också göra oss av med tron på att den nya teknologin gör människor arbetslösa. Det har visat sig i praktiken, att de elektroniska kretsarna med IC-kretsar endast blir många gånger bättre och mer avancerade. Det går att tillverka elektroniska kretsar, som tidigare ansågs omöjliga och alltför kostsamma.

OSTABILISERAD TRANSISTORKOPPLING

Fig. G17.1 visar en enkel transistorförstärkare med 1 transistor. Transistorn är kopplad med jordad emitter. Signalen påförs basen. På kollektorn kan en förstärkt signal tas ut.

Då det här inte är fråga om någon återkoppling från utgång till ingång, kommer förstärkningen att bli maximal, dvs så stor som transistorn kan klara. Detta är ganska tråkigt, därför att förstärkaren kommer helt att vara beroende av transistorns egna data. Vi skall senare visa hur man i praktiken kan eliminera dessa problem. Vi beräknar nu steget i praktiken. Grunden är en transistor med förstärkningen 100 gånger. Drivspänningen är ett batteri på 4,5 V och vi tillåter en kollektorström på 0,5 mA. Spänningen över kollektorn vill vi skall kunna svänga mellen 4,5 och 0 volt. Det betyder att kollektorpotentialen skall ligga i mitten – 2,25 volt. Av detta kan vi nu beräkna kollektormotståndet:

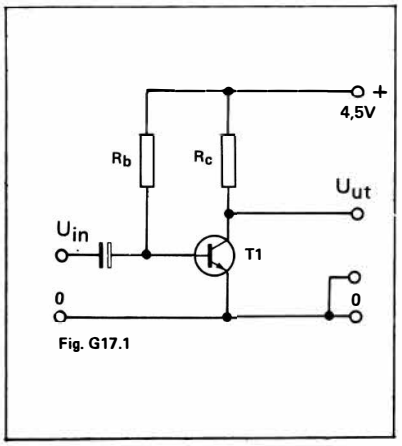


Fig. G17.1

Fig. G17.1.
Ostabiliserad transistorförstärkare med maximal förstärkning.

$$R_c = \frac{\text{halva drivspänningen}}{\text{kollektorströmmen } I_c} = \frac{U \times 0{,}5}{I_c} = \frac{2{,}25 \text{ volt}}{0{,}5 \text{ mA}} = 4{,}5 \text{ kohm},$$

Vi väljer det närmsta standardvärdet på R_c på 4,7 kohm. Med kunskap om förstärkningsfaktorn kan vi nu beräkna den nödvändiga basströmmen:

$$I_b = \frac{\text{kollektorströmmen } I_c}{\text{strömförstärkningen}} = \frac{I_c}{h_{fe}} = \frac{0{,}5\text{mA}}{100} = 5\text{uA}$$

Basströmmen, som är 5 uA hjälper oss att beräkna resistansen R_b. Men vi måste veta spänningen över motståndet. Från avsnittet *Halvledare II*, vet vi, att det över en kiseltransistors bas/emitter skall vara 0,6 - 0,7 volt (U_{be}). Vi vet att drivspänningen är 4,5 volt. Spänningen blir då:

$$U_{Rb} = U - U_{be} = 4{,}5 \text{ volt} - 0{,}7 \text{ volt} = 3{,}8 \text{ volt}$$

Nu kan R_b beräknas enligt ohms lag då strömmen i R_b är 5 uA och spänningen över motståndet är 3,8 volt:

$$R_b = \frac{U_{Rb}}{I_b} = \frac{3{,}8 \text{ volt}}{5 \text{ uA}} = 760 \text{ kohm}$$

Det närmsta motståndsvärdet vi kan välja är 680 kohm eller 820 kohm. Men den enkla transistorkretsen har faktiskt ett allvarligt fel! För det första, är ingångsimpedansen rätt låg, här 5 kohm. Man skall aldrig belasta en signalkälla med en impedans, som är lägre än signalkällans egen. Samtidigt måste kopplingskondensatorn vara ganska stor, om den skall kunna överföra låga frekvenser till basen på transistorn. I avsnittet G13 lärde vi oss att en kondensatorns impedans kan beräknas vid bestämda frekvenser med formeln:

$$Z_C = \frac{159}{f\,(Hz) \times C\,(uF)}\ kohm$$

ur samma formel kan vi beräkna kapacitansen:

$$C\,(uF) = \frac{159}{f\,(Hz) \times Z_C\,(kohm)}$$

Om vi nu kräver av kretsen, att ingångskondensatorn vid 20 Hz får ha en förlust på 3 dB, skall kondensatorn ha en impedans på samma värde som transistorns bas/emitter sträcka. Om den är 5 kohm, kan vi beräkna kondensatorvärdet:

$$C\,(uF) = \frac{159}{20\ Hz \times 5\ kOhm} = 1{,}6\ uF$$

För säkerhets skull väljer vi närmast större kondensatorvärde på 2,2 uF. Utgångskondensatorn beräknas på samma sätt, där det då tas hänsyn till efterföljande krets impedans.

Kretsen i fig G17.1 har andra fel. Dels är den temperaturinstabil. Dels beror den totala förstärkningen på transistorns egen förstärkning till skillnad från kretsen i fig.G17.3, där kretsens förstärkning är oberoende av transistorns egen förstärkning. Om vi tänker oss en transistor med 300 gångers förstärkning och samma motstånd, kommer vilospänningen på utgången att vara nästan 0 volt. Det kan vi inse genom att multiplicera basströmmen med den nya transistorns förstärkning (beta). Det ger en kollektorström på 1,5 mA. Med 1,5 mA genom kollektormotståndet på 4,5 kohm får vi ett teoretiskt spänningsfall på 6,75 volt över R_C. Detta är ju omöjligt, då drivspänningen är endast 4,5 volt. Transistorn är helt mättad med ström. Den fungerar som en strömbrytare över utgången. Så här beroende vill man inte vara av transistorers parameterskillnader. Dessutom är det besvärligt att justera kretsen varje gång en annan transistor används.

SJÄLVJUSTERANDE TRANSISTORFÖRSTÄRKARE

Fig. G17.2. visar en annan konstruktion med samma antal komponenter. Skillnaden är att basmotståndet R_b är kopplat till kollektorn istället för till drivspänningen. Detta eliminerar beroendet av strömförstärkningen och temperaturdriften, som kännetecknar föregående konstruktion. När basen får ström från kollektorn, kommer basströmmen *falla*, när kollektorströmmen *stiger*.

Detta sker därför att transistorns kollektorspänning faller mot noll, när det går för mycket ström. När kollektorspänningen faller, minskas också spänningen över basmotståndet R_b. Detta kallas för *mottkoppling*.

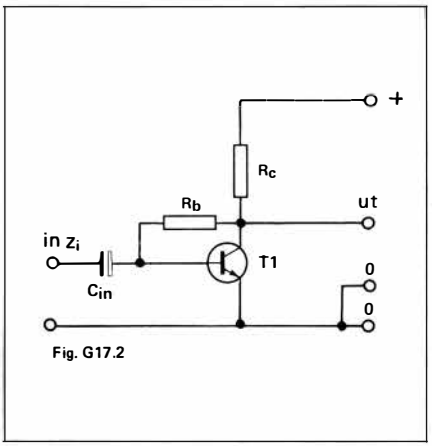


Fig. G17.2.
Ganska bra stabiliserad förstärkare, där förstärkningen är förhållandet mellan basmotståndet och ingångsmotståndet Z_i.

Transistorns ingångsimpedans går även att beräkna, då enligt *Halvledare II*, som ingångsimpedansen = emittermotståndet gånger transistorns strömförstärkning:

$$U_{Rb} = U_c - U_{be} = 2{,}25 \text{ volt} - 0{,}7 \text{ volt} = 1{,}55 \text{ volt}$$

och med strömmen 5 uA till basen, blir motståndet R_b:

$$R_b = \frac{U_{Rb}}{I_b} = \frac{1{,}55 \text{ volt}}{5 \text{ uA}} = 310 \text{ kohm}$$

Det närmsta standardmotståndet blir 330 kohm.

PRAKTISK TRANSISTORFÖRSTÄRKARE

Schemat i fig. G17.3 visar en fullt stabiliserad transistorförstärkare med 1 transistor. Denna krets visar i alla avseenden goda tekniska data, när den är dimensionerad förnuftigt. Den viktigaste komponenten , som skiljer konstruktionen från de andra är emittermotståndet R_e. Motståndet har fyra väsentliga funktioner. För det första ger motståndet en reducerad förstärkning. För det andra kompenserar det för transistorernas egen strömförstärkning. För det tredje kompenserar motståndet även för temperaturdrift i transistorn och för det fjärde höjs ingångsimpedansen till en sådan nivå, att den passar till de flesta signalkällor, såsom mottagare, bandspelare eller skivspelare.

Vi skall titta på varje funktion för sig. Glöm därför nu de kondensatorer, som är anslutna till transistorns emittermotstånd R_e.

Signalförstärkningen från bas till kollektor studerar vi först. När ett emittermotstånd används, kan man ganska säkert säga, att spänningsförstärkningen är lika med förhållandet mellan kollektorresistansen och emitterresistansen. Vi kan visa detta med formeln:

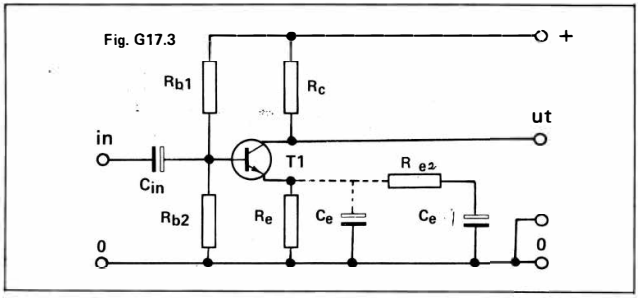


Fig. G17.3. Bra, stabiliserad transistorförstärkare. Förstärkningen kan bestämmas med förhållandet mellan kollektormotståndet och emitterimpedansen.

$$A_U = \frac{\text{kollektormotstånd}}{\text{emittermotstånd}} = \frac{R_C}{R_e}$$

På detta sätt är det möjligt att bestämma den önskade förstärkningen. Vi tar igen ett exempel. Om R_C är på 3,9 kohm och R_e är på 1 kohm, vad blir förstärkningen?

$$A_U = \frac{3{,}9 \text{ kohm}}{1 \text{ kohm}} = 3{,}9 \text{ eller närmast 4 gånger.}$$

Denna förstärkning kommer konstruktionen att hålla oberoende om transistorns egen förstärkning är 100 eller 800 gånger.

Konstruktionens ingångsimpedans går också att beräkna, då enligt *Halvledare II* ingångsimpedansen = emittermotståndet gånger transistorns strömförstärkning:

$$Z_b = R_e \times h_{fe}$$

Om strömförstärkningen är 100 gånger och emittermotståndet på 1 kohm, kommer basens impedans att vara:

Z_b = 1.000 ohm x 100 gångers förstärkning = 100 kohm

Temperaturskillnader betyder inte så mycket för denna konstruktion. Om temperaturen stiger, kommer spänningsfallet mellan bas och emitter på 0,7 volt att sjunka litet, - typiskt till 0,5 - 0,6 volt. Men då R1 och R2 utgör en fast spänningsdelare, kommer det endast att betyda, att emitterspänningen stiger motsvarande mycket. Det blir inte någon speciell påverkan av kollektorspänningen.

Vi fortsätter att använda praktiska exempel. Kollektormotståndet, transistorn (c-e) och emittermotståndet utgör tillsammans en spänningsdelare. Om det skall flyta ström i transistorn och kollektormotståndet, måste det flyta samma ström i seriekopplingens undre del. Detta ger ett spänningsfall över emittermotståndet. Spänningsfallet skall normalt offras för att få en god stabilitet och bra förstärkning. "Offret" ligger i storleksordningen 10 till 30%. Vi kan ju välja 10% och tillägga, att 0,5 volt av drivspänningens 4,5 volt

ligger över R_e. Om transistorn skall kunna pendla mellan maximal ström och ingen ström, kommer utgångsspänningen att variera mellan plus och minus 2 volt. Det betyder att transistorn i tomgång måste ha 2 volt över sig och så även kollektormotståndet. Väljer vi en ström genom transistorn på 0,5 mA, kan kollektormotståndet beräknas till:

$$R_c = \frac{2{,}0 \text{ volt}}{0{,}5 \text{ mA}} = \textbf{4 kohm, vi väljer standardvärdet på 3,9 kohm}$$

Samtidigt kan vi även beräkna emittermotståndet därför att vi har valt strömmen genom transistorn till 0,5 mA och därför att vi tillåter en förlust över emittermotståndet på 0,5 volt.

$$R_e = \frac{0{,}5 \text{ volt}}{0{,}5 \text{ mA}} = \textbf{1 kohm - det är ett standardvärde}$$

Nu kan vi beräkna förstärkningen:

$$A_U = \frac{R_c}{R_e} = \frac{3{,}9 \text{ kohm}}{1 \text{ kohm}} = 3{,}9 \text{ eller ca. 4 gånger}$$

Sedan skall basmotstånden bestämmas. Detta görs på ett litet annat sätt än tidigare. Det första vi skall ta reda på är spänningarna över de två motstånden och därefter den nödvändiga basströmmen till transistorn. Vi vet, att det alltid skall vara 0,7 volt på bas/emitter sträckan på en kiseltransistor. Dessutom vet vi att spänningen över emittermotståndet blev vald till 0,5 volt. Summan av dessa spänningar motsvarar spänningen över bottenmotståndet R_{b2} till basen. Därför är spänningen U_{Rb2}:

$$U_{Rb2} = U_{be} + U_{Re} = 0{,}7 \text{ volt} + 0{,}5 \text{ volt} = 1{,}2 \text{ volt},$$

Nu kan vi även beräkna spänningen över det andra basmotståndet R_{b1}, då det har spänningsfallet från drivspänningen minus spänningsfallet över R_{b2}.

$$U_{Rb1} = U - U_{Rb2} = 4{,}5 \text{ volt} - 1{,}2 \text{ volt} = 3{,}3 \text{ volt}.$$

Nu skall vi titta lite på strömmarna i motstånden R_{b1} och R_{b2}. Det är storleken vi behöver veta för att kunna bestämma motståndsvärdena enligt ohms lag. Den absolut nödvändiga basströmmen kan beräknas, när vi har funnit den använda transistorns minsta förstärkning. Vi väljer en transistor med min. strömförstärkning 100 gånger. Kollektorströmmen har vi redan bestämt till 0,5 mA:

$$I_b = \frac{I_c}{h_{fe}} = \frac{0{,}5 \text{ mA}}{100} = 5\text{uA}$$

Detta betyder dock endast, att det skall flyta *minst* 5 uA genom basmotståndet R_{b1}. Då finns det ingen ström kvar till R_{b2}. Därför måste vi välja en

passande ström genom basmotstånd-spänningsdelaren. Om vi väljer en ström som är 10 gånger större, behöver vi inte ta hänsyn till, att det i verkligheten flyter ström både i spänningsdelaren och basström genom R_{b1} utan vi tänker oss att det flyter 50 uA genom båda. Detta underlättar beräkningen och ger även en hög kretsstabilitet:

$$R_{b1} = \frac{3{,}3 \text{ volt}}{50 \text{ uA}} = 66 \text{ kohm}, \quad \text{och vi väljer 68 kohm i E12.}$$

$$R_{b2} = \frac{1{,}2 \text{ volt}}{50 \text{ uA}} = 24 \text{ kohm}, \quad \text{och vi väljer 22 kohm i E12}$$

I och med att vi nu också känner till motstånden i ingången och transistorimpedansen, kan vi även beräkna ingångsimpedansen. Ingångsimpedansen blir en parallellkoppling av de tre resistanserna. Transistorns basimpedans var 100 kohm. Då blir den resulterande ingångsimpedansen:

$$Z_{in} = \left(\frac{1}{R_{b1}} + \frac{1}{R_{b2}} + \frac{1}{R_b}\right) \times \frac{1}{X} = 14{,}25 \text{ kohm}$$

Motståndsberäkningen fungerar på samma sätt som vanligt vid parallellkoppling av resistanser – se ev. avsnitt G8.

I fig. G17.3 kan vi även se så kallade emitterkopplingar. De har till uppgift att höja växelströmsförstärkningen i konstruktionen. En kondensator har ju inget inflytande på likströmmen. Med en kondensator parallellt över emittermotståndet erhålls nästan maximal förstärkning i transistorn. Detta medför de tidigare omtalade problemen med låg ingångsimpedans och instabila förstärkningsförhållanden - här endast för växelspänningssignaler. Kopplas istället en seriekoppling av ytterligare ett emittermotstånd och en kondensator parallellt över emittermotståndet R_e, kan växelspänningsförstärkningen bestämmas. Förstärkningen blir då lika med förhållandet mellan kollektormotståndet R_c och parallellkopplingen av de två emittermotstånden.

Låt oss ta ett exempel. Vi seriekopplar en större kondensator och ett emittermotstånd på 1 kohm. Parallellkopplingen av två lika motstånd ger halva värdet, - 500 ohm. Nu blir förstärkningen:

$$A_U = \frac{R_c}{R_e \text{ total}} = \frac{3{,}9 \text{ kohm}}{500 \text{ ohm}} = 7{,}8 \text{ gånger}$$

Men vi måste komma ihåg, att ingångsimpedansen i transistorn samtidigt blir motsvarande lägre, jämfört med tidigare beräkningar. Kondensatorn C_e beräknas efter den impedans, som den är seriekopplad med. R_{e2} är på 1 kohm och vid denna impedans och frekvensen t.ex. 20 Hz kan kapacitansen beräknas:

$$C_e = \frac{159}{20 \times 1} \text{ uF} = 7{,}84 \text{uF}, \quad \text{och vi väljer en på 10 uF}$$

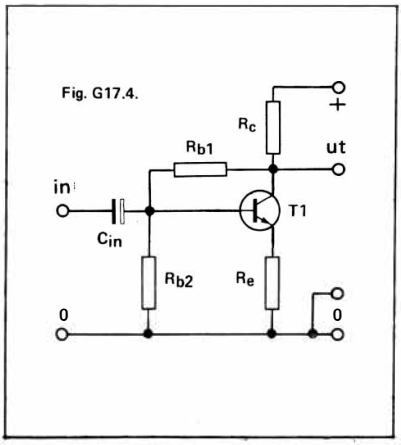


Fig. G17.4.
Perfekt stabiliserad transistorförstärkare med samma funktion som fig. G17.3.

Konstruktionen i fig. G17.4 liknar den i fig. G17.3 och kan beräknas nästan på samma sätt, om man kommer ihåg, att basmotståndet R_{b1} i toppen endast får spänning från kollektorn, i detta fall 2,5 volt. Det blir endast 1,3 volt över motståndet och 1,2 volt över bottenmotståndet R_{b2}. Konstruktioner av denna typ är bland de mest stabila 1-transistortyper som finns.

EMITTERFÖLJARE

I fig. G17.5 finns det en emitterföljare som inte har någon spänningsförstärkning. Emittern följer basen med spänningsskillnaden 0,7 volt från bas till emitter. Emitterföljaren har en mycket hög ingångsimpedans som är lika med emittermotståndet gånger strömförstärkningen:

$$Z_{in} = h_{fe} \times R_e$$

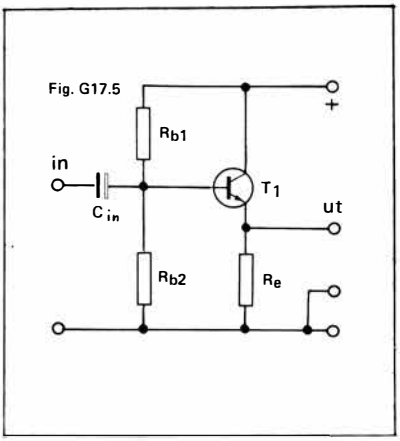


Fig. G17.5.
En emitterföljare ger inte någon spänningsförstärkning utan endast en impedansomvandling.

Emittermotståndet väljs efter den spänning och ström med vilken transistorn skall belastas. Det normala är att halva drivspänningen läggs över motståndet och halva transistorn. Detta ger den största symmetriska spänningsvariationen på utgången i förhållande till drivspänningen. Med basmotstånden bestäms spänningen på utgången. Motstånden väljs som i våra tidigare exempel med 10 gånger basströmmen genom spänningsdelaren. Om drivspänningen är 4,5 volt och strömmen genom transistorn är 0,5 mA, så blir spänningen över det översta motståndet vid symmetrisk utgångsspänning:

$$U_{Rb1} = U \times 1/2 - U_{be}$$

$$U_{Rb2} = U \times 1/2 + U_{be}$$

De två spänningarna beräknas till: U_{Rb1} = 1,55 volt och U_{Rb2} = 2,95 volt. Med en strömförstärkning på 100 blir basströmmen 5 uA. Vi väljer här också 10 gånger större ström genom spänningsdelaren av säkerhetsskäl. Nu kan vi beräkna alla tre motstånden:

$$R_e = \frac{U_{Re}}{I_c} = \frac{2{,}25 \text{ volt}}{0{,}5 \text{ mA}} = 4{,}5 \text{ kohm, vi väljer 4,7 kohm,}$$

$$R_{b1} = \frac{U_{Rb1}}{I_b \times 10} = \frac{1{,}5 \text{ volt}}{50 \text{ uA}} = 30 \text{ kohm, vi väljer 33 kohm,}$$

$$R_{b2} = \frac{U_{Rb}}{I_b \times 10} = \frac{2{,}95 \text{ volt}}{50 \text{ uA}} = 59 \text{ kohm, vi väljer 56 kohm.}$$

Kondensatorerna skall beräknas för den lägsta frekvens, som konstruktionen skall användas för. Deras impedanser skall vid den låga frekvensen ej överstiga ingångsimpedansen, som är en parallellkoppling av de två basmotstånden R_{b1} och R_{b2}. I detta fallet blir impedansen 20 kohm. Emitterföljare används överallt, där man vill säkra, att signalen inte blir belastad, då emitterföljaren har en mycket låg utgångsimpedans. Emitterföljarens utgångsimpedans är lika med den totala ingångsimpedansen dividerat med strömförstärkningen:

$$Z_{ut} = \frac{R_{b1}//R_{b2}//R_{generator}}{h_{fe}} = \frac{(\frac{1}{33} + \frac{1}{56}) \cdot \frac{1}{x}}{h_{fe}} \quad 207{,}6 \text{ ohm}$$

En så låg utgångsimpedans kommer i de flesta fall att fungera som en kortslutning för brum- och störupptagning på långa efterföljande ledningar.

DARLINGTON KOPPLING

Kopplas två transistorer samman som i fig. G17.6, kallas det för en darlington-koppling - efter uppfinnaren med samma namn. Med två transistorer uppnås en mycket hög förstärkning, då den enas strömförstärkning

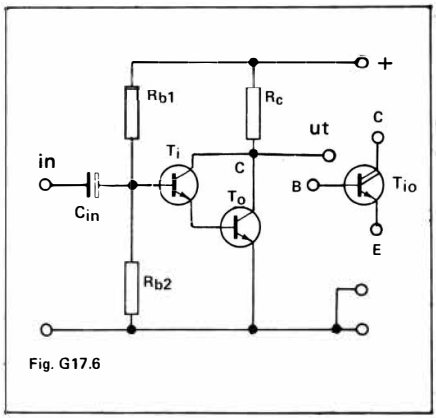


Fig. G17.6

Fig. G17.6.
Darlington transistorförstärkaren ger en totalförstärkning, som är lika med förstärkningen i ena transistorn gånger den andra.

multipliceras med den andras. Används två lika transistorer med vardera 100 gångers förstärkning, blir den resulterande förstärkningen 10 000 gånger. Samtidigt omvandlas bas/emitter-impedansen i utgångsstransistorn från det vanliga värdet på ca 5 kohm till strömförstärkningen i ingångstransistorn gånger detta värde. Därför kommer denna typ av koppling att ha både hög förstärkning och hög ingångsimpedans. Kopplas kretsen i fig. G17.6 på samma sätt som en vanlig transistor - fig. G17.2. - erhålls en mycket kraftig förstärkning, så stor att emittermotstånd bör användas för att reducera förstärkningen. Den större motkopplingen av den förstärkta signalen ger då lägre förvrängning och större bandbredd. Darlingtontransistorer behöver inte byggas med diskreta transistorer, de finns att köpa inbyggda i samma hölje. Funktionen är den samma. Men detta gäller inte darlingtontransistorer för höga effekter. I de finns motstånd från bas till emitter mellan varje transistor. Motstånden ligger storleksordningen 10 kohm(ingångsresistansen) och 300 ohm(utgångsresistansen) och de har till uppgift att förbättra transienterna. Utan sådana motstånd kan basområdet inte "tömmas" lika snabbt som det "fylls" med elektroner. Därför kommer en darlingtontransistor strypa strömmen långsammare än den släpper igenom den. Motstånden mellan bas och emitter förbättrar egenskaperna men man bör ändå vara medveten om detta förhållande. I transistorsteg för hög effekt, kan det vara nödvändigt att använda en vanlig effekttransistor. Den är mycket snabbare men behöver också mycket basström. Över kollektor/emittersträckan på en darlingtontransistor av effekttyp finns det normalt även en diod i spärriktingen. Vid normal drift märks inte denna diod. Men vid induktiva belastningar (spolar, delningsfilter och högtalare) kan dioden reducera de motsatt riktade ström- och spänningsspetsar som uppstår. På så sätt förstörs inte transistorn så lätt.

DARLINGTON EMITTERFÖLJARE

Om en riktigt hög ingångsimpedans och mycket låg utimpedans eftersträvas, kan darlingtontransistorn användas som i fig. G17.7. Detta exempel beräknas på samma sätt som i G17.5, bortsett från att det skall inräknas *två* bas/emitterspänningsfall från ingång till utgång. Skall utspänningen vara halva drivspänningen blir:

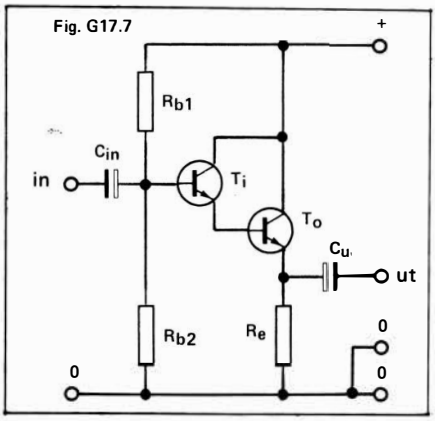


Fig. G17.7.
Darlington emitterföljaren har 1 Mohm i ingångsimpedans och 4 ohms utimpedans.

$U_{Rb1} = U \times 1/2 - U_{be} \times 2$ och blir därför

$U_{Rb2} = U \times 1/2 + U_{be} \times 2$

Ur detta kan vi beräkna kopplingen vid en bestämd ström och spänning. För jämförelse, används de tidigare värdena: Drivspänning 4,5 volt, förstärkning (h_{fe}) = 100 i varje transistor och strömmen I_c = 0,5 mA:

$$R_e = \frac{U \times 1/2}{I_c} = \frac{U_{Re}}{I_c} = \frac{2{,}25 \text{ volt}}{0{,}5 \text{ mA}} = 4{,}5 \text{ kohm} \sim 4{,}7 \text{ kohm},$$

$U_{Rb1} = U \times 1/2 - U_{be} \times 2 = 4{,}5 \text{ volt} \times 1/2 - 0{,}7 \times 2 = 0{,}85 \text{ volt}$

$U_{Rb2} = U \times 1/2 + U_{be} \times 2 = 4{,}5 \text{ volt} \times 1/2 - 0{,}7 \times 2 = 3{,}65 \text{ volt}$

$$I_b = \frac{I_c}{h_{fe}} = \frac{0{,}5 \text{ mA}}{10.000} = 0{,}05\text{uA}$$ och med 10 gånger större tvärström i basspänningsdelaren ger I_{Rb} = 0,5 uA, varför basmotstånden då kan beräknas till:

$$R_{b1} = \frac{U_{Rb1}}{I_b \times 10} = \frac{0{,}85 \text{ volt}}{0{,}5 \text{ uA}} = 1{,}7 \text{ Mohm} \sim 1{,}5 \text{ Mohm}$$

$$R_{b2} = \frac{U_{Rb2}}{I_b \times 10} = \frac{3{,}65 \text{ volt}}{0{,}5 \text{ uA}} = 7{,}3 \text{ Mohm} \sim 6{,}8 \text{ Mohm}$$

$Z_b = h_{fe} \times R_e = 10.000 \times 4{,}7 \text{ kohm} = 47 \text{ Mohm}$

$$Z_e = \frac{R_e}{h_{fe}} = \frac{1{,}2\text{MOhm}}{10.000} = 120 \text{ ohm}$$

Av detta ses, att ingångsimpedansen blir ca. 1,2 Mohm. Den bildas vid parallellkopplingen av basmotstånden och transistorns inimpedans (Z_b). Utgångsimpedansen som ju enligt tidigare beror av signalkällans impedans, är maximalt 120 ohm. Om R_s är 47 kohm blir Z_{ut} ca 4 ohm. In- och utgångskondensatorerna beräknas efter ingångsimpedansen 1 mohm och belastningen på emittern. Vi har tidigare visat, hur kondensatorns värde beräknas med en känd impedans och nedre gränsfrekvens - normalt 20 Hz för lågfrekvensändamål.

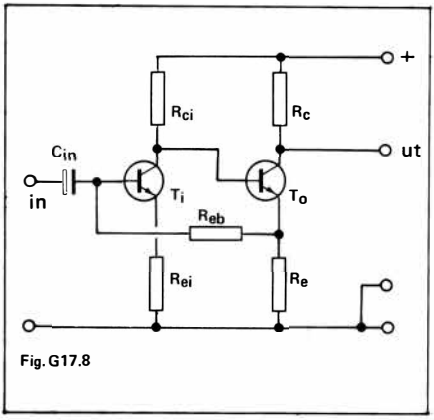


Fig .G17.8.
En tvåtransistors förstärkarkrets ger hög och stabil förstärkning samt har även en hög inimpedans.

TVÅTRANSISTORS FÖRSTÄRKARE

För att förstärka signalen ytterligare behöver inte flera transistorsteg sammankopplas med kondensatorer. Istället kan de olika transistorstegens spänningar anpassas till varandra. Dessutom måste en stabiliseringskrets från utgång till ingång användas. På så sätt hålls förstärkaren stabiliserad oberoende av hur många transistorsteg som kopplas in.

Fig. G17.8 visar en praktisk konstruktion. Innan vi börjar med beräkningarna måste vi bestämma en del arbetsbetingelser:

1) Kollektorströmmen i utgångstransistorn väljs till 1,5 mA. Det ger en passande effekt till efterföljande högimpedanssteg.
2) Förstärkningen i transistorerna som används är minst 100.
3) Totalförstärkningen i förstärkaren skall vara 100 gånger.
4) Drivspänningen är 4,5 volt.
5) Vi kan tillåta ett spänningsfall på 30% över utgångstransistorns emittermotstånd R_e.
6) Ingångsimpedansen skall vara ca. 15 kohm.

Vi börjar med att beräkna kollektormotstånden med baktanken om största möjliga spänningsvariation på utgången. Med ett emitterspänningsfall på 30% av drivspänningen på 4,5 volt, blir det ca. 1,5 volt. Då är det 3 volt kvar till transistorn och kollektormotståndet R_c. Transistor och kollektormotstånd delar denna spänning. Det blir 1,5 volt över R_c. och 1,5 volt över transistorns kollektor/emitterstråcka. Med strömmen 1,5 mA genom transistorn kan R_c och R_e beräknas till:

$$R_c = \frac{U_{Rc}}{I_c} = \frac{1{,}5 \text{ volt}}{1{,}5 \text{ mA}} = 1 \text{ kohm}$$ och emittermotståndet,

$$R_e = \frac{U_{Re}}{I_c} = \frac{1{,}5 \text{ volt}}{1{,}5 \text{ mA}} = 1 \text{ kohm.}$$

Vi måste i nuvarande tidspunkt titta på utgångstransistorns basström och spänningen på basen för att kunna beräkna basmotståndet, som även är kollektormotstånd för T_i. Strömmen här är strömförstärkningen gånger mindre än utgångsstransistorns kollektorström, dvs den är 100 gånger mindre h_{fe} = 100, vilket blir 1/100 av 1,5 mA, med andra ord 15 uA. Kollektormotståndet däremot, måste tänkas som en del i en spänningsdelare. Därför måste tvärströmmen vara 10 gånger större. Det betyder, att det i motståndet R_{ci} skall flyta en ström på 10 gånger de 15 uA som flyter i basen på T_0. Strömmen blir då 150 uA. Nästa storhet vi måste veta är spänningen över motståndet. Den hittar vi lätt, då motståndet är kopplat mellan drivspänningen U och basen på T_0. På basen ligger en spänninge, som är summan av spänningsfallet över R_e och det vanliga bas/emitter-spänningsfallet på 0,7 volt för en kiseltransistor:

$$U_{Rci} = U - U_{beTo} - U_{Re} = 4{,}5 \text{ volt} - 0{,}7 \text{ volt} - 1{,}5 \text{ volt} = 2{,}3 \text{ volt,}$$

då kan resistansen beräknas:

$$R_{ci} = \frac{U_{Rci}}{I_{Rci}} = \frac{2{,}3 \text{ volt}}{150 \text{ uA}} = 15{,}33 \text{ kohm} \sim 15 \text{ kohm.}$$

Vi skall nu beräkna ingångstransistorns emittermotstånd. Vi har förutsatt att ingångsimpedansen skall vara 15 kohm. Därför måste emittermotståndets minimum vara strömförstärkningens gånger - mindre:

$$R_{ei} = \frac{Z_{in}}{h_{fe}} = \frac{15.000 \text{ ohm}}{100} = 150 \text{ ohm}$$

Nu är det endast ett motstånd kvar att beräkna. Det är basmotståndet R_{eb}, anslutet emittern på utgångstransistorn. Motståndet kan beräknas, när man vet strömmen till basen på ingångstransistorn samt spänningsfallet från T_0's emitter till T_i's bas. Spänningen på T_0's emitter är redan beräknad till 1,5 volt. Basspänningen på ingångstransistorn är bas/emitter-spänningsfallet på 0,7 volt adderat till spänningsfallet över emittermotståndet R_{ei}. Detta spänningsfall beräknas med tidigare resultat. Strömmen I_{ci} i ingångsstransistorn är 150 uA och motståndet 150 ohm. Därför blir spänningen över motståndet:

$$U_{Rei} = I_{ci} \times R_{ei} = 150\text{uA} \times 150 \text{ ohm} = 0{,}022 \text{ volt}$$

och basspänningen på ingången blir då:

$$U_{bi} = U_{beTi} + U_{Rei} = 0{,}7 \text{ volt} + 0{,}022 \text{ volt} = 0{,}722 \text{ volt}.$$

Nu kan även det sista motståndet beräknas, då spänningen över det är:

$$U_{Rbi} = U_{Re} - U_{bi} = 1{,}5 \text{ volt} - 0{,}722 \text{ volt} = 0{,}778 \text{ volt}.$$

Strömmen till basen på den första transistorn måste vi beräkna. Den skall vara densamma som kollektorströmmen dividerat med transistorns strömförstärkning:

$$I_{bi} = \frac{I_{ci}}{h_{fe}} = \frac{150 \text{ uA}}{100} = 1{,}5\text{uA}$$

Slutligen kan vi då beräkna motståndet:

$$R_{eb} = \frac{U_{Rbi}}{I_{bi}} = \frac{0{,}778 \text{ volt}}{1{,}5 \text{ uA}} = 518 \text{ kohm} \sim 470 \text{ kohm}$$

Vi har nu beräknat förstärkarens likströmspotentialer, så att den kan arbeta stabilt. Efter detta skall vi nu beräkna råförstärkningen. Förstärkningen utan motkoppling genom R_{eb} motståndet är lika med förstärkningen i ingångstransistorn T_i gånger förstärkningen i utgångstransistorn T_O. Vi använder tumregeln att, förstärkningen är lika med förhållandet mellan kollektor- och emittermotståndet och får för T_O och T_i följande råförstärkning:

$$A_{UTo} = \frac{R_c}{R_e} = \frac{1 \text{ kohm}}{1 \text{ kohm}} = \text{ 1 gångs förstärkning i } T_O \text{ och}$$

$$A_{UTi} = \frac{R_{ci}}{R_{ei}} = \frac{15 \text{ kohm}}{150 \text{ ohm}} = \text{ 100 gångers förstärkning i } T_i.$$

Råförstärkningen kan då beräknas till:

$$A_U = A_{UTo} \times A_{UTi} = 1 \times 100 = 100 \text{ gånger}$$

Nu vill vi gärna tro att allting är färdigt. Dessvärre är så inte fallet. Vi har endast talat om *råförstärkningen* utan hänsyn till *motkopplingen*, där utgångstransistorn skickar tillbaka signalen till ingångstransistorn via motståndet R_e. Om ingången drivs av en mycket låg impedans, kommer förstärkningen att vara den samma som råförstärkningen, därför att den låga utgångsimpedansen från signalkällan "stryper" retursignalen genom R_{eb}. Om signalkällan har en utgångsimpedans på 15 kohm och ingångsimpedansen också är 15 kohm (som vi förutsatte), kommer resultatet bli 7,5 kohm. Vi får en spänningsdelning mellan motståndet R_{eb} och ingångsimpedansen och detta förhållande bestämmer den egentliga slutförstärkningen, dvs. den reella förstärkningen som kan uppnås i konstruktionen. Den blir:

$$\text{förstärkningen g1} = \frac{R_{eb} + Z_{in}}{Z_{in}} = \frac{470 \text{ kohm} + 7{,}5 \text{ kohm}}{7{,}5 \text{ kohm}} = 63 \text{ gånger}$$

Om kravet på förstärkning vid impedansanpassningen är 100 gånger, måste man antingen sänka ingångsimpedansen eller höja resistansen på R_{eb}. Höjs värdet på R_{eb}, så krävs en lägre ström till ingångstransistorns bas eller en större förstärkning i ingångstransistorn. Vi kan t.ex. välja att öka förstärkningen. Det går ju även att gå den andra vägen i beräkningarna av förstärkningen. Vi kan beräkna

$$\mathbf{A_{U1} \times Z_{in} - Z_{in} = 100 \times 7{,}5 - 7{,}5\ kohm =}$$

$$\mathbf{R_{eb} = 742{,}5\ kohm,\ vi\ väljer\ 680\ kohm}$$

Om alla likspänningar beräknas en gång till, syns det, att R_{eb} motståndet endast kräver 30% större strömförstärkning hos ingångstransistorn, dvs istället för en transistor med 100 gånger förstärkning skall en med 130 gånger väljas. Detta ger mycket sällan problem med kiseltransistorer, de har normalt en förstärkning på 300 - 800 gånger.

Som vi kan se i detta exempel, så blir beräkningarna ganska komplicerade, när det ingår flera halvledare och motstånd. Trots det får man inte vika för dessa beräkningar av större transistorförstärkare. Visst blir det mera att räkna med, men ohms lag används hela tiden, samt de beräkningar vi här gör kommer igen hela tiden i boken.

DIFFERENTIALFÖRSTÄRKAREN

I detta och efterföljande avsnitt kommer vi inte att gå djupare in med beräkningar på varje komponent. Beräkningarna skulle endast vara tråkiga, även om de är ett måste när en transistorförstärkare skall konstrueras. Vi skall däremot beskriva hur beräkningsproblemen skall tacklas. Metoderna är helt lika de som tidigare är beskrivna.

Differentialförstärkaren i fig. G17.9 är en helt symmetrisk konstruktion med goda stabiliseringsegenskaper. En differentialförstärkare kräver endast två transistorer för att få *två ingångar* och *två utgångar*. Det ger möjligheter att bestämma förstärkningen med motkopplingskretsar, oberoende av den anslutna signalkällans impedans. Den går att motkoppla direkt på den ena ingången och ansluta signal till den andra.

I en differentialförstärkare kommer strömmen i den ena transistorns kollektorsträcka att påverka den andra transistorn lika mycket. De kommer *alltid* bara påverka varandra. Om en signal till den ena transistorn får strömmen att bli större, så minskar strömmen i den andra transistorn endast motsvarande.

Skickas en signal in på ena transistorns bas, kommer signalen ut på kollektorn i *motfas*. På den andra transistorns kollektor kommer signalen däremot att vara i fas. Mer primitivt uttryckt kan man säga, att en plusspänning på basen ger minusspänning på kollektorn, samtidigt som en plusspänning uppstår på den andra transistorns kollektor. Det går med andra ord att använda den ena transistorns bas som ingång och den andras kollektor som utgång. Detta ger positiv signal ut för positiv signal in. Motkopplingssignalen

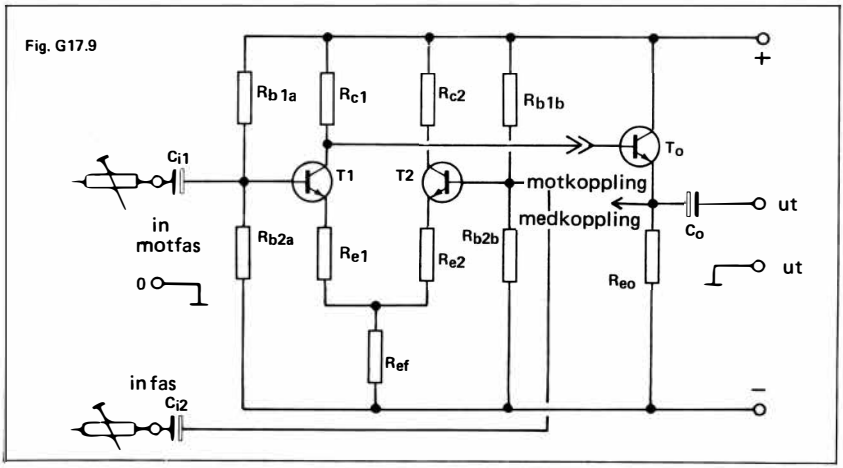


Fig. G17.9.
Differentialförstärkaren är ideellt symetrisk och principen används även i de integrerade operationsförstärkarna.

förs från samma transistors utgång till ingång och totalförstärkningen kan bestämmas som ett förhållande i denna spänningsdelare.

Om utsignalen skall kunna tåla belastningar utan att påverka differentialkopplingen, måste en emitterföljare anslutas till kollektorn på den transistor som skall användas till utgång. Från emittern kan sedan signalen återföras till ingången igen. Denna ingång kallas för inverteringsingången, därför att de signaler som kommer in här kommer att vara i motfas på utgången, dvs inverterade.

På den andra ingången skickas signalen som skall förstärkas in. Denna signal kommer inte att påverkas av motkopplingssignalen, utan endast den av motkopplingen bestämda förstärkningen erhålls. En sådan här koppling kallas för *operationsförstärkare* eller op-amp. Konstruktionen finns i de vanliga integrerade op-förstärkare, som används överallt inom elektroniken. De kommer att vidare beskrivas i avsnitten G18 och G19.

Förstärkningen i de två differentialtransistorerna bestäms av förhållandet mellan kollektormotstånden och emittermotstånden. Kortsluts emittermotstånden, blir förstärkningen maximal och ingångsimpedansen ganska låg. Motstånden bör användas för att erhålla en rimlig ingångsimpedans.

Spänningarna över T1-2 beräknas med 30-50% över emittermotstånden, 30% över transistorerna och 30% över kollektormotstånden. Strömmarna fastställs vanligtvis för den ingångsimpedans som önskas och den effekt som transistorerna skall ge vidare. Ofta används plus/minus-drivspänning till differentialförstärkare. Då skall ingångarna anslutas till 0-volt-delen. Sammankopplas dessa ingångar, kan det hända, att utgången ändå inte har samma 0-potential. Detta beror på de små skillnaderna i transistorerna och kallas för offsetspänning. Det är den specificerade spänningsskillnad som skall

finnas mellan ingångarna för att utgången skall ligga på 0.

Motkopplingen är förhållandet mellan råförstärkningen och den styrda förstärkningen.

$$\text{Motkopplingsgraden} = \frac{\text{råförstärkning } A_0}{\text{bruksförstärkningen } A_f}$$

Vi kan ta ett enkelt exempel. Konstruktionens transistorer ger en strömförstärkning på 100 gånger och vi ansluter en motkopplingskrets, som ger en reell signalförstärkning på 5 gånger. Motkopplingsgraden blir då:

$$\frac{A_0}{A_f} = \frac{100 \text{ gånger}}{5 \text{ gånger}} = 20 \text{ gångers motkoppling.}$$

Symmetrin i en differentialförstärkare är stor, om komponenterna är lika i de båda halvdelarna. Drivspänningsvariationerna kommer att utbalanseras med samma faktor om de 4 basmotstånden är lika. Om noggrannheten är 5%, kommer endast 5% av drivspänningsvariationerna att komma ut på utgångarna. Samtidigt kommer motkopplingen att vara stabiliserande med den faktor, som motkopplingen sker med. Är motkopplingen 20 gånger, kommer resultatet att bli ytterligare 20 gånger bättre, - dvs. 0,25% stabilitet. De kan även uttryckas i dB av 100% och benämns CMRR – Common Mode Rejection Ratio. 1% är då 40 dB och 0,25% är ca. 50 dB. I en riktig operationsförstärkare är detta värde narturligtvis förbättrat på grund av det stora komponentutbudet. I en op-amp ligger CMRR mellan 60 och 120 dB (120 dB = 1 000 000 gånger!).

KASKADFÖRSTÄRKAREN

En kaskadförstärkare är uppbyggd som enligt fig. G17.10 och består av två seriekopplade transistorer. Den understa transistorn fungerar som ingångstransistor och den översta som utgångsförstärkare. Med en kaskadförstärkare kan man undgå den så kallade återkopplingskapacitansen som uppstår i en 1-transistorsförstärkare. Det finns nämligen en inre kapacitans mellan kollektor och bas i en transistor och denna kapacitans " förstärks" med förstärkningsfaktorn. Om man har en konstruktion med kretsförstärkningen 100 gånger och en kollektor/bas-kapacitans på 5 pF, kommer kondensatorn att på en kapacitans på hela 500 pF. Detta sker beroende på att de 5 pF *ser in i* en förstärkt spänningsvariation. Kondensatorn är endast på 5 pF, men den svänger så kraftigt ut i kollektordelen, att det går att beräkna den som en kapacitans, som är förstärkningen gånger större. Detta kommer naturligtvis att påverka ingångssignalen som, om impedansen inte är noll, kommer att motkopplas till lägre förstärkning.

Miller-kapacitansen som den också kallas, försämrar förstärkningen vid höga frekvenser. I FM-tuners för 100 MHz kan kaskadkopplingen ofta ses. Den *upphäver* nämligen Millereffekten, så att kollektor/bas-kapacitansen vid förstärkning *inte* stiger över det värde, den från början har. Varför det? – Jo! Den understa transistorns kollektor ser in i en ganska låg emitterföljarimpedans. Den låga impedansen motverkar *spänningsvariationer* och därför

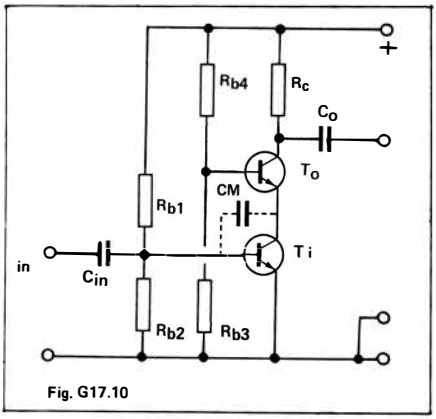


Fig. G17.10

Fig. G17.10.
Med kaskadkoppling upphävs "Miller-"kapacitansökningen mellan kollektor och bas.

kommer den övre transistorn *strömstyras* i emittern. Utan spänningsvariation på kollektorn kan kollektor/bas kapacitansen inte förstärkas till en Millerkapacitans eftersom potentialen på kollektorn är stilla. Det blir fortfarande 5 pF återkopplingskapacitans.

I kaskadkopplingar måste man avkoppla den översta transistorns bas med en kondensator. Annars kommer förstärkningen att falla. Vid beräkning av kaskadförstärkare, fördelas normalt drivspänningen med 1/3 över vardera transistorn och 1/3 över kollektormotståndet. Skall dessutom emittermotstånd anslutas till ingångstransistorn, bör spänningen över detta motstånd vara 1/10 av drivspänningen. Strömmen i en kaskadkoppling bestäms efter effektuttaget. Vanliga värden är 1 till 10 mA. I det området avger småsignaltransistorerna minst brus. Kaskadkopplingen kan kombineras med differentialkopplingen om bådas fördelar önskas.

DRIVNING AV LAMPOR ELLER RELÄER MED TRANSISTOR

De flesta typer av förstärkarsteg kan inte avge tillräckligt ström och spänning för att dra ett relä eller en lampa. För detta ändamål används i stället en »drivtransistor». Fig. G17.11A och B visar typiska drivkretsar för reläer. I A kräver transistorn en styrström på basen, samt en spänning på bas/emitter-sträckan på 0,7 volt. Motståndet beräknas efter styrspänningen som skall anslutas tillsammans med den ström som transistorns bas behöver för att dra ström i kollektorn och dra reläet. Vi tar ett exempel. Vi har tillgång till en transistor med 100 gångers förstärkning och ett relä, som skall ha en ström på minst 30 mA vid 12 volt. Vår drivspänning är 25 volt och styrspänningen är 2 volt. Vi får först beräkna den nödvändiga basströmmen:

$$I_b = \frac{I_c}{h_{fe}} = \frac{30\ mA}{100} = 300uA$$

Nu kan vi beräkna resistansen eftersom vi känner spänningen över den vid utstyrning. Spänningen är lika med styrspänningen minus transistorns vanliga bas/emitterspänningsfall U_{be}:

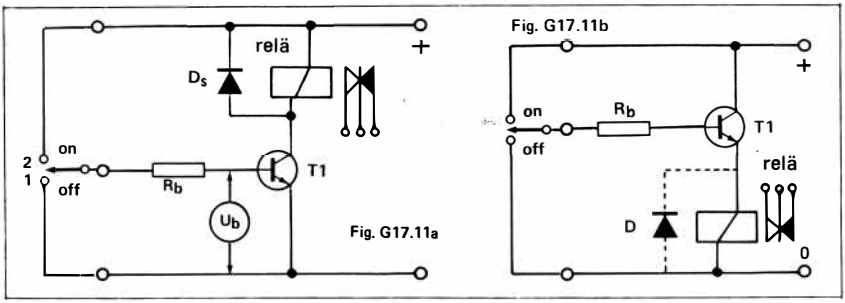


Fig. G17.11a-b.
Drivsteg för styrning av reläer, spolar eller lysdioder. Skall lysdioder användas, måste man komma ihåg, att använda passande förkopplingsmotstånd. Vid anslutning av reläer får man inte glömma säkringsdioder.

$$U_{Rb} = U_s - U_{be} = 2 \text{ volt} - 0{,}7 \text{ volt} = 1{,}3 \text{ volt}$$

Motståndet kan nu beräknas till:

$$R_b = \frac{U_{Rb}}{I_b} = \frac{1{,}3 \text{ volt}}{300 \text{ uA}} = 4{,}3 \text{ kohm, vi väljer } 3{,}9 \text{ kohm.}$$

Används i stället en emitterföljare som i fig. G17.11B för styrning av reläet, skall spänningen på basen vara minst lika hög som reläspänningen. Så är fallet vid relästyrning från digitala MOS-kretsar. Då behövs *inte* något basmotstånd, därför att basen kommer att följa emittern spänningsmässigt. Det är ganska hög ingångsimpedans på basen i en emitterföljare. Det är ju först om belastningen på emittern blir för stor eller emittern kortsluts, som det kommer att flyta riktig basström. Den anslutna signalkällan måste med andra ord kunna leverera en ström, som är strömförstärkningen gånger mindre än emitterbelastningen.

När ett relä ansluts till en transistor, kommer reläets spole magnetiseras. När transistorn slutar dra ström, försöker reläspolen att motinducera en lika hög ström. Om spolen inte kan avge denna ström, kommer spänningen över spolen att stiga mycket snabbt mot en teoretiskt oändlig hög spänning. Det är inte så bra, för att de flesta transistorer förstörs vid ganska höga kollektor/emitterspänningar. Därför måste man som visat i G17.11.A *alltid* koppla en diod över reläspolen i *motsatt* riktning. Spolen kan då avleda sin märkström genom dioden. Används ett 30 mA relä, skall dioden *minst* kunna tåla denna belastning. I emitterföljarkretsen behövs endast en diod om basspänningen helt tas bort, med hjälp av strömbrytare o.dyl. De flesta halvledar funktioner bryter ju inte helt, utan spänningen går endast mot noll. I sådana emitterkretsar behövs dioden inte, men man kan gott offra en diod för säkerhets skull.

Används lampor eller lysdioder istället för reläer, behövs aldrig någon skyddsdiod. Dessa komponenter skickar inte ut någon motspänning, som spolar gör.

KOMPLEMENTÄRA UTGÅNGSSTEG

När höga effekter skall användas, t.ex. i audioförstärkare, används ofta komplementära transistorsteg med bipolära transistorer och power-FET. Ett komplementärt steg byggs upp med två kraftiga transistorer i båda drivspänningsgrenarna. Transistorerna använder varandra som respektive kollektormotstånd och emittermotstånd. Om man dessutom ger transistorerna låg tvärström och hög utgångsström, kan förlusteffekten reduceras. Beräknas ett enkelt transistorsteg för högtalarbelastning, visar det sig, att själva kretseffekten är ca. 3 gånger högre än själva uteffekten. Idag är det inte ovanligt med förstärkareffekter på 2 x 100 watt. Om en sådan förstärkare skall konstrueras enkelt med högtalaren monterad i kollektorkretsen, kommer effektförlusten att bli 600 watt. Jämför vi det med normal avlyssningseffekt på ca. 1 watt, kommer de flesta medge att det är en vansinnig effektförlust. Trots det finns det förstärkare som fungerar på det sättet. Det är förstärkare, där de tekniska data skall vara extremt bra oberoende av kostnaderna. En sådan förstärkare sägs arbeta i *klass A*. De byggs i ett mindre antal, kostar mycket pengar och använder jättekylflänsar och inbyggda fläktar. De används naturligtvis inte så mycket, därför att det finns många HI-FI förstärkare med utmärkta tekniska data som inte arbetar i klass A. En fin förstärkare på 100 watt kan konstrueras så att den i tomgång inte har en högre effektförbrukning än 3 watt. Det tillverkas förstärkare som har en effektförbrukning på omkring 140 watt, när sinustoner med en effekt på 100 watt släpps ut i högtalaren. Det ger en förlusteffekt på 40 watt. Beräknas förhållandet mellan uteffekt och effektförbrukning i procent, får man i klass AB en verkningsgrad på ca. 70%. Det är också klass AB förstärkarna som vi kommer att bekanta oss med. Innan vi börjar med exemplen, bör det nämnas, att det finns klass B, klass C, klass D och klass H förstärkare. Klass B utmärker sig med att den inte drar någon tomgångsström alls. Det ger förvrängningsproblem i audioförstärkare. Klass C förstärkarna återger endast en del av ingångssignalen. De används inte inom audiotekniken utan endast i sändarsteg för radiostationer. Klass D förstärkare arbetar med modulerade impulser och kan användas till audioändamål i förbindelse med kraftiga filter till högtalaren. Klass D typen användes till enkla transistorförstärkare i transistorns barndom. Med impulsdrift får man förstärkaren att svänga med 100 kHz fyrkantvågor på utgången. Fyrkanternas bredd omvandlas i filter till en proportionell lågfrekvenssignal. Men även med de bästa filter får man problem med radiostrålning. Klass H beteckningen blev tidigare använd lite av förstärkartillverkarna. De hade löst verkningsgradsproblemen i utgångsförstärkaren på mer eller mindre bra sätt. Den japanska firman Hitachi tillverkade en förstärkare med två dubbla nätaggregat och en dubbel effektförstärkare. Den kallades för Dyna-Harmony och dess ide var att vid låga ljudtryck skulle endast » den lilla » förstärkaren användas och vid höga " den stora ". I Holland utvecklade elektroniktidskriften Elektor en "Edwind"-förstärkare som gick i sin egen klass, som egentligen var ett mellanting mellan klass A och klass AB, dvs en klass AB förstärkare med lite högre strömförbrukning, så hög att den låg mitt emellan klasserna. Det kallas för klass AB1 eller AB2.

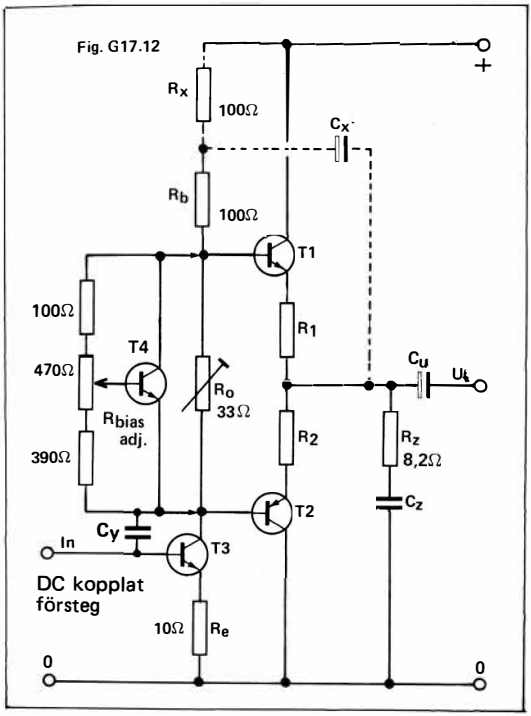


Fig. G17.12. Principschema för komplementär utgång för högtalarbelastning.

Fig. G17.12 visar en liten klass AB förstärkare, avsedd för att driva en högtalare med impedans 4 - 16 ohm. Förstärkaren har två komplementära effekttransistorer T1 och T2. De båda transistorerna kopplas till vardera drivspänningen. Utsignalen kan dras både i positiv och negativ riktning från en lågimpedans emitterföljare. När högtalaren kopplas till utgången, kommer den att få lika stor ström i positiv som negativ riktning. Vi tänker oss att högtalaren är ansluten till en nollpunkt mitt emellan drivspänningarna. Nu ställs spänningsdelaren från plus till basen på T1, från basen på T1 till basen på T2 och från basen på T2 till minus (genom T3) på ett sådant sätt, att spänningsfallet mellan baserna blir exakt det samma som transistorernas spänningsfall U_{be}. På denna punkt kommer varken den ena eller den andra transistorn att dra speciellt mycket ström. Detta kallas att ställa tomgångsströmmen. När det inte flyter mycket ström i transistorerna, avsätts heller inte mycket effekt. I botten på bas-spänningsdelaren finns en transistor. När den ändrar sin ström, kommer spänningarna på T1's och T2's basar att ändra sig i samma takt. En strömändring i T3, som medför en spänningsändring på 1 volt, kommer att dra med sig 1 volt på båda effekttransistorerna och den emitterkopplade utgången kommer också att följa med. Det flyter ström till högtalaren, därför att den styrs ut med en spänning på 1 volt. T3 ingår i konstruktionen som en strömreglerbart motstånd och ger en förstärkning, som bestäms av det totala motstånd som väljs. T3 kan få sin styrsignal från en transistor eller differentialförstärkare.

Vi skall nu beskriva beräkningsmetoderna för komplementära steg. Först måste drivspänningen bestämmas, låt oss säga plus/minus 10 volt, dvs totalt 20 volt. Med den drivspänningen kan utspänningen från steget bli 20 volt topp till topp (peak to peak) om transistorerna helt kan bottnas. 20 volt topp till topp ger ett toppvärde på 10 volt, men då det i de flesta fall inte är fråga om fyrkantsignaler utan sinusformade sådana, måste vi beräkna effektivvärdet. När vi tidigare talade om växelspänning i samband med transformatorer gick vi genom, varför en sinusspänning blev 1,41 gånger högre i topp eller spetsvärde. Nu skall vi räkna åt andra hållet. En sinuskurva med toppvärdet 10 volt, kommer effektivt att vara *1,41 gånger mindre.* Därför reduceras det effektiva spänningssvinget från 20 volt topp till topp till:

$$U_{eff} = \frac{U_{tt}}{2\sqrt{2}} = \frac{20 \text{ volt}}{2{,}82} = 7{,}09 \text{ volt}$$

När vi vet högtalarimpedansen, – vi väljer 4 ohm – kan den högsta möjliga uteffekten beräknas enligt ohms lag där P = effekten, R = impedansen och U = spänningen:

$$P_{ut} = \frac{U^2}{R} = \frac{7{,}09 \text{ volt}^2}{4 \text{ ohm}} = \frac{50{,}27 \text{ volt}^2}{4 \text{ ohm}} = 12{,}57 \text{ watt.}$$

När vi vet belastningsimpedansen 4 ohm och spänningen, kan strömmen beräknas. Men strömmen som beräknas får inte vara i effektivvärde. När spänningen är maximal, kommer strömmen också att vara det och strömmen måste kunna flyta även i topparna (transienterna). Med denna kännedom väljs *toppspänningen* för beräkning av den ström som transistorn *minst* skall kunna leverera. Därefter kan basströmmen beräknas. Först beräknas toppströmmen:

$$\hat{I}_{T1} = \hat{I}_{T2} = \frac{\hat{U}}{R} = \frac{10 \text{ volt}}{4 \text{ ohm}} = 2{,}5 \text{ ampere}$$

I vanliga effekttransistorer är strömförstärkningen lägre än i småsignaltransistorer. Det är sällan förstärkningen ligger på 300 - 800 gånger vi dessa höga strömmar. Strömförstärkningen är endast 25 - 70 gånger. Vi väljer en effekttransistorer med en strömförstärkning på 50 gånger. Ur detta beräknas basströmmen i varje transistor:

$$I_b = \frac{I_c}{h_{fe}} = \frac{2{,}5 \text{ ampere}}{50 \text{ gånger}} = 50\text{mA},$$

där strömmen är den lägsta som flyter genom R_b till basen. Spänningen över basen varierar ganska mycket. När utgången är positiv, finns det nästan ingen spänning över R_b. Är spänningen nästan noll volt och strömmen 50 mA, kommer resistansen att vara nästan noll ohm. Effekten blir däremot nästan oändligt stor, när utgångsspänningen ligger stilla i nollpotentialen mellan de två drivspänningarna. Det betyder att vi får göra en ungefärlig uppskattning

och hitta ett mindre spänningsfall över motståndet vid maximal utstyrning av förstärkaren. Vi försöker med 2,5 volt över motståndet, helt medvetna om att utgångsspänningen kommer att sjunka med 2,5 volt:

$$R_b = \frac{U_{b\ min.}}{I_b} = \frac{2{,}5\ volt}{0{,}05\ A} = \mathbf{50\ ohm,\ vi\ väljer\ 47\ ohm.}$$

Motståndet R_0 kan beräknas, när vi känner strömmen genom R_b. Den skall beräknas med utgångsspänningen i mitten. Det kommer då att finnas halva drivspänningen minus bas/emittersträckan över R_b. Det är 10 volt – 0,7 volt = 9,3 volt. Med denna spänning skall mittströmmen beräknas:

$$I_{b\text{-}reel} = \frac{U_{Rb\text{-}reel}}{R_b} = \frac{9{,}3\ volt}{47\ ohm} = \mathbf{197\ mA,}$$

Nu kan motståndet R_0 bli:

$$R_o = \frac{2 \times U_{be}}{I_{b\text{-}reel}} = \frac{2 \times 0{,}7\ volt}{197\ mA} = \mathbf{7{,}1\ ohm,\ vi\ väljer\ 6{,}8\ ohm}$$

Vi tänker oss att transistorn T_3 i serie med emittermotståndet R_e också skall ha ett värde på 47 ohm, när effekttransistorerna är utstyrda mot minus. R_e kan därför aldrig väljas högre än 47 ohm. Om man gör det, kan transistorerna inte dra mittpunkten på plats. Det största spänningsfallet vi kan tillåta är 2,5 volt. Det är det samma som " vi tillät " över R_b, när transistorerna var helt utstyrda åt andra hållet. Strömmen i spänningsdelaren beräknas enligt:

$$I = \frac{20V - 2{,}5\ V}{47Ohm + 6{,}8Ohm} = 325mA$$

Vi lägger till basströmmen genom T_2 på 50 mA och får totalt 375 mA genom R_e:

$$R_e = \frac{U_{b\ min.}}{I} = \frac{2{,}5\ volt}{375mA} = \mathbf{6{,}6\ ohm,\ vi\ väljer\ 4{,}7\ ohm}$$

Samtidigt bör vi beräkna den nödvändiga styrströmmen och impedansen till basen på styrtransistorn. Först strömmen med förstärkningen 100:

$$I_{bT3} = \frac{I_{b\text{-}reel}}{h_{fe}} = \frac{375mA}{100} = 3{,}75\ mA \approx \mathbf{4mA,}$$

Ingångsimpedansen Z_{bT3} kan beräknas:

$$\mathbf{Z_{bT3} = R_e \times h_{fe} = 4{,}7ohm \times 100 = 470\ Ohm}$$

Det steg som sitter framför skall kunna leverera minst 4 mA med en inre resistans på minst 1 kohm. Detta ställer ett krav på ett spänningssving på ca. 4 volt.

Om vi försöker att beräkna effekten i baskretsen till den teoretiska försöksförstärkaren, kan vi se att den är rätt kraftig i förhållande till den *nya* förväntade utgångsspänningen på 7,09 – 2,5($U_{b\ min.}$) = 4,59 volt, som ger en effekt på endast 5,26 watt. Effektförlusten i basspänningsdelaren beräknas med max. ström och drivspänning.

$$P_b = U_{CC} \times I_{b\text{-reel}} = 20 \text{ volt} \times 197 \text{ mA} = 3{,}94 \text{ watt!}$$

I förhållande till den förväntade utgångseffekten på 5,26 watt är denna naturligtvis helt oacceptabelt. Beräkningarna är korrekta, men det bör finnas en lösning, så att inte all effekt finns i baskretsen. Vi kan ändra lite på vår konstruktion. Vi monterar in en boot-strap krets i form av ett extra motstånd R_X och kondensatorn C_X.

Denna krets ser till att resistansen R_b följer med utgångsspänningen om bara C_X kondensatorn är tillräckligt stor till att hålla kvar strömmen så länge, att de lägsta frekvenserna hinner nå toppvärdet. För basen på T_1 kommer en snabb uppsving mot plus att medföra, att basförspänningen också stiger. Till och med över drivspänningens positiva del. På detta sätt kommer basmotståndet *alltid* ha en drivspänning på 10 volt. Oberoende av signalen som styr ut T_1 transistorn. Som beräkningsunderlag kan vi säga att T_1's basmotstånd alltid har halva drivspänningen över sig och en styrström på 0,05 A eller 50 mA:

$$R_{b\text{-bootstrap}} = \frac{U_{CC}}{I_b} = \frac{10 \text{ volt}}{0{,}05 \text{ A}} = 200 \text{ ohm}$$

Nu kan beräkningarna genomföras som tidigare, men med en helt annan basström till effekttransistorerna. Väljer vi R_b och R_X till vardera 100 ohm, blir strömmen 46,5 mA. Det ger motståndet R_0 ett värde på 33 ohm och förlusteffekten blir endast 0,93W, ett mycket bättre värde i förhållande till uteffekten. *Samtidigt* kan R_e motståndet behållas på 10 ohm. Det ger ett nästan maximalt spänningssving på utgången. Uteffekten höjs till de 12,57 watt som vi förutsatte i början.

Emittermotstånden R1 och R2 monteras om en förbättad temperaturstabilitet för tomgångsströmmen önskas. När effekttransistorerna blir varma kan tomgångsströmmen rusa iväg. Detta motverkas av emittermotstånden. Använd resistanser på 0,5 - 1 ohm vid effekter på under 10 watt och 0,2 - 0,5 ohm vid högre effekter. Motståndens stabiliserande verkan kan naturligtvis beräknas, men dessa beräkningar blir ganska komplicerade och beskrivs inte här.

I en effektförstärkare som blir varm, måste ytterligare en stabilisering konstrueras. Det vanligaste sättet att göra detta är att montera en " avkännar "-transistor på kylflänsen. Transistorn kopplas till förstärkaren i stället för R_0. Det är visat med transistorn T4. Resistanserna är beräknade efter strömmen på så sätt att tomgångsströmmen kan justeras med potentiometer.

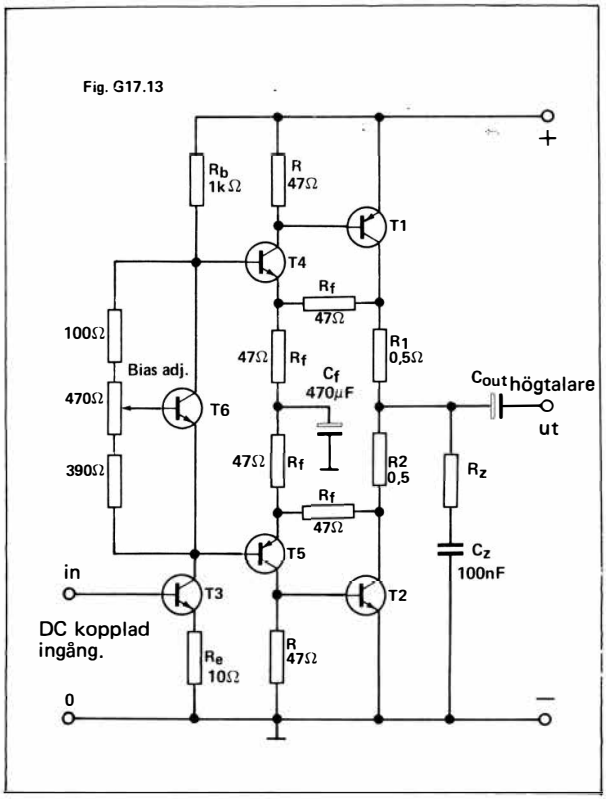


Fig. G17.13. Effektivt effektförstärkarsteg med max. utgångs spänning.

Kondensatorn C_y finns normalt i kretsen för att hindra självsvängning. Med en differentialförstärkare på ingången till C_y skulle värdet vara 47pF för att förhindra sådana problem. Nästan samma funktion har seriekopplingen av kondensatorn C_z och motståndet R_z direkt över högtalarutgången. Det kallas för ett Zobelfilter och kompenserar för fasfel i hela transistorförstärkaren. Fasvridning kan orsaka självsvängning.

KOMPLEMENTÄRT KOLLEKTORKOPPLAT EFFEKTSTEG

Skall hela drivspänningen användas för att ge högtalareffekt, kan konstruktionen i fig. G17.13 användas. Här finns det två effekttransistorer i varje spänningshalva och som motkopplingen ser ut, blir det en kraftig förstärkning. Det betyder, att styrtransistorn T3 inte behöver ge max. spänningssving. Om motstånden R_f som används är lika stora, erhålls en förstärkning på 2 gånger. Då sänks kravet på spänningsstyrning till halva drivspänningen. Är drivspänningen 20 volt, skall styrspänningen endast vara 10 volt. Motstånden R är strömavledningsmotstånd till effekttransistorerna. De kan också ha samma värde som motstånden R_f. De senare anpassas efter den nödvändiga styrströmmen till effekttransistorerna T1 och T2. I schemat kan värdena ses vid drivspänningen 20 volt. Generellt skall denna förstärkare beräknas på samma sätt som den i fig. G17.12.

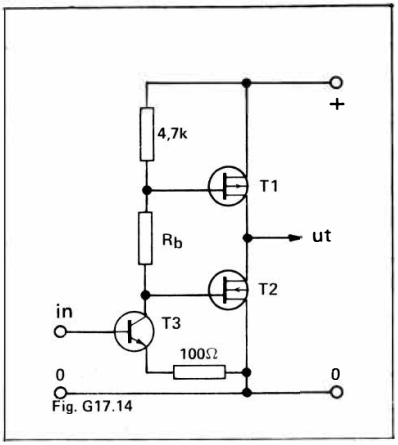


Fig. G17.14

Fig. G17.14.
POWER MOS FET effektsteg med enhancement FET'ar är lätta att bygga. De finns komplementära till effekter på över 100 watt.

KOMPLEMENTÄRT POWER-MOS EFFEKTSTEG

Med POWER-MOS eller V-FET transistorer av enhancementtypen, kan man relativt enkelt tillverka effektförstärkare med bra data - fig. G17.14. En sådan förstärkare arbetar på samma sätt som ett effektsteg med komplementära bipolära transistorer men med den skillnaden att temperaturberoendet är omvänt. När V–MOS-transistorerna blir för varma, *sänks* tomgångsströmmen.V-MOS förstärkaren är alltså temperaturmässigt självjusterande samtidigt som den inte kräver någon styreffekt. Styrtransistorn och strömmarna till gate'arna blir mindre. Till basen på styrtransistorn ansluts en differentialförstärkare som ger tillräckligt kretsförstärkning. V-MOS transistorerna har dessutom inte någon begränsning för secondary break down och tomgångsjusteringen är inte så noggrann, därför att transistorerna är spänningsstyrda över ett område på ca. 1 - 3 U_{gs} med I_d mellan 0 – 3 A.

J-FET FÖRFÖRSTÄRKARE

Fig. G17.15 visar en J-FET förförstärkare. Då de vanliga J-FET transistorerna skall ha negativ gatespänning i förhållande till source – med pinch off på ca. 3 volt, måste kretsen beräknas med minst 3 volt över R_s. Likströmsförstärkningen är förhållandet mellan drain- och sourceresistanserna på samma sätt som hos en vanlig bipolär transistor. Drivspänningen skall delas mellan FET'en och drainresistansen R_d, när spänningen över R_s är frånd ragen. Gateresistansen till jord behövs inte beräknas. Den skall endast hålla gatespänningen på 0 och då J-FET'ens ingångsimpedans är över 1000 Mohm, går det bra att använda samma resistans som önskas i ingångsimpedans. Skall inte signalkällan belastas, används här ett 1 Mohms motstånd. Om det av drivspänningsmässiga skäl inte går att uppnå ett passande förhållande mellan R_d och R_s för en tillräcklig förstärkning, kan ett motstånd kopplas över R_s tillsammans med en kondensator C_f. Kondensatorn ser till att likströmsbalansen inte förstörs och att motståndet, parallellt med R_s, ger den summerande sourceimpedansen. Nu kan förstärkningen beräknas som förhållandet mellan R_d och $R_s//R_f$.

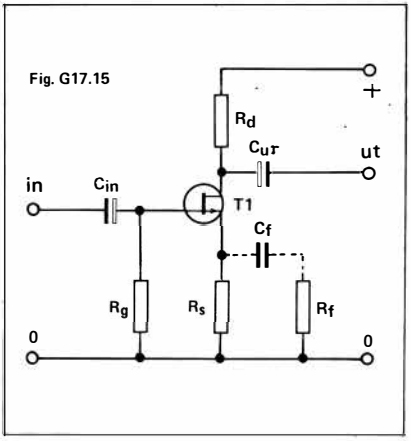


Fig. G17.15.
J-FET förförstärkare.

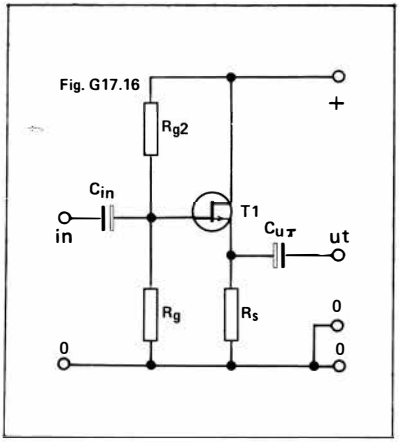


fig. G17.16.
J-FET sourcefölјare fungerar som en transistor - emitterföljare, men har mycket högre inimpedans – typiskt 1.000 Mohm.

J-FET SOURCEFÖLJARE

J-FET source-följaren är med en FET, vad emitterföljaren är med bipolära transistorer, dvs en impedansomvandlare utan spänningsförstärkning. Skillnaden är dock att FET'en har en högre ingångsimpedans. Motståndet R_{g2} kan eventuellt undvaras, därför att vilospänningen kommer att höja utgångsspänningen till samma värde. Vid högre spänning måste spänningsdelaren R_{g2} och R_g användas så att gatespänningen blir U_{gs} högre än halva drivspänningen.

STRÖMGENERATOR

En transistor kan kopplas så att den på kollektorn levererar en konstant ström oberoende av belastning. För belastningen utgör konstantströmgeneratorn en hög resistans. I fig. G17.17 finns en konstantströmgenerator av den typ som ofta används i effektförstärkare. Den kan användas istället för R_b och R_X/C_X komponenterna i fig. G17.12. Den ström som levereras från kollektorn, uppstår som ett resultat av en konstant fast spänning över emittermotståndet R_e i fig. G17.17. Basspänningen kan hållas konstant med en zenerdiod D_Z till transistorns bas. Detta medför att T1's emitterspänning är densamma som senerspänningen, om man samtidigt monterar D i framriktningen. Dioden kompenserar även för temperaturvariationer i T1.

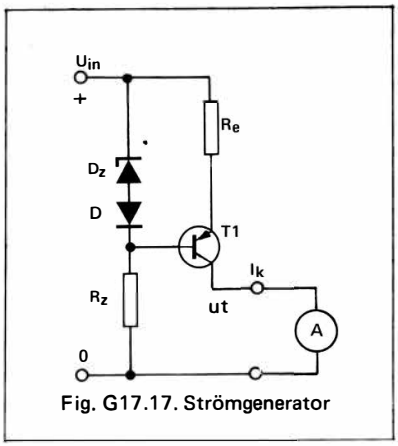


Fig. G17.17. Strömgenerator

Fig. G17.17.
Strömgeneratorn kan leverera från 1 till 100 mA oberoende av spänningssvinget. Generatorns utgångsimpedans är mycket hög.

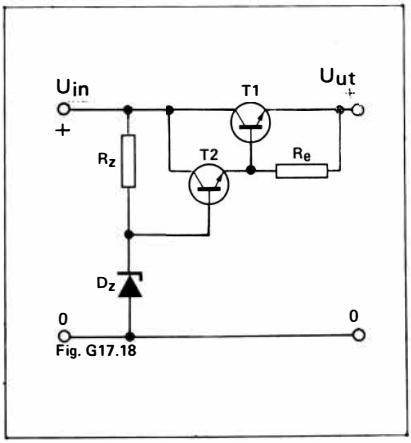


Fig. G17.18

Fig. G17.18.
Stabiliserat spänningsaggregat för 13.6 volt/ 10 ampere.

Använder vi en zenerdiod på 3,3 volt och ett motstånd R_e på 330 ohm, blir den konstanta strömmen I_k:

$$I_k = \frac{U_Z}{R_e} = \frac{3{,}3 \text{ volt}}{330 \text{ ohm}} = 10\text{mA}.$$

Används lägre emittermotstånd blir strömmen högre. Sänks zenerspänningen, blir det lägre ström. Om en zenerspänning skall användas som är lägre än 3 volt, t. ex. 100 mV, används en spänningsdelare över zenerdioden. Motståndet R_Z har endast till uppgift att ge zenerdioden ström, t.ex. 3-5 mA. Det ger tillräckligt zenerstabilitet.

SERIEREGLERAT SPÄNNINGSAGGREGAT

I en serieregulator fungerar en eller flera seriekopplade transistorer - ev. darlingtontransistorer - som variabla motstånd. Fig. G17.18 visar en sådan konstruktion. Motståndet R_Z skall kunna ge tillräckligt med ström i förhållande till förstärkningen i T1 och T2 för önskad utgångsström. Ansluter vi en spänning på 20 volt vid U_{in} och en zenerdiod på 15 volt, kommer 5 volt att ligga över R_Z. Om strömförstärkningen i de två transistorerna tillsammans är 1000 och ett strömuttag på 10 ampere önskas, skall R_Z kunna leverera 10 mA. Med 5 volt över motståndet blir värdet på detta 500 ohm. Vi väljer då 470 ohm i standardserien. Utspänningen är densamma som zenerspänningen *minus* de två bas/emitter spänningsfallen i T1 och T2 på vardera 0,7 volt. Det ger spänningen 13.6 volt. R_e kan väljas till 100 - 200 ohm. Det är ett strömavledningsmotstånd som ser till, att det inte på grund av läckströmmar i utgångstransistorerna kommer maximal spänning på utgången, när den inte är belastad.

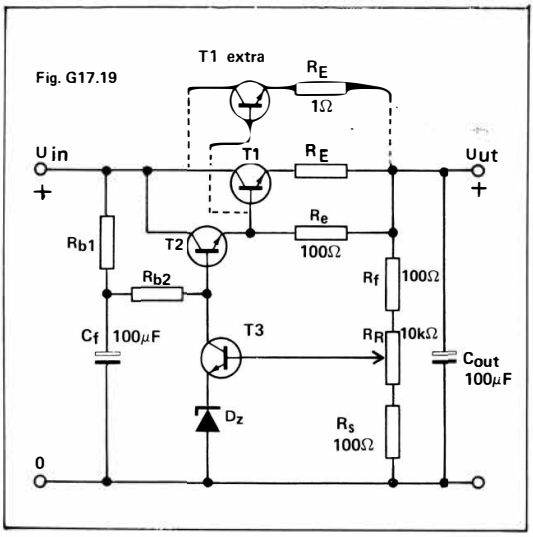


Fig. G17.19. Stabiliserat variabelt spänningsaggregat.

VARIABELT SPÄNNINGSAGGREGAT

På ett ganska enkelt sätt kan man bygga ett variabelt spänningsaggregat. Konstruktionen som visas i fig. G17.19 skiljer sig från föregående genom att en motkoppling används via en transistor. Som transistorn är kopplad, kommer den att ge en förstärkning av zenerdiodens spänning vid reglering. Är zenerdioden på 4,7 volt, kan spänningsdelaren R_r reglerautgångsspänningen från 4,7 volt till maximal ingångsspänning. Drivströmmen till T1 och T2 får vi från motstånden R_{b1} och R_{b2}. De är på samma värde tillsammans, som R_z var i det föregående exemplet. Men om denna delning görs med en extra kondensator, kommer brumspänningen på utgången att bli mindre, därför att den inte kan komma in på basen på T2 utan avkopplas genom kondensatorn till jord.

BRYGGKOPPLING AV FÖRSTÄRKARE

Om man kopplar två effektförstärkare till en högtalare och samtidigt fördelar signalen mellan förstärkarna så, att den ena får medfas och den andra motfas, då kommer högtalaren att arbeta med dubbelt spänningssving mot vad som kan uppnås med 1 förstärkare. Med dubbel spänning kommer högtalaren att dra dubbla strömmen och detta ger 4 dubbla effekten. Effekten är ju det samma som spänning gånger ström. Därför är bryggkopplingen ett fint alternativ för hög effekt med låg drivspänning. Två förstärkare typ fig. G17. 13. ger vid 20 volts drivspänning 4 x 12.56 watt = 50,24 watt.

Fig. G17.20. Bryggkopplad förstärkare.

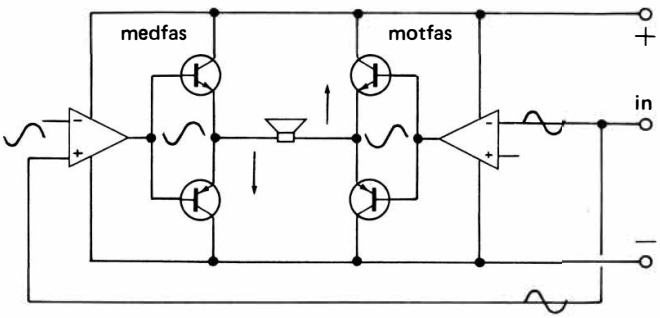


Fig. G17.20.
Med två bryggkopplade förstärkare uppnås 4 dubbla effekten.

SAMMANFATTNING

I detta avsnitt om transistorer har vi lärt den praktiska delen om hur man beräknar förstärkare. Både små och stora. De generella beräkningarna har visats för konstruktion och dimensionering. Med detta avsnitt som uppslagsbok kommer man långt i konstruktion av förstärkarsteg och spänningsaggregat. Vi har här gått igenom enkla transistorsteg, differentialförstärkaren, kaskadförstärkaren, effektförstärkare m.m. Prova dina kunskaper på följande uppgifter:

G17 UPPGIFTER – TRANSISTORTEKNIK

1. Ett transistorsteg skall konstrueras enligt fig. G17.1. Strömförstärkningen är 75, önskad kollektorström 0,5 mA och drivspänningen 6 V. Hur stora skall resistanserna R_c och R_b vara?

– R_c	R_b		
– 12 kohm. . . .	.680 kohm	A	☐
– 5,6 kohm . . .	.820 kohm	B	☐
– 5,6 kohm . . .	.680 kohm	C	☐
– 12 kohm. . . .	.1,5 Mohm	D	☐

2. Nu gäller det att konstruera ett transistorsteg enligt fig. G17.3. Drivspänningen är 3V, önskad kollektorström 1 mA och vi lägger 0,7V över

emittermotståndet. Strömförstärkningen = 100 för T1. Vilken kombination av motstånd är bäst?

– R_e	R_c	R_{b1}	R_{b2}		
– 680 ohm. . . .	1,2 kohm.	6,8 kohm.	2,2 kohm. . . .	A	☐
– 680 ohm. . . .	1,2 kohm.	15 kohm	15 kohm	B	☐
– 1,2 kohm . . .	2,2 kohm.	15 kohm	15 kohm	C	☐
– 680 ohm. . . .	2,2 kohm.	6,8 kohm.	22 kohm	D	☐

G18 - OPERATIONSFÖRSTÄRKARE

OPERATIONSFÖRSTÄRKARE OCH Bi-MOS KRETSAR

Den enklaste aktiva halvledaren med förstärkning är transistorn, som idag används överallt, där en signal skall förstärkas från ursprunget. Transistorn har dock en hel del fel jämfört med en ren förstärkare. Den skall ha bestämda strömmar på in- och utgång för att kunna arbeta.

Ett av transistorns fel är att den är olinjär. Det går att komma förbi genom motkoppling, som i sin tur begränsar transistorns egen förstärkning. FET'ar kan då istället användas, men de visar sig vara ännu mera olinjära, även om de är lättare att använda.

Lösningen av problemet blir en stor konstruktion med många transistorer och andra komponenter. Numera finns det integrerade kretsar som löser vårt problem. Dagens teknik har gjort att kompletta förstärkare med ett stort antal komponenter får plats på en liten kiselbricka på några kvadratmillimeter. Den mest använda standardförstärkaren är operationsförstärkaren eller op-ampen. Den kan till och med innehålla FET-transistorer.

Operationsförstärkare med MOSFET-transistorer kallas för Bi-MOS-op. Ordet kommer från Bipolar Metal Oxid Semiconductor.

En op karakteriseras av en serie ideella data och en enkel koppling. Op:n har *två* ingångar och *en* utgång. Den ena ingången följer med utgången (icke inverterande) och de andra är i motfas med utgången (inverterande).

Operationsförstärkare har dessutom oftast dubbel spänningsmatning med positiv och negativ spänning och även OFFSET-justering. Offset-justering används kretsar, där stora krav ställs på "jämvikter" vid hög förstärkning.

Operationsförstärkarens karakteristik är följande:

1) **Den skall ha oändligt stor förstärkning - så man kan motkoppla ner till önskad förstärkning och få en hög gränsfrekvens.**

2) **Den skall ha oändligt hög ingångsimpedans - så den inte belastar signalkällan.**

3) **Den skall ha oändligt låg utgångsimpedans - så den kan anslutas till alla former av utrustning på utgången.**

4) **Den skall ha oändligt hög gränsfrekvens - så både höga och låga frekvenser förstärks lika mycket.**

5) **Den skall vara likströmskopplad - så den kan förstärka både lik- och växelspänning.**

6) **Den skall vara fri från offset-fel - så utgångssignalen är 0 volt, när insignalen är 0 volt.**

I praktiken kan naturligtvis inga av kraven förverkligas. Det är ju samma sak med *skruven utan ände* , att påstå att gränsfrekvensen skall vara oändligt hög. Studerar man operationsförstärkaren upptäcker man att många tekniska data inte är långt borta från kraven.

I ett datablad över en Bi-MOS operationsförstärkare kan följande ses:

1) Förstärkning	10 000 – 1 000 000 gånger
2) Ingångsimpedans	större än 1 500 000 000 000 ohm (1,5 Tohm)
3) Utgångsimpedans	60 ohm
4) Gränsfrekvens	1 - 15 MHz
5) DC-koppling	plus/minus samma spänning in som drivspänningen
6) Offset	1 - 5 mV

Till skillnad från vanliga operationsförstärkare så har Bi-MOS extremt hög ingångsimpedans och en gränsfrekvens som är 10 gånger högre.

OPERATIONSFÖRSTÄRKARE ÄR LÄTTA ATT ANVÄNDA

Scheman över vanliga operationsförstärkare och Bi-MOS-op är likadana. Fig. G18.1. visar benkonfiguration och anslutningsschema för en standard-

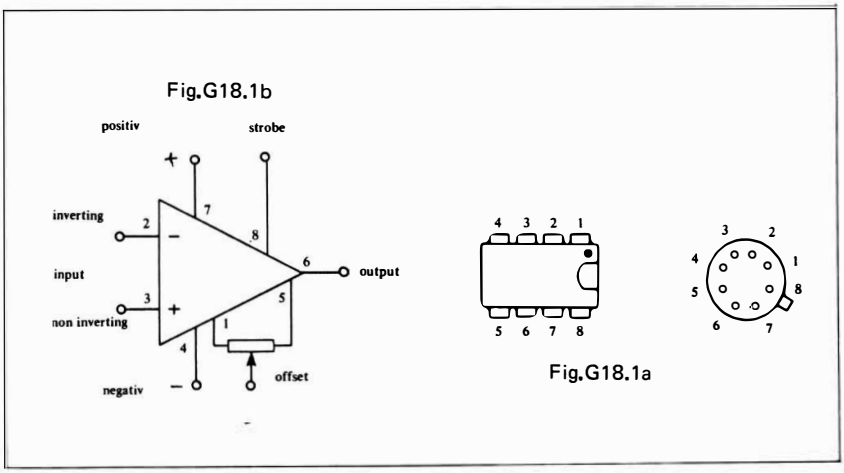


Fig. G18.1a.
Typiska höljen för operationsförstärkare.

Fig. G18.b.
Standard operationsförstärkare. Kopplingen gäller de flesta vanliga typer av operationsförstärkare typ. 741, CA 3140 och LF 356 m.fl.

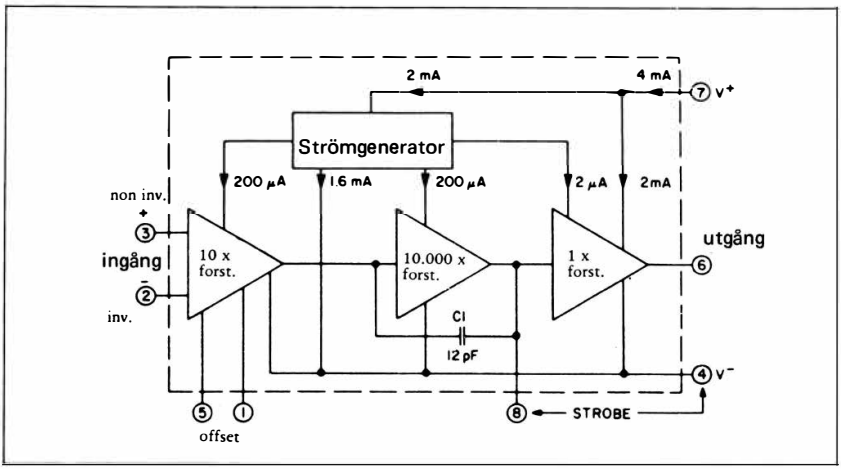


Fig. G18.2a.
Blockschema över en Bi-MOS operationsförstärkare typ CA 3140.

operationsförstärkare förstärkare. Anslutningen av drivspänningen är minus till ben 4 och plus till ben 7 (2,5 till 20V). Ingångssignalerna kan antingen kopplas till den inverterande ingången. Utsignalen finns på ben 6. Om kraven är mycket höga vid likströmsförstärkning, kan det vara nödvändigt att montera en potentiometer mellan benen 1 och 5 och drivspänningens positiva eller negativa del. Tillverkaren anger, vilka typer som skall offsetkopplas till minus eller plus. Bi-MOS kretsarna i serien CA 3140 osv. från RCA skall offsetkopplas till minus och LF 350 serien från Texas Instrument, Philips och Siemens skall kopplas till plus. Några kretsar har dessutom en så kallad *Strobe ingång*. Denna används för att stänga av insignalen (elektrisk strömbrytare), men det bör noteras, att utgången med signal på strobe, kommer att skifta till maximax positiv eller negativ spänning. Fig. G18.2A visar en blockritning över en Bi-MOS operationsförstärkare. Kretsen innehåller 3 st. förstärkarsteg, spänningsaggregat och frekvenskompensationskondensator. Kondensatorn har till uppgift att förhindra självsvängning. Det är nämligen faran med alla operationsförstärkare. Den mycket kraftiga *råförstärkningen* och stora *bandbredden* kan orsaka självsvängning i olyckligt utformade konstruktioner. Fig. G18.2B visar det ganska otroligt stora komponentantalet i en operationsförstärkare. Skulle samma konstruktion byggas med diskreta komponenter, skulle kostnaden bli 10 - 100 gånger högre.

OPERATIONFÖRSTÄRKARENS BANDBREDD

När fabrikanterna anger förstärkningen för en operationsförstärkare, är det normalt vid likström. Om växelspänning ansluts till ingången, kommer förstärkningen att vara lägre. Förstärkning – bandbreddsprodukten – som visas i fig. G18.3 är en mycket viktig parameter. Ur kurvan kan avläsas vid vilken frekvens som en bestämd förstärkning uppnås. Om signalen *motkopplas* från utgång tillbaka till ingången, kan förstärkningen reduceras

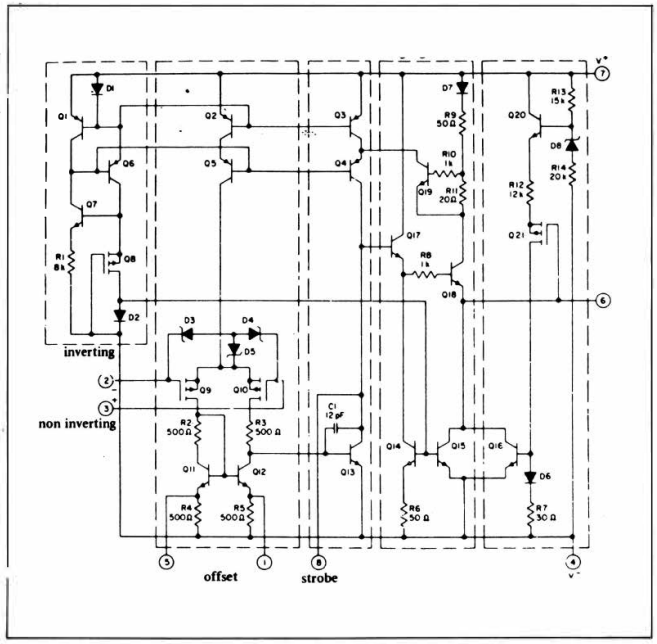


Fig. G18.2b. Kretsschema över en Bi-MOS CA 3140 operationsförstärkare.

till önskad nivå. Det är enkelt att göra och beskrivs i nästa avsnitt. Vi tar ett exempel. Vi skall använda en operationsförstärkare av samma typ som i fig. G18.3 - en CA3140. Frekvensområdet som skall täckas går upp till 20000Hz. Vilken är den största förstärkningen vid denna frekvens? Problemet löser vi genom att gå upp i kurvan vid första strecket till höger om 10^4, där vår koordinat träffar förstärkningskurvan som bestämmer vår förstärkning i dB. På den lodräta axeln avläses förstärkningen till 45 dB. Det motsvaras av en förstärkning på omkring 200 gånger. Se ev. avsnitt T4 om dB. Vid en förstärkning på 45 dB kan man inte räkna med mer än 0 – 20000 Hz i frekvensområde. Ur kurvan kan även läsas, att förstärkningen har fallit ner till 1 gång vid frekvensen 3,5 MHz (f_t). Över denna frekvens kan inte kretsen förstärka – den kommer att dämpa signalen i stället.

I de nästkommande avsnitten kommer vi att visa praktiska exempel för operationsförstärkare. Dessa kretslösningar berättar mycket mer om funktionen än invecklade tekniska beräkningar.

SPÄNNINGSFÖLJAREN

En spänningsföljare används på all ställen, där låg utimpedans och hög ingångsimpedans önskas. Det finns många ställen i konstruktioner där signalkällan inte skall belastas men ström ändå skall tas ut.

En Bi-MOS operationsförstärkare har MYCKET hög ingångsimpedans och låg utimpedans. Ingångsimpedansen är typiskt 1500 Mohm och utimpedansen

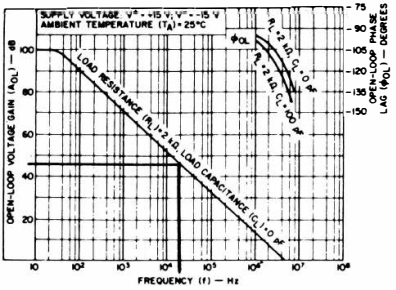


Fig. G18.3.
Förstärkningen i förhållande till bandbredden för en vanlig operationsförstärkare typ CA 3140.

60 ohm utan motkoppling.

Spänningsförstärkningen i en spänningsföljare är 1 gång. Det är här med andra ord inte fråga om förstärkning utan endast impedansomvandling. Det gäller alla spänningsföljare. Spänningsföljaren har många användningsområden. Om det till ett instrument är mycket långa ledningar, kan en spänningsföljare anslutas före instrumentet. På grund av den låga utimpedansen kommer spänningsföljaren att "kortsluta" ledningen. Den blir okänslig för störningar, brum m.m. I en spänningsföljare har BiMOS'en och vanliga operationsförstärkare minst offset och störst motkoppling.

För att underlätta förståelsen av svåra ord repeterar vi:

OFFSET-spänning	Den felspänning som skall kompletteras till ingången för att utgången skall vara 0 volt. Normalt 0,5 - 5 mV.
CMRR	Kretsens okänslighet för lika ändringar på båda ingångarna vid balans.

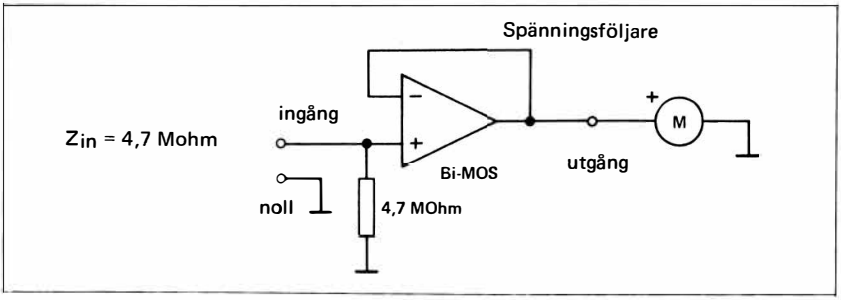


Fig. G18.4.
Spänningsföljare med i gångs förstärkning

MOTKOPPLING	Den del av förstärkningen, som skickas tillbaka till ingången och som då skapar kretsens egentliga förstärkning.
RÅFÖRSTÄRKNING	Den förstärkning kretsen har utan motkoppling.

Om en vanlig bipolär operationsförstärkare används (typ. 741) i emitterföljaren, kommer ingångsimpedansen att vara lika med råförstärkningen *gånger* ingångsimpedansen *utan* motkoppling. Denna tumregel, gäller de flesta vanliga operationsförstärkare i motsats till Bi-MOS-typerna som har ingångsimpedansen 1500 Mohm oberoende av motkoppling och förstärkning.

Om emitterföljaren endast skall användas till växelspänning, måste en kondensator anslutas i serie med ingången. Då igen impedansen är så hög, räcker det med en kondensator på 1 nF för en nedre gränsfrekvens på 30 Hz. Med vanliga transistorer blir fallet en elektrolytkondensator på flera uF för en sådan låg nedre gränsfrekvens.

3 dB gränsen beräknas med den vanliga formeln för frekvens/impedans:

$$f = \frac{1}{2 \times \pi \times C \times R} = \frac{1}{6{,}28 \times 1 \times 10^{-9} \times 4{,}7 \times 10^{6}} = 33{,}86 \text{ Hz}$$

ICKE INVERTERANDE DC - FÖRSTÄRKARE

En DC-förstärkare (DC=likström) används på de ställen, där en svag likspänningssignal skall förstärkas med en bestämd faktor. DC-förstärkare används vanligtvis i mätinstrument, reläförstärkare och funktionskretsar.

Schemat i fig. G18.5 visar en DC-förstärkare i icke inverterande utförande. Uttrycken "icke inverterande" och " inverterande" används ofta i samband med operationsförstärkare och man måste lära sig vad de betyder.

Båda uttrycken används ofta i sina engelska varianter "inverting" och "non inverting".

ICKE INVERTERANDE betyder "icke vändande". En icke inverterande ingång vänder INTE fasen till utgången. Om en positiv spänning ansluts till denna ingång, kommer utgången också att svänga upp i positiv riktning. Kopplas signalen även tillbaka till samma ingång, får vi *medkoppling*.

På motsvarande sätt är det med den INVERTERANDE ("vändande") ingången. En positiv signal på denna ingång kommer att fasvridas 180 grader vilket medför att utgången kommer att svänga *negativt*. Låter vi signalen gå tillbaka till samma ingång kallas det för *motkoppling*.

I alla kopplingsscheman och andra ritningar märker man dessa ingångar så att den icke inverterande ingången har ett plustecken och den inverterande ett minus.

FÖRSTÄRKNING OCH MOTKOPPLING

Om en op kopplas icke inverterande, dvs, signalen går in på den ingången, ger det en motsvarande förstärkt signal på utgången, som bestäms av motkopplingen.

Nu går det inte att motkoppla direkt till plusingången och därför förs motkopplingen från utgången till minusingången.

Om man inte önskar någon förstärkning räcker det att koppla en ledning från utgång till minusingången – resultatet blir en spänningsföljare.

Skall en viss förstärkning användas, måste motkopplingen dämpas. Vi "stryper" lite av förstärkningen. Det görs med hjälp av två motstånd i en spänningsdelare där förhållandet i spänningsdelaren bestämmer förstärkningen. I fig. G18.5 anges förstärkningsformeln som spänningsförhållandet mellan de två motstånden R1 och R2. Vid DC-koppling kan vilken förstärkning som helst väljas mellan 1 och op:ns maximala. I databladen anges den senare som "open loop voltage gain". Denna är typiskt för en Bi-MOS 100. 000 eller 100 dB.

INGÅNGSIMPEDANSEN I DC-FÖRSTÄRKARE

Det är lite lyxigt att tala om ingångsimpedanser i samband med DC-förstärkare (likströmsförstärkare). Vid DC är det en konstant spänning eller ström man har att göra med och egentligen en ren ohmsk resistans. Det är vid AC-förstärkning som det kallas för impedans. Nu kallas det ändå alltid för impedans när det gäller operationsförstärkare. Hos Bi-MOS-förstärkare bestäms ingångsimpedansen faktiskt endast av den höga inre resistansen på 1500 000 Mohm och *det* eller *de* shuntmotstånd som kopplas över ingången. Då dessa motstånd nästan alltid är mycket lägre än Bi-MOS-op:ns inre resistans, används endast de för beräkningarna.

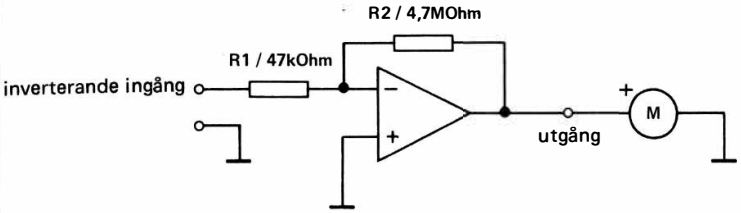
För en bipolär operationsförstärkare är ingångsimpedansen beroende av den omotkopplade förstärkningsresten. Om 100 gångers förstärkning används, och kretsens maximala förstärkning är 10 000 gånger, blir det 100 gånger kvar vid DC. Ingångsimpedansen är lika med impedansen utan motkoppling gånger förstärkningsresten. En vanlig 741 operationsförstärkare har 50 kohms " open loop" ingångsimpedans. Därför blir dess impedans 50 kohm x 100 (restförst.) = 5 Mohm. Det är ungefär 300 gånger sämre än för en Bi-MOS-op.

OFFSETREGLERING AV DC-FÖRSTÄRKARE

När en DC-kopplad förstärkare är byggd med en förstärkning på mer än 10 gånger, börjar offset-problemen. Offsetfelet ökar med samma faktor som andra signaler.

Om en operationsförstärkare har ett offsetfel på 5 mV och förstärkningen skall vara 100 gånger, får man ovillkorligen en felspänning på utgången på 500 mV. Det kan vara för mycket vid DC-kopplingar. Det är därför en fördel att justera bort felet. För operationsförstärkare av CA- typen,

DC förstärkare inverterande

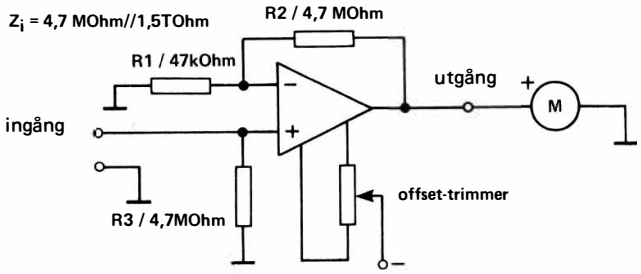


förstärkningen $G = \frac{R2}{R1} = 100$

Ingångsimpedansen för både B-MOS och vanliga operationsförstärkare är i detta tillfället inverterande ingångar:

$Z_i = R1 = 47\ kOhm$

DC-förstärkare icke inverterande



förstärkningen $= \frac{R1 + R2}{R1} = 101$

För Bi-MOS operationsförstärkare gäller:

$Z_i = 1{,}5\ Tohm \mathbin{/\!/} R_3$

För bipolära operationsförstärkare gäller:

$$Z_i = Z_{i\text{-um}} \times \frac{A_o}{A_f} \mathbin{/\!/} R_3$$

där $Z_{i\text{-um}}$ = omotkopplad ingångsimpedans (50-100kohm) och
A_o = Råförstärkningen (10 000 — 100 000 gånger) och
A_f = Förstärkning efter motkoppling

Fig. G18.5.

Likspänningsförstärkare

används en trimpotentiometer, där mittpunkten (löparen) kopplas till minus. Värdet på potentiometern skall normalt vara på 22 - 100 kohm. För vanliga bipolära operationsförstärkare typ 741 skall potentiometervärdet vara 1 - 22 kohm.

INVERTERANDE DC- FÖRSTÄRKARE

En DC-förstärkare arbetar med likspänningar och strömmar. Om den är kopplat för invertering, betyder det, att den vänder ingångssignalens polaritet till utgången.

Negativ signal på ingången ger positiv signal på utgången. Förstärkningen i en inverterande DC-förstärkare bestäms av förhållandet mellan motkopplingsmotståndet och ingångsmotståndet. Det kan förklaras ytterligare:

När ingångssignalen har passerat ingångsmotståndet, går den genom IC-kretsen som förstärker allt vad den kan. Dessutom skickar den tillbaka en del till samma ingång men med motsatt polaritet – en inverterad signal. Denna motkopplade signal kommer att påverka ingångssignalen. När endast en liten signal återsänds, kommer insignalen att " ta överhand " över motkopplingssignalen, om inte insignalen kan driva utgången upp och ner med full styrka.

Den faktor som utsignalen som blivit större än insignalen kallas för "förstärkningen" och betecknas A_f (f efter eng. feedback=motkoppling). Det är motkopplingsmotståndet R2's storlek i förhållande till ingångsmotståndet R1 som ger förstärkningen.

Om motkopplingsmotståndet är stort, skall utgången variera mycket för att motverka insignalen från ingångsmotståndet.

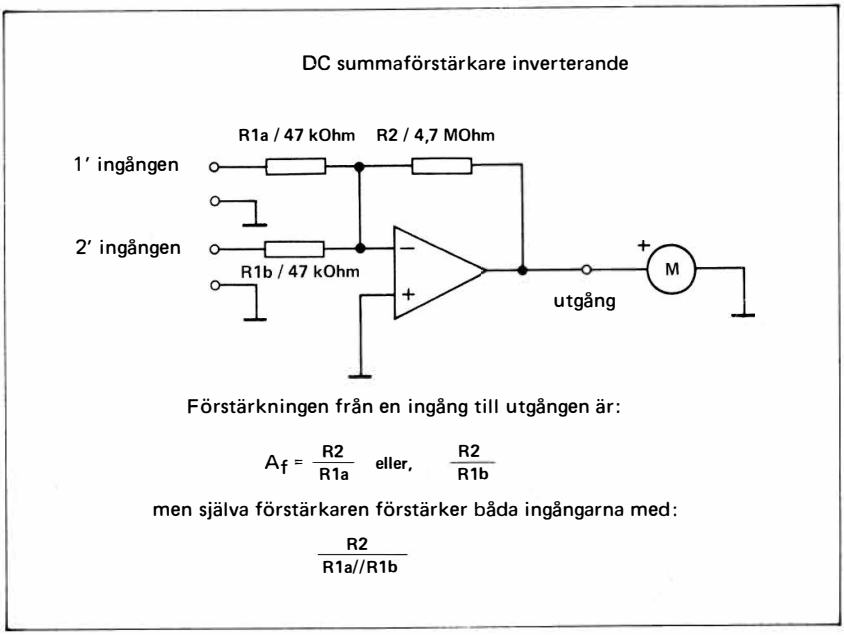


Fig. G18.6.
Likspänningsförstärkare – adderande inverterande ingångar.

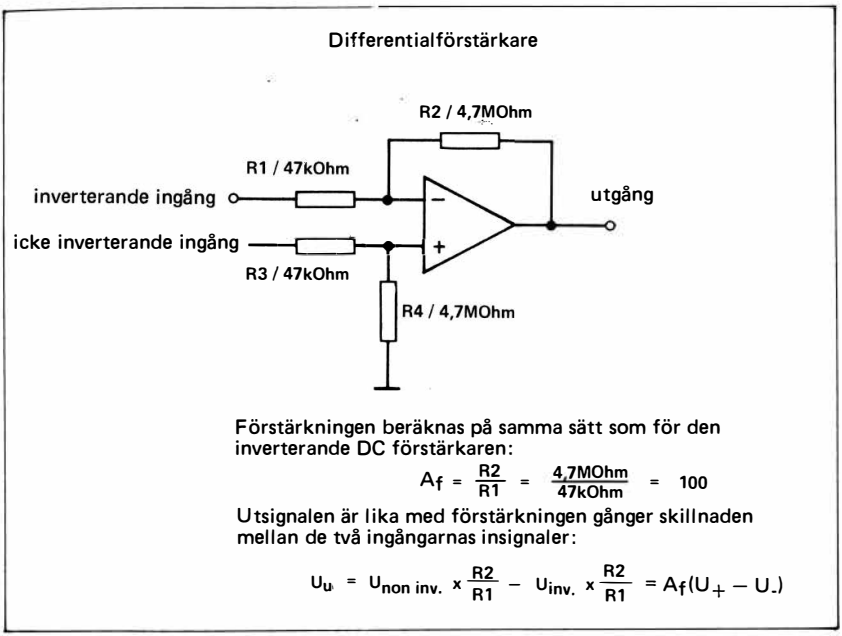


Fig. G18.7.
Differentialförstärkare för likspänning.

FÖRDELAR MED INVERTINGSFÖRSTÄRKAREN

Då motkopplingsmotståndet skickar tillbaka signalen till ingångsmotståndet kommer minusingången alltid ligga fast på samma spänning som plusingången, när IC'n är i balans. I vårt exempel i fig. G18.5 är plusingången kopplad till noll och därför är ingångsimpedansen i denna koppling alltid lika med R1, - ingångsmotståndet.

Den signalkälla, som ansluts till inverterande ingången, ser alltså in i en fast ingångsimpedans, - här 47 kohm. Om signalkällan kräver impedansanpassning, skall ett ingångsmotstånd med samma värde som signalkällans värde användas. I de fall att signalkällans impedans varierar, har den inverterande kopplingen också många fördelar.

Det är nämligen så, att en lågohms signalkälla nästan alltid ger låga spänningar. Det ger maximal förstärkning. En högimpediv signalkälla ger då ofta höga spänningar vilken medför lägre förstärkning. Den inverterande förstärkaren, ändrar alltså automatiskt förstärkningen till en fastställd utspänning när ingångsimpedansen varierar.

INVERTERANDE DC – SUMMAFÖRSTÄRKARE

Om den inverterande förstärkaren utökas med flera ingångsmotstånd, erhålls en så kallad summaförstärkare. De två ingångarna läggs ihop och förstärks med en faktor, som bestäms av återkopplingsmotståndet och ingångsmotståndet (fig. G18.6).

I de fall, då många ingångar skall användas och med stora förstärkningar, kan det tänkas att IC'ns råförstärkningsgräns uppnås. Den totala förstärkningen bestäms ju av enkelförstärkningen för varje ingång. Det är då lätt att komma upp i stora förstärkningar vid många ingångar. Med de använda komponenterna i vårt exempel blir förstärkningen från varje ingång till utgången ca. 100 gånger.

På samma sätt som vid den inverterande förstärkaren, är ingångsimpedansen lika med det ohmska värdet för ingångsmotståndet. Då motkopplingsmotståndet motverkar ingångssignalen på samma sätt i summa förstärkaren som i inverteringsförstärkaren, uppnås dessutom att de två signalkällorna är isolerade från varandra, även om de är anslutna till samma ingång. Sammankopplingspunkten kan ju nästan uppfattas som en kortslutning till jord.

DIFFERENTIALFÖRSTÄRKARE

Ordet differential kommer från det engelska uttrycket differens och betyder SKILLNAD. Det är nämligen skillnaden mellan de två ingångarna som styr utgången. Med *en* volt på ena ingången och *en* volt på den andra, kommer detta inte att påverka utgångsspänningen. Då det inte finns någon spänningsskillnad kommer utgången att vara noll. Differentialförstärkare används ofta balanserade, dvs med svävande ingångar. Då kommer drivspänningsvariationer och yttre påverkan inte att påverka utsignalen.

KOMPARATOR

I de fall när differentialförstärkaren har en mycket hög förstärkning, kallas den för komparator. Komparatorn används, där en liten spänningsvariation skall få utgången att skifta från den ena sidan av drivspänningen till den andra. Dessutom ställs extra krav för skiftfrekvensen på utgången i komparatorer i t.ex. digitala voltmetrar, där komparatorn ingår i analog/digitalomvandlaren.

BRYGGKOPPLING

När förstärkningen i differentialförstärkaren är medelmåttig eller låg, dvs. under 1000 gånger, kan den användas för mätning i bryggkoppling. Det går att göra vilken bryggkoppling som helst med motstånd, spolar eller kondensatorer och mäta balanserat med de två ingångarna, den inverterande och den icke inverterande.

En resistansbrygga tillförs likspänning. Skall kondensatorer och spolar mätas, måste bryggan anslutas till växelspänning. Det förändrar inte beräkningarna för själva differentialförstärkaren, men den efterföljande indikatorn av resultatet, måste naturligtvis kunna detektera växelström. Om växelspänningen har en högre frekvens än några få hertz, måste en likriktare även inkopplas.

CMRR

I alla datablad över operationsförstärkare är storleken CMRR angiven. CMRR betyder Common Mode Rejection Ratio eller försvenskat gemensam-

signalundertryckningsfaktor. Det är ett mått för den balans, en operationsförstärkare är född med. När den är i balans med korrekta utvändiga motstånd, kommer utsignalen att vara opåverkad av *lika stora* felsignaler på båda ingångarna. Helt okänslig för lika stora insignaler är den emellertid inte ipraktiken. Okänsligheten anges som förhållandet mellan kretsens förstärkning för olika och dess förstärkning för lika insignaler. Denna faktor kallas för CMRR.

CMRR brukar anges i dB och är för CA 3140 90 dB (ca. 30 000 ggr). CMRR förstörs, när man inte anpassar de utvändiga motstånd till differentialförstärkaren för balans. Kravet är att $R_2/R_1 = R_4/R_3$. Förstärkningen och ingångsmotstånden måste anpassas till dessa krav, om konstruktionen skall vara okänslig för *lika* felspänningar på de två ingångarna.

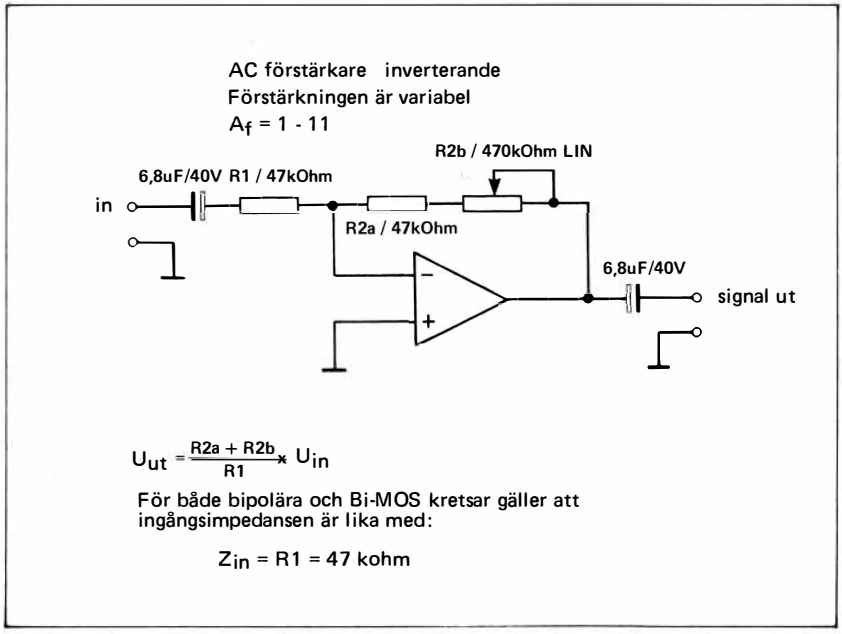


Fig. G18.8.
AC-förstärkare – inverterande ingång.

INVERTERANDE AC – FÖRSTÄRKARE

Tidigare har vi endast tittat på operationsförstärkaren i samband med likspänningar. Skall den användas till växelspänning, kommer arbetsförhållandena att ändras, speciellt när man skall förstärka signaler vid högre frekvenser.

I fig. G18.8 har vi byggt en inverterande förstärkare med en förstärkning på 1-11. Potentiometern i motkopplingen kan justeras inom detta område. In-

signalen och utsignalen tas via ett par kondensatorer. Det gör att förstärkarens likspänningsstabilitet blir största möjliga. Då kondensatorerna spärrar för likspänningar, kan konstruktionen ses som maximalt motkopplad. Stor motkoppling ger fin stabilitet och därav också en liten likspänningsvariation.

Konstruktionen i fig. G18.8 har en nedre gränsfrekvens, som bestäms av kondensatorns impedans i förhållande till det motstånd, som kondensatorerna "ser in i".

Kondensatorns impedans för en given frekvens beräknas med formeln:

$$Z_C = \frac{1}{2 \times \pi \times f \times C},$$

Där frekvensen f är i hertz och kondensatorn C's storlek i Farad. När kondensatorns växelspänningsimpedans Z_C är lika stor som resistansen den ser in i, halveras signalen. Det är den gräns, som är intressant för beräkning av nedre gränsfrekvensen. Resistansen och kondensatorn stoppas in i formeln varvid frekvensen blir:

$$f = \frac{1}{2 \times \pi \times R1 \times C}$$ **där värdena tas ut fig. G18.8.**

$$f = \frac{1}{6{,}28 \times 47 \times 10^3 \times 6{,}8 \times 10^{-6}} = 0{,}5 \text{ Hz}$$

På samma sätt beräknas utgångskondensatorn, där man också måste veta impedansen på nästa steg.

När frekvensen ökas, kan operationsförstärkaren inte följa med oändligt högt upp. Den övre gränsen bestäms av förstärkningen, som varierar med frekvensen efter en för operationsförstärkare typisk kurva: Open Loop Voltage Gain. I denna kurva kan utläsas inom vilket frekvensområde en given förstärkning kan tas ut. Fig. G18.3 visar en sådan kurva för Bi-MOS-kretsen CA 3140. Hur man tyder diagrammet är tidigare beskrivet.

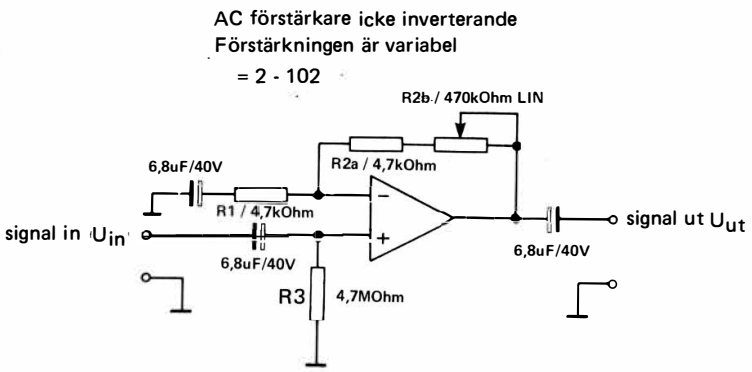
ICKE INVERTERANDE AC–FÖRSTÄRKARE

Denna typ av förstärkare är den mest vanliga. Den är så konstruerad, att den endast förstärker växelspänningar och den vänder dessutom inte fasen. Insignalen är kopplad till plusingången (fig. G18.9A).

På ingången finns en elektrolytkondensator i serie med signalen. Den spärrar för likspänningar. Kondensatorn urladdas av motståndet R3 på 4,7 Mohm. Insignalen förstärks i operationsförstärkaren till utgången, där en del av signalen skickas tillbaka av "motkopplingsslingan" till den inverterande ingången (–).

På detta sätt ser man till att förstärkaren inte har maximal förstärkning med sämre data som följd utan förstärkningen är styrd vilket ger goda tekniska data.

Förstärkningen bestäms av spänningsdelaren R2 och R1:



$$U_{ut} = \frac{R1 + R2}{R1} \times U_{in}$$

För bipolära operationsförstärkare gäller att ingångsimpedansen är:

$$Z_{in} = Z_{i\text{-}um} \times \frac{A_o}{A_f} \;//\; R3$$

För Bi-MOS kretsar är ingångsimpedansen en parallellkoppling av den inre resistansen i Bi-MOS'en och parallellkopplingsmotståndet (4,7 Mohm)

Fig. G18.9.
AC-förstärkare – icke inverterande

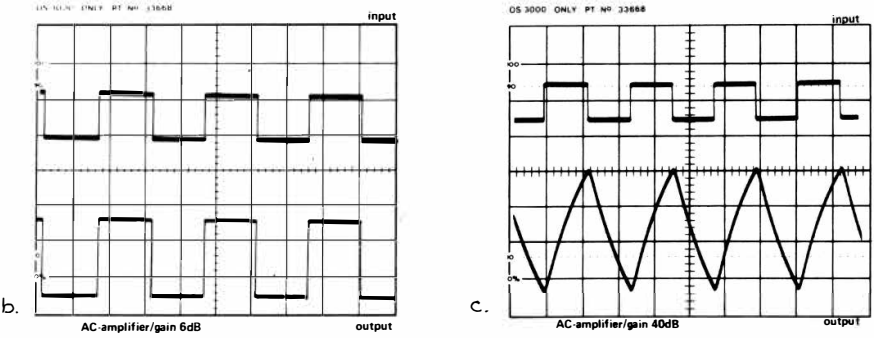


Fig. G18.9b-c.
Oscilloskopbilder av insignal (överst på bilden) jämfört med utsignalen vid ca. 2 gångers förstärkning - frekvensen 100 kHz och 100 gångers förstärkning – frekvensen 100 kHz. I c används för hög förstärkning varvid fyrkantsignalen på ingången blir förvrängt till en trekantsignal på utgången.

$$A_f = \frac{R1 + R2}{R1}$$

I exemplet i fig. G18.9a kan vi se att motkopplingsslingan är variabel och består av två komponenter – ett motstånd på 4,7 kohm (R2a) och

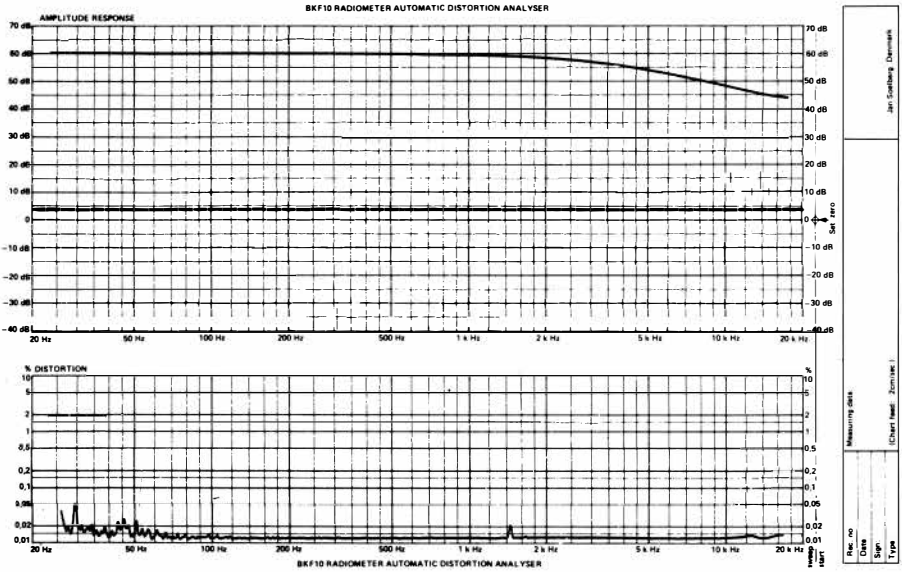


Fig. G18.9d.
Frekvenskurva vid 10 gångers förstärkning och 1000 gångers förstärkning. Den »för högt» använda förstärkningen visar sig som ett kraftigt fall i diskantområdet.

en potentiometer på 470 kohm (R2b).

Beroende på potentiometerns inställning blir förstärkningen mellan 2 och 102 gånger. Dessa värden erhålls med potentiometern vriden till 9 respektive 470 kohm.

FYRKANTKURVOR

Om det finns tillgång till ett oscilloscop och en fyrkantgenerator, kan man på ett bra och enkelt sätt mäta förstärkarens signalbehandling vid olika förstärkningsgrader. Fyrkantåtergivningen avslöjar många fel i förstärkare - speciellt då vid höga frekvenser. I fig. G18.9B ses en dubbel oscilloscopbild av insignalen och den dubbelt så kraftiga utsignalen. Bortsett från storleks förhållandet, är det ingen skillnad på kurvformerna. Bilden är tagen med 1V in och 2V ut (pp). I fig. G18.9C ses en liknande bild, men här är förstärkningen 100 gånger och frekvensen 100 kHz.

Insignalen är 10 mV och utsignalen 1000 mV = 1V. Utsignalen har här förlorat sin fyrkantform och blivit trekantformad.

Detta beror på att förstärkaren inte har klarat att »följa med» den snabba insignalen på 100 kHz, när den samtidigt skulle ge en förstärkning på 100 gånger.

På detta sätt kan man få ett visuellt intryck av vad som sker när kraven blir större än vad förstärkaren kan prestera.

Om en Bi-MOS CA 3140 skall användas för lågfrekvensändamål, måste man veta lite om dess egenskaper i det hörbara området från 20 Hz till 20 kHz. I kurvan (fig. G18.9D) ses frekvensgången vid 20 dB's förstärkning

och vid 60 dB's förstärkning. Vidare finns förvrängningskurvan för 20 dB's förstärkning.

Vid 20 dB's förstärkning är kurvan helt linjär upp till 20 kHz, med vid 60 dB's förstärkning faller kurvan i högra änden. Det är förstärkarens omotkopplade förstärkning som börjar att ha inflytande.

CA 3140 kan med andra ord varmt rekommenderas till alla former av förförstärkare av hög kvalitet, när förstärkningen är under 40 dB, dvs 100 gånger. Då får man en förstärkare med hög gränsfrekvens, mycket låg förvrängning, hög ingångsimpedans och helt linjär frekvensgång.

När en förförstärkare är av bredbandstyp och förstärkningen hög, kan man ibland få höra »radio MOSKVA» eller ett kraftigt brum. Dessa problem blir inte mindre av att en Bi-MOS-förstärkare som CA 3140, har en så oerhört hög impedans. I de flesta fall är brummet nog det värsta problem som kan uppstå.

För att eliminera brum är det lämpligt att montera förstärkaren i ett metallhölje och dessutom förbinda detta till jord/noll på drivspänningen. Vid ev. HF-inströlning kan det vara nödvändigt att montera ett motstånd i serie med ingångssignalen och kanske även en liten kondensator på 10 - 100 pF över ingångsanslutningarna.

Kondensatorerna på in- och utgång samt avkopplingskondensatorn i spänningsdelaren bestämmer den undre gränsfrekvensen.

Ingångskondensatorn har en 3 dB gränsfrekvens nertill, som bestäms av ingångsmotståndet.

Denna frekvens är:

$$f = \frac{1}{2 \times \pi \times C \times R} = \frac{1}{6{,}28 \times 6{,}8 \times 10^{-6} \times 4{,}7 \times 10^{6}} = 0{,}0049\text{Hz!}$$

Efter denna beräkning står det klart att kondensatorn kan vara 1000 gånger mindre och ändå överföra 5 Hz. Då 20 Hz är lägsta hörbara frekvens, är kondensatorn mycket överdimensionerad.

Kondensatorn på utgången bestäms av efterföljande belastningsimpedans. Vi kan där istället beräkna hur låg impedansen skall vara för en frekvensgång från 20 Hz och uppåt:

$$R_L = \frac{1}{2 \times \pi \times f \times C} = \frac{1}{6{,}28 \times 20 \times 6{,}8 \times 10^{-6}} = 1{,}2\text{kOhm.}$$

Slutligen skall spänningsdelarkondensatorn på 6,8 uF beräknas. Denna kondensator är insatt för att operationsförstärkaren skall kunna arbeta fullt likspänningsmotkopplat, vilket ger det lägsta offsetfelet.

Den undre gränsfrekvensen beräknas ur resistansen som den »ser in i», dvs 4,7 kohm. Om vi använder samma formler som tidigare blir 3 dB-gränsen 5 Hz. Prova beräkningen själv!

AC-MIXER/SUMMA-FÖRSTÄRKARE

Denna koppling ser man överallt i hel- och halvprofessionella mixer-

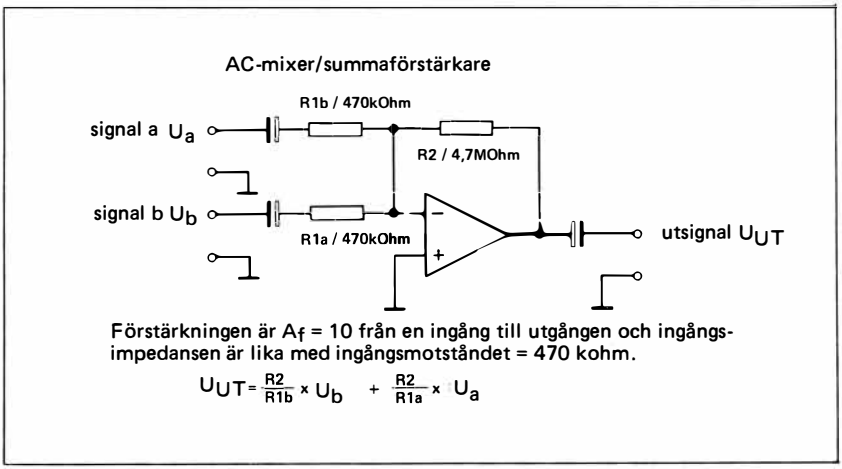


Fig. G18.10.
Mixning av signaler utan påverkan med en operationsförstärkare som »summa» eller adderingsförstärkare.

system. I denna förstärkare sätts flera signaler ihop till en. Det sker på ett sådant sätt, att den ena ingången inte påverkar den andra trots att motstånden är sammankopplade. Det är motkopplingen som ger skillnaden. Den ser till att minusingången får så låg inimpedans att det ser ut som om den vore kopplad till jord.

Med de komponenter som används i fig. G18.10 får man en förstärkning på 10 gånger mellan ingång och utgång. Görs alla motstånden lika stora blir förstärkningen 1 gång.

När man skall räkna på en mixers förmåga, måste den totala förstärkningen användas. Genom att studera kurvan i föregående exempel kan man se, att det inte kan utnyttjas mer än 40 dB/100 gångers förstärkning, innan data börjar försämras. Om mixern kopplas för 1- gångers förstärkning till två ingångar, måste operationsförstärkaren förstärka 20 gånger. Den övre gränsen är här 10 ingångar med 10 gångers förstärkning. Det ger en totalförstärkning på 100 gånger. Om mixern skall kopplas till 100 ingångar, får förstärkningen inte vara större än 1 gång. Annars blir bandbredden mindre än 20 kHz.

G19 - FILTER

LÅGFREKVENSFILTER OCH TONGENERATORER

I avsnittet G13 om spolars och kondensatorers växelströmsresistans, snuddade vi lite vid seriekoppling av en resistans och en kondensator. Resultatet såg vi vid frekvenser. I detta avsnitt skall vi se, hur man använder ett eller flera RC-filter för lågfrekvensändamål, - dvs påverkan av det hörbara området. Det hörbara området är 20 Hz till 20 kHz när vi talar om förstärkare även om örat i verkligheten hos en normal människa uppfattar frekvenser mellan16 Hz och 16-18 kHz. Det höga området minskar med åldern. Upp till 30-års-åldern kan de flesta uppfatta frekvenser upp till 18 kHz. Vid 50-årsåldern har gränsfrekvensen sjunkit till 12-15 kHz och i 70-års-åldern hör man ofta inte högre frekvenser än 5 - 8 kHz.

Vår uppfattning av ljud beror inte bara av ålder utan även också med vilken ljudstyrka, som ljudet återges. Det engelska forskarparet Fletcher-Munson ritade ett diagram omkring 1930. Deras kurvor finns avritade i fig. G19.1 och visar att vid låga ljudtryck, måste bas- och diskantregistren ha högre ljudtryck, för att örat skall uppfatta hela frekvensområdet lika. Det betyder att vi hör bastoner och diskanttoner sämre vid låg volym. Av den anledningen monterar de flesta förstärkarfabrikanterna filter på volymkontrollen. Dessa filter har till uppgift att motverka en volymsänkning i bas- och diskantområdena. En sådan volymkontroll kallas för »fysiologisk» eller »loudness».

Dessvärre kan inte ens de bästa fysiologiska filter kompensera ljuduppfattningen, om man använder andra högtalare är de, som fabrikanten har tillverkat kompensationen för. Kopplar man en förstärkare med fysiologisk volymkontroll till ett par udda högtalare, kan kompensationen lätt bli antingen för svag eller för kraftig. Det medför, att ljudet uppfattas för *tunt* eller *burkigt* vid låg volym. Detta går ibland att korrigera med bas- och diskantkontrollerna. Därför är tonkontrollerna mycket viktiga på en förstärkare.

Vi kommer nu att gå genom funktionen hos frekvensfilter eller tonfilter, dels fasta och dels variabla. Dessutom kommer vi att beskriva olika tongeneratorer.

BASFILTER

Fig. G19.2A visar det enklaste tänkbara basfilter. Fig. G19.2B visar frekvenskurvan för detta filter och hur det fungerar. Kondensatorn C släpper genom signalen från ingång till utgång. För låga frekvenser kommer kondensatorn att utgöra en hög impedans och på grund av det, kommer dessa bli spänningsdelade mellan kondensatorn och motståndet. På samma sätt som i en spänningsdelare med motstånd. Fasvridningen som tidigare beskrevs i avsnittet G13, ser till att 70% av signalen når utgången, när kondensatorns impedans och motståndsvärdet är lika stora. Spänningen kommer *inte* att delas med 50% över varje del som vid motståndsspänningsdelare. Detta uttrycks i den logaritmiska skalan som 3 dB punkten vid den önskade gräns-

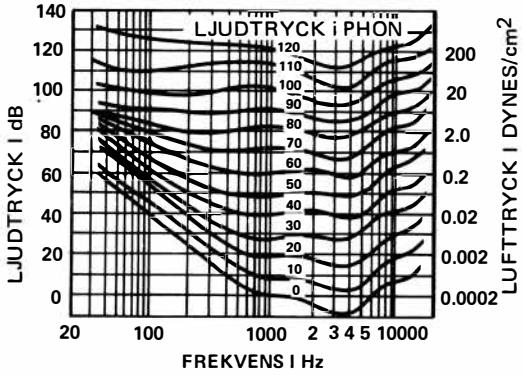


Fig. G19.1.
Fletcher-Munson kurvorna visar örats känslighet vid olika frekvenser och nivåer (amplituder mätta i dB).

Fig. G19.2a Basfiltrering

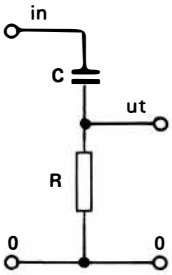


Fig. G19.2b

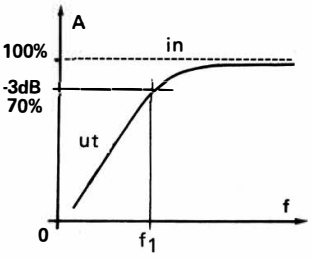


Fig. G19.2a.
Enkelt RC-filter för basfiltrering.

Fig. G19.2b.
Vid övergångsfrekvensen har amplituden fallit 3 dB.

frekvensen f_1. Under gränsfrekvensen får man en frekvensberoende volymändring på 6 dB per oktav. Beteckningen *oktav* betyder en frekvensändring till dubbla eller halva grundfrekvensen. Är grundfrekvensen 1000 Hz, kommer området 1000 till 2000 att vara en oktav. Detsamma gäller från 1000 ner till 500 Hz. Det är också en oktav. Med detta filter erhålls alltså en volymändring på 6 dB per oktav. Detta kan vi illustrera med ett exempel. Om vi beräknar en

Fig. G19.3a Diskantfiltrering

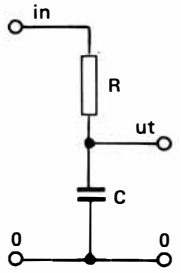


Fig. G19.3b

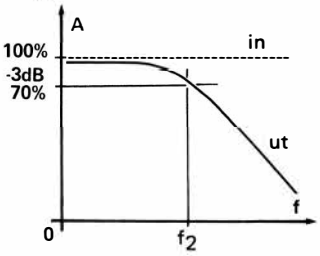


Fig. G19.3a.
Enkelt RC-filter för diskantfiltrering.

Fig. G19.3b.
Vid brytfrekvensen har amplituden fallit 3 dB.

gränsfrekvens på 1000 Hz, kommer dämpningen att bli 3 dB vid denna frekvens. Vid 2000 Hz är dämpningen 6 dB, vid 4000 Hz - 12 dB, vid 8000 Hz - 18 dB och vid 16000 Hz - 24 dB. I acsnittet T4 beskrivs begreppet dB. Då finner vi att 24 dB motsvaras av en signaländring på ca. 16 gånger (15,84).

Innan vi beräknar kondensatorvärdet, måste vi bestämma motståndet R's värde. R bör alltid i enkla beräkningar väljas till 1/10 del av ingångsimpedansen till nästkommande förstärkarsteg som ansluts till filtrets utgång. Går *inte* detta på grund av för stor belastning av signalkällan, måste R beräknas som en parallellkopping av R och det efterföljande stegets ingångsimpedans.

Detta gäller t.ex. i ett delningsfilter för högtalare. Här kan man inte använda något motstånd R utan endast den anslutna högtalarens impedans. Vi kan prova med ett par praktiska exempel:

1) Ett lågfrekvensfilter skall kopplas mellan en förförstärkare och en effektförstärkare. Filtret skall dämpa *rumble* från en skivspelare vid 40 Hz. Effektförstärkarens inimpedans är 100 kohm och förförstärkarens utimpedans är 1 kohm.

Först väljer ett R på 1/10 av effektförstärkarens inimpedans. Det blir 1/10 av 100 kohm = 10 kohm. Nu kan kondensatorn C beräknas:

$$C = \frac{159}{R \times f_1} - \frac{159}{10.000 \text{ ohm} \times 40 \text{ Hz}} = 0{,}40 \text{ uF}$$

Vi väljer antingen 0,47 uF eller 0,22 uF som standardvärde.

0,22 uF ger lite högre frekvens (71,3 Hz) och 0,47 uF lite lägre frekvens (33,4 Hz). Om denna noggrannhet inte räcker får motståndet R ändras. Om R = 18 kohm och kondensatorn 0,22 uF blir frekvensen 40 Hz. Vi tar även ett exempel *utan* R med en 8 ohms högtalare istället:

2) Vi önskar här ett filter för en 8 ohms diskanthögtalare. Delningsfrekvensen väljs till 2500 Hz.

Kondensatorn (skall alltid vara bipolär vid delningsfilter) beräknas direkt med högtalarimpedansen till:

$$C = \frac{159}{Z_{ht.} \times f} = \frac{159}{8\ \text{ohm} \times 2.500\text{Hz}} = 0{,}00795\ \text{mF} = 7{,}95\ \text{uF} \approx 8\ \text{uF}.$$

DISKANTFILTER

Diskantfilter byggs på samma sätt som basfilter och med samma förutsättningar. Skillnaden i kopplingssätt ses i fig. G19.3A-B. Filtret beräknas på samma sätt. I diskantfiltret kommer kondensatorn ovanför brytfrekvensen (delningsfrekvensen) att "strypa" diskanttonerna. På samma sätt som innan, kan seriekopplingen av motstånd och kondensator beräknas som en spänningsdelare. Vid brytfrekvensen är resistansen lika med kondensatorns impedans. Vi tar ett exempel igen med ett diskantfilter som skall inkopplas mellan en förförstärkare och en effektförstärkare av samma typ som vid basfiltret. Vi skall här beräkna kondensatorns värde när resistansen R = 10 kohm och brytfrekvensen är 10 kHz (nålbrusfilter):

$$C = \frac{159}{R \times f_2} = \frac{159}{10\ \text{kohm} \times 10\ \text{kHz}} = 1{,}57\text{nF} \sim 1{,}5\text{nF}$$

Detta filter kommer att ha den ganska höga brytfrekvensen 10 kHz, som knappast är hörbar i en audiosignal, men filtret kommer ändå att ta bort en del brus. För kraftigare filterverkan minskas brytfrekvensen f_2. Vid 5 kHz skall C vara 3,3 nF (standardvärde).

DISKANTHÖJNING

Vi har tidigare endast talat om filter som dämpar bas eller diskant. Skall vi i stället öka basen eller diskanten, måste först *hela signalen dämpas* i en spänningsdelare och därefter endast det önskade området höjas. En sådan konstruktion kräver, att förförstärkaren levererar tillräckligt med signal för dämpningen. Är så inte fallet, måste först en x10 förstärkare kopplas mellan förförstärkaren och filtret.

I fig. G19.4 finns ett diskanthöjningsfilter. De två motstånden R och 9R dämpar signalen 10 gånger. Teoretiskt skall motstånd med detta förhållande användas för en dämpning på 10 gånger, t.ex. från 1 volt till 100 mV. Det blir en signaldämpning på 20 dB. Efter denna dämpning kan nu diskantsignalen höjas tillbaka till insignalens nivå (1V t.ex).

Fig. G19.4a Diskant höjning

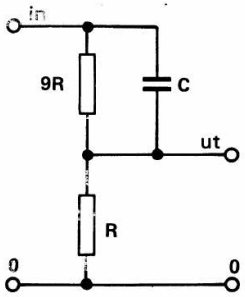


Fig. G19.4b.

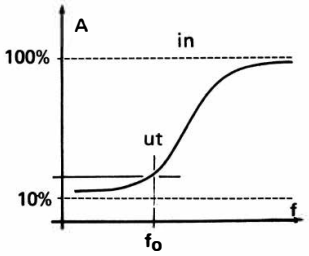


Fig. G19.4a.
Vid diskanthöjning utan förstärkning dämpas signalen först. I detta fallet är dämpningen 20 dB – 100% till 10%.

Fig. G19.4b.
Kurva över passivt filter för diskanthöjning.

I praktiken kan man då använda t.ex 9R = 82 kohm och R = 10 kohm. Det ger en dämpfaktor på 9,2 gånger i stället för 10. Det är det närmaste man kan komma med standardkomponenter. 10 kohm är inte svårt att få tag på, men 90 kohm är betydligt svårare. Eventuellt kan man använda två motstånd på 180 kohm parallellkopplade.

Vi beräknar kondensatorn med motstånden 9R, 82 kohm och R, 10 kohm:

$$C = \frac{159}{9R \times f_1} = \frac{159}{82\ \text{kohm} \times 2{,}5\ \text{kHz}} = 0{,}776\ \text{nF} = 776\ \text{pF}$$

Som vi ser av exemplet har utgångspunkten för filtret varit 2,5 kHz. Vi har alltså förutsatt att höjningen av diskanten skall vara 3 dB vid 2,5 kHz.

I G19.1. kan vi se, att diskanthöjningen vid 5 kHz - en oktav högre - är 6 dB och höjningen vid 10 kHz är 12 dB. När vi närmar oss 20 dB diskanthöjning, kan spänningsdelaren inte ge mer signal, därför att kondensatorn C då verkar helt kortsluten för höga frekvenser. Utspänningen kommer då att vara lika hög som inspänningen.

DISKANTSÄNKNING

Flyttar vi nu kondensatorn från det föregående exemplet ner brevid motståndet R, - som visat i G19.5 - kommer *hela* signalen dämpas 10 gånger ytterligare av kondensatorn C, som nästan kortsluter utsignalen. Brytfrekvensen f_1 beräknas nu beroende på motståndet som kondensatorn är kopplad till. Det är R. Används samma metod som i tidigare exempel, kan det nya

Fig. G19.5a. Diskantsäkning

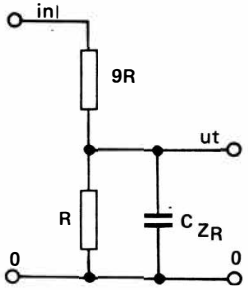


Fig. G19.5b.

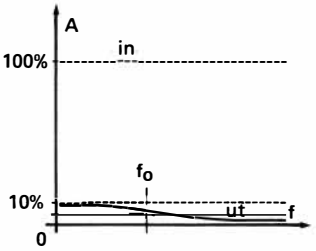


Fig. G19.5a.
Vid diskantsänkning tillsammans med kretsen i fig. G19.4, dämpas först signalen 20 dB.

Fig. G19.5b.
Innan diskantsänkningen reduceras signalen till 10% av det ursprungliga.

kondensatorvärdet för samma frekvens - 2,5 kHz - beräknas. Kondensatorns impedans Z_C skall vara vid -3dB den samma som värdet på R:

$$C = \frac{159}{f_h \times R} = \frac{159}{2{,}5\ \text{kHz} \times 10\ \text{kohm}} = 6{,}28\text{nF}$$

BASHÖJNING

Med samma förutsättning som i de tidigare exemplen, kan även filter för bashöjning beräknas - se fig. G19.6. Vid basreglering, måste den frekvensbestämmande kondensatorn kopplas i *serie* med det motstånd, som kondensatorn skall fungera över. I schemat är kondensatorn seriekopplad med bottenmotståndet R. Kondensatorn kommer vid bastoner att fungera som en hög resistans. Därför kommer spänningsdelaren att dämpa mindre ju lägre frekvensen är. Det är endast bastonerna som har samma signalstyrka ut som in. Vi tar ett exempel med samma motstånd som i de andra exemplen och väljer en bashöjningsfrekvens på 150 Hz:

$$C = \frac{159}{R \times f_1} = \frac{159}{10\ \text{kohm} \times 150\ \text{Hz}} = 104\text{nF} \sim 100\text{nF}$$

Fig. G19.6a. Bashöjning

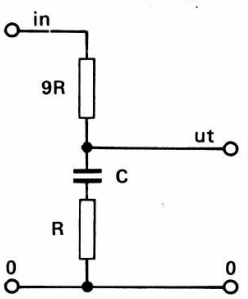


Fig. G19.6b.

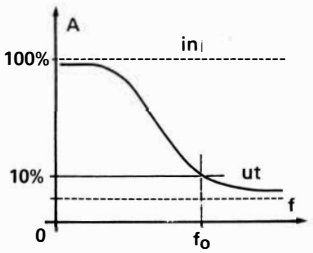


Fig. G19.6a.
Vid bashöjning sänks grundsignalen först från 100% till 10%, därefter höjs det önskade basområdet igen till 100%.

Fig. G19.6b.
Kurva över passivt filter för bashöjning.

Fig. G19.7a. Bassänkning

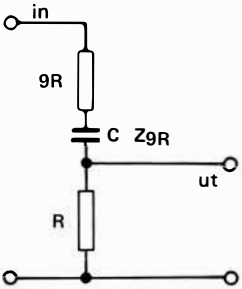


Fig. G19.7b.

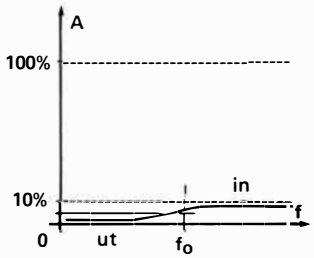


Fig. G19.7a.
Vid bassänkning sänks först signalen 20 dB. Därefter sänks bassignalen ytterligare under denna nivå.

Fig. G19.7b.
Innan bassänkningen, reduceras signalen till 10% av det ursprungliga.

BASSÄNKNING

Fig. G19.7 visar hur man även kan placera den frekvensbestämmande kondensatorn i serie med motståndet R9. Kondensatorn kommer då att vara seriekopplad med insignalen och utgöra en *stor impedans* i serie med signalen. Spänningsdelaren i basområdet kommer inte få någon bassignal att dela då kondensatorn verkar över R9 motståndet. Om vi väljer R till 10 kohm, R9 till 82 kohm och sänker basfrekvensen till 150 Hz kan kondensatorn C beräknas:

$$C = \frac{159}{Z_{9R} \times f_1} = \frac{159}{82\,\text{kohm} \times 150\text{Hz}} = 12{,}8\text{nF} \sim 10\text{nF}$$

Väljer vi för lågt värde, kommer vi att dämpa för höga frekvenser och på samma sätt ger ett för högt värde en dämpning av de extremt låga frekvenserna.

KOMBINATIONSFILTER

Man kan - som visat i exempel G19.8 - utmärkt väl använda kombinationer av de 4 grundfilterna. I exemplet har vi gjort en så kallad RIAA - kompensation. Dess filterkarakteristik används i förförstärkare till skivspelare. Alla grammofonskivor är inspelade med lite extra basdämpning och diskanthöjning. Orsaken är enkel – spåren i skivorna är större i basområdet och mindre i diskantområdet. RIAA filtret häver basen med 3 dB från 500 Hz och sänker diskantområdet med 3 dB från 2150 Hz. Höjning och sänkning skall i amplitud vara +/– 20 dB. Spänningsdelaren måste därför vara 1/10. Kan vi nöja oss med en noggrannhet på 10%, så kan vi använda samma motstånd som i de tidigare exemplen. 99R = 82 kohm, 9R = 10 kohm. Motståndet R förhindrar att diskanten faller mer än – 20 dB (10 gånger). R skall då vara på 1 kohm. Ur detta kan vi nu beräkna kondensatorerna:

$$C_{500} = \frac{159}{9R \times f_n} = \frac{159}{10\,\text{kohm} \times 500\,\text{Hz}} = 0{,}0318\,\text{uF} = 31{,}8\,\text{nF}$$

$$C_{2150} = \frac{159}{9R \times f_h} = \frac{159}{10\,\text{kohm} \times 2150\,\text{Hz}} = 7{,}4\,\text{nF}$$

Kopplas filterna tillsammans med förstärkare, kan signalledningarna upphävas. Vi kommer att beskriva flera typer av filter som använder förstärkare för att undvika signaldämpning. För att underlätta används operationsförstärkare för uppgiften. De är lätta att arbeta med och även beskriva, då inte hänsyn behöver tas till impedanser som vid transistorsteg.

Fig. G19.8a RIAA-filter

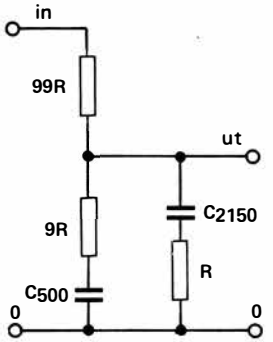


Fig. G19.8b. RIAA KURVA

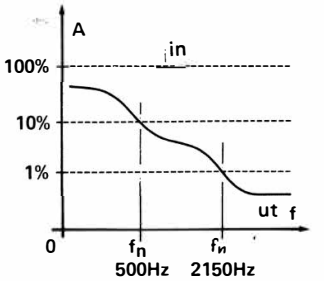


Fig. G19.8a.
Passivt RIAA filter med 20 dB grunddämpning.

Fig. G19.8b.
RIAA filtret höjer basområdet vid 500 Hz och sänker samtidigt vid 2150 Hz.

6 dB DISKANTFILTER MED OPERATIONSFÖRSTÄRKARE

Detta diskant filter är av LOW PASS-typen. Generellt kan man säga att det släpper genom djupa bastoner och spärrar för diskanttoner. Det går att beräkna komponenterna så att endast subsoniska frekvenser överförs och hela det hörbara området slopas. Det används inom medicinen för att mäta på nervpulser. Då är man inte intresserade av hörbara frekvenser utan endast av de »ploppar» som kommer. Då kopplas t.o.m. flera sub-filter efter varandra för att filtreringen skall bli tillräckligt snäv.

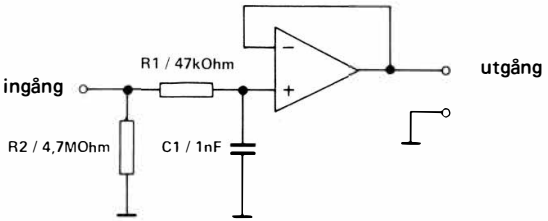
Låg pass filtret kan naturligtvis även beräknas för höga frekvenser, där det hörbara frekvensområdet skall överföras, men där alla högre frekvenser skall bort.

Slutligen kan man använda låg-pass-filter till en mängd andra applikationer. I schemat i fig. G19.19a finns även formlerna för beräkning av olika brytfrekvenser. De valda komponenterna i schemat ger en brytfrekvens på 3,4 kHz.

FYRKANTKURVOR

På oscilloskopbilden i fig. G19.9.B ser vi insignalen och utsignalen. Insignalen är fint fyrkantformad. Utsignalen däremot ar avrundad där spänningen stiger och faller. Kurvan är typisk för ett lågpass RC-filter av första ordningen. Frekvensen är 1 kHz. Om vi skickar in en fyrkantvåg i en förstärkare och får ut en avrundad kurva, är frekvensgången i oordning.

Fig. G19.9a. 6 dB aktivt diskantfilter



Exemplet visar diskantfiltrering vid 3,4 kHz.
När två värden är valda, kan det tredje beräknas:
R1 = 47 kohm C2 = 1 nF.

$$f = \frac{1}{2 \times \pi \times R1 \times C1} = \frac{1}{6{,}28 \times 47 \times 10^{3} \times 1 \times 10^{-9}} = 3{,}4 \text{ kHz}$$

där f = brytfrekvensen, där signalen är halverad

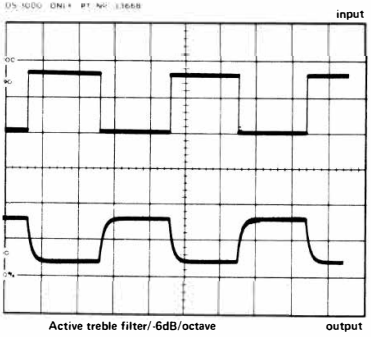
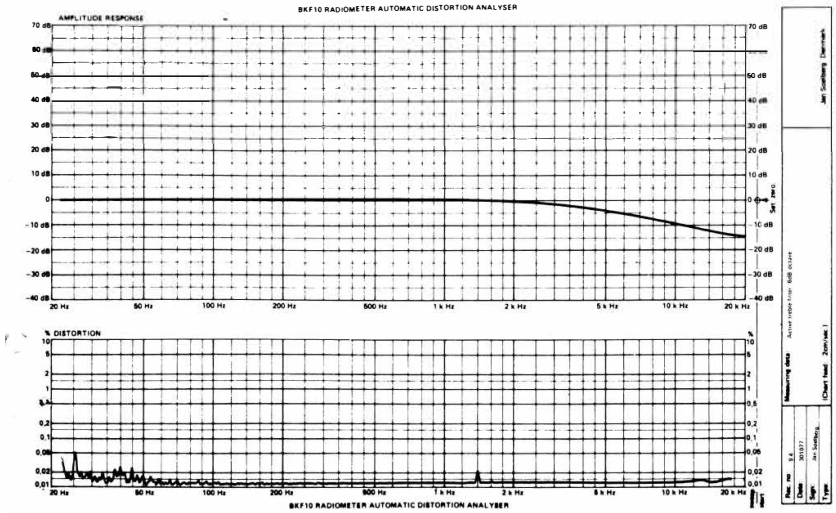


Fig. G19.9a.
Schema och formler för ett 6 dB diskantfilter.

Fig. G19.9b.
Oscilloskopbild hos in- och utgångssignal med 6 dB diskantfiltret.

Fig. G19.9c.
Lågfrekvensanalys av distorsion och amplitud med 6 dB diskantfiltret på Radiometer BKF10.



LÅGFREKVENSANALYS

Lågfrekvensanalysen i fig. G19.9c visar frekvensgång och distortion (förvrängning) för ett 6 dB lågpass-filter. Det syns tydligt, att brytfrekvensen är 3,4 kHz och att signalen vid 6,8 kHz har fallit 6 dB. Därefter faller signalen med 6 dB per oktav (frekvensdubbling). Om brytfrekvensen minskas eller ökas, kommer kurvan att flyttas ner eller upp. Formen på kurvan kommer inte att ändras.

Distortionen är låg. Den är till och med lägre än mätinstrumentets egenbrus. Kurvan är helt nere i botten. Den lilla nålspetsen på kurvan i mitten och »flimret» under 50 Hz är brus från kringutrustningen. Konstruktionens nedre gränsfrekvens är inte begränsad. Det finns inga kopplingskondensatorer. De sitter i mätinstrumenten eller signalkällan. Om inte, så går det fint med vilken kondensator som helst som är större än 100 nF till ingången. Motståndet över ingången är 4,7 Mohm. Det säkrar att förstärkarens plusingång inte kommer att sväva DC-mässigt. På utgången finns det inte heller någon kondensator. Det behövs normalt inte, då de flesta förstärkare har inbyggda kondensatorer på ingången. I fall det ändå skall anslutas en kondensator, bör den vara på 5 - 10 uF/35-40V – 6,8 uF/40V. Det är tillräckligt för alla frekvenser. Om en för stor kondensator används, riskeras att det tar tid innan den laddas och ljudet kan »fördröjas».

12 dB AKTIVT DISKANTFILTER

Om ett enkelt diskantfilter inte räcker, kan ett 2-pol filter byggas med extra kondensator och motstånd. Det är ett billigare sätt än att ansluta en extra spänningsföljare via ett 6 dB filter.

I tonfrekvensområdet är det ofta en fördel att använda ett 12 dB filter i stället för det enkla 6 dB filtret. Man kan t.ex skära bort brus *utan* att mellanregistret blir påverkat väsentligt.

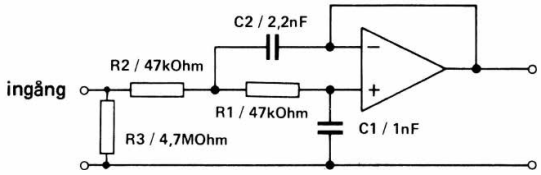
Praktiska försök med en »bruskraftig» FM-radio och svaga stationer visade, att vanliga människor inte kunde höra att återgivningen blev försämrad när allt över 10 kHz blev borttaget - men bruset försvann!! Ett tränat HI-FI-öra kommer naturligtvis inte att falla för ett sådant trick, men för vanligt bruk är det ganska effektivt.

I exemplet G19.10 är komponenterna valda för en brytfrekvens på 3,4 kHz vid 12 dB per oktav.

12 dB FILTRETS FUNKTION

Det finns många sätt att se funktionen på. Vi skall inte göra det för matamatiskt. RC-flitret närmast operationsförstärkarens plusingång är detsamma som 6 dB filtret i exempel G19.9. Före filtret kunde man ha monterat ett motsvarande RC-filter, men istället är kondensatorn C2 ansluten till operationsförstärkarens utgång. Då förstärkaren är kopplad som en spänningsföljare kommer C2 inte att påverkas av C1. Kondensatorn ser in i två motstånd på 47 kohm. Då dessa är AC-kopplade till jord kommer kondensatorn i verkligheten att skicka tillbaka signalen genom ett 23,5 kohms motstånd. För att få samma frekvensanpassning, måste kondensatorn C2 vara dubbelt så stor som C1. Endast när kondensatorerna »spårar», uppnås den maximala brantheten (12 dB/oktav).

12 dB aktivt diskantfilter



Exemplet visar diskantfiltrering vid 3,4 kHz med en branthet på 12 dB/oktav. Om R1 = R2, skall C2 vara dubbelt så stor som C1, som beräknas som i exempel G19.9 Dvs. R1 = R2 & C2 = 2 x C1.

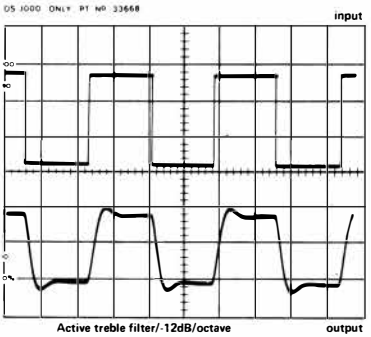
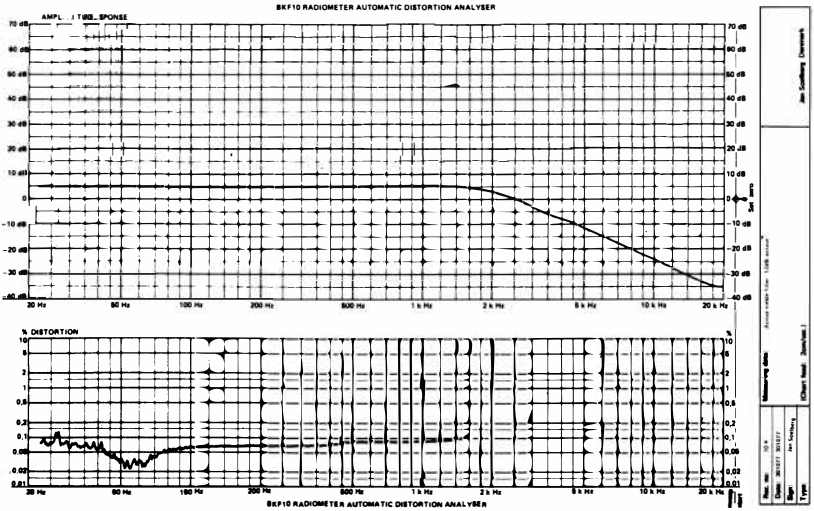


Fig. G19.10a.
12 dB aktivt diskantfilter. Schema och beräkningsformler.

Fig. G19.10b.
Oscilloskopbilder av in- och utgångssignal hos ett 12 dB diskantfilter.

Fig. G19.10c.
Lågfrekvensanalys av distorsion och frekvensgång hos ett 12 dB diskantfiler.



FYRKANTVÅGOR

På oscilloskopbilden fig. G19.10B ser man insignalen vid 1 kHz och utsignalen från 12 dB filtret. Utsignalen är mera fyrkantig än motsvarande signal från 6 dB filtret. Detta beror på att man får mindre fasvridning från 12 dB filtret än från 6 dB filtret. Det är C2's placering från utgången till punkten mellan 47 kohm motstånden, som ger den mindre fasvridningen. Just fasvridningen i filter är mycket diskuterad i samband med återgivning av Hi-Fi ljud. För sådan ändamål är 12 dB filtret klart att föredraga före 6 dB filtret.

LÅGFREKVENSANALYS

I fig. G19.10C är tonfrekvensområdet 20 Hz till 20 kHz analyserat med avseende på amplitud och distortion.

Det kan tydligt ses, att brytningen vid 3,4 kHz är skarpare än hos 6 dB filtret. Vid 6,8 kHz har nivån fallit 12 dB. Distortionskurvan för detta filter är inte så vacker som den för 6 dB filtret. Det kan bero på flera orsaker. Då fasvridningen vid utjämning även påverkar operationsförstärkarens stabilitet, skall kanske orsaken sökas här. Inte någonstans är dock distortionen över 0,05% i det linjära området. Förvrängningen från 1,5 kHz är inte visad, då mätutrustningen (Radiometer BKF 10) över denna frekvens kommer in i det okalibrerade området.

6 dB AKTIVT FILTER

Det aktiva filtret är av *High Pass*-typen. Det betyder att endast de höga frekvenserna släpps genom.

Filtret liknar diskantfilter, men RC-delen är omvänd. Ett högpass-filter av denna typ dämpar 6 dB per oktav och på samma sätt som i fig. G19.9 ger operationsförstärkarens höga impedans ett resultat, som stämmer överens med beräkningarna. Det går att använda små kondensatorer tillsammans med en stor resistans över plusingången.

Beräkningarna på filtret finns i fig. G19.11.A. I oscilloskopbilden i fig. G19.11.B jämförs fyrkantvågen på ingången med signalen på utgången. Kurvan är typisk för basfiltrering. Audioegenskaperna med en brytfrekvens på 150 Hz, ses i fig. G19.11C. Den harmoniska distortionen är låg och från 300 Hz är frekvensgången helt linjär.

Ett basfilter kan i audioförstärkare användas till filtrering av t.ex. rumble från skivspelare.

12 dB AKTIVT FILTER

Detta filter är ett andra ordningens filter, dvs det dämpar dubbelt så kraftigt som 6 dB filtret. Funktionen är omvänd mot 12 dB diskantfiltret - motstånden och kondensatorerna har bytt plats. R1 och C1 fungerar på samma sätt som vid 6 dB filtret och om C1 har samma värde som C2, måste motstånden R2/3 vara av halva värdet. De ser ju in i dubbla kapacitansen, som är en parallellkoppling av C1 och C2.

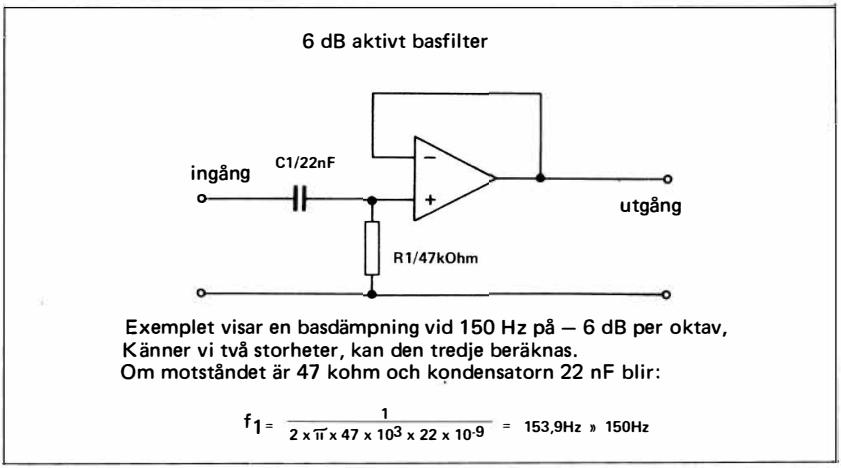


Fig. G19.11a.
Schema och beräkningsformler för ett 6 dB bas-filter.

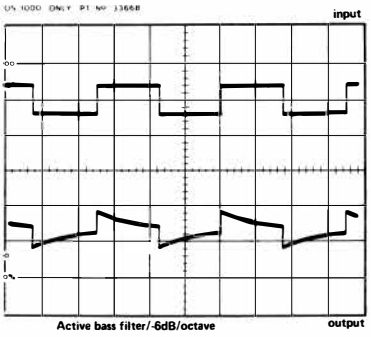


Fig. G19.11b.
Oscilloskopbilder av in- och utsignal för ett 6 dB basfilter

I mera sofistikerade HI-FI förstärkare ser man ofta 12 dB bas filter för dämpning av rumble. Då flankerna är mycket branta, kan man tillåta sig att placera brytfrekvensen lägre, utan att rumbledämpningen vid 10 Hz blir mindre än hos 6 dB filtret. Lägre brytfrekvens ger bättre basåtergivning.

I fig G19.12.A är två motstånd parallellkopplade vid R2/3. Det beror på att det inte är så lätt att köpa ett motstånd på halva värdet av 47 kohm. Med parallellkopplingen erhålls det riktiga motståndsvärdet på 23,5 kohm. Det ger ett optimalt filter. Helt noggranna komponenter behövs inte i första ordningens filter - endast i andra ordningens och högre.

FYRKANTVÅGOR

På oscilloskopbilden i fig. G19,12B visas, att utsignalen här är betydligt skarpare hos 12 dB filtret än hos 6 dB filtret. Spetsen är lika hög som tidigare, när signalen skiftar polaritet. Fallet mot noll är brantare.

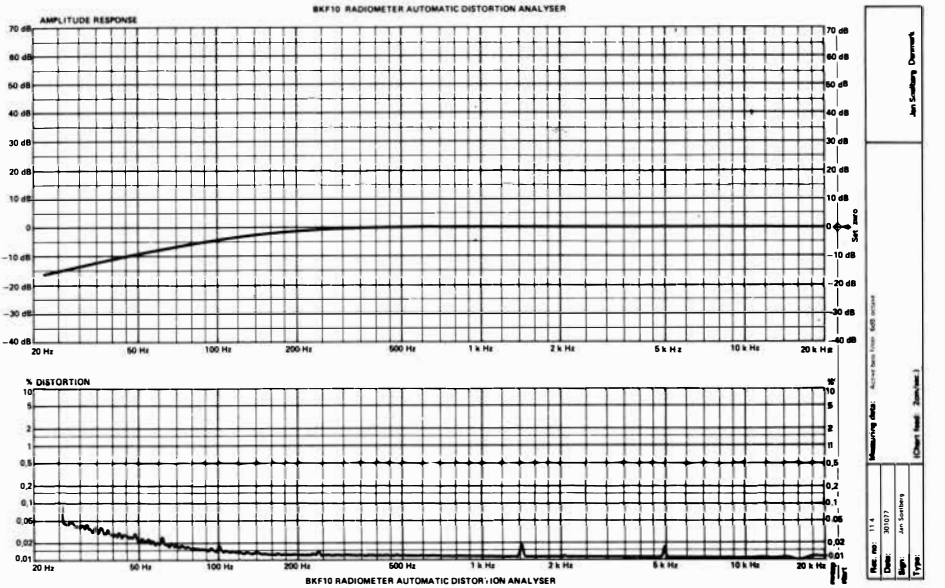


Fig. G19.11c.
Lågfrekvensanalys av distorsion och frekvensgång för 6 dB basfiltret.

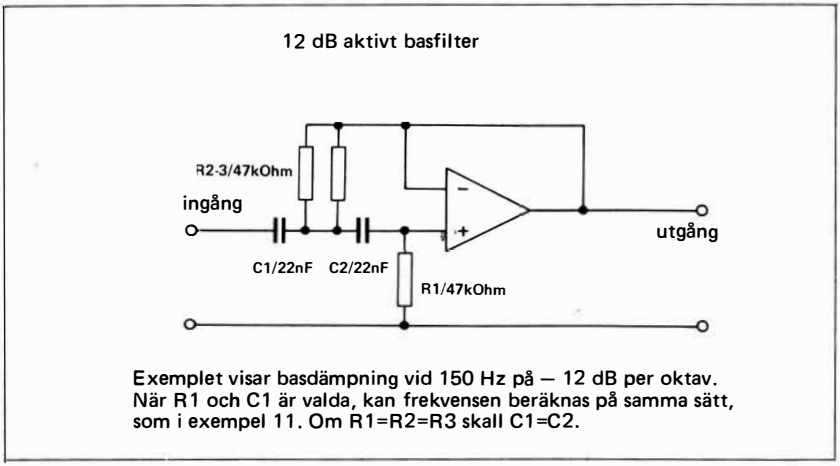


Fig. G19.12a.
Schema och formler för ett 12 dB basfilter. R2 och R3 kan ersättas av ett 22 kohms motstånd.

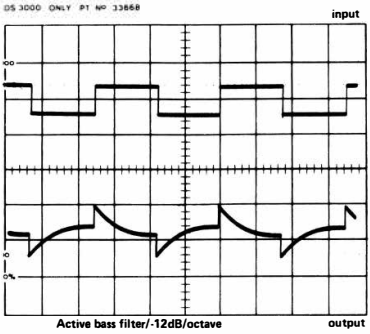


Fig. G19.12.b.
Oscilloskopbild av in och utsignal för ett 12 dB basfilter.

Kurvan är typisk för ett basfilter och det går att se, att det är endast de skarpa tonerna som släpps genom!

LÅGFREKVENSANALYS

I kurvan G19.12C ses den branta kurvan vid frekvenser under 150 Hz. På samma sätt kan man se att förvrängningen mellan 200 Hz och 20000 Hz är mycket låg.

Under 200 Hz stiger förvrängningen kraftigt, men det är ju utan betydelse. Förvrängningen kommer nämligen inte från filtret utan från mätutrustningen, som skall leverera ” för mycket ” signal. Förvrängningskurvan

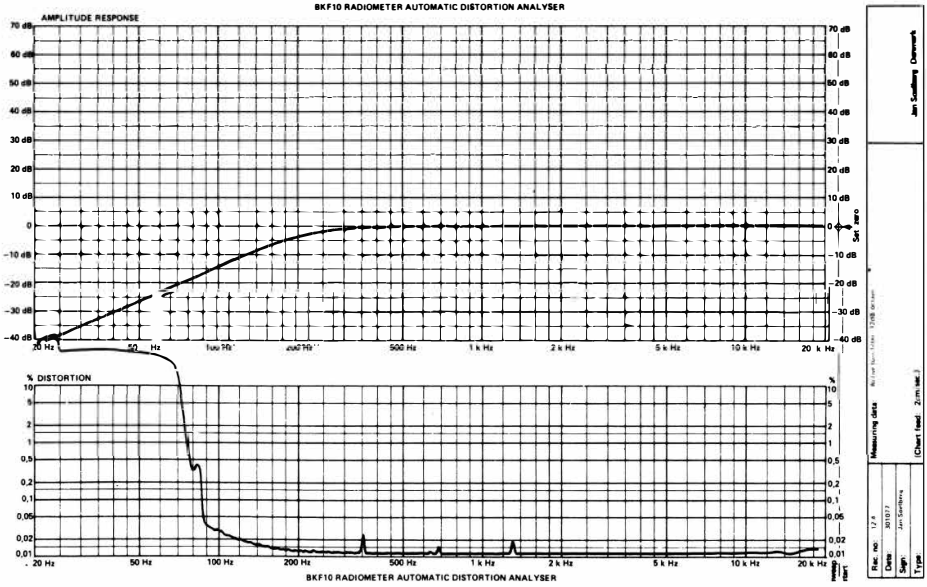
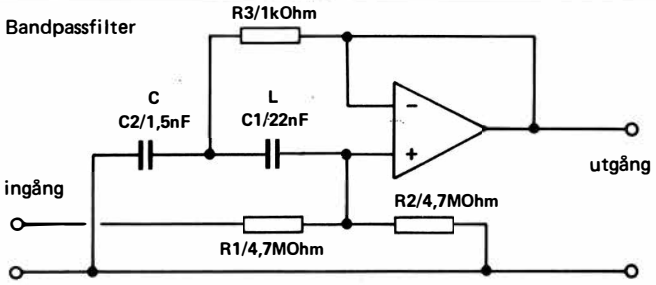


Fig. G19.12c.
Lågfrekvensanalys av distorsion och frekvensgång hos 12 dB filtret. Distorsionen tycks stiga kraftigt vid 90 Hz. Det beror på mätutrustningen som här arbetar utanför sitt kalibrerade område.



Exemplet visar ett enkelt bandpassfilter med en »gyrator» – dvs en syntetisk spole (L) och en kondensator (C) i en avstämd krets. Med de här använda komponenter, är brytfrekvensen ca. 600 Hz. Om R3 är lågt och R1 och R2 är stora, gäller följande formler för beräkning av L och godheten Q:

$$L = R1//R2 \times R3 \times C1 = 2{,}35 \times 10^{6} \times 1 \times 10^{3} \times 22 \times 10^{-9} = 51{,}7 \text{ Henry}$$

$$Q = 2 \times \pi \times C1 \times R1//R2 \quad \text{eller} \quad \frac{1}{R3 \times 2 \times \pi \times C1}$$

$$f_o = \frac{1}{2\pi} \times \sqrt{\frac{1}{L_{imit.} \times C2}} = \frac{1}{2\pi} \times \sqrt{\frac{1}{51{,}7 \times 1{,}5 \times 10^{-9}}} = 571 \text{ Hz}$$

Fig. G19.13a.
Ritning över ett bandpassfilter en Bi-MOS-krets som gyrator.

är upptagen med konstant utnivå. Vid 90 Hz är filterverkan så bra, att signalgeneratorn kan ökas med nästan 20 dB innan filtret klipper signalens topp och botten.

BANDPASSFILTER

Ett vanligt uttryck är ju »ju simplare - desto bättre» och det stämmer ibland, som i detta exempel, där vi använder en GYRATOR och en kondensator i en avstämd krets. Gyratorn fungerar som en spole. På samma sätt som brytfrekvensen för en avstämd krets kan beräknas, kan också brytfrekvensen beräknas hos gyratorfiltret.

I fig. G19.13A visas inte bara hur brytfrekvensen beräknas, utan även hur godhetstalet Q och induktansen (den simulerande) L beräknas. Kom ihåg att det går att erhålla mycket höga induktanser med en gyratorkrets. De kan bli så stora att en lindad spole med samma induktans skulle vara i storleksordningen kubikmeter.

Om en avstämd krets skall fungera som filter, måste den erhålla signalen från ett stort motstånd. Då belastas inte kretsen vilket skulle försämra Q-värdet. Signalkoppling sker med ett 4,7 Mohms motstånd. Ett motsvarande motstånd är kopplat till jord. Detta ger likspänningsstabilitet - det håller plusingången på jordpotential.

Den simulerade induktansen skapas av kondensatorn C1, återkopplingsmotståndet R3 (1kohm) och de två 4,7 Mohms motstånden. Kondensatorn C2 utgör kapacitansen som samtidigt tillsammans med induktansen i gyratorn bestämmer brytfrekvensen eller i detta fallet genomgångsfrekvensen.

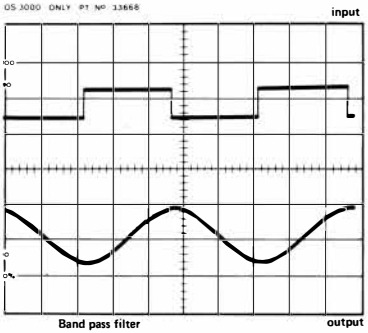


Fig. G19.13b.
Oscilloskopbilden visar en jämförelse mellan in- och utsignal. Notera speciellt, att gyratorn omvandlar fyrkantsignalen till en fin sinussignal.

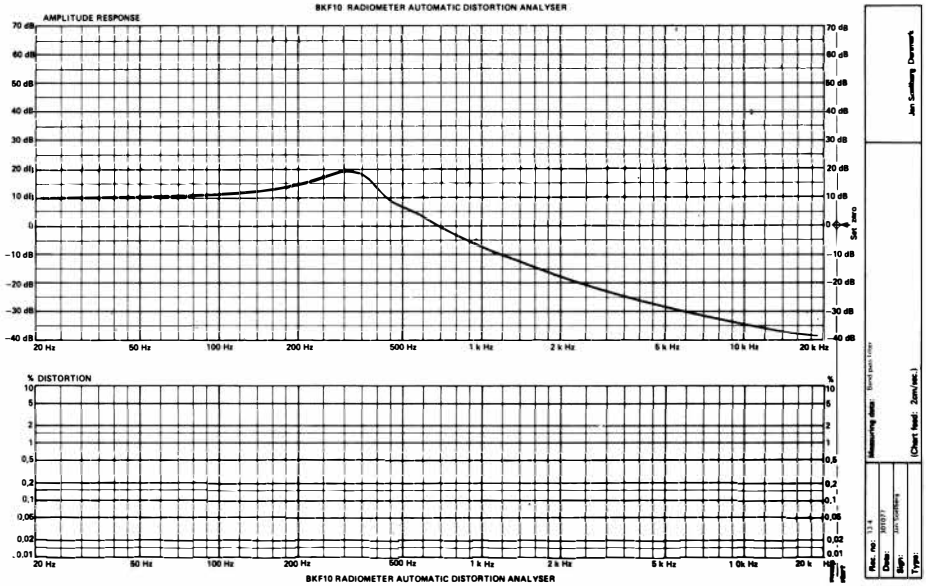


Fig. G19.13c.
Amplitudkurva över bandpassfiltret. Resonanspunkten ligger på 350 Hz.

I fig. G19.13A finns formlerna för beräkning av Q, L och f_O, - där Q är ett rent tal. L är induktansen i Henry och f_O är genomgångsfrekvensen i Hertz. Som bandpassfilter kan denna konstruktion beräknas för frekvenser mellan 0,01 Hz och 100 kHz. Det är nästan oväsentligt hur stor induktansen är, bara C1 blir anpassad till den önskade frekvensen. Det går även att använda gyratorn ensam som induktans. Då skall kondensatorn C2 bort Signalen ansluts då till kopplingspunkten mellan R3 och C1. »Spolens» andra ände är kopplad till jord (noll) via Bi-MOS operationsförstärkaren. Skall dessutom bandpassförstärkarens genomgångsfrekvens steglöst varieras, ersätts R3 av en potentiometer. Formlerna i G19.13A visar även, att genomgångsfrekvensen också är beroende av R1 och R2. Ändras dessa, kommer även kretsens godhet att ändras. Det kan medföra att filtret blir bredare. Det går att experimentera med de frekvensbestämmande komponenterna och lyssna sig till genomgångsfrekvens och ändrat Q-värde.

LÅGFREKVENSANALYS

Fig. G19.13c visar en frekvens/amplitudanalys av bandpass-filtret från 20 till 20 000 Hz. Det är en tydlig topp vid 350 Hz. Över 350 Hz faller amplituden brant och vi kan se, att den första harmoniska övertonen till 350 Hz (700Hz) är dämpad med 20 dB. Den tredje på 1050 Hz är dämpad med hela 30 dB. Under 350 Hz är dämpningen max. – 10 dB. Det är naturligtvis inte mycket, men är utan betydelse vid filtrering av fyrkantsignaler. I andra sammanhang kan det vara av intresse med filtrering under 350 Hz. Det enklaste är då att förse kretsen med en LITEN kopplingskondensator. Ingångsmotståndet på 4,7 Mohm kräver en kondensator på 169 pF! för en begränsning vid 200 Hz. Används standardvärdet 180 pF får man en 3 dB gräns vid 188 Hz som går bra.

Det är inte lönt att försöka analysera förvrängningen hos detta filter. Den är låg vid genomgångsfrekvensen men stiger explosionsartat utanför f_0 på grund av den använda mätutrustningens automatiska amplitudreglering.

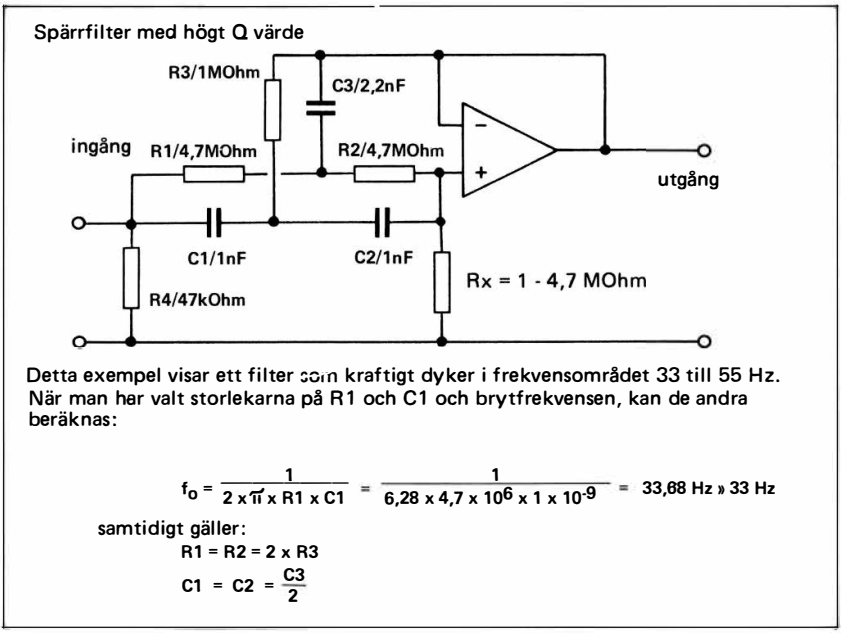
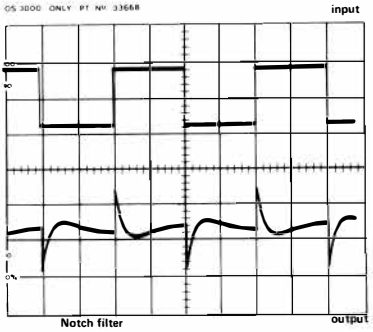


Fig. G19.14a.
Notch filter - dimensionerat till 33 Hz. Komponentvärdena måste vara exakta om brantheten på filtret skall hållas.

Fig. G19.14b.
Oscilloskopbild över notchfiltret. Fyrkantsignalen är 100 Hz. Notera spetsarna på kurvan. De förekommer alltid när låga frekvenser är dämpade kraftigt i förhållande till de höga.



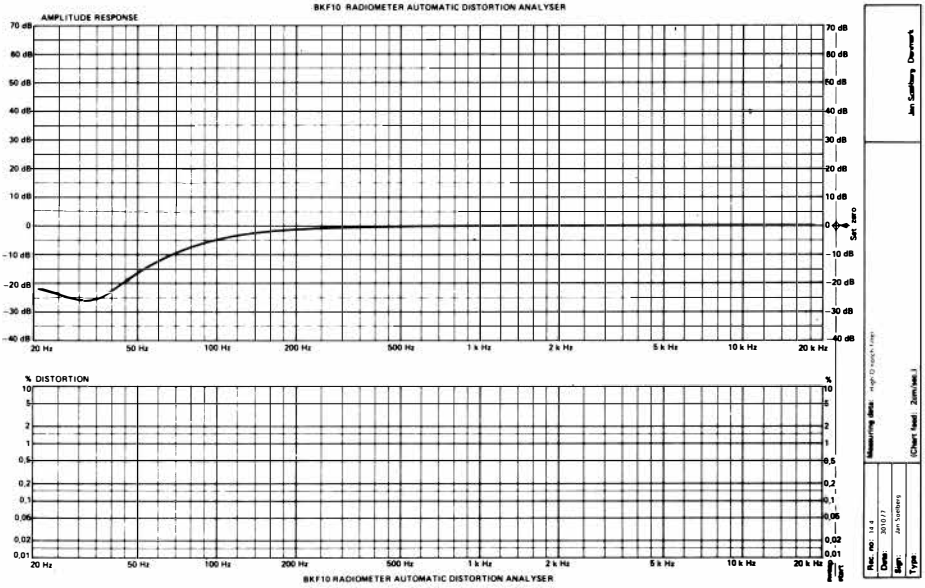


Fig .G19.14c.
Lågfrekvensanalys av notchfiltret. Kurvan är inte speciellt brant. Vi var tvungna att dämpa filtrets branthet med ett motstånd – annars fick vi självsvängning vid 33 Hz. Denna självsvängning kan undgås, om drivspänningen är helt stabil.

Bandpassfiltret är direkt användbart som Wah Wah-pedal för gitarr. Använd en potentiometer istället för R3 (4,7 kohm). Det går även att använda ett LDR-motstånde som, när det belyses mer eller mindre ändrar filtrets genomgångsfrekvens.

FYRKANTVÅGOR

Om vi skickar in fyrkantvågor till bandpassfiltret, kommer utsignalen vid genomgångsfrekvensen att vara sinusformad. Utanför genomgångsfrek-

vensen kommer signalen att förvrängas. Det går inte att göra en ideell sinusvåg vid någon annan frekvens än f_O.

Ju högre Q-värde och noggrannare frekvens vi har, desto renare sinuskurva får vi på bandpassfiltrets utgång. Den visade frekvensen är 350 Hz. Se fig. G19.13b.

SPÄRRFILTER MED HÖGT Q-VÄRDE

Ett sådant filter kallas oftast NOTCH-FILTER och försvenskat blir det spärrfilter. Filtrets egenskap är den att »ta bort» en del av ett frekvensband, så att det inte hörs. Spärrfiltret har sin plats på de ställen där en viss frekvens i ett frekvensspektrum skall dämpas ut.

Det kan t.ex. vara att filtrera bort 50 Hz brum eller rumble från en skivspelare eller en bärvågsrest från en stereodekoder vid 19 eller 38 kHz, - eller någon annan frekvens. I vårt exempel i fig. G19.14A. är filterfrekvensen vald till 33 Hz. Det var rumblefrekvensen i en skivspelare som skulle bort.

När vi byggde detta filter, visade det sig vara problem med en mycket lågfrekvent självsvängning. Det berodde på det mycket höga Q-värdet. Om inte drivspänningen är mycket stabil, kan kretsen börja självsvänga. Av den anledningen valde vi att sänka Q-värdet lite genom att montera ett motstånd från plusingången till jord (noll).

Filtret är av »dubbelt T» typ och ger ett bra Q-värde om samtliga komponenter har exakt de beräknade värdena. Det kan vara värt att notera hur man här med ovanligt låga kapacitanser kan uppnå en mycket låg filterfrekvens. Anledningen är den att vi helt enkelt använder stora motståndsvärden. Det fungerar när en Bi-MOS operationsförstärkare används. Den har ju som bekant en gigantiskt hög inimpedans.

Beräkningsformlerna för vårt exempel finns i fig. G19.14A.

LÅGFREKVENSANALYS

Frekvenskurvan i fig. G19.14C visar frekvensgången för spärrfiltret med brytfrekvensen f_O = 33 Hz. Dämpningen är 26 dB i förhållande till amplituden vid 1 kHz.

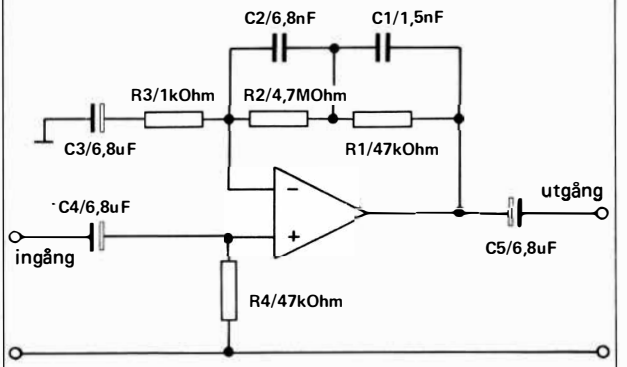
Det går utan vidare att tillverka ett ännu kraftigare filter, men då måste komponenterna mätas till exaktare värden.

RIAA FÖRFÖRSTÄRKARE FÖR SKIVSPELARE

Det går även att tillverka andra former av filter med operationsförstärkare. Här visar vi en RIAA-förstärkare för frekvenskompensation av skivspelare. Grammofonskivor tillverkas med sänkt bas och höjd diskant, det beroende på att det inte är plats på skivan för förstora bas svängningar. En ton på 100 Hz kräver ett större spår än en ton på 10 000 Hz för att innehålla samma energi. Genom att använda sig av ett anti-RIAA filter vid inspelningen av skivorna erhålls mer utrymme. Dessutom fungerar RIAA-korrigering som brus- och knasterfilter i förförstärkaren vid avspelning.

Det finns fasta normer för vilka frekvenser som skall dämpas och hur stor dämpningen skall vara. Samtidigt har dessutom hänsyn tagits till att RIAA-filter skall vara enkla att bygga. Den undre gräns, där basen skall börja höjas med 6 dB per oktav, är 500 Hz och den övre gränsen är 2150 Hz. Beräkningen av filtret är visad i fig G19.15a. Kom ihåg att de frekvens-

RIAA förförstärkare för skivspelare



Exemplet visar en RIAA förförstärkare med f_n = 2000 Hz och f_n = 500 Hz. Förstärkningen är bestämd till 50 gånger (34 dB). R3 är vald till 1 kohm (100 ohm - 10 kohm).

Förstärkningen $A_f = \frac{R1 + R3}{R3} = \frac{47k + 1k}{1k} = 48$ » 50 gånger

C1 beräknas ur den höga brytfrekvensen f_n och R1:

$$C1 = \frac{1}{2 \times \pi \times 47 \times 10^3 \times 2 \times 10^3} = 1{,}69\text{nF} \text{ » } 1{,}5\text{nF}$$

C2 beräknas ur den låga brytfrekvensen f_n och R1:

$$C2 = \frac{1}{2 \times \pi \times 47 \times 10^3 \times 500} = 6{,}78\text{nF} \text{ » } 6{,}8\text{nF}$$

C3 beräknas med samma formel för lägsta frekvens och R2 likspänningsstabiliserar vid DC återkoppling. R2 skall vara minst R1 x 10.

Fig. G19.15a.
Schema och beräkningsunderlag för en RIAA förförstärkare till skivspelare. Den ideella kurvan visas i fig. G19.15d.

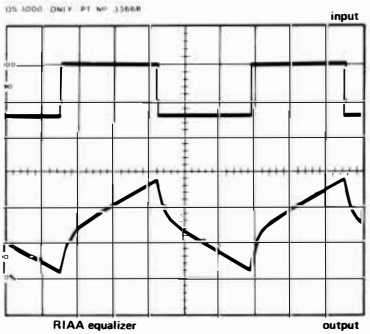


Fig. G19.15b.
Oscilloskopbild av in- och utsignal för en RIAA motkopplad förstärkare.

bestämmande kondensatorerna C1 och C2 beräknas ur värdet R1 och *endast* ur det. Det är en mycket vanlig villfarelse, att tro att R2 har något med frekvensen att göra. R2's funktion är endast att stabilisera likspänningsnivån genom motkoppling.

Signalen från RIAA förförstärkaren förstärks till lämplig nivå för vidarebefodran till efterföljande steg.

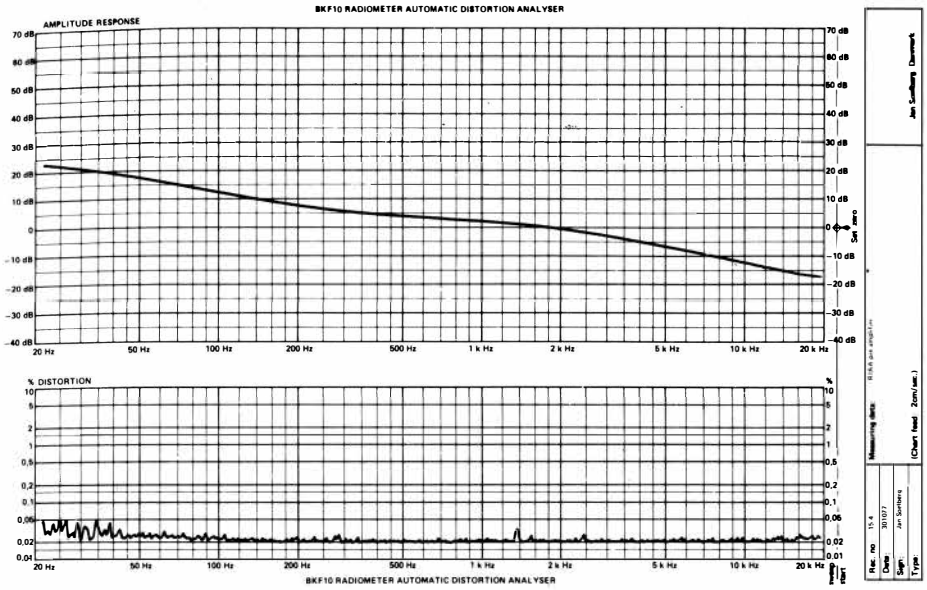


Fig. G19.15c.
Lågfrekvenskurvor för en RIAA förförstärkare med CA 3140 operationsförstärkare.

RIAA Standard Response

Hz	dB	Hz	dB
20	+19.3	800	+0.7
30	+18.6	1k	0.0*
40	+17.8	1.5k	-1.4
50	+17.0	2k	-2.6
60	+16.1	3k	-4.8
80	+14.5	4k	-6.6
100	+13.1	5k	-8.2
150	+10.3	6k	-9.6
200	+8.2	8k	-11.9
300	+5.5	10k	-13.7
400	+3.8	15k	-17.2
500	+2.6	20k	-19.6

* Reference frequency

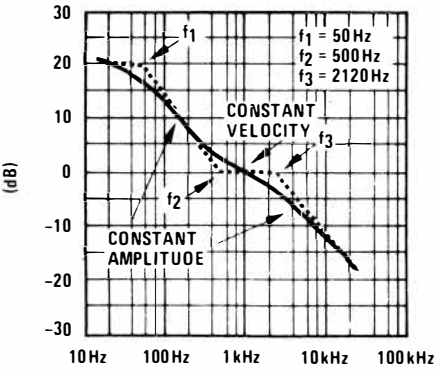


Fig. G19.15d.
Tabellen anger de nominerade ideella amplitudskillnaderna i dB för en RIAA skivspelar-filterkurva. Skivorna är inspelade med den motsatt amplitudkompenastionen. Skall frekvensgången mätas linjärt på en skivspelarförförstärkare, måste man först konstruera ett filter med motsatt verkan. Detta filter får då sedan inkopplas framför ingången med RIAA förförstärkaren. Då först kan en linjär mätning utföras.

FYRKANTKURVOR

Fig. G19.15B visar kurvorna för RIAA förförstärkaren. Kurvan är typisk för RIAA förförstärkare. Om kurvan inte ser ut som på bilden, beror det kanske på att förförstärkaren överstyrs. Insignalen får inte överstiga 10 mV. Ökas drivspänningen till 30 volt, kan insignalen ökas till 30 mV utan att förförstärkaren överstyrs.

LÅGFREKVENSANALYS

Lågfrekvensanalysen i fig. G19.15C visar frekvensgången för RIAA förförstärkaren och förvrängningen, som inte är stor. Det ev. bruset är hela 72 dB under signalnivå. Bättre kan man inte få en RIAA förförstärkare med standardkomponenter.

För att kunna rita kurvan var det nödvändigt att innesluta förförstärkaren i staniolpapper och dessutom förbinda det till jord. Den stora förstärkningen gör att förstärkaren lätt tar upp brumspänningar.

BASREGLERING

I en förstärkare väljer man nästan alltid att montera bas- och diskantkontroller. Tidigare beskrev vi RIAA förförstärkaren så det är närliggande att även beskriva tonkontrollerna också. Vi startar med baskontrollen.

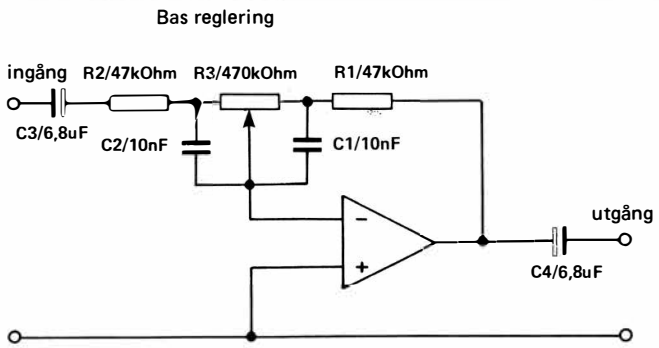
Baskontrollen är uppbyggd enligt fig. G19.16A. Typen kallas för Baxendale och är en av de bästa. Anledningen till det, är att dess reglering är symmetrisk kring mitten - det går att använda linjära potentiometrar. Funktionen är följande: När potentiometern vrids åt vänster, kommer den vänstra kondensatorn att kortslutas mer och mer. Det medför att den högra kondensatorn arbetar mot motkopplingssignalens bas. Den kommer att överföra mellanregister och diskant, då den på grund av sin storlek har en låg impedans vid dessa frekvenser. Bastonerna - däremot - dämpas väsentligt. De har endast möjlighet att passera genom potentiometern från höger och ut i mitten, men det är också svårt, då potentiometern just är vriden bort från höger. När den överför mindre bas i motkopplingen än mellanregister och diskanttoner, kommer motkopplingen för basen att falla. Då stiger förstärkningen för basområdet. Basen hävs alltså, när potentiometern vrids mot vänster.

När potentiometern vrids mot höger, kommer den högra kondensatorn C1 att kortslutas mer och mer. Då kommer den frekvensberoende motkopplingen blockeras. Samtidigt sänks ingångsimpedansen och till slut, kommer det endast vara 47 kohm kvar i serie med 10 nF kondensatorn till ingången. Kondensatorn kommer *inte* att tillföra ingången bassignal, då dess impedans vid bastoner stiger kraftigt. Mellanregister och diskanttoner passerar *lätt* genom. Basen sänks alltså, när potentiometern vrids åt höger.

I mittställningen upphävs motkopplingen av insignalen. Kondensatorerna beräknas ur de impedanser, de skall »se in i».

Fig. G19.16A visar formlerna för beräkning av komponentvärdena till Baxendale bas-kontrollen.

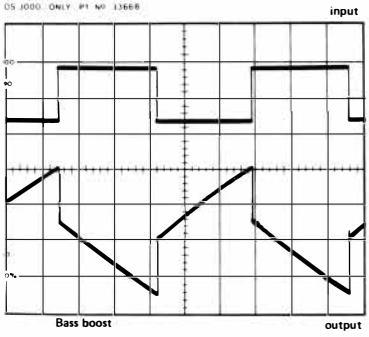
Av hänsyn till ingångsmotståndets påverkan av regleringsområdet, bör en buffertförstärkare finnas INNAN tonkontrollen. Buffertförstärkaren ger en låg arbetsimpedans till tonkontrollens ingång. Använd t.ex. en spänningsföljare.



Exemplet visar en basreglering för audioförstärkare. Centerfrekvensen är 1 kHz och brytfrekvensen är 1/3, dvs 333 Hz. Regleringsområdet är 10 gånger eller 20 dB. Med potentiometern R3 på 470 kohm blir R1 och R2 = 47 kohm vid en reglering på 20 dB.
Impedansen för C1 och C2 skall vara lika med R1 och R2 vid regleringsfrekvensen f_b. C1 och C2 beräknas efter formlen:

$$C1 = C2 = \frac{1}{2 \times \pi \times R \times f_b} = \frac{1}{2 \times \pi \times 47 \times 10^3 \times 330} = 10{,}3nF \approx 10nF$$

Fig. G19.16a.
Schema och formler för en Baxendale-baskontroll.



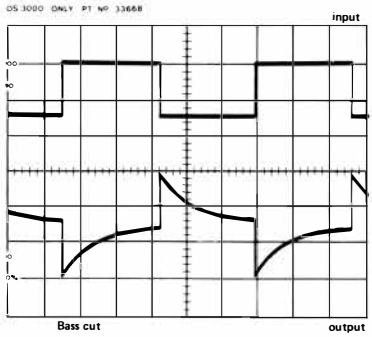


Fig. G19.16b.
Oscilloskopbilder med fyrkantåtergivning med höjning av basen.

Fig. G19.16c.
Oscilloskopbild på basregleringen med fyrkantvåg med sänkning av basen.

FYRKANTKURVOR

Kurvorna i fig. G19.16B och C är typiska för basreglering i en tonkontroll. Skickas en fyrkantvåg in när tonkontrollen står i mittläge, skall kurvan på utgången se ut som på ingången. Vrids kontrollen till minimum, skall

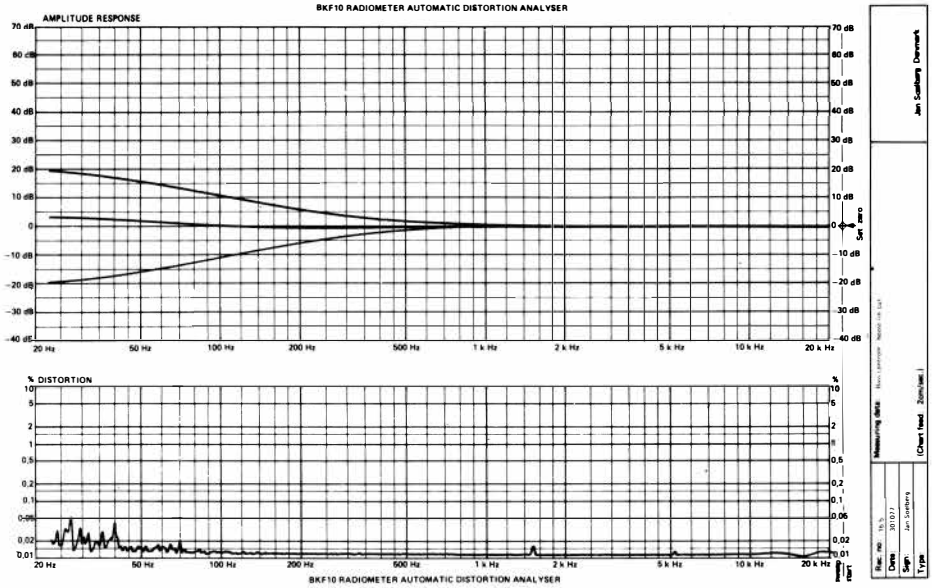


Fig. G19.16d.
Lågfrekvensanalys av basregleringskretsen.

kurvan dra ner i höger sida och vrids den till maximum ska den dra ner i vänstersidan. Ju mer kurvan kan "vippa" åt ena eller andra hållet, desto större reglering får man.

LÅGFREKVENSANALYS

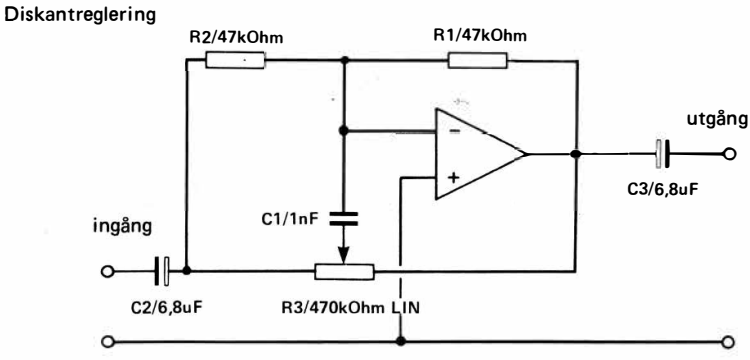
En tonkontroll som byggs med en Bi-MOS CA 3140 har mycket fina data. Kurvorna i fig, G19.16D visar att regleringen är exakt +/– 10 dB vid 100 Hz. Distorsionen ligger mycket nära mätutrustningens egenförvrängning 0,01%.

DISKANTREGLERING

Det går naturligtvis även att bygga en diskantkontroll med operationsförstärkare.

Diskantregleringskretsen i fig. G19.17a har motstånden för motkopplings- och anslutningsnätet parallellt i stället för i serie, som i baskontrollen.

Kretsfunktionen är: När potentiometern vrids åt höger, kortsluts motkopplingsmotståndet R1 mer och mer av kondensatorn C1. Kondensatorn kommer endast att motkoppla diskanttoner, då dess impedans i det höga tonområdet är låg i förhållande till R1 på 47 kohm. Diskanten kommer därför att dämpas, när motkopplingen för höga toner ökas. Vrider vi potentiometern åt vänster, kommer ingångsmotståndet R2 att kortslutas mer och mer. De

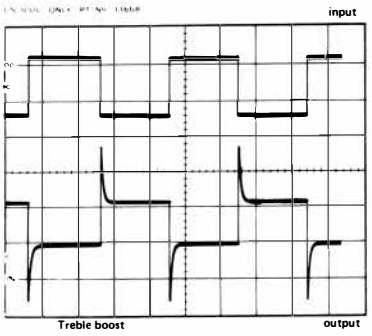


Exemplet visar en diskantregleringskrets för audioförstärkare. Centerfrekvensen är 1 kHz och diskantens brytfrekvens 3 gånger mer - dvs 3 kHz.
C1's storlek kan då beräknas för 3 kHz och R1/R2 (47 kohm)

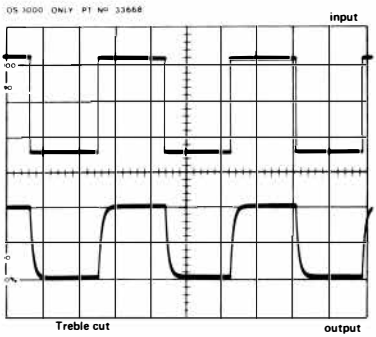
$$C = \frac{1}{2 \times \pi \times f \times R1} = \frac{1}{6{,}28 \times 3 \times 10^3 \times 47 \times 10^3} = 1{,}13\text{nF} \approx 1\text{nF}$$

Regleringsområdet i antal gånger eller dB beräknas ur förhållandet mellan R3 och R1 eller R3 och R2.

Fig. G19.17a.
Schema och formler för en diskantkontroll.



b.



C.

Fig. G19.17b.
Oscilloskopbild med fyrkantvåg från diskantkontrollen i läge max.

Fig. G19.17c.
Oscilloskopbild med fyrkantvåg från diskantkontrollen i läge min.

höga frekvenserna passerar genom kondensatorn i stället för motståndet, vilket ger ökad diskant.

Det går att sammankoppla bas- och diskantkontrollerna, då de verkar i var sin ände av frekvensområdet. I så fall kan motstånden R1 och R2

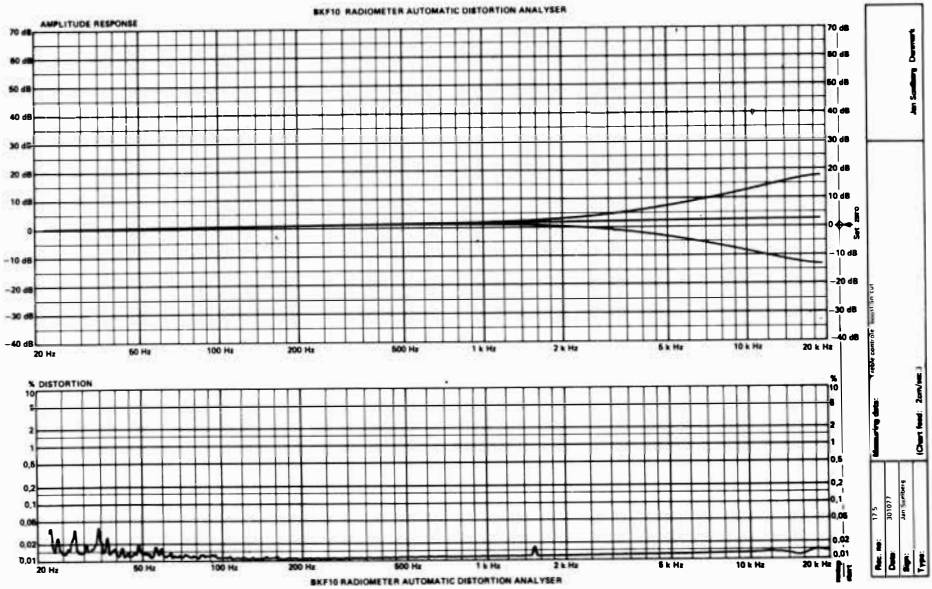


Fig. G19.17d.
Lågfrekvensanalys av diskantregleringskretsen.

i diskantkretsen tas bort, därför att motsvarande motstånd i baskretsen tar över deras funktion. Det är mycket vanligt i tonkontroller av denna typ, att bas- och diskanttoner inte direkt ansluts till minusingången, utan ansluts över ett motstånd. Det förhindrar att tonkontrollerna påverkar varandra. Dessa motstånd anpassas till de frekvensområden, där regleringarna börjar. Normalt är de 1/5 av R1 eller R2.

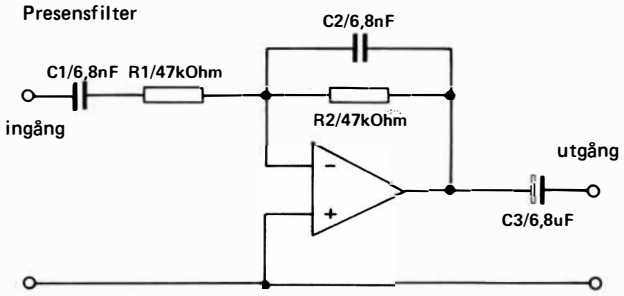
I många fall finns det även motstånd i serie med potentiometern R3. Det är för att begränsa regleringsområdet. Det är ju endast på *dåliga* HI FI - förstärkare som det finns behov för plus/minus 20 dB's reglering. Plus/minus 10-15 dB är mera normalt som regleringsområde.

FYRKANTVÅGOR

Även diskantkontrollens egenskaper kan utläsas ur dess påverkan på en fyrkantvåg. När diskanten dämpas, liknar kurvan en 6 dB kurva som i fig. G19.9b. När diskanten höjs, avtar avrundningen, för att slutligen bli till en spets. Ju kraftigare avrundning och spets, desto kraftigare reglering klarar diskantkretsen.

LÅGFREKVENSANALYS

Lågfrekvensanalysen i fig. G19.17D visar amplitudregleringen vid höga tonfrekvenser och hur låg förvrängningen är. Operationsförstärkaren CA 3140 visar åter hur fin den är för Hi-Fi-ändamål.



Med de givna komponenterna är förstärkningen 1 gång, vid centerfrekvensen 500 Hz. Filtrets förstärkning är:

$$A_f = \frac{R2}{R1} = \frac{47kOhm}{47kOhm} = 1 \text{ gång}$$

Den övre brytfrekvensen f_2:

$$f_2 = \frac{1}{2 \times \pi \times R1 \times C2} = \frac{1}{6{,}28 \times 47 \times 10^3 \times 6{,}8 \times 10^{-9}} = 498 \text{ Hz} \approx 500 \text{ Hz}$$

Den undre brytfrekvensen f_1:

$$f_1 = \frac{1}{2 \times \pi \times R2 \times C1} = \frac{1}{6{,}28 \times 47 \times 10^3 \times 6{,}8 \times 10^{-9}} = 498 \text{ Hz} \approx 500 \text{ Hz}$$

Fig. G19.18a.
Schema och formler för ett presensfilter.

PRESENSFILTER

Ett presensfilter används, när mellanregistret skall höjas i förhållande till bas och diskant. Det används ofta i samband med PA-anläggningar, där röstområdet skall framhävas. Filtret är byggt som en kombination av ett bassänkningsfilter och ett diskantregleringsfilter. Vid genomgångsfrekvensen är förstärkningen 1.

FYRKANTKURVOR

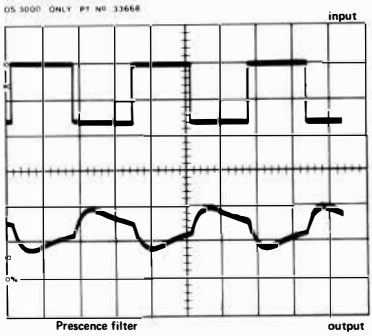
Fyrkantkurvorna för detta filter liknar en korsning mellan basdämpning och diskantdämpning.

Fig. G19.18C visar att de teoretiska beräkningarna stämmer även i praktiken. Förvrängningen är endast visad i det användbara området. Den är låg i hela audioområdet även om det inte ser ut så - mätgeneratorn skall avge mycket signal, när förstärkningen faller i testkonstruktionen.

ABSENCE-FILTER

Vi avslutar förstärkarexemplen med ett absencefilter. Ett absencefilter fungerar tvärt emot presensfiltret – det höjer bas och diskant och sänker mellanregistret. Filtret ger ett så kallat »Disco-sound». Dessutom kan filtret ge brilljansåt även ett par relativt dåliga högtalare.

Fig. G19.18b.
Oscilloskopbild av in- och utgångssignal på presensfiltret.



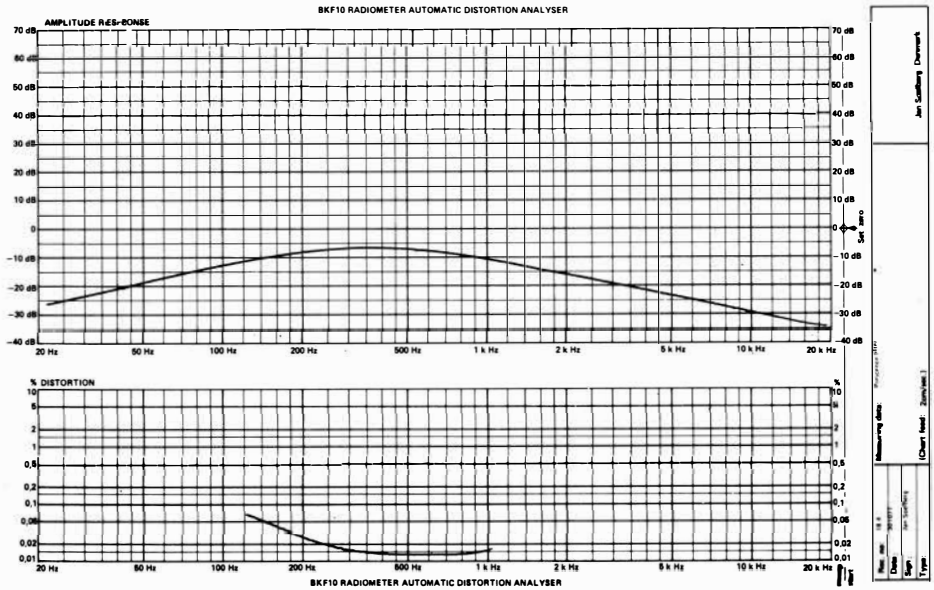


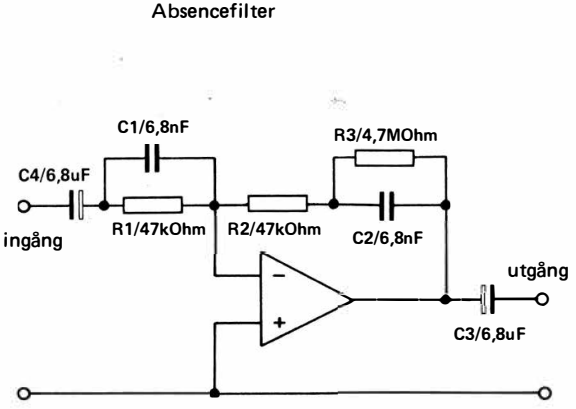
Fig. G19.18c.
Lågfrekvensanalys av presensfiltret.

Filtret är uppbyggt med två filter. Det ena består av R1 och C2. Det höjer basen, därför att C2 motkopplar mellanregister och diskant men inte basen.

Det andra består av R2 och C1, där C1 låter diskanten passera men inte bas och mellanregister. Då höjs diskanten förhållandevis. Då filtret är beräknat för samma genomgångsfrekvens vid höga och låga frekvenser, är dämpningen inte speciellt kraftig. Minskas C1 blir diskanten mer utpräglad och genom att öka värdet på C2 erhålls mera bas.

FYRKANTKURVOR

Fig. G19.19b visar oscilloskopbilderna för absencefiltret. Jämför med



Förhållandet runt brytfrekvenserna är detsamma hos absencefiltret som hos presensfiltret. RC-filterna har emellertid bytt plats i återkopplingen mellan ingång och utgång. Brytfrekvensen är 500 Hz med de använda komponenterna.

Fig. G19.19a.
Schema över ett absencefilter.

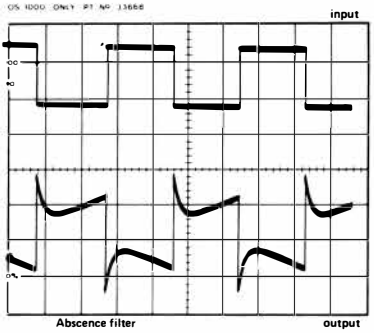


Fig. G19.19b.
Oscilloskopbild av in- och utsignal från absencefiltret.

kurvorna i fig. G19.16 och G19.17.

Lågfrekvenskurvan i fig. G19.19C visar frekvensgång och harmonisk distorsion. Där kan man se, att det går fint att använda absencefilter i Hi-Fi-anläggningar.

SCHMITT-TRIGGERN

En schmitt-trigger är en elektronisk konstruktion, som endast har två stabila nivåer på utgången, antingen full positiv spänning eller full negativ spänning. Genom att ge triggern en liten elektrisk "knuff" i rätt riktning, kan den skifta från den ena flanken till den andra. Funktionen är densamma,

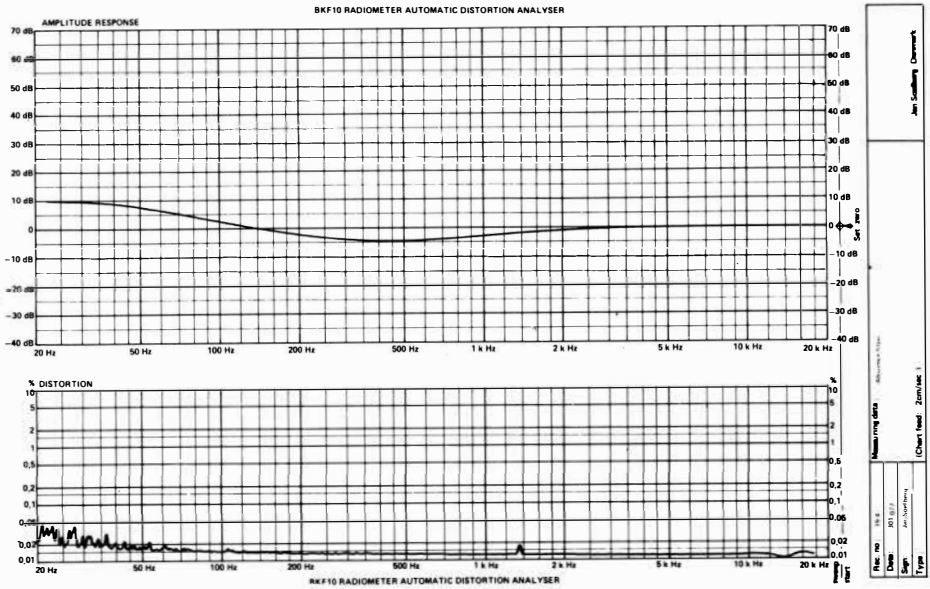


Fig. G19.19c.
Lågfrekvensanalys av absencefiltret.

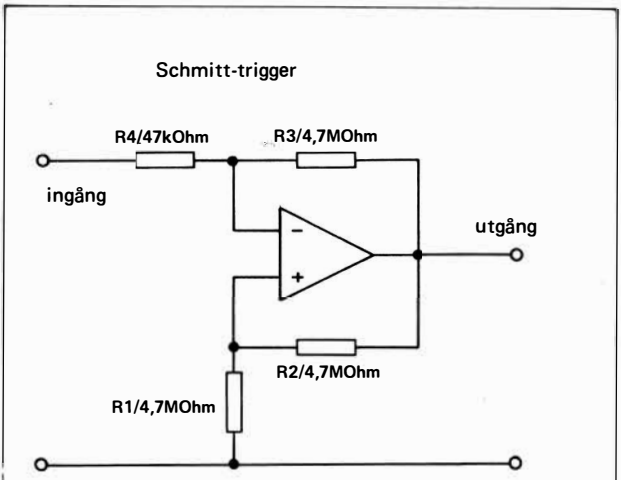
som en vippomkopplare med två lägen. Dras vipparmen lite över mittläget, hoppar omkopplaren själv över den sista biten. Armen har inget stabilt läge mellan ändlägena. Schmitt-triggern fungerar på samma sätt fast med en elektrisk impuls istället för armen på vippomkopplaren. Fig. G19.20A visar ett kopplingsschema med en schmitt-trigger uppbyggd med en operationsförstärkare. Den positiva medkopplingen görs från utgång till plusingången. Ingången är märkt +.

Halva utspänningen kommer att finnas på denna ingång och det kan antingen vara en positiv eller negativ spänning.

Schmitt-triggern kan med ett annat fint ord kallas för Analog till Digitalomvandlare (A/D-konverter). Den har förvisso endast 1 bits upplösning- dvs. den känner endast skillnad på spänning och inte spänning. När spänningen överstiger en viss nivå, skiftar utgången. Om en växelspänning ansluts till ingången, kommer det att ge en utspänning med samma frekvens, men med en helt annan kurvform. Utsignalen kommer alltid att ha fyrkantform oberoende av insignalens form.

Om det finns behov för att undertrycka elektriska störningar eller snabba störimpulser, då är en schmitt-trigger ett bra alternativ. Ett lågpass RC-filter kopplas framför triggern. Schmitt-triggern kommer först att skifta, när den riktiga (och längre) impulsen finns på ingången. Dämpning av störningar är ett stort problem vid logiska kretsar och då speciellt flip-flop kretsar. Om en flip-flop krets skall skifta via en mekanisk kontakt, klarar man sig inte utan en störningsdämpande krets. Den mekaniska kontakten kommer nästan alltid att avge en serie »halva» impulser i från sig innan det blir riktig kontakt. Det kan få flip-floppen att uppfatta en massa snabba kontaktskift. Med ett RC-filter på t.ex. 100 kohm och 100 nF erhålls

Fig. G19.20a.
Schema över schmitt-triggern med motstånd för medkoppling (R1 och R2) och motstånd för motkoppling (R3 och R4). Om R3 och R4 inte används, beräknas hysterensen med R1 och R2.



Komponentvärdena i denna schmitt-trigger ger hysteresen:

$$h = U_f \times \frac{R1}{R1 + R2} = 4{,}5 \times \frac{4{,}7M}{4{,}7M + 4{,}7M} = 4{,}5 \times 0{,}5 = 2{,}25V$$

där h=hysteresen i volt och
U_f=totala drivspänningen.

Denna formel gäller endast när R3 är mycket större än R4. Närmar sig R4 R3's värde gäller:

$$h = U \times \frac{R1}{R1 + R2} - U \times \frac{R4}{R4 + R3}$$

När alla motstånden är lika stora blir hysteresen 0 volt och den bestäms i verkligheten av offsetspänningen.

en tidskonstant på 10 millisekunder. Det är detsamma som en gränsfrekvens på 16 Hz. Det tillåter en omkoppling av 8 gånger i sekunden, vilket räcker för manuell betjäning. Filtret skär bort alla snabba impulser som kommer innan det blir riktig kontakt och alla impulser som kommer när kontakten bryts, kommer också att försvinna. Schmitt-triggern tillverkar en korrekt fyrkantsignal.

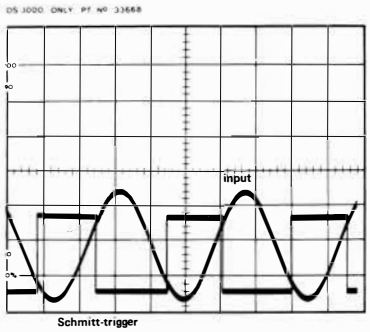


Fig. G19.20b.
Oscilloskopbild av insignalen till schmitt-triggern (sinus) och utsignalen (fyrkant). Kurvorna är på bilden lagda över varandra, så att man kan se, var schmitt-triggern tippar. Det gör den, där kurvorna skär varandra.

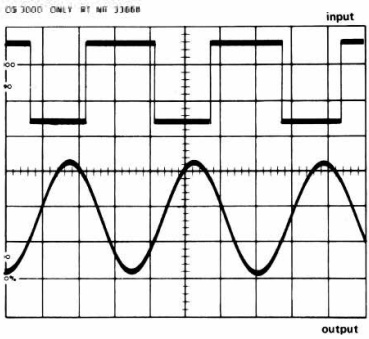


Fig. G19.20c.
Samma oscilloskopbild för schmitt-triggern, men in- och utgångskurvorna är separerade.

OSCILLOSKOPBILDER AV SCHMITT-TRIGGERN

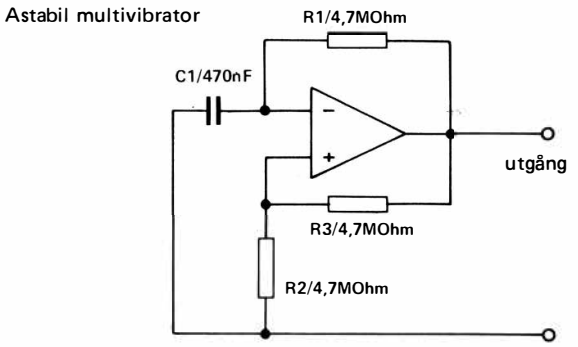
Oscilloskopbilderna i fig. G19.20b-c visar sinussignalen före schmitt-triggern och fyrkantsignalen på utgången. Kurvorna här ligger över varandra, så man kan se var på sinuskurvan skiftet sker. Det är tydligt att schmitt-triggern skiftar i närheten av sinussignalens botten och topp. Då hysteresen är +/– 4,5V enligt beräkningarna, måste sinussignalen vara större än 4,5 V_{tt}. Effektivvärdet är $2\sqrt{2}$ gånger mindre, alltså 4,5/2,82 = 1,59 volt effektivt minimum.

Om man önskar större känslighet och därmed mindre hysteres, kan motstånden R1 och R2 eller R3 och R4 ändras. Om R1 minskas, kommer hysteresen även att minska. Se fig. G19.20a.

ASTABIL MULTIVIBRATOR

En astabil multivibrator är en självsvängande oscillator, där utgångsspänningen varierar mellan de två logiska tillstånden, - hög och låg. En astabil multivibrator kan byggas med nästan alla typer av förstärkarkretsar - två transistorer - logikkretsar och operationsförstärkare. Används en Bi-MOS operationsförstärkare ökar möjligheterna därför att skiftfrekvensen inte är beroende av halvledarens ingångsimpedans.

Schmitt-triggern har endast två stabila lägen, hög eller låg spänning på utgången. Om en kondensator monteras på minusingången till jord och använder op:n som schmitt-trigger - se fig. G19.21a – kommer R1 i det negativa tillståndet att ladda kondensatorn. När laddspänningen når schmitt-triggerns triggpunkt, kommer utgången att skifta. Då stoppar laddningen av kondensatorn, som i sin tur urladdas igen av utgången. Om kondensatorn är sammankopplad till utgången genom en stor resistans, kommer ur och uppladdning ta lång tid. Är resistansen liten, sker det snabbt. En liten kondensator laddas snabbt och en stor tar längre tid. Kondensatorn C1 och motståndet R1 bestämmer till största delen, hur snabbt schmitt-triggern skall skifta. Dessutom beror det på nivån, som kondensatorn skall laddas upp till. Det tar naturligtvis längre tid, att ladda kondensatorn till 2,25 volt än till t.ex. 0,5 volt. Frekvensen kan beräknas ur värdena på de fyra komponenterna:



Med befintliga komponenter är:

$$f = \frac{1}{2 \times k \times R1 \times C1} = \frac{1}{2 \times 1{,}1 \times 4{,}7 \times 10^{6} \times 470 \times 10^{-9}} =$$

$= 0{,}206$ Hz $T = 5$s

Konstanten k är satt till 1,1 och bestäms av R2 och R3.

Fig. G19.21a.
En enkel astabil multivibrator med Bi-MOS-operationsförstärkare. Frekvensen är så låg, att kopplingen kan användas till lysdioder eller andra visuella konstruktioner.

$$f = \frac{1}{2 \times \ln\left(1 + \frac{2 \times R2}{R3}\right) \times C1 \times R1}$$

Den komplicerade formeln kan förenklas till:

$$f = \frac{1}{2 \times k \times R1 \times C1}$$

där k är en konstant, bestämd av medkopplingsmotstånden R2 och R3. Har man tillgång till en fickräknare av lite mera avancerad typ, kan man bestämma konstanten som »endast» är en naturlig logarithm av (lnX):

$$k = \ln\left(1 + \frac{2 \times R2}{R3}\right),$$

vilket ger, när R2 och R3 är lika stora:

$$k = \ln\left(1 + \frac{2 \times 1}{1}\right) = \ln 3 = 1{,}0986 \ldots = 1{,}1$$

De nämnda formlerna använder grundenheterna: f = frekvensen i Hz, motstånden R i ohm och kondensatorn C i farad (F)

I fig. G19.21B visar vi oscilloskopbilder av utsignalen och laddningssignalen över C1. Bilden över C1 är en typisk upp- och urladdningskurva. Vi kan även se att fyrkantvågen skiftar precis när kondensatorn skiftar mellan laddning och urladdning. De svaga böjningarna på sågtandkurvan beror på att kondensatorn upp- och urladdas från en spänningskälla genom ett motstånd. Om kondensatorn laddades med en konstant ström, skulle kurvan vara rak.

Då konstruktionen i fig. G19.21A använder sig av en Bi-MOS krets, kan komponenter med mycket stora skillnader i värde användas.

Tidskondensatorer från 10 pF upp till flera tusen uF kan användas, med kom ihåg att kondensatorer har olika egenskaper.

a: Keramiska skivkondensatorer har låga läckströmmar, men kan ha stora temperaturkoefficienter. En keramisk kondensator på 1 nF som har värdet 1 nF vid rumstemperatur kan, när temperaturen varierar, även variera t.ex från 0,5 till 1,5 nF.

b: Polyesterkondensatorer har låg temperaturkoefficient, låga läckströmmar och hög stabilitet. De tillverkas dock endast från 10 nF till 2,2 uF. De största värdena har ganska stor volym.

c: Tantalkondensatorer är också bra. De har låga läckströmmar och låg temperaturkoefficient, men tåler endast spänning åt rätt håll. I en multivibratorkrets får de felaktig polaritet halva tiden.

d: Elektrolytkondensatorer kan fås med mycket stora kapacitansvärden men de är mindre lämpade som timerkondensatorer. De är temperaturkänsliga och har stora läckströmmar. De kan ibland ej laddas via motstånd över 100 kohm. Elektrolytkondensatorerna är dock seglivade för felpolarisering.

e: Motståndet R1 kan väljas efter kondensatorns läckströmmar. Alla värden mellan 100 ohm och 100 Gohm kan användas. Under 100 ohm skall operationsförstärkaren leverera för mycket ström, därför är bottengränsen satt till 100 ohm. Toppgränsen är några hundra Gohm men är i praktiken oväsentlig. Det är svårt att få tag i mot stånd på över 10 Mohm. R3 och R4 väljs på samma sätt, men förhållandet mellan dessa bör inte överstiga 100:1 om frekvensen skall vara någorlunda stabil.

ASTABIL MULTIVIBRATOR

I många konstruktioner finns det behov av impulser med olika förhållanden. Denna skillnad är lätt att åstadkomma genom små ändringar i konstruktionen. I fig. G19.22a ser man, hur upp- och urladdningen av kondensatorn är skilda åt med dioder. Dioderna delar upp laddningsbiten i två delar - en uppladdningsdel och en urladdningsdel.

När utgången svänger i positiv riktning, leder D2 genom R4 på 470 kohm. Det orsakar en ganska snabb uppladdning. När triggerspänningen nås, skiftar utgången och urladdningen sker genom D1. Kondensatorn laddas ur genom R1.

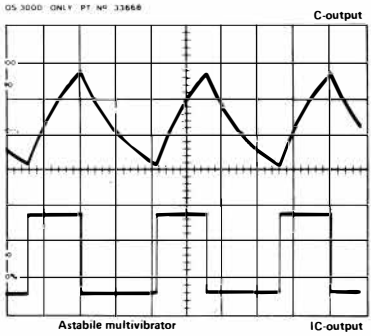
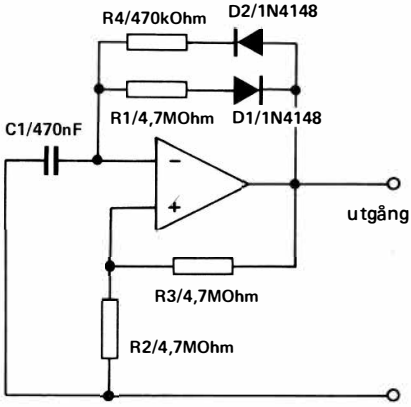


Fig. G19.21b.
Oscilloskopbild av de astabila multivibratorn. Den översta kurvan visar upp- och urladdningen av kondensatorn C1. Den undre fyrkantsignalen är utgångssignalen .

Fig. G19.22a
Schema över en astabil multivibrator med olika impulsförhållande.

Astabil multivibrator med olika impulsförhållanden



När man skiljer laddning och urladdningstiden med dioder, skall »tiden» summeras för båda perioderna, varvid frekvensen:

$$f = \frac{1}{t1} + \frac{1}{t2}$$

$$f = \frac{1}{k \times R4 \times C1} + \frac{1}{k \times R1 \times C1}$$

$$f = \frac{1}{1{,}1 \times 470 \times 10^{3} \times 470 \times 10^{-9}} + \frac{1}{1{,}1 \times 4{,}7 \times 10^{6} \times 470 \times 10^{-9}}$$

$$f = \frac{1}{0{,}243} + \frac{1}{2{,}43} = 0{,}374 \text{ Hz} = 2{,}67 \text{ s.}$$

som är 10 gånger större, vilket tar längre tid. Beräkningen av multivibratorn görs med formlerna i fig. G19.22A.

Variabla multivibratorer används i många mätinstrument och även i proportionella radiostyrningsanläggningar, där rodermekanismen rör sig beroende på impulslängden.

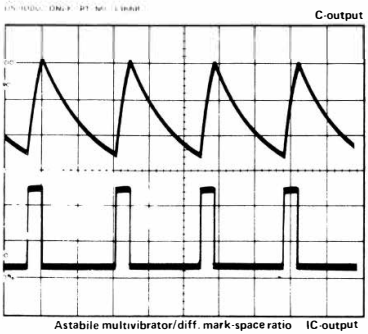


Fig. G19.22b.
Oscilloskopbilder av den astabila multivibratorn med olika impulsförhållanden. Laddningsströmmen är stor. Av den anledningen laddas C1 snabbt. När laddningsmotståndet är litet, blir strömmen stor. Urladdningstiden är lång, då urladdningsmotståndet är stort.

I fig. G19.22b visas oscilloskopbilderna för den astabila multivibratorn med utsignalen samt upp- och urladdningen av C1. Vid oscilloskopmätningen var frekvensen ca. 1 kHz genom byte av C1 till 100 pF. Det gav en blinkfri bild. Vänder man dioderna om skiftas upp- och urladdningstiderna.

VARIABEL ASTABIL MULTIVIBRATOR

Om impulsförhållandet (eller bredden) skall varieras kan flera av komponenterna varieras.

Fig. G19.23A visar en konstruktion av en astabil multivibrator, där den positiva impulsbredden kan varieras. En potentiometer är kopplad i serie med dioden D2 och motståndet R4 i uppladdningsgrenen. Skall impulslängden

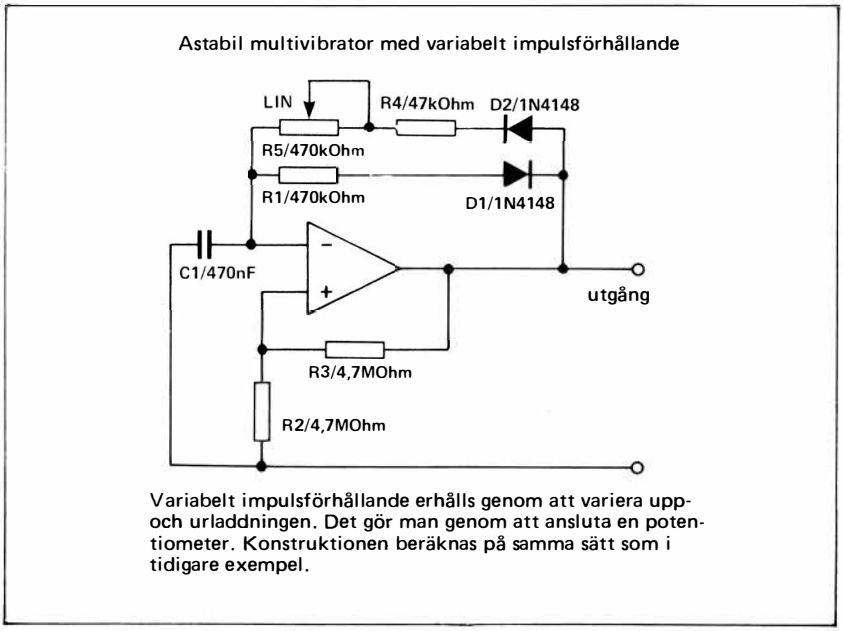
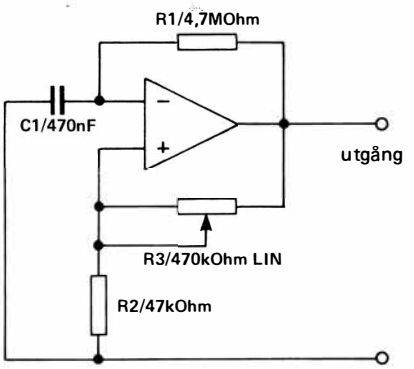


Fig. G19.23
Astabil multivibrator med variabel positiv impuls.

Fig. G19.24a. Ritning över en astabil multivibrator med variabel frekvens.



När motstånden R2 och R3 delar medkopplingssignalen med en annan faktor än 0,5, gäller formlen för frekvensberäkning inte längre.

$$K = \ln \frac{1 + \frac{R2}{R2 + R3}}{1 - \frac{R2}{R2 + R3}}$$

Ett nytt k-värde kan nu beräknas och stoppas i formlen.

ytterligare ökas, ökas värdet på C1, till t.ex. 6,8 uF/40V. Används en elektrolytkondensator, skall minusanslutningen på kondensatorn förbindas till minus, istället för till jord. I annat fall blir kondensatorn felpolariserad. Det hindrar oscillation. Motståndet R1 på 470 kohm är fast och bestämmer urladdningstiden. Det går att montera en potentiometer även här. Då kan båda impulstiderna varieras. Motståndet R4 på 47 kohm är insatt för att begränsa pulsbreddsförhållandet till 10 gånger. Om R4 kortsluts, kan mycket stor variation erhållas, men justeringen kommer vara sammantryckt i ena änden på potentiometern.

ASTABIL MULTIVIBRATOR – FREKVENSMODULATION

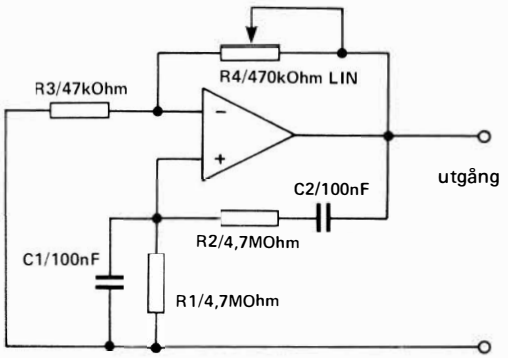
Man behöver inte ändra upp- och urladdningsströmmen till laddningskondensatorn C1 för att få en frekvensändring. Istället kan schmitt-triggerns hysteres ändras. Det visas i exempel G19.21.

I fig. G19.24 ändrar vi hysteresen för att få en uppfattning om den frekvensändring det ger. I det första multivibratorexemplet var motstånden R2 och R3 lika stora. Konstanten beräknades till 1,1 med fomeln:

$$k = \ln \frac{1 + \frac{R2}{R2 + R3}}{1 - \frac{R2}{R2 + R3}} = \ln \left(1 + \frac{2 \times R2}{R3} \right)$$

Prova att stoppa in olika värden för R2 och R3 för att se hur stor konstanten blir.

Wien-oscillator med sinus signal



För wienbryggsoscillatorn gäller att kondensatorerna C1 och C2, samt att motstånden R1 och R2 skall vara lika stora. I vårt exempel är C1 = C2 = 100 nF och R1 = R2 = 4,7 Mohm. Dessutom måste förstärkningen vara exakt 3 gånger. I annat fall slutar oscillatorn svänga eller så blir signalen fyrkantformad.

$$f = \frac{1}{2 \times \pi \times R1 \times C1} = \frac{1}{6{,}28 \times 4{,}7 \times 10^{6} \times 100 \times 10^{-9}} = \frac{1}{2{,}95\ (s)} = 0{,}339\ Hz$$

I praktiken används följande komponenter vid 1 kHz.
R1=15 kohm, R2=15 kohm, R3= 820 ohm, R4= R53 NTC,
C1= 10nF och C2= 10 nF.

Fig. G19.25a.
Schema och beräkningsformler för en wienoscillator. ıgenerator.

Med R2 = R3 = 4,7 Mohm är konstanten (förkortat) = 1,1
Med R2 = 47 kohm och R3 = 470 kohm är konstanten = 0,18
Med R2 = 47 kohm och R3 = 4,7 kohm är konstanten 3,04

Insätts konstanten i formeln:

$$f = \frac{1}{2 \times k \times C1 \times R1},$$

ser vi, att ett stort k-värde ger en låg frekvens och litet k-värde ger hög frekvens.

SPÄNNING – FREKVENSKONVERTER

Det går att använda en astabil multivibrator som spänning/frekvens-omvandlare.

Det gör man enklast genom att tillföra en likspänning till plusingången via en resistans på t.ex 470 kohm. Utfrekvensen kommer att variera med DC-spänningen. Frekvensen är *inte* direkt proportionell mot DC-spänningen utan endast beroende av den. Det går inte att koppla en frekvensräknare efter och använda den som linjär spänning till frekvensomvandlare!

WIENOSCILLATORN

I en wienoscillator - som kan ge rena sinustoner - återkopplas en del av signalen från utgången till plusingången via en s.k. Wienbrygga. Denna medkoppling visas i fig. G19.25a.

Medkopplingen sker genom två RC-led med samma tidskonstant och samma genomgångsfrekvens.

Genom att samtidigt begränsa förstärkningen i kretsen till 1, får man en ren sinusform som ger det renaste ljudet. En sinuston innehåller endast 1 ton, i motsats till andra kurvformer, som kan uppfattas som ett bestämt antal sinustoner med olika amplituder och fas.

I fig. G19.25A ses en Wienbrygga. C2 och R2 överför de höga frekvenserna till medkopplingen och C1 och R1 kortsluter höga frekvenser. På så sätt, kan endast 1 frekvens medkopplas maximalt. Bryggan kan beräknas som en spänningsdelare för en bestämd frekvens och det visar sig, att spänningsdelaren dämpar signalen vid genomgångsfrekvensen med en faktor 3.

Det betyder i sin tur att en 3 gångers förstärkning upphäver bryggans dämpning. Resultatet är en ren sinuskurva. Förstärkningen kan varieras med potentiometern R4. Då R3 är på 47 kohm och R4 på 470 kohm, kan förstärkningen justeras mellan 1 och 11 gånger. Beräkningen av förstärkningen för denna krets är tidigare beskriven i fig. G18.5.

I fig. G19.25B visas sinuskurvorna på operationsförstärkarens utgång och på dess plusingång. Kurvan är klippt i botten, vilket medför att den inte är riktigt sinusformad. Det beror på att man inte kan justera förstärkningen exakt till 3 gånger. Endast en aning för lite förstärkning stoppar oscillatorn och för mycket ger för stort sving på utgången, så att kurvan klipps.

Det finns många sätt att inkoppla en automatisk förstärkningsreglering. Man kan styra förstärkningen med en FET, en transistor eller ett NTC-motstånd. Den sista lösningen är den enklaste och är ganska praktisk. NTC-motståndet skall vara av en speciell typ, nämligen R53 (Siemens el. ITT) på 4,7 kohm. Det monteras istället för potentiometern R4 på 470 kohm. Samtidigt måste R3 minskas. Vi ersätter R3 med ett motstånd på 1 kohm. Förhållandet mellan R3 och R4 ger en förstärkning:

$$A_f = \frac{R4 + R3}{R3} = \frac{4{,}7k + 1k}{1k} = 5{,}7 \text{ gånger.}$$

Med denna förstärkning är man säker på, att generatorn alltid har till-

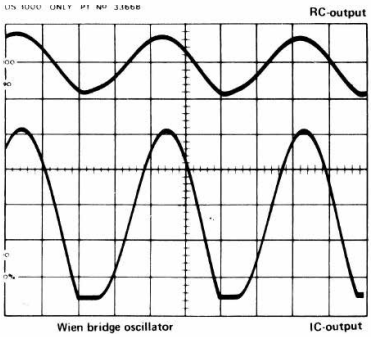


Fig. G19.25b.
Oscilloskopkurvor av utsignalen och medkopplingssignalen från en tongenerator av typ. Wien-brygga.

räcklig förstärkning för att kunna oscillera stabilt. NTC-motståndet blir uppvärmt av utsignalen, när generatorn börjar svänga. Uppvärmningen medför att resistansen minskar. När resistansen har minskat till en nivå, där förstärkningen närmar sig 3 gånger, faller uppvärmningseffekten och tillståndet är stabilt. Det kan ta ett par sekunder innan NTC-motståndet har stabiliserat kretsen. Men efter det, är sinuskurvan helt ren.

Bi-MOS I WIENBRYGGA

Om man använder en vanlig operationsförstärkare med NTC-reglering, kan frekvensvariationer på maximalt 100 gånger uppnås genom ändring av wienbryggans resistanser. Om man däremot använder en Bi-MOS-operations förstärkare, kan en mycket större potentiometer användas istället för R2 och R4. På så sätt, kan frekvensändringar på 10 eller100 gånger eller mer uppnås. Det krävs att man använder sig av en stereopotentiometer som kan spåra över hela området. Motståndsvärdet måste ändra sig lika på båda potentiometrarna. Detta låter sig INTE göras med en vanlig stereopotentiometer. Skillnaderna mellan banorna ligger här på 1 - 5%.

Om inte spårningen är riktig, kommer dämpningen i wienbryggan att ändras, så att op:n kanske måste förstärka 5 eller 10 gånger. Det kommer verkligen att sätta NTC-regleringen på prov. Om oscillatorn fortfarande skall kunna svänga, kan det ta några sekunder innan den åter blir stabil.

I professionella wienbrygge-konstruktioner används inte vridpotentiometrar för regleringen utan en vridkondensator. Vridkondensatorer kan nämligen tillverkas med mycket fin spårning. Nackdelen är dock att vridkondensatorerna inte tillverkas i andra kapacitansvärden än mellan 10 till 100 pF. Det medför mycket stora precisionsmotstånd till R1 och R2 - ofta på 20 Mohm eller mera - för att uppnå frekvenser på 10 kHz. Det går att göra med en Bi-MOS-op, då dess ingångsimpedans är så extremt hög.

SAMMANFATTNING

I detta avsnitt har vi lärt oss en hel del om filter och tongeneratorer. Enkla filter kan byggas med passiva komponenter, men skall det vara stor filterverkan, är det nödvändigt med förstärkning. Som förstärkare är det mest fördelaktigt med operationsförstärkare. Operationsförstärkarna är lätta att

använda, då man i samband med filterberäkningarna inte behöver ta hänsyn till likspänningsstabiliseringar som är fallet vid transistorsteg. De flesta filter kan konstrueras genom kombinationer av motstånd och kondensatorer. Används RC-filter och operationsförstärkare tillsammans, kan självsvängande filter - oscillatorer eller tongeneratorer - byggas.

G19 UPPGIFTER – FILTER

1. Vilket släpper en kondensator igenom bäst:
– Bastoner . . . . . A ☐
– Diskanttoner . . . . . B ☐

Fig. A

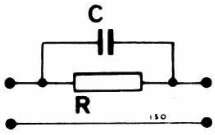
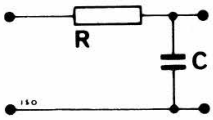


Fig. B



2. Spärrar kondensatorer för diskanttoner i ritningen:
– Fig. A . . . . . A ☐
– Fig. B. . . . . B ☐

3. Vi skall konstruera ett filter för bashöjning, som häver basen 10 gånger. Först sänks hela signalnivån 10 gånger och därefter hävs basen, men inte mellan- och diskantregistren till vår signalnivå: (Z_C = R).

$$C = \frac{1}{2\pi \cdot f \cdot Z_C} \qquad R = 10\text{kOhm}$$

Hur stor skall C vara för att ge en bashöjning vid 160 Hz:
– 680 nF . . . . . A ☐
– 100 nF . . . . . B ☐
– 1000 nF . . . . . C ☐

G20 - AKUSTISKA KOMPONENTER

AKUSTISKA KOMPONENTER

De akustiska komponenterna omvandlar mekaniska svängningar till elektricitet eller omvänt. De vanligste typerna är mikrofoner, högtalare och pick-up'er till skivspelare.

När vi kastar en sten i vattnet bildas ringar av vågor. Det samma händer i luften vid en smäll. Ljudvågen (i verkligheten tryckvågor) utbreder sig. Det föremål som träffas av ljudvågorna rör sig i takt med ljudvågorna. *Ju mera lättrörligt föremålet är, desto större blir utslaget.*

KONDENSATORMIKROFONEN

Kondensatormikrofonen visas i fig. G20.1A. Det är en av de bästa mikrofontyperna. Frekvensområdet kan vara 20 - 20 000 Hz inom 1 dB.

En kondensatormikrofon skall ha polariseringsspänning mellan plattorna. När detta fält ändras, kommer även spänningen över plattorna att ändras. Ändringen av fältet görs när det tunna membranet påverkas av ljudvågor. Utspänningen från mikrofonen är normalt 1 - 10 mV. Då en kondensatormikrofon är mycket högimpediv, måste den anslutas till en FET-förstärkare (med minst 100 gångers förstärkning) som skall vara monterad mycket nära själva mikrofonkapseln (1-5cm). En speciell typ av kondensatormikrofoner är ELEKTRET-typen. Den har en inbyggd FET-transistor som arbetar vid lågspänning. Fig. G20.1bb visar en liten elektretmikrofonkapsel för inbyggnad. Fig. G20.1bc visar inkopplingen av samma mikrofonkapsel.

KOLKORNSMIKROFONEN

I fig. G20.2.A visas uppbyggnaden av en kolkornsmikrofon. Kolpulvret ligger löst i ett isolerat hölje. Membranet, som skall påverkas akustiskt, är en tunn ledande platta. När membranet påverkas, kommer kolpulvret att omskakas och resistansen i pulvret ändras. Om en ström skickas genom mikrofonen, kommer spänningen över den att ändras. Utspänningen är omkring 600 - 1000 mV. Med andra ord tillräcklig till att »dra» en hörlur utan extra förstärkning. Frekvensområdet är mellan 400 - 2000 Hz med resonanser och svängningar på plus/minus 10 dB. Om en kolkornsmikrofon skall användas till modulering av en sändare, måste den förspännas med en ström på ca. 10 mA.

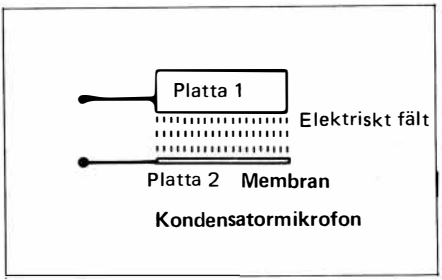


Fig. G20.1a. Kondensatormikrofonen fungerar av tryckändringar på en tunn platta i ett elektrisk fält.

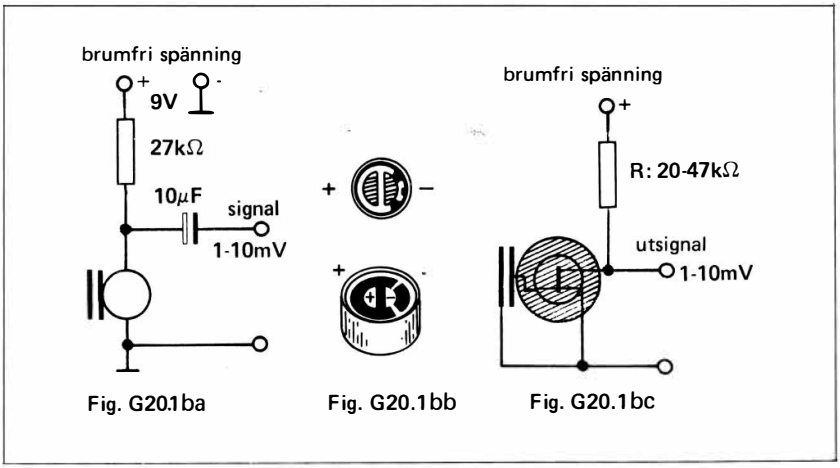


Fig. G20.1ba Fig. G20.1bb Fig. G20.1bc

Fig. G20.1b
Elektret mikrofon ansluten till en helt brumfri spänning på 3 till 10 volt genom ett motstånd på 10 - 100 kohm. Signalen tas ut från en inbyggda FET-transistorn via en kondensator.

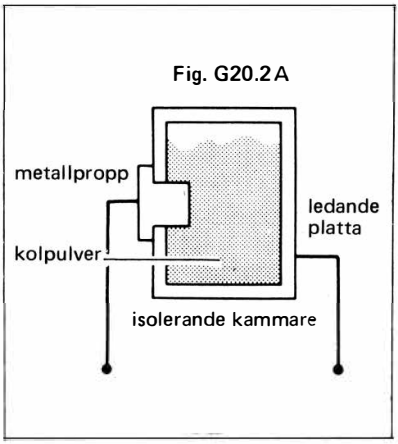




Fig. G20.2a.
Kolkornsmikrofonen är uppbyggd av en kammare med kolpulver. När ljudet träffar den ledande plattan »skakas» kolpulvret i samma takt och motståndsvärdet ändras.

Fig. G20.2b.
Telefonmikrofon. Bakom metallslitsarna finns det tunna membranet.

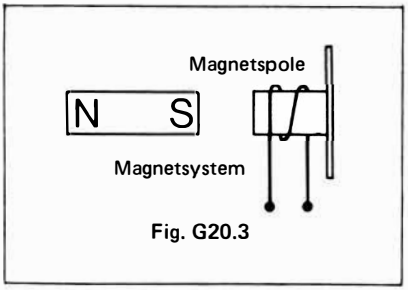


Fig. G20.3.
I en dynamisk mikrofon finns det en membran upphängd spole i ett magnetfält.

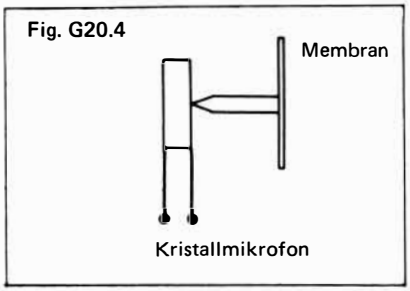


Fig. G20.4.
I en kristallmikrofon koncentreras ljudvågorna från ett membran till en piezo-kristall, som därvid skapar en signalspänning.

DYNAMISK MIKROFON

En dynamisk mikrofon fungerar på samma sätt som en högtalare, se fig. G20.3. Membranet, som är mycket tunt, sitter fast på en liten lätt spole. Spolen är placerad i ett magnetfält. Magneten är formad som en E-kärna med permanent magnetism. Spänningen från en dynamisk mikrofon ligger mellan 0,5 - 2 mV beroende på ljudtrycket.

KRISTALLMIKROFONEN

När en PIEZO-kristall böjs eller bockas, uppstår en spänning som är proportionell mot böjningen.

Om mikrofonmembranet ansluts mekaniskt till en sådan kristall, kommer böjningarna att vara mycket små. Spänningen som uppstår över kristallen blir då mellan 1 - 500 mV max.

Ljudkvaliteten som kan uppnås med en kristallmikrofon är ganska dålig. Frekvensområdet är 200 - 3000 Hz +/ ` dB typiskt.

PICK - UP'ER TILL SKIVSPELARE

Pick-uper är avsedda för att omvandla mekaniska rörelser från spåren hos en grammofonskiva till en svag elektrisk ström som sedan förstärks. De vanligaste typerna är uppbyggda med kristall eller keramik eller också har de dynamisk funktion.

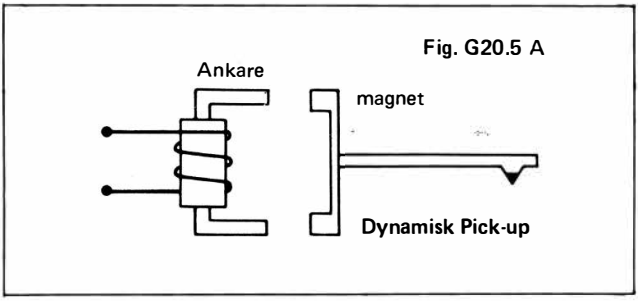


Fig. G20.5a.
I en vanlig dynamisk pick-up rörs en magnet eller ett ankare i en pick-up spole.

DYNAMISK PICK UP

Den dynamiska pick up'en är idag den mest använda, då ljudkvaliteten är mycket hög och den dessutom är relativt billig.

I fig. G20.5A visas funktionen hos den dynamiska pick up'en. Framför ett litet magnetankare med spole finns ett järnkors. När korset rör sig, induceras en liten spänning. Spänningen är ca. 2 -8 mV vid 1000 Hz. Toppspänningar på 100 mV är inte ovanliga, när pick up'ens impedans ligger mellan 10 -50 kohm. Kvaliteten följer priset! Det finns dynamiska pick-up'er från 100 kr och upp till över 1000 kr. Frekvensområdet för en bra pick up är 20 - 20 000 Hz +/– 3 dB.

MC pick up'er – Moving Coil – är en ny typ av pick up som har betydligt förbättrade egenskaper jämfört med de dynamiska typerna. Principen är dock ända från 1930 talet, när ing.dr. Schlegel på Dansk Fono Film utvecklade en »omvänd» dynamisk pick up. I stället för att låta ett magnetfält påverkas av ett järnankare, så har MC-pick up'erna en rörlig spole. På så sätt kan den rörliga massan för själva nålen göras mindre, varvid frekvensgången förbättras. Tidigare var inte MC-pick up'en speciellt populär, då man var tvungen att använda en extra transformator till den. MC'ns impedans skall nämligen hållas så låg som 1 till 4 ohm och det medför en 10 gånger svagare signal. Idag finns transistorförstärkare med så lågt egenbrus, att de kan förstärka signalen med fint signal/brus förhållande. Av den anledningen har MC-pick up'erna på nytt blivit populära.

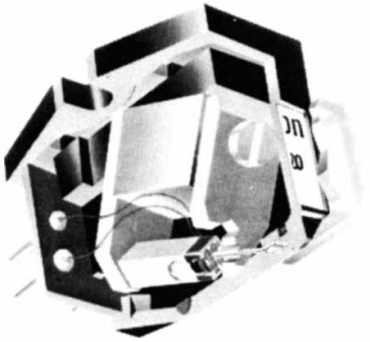
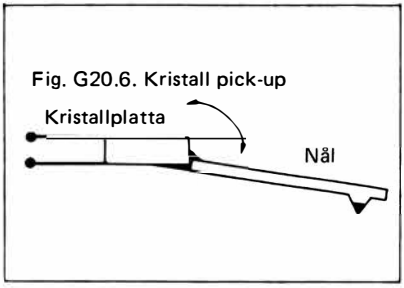


Fig. G20.5b.
Moving Coil pick-up från Ortofon. Denna pick-up fungerar motsatt i förhållande till de dynamiska. I MC pick-up'en är det spolen som rör sig.

Fig. G20.6.
Kristall pick-up'en är uppbyggd med en piezokristall på samma sätt som en kristallmikrofon. I kristallpick-up'en bockar nålen kristallen som då avger spänning.



KRISTALL PICK UP

När en PIEZO-elektrisk kristall böjs, uppstår en elektrisk spänning över den. Pick up- nålen monteras så, att kristallen böjs maximalt. Utspänningen är då max. 500 - 1000 mV över en 470 kohms impedans. Om man använder lägre ingångsimpedans, kommer spänningen att falla. Kristall-pick up'er åldras av uttorkning under loppet av 2 år. Kristall-pick up'ers frekvensomfång och distorsionsegenskaper är väsentligt sämre än dynamiska pick up'ers.

Den keramiska pick up'en liknar på många sätt kristall-pick up'en, men dess ljudkvalitet är nästan lika fin som den hos den dynamiska.

TONHUVUD

Tonhuvudet används för omvandling av svaga magnetiska informationer till elektrisk spänning och vice versa. Själva kärnan är gjord av icke permanetmagnetiskt järn eller ferrit och är formad som en *nästan* stängd U-profil. Spalten är inte bredare än 1/100 millimeter. Spolen, som normalt har en impedans på 200 ohm, är lindad runt kärnan. Utspänningen är ca. 0,5 - 3 mV vid 1000 Hz. Tidigare tillverkades tonhuvuden mest av järn men idag är de bästa och långt mer hållbara typerna av glas/ferrit.

HÖGTALARE

Högtalaren är uppbyggt av ett lätt membran av pressat papper. På membranet finns även en spole pålimmad. Spolen är omgiven av ett kraftigt magnetfält. När en ström flyter i spolen kommer magnetfältet att flytta på memb-

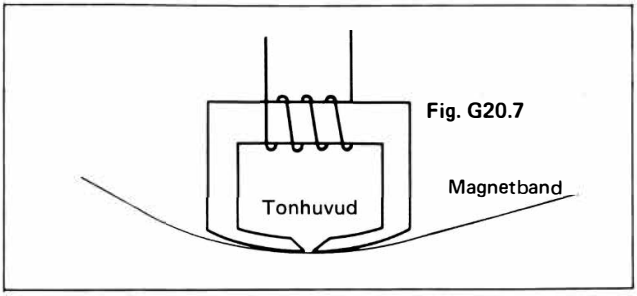


Fig. G20.7.
Tonhuvudet till en bandspelare är hästskoformat, nästan helt stängt med en spole. Luftspalten uppfångar bandets svaga magnetiska förändringar.

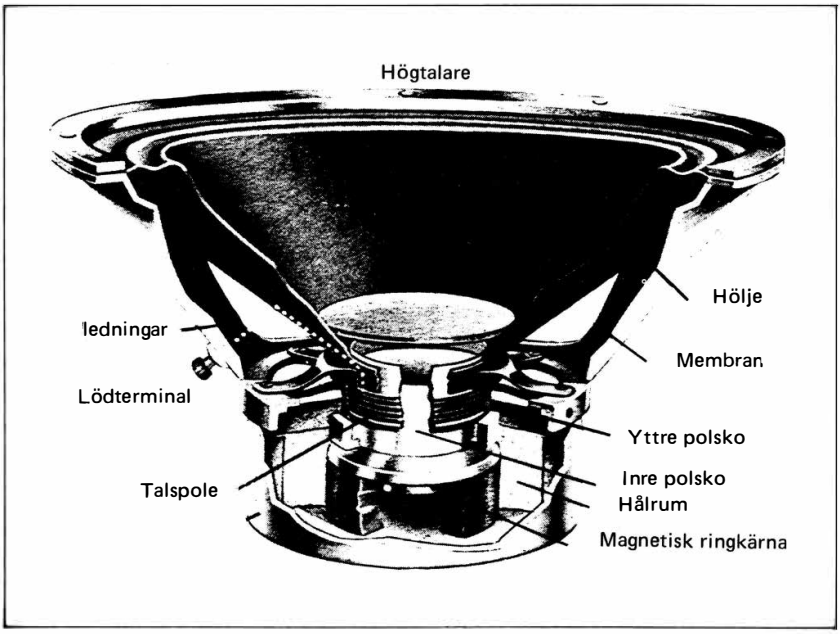


Fig. G20.8.
Tvärsnitt av en vanlig högtalare. Talspolen rör sig i ett magnetfält, när det påförs spänning från en förstärkare.

ranet. Storleken på membranet och magneten och även diametern på spolen ger olika högtalartyper med olika frekvensområden. Det är logiskt att tänka sig att en högtalare med stor membranyta lättare kan återge låga frekvenser. Låga frekvenser ger även stora konutslag.

Ett litet tunt membran av hårt material, används vid höga frekvenser. Ett exempel är Dome-högtalaren, som kan återge toner på upp till 25 000 Hz med stor noggrannhet. (Dome = kupolformad).

Ett komplett högtalarsystem skall kunna återge frekvenser inom 20 - 20 000 Hz. Det betyder att flera högtalare måste användas för bästa återgivning. De vanligaste är 3 vägs systemet med bas, mellanregister och diskanthögtalare, där ett delningsfilter ser till att varje högtalare får sitt eget frekvensområde.

ELEKTROSTATISKA HÖGTALARE

En högtalare kan även byggas elektrostatisk. Det är egentligen att jämföra med kondensatormikrofonen, men istället för att spänningen tas ut ifrån den, skickas spänning in i den.

Den elektrostatiska högtalaren går att jämföra med stora kondensatorplattor. När kondensatorn tillförs växelspänning, kommer plattorna växelvis att dras mot varandra och skjutas ifrån varandra. Ljudvågor skickas då ut från foliet. Dessvärre skall kondensatorplattorna påföras mycket höga spänningar, för att man skall kunna uppnå förnuftiga ljudtryck. För detta

måste även en stor omvandlingstransformator användas. Transformatorn omvandlar växelspänningen från en förstärkarutgång på 10 - 20 volt till ca. 8 - 10.000 volt. Högtalaren kräver en speciell uppbyggnad i form av kvadratmeterstora plattor. Resultatet är ett stort frekvensområde och otroligt fint ljud.

DELNINGSFILTER

Alla toner inom ljudområdet återges inte med samma ljudstyrka i en och samma högtalare. För att man skall få en jämn ljudvolym oberoende av tonområde används flera högtalare. Det går inte bara att koppla ihop flera högtalare och tro att resultatet skall bli fint. Man måste alltså använda ett delningsfilter som separerar frekvensområdet till varje högtalare. Bashögtalaren skall då återge de djupa tonerna, mellanregisterhögtalaren återger tal, sång och många instrument samt diskanthögtalarna de höga tonerna, - fiol, cymbaler m.m. Fig. G20.9 visar konstruktionen av ett trevägs delningsfilter.

Bastonerna passerar lätt spolen L1, som är tillräckligt stor för att spärra för mellanregister- och diskanttonerna. Diskanttonerna är så höga att de passerar kondensatorn C1 som spärrar för bas och mellanregister. Mellanregisterhögtalaren är kopplad till ett seriefilter, bestående av en kondensator och en spole. Denna krets tillåter endast mellanregistertoner att passera.

Det går även med ett två-vägs-system att erhålla Hi Fi ljud. Skillnaden är att bashögtalaren även får »ta hand om» mellanregistertonerna. Från tillverkaren av högtalarelementen som skall ingå i ett högtalarsystem erhålls data över frekvensområde och impedans m.m. Med dessa data kan man sedan bygga ett delningsfilter för högtalarna. Filtret här är inte det mest avancerade som finns, men bör räcka till för de flesta enklare högtalarsystem. Högtalarsystem i toppklass går ju bara inte att tala om. Det är en hel vetenskap för sig, där alla håller styvt på sina egna utvecklingar och vad som är bäst. Läsaren har knappast kunnat undgå häxdansen inom detta område.

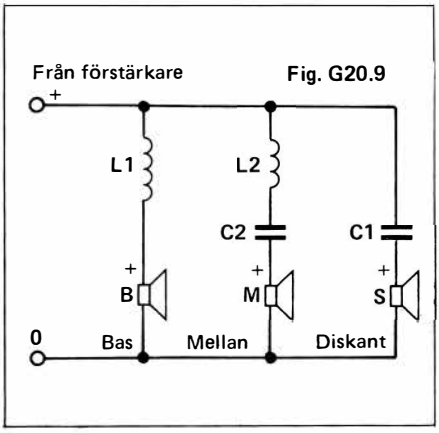


Fig. G20.9

Fig. G20.9.
Enkelt trevägs delningsfilter.

Det enkla delningsfiltret i fig. G20.9 visar ett 3-vägs system med en B bashögtalare, M mellanregisterhögtalare och en D diskanthögtalare. Vi skall nu beräkna komponentvärdena då B klarar 40 - 500 Hz, M klarar 500 - 4000 Hz och D klarar 4000 - 20 000 Hz. Impedansen hos alla högtalarna är 8 ohm.

Först beräknas spolen till bashögtalaren. Spolens uppgift är att dämpa frekvenser över detta område där bashögtalaren fungerar. Delningsfrekvensen är 500 Hz och vid denna frekvens skall spolens impedans vara densamma som högtalarens på 8 ohm. Detta ger formeln:

$$L_1 = \frac{Z}{2 \times \pi \times f} = \frac{8}{6{,}28 \times 500} = 2{,}5\text{mH}$$

Filterspolen för mellanregistret har på samma sätt till uppgift att dämpa signalen vid 4000 Hz:

$$L_2 = \frac{Z}{2 \times \pi \times f} = \frac{8}{6{,}28 \times 4.000} = 0{,}3\text{mH}$$

C2's uppgift i delningsfiltret är att spärra av bastonerna. Det betyder att C2 skall beräknas för frekvensen 500 Hz:

$$C2 = \frac{159}{f \times Z} = \frac{159}{500\text{Hz} \times 8\ \text{Ohm}} = 40\text{uF (bipolär typ)}$$

Diskanthögtalaren skall endast anslutas diskanttoner. Det sker genom att dämpa bas- och mellanregister med kondensatorn C1. Dess impedans vid 4000 Hz skall vara lika stor som diskanthögtalarens:

$$C2 = \frac{159}{f \times Z} = \frac{159}{4.000\text{Hz} \times 8\ \text{Ohm}} = 5\text{uF (bipolär typ)}$$

Så är alla komponenterna beräknade. Det är bara att bygga ihop filtret och prova.

HÖGTALARLÅDOR

Den låda som högtalarna skall monteras i är lika viktig som delningsfiltret och skall väljas med utgångspunkt från använda högtalarelement. Det är nämligen mycket komplicerat att beräkna och tillverka en högtalarlåda av fin kvalitet. När problemen med resonans och verkningsgrad är lösta kommer det raskt nya med fasförhållanden i ett flervägssystem. Även på detta område kommer Hi Fi-tillverkarna med många intressanta ideer. En del är bra, en del som i reklamen sägs vara bäst, är dåliga. Bygger man en egen högtalarlåda, kan man komma ett långt steg på vägen mot Hi Fi-kvalitet, genom att se till att det inte uppstår resonanser i en för tunnväggad låda. Dessutom är det mycket viktigt att inte bastonerna kortsluts akustiskt. Det förhåller sig nämligen så, att en högtalare utan låda inte kan återge bas- eller mellantoner med riktigt ljudtryck. Det beror på att de låga frekvenserna går runt högtalarens kant och släcks ut. Det perfekta vore en oändligt stor skiva med en högtalare i mitten. Då kunde ju inte de lägsta tonerna gå runt någon kan och släckas ut.

En högtalare utan låda ger mycket lite ljud, då övertryck från framsidan går runt kanten och utjämnas med undertrycksvågor.

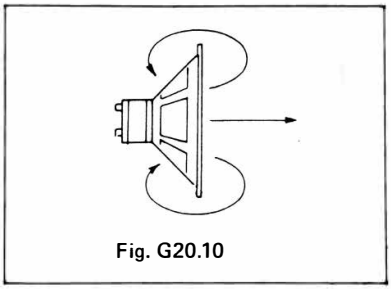


Fig. G20.10

Fig. G20.10.
En högtalare utan låda eller »baffel» kortsluts akustiskt vid bas och mellanregister.

Det bör förklaras, varför basen kortsluter sig själv. När högtalaren rör sig fram och tillbaka, bildas ett övertryck på framsidan och ett undertryck på baksidan. Övertrycket går helt enkelt runt kanten på högtalaren och utjämnar trycket på baksidan. Det betyder att tryckvågen inte kommer att utbredas framåt utan blir akustiskt kortsluten.

Vid högre frekvenser är avståndet mellan tryckvågorna litet, så litet att ljudvågen inte hinner runt kanten på högtalaren innan nästa ton kommer. Genom att göra kanten på högtalaren större, måste tryckvågen gå längre väg och når baksidan först när membranet är på väg tillbaka varvid det inte blir akustisk kortslutning. Ju längre vägen är, desto lägre kan frekvensen vara innan akustisk kortslutning inträffar.

Våglängden går att beräkna, när vi känner till ljudets hastighet och dess frekvens. Den lägsta hörbara frekvensen är 20 Hz, vilket ger:

$$\text{Frekvens} = \frac{\text{Hastighet}}{\text{Våglängd}}$$

$$f = \frac{340}{\lambda}$$

vilket också ger:

$$\lambda = \frac{340}{f}$$

och i vårt exempel:

$$\lambda = \frac{340\ \text{m}}{20\ \text{Hz}} = 17\text{m}$$

Denna våglängd utgör avståndet från ett övertryck till nästkommande övertryck. Då fasskillnaden i en högtalare är 180 grader från framsida till baksida, måste baffeln vara $\lambda/2$ meter. Om vår lägsta ton går denna sträcka, kommer den att ha fasförskjutits 180 grader när den når baksidan.

Då ljudet både skall gå längs fram- och baksidan av skivan, behöver skivans radie endast vara $\lambda/4$, eller i vårt beräkningsexempel 3,75 m.

VAR NOGA MED HÖGTALARIMPEDANSEN!

En förstärkare är normalt konstruerad för att tåla en *lägsta* belastningsimpedans på 4 eller 8 ohm. Är högtalarimpedansen *under* det, kan förstärkaren förstöras eller ljudet förvrängas. Det går nämligen inte att betrakta en förstärkare som ett elektricitetsverk, som kan belastas med ett oändligt antal högtalare. Högtalaren måste anslutas till förstärkare med omtanke och *aldrig* med en resulterande impedans som är lägre än förstärkaren klarar. Fig. G20.11 visar olika sätt att sammankoppla högtalare på 4 och 8 ohm. Det gäller även om flera högtalarsystem skall kopplas till samma förstärkare.

Fig. G20.11a visar seriekoppling av 2 st. 4 ohms högtalare till impedansen 8 ohm. Kopplar man däremot två 8 ohms högtalare som i fig. G20.11b, blir resultaet 4 ohm. Högtalarsammankopplingar kan alltså beräknas som vanliga motstånd i serie eller parallell.

BASREFLEXHÖGTALAREN

Vid beräkning av en högtalarlåda för 20 Hz är det alltså bäst, att låta ljudet gå 7,5 m. Det är naturligtvis en orealistisk längd. I praktiken gör man ett hål eller eventuellt en inbyggd labyrint och kallar det för basreflex. Denna typ av högtalare har varit en av de mest populära under åren. Basreflexhögtalare har fin frekvensgång och hög verkningsgrad. I ett basreflexsystem bör bashögtalare med en resonansfrekvens på 20 Hz användas och lådan bör utformas så att resonansen är på samma frekvens. Resonansfrekvensen kan mätas med en tongenerator, en förstärkare och en AC-voltmeter (inte universalinstrument) enligt fig. G20.13. R1 = 4-16 ohm.

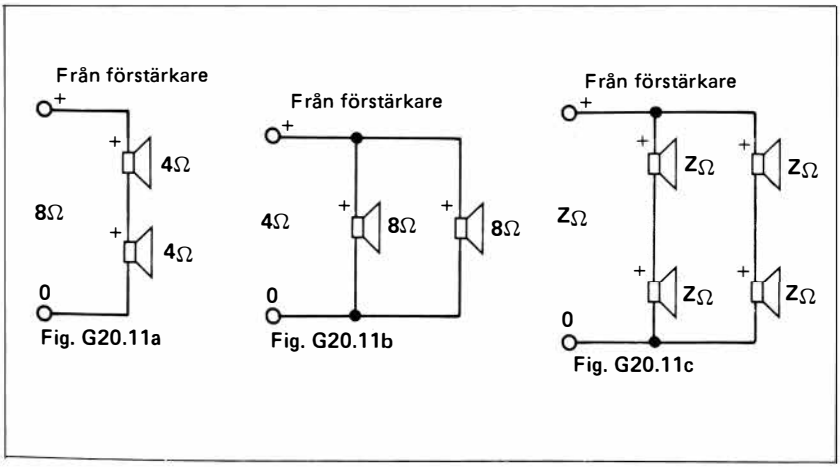


Fig. G20.11.
När man kopplar ihop flera högtalare, måste den totala belastningsimpedansen inte vara mindre än vad förstärkaren klarar.

Fig. G20.12.
I basreflexlådan vänds fasen från högtalaren till öppningen vid den lägsta frekvensen. Av den anledningen kortsluts inte ljudet förrän under gränsfrekvensen.

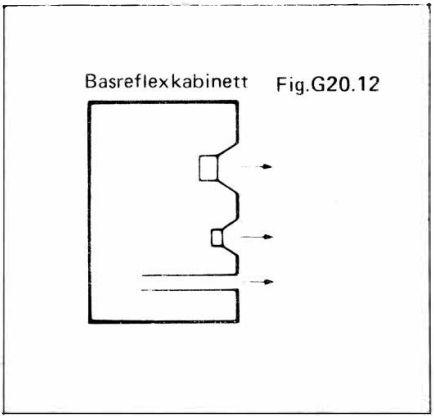
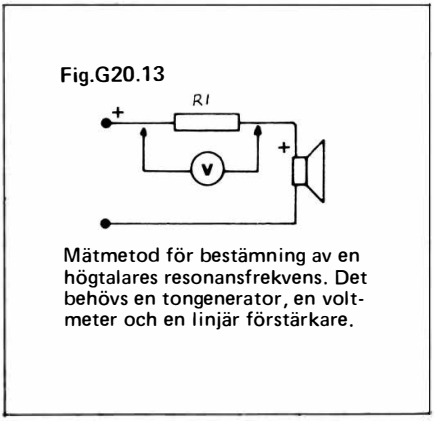


Fig. G20.13.
Mätmetod för bestämning av en högtalares resonansfrekvens. När spänningen över det fasta motståndet faller, är det resonans.



MÄTNING AV RESONANSFREKVENS

Det är ju klart, att både förstärkare och tongenerator måste vara linjära vid mätning av resonansfrekvenser. Vid själva resonansfrekvensen hos högtalarelementet eller hos lådan, kommer spänningen över R1 att falla. Om lådans och högtalarens resonansfrekvenser är lika kommer de att utjämna varandra, vilket ger linearitet även i basområdet. Om högtalarelementets resonansfrekvesns på förhand är känd från datablad, kan man snabbt se vilken resonansfrekvens som högtalarlådan har. Om högtalaren i lådan har en resonansfrekvens på 40 Hz och man avläser ett spänningsfall vid 40 och t. ex. 80 Hz, då är högtalarlådans resonansfrekvens 80 Hz. Om lådan tillverkas större eller en så kallad labyrint används, kommer resonansfrekvensen att sänkas.

Orsaken till att spänningen sjunker vid resonans är att högtalaren får högre impedans vid resonans. Högre impedans ger lägre spänning över R1.

TRYCKKAMMARHÖGTALAREN

Den genom tiderna mest sålda högtalarlådan är tryckkammartypen. Den återger god bas även när lådan är ganska liten. En tryckkammarhögtalare är oftast konstruerad med en bashögtalare med mycket låg membranvikt. Lådan skall helst vara helt lufttät eftersom den inspärrade luftmassan ska verka som en fjäder på membranets rörelser. Om lådan dessutom innehåller mineralull, ger detta god dämpning av resonansfrekvenser.

VERKNINGSGRADEN

Även ganska små högtalare ger ett kraftigt ljudtryck i basen, även om det inte kan jämföras med basreflexlådans. Verkningsgraden hos en vanlig tryckkammarhögtalare är 1 - 3% medan basreflexlådan ger 5 - 10% av den tillförda effekten i ljud. Om en högtalare med verkningsgraden 1% skall kunna återge en symfoniorkester med naturlig ljudstyrka krävs 4000 W. Nu kan man i ett normalt rum nöja sig med 400 W i en 1% högtalare, därför att så höga effekter som 4000 W är sällsynta och även 400 W är mycket. Emellertid kan vi istället använda en högtalare med 10% verkningsgrad och då en effekt på 40 W som är av mera rimlig storlek.

HORNHÖGTALAREN

Vid konstruktionen av hornhögtalare används en akustisk princip som är känd från orgelpipor. Ett rör har en resonansfrekvens som är beroende av längden hos röret. Om det är stängt i ena änden, kommer luftmassans tryckändringar att vara stora, medan lufthastigheten är nästan noll. I den öppna änden är trycket lågt men rörelsen stor.



Fig. G20.14.
De moderna ambulanserna är försedda med högeffektiva hornhögtalare på taket.

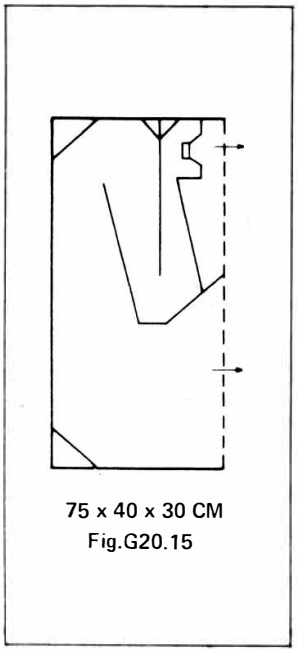


Fig. G20.15.
Hornhögtalare för hemmabruk. Hornet är veckat inuti lådan.

i den stängda delen av röret och har samma resonansfrekvens som röret, kommer membranets rörelse vid resonans att bromsas.

Är röret trattformat i den öppna änden, ökas ljudarealen till ett större område och verkningsgraden kan uppnå 30 %.

Det är mycket svårt att bygga hornhögtalare till låga frekvenser (20Hz), därför att hornet beräkningsmässigt skall vara 3,75 meter långt.

SAMMANFATTNING

Vi har i detta avsnitt bekantat oss med olika signalkällor som kan anslutas till en förstärkare samt olika typer av högtalare. Vi har även beskrivit hur man beräknar delningsfilter till högtalarsystem. Vidare har vi beskrivit olika högtalarlådor och deras funktion.

G20 UPPGIFTER – AKUSTISKA KOMPONENETER

1. En man avfyrar en kanon mitt i en rundell. Vid varje avfartsväg mot norr, öster, syd och väster finns en bil, en pappskärm, en 4 mm järnplatta och en utspänd aluminiumfolie. Storleken är lika och de vänder sig i nord-sydlig riktning. Vilket kommer att röra sig mest?

– Nord och Syd . . . . . A ☐
– Väst och Öst . . . . . B ☐

2. Varför är en dynamisk mikrofon inte monterad med magneten på membranet och spolen fast?
– Spolen tar mindre plats än magneten . . . . . A ☐
– Spolen är lättare än magneten. . . . . B ☐
– Spolen kan lindas med flera varv . . . . . C ☐
– Det går fint att göra så. . . . . D ☐

3. Vad är det som begränsar mikrofonens frekvensområde?
– Ett begränsat membran . . . . . A ☐
– Vikten hos spolen. . . . . B ☐
– Magnetens styrka . . . . . C ☐
– Spolens storlek . . . . . D ☐

4. Varför kan en högtalare inte återge alla frekvenser?
– Det är opraktiskt . . . . . A ☐
– Den skulle vara för stor . . . . . B ☐
– Låga frekvenser behöver stort membran och höga litet. . . . . C ☐
– Fabrikerna säljer flera högtalare . . . . . D ☐
– Låga frekvenser behöver mer effekt än höga . . . . . E ☐

5. Varför är det stor skillnad på olika pick up'er? Därför att:
– Det är själva metoden som gör skillnaden (kristallens egenskaper kontra induktion m.m.) . . . . . A ☐
– En fin kristall-pick up skulle vara för dyr . . . . . B ☐
– Nålen sitter mera fast på en kristall pick up än den gör på en dynamisk pick up. . . . . C ☐

6. Varför är det basen, som normalt skapar problem vid byggandet av högtalarlådor?
– Våglängden hos frekvensen skall vara av samma storleksordning som vägen från framsidan till baksidan av högtalaren och basens våglängd är längst. . . . . A ☐
– Det skall finnas mera plats för basens våglängd. . . . . B ☐
– Klangbilden hos basen är »fetare» och kräver därför mera plats för att komma till sin rätt . . . . . C ☐

7. Varför används vanligtvis tre högtalare i en låda?
– För att få större effekt . . . . . A ☐
– För att få större frekvensområde . . . . . B ☐

8. Vilka frekvenser avger en Dome-Tweeter?
– Höga . . . . . A ☐
– Låga . . . . . B ☐

9. En spole kopplas i serie med bashögtalaren för att:
– ta bort diskanten . . . . . A ☐
– leda in bastonerna i bashögtalaren . . . . . B ☐

G21 - ANTENNER

RADIOVÅGOR

Radiovågor är elektromagnetiska svängningar som utbreder sig med ljusets hastighet – 300.000 km per sekund. Dessa vågor kan skickas från en öppen svängningskrets och de kan mottagas i en annan öppen svängningskrets. Sändarens och mottagarens svängningskretsar skall vara avstämda till varandra. Endast då kommer maximal överföring att ske. Öppna svängningskretsar kallas för antenner och det är i princip inte någon skillnad mellan mottagar- och sändarantenner.

Det har visat sig, att en antenn skall ha en bestämd längd för att passa till en bestämd radiofrekvens. Längden står i proportion till radiovågens våglängd:

$$\text{längden } \lambda = \frac{\text{Ljusets hastighet c (m/s)}}{\text{Frekvensen i svängningar f (Hz)}}$$

Detta illustreras i fig. G21.1. Från huset med antennen på taket skickas radiovågor. Vågorna far i väg från antennen med ljusets hastighet. Om man kunde se vågorna, skulle man kunna mäta längden från toppen av den ena vågen till toppen på nästa. Om vågen svänger 1 gång per sekund och den utbreder sig med ljusets hastighet, skall måttbandet vara 300 000 km långt för att kunna mäta vågens längd. Men en svängning på 1 Hz används inte för radioändamål. Här är det fråga om miljonvis med svängningar per sekund och då är det inte så långt mellan vågorna, även om ljusets hastighet är mycket hög.

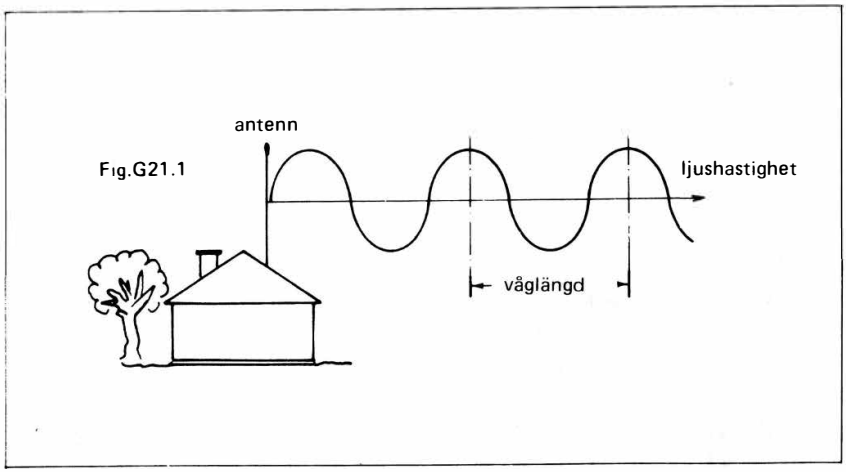


Fig. G21.1.
Radiovågor utbreder sig med ljusets hastighet. Varje radiovågs längd kan mätas och beräknas som ljushastigheten dividerat med frekvensen.

När man skall tillverka antenner utgår man från våglängden. Antennens längd skall nämligen passa till vågens längd, innan man kan mottaga eller sända den önskade svängningen. Förhållandet mellan mottagningsfrekvens och våglängd är ganska enkelt:

$$\lambda \text{ meter} = \frac{300}{\text{f (MHz)}} \text{ meter,}$$

där den grekiska bokstaven λ (lambda) står för våglängden i meter och f är frekvensen i *Mega Hertz*, dvs. miljoner svängningar per sekund. Talet 300 är ljushastigheten i 1000 km per sekund och svarar mot mätetalet för frekvensen i MHz. Denna förenkling gör att beräkningen av våglängder blir enklare då antenner oftast används i området MHz.

RADIOVÅGENS UTBREDNING

Radiovågor med olika frekvenser utbreder sig olika på jordklotet. Mycket låga frekvenser följer nästan jordens böjning. Mycket höga frekvenser kan endast följa räta linjer på samma sätt som ljuset. Att man kan lyssna på kortvågsstationer från andra sidan jorden, beror på atmosfärens reflektioner. Vid vissa frekvenser kommer de högre luftlagren att verka som speglar som vinklar radiovågorna tillbaka. De kan "studsa" flera gånger innan de når mottagaren. Jorden är stor. Med omkretsen 40076 km vid ekvatorn tar en radiovåg 1/7 sekund på sig för att tillryggalägga denna sträcka. Vid 2-vägskommunikation kan detta skapa problem med fördröjning av signalerna. Det ka ta en liten stund innan mottagaren hör sändaren och samma tid för sändaren att svara mottagaren. Vid till exempel kommunikation mellan rymdfarkoster och jorden ställer det till stora problem ibland. Mellan jorden och månen är avståndet 400 000 km och det tar därför 3 sekunder för en signal att gå båda vägarna. På jorden är problemen inte så överhängande. Det är sällan avstånd på mera än 100 km mellan sändare och mottagare och tidsförloppet är då 1/3000 dels sekund. Här märks ju inte fördröjningen.

EN ANTENN ÄR EN SVÄNGNINGSKRETS

I avsnittet G 14 lärde vi oss en del om svängningskretsar. En av dessa bestod av en spole och en kondensator som var parallellkopplade. Om kretsen anslöts en kortvarig ström, utväxlade kondensatorn sin elektrostatiska energi med spolens magnetfält. Det uppstod då även »dämpade svängningar» med en bestämd frekvens, beroende på kondensatorns och spolens värden.

Antennen kan tänkas vara en utvikt svängningskrets. Fig. G21.2 visar utvikningen av svängningskretsen som uppstår, när kondensatorplattorna viks ut och ersätts av räta motriktade pinnar. Varje " pinne" innehåller sin egen halva spole och kondensatorplatta. De två motsatta pinnarna kallas för *dipol* och kan vara aluminiumstavar, koppartrådar eller rör. När en antenn är *avstämd* till mottagningsfrekvensen, betyder det, att den är i resonans med mottagningssignalen. I resonans är den, när det, som i fig. G21.3 står *en halv våglängd* över antennen vid *mottagningsfrekvensen*. I praktiken får inte antennen vara exakt lika med 1/2 våglängd. Strömmen i själva antennmateria-

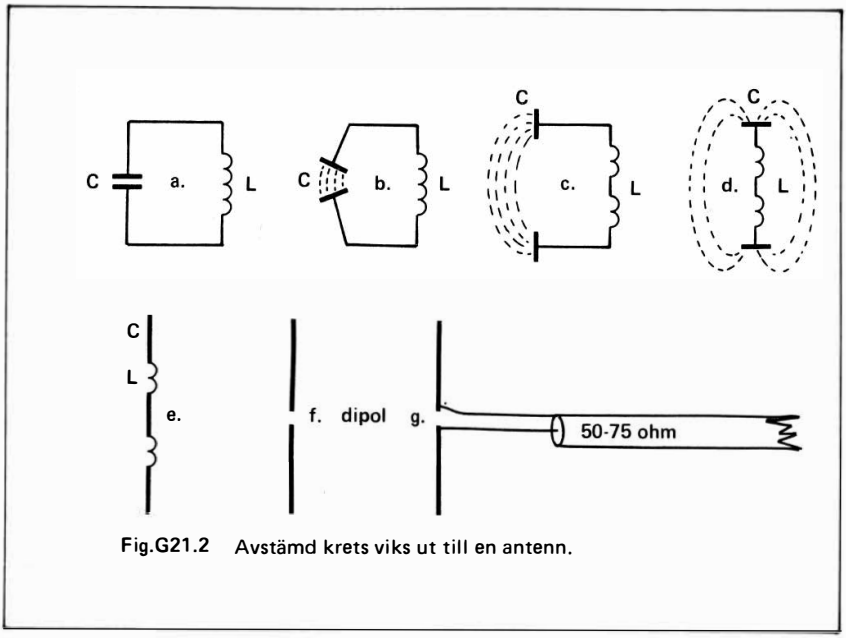


Fig.G21.2 Avstämd krets viks ut till en antenn.

Fig. G21.2.
Förhållandet mellan en resonanskrets och en antenn.

let flyter inte på samma sätt som i atmosfären. Dämpfaktorn som brukar användas är 0,95. Den elektriskt korrekta uträknade antennlängden skall alltså minskas med 5%. 1/2 vågsdipolens längd blir därför:

$$\text{Antennlängd} = \frac{300}{2 \times f\,(\text{MHz})} \times 0{,}95 = \frac{142{,}5}{f\,(\text{MHz})}$$

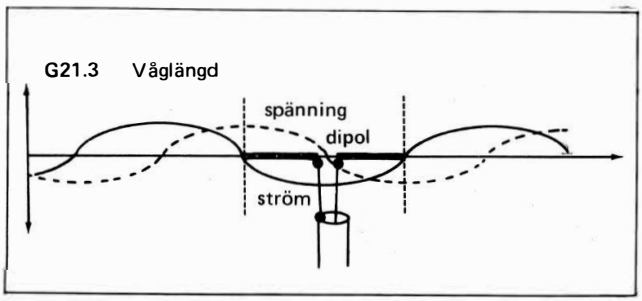
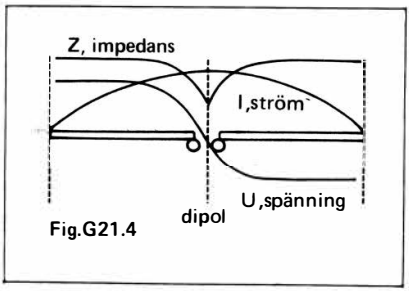


Fig. G21.3.
Antennen bringas i resonans, när det står en 1/2 våg av frekvensen över den.

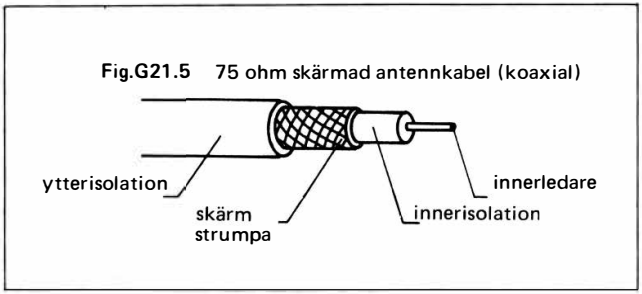
Fig. G21.4.
I antennens ändar varierar spänningen kraftigt upp och ner. I mitten varierar strömmen. Av den anledningen är impedansen i mitten av en dipol ganska låg.



I en dipol skall halva våglängden motsvaras av hela antennens bredd. Dipolen tillverkas av två delar, som anslutes till var sin nerledare. Varje del av dipolen skall vara halva uträknade längden.

I fig. G21.3 ses, hur dipolen anpassas till våglängden. När antennen mottar de elektromagnetiska vågorna, kan den i ändpunkterna uppsamla elektroner, även om antennmaterialet är en god ledare. Då kan en spänningsskillnad uppstå i dipolens halvor. Det kallas för *stående vågor*. Fig. G21.4 visar förhållandet mellan spänning och ström i dipolen. I kurvorna kan man se att det går att beräkna en impedans. Vi säger att impedansen har sitt lägsta värde i dipolens mitt. De flesta dipoler har en mittpunktsimpedans på 75 ohm. Det betyder att en mottagare eller sändare direkt kan anslutas till denna punkt, under förutsättning att apparaten också har en impedans på 75 ohm. Det kallas för *anpassningsimpedans*. Men det är jobbigt att montera sändare eller mottagare direkt på antennen i en mast. Vi måste alltså använda en kabel ner till mottagaren eller sändaren. Kabeln måste då ha samma impedans, i annat fall kommer även kabeln att fungera som antenn. Detta ger i sin tur ett stående-vågförhållande mellan kabelns inre och yttre delar. Fig. G21.5 visar en speciell *koaxial-kabel*. Koaxial-kabeln tillverkas med samma impedans som mottagare och sändare. Då antennanpassningen genom kabel är rätt till apparaten, blir det mycket små förluster i kabeln mellan antenn och apparat. Används felaktig kabel, anslutningar eller antenn, kommer de stående vågorna medföra många gångers signalförlust. Koaxialkablar tillverkas för 50 ohm och 75 ohm (60 ohm). Deras impedans uppstår beroende på påverkan mellan innerledare och skärm. Beroende på detta är koaxialkablar tillverkade med stor noggrannhet med exakta avstånd mellan innerledare och skärm samt bestämda trådtjocklekar. Ofta är till och med innerledaren gjord av försilvrad koppartråd. Det tunna silverlagret överför bättre högfrekvens-

Fig. G21.5.
En avstämd antennkabel för 50 eller 75 ohm, består av en isolerad innerledare med en skärmstrumpa utanför.



strömmarna än en ren kopparledning. Höga frekvenser har en tendens att hålla till i ytan av materialet.

För att erhålla ideell anpassning mellan koaxialkabeln och dipolen, bör de inte sammankopplas direkt. Dipolen är symmetrisk och bör därför också belastas symmetriskt. Koaxialkabeln är däremot osymmetrisk (obalanserad). Därför inkopplas i mer avancerade antenner en *balun* (omvandlare) mellan balanserad och obalanserad signal.

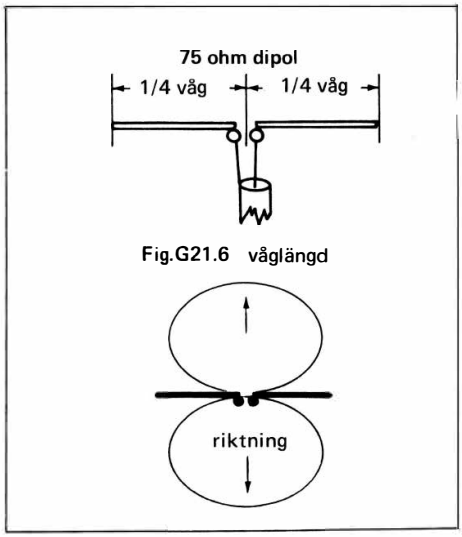


Fig. G21.6.
Dipolen skall riktas mot sändaren/ mottagaren enligt riktningsdiagrammet. Varje halvdel av dipolen skall vara 1/4 våglängd och impedansen är då ca. 50-70 ohm.

En 1/2-vågs-antenn kan även användas till högre frekvenser. Den skall då ha udda multiplar av 1/2 våglängd över sig, dvs $3\lambda/2$, $5\lambda/2$ etc. Om antennen är gjord som en 1/2 -vågs-antenn vid 100 MHz, fungerar den även till 300 MHz, 500 MHz och 700 MHz osv. Men som dipol används till de högre harmoniska frekvenserna, kommer riktningskarakteristiken att bli annorlunda.

OLIKA ANTENNER

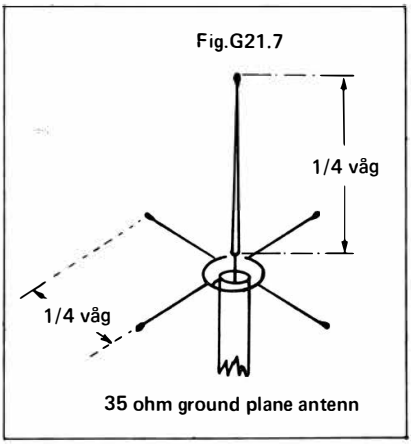
Den enklaste antennen är dipolen. Den är lätt att tillverka och ställer inte några större krav på exakthet vid tillverkningen. Fig. G21.6 visar en dipol. Varje del skall vara en 1/4 dels våglängd multiplicerat med förkortningsfaktorn 0.95. Om antennen skall användas för bredbandsmottagning, anpassas längden till den eller de stationer som är svagast eller så *avstämmer* man antennen mitt på det önskade frekvensbandet. Till FM-bandet som täcker 87.5 – 108 MHz beräknas antennen för 96 MHz, vilket blir:

$$\frac{142{,}5}{96\ \text{MHz}} = 148\ \text{cm}$$

Varje del av dipolen skall vara 74 cm.

Dipolen skall för mottagning av radio och TV monteras vågrätt. Det kallas för vågrät *polarisering*. Det beror på att de flesta sändare för dessa

Fig. G21.7.
Ground plane antennen är lodrätt polariserad och »rundstrålande». Dess anslutningsimpedans är ca. 35 ohm.



ändamål sänder ut signalen med den polariseringen. Fig G21.6 visar dipolens riktningskänslighet. Bilden visar att de mottagna signalerna kan träffa antennen från två håll. Vänds dipolen med spröten mot sändaren, kommer signalen till mottagaren att bli mycket svag.

GROUND PLANE ANTENNER

De flesta bärbara transistorapparater och walkie-talkies är försedda med teleskopantenner enligt ground plane principen. Ground plane betyder jordplan och en i en sådan antenn kan man betrakta den ena dipoldelen som själva apparaten och teleskopantennen som den andra dipoldelen. Polariseringen av en GP - antenn är naturligtvis lodrät. En bärbar walkie-talkie med teleskopantenn utgör en lodrätt polariserad antenn tillsammans med den person som håller i apparaten. Även om det inte är någon egentlig förbindelse mellan apparaten och personen, så är det utmärkt förbindelse för de högfrekventa-signalerna.

Det går att förbättra GP-antennens egenskaper genom att höja upp den och flytta med jordplanet upp i höjden. Se fig. G21.7. GP-antennen består här av 3 eller 4 vågräta stavar som är 1/4 dels våglängd långa. De sammankopplas till koaxialkabelns skärm och bildar jordplan. Antennpinnen i mitten är också 1/4 våglängd och är kopplad till koaxialkabelns innerledare.

Konstruerad på detta sätt har GP-antennen en impedans på 35 ohm. Även om nu inte antennen är perfekt anpassad till 50 ohm, kan man utmärkt använda 50 ohms koaxialkabel vidare till en 50 ohms antenningång på en mottagare.

Professionella GP- antenner är 5/8 dels våglängd och försedda med en anpassningsspole till 50 ohm i foten. Antennen blir då optimerad till 50 ohm och man får ett fint *ståendevågförhållande*.

STÅENDEVÅGFÖRHÅLLANDE – SWR

I samband med sändare av olika slag måste antennen justeras. Denna justering görs för att erhålla bästa ståendevågförhållande. För detta ändamål används en ståendevåg-mätare (SWR: Standing Wave Ratio = Stående Våg

Förhållande). Detta instrument ansluts i serie med antennledningen och indikerar, hur mycket av sändarens signal som försvinner upp och ut genom antennen och hur mycket signal som kommer tillbaka från antennen. Det kan nämligen hända, att antennen *reflekterar* hälften av uteffekten tillbaka till utgången på sändaren. Där kommer förlusteffekten att omvandlas till värme. SWR förhållandet är ett mått för antennens godhet. SWR instrument har ett visarinstrument, en potentiometer och en antennriktningsomkopplare. Med riktningsomkopplaren väljer man FWD – forward signal, dvs från sändare till antenn. Därefter justeras utslaget på visarinstrumentet till 100%. Sedan slås omkopplaren om till läge REF – reflected signal dvs. retursignal från antenn till sändaren. Det resultat som nu visas på instrumentet kan avläsas antingen i % eller som ett tal, större än 1. Vid förhållanderäkning ser formlen ut enligt följande:

$$\textbf{SWR el. ståendevågförhållande} = \frac{\textbf{Anpassningsimpedans Z}}{\textbf{Missanpassning R}},$$

där det största talet sätts överst, så att ståendevågförhållandet alltid blir större än 1. På själva SWR instrumentet mäts emellertid inte impedans förhållandet utan ett spänningsförhållande. Därför blir skalan kvadratisk vilket ger en 25% effektvisning på halva skalan. Med 25% retursignal av 100% kommer 75% ut i luften. Ståendevågförhållandet blir här 3. Förhållandet mellan typiska ståendevågförhållanden är:



Fig. G21.8.
SWR metern används mellan sändare och antenn. På instrumentet, kan man se, hur mycket av effekten från sändaren som går ut i luften och hur mycket som går tillbaka genom kablen till utgången. De flesta antenner kan justeras till lägsta möjliga SWR-förhållande.

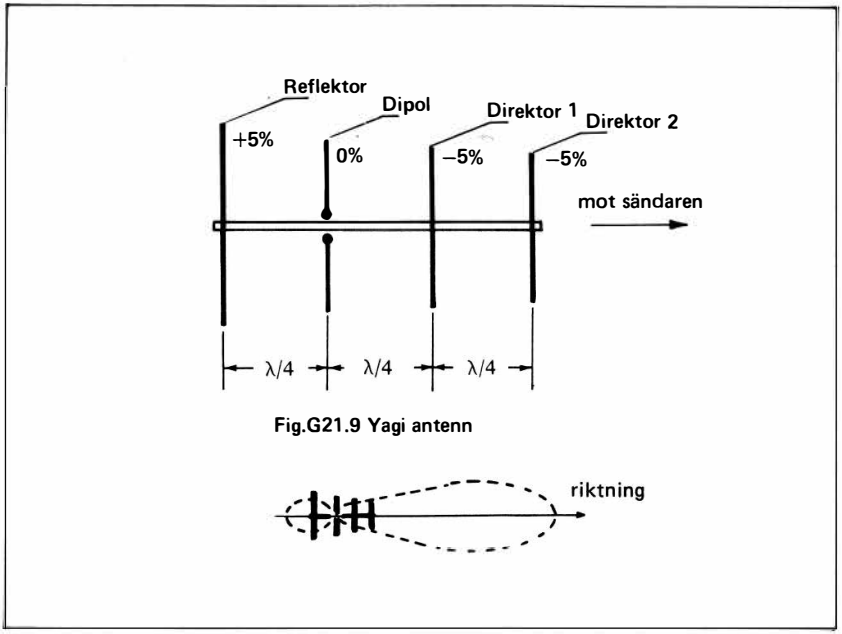


Fig.G21.9 Yagi antenn

Fig. G21.9.
En Yagiantenn består av en dipol, en reflektor och ett antal direktorer. En reflektor och en direktor förbättrar signalen på en dipol med ca. 6 dB.

Reflekterad signal i %	SWR-förhållande
25%	3
11%	2
4%	1,5
0%	1

Många antenner som används professionellt har ofta justeringsmöjligheter av längden för att erhålla lägsta möjliga ståendevågförhållande. Ett SWR-förhållande mellan 1 - 1,5 är bra. 1,5 - 2 är acceptabelt men är det över 2 bör antennen justeras. Ståendevågförhållanden över 3 kan förstöra sändaren. Fig. G21.8 visar ett typiskt SWR-instrument.

FM – TV ANTENNER

Till TV och FM används YAGI antenner. Det är en antenn bestående av en dipol, en reflektor och en eller flera direktorer som visat i fig. G21.9. Reflektorn sitter bakom dipolen och direktorerna framför. De extra pinnarna har till uppgift att öka antennens känslighet i en bestämd riktning. Men med stigande känslighet – *antennförstärkning (gain)* – erhålles en mera riktningskänslig antenn. En antenn med många direktorer måste riktas in exakt på sändaren. Då kan antennen ge upp till en 4-dubbling av signalstyrkan. Förstärkningen anges i dB – en fördubbling är 6 dB, 12 dB = 3 dubbling och 18 dB = 4 dubbling av antennsignalen.

BERÄKNING AV YAGI-ANTENNER

Fig. G21.9 visar en typisk 4 elements TV-antenn av YAGI-typ. Den är ganska lätt att beräkna och kan i praktiken tillverkas av aluminiumrör på en aluminiumbom. Endast de två pinnarna i dipolen skall skiljas från varandra och isoleras så att anslutningskabeln kan kopplas till dem.

Antennen beräknas:

längd på varje dipoldel $\dfrac{71}{\text{f MHz}}$

total längd på reflektorn = $\dfrac{150}{\text{f MHz}}$

total längd på direktorn = $\dfrac{142{,}5}{\text{f MHz}}$ **- 5%**

total längd för direktor 2 = direktor 1 – 5%.
total längd för direktor 3 = direktor 2 – 5%.
total längd för direktor 4 = direktor 3 – 5%.
på samma sätt beräknas de efterföljande direktorer genom att man varje gång minskar längden med ca. 5%.

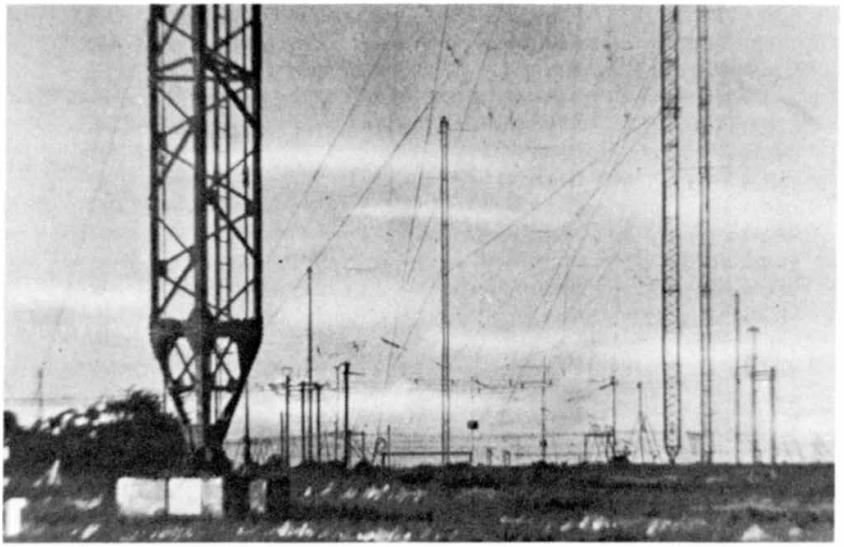
Avståndet mellan reflektor och dipol och mellan dipol och första direktor skall vara 1/4 del av våglängden. Därefter ökas avståndet mellan 3-5% till varje efterföljande direktor.

Vid antennberäkningar måste man ha tillgång till olika fasta frekvenser. Se nedan:

Område	Band	Frekvens (bild/ljud)
TV kanal 2	Band 1	48,25MHz/53,75MHz
TV kanal 3	Band 1	55,25MHz/60,75MHz
TV kanal 4	Band 1	62,25MHz/67,75MHz
FM-bandet	Band 2	96MHz (87,5-108MHz)
VHF amatörradio	2-meters bandet	145MHz (144-146MHz)
TV kanal 5	Band 3	175,25MHz/180,75MHz
TV kanal 6	Band 3	182,25MHz/187,75MHz
TV kanal 7	Band 3	189,25MHz/194,75MHz
TV kanal 8	Band 3	196,25MHz/201,75MHz
TV kanal 9	Band 3	203,25MHz/208,75MHz
TV kanal 10	Band 3	210,25MHz/215,75MHz
TV kanal 11	Band 3	217,25MHz/221,75MHz
TV kanal 12	Band 3	224,25MHz/228,75MHz
UHF amatörradio	70 cm bandet	435MHz (432-438MHz)
TV kanal 21	Band 4	471,25MHz/476,75MHz

TV kanal 22	Band 4	479,25MHz/484,75MHz
TV kanal 23	Band 4	487,25MHz/492,75MHz
TV kanal 24	Band 4	495,25MHz/500,75MHz
TV kanal 25	Band 4	503,25MHz/508,75MHz
TV kanal 26	Band 4	511,25MHz/516,75MHz
TV kanal 27	Band 4	519,25MHz/524,75MHz
TV kanal 28	Band 4	527,25MHz/532,75MHz
TV kanal 29	Band 4	535,25MHz/540,75MHz
TV kanal 30	Band 4	543,25MHz/548,75MHz
TV kanal 31	Band 4	551,25MHz/556,75MHz
TV kanal 32	Band 4	559,25MHz/564,75MHz
TV kanal 33	Band 4	567,25MHz/572,75MHz
TV kanal 34	Band 4	575,25MHz/580,75MHz
TV kanal 35	Band 4	583,25MHz/588,75MHz
TV kanal 36	Band 4	591,25MHz/596,75MHz
TV kanal 37	Band 4	599,25MHz/604,75MHz
TV kanal 38	Band 5	607,25MHz/612,75MHz
TV kanal 39	Band 5	615,25MHz/620,75MHz
TV kanal 40	Band 5	623,25MHz/628,75MHz
TV kanal 41	Band 5	631,25MHz/636,75MHz
TV kanal 42	Band 5	639,25MHz/644,75MHz
TV kanal 43	Band 5	647,25MHz/652,75MHz
TV kanal 44	Band 5	655,25MHz/660,75MHz
TV kanal 45	Band 5	663,25MHz/668,75MHz
TV kanal 46	Band 5	671,25MHz/676,75MHz
TV kanal 47	Band 5	679,25MHz/684,75MHz
TV kanal 48	Band 5	687,25MHz/692,75MHz
TV kanal 49	Band 5	695,25MHz/700,75MHz
TV kanal 50	Band 5	703,25MHz/708,75MHz
TV kanal 51	Band 5	711,25MHz/716,75MHz
TV kanal 52	Band 5	719,25MHz/724,75MHz
TV kanal 53	Band 5	727,25MHz/732,75MHz
TV kanal 54	Band 5	735,25MHz/740,75MHz
TV kanal 55	Band 5	743,25MHz/748,75MHz
TV kanal 56	Band 5	751,25MHz/756,75MHz
TV kanal 57	Band 5	759,25MHz/764,75MHz
TV kanal 58	Band 5	767,25MHz/762,75MHz
TV kanal 59	Band 5	775,25MHz/780,75MHz
TV kanal 60	Band 5	783,25MHz/788,75MHz

TV kanal 61	Band 4	791,25MHz/796,75MHz
TV kanal 62	Band 4	799,25MHz/804,75MHz
TV kanal 63	Band 4	807,25MHz/812,75MHz
TV kanal 64	Band 4	815,25MHz/820,75MHz
TV kanal 65	Band 4	823,25MHz/828,75MHz
TV kanal 66	Band 4	831,25MHz/836,75MHz
TV kanal 67	Band 4	839,25MHz/844,75MHz
TV kanal 68	Band 4	847,25MHz/852,75MHz
TV kanal 69	Band 4	855,25MHz/860,75MHz



Vid beräkning av UHF antenner är kraven på noggrannhet inte helt så stora och man kan nöja sig med att bygga en antenn till det *område* man vill mottaga. Ännu högre upp i frekvenser används parabolantenner och speciella kablar m.m. Det kommer inte att beskrivas i denna bok.

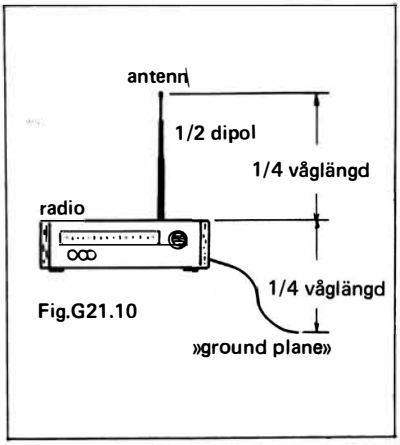
NÄR ANTENNEN ENDAST ÄR EN TRÅDSTUMP

När antenner tillverkas utan kännedom om antennkonstruktion och längder för olika frekvenser, kommer det i de flesta fall att fungera mycket dåligt. Resultatet blir kanske brukbart. Men det är oftast tillfälligheter som gör att antennen fungerar.

I mycket sällsynta fall under vissa väderleksformer med stora högtryck kan nämligen antennsignaler på frekvenser som normalt inte kan transporteras långt, nå runt jorden. Det finns en del olika fenomen i atmosfären som "lurar" radiovågorna till att studsa vidare runt klotet. Dessa fenomen kallas för *tropo* och *sporadiskt E*. Sporadiskt E är det, när man kan höra italienska, franska och spanska radiostationer på en vanlig FM-radio. Det är inte antennen som är bra utan det beror helt på de atmosfäriska skikten.

Det går inte att förlänga antenntråden till en radio godtyckligt och tro att mottagningen skall bli bättre. Om en 1 meter lång antenntråd ansluts till en FM-mottagare, erhålls faktiskt den mest optimala mottagningen. Förlängs tråden till 2, 3 eller 4 meter, blir signalen försämrad. Detta utbredda missförstånd kommer från radions barndom, när mellanvågsmottagaren endast fungerade med en lång tråd ansluten till mottagaren. Det fungerade på mellanvåg, där våglängden är 300 meter, men det fungerar inte på FM-radion. Fig. G21.10 visar en FM-radio med en enkel trådantenn på ca. 1 meter. Denna längd ger radion en 1/4 våglängd till den »varma» antenningången. Radion själv och dess anslutningsledningar fungerar som den andra dipoldelen. Ofta är nätkabeln till radion ungefär 1 meter, som fungerar fint som motvikt för trådantennen.

Fig. G21.10.
Den enklaste FM-antennen består av en ledningstråd på 1/4 våglängd. Med längre tråd, försämras mottagningen.



De flesta moderna receivers levereras med en trådantenn formad som en dipol. Det är en *äkta* dipol. Antennen placeras lämpligen så högt som möjligt. Denna trådantenn skall man inte förlänga eller förkorta. Antennen är alltid anpassad till mottagaren och det enda sättet att ytterligare förbättra mottagningen är att montera en större antenn på husets tak. Det bör här noteras att takbeläggningen kan ha betydelse om antenner monteras inne på en vind under taket. Sten, skiffer och bläckplåt dämpar mycket. Trä och andra porösa material dämpar mindre. Det är naturligtvis också olämpligt att placera antennen i närheten av rörsystem odyl.

SAMMANFATTNING

En antenn skall ha en bestämd längd för att mottaga en signal på en bestämd frekvens optimalt. Antennen kan vara en 1/2-vågs dipol eller 1/4-vågs ground-plane-konstruktion. Om man till en vanlig dipolantenn lägger till en reflektor och ett par direktorer, ökar förstärkningen i antennen och då även riktningskänsligheten. Antenner skall alltid anslutas till sändare och mottagare med speciella kablar. För de flesta sändarantenner till t. ex amatörradio används 50 ohms koaxialkablar. För mottagning av TV m.m. används 75 ohms. Man skall ALLTID använda rätt typ av antenn för det avsedda mottagningsområdet – alla andra lösningar blir bara sämre.

G21 UPPGIFTER – ANTENNER

1. Hur lång skall en 1/4-vågs-antenn vara för att mottaga Luxemburg på mellanvåg bäst? (Luxemburg ca. 6 MHz).
– 50 meter . . . . . A ☐
– 11,9 meter . . . . . B ☐

2. Beräkna en dipol för 100 MHz. Det skall finnas en 1/2 våglängd över hela dipolen. Hur långa är båda kvartsvågsdelarna tillsammans?
– 1,5 meter . . . . . A ☐
– 3 meter . . . . . B ☐

G22 - MODULATION

MODULATION

Då man i början av 1900-talet fick möjlighet till trådlös radioförbindelse, var det naturligt att telegrafin användes. *Samuel Morses* system hade ju använts i nästan 50 år i Amerika. På detta sätt kunde man med ström och spänning i en tråd överföra Morse-tecken. Samma tecken kunde även användas för att tända och släcka strömmen i *Guglielmo Marconis* gnistsändare och Marconi var den förste i världen, som skickade ett radiomeddelande över atlanten. Detta skedde den 12 december 1901. Det första tecken som skickades var Morses tre prickar för bokstaven S.

Marconis sätt att överföra signaler var att tända och släcka strömmen till en stor gnistsändare. Radiovågorna som skickas ut genom antennen när en sändare är på, kallas för *bärvågor* och att tända och släcka – att ändra på bärvågen – kallas för *modulation*.

Det sätt som Marconi 1901 modulerade sin sändare på kallas för AM eller Amplitud Modulation.

AM – AMPLITUDMODULATION

Vid amplitudmodulation ändras spänningsnivån på sändarens bärvåg. Amplitud är engelska för styrka (nivå). En AM-modulation är nivå ändring av bärvågen. Bärvågen har till uppgift att överföra signalen genom luften. Modulationen har till uppgift att överföra informationen. Fig. G22.1 visar en bärvåg från en sändare och fig. G22.2 visar en av morsetecken avbruten bärvåg. De smala delarna är korta morse tecken respektive de långa delarna långa morse tecken. Denna form av modulation används inte endast för morsesignaler utan även till fjärrstyrningsändamål. Den kallas för *impulskodmodulation*. När man telegraferar, måste man manuellt sluta och bryta strömmen till sändaren. Vid fjärrstyrning kan man med digitalteknik *koda* och *avkoda* signalerna till helautomatiska styrändamål.

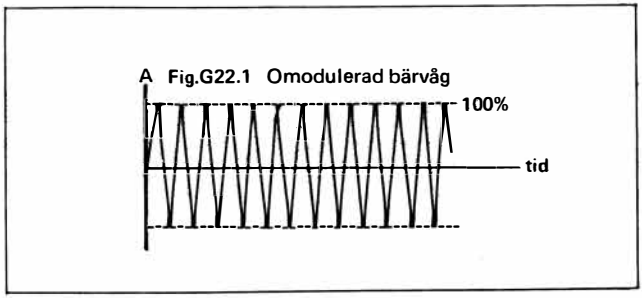


Fig. G22.1. Bärvågen överför signalen mellan sändare och mottagare.

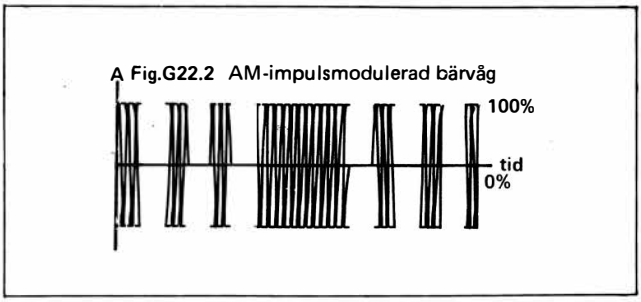


Fig. G22.2.
En morsesignal skickas ut som små delar av en bärvåg.

Dansken Valdemar Poulsen tillverkade 1904 en förbättrad version av telegrafisändaren. Fortfarande kunde man inte överföra tal och musik. Det var inte förrän omkring 1920, som *Lee de Forset* trioden användes till sändarfunktioner. Med trioden kunde bärvågen varieras kontinuerligt mellan stora och små amplituder. Som signalkälla användes då *Alexander Bell's* telefonmikrofon som i prototypform blev demonstrerad på världsutställningen i Philadelphia USA 1876. 1922 påbörjades de egentliga radiosändningarna från Covent Garden i London och en ny epok började för elektronikindustrin. Fig. G22.3 visar en typisk AM-modulation av en bärvåg med en inmatad sinuston.

FM – MODULATION

Medan man vid AM-modulation varierar nivån, så varieras frekvensen vid FM-modulation. Försök med detta gjordes i mitten på 1930 -talet. Med utgångspunkt från en bestämd frekvens, knuffade man denna upp och ner lite i takt med signalen och kunde på detta sätt överföra tal och musik med bättre kvalitet. I en FM-mottagare skall förstärkarkretsarna endast förstärka signalen så att frekvensvariationen blir hörbar. Då undertrycks bruset. Elektriska störningar från andra kretsar påverkar AM-mottagare mycket. Störningarna i sig själva är amplitudmodulerade. Däremot finns det nästan inga frekvensmodulerade störningar.

Utvecklingen inom elektroniken under krigsåren 1940 - 45 satte extra fart på tillverkningen av FM-sändare och FM-mottagare. Krig har alltid visat sig sätta fart på utvecklingen.

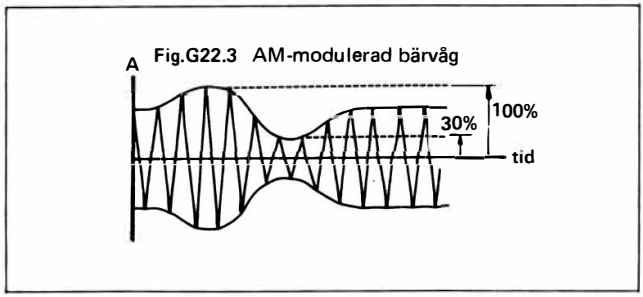


Fig. G22.3.
En sinuston AM-modulerar bärvågen, varvid dess amplitud stiger och faller i takt med modulationssignalen.

TV – MODULATIONEN

Signalen från en TV-sändare innehåller både bilddel och ljuddel. För att kunna separera signalerna så mycket som möjligt, används som regel olika typer av modulation. Ljudbärvågen är dessutom förskjuten 5,5 MHz i förhållande till bildsignalen. Här i landet och i de flesta länder skickas bilden AM-modulerat och ljudet FM-modulerat.

ANDRA MODULATIONSFORMER

När en AM-sändare skickar ut signal, visar det sig, att den inte endast sänder på grundfrekvensen med samma signalnivå. Det sker en blandning mellan bärvågsfrekvensen och modulationen. Vissa nya produktfrekvenser uppstår . Dessa frekvenser finns på ett bestämt "avstånd" från grundfrekvensen och de varierar med modulationen. Det låter svårt men vi tar ett exempel. Skickar vi en bärvåg på 100 kHz och modulerar den med en ton på 1 kHz, kommer antennsignalen att innehålla 99 kHz, 100 kHz och 101 kHz. Med tillräckligt kraftig modulation, så att bärvågen nästan förvrängs (100%) fördelar sändarens uteffekt sig med 25% i varje *sidband* (99 kHz och 101 kHz). Resterande 50% finns i grundtons bärvågen. Då all information ligger i sidbanden, är det ganska onödigt att skicka ut bärvågen. För långväga radiotelefoni kontakter tas bärvågen och eventuellt ena sidbandet helt enkelt bort (Dubbelt sidband, Double sideband/DSB respektive Enkelt sidband, Single sideband/SSB). I mottagaren måste man då istället *injicera* en konstgjord bärvåg för att kunna återbilda signalen (BFO). På apparaten finns det en omkopplare där man kan välja mellan över eller undre sidbandet. Apparater för denna typ av modulation är mycket kostsamma.

AM – MODULATIONSINDEX

Vid AM-modulation av en bärvåg får man en amplitudändring av bärvågen samtidigt som man får två nya frekvenser på var sin sida om bärvågen. De uppstår som en mellanfrekvens mellan grundfrekvens och modulationsfrekvens. Detsamma händer när två personer visslar två toner på nästan samma frekvens. Det bildas ett par helt nya toner, som är summan och skillnaden mellan grundtonerna. På samma sätt är det med modulationen i en AM-sändare. För grundfrekvensen anges ett modulationsindex. Det är förhållandet mellan modulationssignalens och bärvågens amplituder. Det betyder alltså att modulationsindex för bärvågen utan modulation är 0. Formelmässigt blir modulationsindexet:

$$\mathbf{M = \frac{modulationens\ amplitud}{bärvågens\ amplitud}}\ \textbf{och är uttryckt i \%:}$$

$$\mathbf{M\% = \frac{modulationens\ amplitud}{bärvågens\ amplitud} \times 100}$$

Dessutom kan påvisas, att bärvågens frekvens f_O vid modulation förblir konstant. Det är i verkligheten sidbanden som ger modulationen. Det är i och för sig ganska ointressant, men i praktiken betyder det, att AM-sändare täckande ett visst frekvensområde inte får täcka över andra sändares frekvenser. Av den anledningen finns ett krav till. AM-sändare får inte skicka ut signaler med större modulation än 3 kHz. Om så vore fallet, skulle sändaren breda ut sig för mycket på bandet. Enligt internationella regler gäller att inga sändare skall placeras närmare varandra än 7 - 10 kHz. Om sändarna ligger närmare varandra, kan de påverka varandra med pipande ljud som resultat. En AM-sändare på 500 mW kommer, när den moduleras med en maximal frekvens av 3 kHz, att ge 125 mW vid plus 3 kHz och 125 mW vid minus 3 kHz från bärvågen.

FM – MODULATIONSINDEX

Vid FM-modulation hålls amplituden konstant medan bärvågens frekvens varieras i takt med modulationssignalen. På samma sätt som vid AM, kommer det att uppstå sidband, men vid FM uppstår det nästan oändligt många, som snabbt faller i amplitud. Sidfrekvensernas amplituder är beroende av frekvenssvinget och modulationsfrekvensen:

$$m = \frac{\text{maximalt frekvenssving}}{\text{modulationsfrekvens}} = \frac{df}{f_m},$$

Vi kan ta ett praktiskt exempel. En sändare moduleras med en ton på 1000 Hz = 1 kHz. Signalstyrkan får f_O att ändra sig +/– 5 kHz. Modulationsindex blir då:

$$m = \frac{df}{f_m} = \frac{5\ \text{kHz}}{1\ \text{kHz}} = 5$$

Av detta kan man få en bild av hur mycket sändaren breder ut sig över bandet, då man skall ta hänsyn till de oändligt många sidbanden som blir svagare och svagare ju längre bort man kommer från bärvågsfrekvensen. Detta kan ses i en »Bessel-kurva» över sidbandsamplituderna, men det beskrivs inte i boken. Vid 5'te och 7'de sidbanden betraktas effekterna som så låga, att de inte är störande för närliggande stationer.

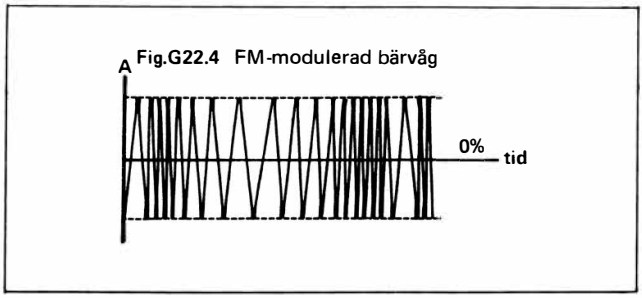


Fig. G22.4. Vid FM-modulation ändras inte bärvågens amplitud utan endast frekvensen.

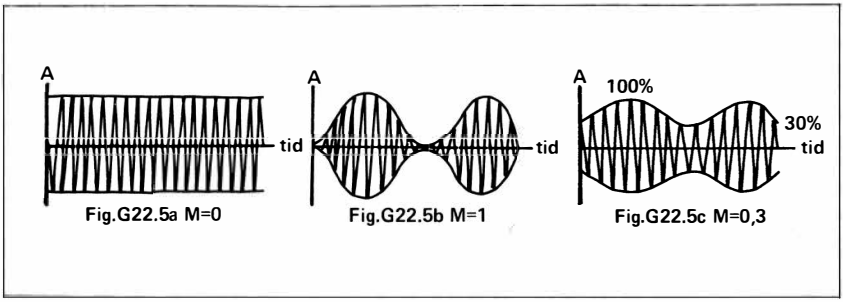


Fig. G22.5.
Modulationsindexet för AM modulation är förhållandet mellan signalamplituden vid minimal nivå och maximal nivå.

Vi beräknade i vårt exempel ett modulationsindex på 5 vid 1 kHz. Då blir sidbandets bredd +/– 5 kHz från bärvågsfrekvensen. I amatörradion ställs just kravet att den maximala frekvensbredden inte får överstiga +/– 5 kHz.

Detta kallas för *smalband* och räcker naturligtvis inte till för FM-radio, där man önskar Hi-Fi kvalitet upp till 15 kHz. Vid FM-radio begränsas bandbredden till 75 kHz. Modulationsindexet är 5 på 15 kHz vid max. modulation. 5'te sidtonen går helt upp till 75 kHz, så på FM-radio är bandbredden 15 gånger så stor som vid smalbandsradio. FM-radio kallas också för *bredbands-FM.*

Fasmodulation fungerar som frekvensmodulation med den skillnaden, att modulationen först skickas in i en fasmodulator. Denna modulationsform används i professionella radiokommunikationssystem, där man kan öka frekvenssvinget med ett antal efterföljande fördubblingar av grundfrekvensen. Då modulationsindexet i en fasmodulator är konstant, kommer en vanlig FM-detektor att låta spetsigt i klangen. Därför används en frekvenskompensation innan sändaren som motverkar detta. Ett RC-filter används för det ändamålet.

SAMMANFATTNING

Modulationen är information överlagrat på en bärvåg från en sändare. Med AM-modulation är bandbredden liten på radiobandet men ljudkvalite-

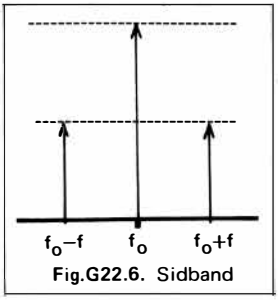


Fig. G22.6.
Även vid AM-modulation utbreder sig sändaren i takt med modulationen. De två sidbanden innehåller tillsammans hälften av sändareffekten och rör sig frekvensmässigt runt bärvågen i takt med modulationsfrekvensen.

ten är dålig och störningarna tar lätt överhand. Vid FM-modulation filtreras störningarna bort och endast frekvensändringarna släpps fram. De kan detekteras till hörbart ljud av hög kvalitet.

G22 UPPGIFTER – MODULATION

1. Vad frambringar en sändare?

– LF. . . . . A ☐
– HF . . . . . B ☐
– Modulation . . . . . C ☐

G23 - SÄNDAREN

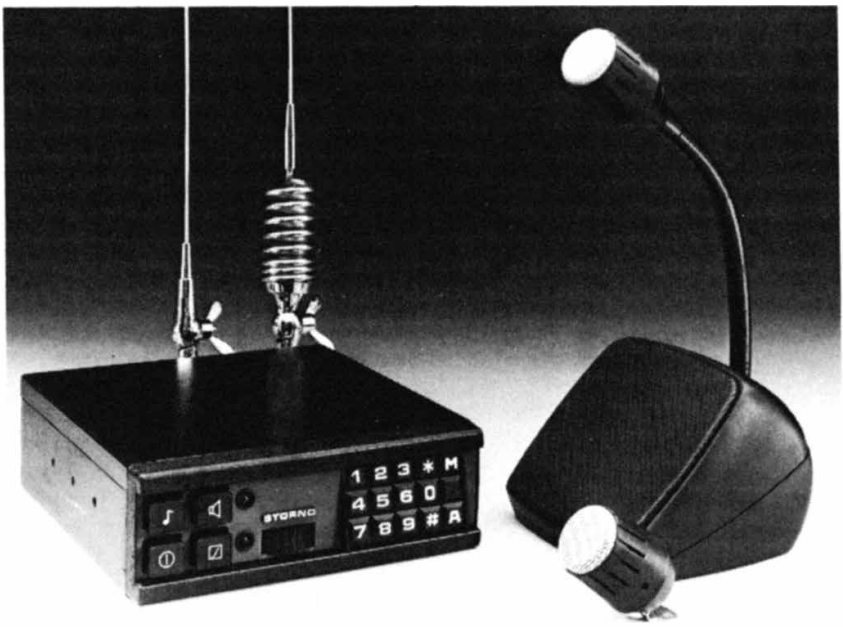


Fig. G23.1.
Professionell mobiltelefon för VHF bandet från den Danska firman STORNO.

SÄNDAREN

En sändare har två huvudfunktioner:

A: Att generera en högfrekvent bärvåg, som kan överföras genom luften (HF).
B: Att modulera bärvågen med lågfrekvens (LF).

Förutom detta ställs en massa krav om utgångseffekten, frekvensstabilitet, modulationsgrad och frihet från oönskade svängningar.

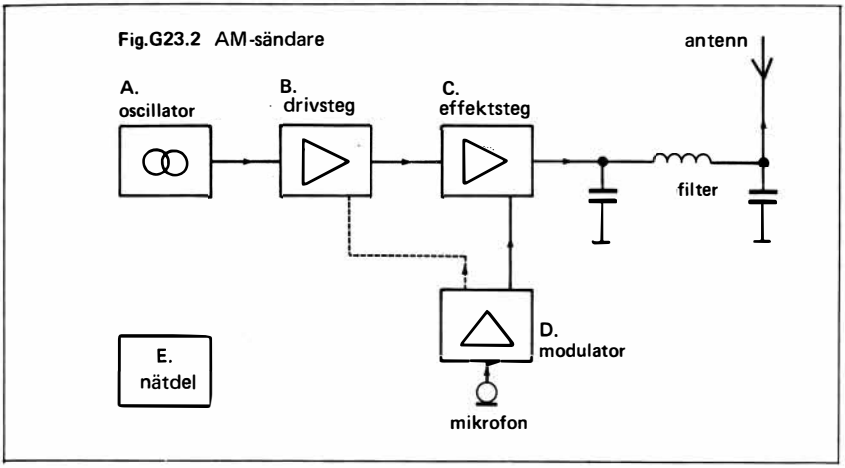


Fig. G23.2.
Blockschema över en AM-sändare.

Uteffekten skall helst vara så stor, att avlägsna stationer kan höra sändaren.

Frekvensen, som bestämmer var någonstans på »skalan» stationen ligger, skall vara ytterst stabil så att inte mottagaren måste justera frekvensen hela tiden. Det är mycket viktigt att sändaren inte »driver» i frekvens, så att den stör andra sändare.

Modulationsgraden säger något om hur kraftigt sändaren är utstyrd. På samma sätt som en bandspelare kan överstyras med signal, kan även sändare överstyras, vilket resulterar i förvrängning.

Frihet från oönskade svängningar betyder mycket. Det är viktigt att undgå detta problem. Om sändaren utsänder oönskade harmoniska svängningar kan de uppstå på dubbla eller tredubbla grundfrekvensen. Det kan ge upphov till andra sändares frekvenser. En dålig walkie-talkie kan t.ex. störa TV-mottagare.

Fig. G23.1 visar en dansktillverkad mobilradio med sändare för kommunikation på frekvensområdet 150 - 170 MHz.

BLOCKSCHEMA ÖVER AM-SÄNDARE

Fig. G23.2 visar ett blockschema över en typisk AM-sändare. Blocken visar sändarens grunddelar med respektive funktion. En typisk AM-sändare består av:

A: Oscillator som genererar bärvågen.
B: Drivsteg som förstärker bärvågen.
C: Effektsteg som ger tillräcklig effekt till antennen.
D: Modulationsförstärkare som kan öka och minska utsignalens bär-

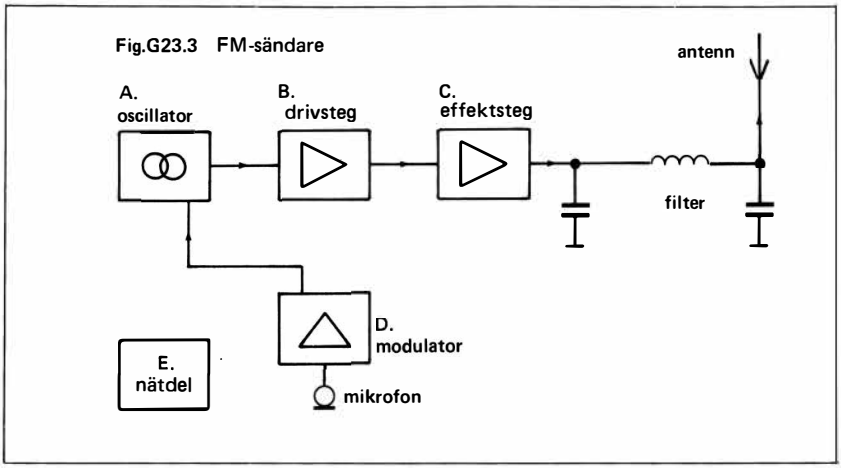


Fig. G23.3.
Blockschema över en FM-sändare.

vågsstyrka.
E: Nätaggregat som ger stabila drivspänningar.

Slutligen ansluts antennen till sändaren via ett filter, som har till uppgift att dämpa oönskad utstrålning. Detta filter släpper endast genom det avsedda frekvensområdet och dämpar alla andra frekvenser (pifilter).

BLOCKSCHEMA ÖVER FM-SÄNDARE

Fig. G23.3. visar blockschemat över en typisk FM-sändare. I FM-sändaren varieras inte amplituden utan endast bärvågens frekvens. FM-sändaren innehåller därför en annan typ av modulator, som istället för att påverka drivsteg och utgång som vid AM, modulerar grundtonoscillatorn. En typisk FM-sändare består av:

A: Modulerbar oscillator som tillverkar bärvågen.
B: Drivsteg som förstärker oscillatorsignalen.
C: Effektsteg som ger tillräckligt uteffekt till antennen.
D: Modulationsförstärkare som kan ändra bärvågsoscillatorns grundfrekvens.
E: Nätaggregat som ger stabila drivspänningar.

På samma sätt som hos AM-sändaren, så finns ett filter mellan effektsteget och antennen för att ta bort harmoniska frekvenser.

LC – SVÄNGNINGSKRETS

En svängningskrets består av en spole och en kondensator. Om frekvensen skall hållas konstant, måste en förstärkarkrets användas. Både svängningskrets och förstärkare kan utformas på många olika sätt. Olika kretslösningar ger olika egenskaper. Vissa kan ge hög effekt och vissa har kanske

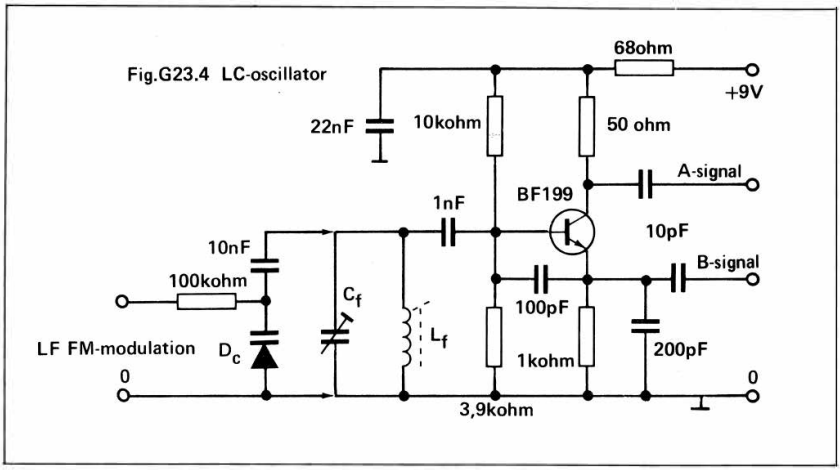


Fig. G23.4.
LC-oscillator med 1 transistor och hög stabilitet.

mycket stor frekvensstabilitet.

Myndigheterna ställer mycket stora krav på sändare. Frekvensen måste vara mycket stabil inom det beräknade frekvensområdet. Det betyder att bärvågsoscillatorn måste vara mycket stabil. Det finns flera lösningar här. Antingen kan en kristalloscillator eller en avancerad LC-oscillator användas. Den kristallstyrda oscillatorn kombineras ofta idag med digitala räknare och så kallade *fastlåsta kretsar*. En fastlåst krets är helt enkelt en kristalloscillator som frekvensdelas med digitala kretsar, så att många frekvenser erhålls från en enda kristall.

Med en LC-oscillator av samma typ som i fig. G23.4, kan en frekvensstabilitet på 10^{-4} uppnås. Det svarar mot en frekvensdrift på 0,01% av grundtonen. Enklare förklarat blir det vid 10 MHz en drift på 1 kHz. Detta anses vara fullt tillräckligt för de flesta ändamål. Vid professionell radiokommunikation är kraven : Frekvensdriften skall här vara mindre än 10^{-5}. En sändare på 10 MHz får då endast driva 100 Hz på varje sida.

Frekvensdriften uttrycks ofta i *ppm*. Denna engelska beteckning betyder Part Per Million eller på svenska, miljondel. Om driften är 10 ppm, motsvaras det av 10^{-5}.

De faktorer som inverkar på frekvensdriften eller stabiliteten i en oscillator är:

1: Förstärkarens eller transistorns inre kapacitans.
2: Drivspänningen.
3: Belastningen på utgången.
4: Omgivningstemperaturen.
5: Den mekaniska uppbyggnaden.

Oscillatorn i fig. G23.4 är en så kallad Clapp-typ med mycket fin stabilitet. Den kan användas för frekvenser från LF och upp till VHF-bandet ca. 2 - 300 MHz. Genom att ändra på spolen, avstämningskapacitansen över

spolen och återkopplingskapacitanserna över emittermotstånden kan man ändra frekvensen. Med komponentvärdena i ritningen och en spole på 5 till 10 varv, så svänger oscillatorn på 10 - 50 MHz. Högre frekvenser uppnås genom att reducera samtliga kapacitansvärden. Lägre frekvenser uppnås på samma sätt genom att öka värdena. Spolens induktans måste ändras till ett förhållandevis större eller mindre värde. Halveras kapacitansen och induktansen fördubblas frekvensen.

LC-oscillatorn i fig. G23.4 kan FM-moduleras genom att man parallellkopplar avstämningsspolen med en kapacitansdiod och en spärrdiod. LF-modulationen förspänns med t.ex 5 volt och moduleras med växelspänningssignaler på 1 till 3 volt pp. Oscillatorn kan dessutom förses med en *grundtonskristall*. En grundtonskristall kan *dras* lite i frekvens, så att både kristallstabilitet och möjlighet för FM-modulation uppnås. Det ställs naturligtvis krav på att kristallen arbetar på grundfrekvensen. Grundtonskristaller kan endast tillverkas upp till 20 MHz, så om en högre frekvens önskas, måste man använda så kallade frekvensdubblare och frekvenstripplare före driv- och effektsteg. Vid denna typ av frekvensmultiplikation multipliceras även modulationsfrekvensen. Därför behövs ofta endast ganska liten frekvensmodulation.

KRISTALL OSCILLATOR

En kiselkristall är den elektroniska motsvarigheten till en stämgaffel. Stämgafflar är tillverkade normalt för det hörbara området och är dessutom stora och otympliga. Kiselkristallen är baserad på en tunn skiva kisel. Skivan är mycket tunn, utformad speciellt och försedd med metallager på båda sidor. Till metallagren är anslutningsbenen kopplade. Hela kristallen är inkapslad i ett metallhölje. Beroende på slipningen, kan kristallen svänga mekaniskt med en mycket noggrann frekvens. Om kristallen kopplas i en förstärkarkrets, kan svängningarna hållas konstanta.

Elektriskt sett uppför sig kristallen som resonanskretsen i fig. G23.5. Den innehåller en tänkt spole, ett par kondensatorer och en förlustresistans. Ritar vi en impedanskurva över kristallen, visar det sig, att kristallen har två resonanspunkter. På ett bestämt ställe dyker impedansen kraftigt och liknar en avstämd seriekrets med spole och kondensator. Denna punkt kallas därför också för serieresonansfrekvensen f_s. Vid lite högre frekvens stiger impedansen kraftigt. Denna punkt kallas för parallellresonansen f_p, därför att kristallen uppför sig som en parallellkrets med spole och kondensator. Den frekvens som uppges för en kristall, är normalt parallellfrekvensen, då de flesta typer av kristalloscillatorer är uppbyggda som en parallellresonanskrets.

Konstruktionen i fig. G23.7 visar en oscillator där kristallen är kopplad mellan basen på transistorn och jord. Kondensatorerna på 30 och 100 pF ser till att återkoppla kretsen. Denna typ av oscillator kan arbeta både med en grundfrekvenskristall och övertonskristall. Skillnaden på dessa kristaller är slipningen. En grundfrekvenskristall är slipad till grundfrekvensen. Övertonskristallen är *nästan* lika slipad, men har även resonanser på de harmoniska frekvenserna. På 27 MHz bandet är det vanligt med tredjetonskristaller. De är i verkligheten slipade till grundtonen (frekvensen) 9 MHz, men är via en speciell teknik även brukbara på 27 MHz. Det är mycket svårt att slipa kristaller så tunna att de kan svänga med grundfrekvenser över 20 MHz.

Fig. G23.5.
Kristallen och dess ekvivalentschema.

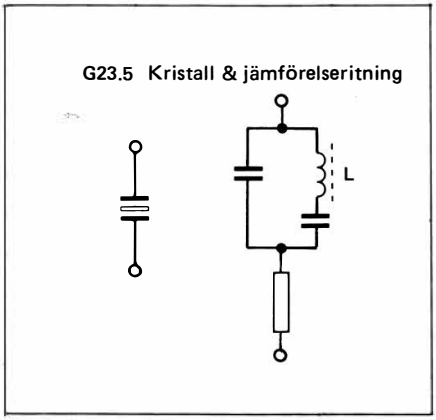
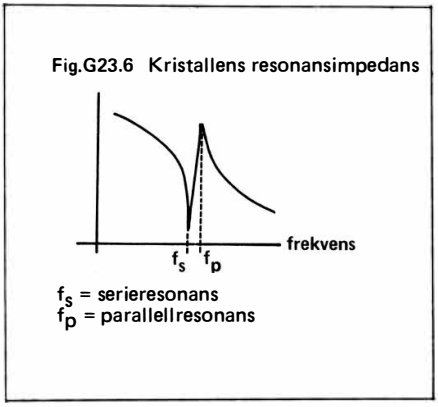


Fig. G23.6.
Kurvan visar kristallens serieresonans fs och parallellresonans fp.



Det är dock inga problem att elektriskt koppla övertonskristaller upp till 200 MHz. Det är då fråga om oscillation på 7, 9 eller 11'te övertonen. Kristaller svänger endast på ojämna övertoner.

PRAKTISK AM-SÄNDARE

Fig. G23.8 visar en liten AM-sändare för 27 MHz bandet. En kristallstyrd oscillator som denna tillverkar bärvågen direkt med en tredje övertonskristall. Signalen tas ut i oscillatorns kollektorkrets och tillförs en kombinerad driv- och effektförstärkare på 1 watt bestående av en transistor 2N2219. Effekttransistorn har en drossel i kollektorkretsen. Dess uppgift är att spärra HF-signaler men överföra liksströmmen till transistorn. På utgången från effekttransistorn finns det ett pi-filter som tar bort oönskade harmoniska frekvenser. En kondensator på 1 nF kopplar signalen till antennen.

AM-sändarens modulator skall endast påverka bärvågens nivå. Därför moduleras AM-sändaren enklast med en transformator i kollektorkretsen. Den styr ut effekttransistorn med en modulationsberoende drivspänning men påverkar inte bärvågsoscillatorn.

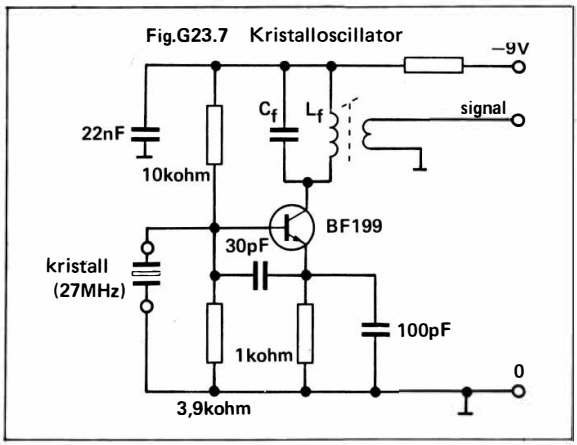


Fig. G23.7. Kristallstyrd oscillator för tillverkning av bärvåg.

Effekttransistorn arbetar i klass C. Dvs. transistorn leder inte utan ström från oscillatorn. Endast signalspänningen från oscillatorn kan utstyra effekttransistorn. Det är ett fint sätt att uppnå en hög effektivitet. Kravet på god filtrering i utgången till antennen ökar då också.

PRAKTISK FM-SÄNDARE

Fig. G23.9 visar en liten FM-sändare för VHF-bandet. Den kan eventuellt användas som mätsändare för FM-bandet eller 2-metersbandet. Från en avstämd krets i kollektorn återkopplas en liten del av signalen tillbaka till emittern. Basen på transistorns är kopplad till både plus och minus via två 100 nF kondensatorer. Frekvensavstämningen sker med en trimkondensator i kollektorkretsen. En parallellkopplad avstämningskapacitans med en kapacitansdiod och en kondensator på 1 nF ger FM-modulationen från en förstärkare eller mikrofon. Motstånden på 100 kohm ger referensspänning på halva drivspänningen. Då kan mikrofonsignaler på några millivolt modulera utifrån förspänningen. Kravet på en brumfri drivspänning är mycket hög, då konstruktionen är enkel och inte har kompenserande kretsar. Antennsignalen tas ut ca. 1/2 till 1 varv på transistorns kollektorspole.

BERÄKNING AV SPOLAR TILL EN SÄNDARE

När en avstämd krets skall beräknas används formeln:

$$f = \frac{159}{\sqrt{L \times c}}$$

där enheterna är pF, uH och MHz.

Då det kan vara svårt att köpa spolar med dessa värden, får man linda dem själv. När det rör sig om en spole med mellan 1 och 10 varv i ett lager, kan induktansen beräknas med följande formel:

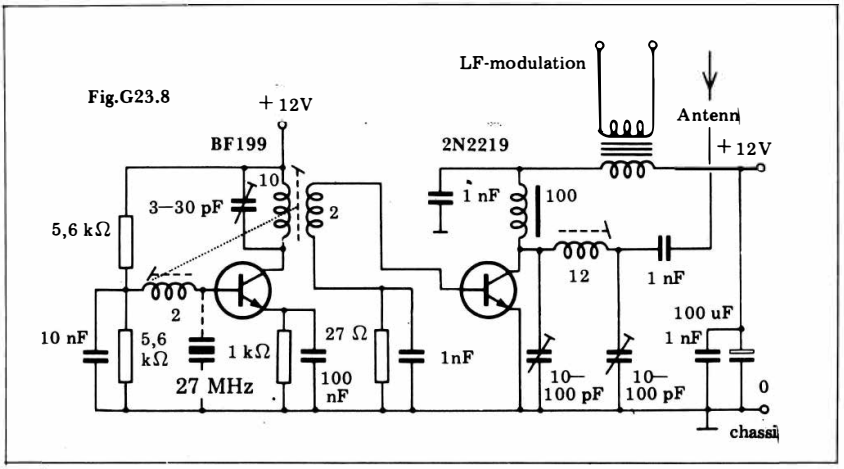


Fig. G23.8.
Praktisk konstruktion av en AM-sändare för 27 MHz. Modulationstransformatorn kan styras med en lågfrekvensförstärkare på ca. 1 watt.

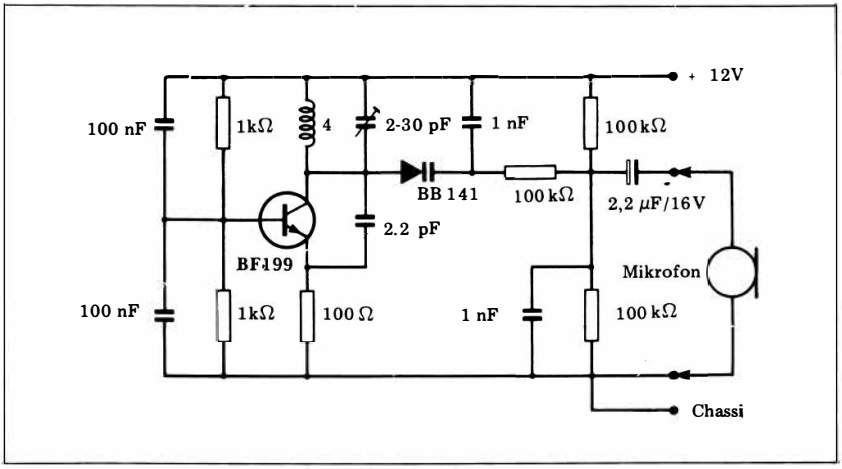


Fig. G23.9.
Mycket enkel frekvensmodulerad oscillator för VHF-bandet.

$$L = n \times \frac{10^{-2} \times D}{\frac{I}{D} + 0{,}43}$$ **(Se fig. G23.10)**

Induktansen L_H är i Henry, n = är antalet varv, D = spoldiametern, L = spolens längd.

För 27 MHz blir det lagom med 10-12 varv 1 mm tråd med D = 10 mm. Trimkondensatorn bör vara på 3-30 pF.

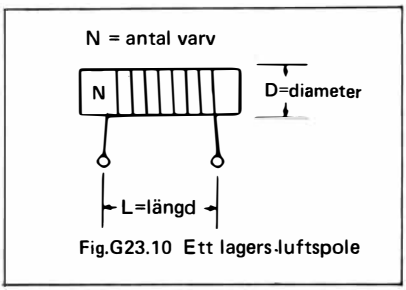


Fig.G23.10 Ett lagers luftspole

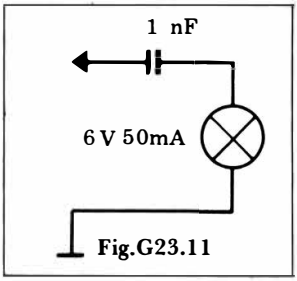


Fig. G23.11.
Med en glödlampa kan man på ett enkelt sätt kontrollera en sändares uteffekt.

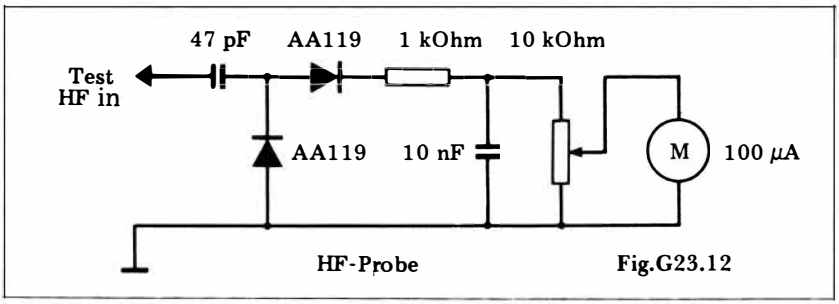


Fig. G23.12.
Diodproben mäter svaga HF-spänningar. Proben ansluts till ett universal-instrument i likspänningsområde ca. 1 volt.

MÄTNING AV SÄNDNINGSEFFEKT

När en sändare skall trimmas, räcker det i många fall med en glödlampa eller en diodvoltmeter för att kontrollera uteffekten. Det går *inte* att mäta så höga frekvenser med en AC-voltmeter.

I fig. G23.11 visas den enklaste typen av HF - mätutrustning – en liten glödlampa på 6V/50 mA. Lampan med seriekondensator kan inte lysa med batterispänning, därför att kondensatorn spärrar likströmmen. Men monteras kretsen över antennutgången på en walkie-talkie, kan lampan tändas. Om bara uteffekten är större än 50 mW, kommer lampan att få tillräckligt ström för att lysa. Lyser lampan svagt, är det nu enkelt att trimma sändaren till max. effekt, dvs. till lampan lyser starkast.

Diodvoltmetern i fig. G23.12 används för att detektera oscillatorer eller drivsteg. Dessa delar i en sändare ger inte tillräckligt signal till glödlampan. Diodvoltmetern byggs lämpligast på ett litet kretskort och ansluts till ett instrument. Mätspetsen *HF-test in* skall vara så kort som möjligt och hela

konstruktionen skall vara mycket kompakt. Diodvoltmetern kallas normalt för *diodprobe*. Proben kan detektera HF-signaler redan från 30-50 mV. Vanliga germaniumdioder kan användas till frekvenser från ca. 1 MHz upp till flera hundra MHz. Känsligheten är tillräcklig för mätning på oscillatorer, om man bara kommer ihåg att en LC-oscillators frekvens kan påverkas och därmed också förskjutas. Det går inte att avläsa någon exakt spänning med proben. Proben är en trimutrustning för intrimning till maximal signalstyrka. Endast germaniumdioder skall användas. Kiseldioder leder inte ström förrän spänningen överstiger 0,7 volt.

SAMMANFATTNING

Ämnet sändare är mycket stort och att bygga sändare är svårt. Det ställer krav på kostbar utrustning och mycket praktisk erfarenhet. Det är därför inte att rekommendera ev. nybörjare till att bygga sändare. Om en enkel sändare överhuvudtaget fungerar, är det mycket stor risk för att sändaren avger många harmoniska frekvenser. Det kan i sin tur störa livsviktig kommunikation vilket kan leda till mycket dryga efterräkningar från myndigheternas sida. Det är i Sverige inte tillåtet att använda sändare utan tillstånd och godkännande från televerket. Endast licensierade radioamatörer får lov att experimentera med sändare. Hänvisning för de som vill börja med amatörradio är till SSA (Svenska Sändar Amatörer) Östmarksgatan 43 12342 Farsta. Tel. 08–644006 Vardagar 8-15.

G23 UPPGIFTER – SÄNDAREN

1. Vad frambringar en sändare?

– LF . . . . . A ☐
– HF . . . . . B ☐
– Modulation . . . . . C ☐

G24 - MOTTAGAREN

MOTTAGAREN

En mottagares uppgift är att:

1: Förstärka de mycket svaga antennsignalerna.
2: Omvandla icke hörbara högfrekvenssignaler till lågfrekvens.
3: Förstärka lågfrekvenssignalen till högtalarstyrka.

För att få en rättvisande inblick i mottagarens funktion, kommer vi att beskriva funktionen hos mycket enkla mottagare.

DIODMOTTAGAREN

I fig. G24.1 visas en diod-detektor, som idag används istället för de urgamla kristallapparaterna. Diod-detektorn är en AM-mottagare och har här mottagningsområdet mellanvåg.

Den avstämda kretsen med L1 och C2 bestämmer mottagningsfrekvensen. C2 kan justeras, så att den önskade stationen kan mottagas. För enkelhetens skull kan man säga, att denna krets fungerar som en spärrkrets. Alla sändare, som skickar ut en bärvåg som inte är i resonans med kretsen, kommer att gå genom kondensatorn eller spolen till jord. Den mottagna modulerade bärvågen visas i fig. G24.2. Själva bärvågen är de snabba svängningarna. Bärvågen stiger och faller i takt med modulationen. C1 för antennsignalen från antennen till den avstämda kretsen och detektorn.

DETEKTORN

Detektorn i en diodmottagare består av en germaniumdiod t. ex. AA 143 och en kondensator C3. Dioden skär den ena hälften av bärvågen. Se fig. G24.3. Kondensatorn är precis så stor, att den kortsluter bärvågen som är högfrekvent, medan lågfrekvensmodulationen inte berörs. Den har nämligen så låg frekvens, att kondensatorns impedans är stor. Lågfrekvenssignalen kan därför obehindrat komma ut till öronmusslan.

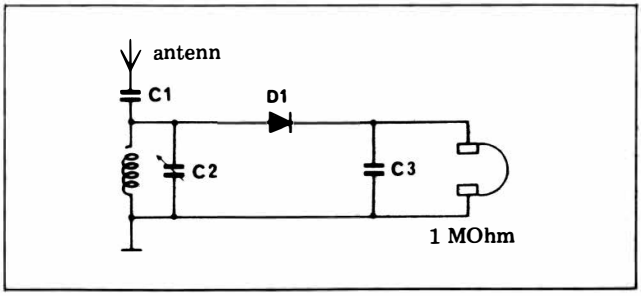


Fig. G24.1. Enkel diodmottagare för mellanvåg AM.

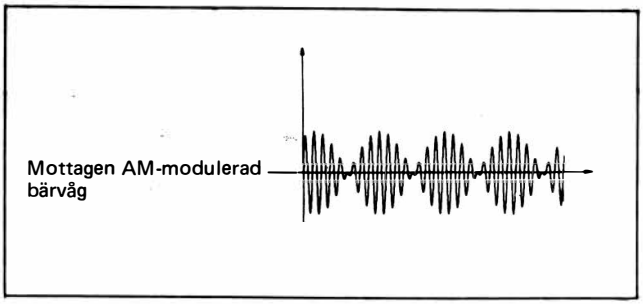


Fig. G24.2.
AM modulerad bärvåg.

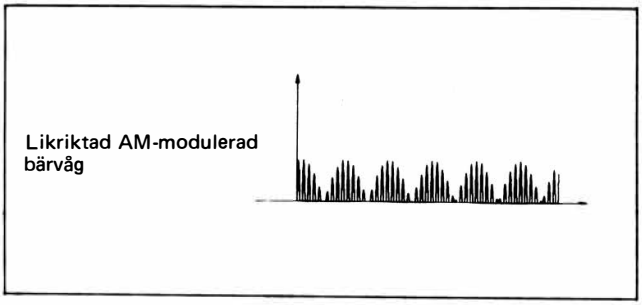


Fig. G24.3.
Vid AM-detektering skärs ena hälften av bärvågen bort.

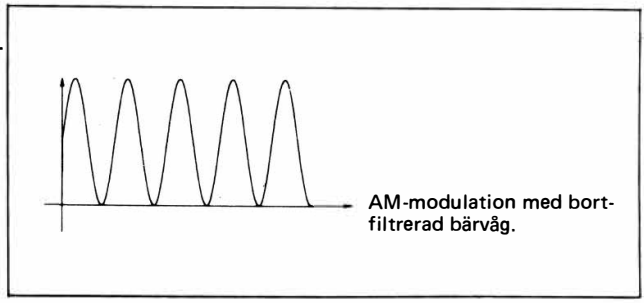


Fig. G23.4.
Återbildad filtrerad LF signal.

musslan. Efter C3 ser signalen ut som i fig. G24.4. Rent förhållandevis är amplituden här lite för hög. Dioddetektorn är lätt att bygga men kräver en kraftig antenn och det går endast att mottaga kraftiga stationer. Det går att förstärka diod-detektorns signal, men stationsseparationen är så dålig, att resultatet inte blir vidare bra. En antennförstärkare kan användas framför diodmottagaren, så att antennsignalerna kommer upp på sådan nivå, att detektorn likriktar bättre. Då kan även svaga stationer höras. Den RAKA MOTTAGAREN, som diodmottagaren kallas, har många brister.

REGENERATIV MOTTAGARE

Konstruktionen i fig. G24.5 visar en så kallad regenerativ mottagare. Antennsignalen går till basen på transistorn från ett uttag på spolen. I och med uttaget på spolen, belastas kretsen minimalt och vi får en större selek-

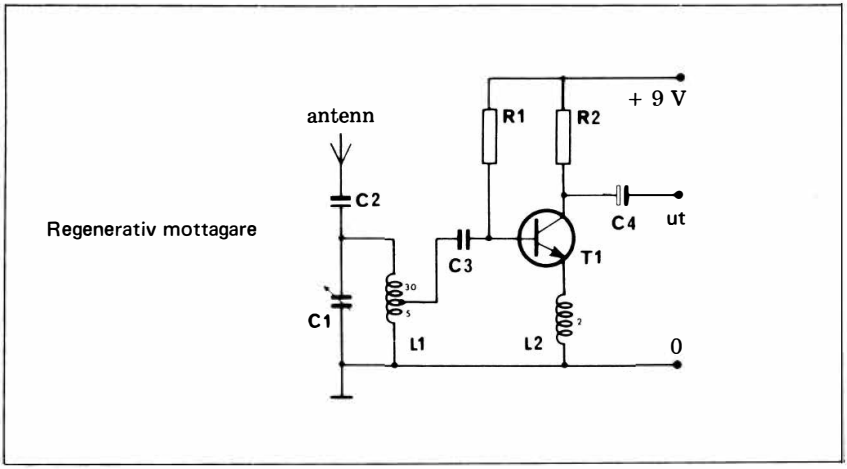


Fig. G24.5.
Regenerativ mottagare med större känslighet och selektivitet.

tivitet. Det kommer HF-ström till transistorn från antennen och avstämningskretsen. Från emittern återkopplas lite av signalen till avstämningskretsen och därmed basen. Transistorn hjälper sig själv, så att en stor förstärkning erhålls. Samtidigt förbättras selektiviteten. Den inställda stationen går flera gånger genom transistorn innan den dämpas, emedan andra frekvenser dämpas direkt. Återkopplingen får inte vara för kraftig. Då börjar kretsen självsvänga och fungerar som oscillator.

Bevisligen kan återkopplingen vara så kraftig, att självsvängning uppstår. På vissa frekvensband kan då en speciell modulationsform uppstå – SSB (Single Side Band). Detekteringen (likriktningen) sker i transistorn. Det betyder att LF-signalen direkt kan tas från kollektorn till en öronmussla.

SUPERN

Den riktiga beteckningen är superheterodynmottagaren. Blockschemat i fig. G24.6. visar funktionen.

HÖGFREKVENSSTEGET (HF) förstärker antennsignalen och med en enkel avstämd krets på ingången filtreras oönskade stationer bort.

OSCILLATORN (OSC) är en frekvensgenerator med en frekvens som är antingen högre eller lägre än mottagningsfrekvensen.

BLANDAREN (BL) är en olinjär mixer, som blandar oscillatorfrekvensen och den mottagna signalen. Vid olinjär blandning uppstår alltid två nya frekvenser – nämligen summan och skillnaden mellan oscillatorfrekvens och mottagningsfrekvens.

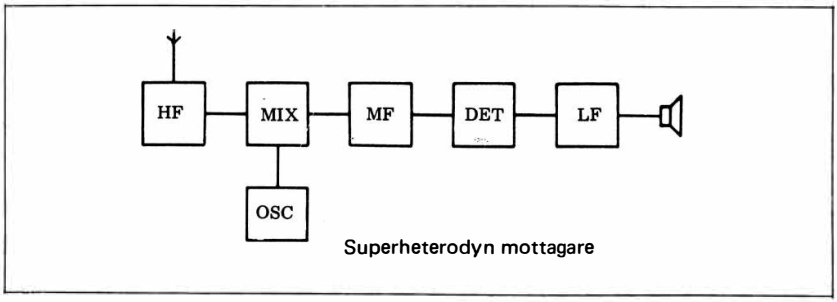


Fig. G24.6.
Blockschema över en AM-superheterodyn mottagare.

Blandaren levererar alltid samma frekvens oberoende av vilken station som mottages.

MELLANFREKVENSFÖRSTÄRKAREN (MF) är en avstämd förstärkare med speciella egenskaper. Den förstärker endast ett smalt frekvensområde – exakt det frekvensområde som blandaren avger. Det har visat sig praktiskt med samma frekvenser i alla mottagare.
För AM används 455 kHz och vid FM 10,7 MHz (med vissa avvikelser). Vi tar ett praktiskt exempel:

Oscillatorfrekvens:	1500 kHz
Mellanfrekvens:	455 kHz

MOTTAGNINGSFREKVENSEN är nu både summa och skillnad av 1500 och 455 kHz.

M1: 1500 + 455 =	1955 kHz
M2: 1500 – 455 =	1045 kHz

Dessa två frekvenser skulle mottagas lika kraftigt om inte ingångssteget var avstämt till mottagningsfrekvensen. Då de två mottagningsfrekvenserna ligger ganska långt ifrån varandra, kan man med ett enkelt filter eliminera den ena. Den undertryckta mottagningsfrekvensen kommer igenom i billigare mottagare, fast svagt. Skillnaden mellan den riktiga mottagningsfrekvensen och den falska (spegelfrekvensen) kallas för spegelselektivitet och anges i dB. Ju flera dB, desto bättre spegelselektivitet.

DETEKTORN är identisk med diodmottagarens detektor och består ofta av en diod och en kondensator.

LÅGFREKVENSDELEN skall endast förstärka den svaga omvandlade radiosignalen till högtalarstyrka. Detta har vi redan beskrivit i avsnittet G 17.

Nu skall vi dela på en AM-mottagare och berätta lite om varje steg för sig.

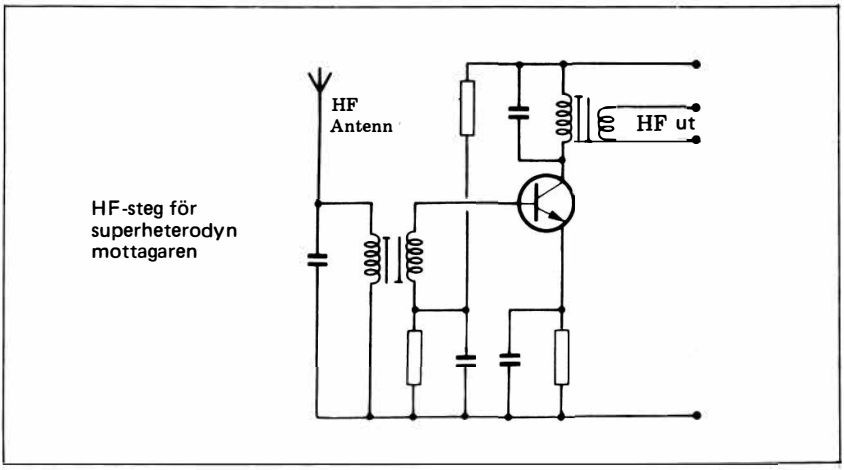


Fig. G24.7.
HF Ingångsförstärkare.

HF-FÖRSTÄRKAREN

HF-steget i fig. G24.7 förstärker antennsignalen och den avstämda kretsen bestämmer mottagningsfrekvensområdet.

Ofta är spolen i ingångskretsen lindad på en ferritkärna. Då behövs ingen yttre antenn då själva spolen utgör en fin antenn. Teoretiskt kunde även ferritspolen användas för TV och FM, men då järnpulvret, som ferritstaven är tillverkad av, inte kan göras så fint, att virvelströmmar kan elimineras, måste man nöja sig med ferritstaven upp till mottagningsfrekvenser på ca. 5 MHz.

Då transistorn belastar ingångskretsen kraftigt, måste en transformering ske för att erhålla fin seperation mellan stationerna. Normalt består denna transformation av ett uttag eller en separat lindning med ca 10-20% av lindningsantalet på primären. Själva transistorn arbetar i gemensam emitterkoppling vilket gör att transistorn förstärker från bas till kollektor. Resistanserna beräknas som vid en vanlig LF-förstärkning där halva drivspänningen skall finnas över emittermotståndet. Emittermotståndet är avkopplat med en kondensator så att största möjliga förstärkning uppstår. Utgången är också försedd med en avstämd krets som även den skall avstämmas till mottagningsfrekvensen. Om avstämningen skall vara variabel, måste dessa två avstämningskretsar följa varandra.

OSCILLATOR OCH BLANDARE

Blandaren tillförs två signaler, dels från HF-steget, dels från oscillatorn. MF-signalen tas ut från transistorns kollektortransformator. AGC används för automatisk reglering av förstärkningen. Konstruktionen i fig. G24.8 visar en kombinerad oscillator och blandare. Man kan ofta se denna typ av krets med ett HF-steg också av samma typ som i fig. G24.7. HF signalen förstärks i

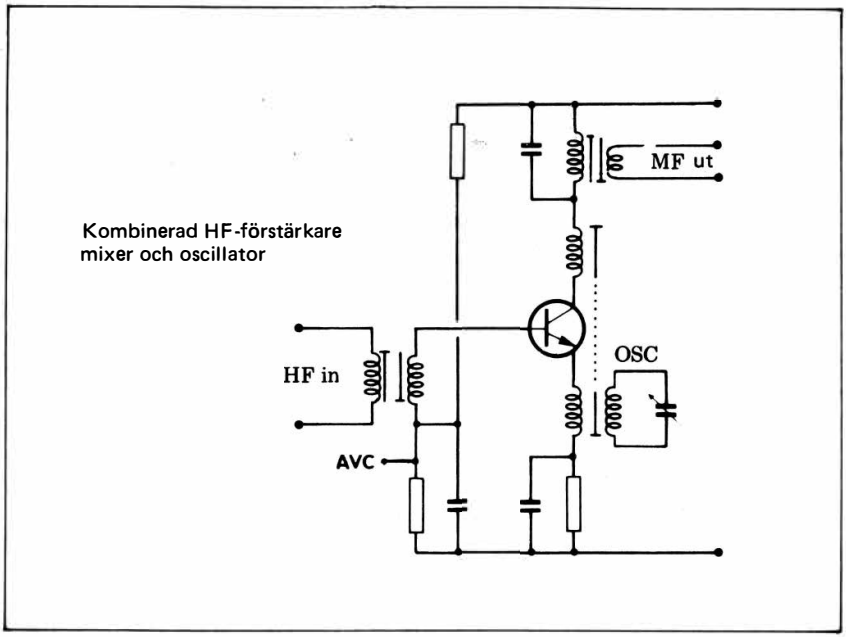


Fig. G24.8.
Kombinerad införstärkare, blandare och självsvängande oscillator för mellanvåg.

transistorn. Samtidigt medkopplas en del av signalen från kollektor till emitter genom två separata lindningar. För inställning av den riktiga oscillatorfrekvensen, är oscillatorn försedd med en extra lindning, sammankopplad med en vridkondensator. Insignalen blandas med oscillatorsignalen. Resultatet blir en mellanfrekvens på 455 kHz.

Denna kombinerade oscillator, blandare och HF -krets beräknas DC-mässigt som ett LF-steg, där emitterspänningen är halva drivspänningen.

MELLANFREKVENSFÖRSTÄRKAREN

Mellanfrekvensförstärkaren påminner mycket om HF-förstärkaren i fig. G24.7 med skillnaden att in- och utgångskretsarna är avstämda till 455 kHz eller 10,7 MHz. Vid AM – 455 kHz, används normalt 2 st. steg eftervarandra. Vid FM – 10,7 MHz, används 3 eller 4 förstärkare. Vid FM har den sista kretsen innan detektorn dessutom funktionen att »begränsa», det vill säga, att klippa hela toppen och botten av signalen, så att endast frekvensvariationer kan mottagas. AM är ju nivåvariationer (och störningar) och det är ju praktiskt att se till, att de inte påverkar mottagaren.

AM-DETEKTORN

För AM och FM används olika detektorer. Alla AM-detektorer kan bestå av en enkel diod eller en transistor. Fig. G24.9 visar en dioddetektor. LF-signalen erhålls på samma sätt som i en diodmottagare genom likriktning och

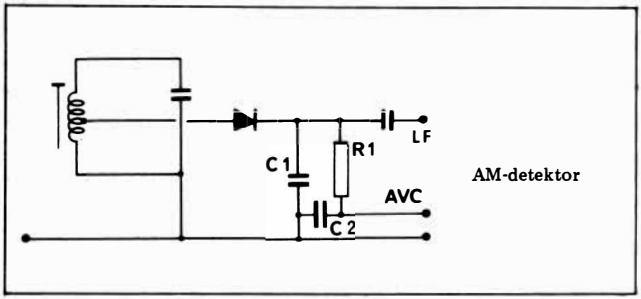


Fig. G24.9.
I AM-mottagaren används en vanlig dioddetektor efter mellanfrekvensförstärkaren.

filtrering av MF-signalen. Dessutom kommer det att finnas en likspänning över C2 som är proportionell mot MF-signalens genomsnittliga nivå. Denna likspänning kan användas till AGC (Automatic Gain Control – Automatisk förstärkningsreglering) om den återkopplas till HF-steget, där den reglerar förstärkningen. Då kommer en kraftig station att förstärkas mindre och en svag mycket. Resultatet blir att alla stationer låter lika starkt. Om ett instrument kopplas över C2 kan utslaget på visaren ange styrkan hos den mottagna signalen. Vanligtvis kallas det för en S-meter.

FM-DETEKTORN

FM-detektorn är lite mer komplicerad. I fig. G24.10 visas en Foster-Seeley detektor. Vid en bestämd frekvens (resonansfrekvensen för den avstämda kretsen), kommer utgången inte att ha någon spänning. Frekvenser över och under ger positiva respektive negativa spänningar (S-kurva). Då FM-signalen skiftar frekvens i takt med modulationssignalen, kommer utgången att skifta polaritet i samma takt. Vi har en LF-signal. Samtidigt kommer det på utgången att finnas en medelspänning, som är beroende av

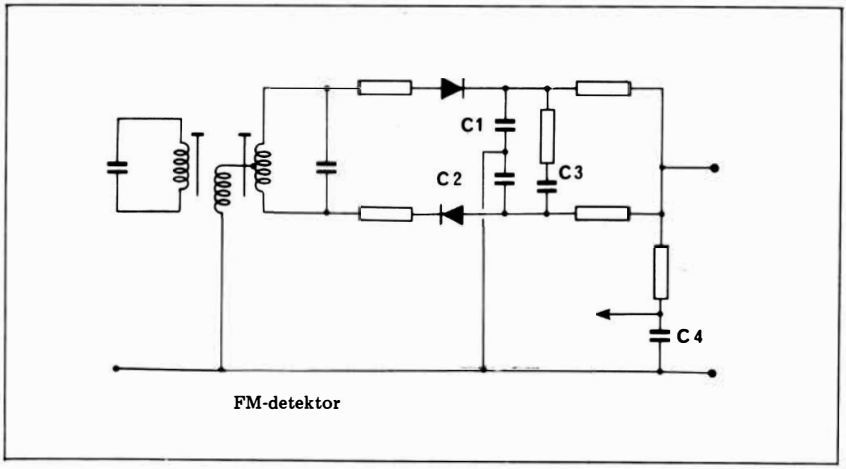


Fig. G24.10.
FM-detektor enligt Foster-Seeley principen. Den används tillsammans med diskreta komponeneter. I IC-kretsar används mera komplicerade faskvadraturdetektor. De är enkla att trimma och kräver endast en spole.

hur noggrannt vi har ställt in stationen. Om avstämningen är riktig, kommer det genomsnittligt att finnas lika mycket positiv som negativ spänning på utgången. Är stationsinställningen inte perfekt, kommer spänningen att vara övervägande åt ena hållet. Detta fenomen kan användas till AFC (Automatic Frequency Control) hos FM-detektorn. Eftersom kondensatorn C4 uppladdas med utgångens genomsnittsspänning, kan vi styra ett par kapacitansdioder i avstämningen härifrån. Vid sned inställning kommer spänningen över C4 att dra stationen på plats. Med kapacitansdiodavstämning i oscillatorn är detta system lätt att praktisera.

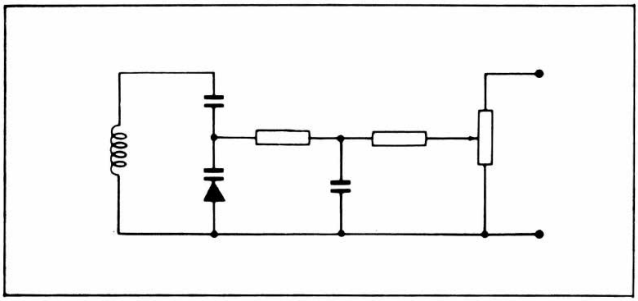


Fig. G24.11. Kapacitansdiodavstämningskrets för spänningsavstämda mottagarkretsar.

KAPACITANSDIODAVSTÄMNING

Den variabla avstämningen i HF-steg och oscillatorer är normalt konstruerad med kapacitansdioder. När en kapacitansdiod är förspänd i spärriktningen uppträder den som en kondensator. Genom att variera spärrspänningen kan man variera kapacitansen. Med en potentiometer kan både HF-steg och oscillator avstämmas samtidigt. Fördelen med kapacitansdioder är först och främst att de är mycket mindre och väger mycket mindre än vridkondensatorer. En kapacitansdiod drar "ingen" ström.

SPECIELLA MELLANFREKVENSFILTER

För att förbättra mottagarens selektivitet kan vi antingen använda flera MF-transformatorer eller inkoppla speciella filter. Vi skall här beskriva tre olika typer.

MEKANISKA MF-FILTER

De mekaniska mellanfrekvensfilterna består av en metallstång som svänger på mellanfrekvensen. Vi vet ju att ett vattenrör avger en ton, när vi slår på det. En mycket kort metallstång ger en "ton" på mellanfrekvensen t. ex. 455 kHz. Stången är av magnetiskt material och är försedd med en spole i vardera änden. Den ena spolen tillförs mellanfrekvensen och metallstången börjar svänga. Då kommer det automatiskt att induceras en spänning i den andra spolen som är identisk med den första. Metallstången kan endast svänga inom ett mycket snävt frekvensområde, vilket gör att bara mellanfrekvensen släpper igenom.

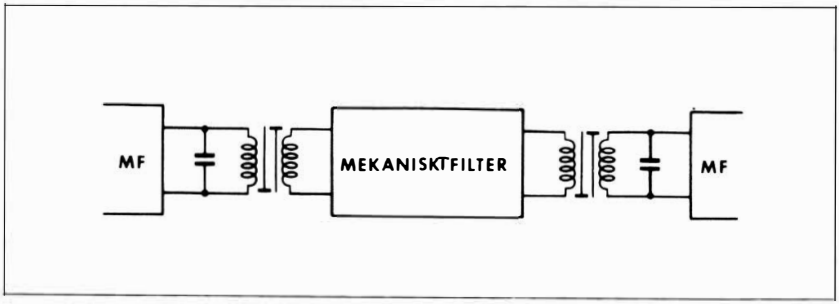


Fig. G24.12.
Det mekaniska filtret är mycket smalt och därför även kostbart.

KRISTALLFILTRET

Kristallfiltret bygger också på mekaniska svängningar. Här är det en kiselkristall som svänger på MF'en. Kristallen placeras mellan två plattor. I ett mycket snävt frekvensområde är det låg impedans mellan plattorna. Egentligen är området för litet, men med två kristaller som har lite olika resonansfrekvenser, erhåller vi ett passande frekvensområde. Vi får till och med ett mycket skarpt avgränsat frekvensområde.

KERAMISKT FILTER

Det keramiska filtret får inte förväxlas med kristallfiltret. Det är av kostnadsskäl det mest använda mellanfrekvensfiltret. Funktionen är densamma som hos kristallfiltret, men det keramiska filtret är mer bredbandigt och därmed användbart även för FM-radio.

KOMPLEXA MOTTAGARE

Vi har förklarat den principiella funktionen hos mottagare och det skulle inte vara omöjligt att bygga en fungerande konstruktion på detta underlag.

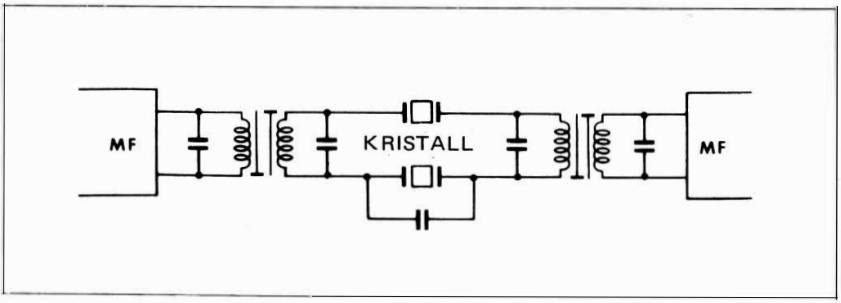


Fig. G24.13.
Ett kristallfilter kan byggas med en eller flera kristaller och är mycket smalt – typiskt 1 till 5 kHz. Används keramiska resonatorer i stället för kristaller, blir filtret bredare – typiskt 100 till 300 kHz.

Men med dagens teknik för intregrerade kretsar kan nästan hela mottagaren byggas med en enda IC-krets. Detta finns exemplifierat i andra delen av denna bok. Vid användadet av IC-kretsar, är man dock utelämnad till de prestanda och funktioner som tillverkaren bestämt. Dock - det gäller även för IC-kretsar, som inte kan innehålla spolar - oscillatorspolar, mellanfrekvensspolar och ingångsfilter måste fortfarande användas.

SAMMANFATTNING

AM-modulerade signaler kan lätt mottagas med en enkel dioddetektor. Om hög känslighet och god selektivitet samt justerbar skalindelning önskas, då används blandningsprincipen. Detta sker i superheterodynmottagare. AM-mottagare är störningskänsliga.

Vid FM-mottagning används också superheterodynprincipen, men mellanfrekvensförstärkaren skall förstärka så mycket, att AM-signalrester klipps bort. Det måste till speciella detektorer för att omvandla FM-signaler till lågfrekvens. För detta ändamål finns det idag ett antal olika IC-kretsar.

G24 UPPGIFTER – MOTTAGARE

1. Om en sändare skickar ut signaler som både varierar i amplitud och frekvens, är det:
– AM . . . . . A ☐
– FM . . . . . B ☐
– FM plus AM . . . . . C ☐

2. På vilka punkter är superheterodynmottagaren överlägsen andra typer?
– Pris . . . . . A ☐
– Ljudkvalitet . . . . . B ☐
– Selektivitet . . . . . C ☐
– Förstärkning (känslighet) . . . . . D ☐
– Enkelhet (antal komponenter) . . . . . E ☐
– Betjäning . . . . . F ☐

3. Mellanfrekvensen är:
– Variabel . . . . . A ☐
– Fast . . . . . B ☐

4. Mellanfrekvensen bestäms av:
– Blandaren och oscillatorn . . . . . A ☐
– HF steget . . . . . B ☐

5. Vilka komponenter kan användas som frekvensbestämmande enheter i en mottagare:
– Keramiska filter . . . . . A ☐
– Motstånd . . . . . B ☐

G25 - STEREOFONI

STEREOFONI

Efter att den första begeistringen över FM-radion i början på 60-talet hade lagt sig, började radioindustrin åter att leta efter nya produkter som kunde skapa ännu bättre ljudupplevelser. Redan omkring år 1900 lyckades man skapa stereoskopiska bilder, så varför inte försöka med stereofoniskt ljud? På 30-talet gjordes det praktiska försök med detta och studioteknikerna var övertygade om att stereofoni var en spännande sak. De använda media på den tiden räckte inte för att överföra stereofoniska signaler.

Stereofoni eller stereo kommer av det grekiska ordet för *rymlig*. Då foni betyder ljud, är stereofoni det sammansatta ordet för *rymligt ljud*. Den mänskliga hjärnan kan separera ljud från båda öronen. Om ljudet kommer från höger, vrider man alltid huvudet åt höger för att se vad örat hör. På samma sätt tvekar man inte om ljudet kommer från vänster. Riktningskänslan uppstår som en förnimbar tidsskillnad mellan signalerna till våra två öron. Signalbehandlingen i hjärnan ger sedan intryck av riktningen. Av den anledningen kan ljud från två separata audiosystem återskapa känslan av riktning. Sterefoni måste betraktas som en lika stor landvinning som FM-radion var, då den kom. Däremot blev 4-kanal stereon i mitten på 70-talet ingen succe. Trots att 4-kanals stereon ger ännu flera informationer för bestämning av riktningen, blev kvalitetsförbättringen inte så stor att konsumenten var beredd att betala dubbla priset.

Vi skall nu titta lite på stereoförstärkare, signalkällor, skivspelare, bandspelare och FM-radio.

STEREOFÖRSTÄRKARE

I en monoförstärkare finns endast en signalsträcka. Den visas i fig. G25.1. En mikrofon uppfångar t.ex. musiken. En förförstärkare skickar signalen genom volymkontrollen till effektförstärkaren som ger tillräckligt kraftig signal till högtalarstyrka.

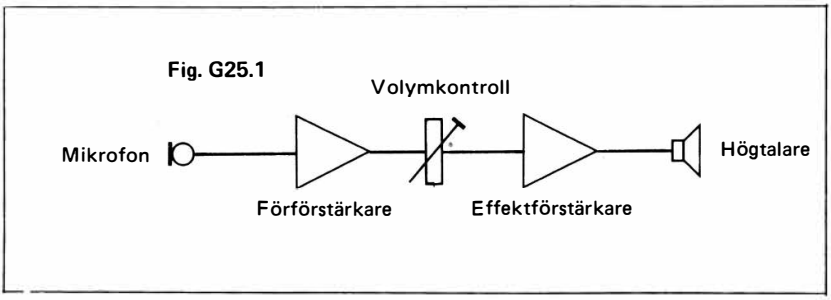


Fig. G25.1.
Mono förstärkare från mikrofon till högtalare.

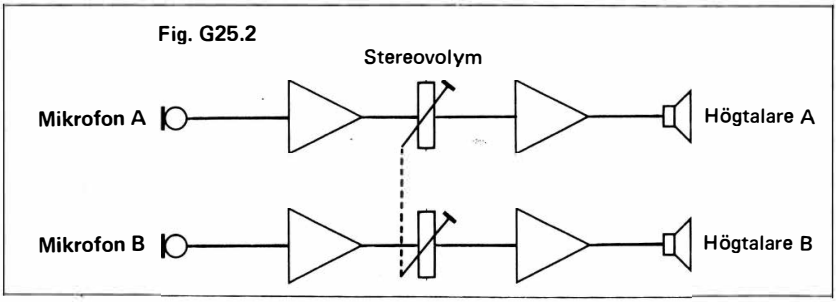


Fig. G25.2.
Stereo förstärkarsystem.

Vid stereo används ofta två separata monoförstärkare, men det är inte nödvändigt. Det går nästan lika bra att bygga en stereoförstärkare, där nätaggregatet är gemensamt. Det går även att använda samma DIN-kontakter för in- och utgångar m.m. För alla stereoförstärkare anges ett mått för kanalseparationen. Den skall, enligt de tyska standardnormerna vara minst 46 dB, dvs. 200 gånger (DIN-norm 45.500). Om en signal finns i ena kanalen på 10 volt får inte en falsk signal överföras till den andra kanalen som är större än 50 mV. Det ger 46 dB's kanalseparation.

En stereoförstärkare har normalt ett reglage mer än monoförstärkaren nämligen balanskontroll. Den används för att utjämna volymskillnaderna i rummet som beror på högtalarens placering. En vanlig stereoförstärkare har normalt bättre prestanda än vad DIN-normen kräver. För att ge en viss inblick i vad en stereoförstärkare bör klara av, visas här en tabell över rekommenderade tekniska data:

Frekvensområde . . . . . **+/– 1 dB**
Harmonisk förvrängning 20Hz-20kHz **0,1%**
Intermodulation (och TIM) **0,1%**
Uteffekt 4-8 ohm . . . . . **2 x 30-100 W sinus**
Kanalseparation . . . . . **50-60 dB**
Pick-up känslighet . . . . . **3-5 mV**
Bandspelare ingångskänslighet . . . . . **80-250 mV**
Signal/brusförhållande pick-up . . . . . **50-75 dB**
Signal/brusföhållande Tape . . . . . **60-100 dB**
Effektförstärkarkänslighet f. 775 mV . . . . . **0 dB/600 ohm**
Signal/brusförhållande effektförst. . . . . . **100-120 dB**

Dessa tekniska prestanda kan jongleras med av en smart försäljare, som kommer att påstå att just deras produkt är den bästa. Men om uppgifterna är angivna enligt DIN-normen eller IHF-mätmetoderna, så är man någorlunda säker på att siffrorna är korrekta. Signal/brusförhållandet kan anges vägt eller ovägt, dvs. efter Fletcher-Munson kurvan för örats känslighet eller efter en linjär skala. Resultatet är olika i de båda fallen. Normalt är mättalet för signal/brusförhållandet minst vid ovägd mätning.

Effektangivelsen kan på samma sätt vara angiven vid en annan frekvens än den maximala 20 kHz. Ofta anges sinuseffekten vid 1 kHz. Vid 20 kHz är effekten då ganska mycket mindre och distorsionen högre. Uppger

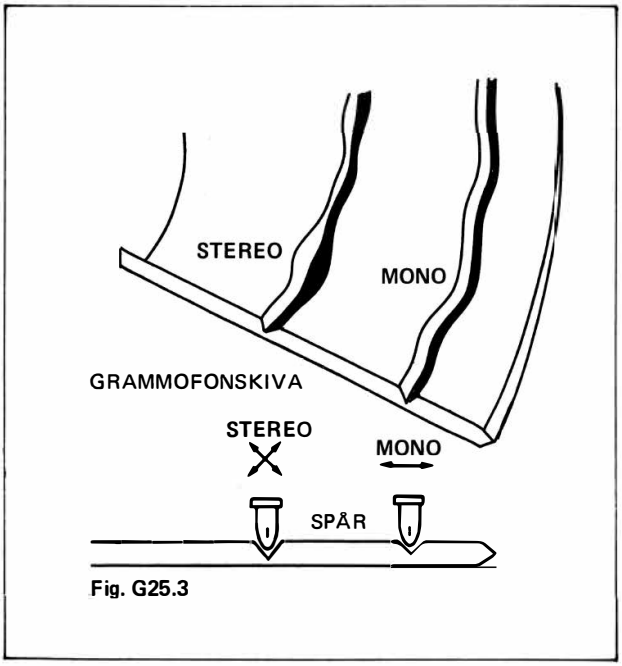


Fig. G25.3

Fig. G25.3. Spår i en grammofonskiva med mono och stereosignal. Vid stereo rör sig nålen både vågrätt och lodrätt.

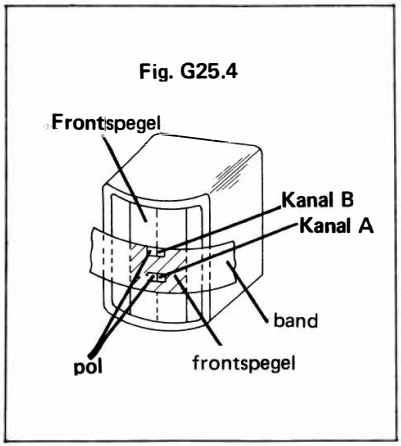
tillverkaren en distorsion på 0,1% vid 1 kHz, kan man vara säker på, att den har stigit till 1% vid 20 kHz. Det är mycket svårare att tillverka en förstärkare med 0,1% förvrängning vid 20 kHz.

STEREO SKIVSPELAREN

Den skivspelarteknik som är mest utbredd, härstammar från Thomas Alva Edison's fonograf från 1877. Idag är tekniken förbättrad, – principen är den samma. Vid tillverkningen av en grammofonskiva graverar en nål ett spår i en lackplatta. Vid avspelning avkänner grammofonnålen spårens rörelser. De tidigaste grammofonerna var helt mekaniska, dvs ljudet från nålen blev överfört mekaniskt till en tratt. Denna princip blev ersatt 1920-1930 av den magnetiska pick-up'en, där grammofonnålen anslöts till en magnetspole. Spolens elektricitet förstärktes i en förstärkare som i sin tur drev en högtalare.

Fram till mitten på 50-talet var alla grammofonskivor inspelade i mono. Fig. G25.3 visar spåren på en grammofonskiva. Vid mono rör sig nålen från sida till sida. Stereoinformationen präglas i upp och nedåtgående riktning. Detta kan uppfattas som två oberoende signaler, om spåren är vinkelräta i förhållande till varandra med 45° vridning mot skivan. Varje magnetsystem kopplas till sin egen kanal i stereoförstärkaren. På detta sätt kan man med en bra pick-up uppnå en kanalseperation på ca. 40 dB. Bättre än så, kan inte kanalerna separeras. Samtidigt kan även monoskivor avspelas med samma pick-up och förstärkare.

Fig. G25.4. Stereo på band inspelas på 2 kvartsspår samtidigt.



STEREO BANDSPELARE

Historiskt sätt är bandspelaren inte så gammal. Dansken Valdemar Poulsen var före andra världskriget en av de första med en primitiv trådbandspelare. Den fungerade enligt principen, att när en ståltråd magnetiseras, kan information lagras för att sedan avlyssnas genom en högtalare. Omkring 1955 blev Valdemar Poulsens trådbandspelare förbättrad med magnetiska band. Nu kunde man dessutom spela in och av flera kanaler på samma band och detta blev snabbt använt inom stereosystemen. Fig. G25.4 visar tonhuvudet med en bandstump framför. Stereotonhuvuden tillverkas med två tättsittande spolar, som inte påverkar varandra i någon större utsträckning. Varje spår upptar 1/4 av bredden på bandet. På så sätt är det möjligt att spela in två stereosignaler i var sin riktning.

STEREO MOTTAGARE

Äkta stereomottagning kräver en special mottagare med inbyggd dekoder, som kan separera monosignaler till en höger- och vänsterkanal. De första försöken gjordes inte med stereodekoder utan genom att sända båda kanalerna på var sin frekvens. Detta var ju inte så smart, då en mottagande station med en mottagare endast kunde höra ena kanalen. Vid den fortsatta utvecklingen av stereosändningarna var kravet att en radiomottagare skulle användas och att de som inte hade stereodekoder skulle få en monosignal utan försämring. Det gav konstruktörerna svåra problem, delvis beroende på att teknikerna inte kunde komma överens om vilket system som skulle bli normgivande. Idag används i Norden och de flesta länder FCC systemet med så kallad *pilotton*.

Detta system förklaras lättast enligt *PAM-multiplexsystemet*, även om det inte är den helt korrekta benämningen. Men de två systemen är kompatibla och används parallellt i många mottagare.

FCC/PAM systemet multiplexar mellan de två kanalerna synkront i sändare och mottagare. Fig. G25.6 illustrerar hur man multiplexar. En snabbt roterande omkopplare skiftar mellan höger och vänster kanal i både sändaren

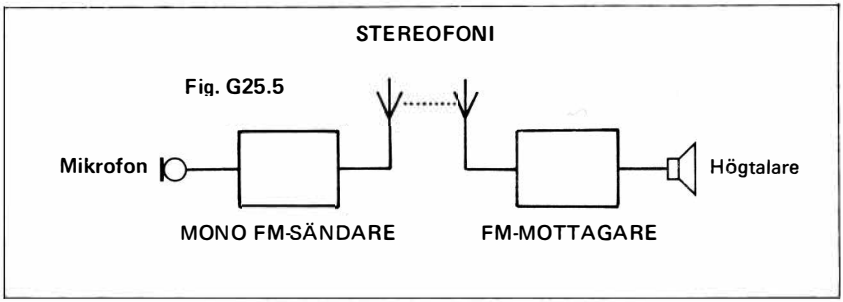


Fig. G25.5.
Mono FM-radio.

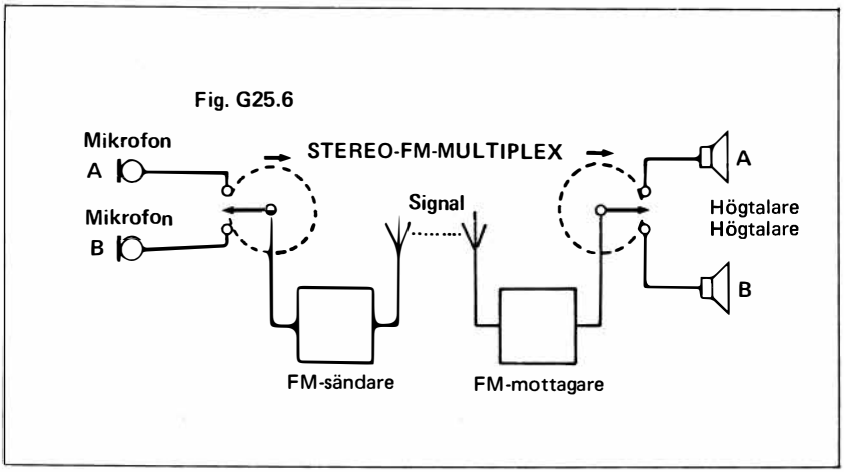


Fig. G25.6.
Vid stereo FM radio med multiplex, skiftas signalen mellan vänster och högerkanal mycket snabbt.

och mottagaren. Omkopplingshastigheten är 38 000 gånger i sekunden. Hälften av gångerna står omkopplaren i vänster respektive höger kanal. Det kommer alltså att utsändas små bitar av kanalerna. Detta visar fig. G25.7. Stereokanalerna får var sin sinussignal, men i verkligheten är det endast halva informationen som överförs till mottagaren. Det är ohörbart, då omkopplingshastigheten är två gånger högre än den högsta hörbara tonen. På mottagarsidan finns en kondensator för att återbilda den hälft som saknas. För att synkronisera de roterande omkopplarna skickas en pilotton. Dess frekvens är halva omkopplingsfrekvensen, alltså 19 kHz. Pilottonen frekvensfördubblas på mottagarsidan, så att omkopplingsfrekvensen blir 38 kHz. Vid mono kan man inte höra någon förändring, därför att hela signalen mottages.

Fig. G25.8 visar frekvensspektrumet som skall överföras vid stereo. Spektrumet innehåller monosignalen upp till 15 kHz, stereo pilottonen på 19 kHz och symmetriska sidband omkring 38 kHz. De kallas för S-signalerna. Här ligger stereosignalen. Vid 15 kHz stereo FM skall frekvensbandet upp

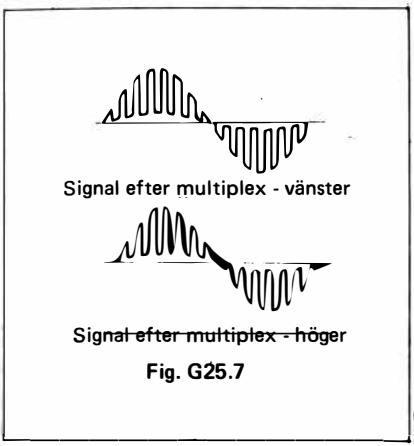


Fig. G25.7.
FM-stereo signal för höger och vänster kanal multiplexade.

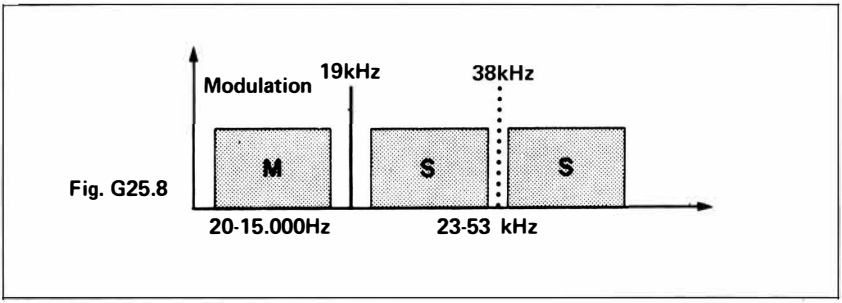


Fig. G25.8.
Vid FM-stereo upptar sidbandsinformationerna frekvenser upp till 53 kHz.

till 53 kHz passera genom mottagaren obeskuret. I annat fall kommer delar av informationen att försvinna. Då radiomottagare är försedda med ett 75us 2.118 kHz RC-led i utgången, kommer frekvenser över 15 kHz kraftigt dämpas. Dessa filter måste minskas eller tas bort före stereodekodern. Efter stereodekodern kan ett motsvarade filter monteras. Det tar bort störningar och kompenserar för FM-sändarens frekvenskarakteristik. 75uS är normen i Europa.

SAMMANFATTNING

Vid stereo separeras ljudet i två kanaler. Detta ger olika problem vid utformningen av audio-signalkällor. Enklast är det hos bandspelare. Där finns det ett spår till varje kanal. I grammofonskivan används de båda sidorna i spåren för respektive kanal. Vi mottagning av stereosändningar används en stereodekoder enligt pilottonsystemet. Sändaren samlar samman båda kanalerna till en signal genom att skifta mellan dessa mycket snabbt. På mottagarsidan sker motsvarande pilottonstyrda separering av kanalerna.

G25 UPPGIFTER – STEREOFONI

1. Hur många effektförstärkare behövs för stereo?

– 1 . . . . . A ☐
– 2 . . . . . B ☐

G26 - AKTIV MÄTNING

AKTIV MÄTNING

Aktiv mätning görs med mätinstrument, som innehåller förstärkarkretsar. Enkla aktiva mätinstrument kan man själv bygga. Det går även att bygga tillsatser till vanliga universalinstrument för att utöka deras mätområden. Mätinstrument för mera avancerade uppgifter bör endast byggas om man har tillgång till noggranna kalibreringsutrustningar. Vissa aktiva mätutrustningar är det inte alls någon ide att börja bygga. Resultaten kan på förhand sägas bli dåliga. Slutligen är ett mätinstrument en apparat, avsedd för att kontrollera annan elektronik och visar instrumentet fel, då är man ohjälpligt ute och reser. Vi kommer här i detta avsnitt om aktiva mätutrustningar endast att förklara de enklare typerna:

1: Digital multimeter
2: AC voltmeter
3: Griddip meter
4: Tongenerator
5: Mätsändare
6: Oscilloskop

Som exempel på mätinstrument visas TRIO-instrumenten från Japan.

ÖKAD DC-KÄNSLIGHET

Många universalinstrument har minsta likspänningskänsligheten 1 volt. Om känsligheten trots allt är bättre så är den inre resistansen låg. 20 kohm / volt ger då i ett mätområde på 50 mV en inre resistans lägre än 1 kohm. Detta kan vara för kraftig belastning i många lägen. Om t.ex. urladdningen av en kondensator i en timerkrets skall mätas, kommer mätinstrumentet själv att påverka laddningstiden. Ett exempel: En kondensator i en fototimer skall urladdas genom ett motstånd på 1 Mohm. Kondensatorns värde är 10 uF och den betraktas som fullt laddad efter 5 tidskonstanter (avsnitt G13). Beräknas urladdningstiden med standardformeln, kommer det att bli:

$$t = C \times R \times 5 = 10^{-5}F \times 10^{6}\ \text{ohm} \times 5 = 50\ \text{sekunder}$$

Vi ansluter ett universalinstrument på 20 kohm/volt med inställningen 10 volt över urladdningsmotståndet. Instrumentets inre resistans är då 200 kohm. Detta motstånd kommer alltså att parallellkopplas med urladdningsmotståndet på 1 Mohm. Resultatet blir 166,7 kohm. Det ger en urladdningstid på:

$$\text{felaktig tid} = C \times R \times 5 = 10^{-5}F \times 166{,}7 \times 10^{3}\ \text{Ohm} \times 5$$
$$t = 8{,}3\ \text{sekunder}$$

Med ett standard-universalinstrument får vi alltså en felvisning på 500%! Det enda riktiga att göra här är att använda ett instrument med högre

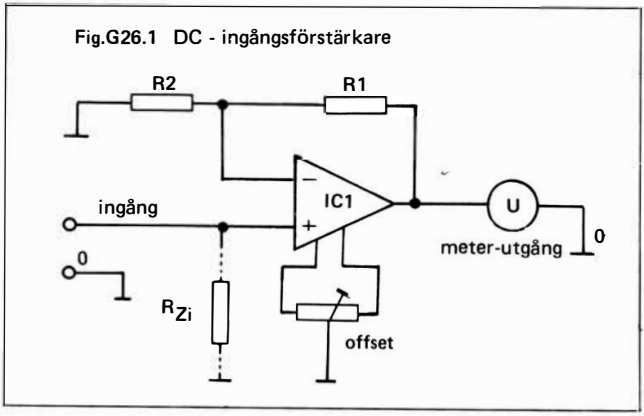


Fig. G26.1.
En operationsförstärkare kopplad framför ett passivt universalinstrument kan öka inimpedansen och - eller ge likspänningsförstärkning.

R1 = 100kΩ
R2 = 1MΩ
R_{zi} = 10MΩ

inre resistans. Det går att göra genom att utöka instrumentet med en försats av den typ som finns i fig. G26.1. Om R1 kortsluts och R2 inte används, har vi en spänningsföljare. Ingångsimpedansen är här mycket hög och förstärkningen är 1 gång. Typiskt är ingångsimpedansen med en bipolär IC-krets som spänningsföljare 5-10 Mohm. Räcker inte detta, kan en Bi-MOS-operationförstärkare istället användas. Dess ingångsimpedans är ca. 1.500. 000 Mohm!!! Den kommer INTE att belasta kondensatorn. Används den rena spänningsföljaren, är in- och utspänningar begränsade till ca. 3 volt med en drivspänning på plus/minus 5 volt på IC'n. De flesta Bi-MOS kretsar tåler maximalt plus/minus 15 volt. Då blir den högsta inspänningen ca. 13 volt.

Skall vi använda oss av förstärkning, används motstånden R1 och R2. Spänningsförstärkningen bestäms enligt formeln:

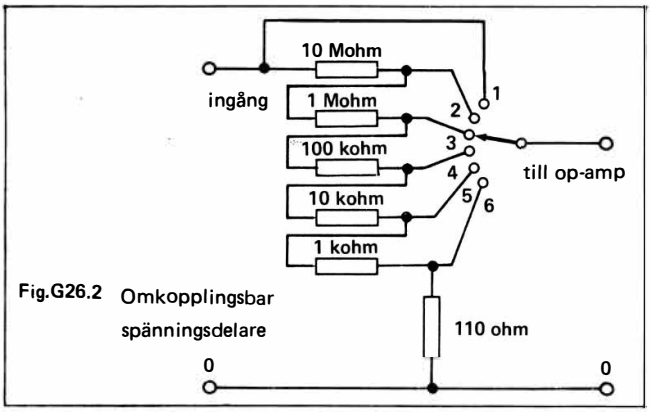
$$U_u = U_{in} \times \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right)$$

Motståndet Z_i kopplas över ingången om impedansen är för hög. I praktiken kan motstånd på 10 – 100 Mohm användas, eller endast en kiseldiod i spärriktningen. En 1N4148 har en inre resistans på ca. 500 Mohm. Om konstruktionen har öppen ingång (utan motstånd), kommer kretskortet som den är byggd på att fungera som avledning. Är ingången t.ex. närmre plus ledningen är minusledningen, kan kretsen mäta denna spänning och ge utslag.

Skall högre spänningar mätas än vad matningsspänningen tillåter, måste en spänningsdelare kopplas till ingången. Fig. G26.2 visar hur spänningsdelaren kan varieras med vridomkopplare.Ingångsimpedansen är konstant 10 Mohm. Spänningsdelningen blir här 1, 10, 100, 1000, 10 000 och 100 000 gånger. Med en känslighet hos Bi-MOS-operationsförstärkaren på 10 mV uppnås känsligheter på 10 mV, 100 mV, 1V, 10V, 100V och 1 kV. Skall ingångsimpedansen ökas ytterligare, måste motstånden ökas. Motstånd över 10 Mohm med större noggrannhet är dock svåra att anskaffa.

Skall ström mätas, måste den inre resistansen vara låg. Då kan spänningsfallet över instrumentet hållas nere på en låg nivå. Väljs samma känslighet som förut – 10 mV – kan följande motstånd användas till spänningsdelaren: 1M, 10M, 100M, 1ohm, 10 ohm och 100 ohm för områdena: 10A, 1A, 100mA,

Fig. G26.2. Spänningsdelare för utökning av spänningsområden. Kan användas framför operationsförstärkaren i fig. G26.1.



10mA, 1mA och 100uA. Motstånden för de höga strömmarna är så små att de måste tillverkas av kraftig koppartråd och mätas speciellt. Slutligen får man även ta hänsyn till att omkopplare även har övergångsmotstånd i storleksordningen 1 - 10 Mohm. Ofta används speciella uttag för högströmsområdena för att inte strömmarna skall gå genom omkopplaren.

STRÖMGENERATOR

Om en spänning mäts med ett universalinstrument med visare, kommer skalan normalt att vara linjär. Det betyder att avstånden mellan skalstrecken är lika långa. Detsamma gäller strömmar, avståndet mellan 2 och 3 mA är lika långt som det mellan 7 och 8 mA. Vid resistansmätning är skalan annorlunda, om instrumentet är ett vanligt vridspoleinstrument. Skalan är här sammantryckt i den övre delen.

I och för sig är detta inte någon större nackdel, då de vanligaste resistansmätningarna är relativa. Och är noggrannheten inte tillräcklig kan man skifta område.

Detta fungerar inte om resistansvärdet skall visas på ett digital-display. Skalan måste här vara helt linjär. För detta ändamål måste en krets byggas, som omvandlar motståndsvärdet till en proportionell spänning. Det är spänningar som digitala voltmetrar mäter.

Ohms lag visar förhållandet mellan spänning, ström och resistans i en krets:

$$R = \frac{U}{I}$$ **, där R=motståndet, U= spänningen och I= strömmen i grundenheterna OHM, VOLT och AMPERE.**

Om det är spänningen vi är ute efter över ett fast motstånd, måste strömmen hållas konstant:

$$U = R \times I$$

Om strömmen är konstant är det bara att avläsa spänningen över motståndet och svaret är ett proportionellt motståndsvärde. Vid en bestämd ström är mätetalen för resistansen och spänningen lika. Det är ett ofrånkomligt krav, att det instrument som mäter spänningen över motståndet skall

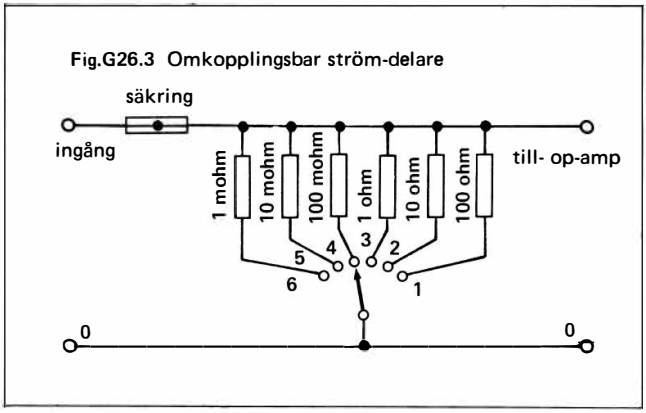


Fig. G26.3. Strömdelare för utökning av mätområden för ström. Kan användas framför operationsförstärkaren i fig. G26.1.

ha hög inre resistans. Om så inte är fallet, kommer en del av strömmen att passera genom spänningsmätinstrumentet och avläsningen blir parallellkopplingen av instrumentets inre resistans och den okända resistansen.

Det går alltså inte att koppla ett vanligt universalinstrument över den okända resistansen.

Om stora resistanser skall mätas noggrannt, måste det spänningsmätande instrumentet ha en inre resistans på minst 100 Mohm.

Fig. G26.4 visar en typisk strömgenerator. Operationsförstärkaren mäter spänningen över ett motstånd som exakt är angivet i värde, jämför med spänningen från en exakt spänningskälla och reglerar en transistors ström.

Konstruktionen är alltså i balans när det flyter så mycket ström från plus genom motståndet R1 och transistorn T1, att spänningen över R1 är den samma, som är inställd med R3. Det är endast balans, när båda ingångarna på operationsförstärkaren har samma spänning. Det okända motståndet kopplas i kollektorkretsen till jord och kommer tillföras en konstant ström.

Konstruktionen är dimensionerad för en ström på 1 mA. Den kan naturligtvis inte leverera 1 mA utan motstånd i kollektorkretsen och heller inte när spänningen över motståndet överstiger ca. 2 volt. Det skall vara 2,2 volt över motståndet R1 – det är ju en av förutsättningarna. Vidare gäller att det skall vara ca. 0,5 volt över transistorn.

Med en konstant ström på 1 mA och en max. spänning på 2 volt, är det maximala motståndsvärdet man kan mäta 2 kohm. Enligt ohms lag:

$$R = \frac{U}{I} = \frac{2{,}000 \text{ volt}}{0{,}001 \text{ ampere}} = 2.000 \text{ Ohm} = 2 \text{ kOhm}$$

Om en vanlig digitalvoltmeter med hög ingångsimpedans och 2 volts känslighet ansluts, kan dessutom motstånd ner till 1 ohm mätas. Ökas strömmen till 10 mA, kan motståndsvärden ner till 0,1 ohm mätas.

Om konstruktionen skall användas för att mäta motstånd som är större än 2 kohm, måste den konstanta strömmen ändras. Det görs genom att ändra på motståndet R1. Med ett motstånd på 22 kohm blir strömmen 0,1 mA eftersom referensspänningen forstfarande är 2,2 V. Med 0,1 mA kan motstånds-

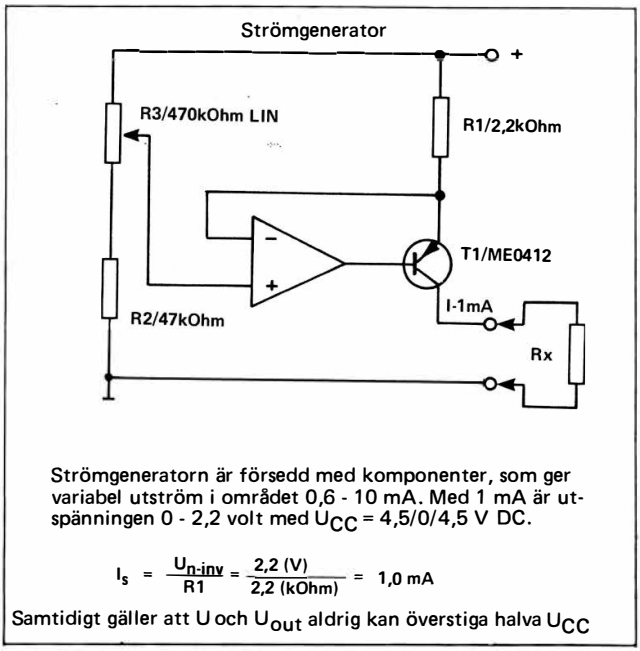


Fig. G26.4. Ritning över en strömgenerator, som kan användas till en linjär ohmmeter tillsammans med digitala mätinstrument.

värden upp till 20 kohm mätas. Byts nu R1 till 220 kohm blir mätområdet 200 kohm och med 2,2Mohm blir mätområdet 2 Mohm. Går det att få tag på 22 Mohms motstånd utvidgas mätområdet till 20 Mohm. Konstruktionen är beroende på drivspänningen. Genom att höja drivspänningen kan egenskaperna förbättras och lättare motståndsvärden uppnås. Det gör man genom att samtidigt som drivspänningen höjs, ansluta en temperaturkompenserad zenerdiod över potentiometern R3. Zenerdioden ger en konstant referensspänning till operationsförstärkaren. Dessutom måste motståndet R1 och potentiometern vara temperaturstabila.

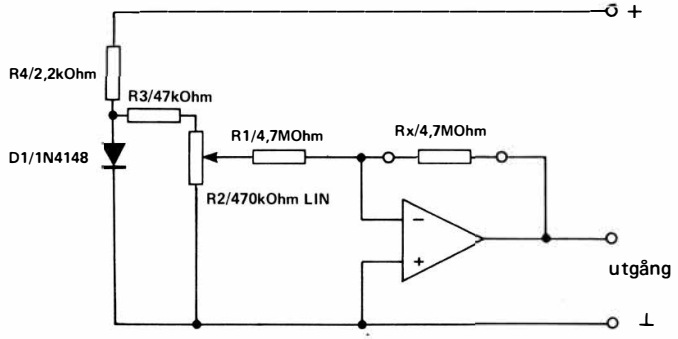
LINJÄR MOTSTÅNDSMÄTNING

Det finns andra sätt att mäta motstånd på linjärt än föregående exempel i fig. G26.4 med konstantströmgenerator. Man kan använda konstruktionen i fig. G26.5. Här används även en operationsförstärkare som inverterande förstärkare. Det okända motståndet monteras i återkopplingen från utgången till minusingången. Samtidigt ansluts ett exakt motstånd och en exakt spänning till samma ingång. Eftersom plusingången är förbunden med jord, skall även minusingången vara noll för att operationsförstärkaren skall vara stabil på utgången.

När den är stabil gäller formeln för förstärkning och in/utgångsspänning:

$$A_f = \frac{Rx}{R1}\ , \quad U_{ut} = U_{in}\ x\ \frac{Rx}{R1}$$

Om det okända motståndet är kortslutet eller noll, är det en emitter-



Med referensspänningen 470 mV till inverting ingången kan R1 väljas till 4,7 Mohm. Utspänningen med ett Rx motstånd på 4,7 Mohm (det okända) är också 470 mV. Detta ger formlen:

$$U_u = U_{in} \times \frac{Rx}{R1} = 470mV \times \frac{4,7MOhm}{4,7MOhm} = 470mV \text{ »»» } 4,7MOhm$$

Då utgången kan svänga upp till 4,5 volt, kan man mäta upp till 45 Mohm med de valda komponenterna. Med en Bi-MOS är det inte några problem att mäta upp till 500 Mohm med en annan referensspänning.

Fig. G26.5.
Ritning över en krets för lnjär motståndsmätning. Denna konstruktion är enklare att använda tillsammans med ett enkelt universalinstrument med låg ingångsimpedans.

förljare vi har att göra med. Den har samma spänning på utgången som på plusingången – och den är noll. Med ett fast värde på R1 och en fast referensspänning erhålls en utspänning, som är proportionell mot R_X.
erhålls en utspänning, som är proportionell med ingångsspänningen.

470 mV in över ingångsmotståndet på 4,7 Mohm ger en utspänning på 1 mV per 10 kohm. Genom att ersätta R1 med andra motstånd kan man få andra värden på skalfaktorn. 470 kohm ger 1 kohm/mV, 47 kohm ger 100 ohm/mV, 4,7 kohm ger 10 ohm/mV och 470 ohm ger 1 ohm/mV. Av dessa siffror kan ses, att konstruktionen passar utmärkt när man skall mäta stora motståndsvärden. Om det anslutna mätinstrumentet har ett område på 2volt för fullt utslag, kan man med R1 = 4,7 Mohm mäta hela 20 Mohm.

Det är ganska mycket med ett vanligt universalinstrument. Utimpedansen är ganska låg, typiskt 20 ohm med en CA 3140. Det är lite tråkigt att mätområdet inte på någon sida är förbundet med noll. Det gör det lite svårare att designa konstruktionen för andra mätfunktioner, ström och spänning.

På samma sätt som i exempel G26.4 finns det en del krav som måste uppfyllas, för att få ett noggrannt instrument som visar rätt. Krav som inte kan uppfyllas med experimentuppkoppling.

Referensspänningen skall vara mycket stabil och referensmotståndet R1 skall kopplas till referensspänningen med en låg impedans. Det görs i praktiken genom att inkoppla en spänningsföljare efter en temperaturstabil referens spänningskälla, t.ex. en mycket noggrann zenerdiod. För hobbyändamål kan

en zenerdiod på 6,8 volt användas istället för D1. Samtidigt skall då drivspänningen ökas från 9 volt till 15 volt. Potentiometerns löpare kopplas till spänningsföljarens ingång (icke inverterande). Spänningsföljarens utgång kopplas till referensmotståndet.

ENKEL LIKRIKTNING – SMÅ SIGNALSPÄNNINGAR

Om man vill mäta en växelspänning med ett likspänningsinstrument, måste först växelspänningen likriktas. Detta görs naturligtvis med en diod. En kiseldiod släpper först genom ström när spänningen över den överstiger 0,7 volt. Det går även att använda en germaniumdiod. Den leder vid ca. 50 mV. Det är lite bättre och används också i billigare universalinstrument. Dessa instrument har nästan aldrig skalor för växelspänningar under 10 volt AC. Det beror på att felprocenten vid lägre spänningar blir för stor. Om man nu vill likrikta dessa små växelspänningar, måste en operationsförstärkare kopplas in som upphäver spänningsfallen.

Upphäver spänningsfallen gör den, därför att förstärkningen med avbruten motkopplingsslinga är så enormt stor. Det får utgången att svänga upp eller ner till den spänning som kan aktivera motkopplingen.

Då dioderna leder dåligt mellan 0 - 0,5 volt (ofta 0,7 volt) är motkopplingen i detta område avbruten. När en spänning släpps på minusingången, kommer utgången alltid att försöka skicka signal genom motkopplingen, så att den andra ingången – den inverterade – får samma potential. Detta är en universell sanning, som i alla andra fall när man motkopplar. Om en växelspänning ansluts till plusingången, kommer de positiva halvperioderna att gå genom D1 och R2 och de negativa genom D2.

För negativa spänningar finns endast 1 diod i motkopplingen och därför kommer förstärkningen för negativa perioder vara 1 gång. Dioden verkar som kortslutning. De negativa spänningarna »ser» alltså en »emitterföljare». De positiva halvperioderna skall gå genom D1 och R2.

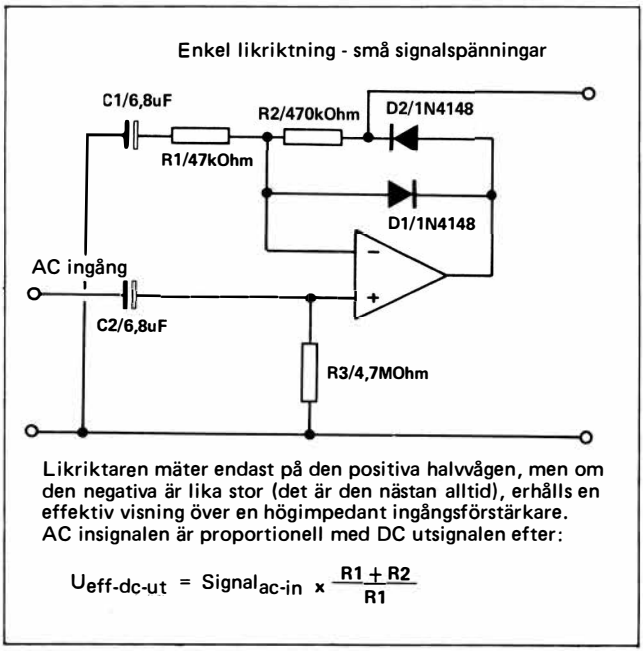
R2 tillsammans med R1 fungerar som en spänningsdelare från utgången, efter dioden D2, till minusingången. När utgången skall se till att samma signal skall finnas på minusingången som på plusingången, måste den svänga upp mycket högre i positiv riktning på grund av spänningsdelaren. Därför blir det en föstärkning, som för de positiva halvvågorna är:

$$A_f = \frac{R1 + R2}{R1}$$

och om signalen är symmetrisk, blir utsignalen:

$$U_u = 1/2 \times U_{in} \times \frac{R1 + R2}{R1}$$

Dessutom kommer signalen på utgången att vara överlagrad på den växelspänning som finns på ingången. Den kan dock filtreras bort. Växelspänningen överlagras därför att de två ingångarna har samma potential och det kommer R2 att föra fram till utgången. Av den orsaken sätts alltid ett filter på utgången som dämpar växelspänningsrester. Det går fint med ett RC-filter.



Fig, G26.6a. Ritning över en enkel likriktare med positiv utspänning. Man kan direkt belasta kretsen med ett universalinstrument.

På oscilloskopbilden i fig. G26.6B syns insignalen och den 10 gånger dämpade utsignalen över motståndet R2. Lägg märke till två saker Dels är det den negativa halvvågen som kommer ut och dels är »nollinjen» böjd. Den negativa halvvågen borde ha varit positiv enligt kopplingsschemat. Den är negativ beroende på att dioderna D1 och D2 var motsatt vända vid testen. Det visar att man fritt kan välja om det skall vara en positiv eller negativ utspänning från småsignalslikriktaren. Böjen på nollinjen är växelspänningsresten från operationsförstärkarens inverterande ingång. Den blir inte filtrerad när oscilloskopet kopplas till. Den går att få bort genom att man kopplar ett RC-filter mellan utgång och det instrument man skall använda. Då försvinner växelspänningen.

Likriktaren i fig. G26.6A kan användas till universalinstrument. Om instrumentets impedans är hög, kommer det att finnas en ganska stor AC-

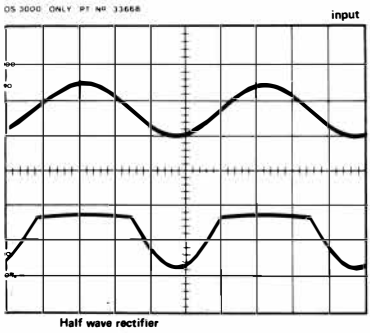


Fig. G26.6b. Oscilloskopbild av insignalen och utsignalen från enkellikriktaren. Om man belastar med en låg impedans rätas den flata sidan av kurvan. Den flata kurvan är AC-resten från inverting ingången.

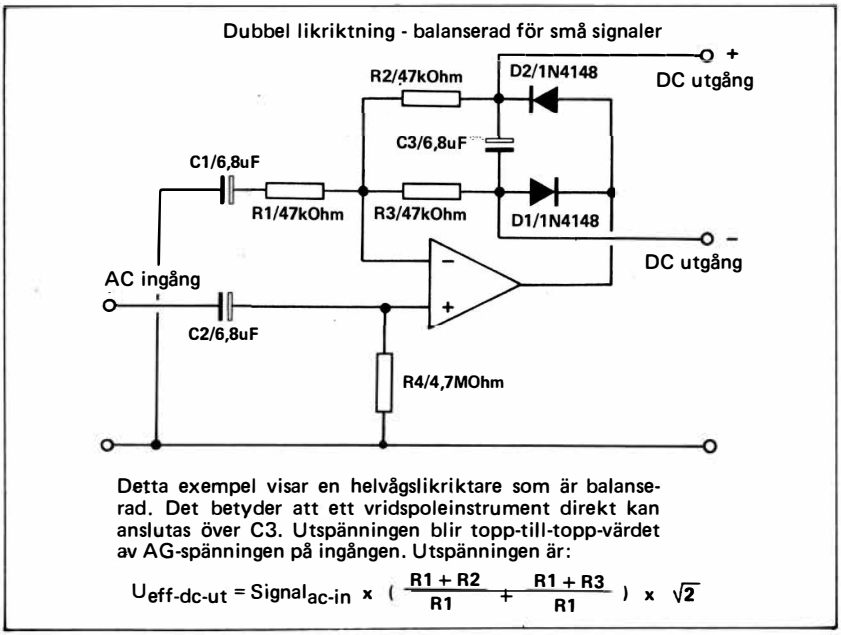


Fig. G26.7a.
Ritning över en enkel dubbellikriktare, som endast kan användas balanserad, dvs. tillsammans med ett »svävande» mätinstrument eller universalinstrument.

rest på utgången. Om impedansen är liten, kommer AC-resten också att vara liten, då den blir spänningsdelad från minusingången till utgången mellan belastningsimpedansen. Detta är dock utan praktisk betydelse, då ett anslutet vridspoleinstrument visar medelvägen. Är belastningsimpedansen låg, kan det bli problem med att operationsförstärkaren inte kan leverera tillräckligt med ström. Det sker vid ca. 200 ohm.

Inspänningen till likriktaren får inte vara större topp till topp än drivspänningen delat med förstärkningen. Här är gränsen ca 750 mV för plus/minus 4,5 volts drivspänning. Då är även hänsyn tagen till, att utgången skall svänga 0,5 volt mer på grund av spänningsfallet över dioderna. Om en vanlig bipolär operationsförstärkare används, skall dessutom ett par extra volt dras ifrån, då svinget på utgången aldrig kommer upp till drivspänningen.

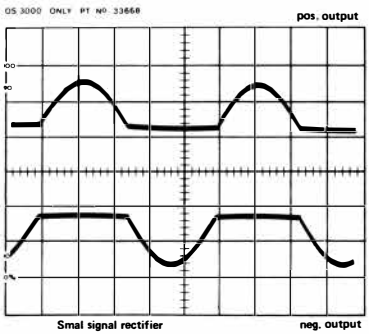


Fig. G26.7b.
Dubbellikriktning - den positiva och negativa spänningen är separerade efter dioderna.

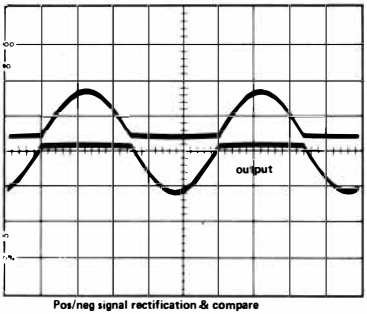


Fig. G26.7c.
Kurvorna - lite tätare.

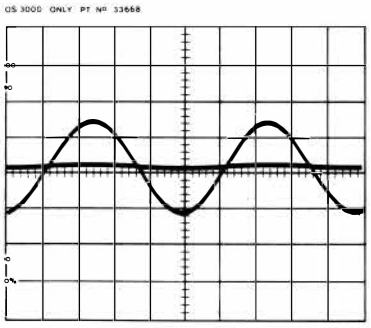


Fig. G26.7d.
Kurvorna överlappar nu helt och det ser ut som det i verkligheten är frågan om en hög och en låg sinuskurva. Den svaga delen är AC-resten från insignalen.

DUBBEL LIKRIKTNING – BALANSERAD – FÖR SMÅ SIGNALER

Om det inte är något krav att det anslutna instrumentet skall kopplas mellan jord och mätutgång, kan en enkel helvågslikriktare konstrueras. Den har den fördelen, att det kommer full utspänning om ett bra och känsligt vridspoleinstrument användas. Då kan man få ut topp-till-topp-värdet genom att använda en laddningskondensator. Den heter C3 i fig. G26.7A. Bortsett från att likriktaren fungerar »båda vägarna» är den identisk med fig. G26.6A. Tas kondensatorn bort, kan den användas som positiv eller negativ småsignallikriktare på samma sätt som halvvågslikriktaren.

I fig. G26.7B-C ses signalen på den positiva och negativa dioden utan laddningskondensatorn C3. Kurvorna "gnuggas mot varandra" och när de överlappar, ser det ut som en kraftig och en svag sinuskurva över varandra. Den svaga sinuskurvan utgör AC-resten och finns inte vid riktig balanserad-mätning, men vid oscilloskopmätningen med gemensam jord framkommer den i alla fall.

DUBBEL LIKRIKTNING – OBALANSERAD

Fig. G26.8 är en kombination av en helvågslikriktare och en äkta differentialförstärkare. Differentialförstärkaren vänder de negativa spänningarna från D1 och adderar de positiva från D2. Utspänningen är en pulserande negativ DC-spänning. Om ett universalinstrument kopplas till utgången kan

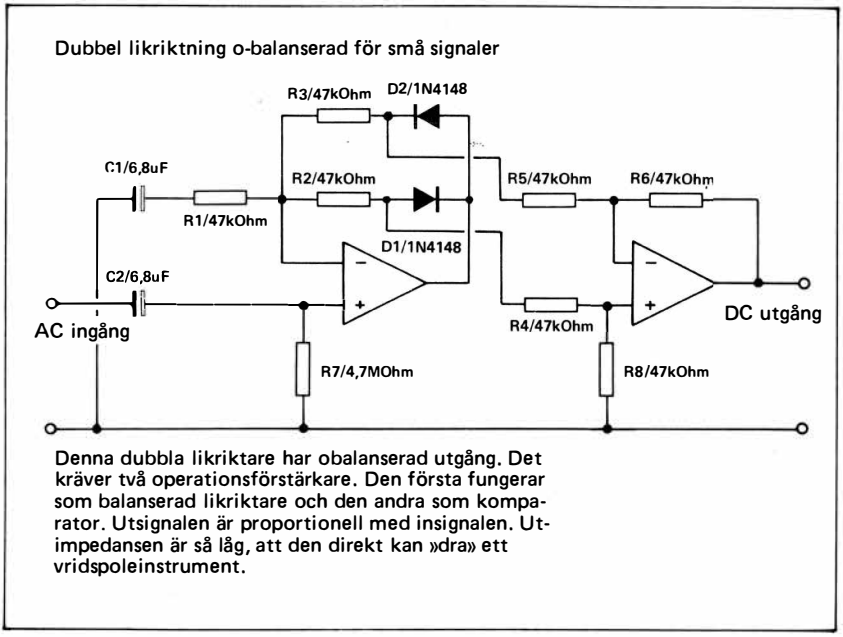


Fig. G26.8.
Ritningen visar en kombination av en balanserad likriktare och en differentialförstärkare.

det bli problem med visningen vid högre frekvenser. Genom att koppla ett RC-filter på utgången kan detta undvikas. Använd t. ex. 1 kohm och en kondensator på 0,1 - 1 uF.

Om en positiv utspänning önskas, måste båda dioderna vändas ett halvt varv.

DIGITAL MULTIMETER

Den mer och mer rationella tillverkningen av LSI (Large Scale Integrated Circuit) har sänkt priserna på integrerade voltmetersystem. Till och med så mycket att de konkurrerar med vridspoleinstrument. Om man önskar ett exakt instrument för sifferangivelser av ström, spänning och resistans är det digitala helt överlägset. Tekniken har till och med möjliggjort automatisk områdesomkoppling och ingångsimpedanser som är så höga, att instrumentets eventuella belastning på mätobjektet helt kan försummas. Fig. G26.9 visar ett japanskt digitalinstrument med automatisk områdesväljare. Att strömområdet är begränsat till 200 mA beror på de begränsade mekaniska omkopplarfunktionerna. Vid större strömmar kan man enkelt t.ex beräknas så att instrumentet visar 199,9 mV vid den önskade maximala strömmen. Med en shunt på 10Mohm/4W erhålls strömavläsning på max. 19,99 A.

De flesta standard-typerna kan även mäta växelström och spänning. Frekvensområdet är begränsat och beror på kvaliteten. Professionella och

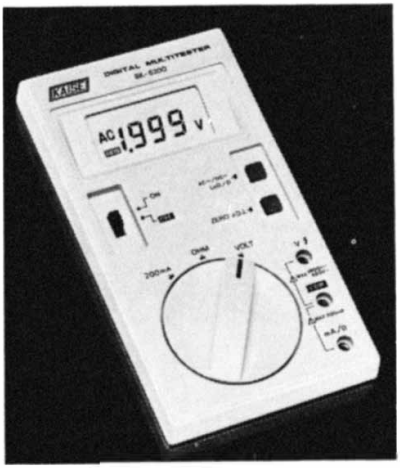


Fig. G26.9.
Digitalmultimeter SK 6200 med automatisk områdesomkopplare.

mer kostbara typer kan mäta växelspänningar upp till 100kHz, men standardtyper klarar endast 1-5 kHz. Över 5 kHz faller känsligheten drastiskt. Instrumentet i fig. G26.9 klarar 2-3 kHz.

Avläsningshastigheten brukar normalt vara 5 gånger per sekund. Det betyder att det är svårt att avläsa spänningar som varierar. Siffrorna kommer bara att fladdra från ett värde till ett annat. Till sådana mätningar är analoga instrument att föredraga. En annan olägenhet är att avläsningen av digitala instrument tar längre tid. På grund av hjärnans tröghet tar det ca. 1-2 sekunder att uppfatta en digital display jämfört med en analog visare som kan avläsas på 1/10 av tiden.

AC VOLTMETER

En AC-voltmeter är speciellt avsedd för mätningar på audioutrustningar. Detta mätinstrument är optimerat för ändamålet och används, där vanliga



Fig. G26.10.
AC-voltmeter (tidigare rörvoltmeter) för mätning av signalspänningar från 0,1mV – 300 V mellan 1 Hz och 500 kHz.

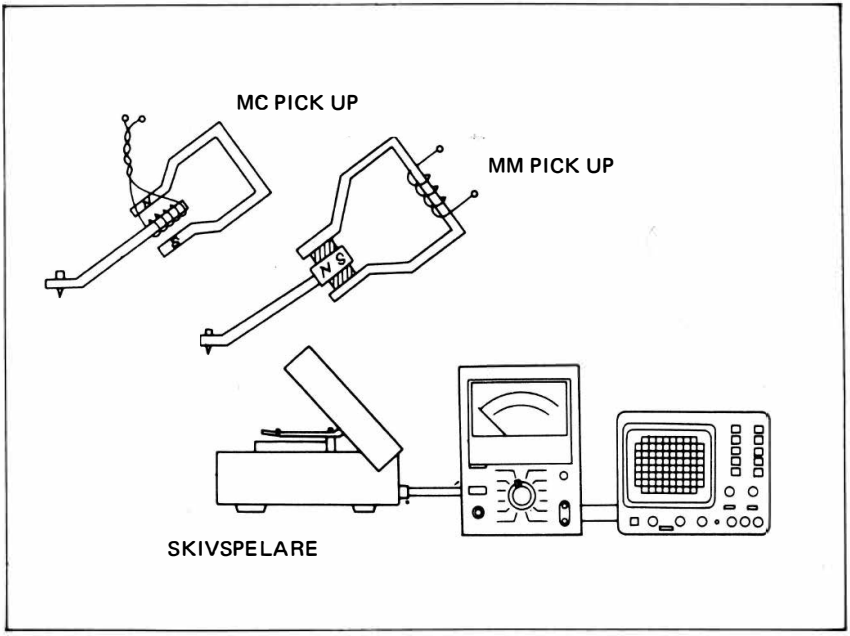


Fig. G26.11.
AC-voltmetern kan mäta på alla audiokällor, även pick up'er av typ Moving Coil typen.

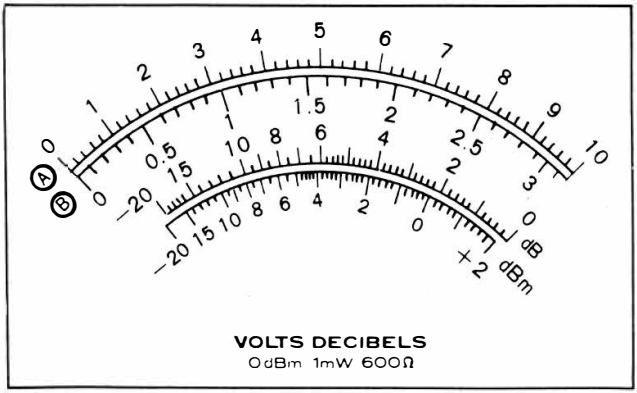


Fig. G26.12.
AC-voltmeterskala med markering av eff. spänning och dB. A och B skalorna är delade i 10 dB, varför spänningsdelningen är 10 till 3.15.

multimetrar eller digitala instrument inte räcker till frekvensmässigt. Fig. G26.10 visar en TRIO-voltmeter med en omkopplare, som är uppdelad i 10 dB steg. Vid lågfrekvensmätningar i förstärkare används ofta dB i stället för spänningsvisning. Skickas en signal från en tongenerator in i en förstärkare och vi varierar frekvensen från 20 Hz till 20 kHz, kan man på AC-voltmetern avläsa hur många dB förstärkningen faller vid bandgränsen. Beteckningen dB passar bäst för att beskriva förstärkningen. En förstärkningsändring på 1 dB är inte hörbar, 2 dB är precis hörbart och 3 dB kan de flesta höra. Skalan i fig. G26.12 är märkt i 10 dB-steg. Av den anledningen skiftar



Fig. G26.13.
Grid-dip meter DM 801 från Trio.

spänningsområdena mellan multipler av 10 och 3,15. Det högsta området mäter 300 volt AC och det lägsta 1 mV, för maximalt utslag. Mäter man som i fig. G26.11 på en dynamisk pick up, kommer spänningen vara ca. 1-10 mV. En moving coil pick up lämnar inte mer än 0,1 - 1 mV. På AC-voltmetern används skärmade BNC-kontakter och hela instrumentet är inkapslat i metall, därför att ett mätinstrument med stor växelströmskänslighet (1 Hz - 500 kHz) är mycket känsligt för brumspänningar och störningar i omgivningen. När mätområden under 1 volt används, skall skärmade kablar användas.

GRIDDIPMETER

En griddip-meter är en HF-generator med utbytbara spolar. Funktionen är den att en spole för det valda frekvensområdet monteras på toppen av instrumentet. Instrumentets spole hålls sedan i närheten av den LC-krets som man vill veta resonansfrekvensen på. När rätt frekvens är hittad, kommer visaren på instrumentet att göra kraftigt utslag. Griddip-metern kan även användas som signalgenerator för mottagare eller genom att man ansluter en hörlur till att lyssna sig till frekvensen hos en mottagares oscillator. Griddip-metern används mest bland hobbyentusiaster och radioamatörer, därför att griddip-metern för ett relativt lågt pris inkluderar tre olika funktioner – mätsändare, mätmottagare och LC-kretsmätare. Låt oss först titta på handhavandet av griddippmetern. *Dial* ratten är en stor skala med markerade områden. Till varje område finns en *Dipmeter* spole. Med riktig spole isatt, kan

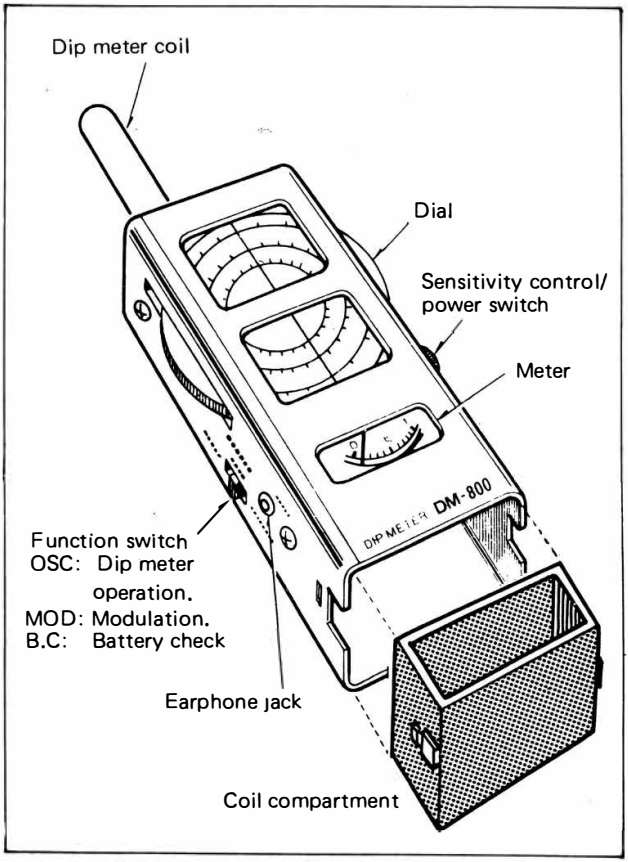


Fig. G26.14. Grid-dip meterns funktioner: Dial= skala. Sensitivity Control=känslighet. Coil-compartment= behållare för spolarna. Earphone jack= uttag för öronmussla.

oscillatorfrekvensen inställas efter önskemål. Till instrumentet i fig. G26.13 medlevereras 7 spolar för områdena: 0,7 – 1,6 MHz, 1,5 – 3,6 MHz, 3,0 – 4,7 MHz, 6,9 – 17,5 MHz, 41 – 110 MHz och 83 – 250 MHz. Sätts spolen för 17-42 MHz i hållaren, kan t.ex. 27 MHz inställas. Med *Sensitivity-control* ratten inställs signalstyrkan på oscillatorn. Används griddippmetern som mätsändare, skall signalstyrkan inställas till max. utslag på mätaren. Skall griddipmetern användas till sin egentliga uppgift, ställs sensitivity kontrollen i mittläge och spolen hålls i närheten av den krets som skall undersökas. När man ställer skalan till samma frekvens som mätobjektet, kommer visaren att dyka ändrar frekvensen kommer visaren att dyka ner vid LC-kretsens resonansfrekvens. Fig. G26.15 visar hur spolen skall hållas mot mätobjektet för noggrann avläsning. Funktionsomkopplaren på instrumentet har tre lägen: Batteritest, griddip och modulerad sändare. Hörlursuttaget är till för kontroll av andra oscillatorer. Det sker genom att sensitivity-kontrollen justeras så, att oscillatorn precis inte svänger. Då kommer instrumentet att fungera som avstämd dioddetektor. Om sensitivity-kontrollen är uppskruvad precis så, att oscillatorn kan svänga, kommer man att höra en beatton som en funktion av oscillatorns och griddipmeterns frekvenser.

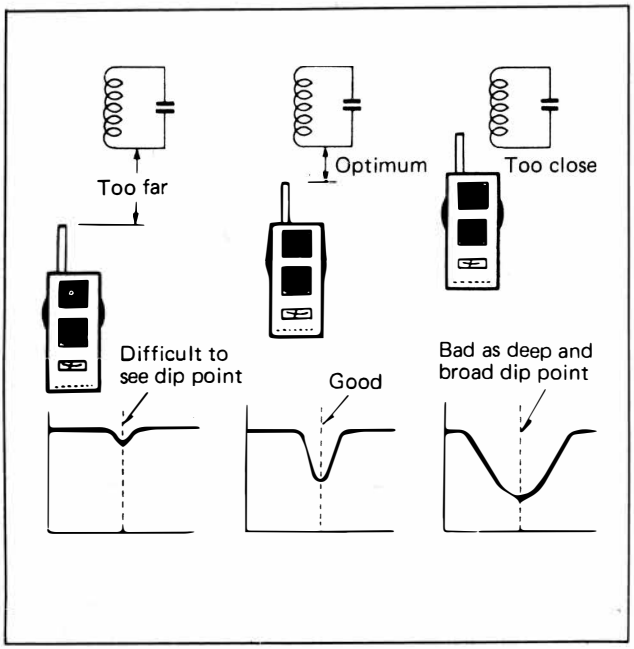


Fig. G26.15. Grid-dip-metern kontrollerar avstämda kretsars resonansfrekvens. Spolen skall placeras på ett visst avstånd för bästa resultat.

TONGENERATOR

En tongenerator hör till de apparater man själv kan bygga, om det inte krävs mycket låg förvrängning. Fig. G26.16 visar en tongenerator av fabrikat Trio. På den stora skalan inställs tonfrekvensen mellan 10 och 100. Med omkopplaren *freq.range* väljs frekvensområdet. Väljs området x1, kan frekvensområdet 10 till 100 Hz inställas på den stora skalan. Attenuatorn dämpar signalen i 10 dB steg. Ratten amplitude är en volymkontroll mellan lägena på attenuatorn. Om tongeneratorn belastas med 600 ohm, stämmer alltid lägena på attenuatorn. Generatorn kan förutom sinusvågor även avge fyrkantvågor. Det är av stor betydelse vid mätningar på filter. Det är lättare att kontrollera filterfunktioner på ett oscilloskop med fyrkantvågor. Med sinussignaler kommer filtret endast att dämpa signalen. Tongeneratorer av denna typ har en egendistorsion på – typiskt 0,01 - 0,03% i audioområdet.

RF – GENERATOR

En RF-generator avger Radio Frekvenser. Generatorn används som en slags tongenerator på radiofrekvenserna. Med en RF-generator är man inte tvungen att ha sändarstationer igång för justering, utan den önskade frekvensen inställs med ratten på framsidan. RF-generatorer är ganska dyra priser mellan 1000 och 100 000 kr är inte ovanliga. Fig. G26.17 visar en bild på en RF-generator för frekvenser upp till 30 MHz. Det är klart inte speciellt mycket, men det går även att använda de harmoniska frekvenserna (övertonerna) upp till 100 MHz. Det den billigare generatorn inte klarar är att hålla frekvensen tillräckligt stabil och att avge mycket liten signal. Det



Fig. G26.16.
Tongenerator med fyrkant- och sinussignal.

är nämligen det största problemet med billiga RF-generatorer. Det går inte att sänka signalnivån ner till den nivå som mottagare behöver på ingången. Strålningen genom höljet på apparaten är för kraftig.

Men genom att flytta RF-generatorn bort från mottagaren elimineras detta problem. Fig. G26.18 visar RF-generatorn inkopplad till antennkretsen på en mottagare. Den används här för att justera mottagarens spolar. RF-generatorn kan då naturligtvis också avge mellanfrekvenser på 10,7MHz och 455 kHz, – då med AM-modulation. En FM-modulerad RF-generator kostar betydligt flera tusenlappar.



Fig. G26.17.
RF-generator SG 402 från Trio.
Generatorn avger frekvenser mellan 100 kHz och 30 MHz.

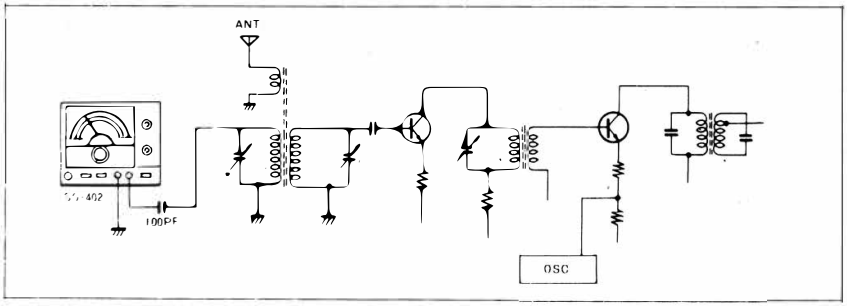


Fig. G26.18.
RF-generator inkopplad till antennkretsen hos en mottagare för trimning.

OSCILLOSKOP

Det viktigaste instrumentet efter universalinstrumentet är ett oscilloskop. Även det billigaste oscilloskopet är många gånger bättre och mer användbart än universalinstrumentet. På ett oscilloskop kan man iakttaga både dynamiska och statiska fenomen. Man kan alltså se elektriska förändrningar under begränsad tid. Spänningar kan mätas nästan lika noggrannt som hos ett universalinstrument.

Oscilloskopets visare är katodstråleröret. På dess skärm kan man se alla typer av växel- och likspänningar, deras förändringar och hur snabbt det sker. Normalt är strålens hastighet från vänster till höger sida på skärmen bestämd av en sågtandsgenerator. Rörelsen är fullkomligt jämn. Tillförs samtidigt Y-ingången på oscilloskopet en växelspänning, kommer strålen att följa den upp och ner på sin väg över skärmen. Då bildas en oscilloskopbild. Sågtandsgeneratorn, som bestämmer hastigheten på strålen över skärmen, kallas för tidbas-generator (Time-base). Tidbasen kan dessutom synkroniseras med insignalen. Då är det möjligt att skapa bilder med strålen. Dessa bilder kan »låsas» fast och är då lättare att studera. Genom att variera tidbasen kan alla möjliga frekvenser återges, och de viktigaste bitarna av en signal kan förstoras och studeras. Dessutom kan växelspänningar separeras från likspänningar och deras värden kan avläsas på skärmens rutmönster.

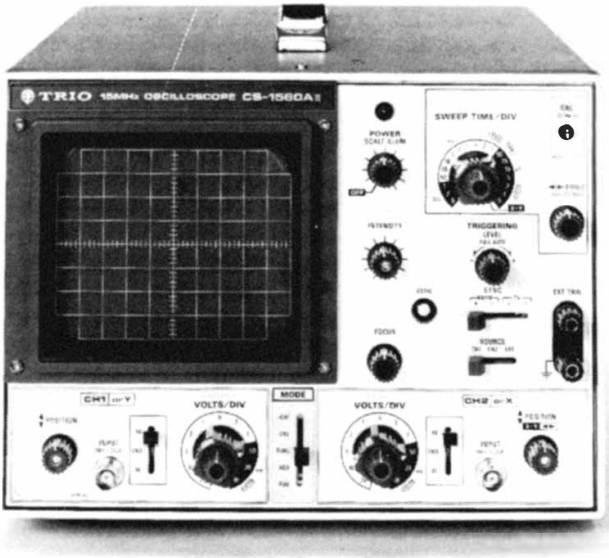


Fig. G26.19.
Dubbelstråle oscilloskop typ CS 1560 från Trio.

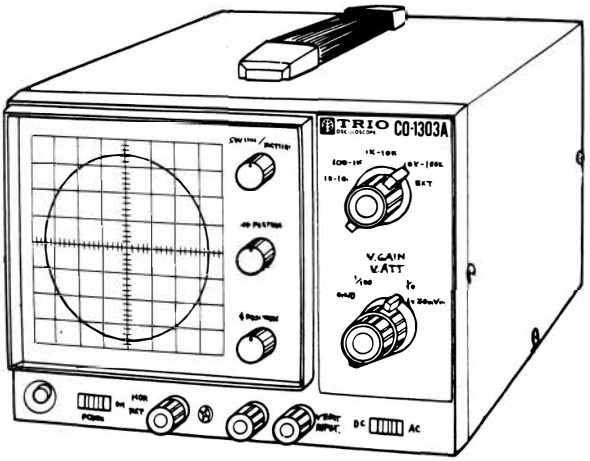


Fig. G26.20.
Oscilloskop för låg-frekvensändamål.
Typ Trio CS 1303.

STYRNING AV KATODSTRÅLERÖRET

Katodstråleröret i fig. G26.21 består av en glödtråd, f, och en katod som uppvärms av glödtråden. När katoden blir glödande, skickar den ut elektroner. De blir nästan kokade ur katodmetallen. Dessutom finns det ett antal galler som kan variera styrkan och fokuseringen av elektronstrålen. Slutligen finns

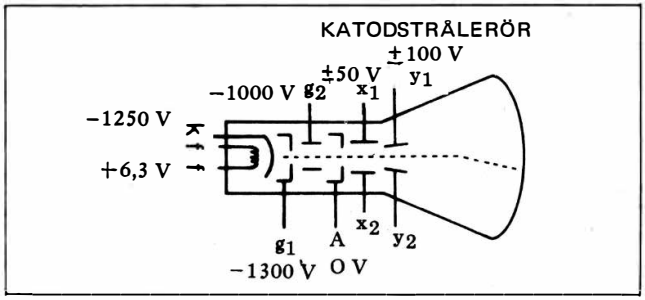


Fig. G26.21. Uppbyggnad av ett katodstrålerör - hjärtat i varje oscilloskop.

det 4 avböjningsplattor och en anod. Själva katodstråleröret är lufttomt. Om anoden är positiv och katoden negativ, kommer elektronerna från katoden att transporteras till anoden. Gallerna ser till att vi får en smal, jämn stråle av elektroner. När strålen träffar den fluorescerande skärmen, lyser den upp som en prick. Från skärmen går elektronerna till anoden. Genom att ändra på g1, styrgallret mer eller mindre negativt, kan elektronstrålen varieras. Är gallret mycket negativt, stoppas elektronströmmen helt, och pricken försvinner. Förspänns g2, blir det som att sätta en lins framför en ljusstråle. Strålen kan fokuseras, dvs göras skarp. De fyra avböjningsplattorna, slutligen, är de som bestämmer var på skärmen strålen skall träffa. Två plattor fungerar vertikalt och två horisontellt vinkelrätt mot varandra. Om en av plattorna påförs en positiv spänning, kommer strålen att dras mot den. På samma sätt, om plattan är negativ, stöts den bort. Med de fyra plattorna kan strålen placeras var som helst på skärmen.

I fig. G26.23 visas ett blockschema över oscilloskopet. Till varje ingång finns en potentiometer för att justera signalnivån. Därefter kommer en förstärkare som förstärker upp små mätsignaler på några mV till ca. 300V som är nödvändigt för att avböja strålen. Oftast är denna förstärkare uppbyggd dubbelt enligt differentialprincipen för att temperaturdriften inte skall påverka strålens placering på skärmen.

X-förstärkaren som reglerar strålen vågrätt, är normalt sammankopplad med sågtandsgeneratorn.

En sågtandsgenerator avger en spänning som stiger jämt till en bestämd punkt för att direkt falla till noll. Ansluts denna generator till X-plattorna, kommer pricken att röra sig jämt från vänster till höger, hoppa tillbaka och börja om igen. Vi får en linje.

En synkroniseringskrets håller strålen tills Y-förstärkaren har nått ett visst värde. På så sätt »släpps» strålen lös på skärmen – varje gång på samma ställe.

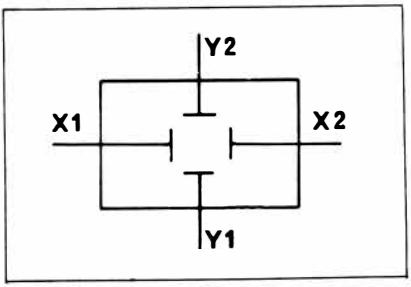


Fig. G26.22.
X och Y plattorna i oscilloskopet avböjer elektronstrålen både vågrätt och lodrätt.

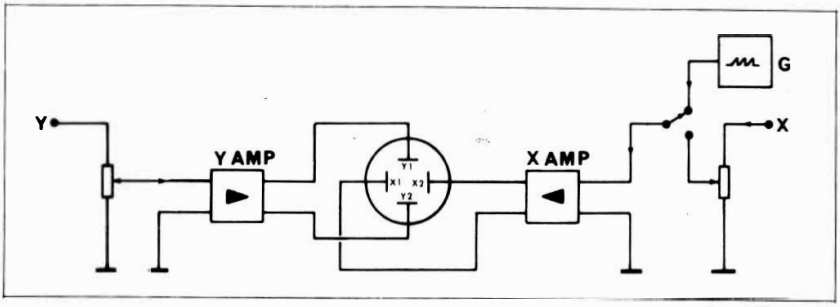


Fig. G26.23.
Blockschema över oscilloskopet. Y-förstärkaren används normalt som ingång och X-förstärkaren får då avböjningssignal från sågtandsgeneratorn.

Om det inte är någon Y-signal på ingången, kommer X-synkroniseringskretsen släppa loss strålen efter ett ögonblick så att vi får ettstrecktvärs över skärmen. Fig. G26.24A visar en sinusformad växelspänningskurva med en tidbasinställning, som motsvaras av växelspänningens frekvens. Fig. G26.24B visar samma sinusformade växelspänning, fast med en tidsbas, som är 5 gånger långsammare. Det kommer alltså 5 växelspänningssvängningar innan strålen börjar om igen.

De flesta oscilloskop har dessutom en krets, som släcker strålen under återgången. På de oscilloskop som inte har denna finess, kommer man att se återgången, som ett vågrätt streck. Vid högre frekvenser är stegen tydligare än vid lägre frekvenser.

HUR MAN AVLÄSER ETT OSCILLOSKOP

Fig. G26.25-27 visar några av de kurvformer, man kommer att se på ett oscilloskop. Fig. G26.25 visar en sinusformad växelspänning, en halvvågs likriktad växelspänning och en helvågslikriktad växelspänning. Samtidigt finns det angivet formler för beräkningen av effektivvärdet som en funktion av topp-till-topp-värdet. Det är alltid det senare som avläses på oscilloskopets rutnät. Fig. G26.6 visar kurvformer och beräkningar av effektivvärden (rms) som en funktion av spetsvärdena för trekantkurvor, fyrkant-

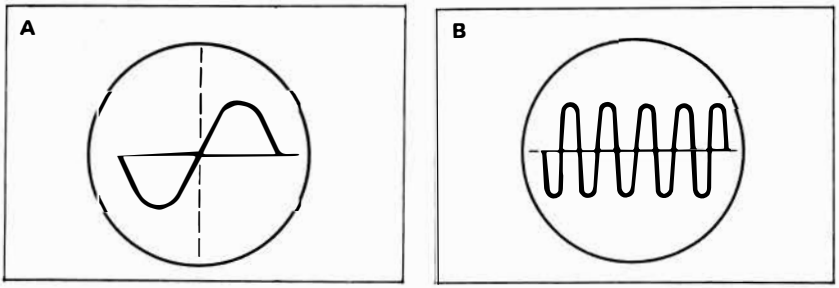


Fig. G26.24.
A. visar en sinuskurva med samma frekvens som tidbasen. B. visar samma frekvens med 5 gångers längre avböjningstid.

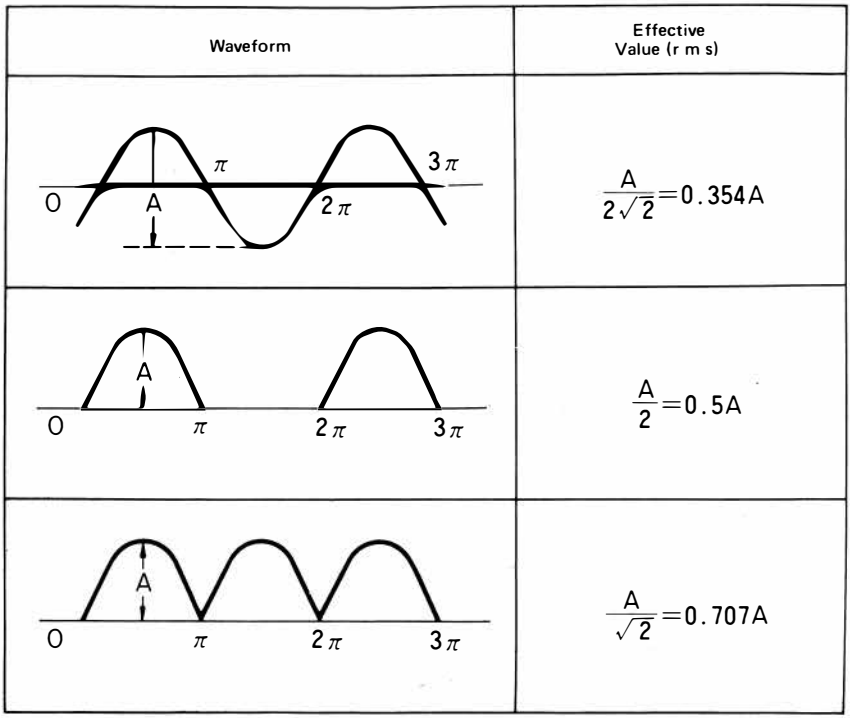


Fig. G26.25.
Kurvor och omräkningsfaktorer för toppvärden till effektivvärden (RMS) för olika varianter på sinuskurvor.

kurvor och »klippta» trekantkurvor. Fig. G26.27 visar olika karakteristiker för förstärkarkretsar och deras inflytande på fyrkantvågor vid 100 Hz och 1 kHz.

1: Reducerad förstärkning vid högre frekvenser.
2: Ökad förstärkning vid högre frekvenser.
3: Reducerad förstärkning vid lägre frekvenser.
4: Ökad förstärkning vid lägre frekvenser.
5: Ökad förstärkning vid låga och höga frekvenser (Loudness).
6: Fasolinearitet och ojämn frekvensgång ("over-shoot",ringning).

Kurvorna är typexempel på dem som ses, när man skickar fyrkantpulser in i en förstärkare och justerar bas, diskant och olika filter. Om en fyrkantsignal på 1 kHz skickas in i en förstärkare och tonkontrollerna ställs, så att även en fyrkantvåg kommer ut, då är frekvensgången helt linjär.

Många oscilloskop är försedda med en separat X-ingång. Skickas sinussignaler in på både Y- och den separata X-ingången, kommer man att få Lissajou-figurer. När signalernas frekvens är lika bildas en ring. En fjärilsbild blir det, när den ena frekvensen är dubbelt så hög som den andra. Skiftas ingångarna vänder bilden. Fig. G26.28 visar olika bilder som uppstår, vid frekvensskillnader på ingångarna.

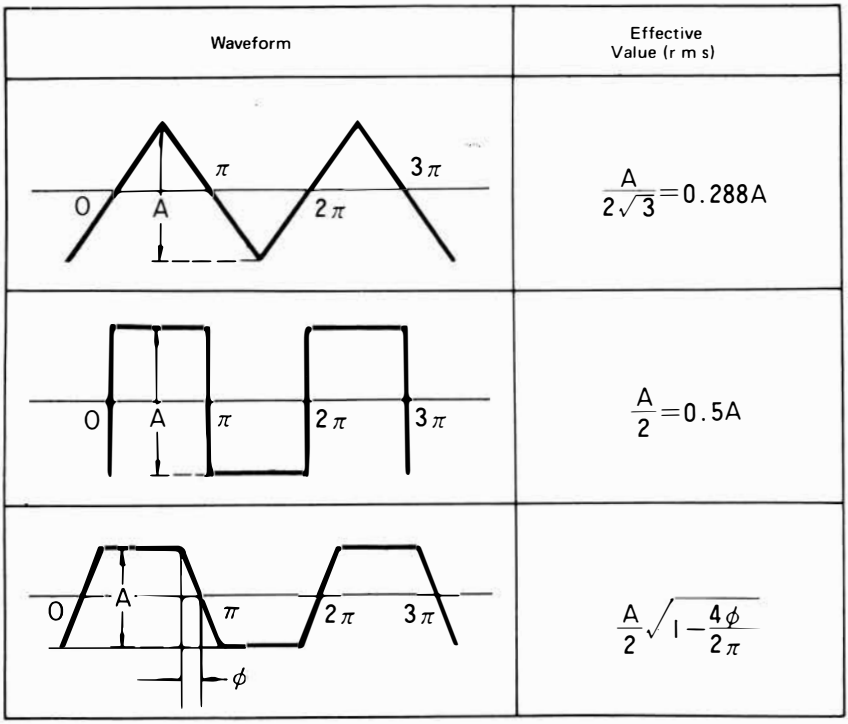


Fig. G26.26.
Komplexa kurvformer och beräkningar för topp- till effektivvärden.

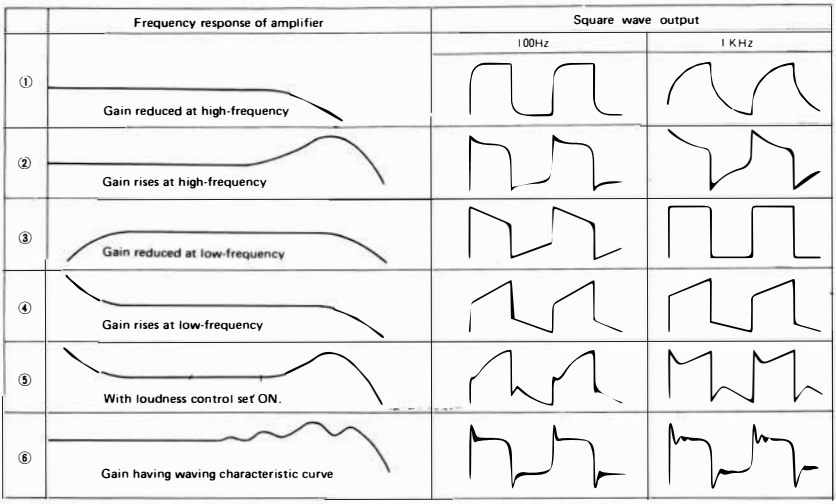


Fig. G26.27.
Förstärkarens frekvensområde påverkar fyrkantåtergivningen. De 6 kurvorna visar, hur en fyrkantvåg på ingången till en förstärkare omvandlas till en helt annan signal, om frekvensområdet ändras.

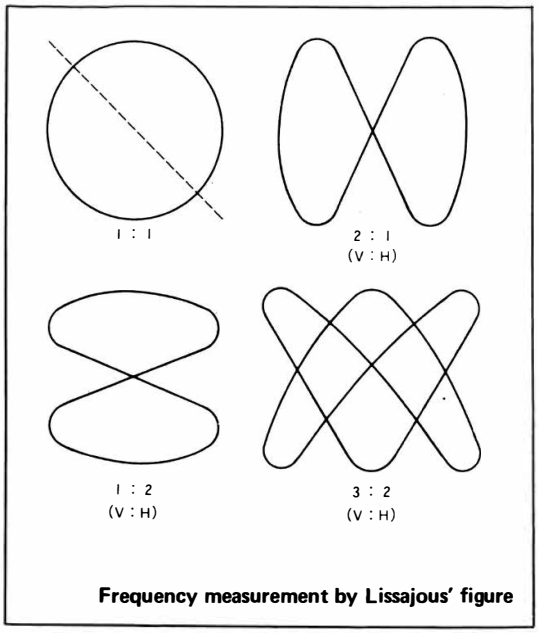


Fig. G26.28.
Lissajous figurer uppstår, när sinussignaler med olika frekvenser skickas in på X och Y ingångarna.

Fig. G27.5 och 6 i nästa avsnitt, visar oscilloskopets användning i TV-mottagare, där instrumentet är ett måste för justering av videosignaler m.m. Förvisso krävs det lite mer avancerade oscilloskop för dessa mätningar. En liten rekommendation är vid eventuellt inköp av oscilloskop är att frekvensområdet som oscilloskopet bör klara skall vara upp till 10 MHz. Då har man ett universalinstrument för alla experiment och mätningar man kan tänka sig.

SAMMANFATTNING

Ämnet *aktiv mätning* är mycket stort och det finns hundratals andra avancerade mätinstrument. De här beskrivna instrumenten är de vanligaste som hobbyelektroniker eller servicemän använder. På mer avancerade laboratorier används kanske även *spektrumanalysatorer* – en slags superscannermottagare med oscilloskop istället för högtalare, *klirr- eller distorsionsmätbrygga* för kontroll av linearitet hos en förstärkare, *skrivare* för dokumentation av mätningarna, *effekt-meter* för exakt kontroll av uteffekter. *Wow-fluttermeter* för kontroll av bandspelare och skivspelare, *frekvensräknare* för mätning av frekvens, *funktionsgenerator* för generering av olika kurvformer och alla speciella *nätdelar* för drivning av mätutrustningen. Ja, ämnet är som sagt mycket stort. Det finns idag nästan inte gränser för avancerade, extremt dyra instrument. Den senaste typen är logikanalysatorer som direkt kan kontrollera en massa pulser på en enda gång, med sifferangivelser direkt på oscilloskopskärmen samtidigt som kanske tio olika kurvformer visas.

Vi har däremot visat i avsnittet om aktiv mätning, hur relativt enkla tillsatser till universalinstrument kan byggas som förbättrar deras egenskaper.

G26 UPPGIFTER – AKTIV MÄTNING

1. Vilken funktion har ett oscilloskop?
– Att visa kurvan som en funktion av tiden . . . . . A ☐
– Att mäta strömmen . . . . . B ☐
– Att visa en bild . . . . . C ☐

2. Vilken terminal i katodstråleröret avger elektroner?
– Gallret . . . . . A ☐
– Anoden . . . . . B ☐
– Katoden . . . . . C ☐

3. Vad skulle ske, om sågtandsgeneratorns lodräta flank inte var helt lodrät?
– Vi skulle se en cirkel . . . . . A ☐
– Vi skulle se när strålen gick tillbaka till början . . . . . B ☐

G27 - TV MOTTAGAREN

TV–MOTTAGAREN

En TV-mottagare är en mycket avancerad konstruktion. Att man trots allt kan köpa en TV till ett rimligt pris, beror det på masstillverkningen i helt otroliga antal. Det är absolut inte värt mödan att själv bygga en TV. Bara komponentpriset skulle bli 2 - 3 gånger dyrare än en färdig apparat. Vi skall här ge huvudprinciperna för funktionen hos en TV. Att beskriva varje del vore bara dumt och meningslöst, då dagens TV-mottagare inte liknar morgondagens. Utvecklingen inom konstruktionen av integrerade kretsar sker så snabbt att en IC som är avancerad idag, är mycket gammalmodig om 1 år. Men principerna är dock de samma. TV-mottagaren mottager signaler i form av en bärvåg, innehållande både ljud, bild och färginformation. Även modulationsformerna är likadana i de flesta länder. I Norden och Västeuropa används PAL-systemet. I Frankrike och Österuropa används SECAM och i USA NTSC-systemet (med öknamnet: Never The Same Color). NTSC var det första färgsystemet och det lider av felet, att det är mycket påverkbart av fasfel vid överföringen från sändare till mottagare. T.ex. ett flygplan kan reflektera signalen så att bildens färger blir helt felaktiga. Det kan se ganska festligt ut, men är mycket tröttande i längden! PAL-systemet är utvecklat av Telefunken i Tyskland och är nästan jämförbart med det franska SECAM. De två systemen är ganska nya och hänsyn har tagits för evt. fasfel. PAL och SECAM ger alltid god stabilitet i färgerna. Dessvärre är besluten om norm-system alltid politiskt präglade, så vi får leva med två europeiska system. Flera tillverkare har till och med båda systemen inbyggda i sina mottagare. Då kan man i gränsländerna mottaga båda systemen, men det fördyrar naturligtvis apparaten något. Även om vi kanske på någon tidspunkt i framtiden måste enas om ett system, kommer det att bli problem när så många apparater är tillverkade redan i olika system. Problemen kommer inte att minska, när vi kan mottaga satellit-TV från hela Europa. Det blir väl så att alla mottagare innehåller båda systemen och att omkopplingen sker automatisk så tittaren inte märker någon skillnad.

BILDEN

TV-bilden bildas genom avsökning av bildskärmen i ett bildrör (scanning). Röret är uppbyggt på nästan samma sätt som ett katodstrålerör. I stället för elektrostatiska avböjningsplattor används magnetiska avböjningsspolar utanför halsen på röret. De kan utformas på ett sådant sätt, att avböjningen blir kraftigare och därmed kan röret också göras kortare. Ett modernt bildrör avböjer elektronstrålen (färg TV) med en vinkel på max. 110 grader. Fig. G27.1 visar scanningprincipen.

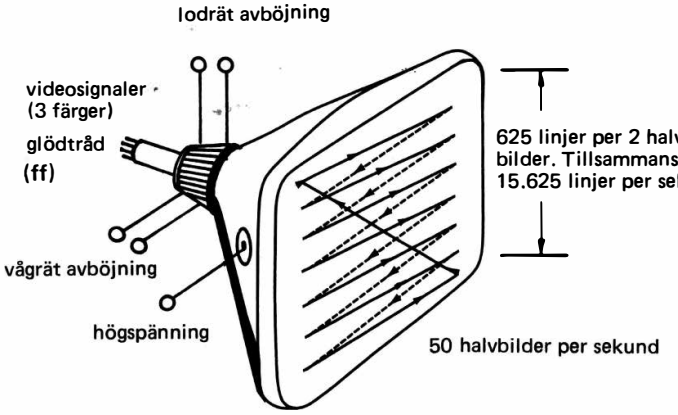


Fig.G27.1 TV-bildrör

Fig. G27.1.
Hjärtat i TV-mottagaren är bildröret. Här bildas bilden med en linjescanning över hela bildskärmen.

Från bildrörets baksida skickas 1 eller 3 elektronstrålar. Med 3 strålar kan färgbilder skapas. Strålknippet fokuseras elektrostatiskt till en mycket liten prick på skärmen. När strålen lämnar elektronkanonen, avböjs den och träffar bildskärmens fosforbeläggning i ett bestämt mönster. Vid framställningen av en TV-bild, går pricken fram och tillbaka över skärmen. Det kallas för scanning och påbörjas i bildskärmens översta vänstra hörn. Strålen går från vänster till höger och bildar en linje. Därefter släcks strålen och avböjningssystemet för fältet tillbaka till en ny position precis under den första strålens början. Så tänds strålen igen och en ny linje bildas genom ändringen av avböjningsfältet. När 312 linjer är »ritade» under varandra vänder strålen tillbaka och påbörjar en ny halvbild. Den andra linjen ritas nämligen lite förskjuten från den första bilden och med 313 linjer istället för 312. Resultatet blir två nästan sammanfallande halvbilder med tillsammans 625 linjer. Genom att dela bilden i två avsökningar, uppnås bättre ljusfördelning och mindre flimmer. Varje halvbild bildas på 1/50'dels sekund, så en hel bild tar 1/25 dels sekund. Ögats tröghet avkänner mellan 16-20 bilder per sekund, så ögat kommer inte att se uppbyggnaden av bilden utan endast den färdiga TV-bilden.

Det sker två viktiga synkroniseringar när bilden skapas. Dels skall varje linjedragning påbörjas på mottagarskärmen samtidigt med kamerarörets på TV-stationen och dels skall varje ny halvbild synkroniseras. Dessa två mycket viktiga synkroniseringar finns i sändarens signal som *linje-synkroniseringsimpuls* och *bildsynkroniseringsimpuls*.

När linjen är »lössläppt» på skärmen, skall en intensitetsmodulation

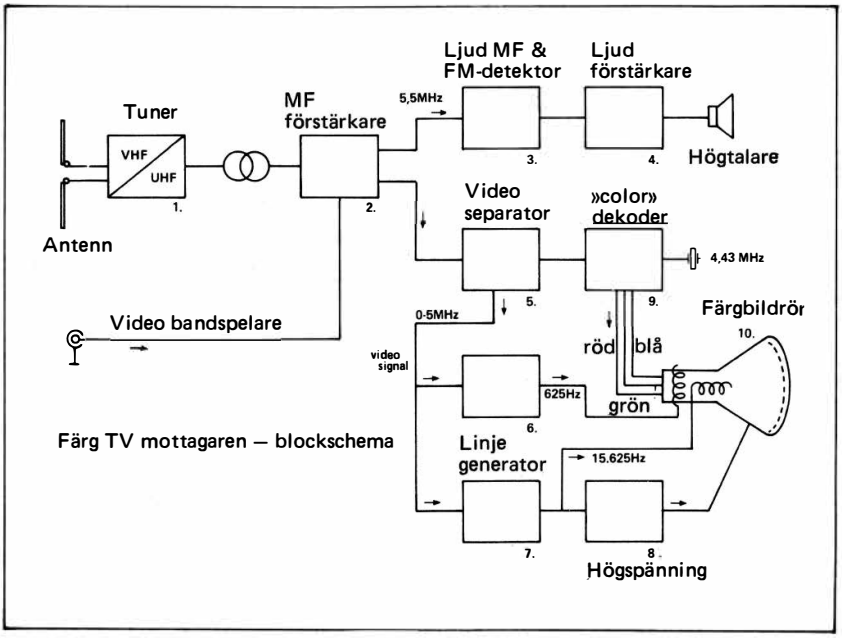


Fig. G27.2.
Blockschema över en modern färg TV.

av strålen se till att ljuspricken ger mer eller mindre ljus. Förhållandet mellan ljus och mörker benämns *kontrast*.

Resultatet av scanningen i siffror är: 50 bildsynkroniseringar per sekund, 625 linjer per helbild, 15.625 linjer per sekund och 25 helbilder per sekund.

TV MOTTAGARENS BLOCKSCHEMA

Blockschemat i fig. G27.2 ger en inblick i vilka kretsar en TV-mottagare skall innehålla (PAL).

(1) VHF/UHF - tunerdelen har till uppgift att omvandla alla TV-kanalfrekvenser till en bestämd mellanfrekvens. Det är i tunerdelen som den önskade TV-stationen inställs. Tunern kan mottaga TV-kanalerna i banden 1, 3, 4 och 5. Kanalfrekvenserna finns i uppställningen i avsnittet antenner (G 21). Den signal som tunern skickar ut till mellanfrekvensförstärkaren filtreras till 34,5 MHz med en bandbredd på 5,5 MHz. Tunersignalen innehåller både bild- och ljudinformationer.

(2) Mellanfrekvensförstärkaren har till uppgift att förstärka signalen på ca. 100 uV till omkring 1 volt. Dessutom innehåller mellanfrekvensförstärkaren en detektor, som kan detektera *video* signalen (video=bild) och ljudsignalen. Videosignalen är AM-modulerad, så videomoduleringen sker i en AM-detektor på samma sätt som i en diodmottagare.

(3) Ljudsignalen tas ut från videomellanfrekvensen. Signalen är 5,5 MHz och FM-modulerad. Signalen skickas in i en kombinerad mellanfrekvensförstärkare och FM-demodulator (detektor). Den omvandlar signalen till LF-frekvenser. Att man i TV-mottagare inte har valt mellanfrekvensen 10,7 MHz som annars är standard vid radiomottagare, beror på den stora bandbredden som bild och ljud tar upp. Kanalavståndet mellan två stationer är begränsat till 7 MHz på VHF bandet och 8 MHz på UHF bandet. Med en ljudmellanfrekvens på 10,7 MHz, skulle varje kanal vara minst 12-15 MHz från varandra . Det skulle betyda halva antalet TV-kanaler på de vanliga TV-banden.

(4) Ljudsignalen från FM-detektorn är på omkring 100 - 300 mV. Signalen förstärks i en lågfrekvensförstärkare upp till högtalarstyrka.

(5) Video mellanfrekvenssignalen innehåller både bildsynkronisering, linjesynkronisering och själva videosignalen. De tre signaler måste separeras till sina kretsar, som de skall styra. För detta ändamål används en videoseparator. Den delar signalerna till 3 utgångar. Videodelen av signalen kan direkt föras till bildrörets styrkrets för ljusintensitet, men bild och linjesynkroniseringssignalerna måste rensas och styra var sin krets.

(6) Bild eller ramkretsen filtrerar *sin* signaldel på 50 Hz för synkronisering av en rampgenerator. Det är en krets, som ger en jämt stigande sågtandskurva. Rampgeneratorn nollställs vid varje synkroniseringsimpuls och dess stigande spänning styr ut en effektförstärkare som nästan kan jämföras med en lågfrekvensförstärkare på 5-10 watt.

På utgången ansluts den ena delen av avböjningsspolen, som med sitt magnetfält skall avböja elektronstrålen i lodrätt plan.

(7) Linjekretsen filtrerar *sin* signaldel på 15.625 Hz till en annan rampgenerator. Den styr på samma sätt som bildgeneratorn en effektförstärkare och effektförstärkaren magnetiserar avböjningsspolens andra hälft. Så kan strålen även avböjas horisontellt.

(8) Normalt styr linjekretsen även en högspänningsgenerator. Generatorn omvandlar linjesignalen till en spänning mellan 20- och 30.000 volt. Högspänningen likriktas och tillförs bildrörets accelerationsgaller. Vid dessa höga spänningar finns det risk för röntgenstrålning, varför alla TV-mottagares högspänningsgeneratorer är inkapslade i metallhöljen.

(9) Videokretsen levererar ljusstyrkeinformation till elektronkanonen. Om en PAL- eller SECAM-dekoder ansluts mellan video-kretsen och bildröret, kan tv'n återge de tre grundfärgerna rött, grönt och blått från tre elektronkanoner. Genom att variera styrkeskillnaden mellan färgerna, kan alla spektrumets färger bildas.

FÄRG TV BILDRÖRET

Färgdekodern i TV-mottagaren bildar styrspänningar ur videosignalens färginformation. Dekoderns tre utgångar styr tre transistorer, som kan ge spänningar mellan 0 och 150 volt till vardera färgkanonen. Kanonerna ligger normalt på linje (in-Line) och skickar ut tre strålar till fosforbeläggningen

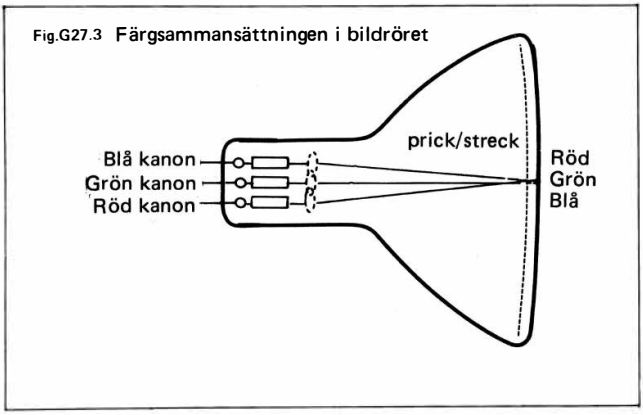


Fig. G27.3.
I färgbildröret strålar tre elektronkanoner på 300.000 röda, gröna och blå fosforprickar.

genom en perforerad metallmask (color-slots). Bildskärmens fosforbeläggning skiftar i grundfärgerna, röd, grön och blå. Masken är så placerad, att den blå kanonen endast kan träffa den blå fosforeringen, den röda kanonen endast den röda beläggningen och den gröna kanonen endast den gröna beläggningen. Om man tittar på bildskärmen genom ett förstoringsglas, kan man se slitsarna eller färgprickarna som bildar färgbilden. På en vanlig färg-TV finns det omkring 1 000 000 prickar. Fig G27.3 illustrerar färg-bildrörets funktion.

BILDPROJECERING

Färg TV projektorn har redan blivit populär. Med en projektor kan bildfältet bli 1-2 kvadratmeter stort så att man upplever biografstämning på grund av den stora bilden. I en färg-TV projektor bildas de tre grundfärgerna på små skärmar med otroligt stor ljusstyrka. Framför skärmarna finns linser, som samlar bilderna på en rundad skärm. Med tanke på ljusstyrkan, är skärmen belagd med ett reflekterande metallager. Bildprojektionen skall ske från ett visst bestämt avstånd. Annars går det inte att få grundfärgerna att sammanfalla. TV-kretsarna i bild-projektorn är exakt de samma som i en vanlig färg-TV mottagare. Se fig. G27.4.

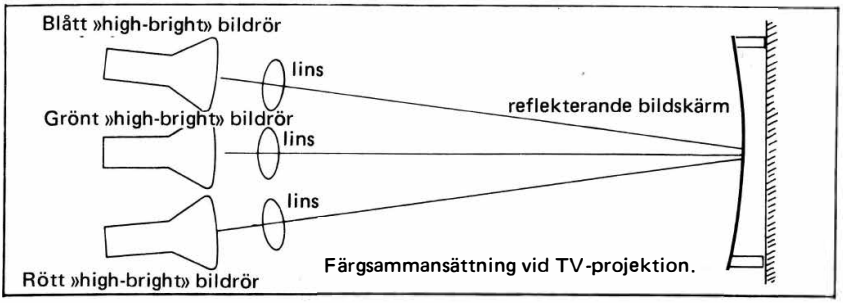


Fig. G27.4.
TV-projektorn är tillverkad med tre »high-bright» bildrör i färgerna röd, grön och blå. Linssystem bildar bilden på skärmen.

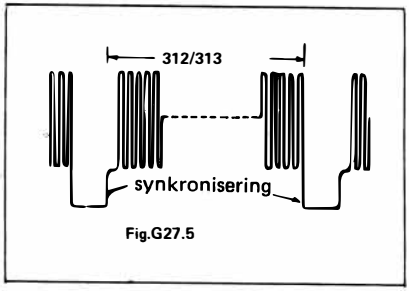


Fig. G27.5.
Bildsynkronisering. För varje bildsynkroniseringspuls kommer det 312 linjesynkroniseringar.

RAMSYNKRONISERING OCH TELETEXT

Betraktas videosignalen på ett oscilloskop, med en långsam tidsbas (50-100 mS), kommer den att se ut som i fig. G27.5. Mellan de 312 små topparna finns det negativa synkroniseringspulser. Detta är ramstyrningspulserna. Varje liten topp motsvaras av en linje på bildskärmen. En del av bildtiden används endast till att bilda denna synkroniseringsimpuls. Denna plats-spill används till överföring av *Teletext*. Teletext information är små bitar av digital information som inte stör synkroniseringen. Med digitala detektorkretsar kan information tas fram och konstgjorda tv-bilder skapas. Teletext-bilderna är fasta bilder som kan väljas efter önskemål. Bildinformationen skickas tillsammans med den vanliga överföringen från sändarna. På endast 1 sekund kan många bilder överföras. Med hjälp av digitala kretsar kan hundratals av dessa bilder genomsökas och överföras till bildskärmen. Det tar naturligtvis lite tid att hitta rätt önskad bild då så många bilder inte kan finnas i endast 25 halvbilder. Det skall rätt många bilder till innan man hittar den sista teletextsidan.

WIEW – DATA

Wiew-data är en slags Teletext, där man använder de digitala textkretsarna och bildskärmen som media för andra signaler än de som kan överföras via ramimpulserna. Wiew-data används tillsammans med telefonen. Ringer man upp Wiew-data, kan centralen överföra bilder efter önskemål till bildskärmen. Det är nästan att jämföra med en hemdator, där man kommunicerar via tangentbord med bildskärmen.

LINJESYNKRONISERING OCH FÄRGINFORMATION

Skickar man en video signal till ett oscilloskop med tidsbasen 100 uS, kan linjesynkroniseringen och linjeavsökningen betraktas. Se fig. G27.6.

Den negativa pulsen på ca. 5 uS är linjesynkroniseringen. Vid varje linjesynkroniseringspuls påbörjas ny linje. Då signalen samtidigt innehåller videosignalens styrkeinformation och svart är 0%, är synkroniseringspulsen -43% mer svart. Under alla omständigheter så ser man inte något ljus under synkroniseringen. Efter synkronisering stiger signalen till 0% (svart nivå) och vid färgmodulation kommer det en *burst* signal. Den har till uppgift att ställa färgbalansen. Bursten skickas vid varje linjegenomgång. Om vi tänker oss att bildskärmen skall variera från svart till vitt från vänster till höger,

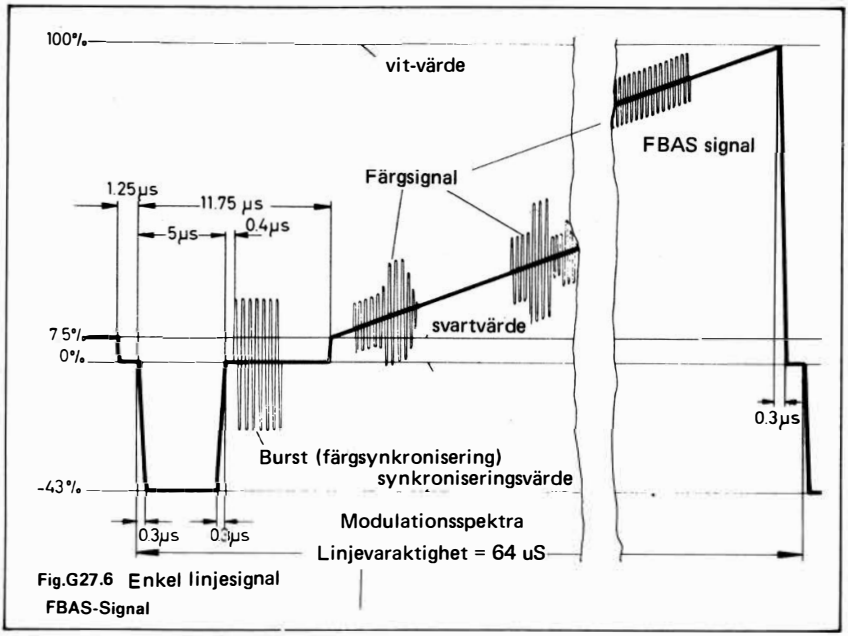


Fig. G27.6.
Linjesynkronisering och videosignal. Burstsignalen är överlagrad i videosignalen efter synkroniseringen. Färgerna uppstår vid fasmodulation av en 4.43 MHz färgbärvåg i videosignalen.

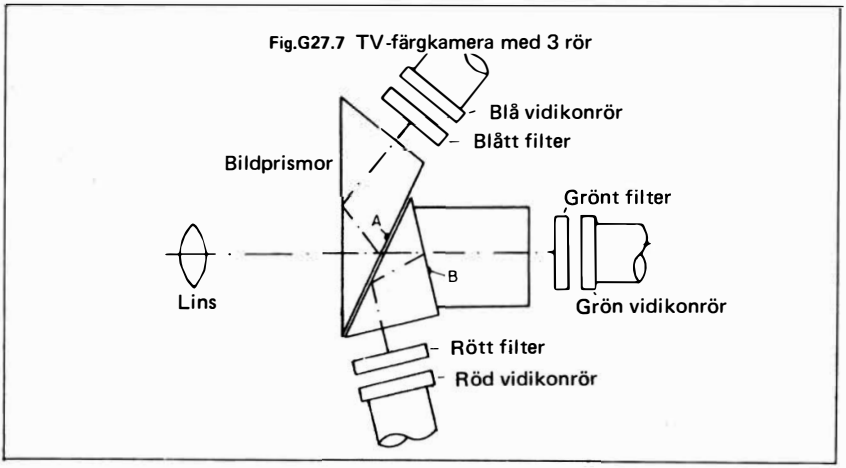


Fig. G27.7.
Uppbyggnad av professionell färgkamera.

kommer videosignalen längs linjen att stiga från 0%-svart nivå- till 100% - vit nivå. Skall färgbalansen ändras längs linjen, kompletteras den jämnt stigande kurvan med överlagringar av frekvensen 4,43 MHz. Dessa signalers fas i förhållande till burstsignalen ger den önskade färgbalansen. Detta system används i det amerikanska NTSC-systemet. I PAL-systemet är det lite annorlunda. Här skiftas burstsignalens fas 90 grader mellan varje linje, samtidigt som varje föregående linjes färginformation lagras i en så kallad delay-line. Den nya linjen ritas med utgångspunkt från delay-linjen. Om det är för stor skillnad mellan de två linjerna i färgbalans, kompenserar en färgkorrektionskrets felen. På så sätt undgås fasfelen som finns i NTSC-systemet.

TV –KAMERAN

Fig. G27.7 visar schematiskt uppbyggnaden av en färg-TV-kamera. Via en optisk lins överförs bilden till ett prismasystem. Prismorna har till uppgift att fördela ljuset till tre mottagarrör. Framför varje rör finns det ett filter, ett för rött, grönt och blått. I kameran omvandlas de tre signalerna till en videosignal av samma typ som i fig. G27.6. Färg-TV-kameror av denna typ är mycket fina och dyra. De används endast professionellt.

För hemmabruk används kameror med ett rör. Framför röret finns en färgmask, nästan av samma typ som hos bildskärmen på en färg-TV. Elektroniska indentifieringskretsar håller reda på i vilken position sökstrålen befinner sig och kan på detta sätt återskapa färginformationen. Med multi-color rör kan en bra färgbalans uppnås även om bildupplösningen inte är den samma.

SAMMANFATTNING

En tv-mottagare är en mycket avancerad elektronisk enhet som inte går att bygga själv. Men med kunskap om dess funktion kan däremot den händige klara av att följa kretsscheman och eventuellt utföra reparationer i viss mån.
TV-mottagarens väsentliga kretsar skapar: videosignal, bildsynkronisering, linjesynkronisering, färgavkodning och ljud. Ljuddelen i en TV liknar mycket en FM-radio med skillnaden att mellanfrekvensen är 5,5MHz istället för 10,7 MHz. I TV-signalerna överförs även information till Teletext.

G27 UPPGIFTER – TV MOTTAGAREN

1. Vad innehåller oscilloskopröret som inte bildröret har?
– Galler. . . . . A ☐
– Avböjningsplattor. . . . . B ☐
– Katod . . . . . C ☐

2. Vilken information är inte nödvändig för en korrekt TV-bild?
– Linjesynkronisering . . . . . A ☐
– Ljudinformation . . . . . B ☐
– Svart-vit-nivå . . . . . C ☐

3. Vilka frekvenser utskiljer TV-mottagaren?

– 4000Hz . . . . . A ☐
– 15625 Hz . . . . . B ☐
– 50Hz . . . . . C ☐

G28 - BANDSPELAREN

BANDSPELARE

Det var det danska forskarparet *Valdemar Poulsen* och *P.O. Pedersen*, som i mitten på 30-talet tillverkade den första egentliga bandspelaren. Principen var upplagring av varierande magnetism i ett magnetiserbart material. Vid inspelning magnetiserade man en metalltråd, som framdrevs av en motor. Vid avspelningen blev magnetiseringen »avläst» av en elektromagnet. Genom att använda förstärkarsteg kunde man återge signalen i en högtalare. Det var grundideen bakom de första trådbandspelarna enligt Poulsen-principen. Med tiden blev tråden ersatt av magnetiserade plastband och idag kan bandspelaren »lagra» så stora mängder elektriskt omvandlad information, att magnetbandet kan användas till höga frekvenser. Den stora fördelen är att man lätt kan »radera» ut informationen och åter inspela ny information. Av den anledningen används inte bandspelaren bara till ljud utan även till bilder (TV-videosignaler). Bandspelaren används även som minnesbank till datorer. De vanligaste områdena är: Rullband eller kompaktkassett, videokassett för TV-bilder, mini-kassett till diktafoner, magnetkort för dataregistrering och magnetskivor »floppy-disk», också för dataregistrering. Principen är överallt den samma – att överföra elektriska strömmar till magnetisering av materialet via en magnetspole - ett tonhuvud - och att på samma sätt avspela informationen.

LJUDBANDSPELAREN

Ljudbandspelaren har sedan 30-talet fått en fantastisk utveckling. I början på 50-talet blev magnettråden ersatt av det mera praktiska *magnetbandet*. Magnettråden var svår att hantera, då den lätt spolade upp sig och dessutom lätt knäcktes. Utvecklingen av magnetbanden var därför ett stort steg och bandspelaren blev ett vanligt inslag i hemmen redan på 50-talet. Men användandet av magnetband var ju förbundet med en besvärlig på- och avläggning av spolar med band. I USA utvecklade man en 8 spårs kassett. Den trycktes in i ett uttag och var därmed klar för in- och avspelning. 8-spårs kassetten fick stor utbredning i USA på 60-talet men blev inte någon succe i Europa Marknaden var inte tillräckligt modern här. Detta uttnyttjade Philipskoncernen i Holland genom att utveckla en 4-spårs minikassett - den så kallade kompaktkassetten. Denna kassett slog an på marknaden. Kassetten använde smalare band och kunde avge en ljudkvalitet, som tillfredställde de flesta. Dessa kassetter när blivit bättre och bättre med olika magnetbeläggningar så att den lilla kassetten idag kan återge hela det hörbara området i HiFi-kvalitet. Några milstolpar i utvecklingen av magnetband är kromoxidbandet, ferrokrombandet i sandwich-teknik och metallbandet. Lika för alla är att metallbeläggningen med större eller mindre intensitet kan magnetiseras med ett tonhuvud. Tonhuvudet är utformat som en nästan stängd U-profil av järn med en mycket smal spalt. När bandet går förbi metallspalten,

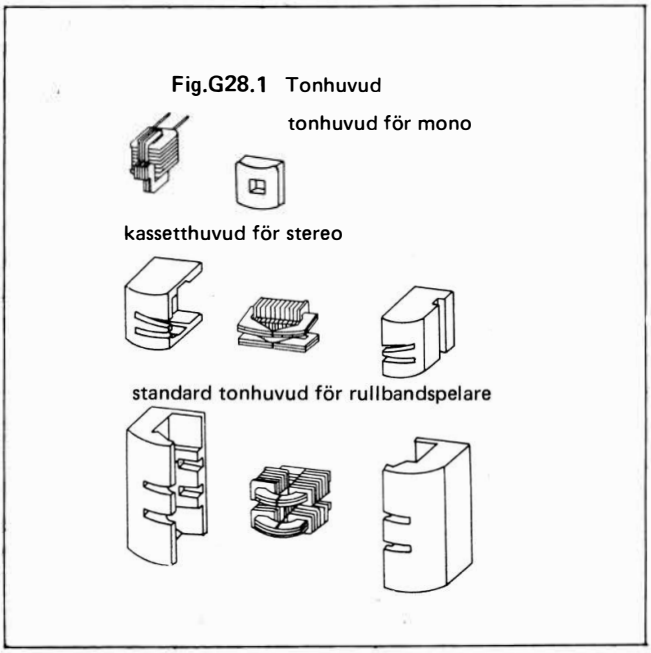


Fig. G28.1. Olika tonhuvudtyper för ljudbandspelare. 1) AV-huvud, 2) Kassetthuvud och 3) vanligt typ.

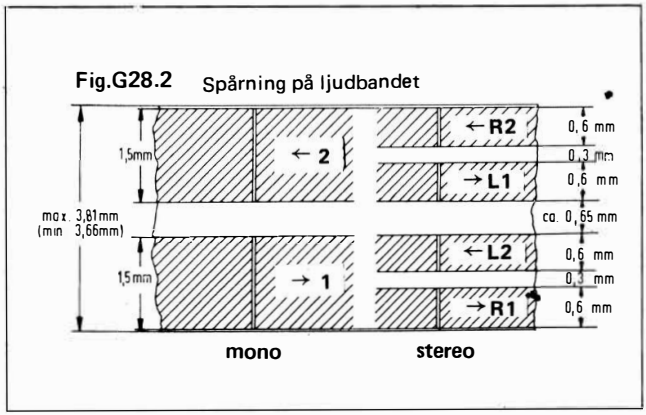


Fig. G28.2. Mono och stereospårning på det 3.75 mm breda kassettbandet.

induceras en spänning i spolen. Fig. G28.1 visar olika tonhuvuden 1) AV-huvud (för styrning av t.ex projektorer) utan spalt. 2) Kassetthuvud för stereo. 3) Tonhuvud för rullband. Det är tonhuvudets spaltbredd och bandets hastighet som huvudsakligen bestämmer det frekvensområde man kan uppnå. Med kassettband uppnås ca 15 kHz med 4,76 cm/sek under förutsättning att tonhuvudet är helt rent, att bandet sluter tätt intill tonhuvudet och att spalten är helt lodrät (azimut-justering). Fig. G28.2 visar de 4 ljudspårens placering på bandet, jämfört med de två ursprungliga monospåren.

Fig. G28.3 visar en typisk uppbyggnad av rullbandspelare. Kassettbandspelaren är nästan uppbyggd på samma sätt, men där används 1 raderhuvud

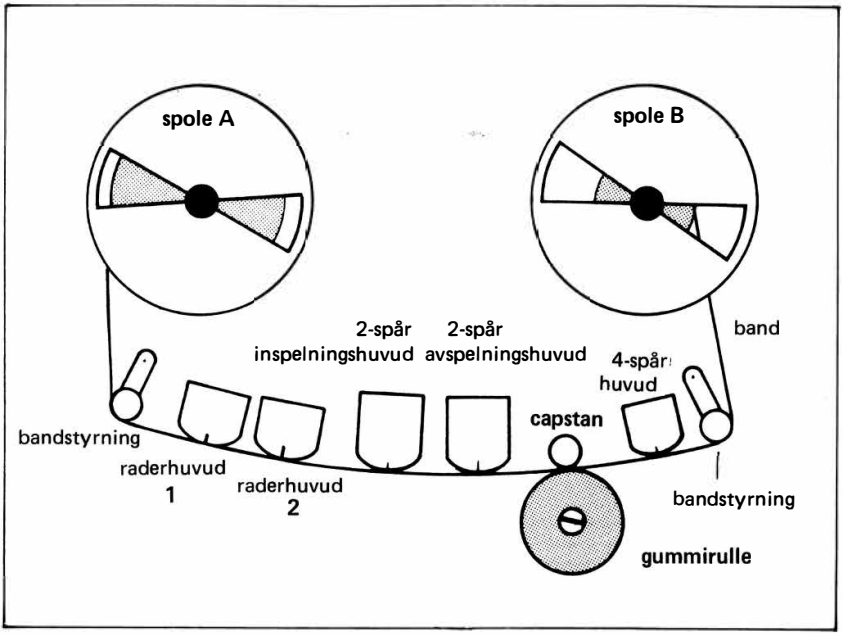


Fig. G28.3.
Bandslingan i en avancerad rullbandspelare. Kassettbandspelarna har endast två huvud - ett raderhuvud och ett kombinerat in- och avspelningshuvud.

och ett kombinerat in- och avspelningshuvud. Capstanaxeln ser till att bandet förs fram med jämn hastighet genom att trycka bandet in mot en gummirulle.

Då ljudbanden avger lite av materialet, måste man med jämna mellanrum rensa gummirullar, capstan och tonhuvuden. Det gör man bäst med »öröntops» och T-sprit eller specialrengöringsmedel.

BILDBANDSPELAREN

Videobandspelare kan användas för lagring av både ljud och bild från TV-mottagaren. Till att börja med, var det stora problem att övervinna, därför att magnetmaterialet skulle kunna återge frekvenser som var nästan 200 gånger högre än hos ljudbandspelaren. Av den anledningen måste bandmaterialet användas fullt ut. Det sker genom att man använder ett snedställt roterande tonhuvud. Ja, det är faktiskt här frågan om ett roterande tonhuvud på en trumma. När trumman roterar snabbt, samtidigt som bandet rör sig med jämn hastighet, uppnår man hög bandhastighet och ändå en rimlig speltid och därmed ett lågt pris per timme.

Fig. G28.4 visar uppbyggnaden av bildsignalen på magnetbandet. Det roterande dubbla tonhuvudet ritar en rad sneda streck. Varje linje representerar en vågrät linje på TV-mottagarens bild. Vartannat streck är ritat av de två tonhuvudena. Ett mycket avancerat "tracing"-system håller fast trumma och band i en elektromekanisk servoslinga. På så sätt träffar alltid spalten på ton-

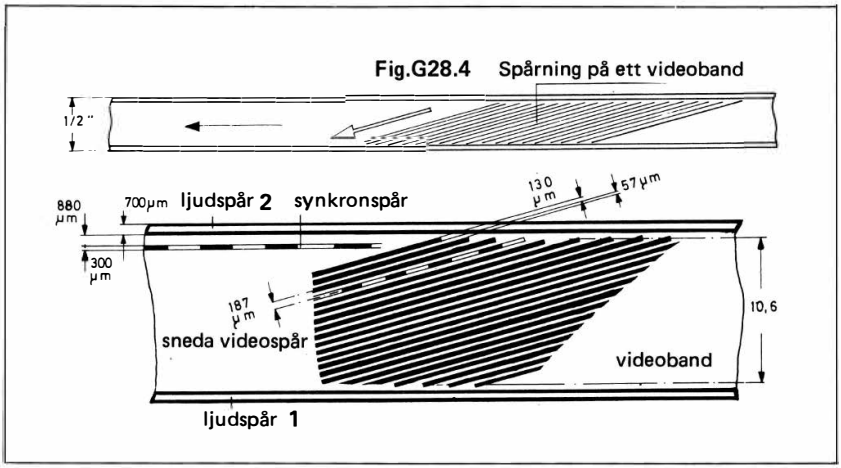


Fig. G28.4.
Spårningen på ett videoband.

huvudet det riktiga spåret. Fig. G28.6. visar en typisk roterande videotrumma med två tonhuvuden. Tillsammans med de sneda videosignalerna inspelas även synkroniseringsspår och ett eller två ljudspår. De inspelas av vanliga tonhuvud och inte av de roterande. De finns i över- och underkanten på bandet. Fig. G28.5 visar det mekaniska slingsystemet i en vanlig videobandspelare med kassett. När kassetten trycks in i en hållare, fångar en arm bandet och för det automatiskt genom bandstyrningen till det roterande tonhuvudet.

I moderna videobandspelare kan spåren placeras så nära, att speltider på upp till 4 timmar uppnås. Dessutom kan kassetten på vissa typer vändas, så att speltiden blir hela 8 timmar. I och med detta är magnetbanden nu det billigaste sättet att lagra ljud/bild i färg.

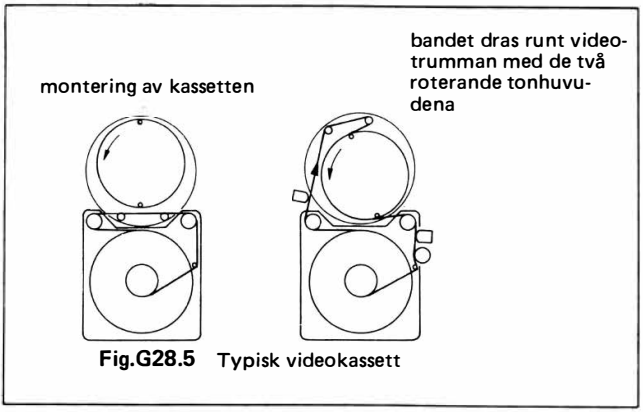


Fig. G28.5.
Typisk video bandkassett.

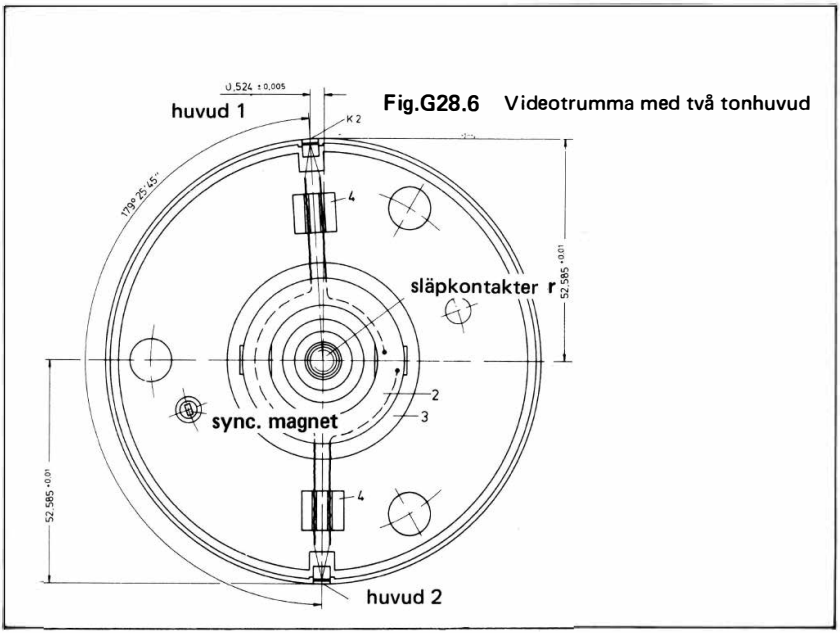


Fig. G28.6.
I videobandspelaren ger ett roterande huvud en konstgjord bandhastighet på omkring 200 gånger, det en ljudbandspelare arbetar med. Vid video skall signaler upp till flera MHz lagras.

SAMMANFATTNING

Magnetbelagda plastband är mycket allsidigt användbara. Inte bara ljud kan in- och avspelas utan videosignaler och till och med datainformation kan lagras på detta sätt. Det ses ofta i TV-program hur man använder stora magnetrullar för enorma datasamlingar. Även småböjliga s k "floppydiska" (magnetskivor) används för lagring av data till datorer. In- och avspelningen sker här med ett tonhuvud som rör sig ut över skivan.

G28 UPPGIFTER BANDSPELARE

1. Vad består ett band av?

– Aluminiumfolie . . . . . A ☐
– Plast med färgbeläggning . . . . . B ☐
– Plast med järnpulverbeläggning . . . . . C ☐
– Järn . . . . . D ☐
– Papper . . . . . E ☐

2. Vilka egenskaper är bättre med 4 spår än 2 spår?
– Förvrängningen . . . . . A ☐
– Störningar. . . . . B ☐
– Wow . . . . . C ☐
– Speltiden . . . . . D ☐

3. Hur stor del av bandet beslagtar en stereosignal på en 2 spårs bandspelare?
– 1/1 bandbredd. . . . . A ☐
– 1/2 bandbredd. . . . . B ☐
– 1/3 bandbredd. . . . . C ☐
– 1/4 bandbredd. . . . . D ☐

G29 - MEKANISK ELEKTRONIK

ELEKTRONIK – HOBBY

Elektronik är som hobby betraktad mycket spännande, underhållande och renlig. Det är en hobby som för många senare utvecklar sig till ett yrke. Man kan ju undra, varför så många pojkar mellan 8 och 80 dras till elektroniken, men så få flickor.Det är kanske det vanliga med kvinnliga sysslor osv. Bara pojkar skall alltså hålla på med teknik. Det är tråkigt men sant. 99% är av manligt kön bland utövarna av elektronik-hobbyn.

Elektronik är en ofarlig hobby, så länge spänningarna är under 42 volt, eller utrustningen är batteridriven. Men om man bygger elektronisk utrustning, som arbetar med *nätspänning*, måste man ha hjälp eller kunskap vid monteringen. *Elektronik med nätspänning bör inte byggas av oerfarna under 15 år utan speciell tillsyn av vuxna!*

ELEKTRONIKSTARTEN

I boken har vi endast bekantat oss med den teoretiska sidan av elektroniken. Även en del praktiska delar har vi talat om, men den mekaniska uppbyggnaden är lika viktig för ett tillfredställande resultat. För att lyckas, bör man ha tillgång till en del verktyg och de skall användas på rätt sätt. I annat fall kommer de elektroniska komponenterna att förstöras. Byggs en byggsats, behövs det mycket sällan instrument för att elektroniken skall fungera. Men utvecklar man själv eller bygger efter ritningar, kommer några instrument att vara nödvändiga. Det viktigaste är universalinstrumentet för mätning av ström, spänning och motstånd. Det näst viktigaste är oscilloskopet. Se avsnitten G15 och G26 om mätning.

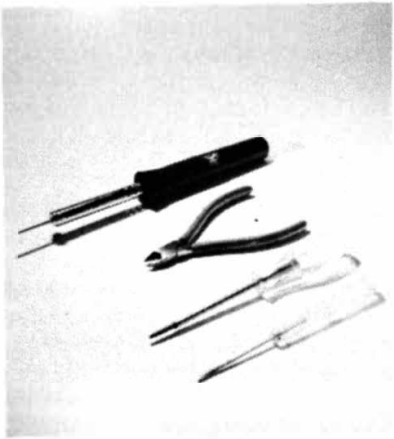


Fig. G29.1.
De vanligaste verktygen inom hobbyelektroniken är lödpennan, sidavbitaren och olika typer av skruvmejslar.

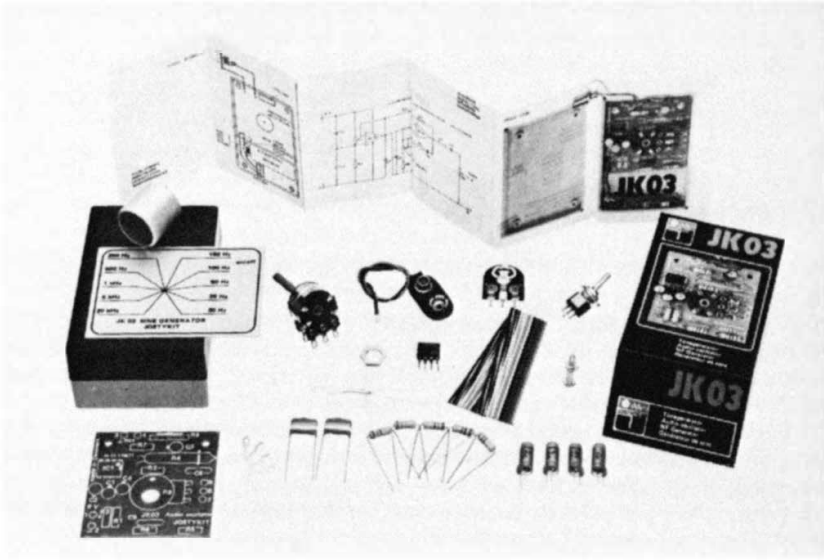


Fig. G29.2.
För de flesta är en byggsats det första steget till en spännande hobby och kanske även en start på en spännande utbildning.

För att kunna bygga en byggsats behövs en lödpenna, en fin avbitartång, en del små skruvmejslar och en mellanstor skruvmejsel. Lödpennan bör ha en effekt på omkring 20-30 watt. Verktygen bör kunna införskaffas till en kostnad av 100 - 200 kronor. Ett universalinstrument kostar 150 - 500 kronor och oscilloskopet 1200 - 4000 kronor.

Är det första gången som elektronik skall byggas, bör man köpa en enkel byggsats med en bestämd funktion. Har man fått en byggsats till att fungera, bör handlaget vara tillräckligt för vidare uppgifter.

FRÅN FÅGELBO TILL DATORER

Elektronik kan byggas på många sätt. Lika för alla är att komponenter sammankopplas elektriskt för en viss funktion. Vi kan gå igenom några sätt som amatörer bygger elektronik utrustningar på.

Fågelbo. Det enklaste och billigaste sättet att bygga mindre elektroniska kretsar på är att löda samman komponenterna i en klump. Det kallas på slang för ett fågelbo. Metoden fungerar om komponentantalet är mellan 2 och 10. Men skall något kopplas till konstruktionen, blir det genast besvärligt. Fågelboet kläms lätt ihop så att det blir kortslutning och tappar man det i golvet, är det nästan lika bra att börja om från början. Har man i ett fågelbo några stora komponenter, kan dessa spännas fast på en platta och då blir säkerheten ganska stor även hos ett fågelbo. Skall t.ex 4 likriktarbryggor kopplas till en transformator tillsammans med en elektrolytkondensator, går det fint att löda fast dioderna på kondensatorns terminaler.

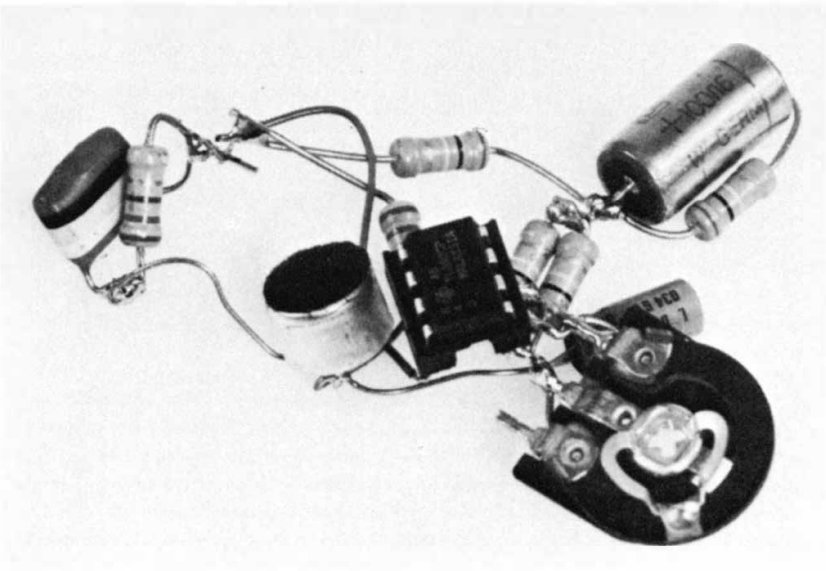


Fig. G29.3.
Både amatörer och professionella bygger provkonstruktioner med fågelboprincipen.

Sybrädan. En sybräda är en träskiva med påklistrat papper med ritningen av konstruktionen. I alla sammankopplingspunkter finns det fastspikade mässingsspik. Alla komponenterna placeras då över sina motsvarigheter på ritningen och fastlödes på mässingspikarna. Med en sybräda får nybörjaren lätt förståelse för sambandet mellan ritning och koppling. En sybräda är mycket överskådlig och det är lätt att byta komponenter för att se hur andra komponenter påverkar den elektroniska funktionen. Denna metod kan varmt rekommenderas till nybörjare, då den också är en billig lösning. Sybrädan är däremot inte speciellt bra för elektroniska konstruktioner av mottagare och förstärkare med hög förstärkning. Sybrädan har lätt att ta upp brumspänningar, störningar eller börja självsvänga på grund av det stora avståndet mellan komponenterna.

Experiment plattor. Den allra mest utbredda experimentuppbyggandsmetoden. Den har inte sybrädans känslighet för brum och störningar. Experimentplattorna är pertinaxskivor med kopparbanor för montering av komponenter. De är dessutom borrade. Innan uppbyggnaden, bör man ungefär planera var varje komponent skall placeras. Komponenterna kan antingen monteras som i fig. G29.5 eller som på ett vanligt kretskort, där komponenterna sitter på ovansidan. Byglingar mellan kopparbanorna görs med avklipp från komponenterna. Skall banan brytas, gör man det enklast med ett 3 mm borr som hålls i handen och där kopparbanan "borras" bort med handkraft. Denna metod kan mycket väl användas för konstruktion och fast användning. Det finns olika typer av experimentkort för integrerade kretsar m.m.

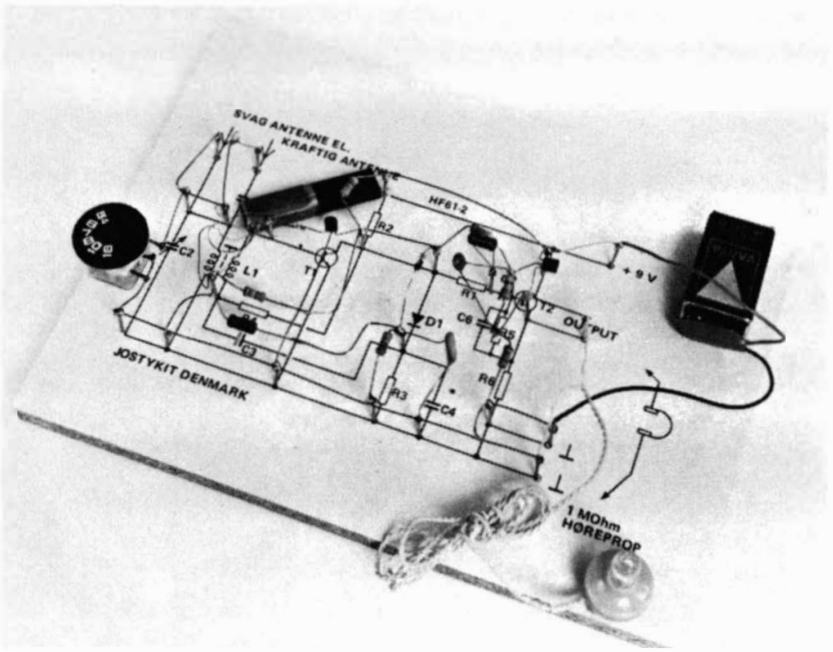


Fig. G29.4.
Ett bra sätt att bygga efter enklare elektroniska ritningar visas här ovan. Komponenterna förbinds mellan spik på en bräda.

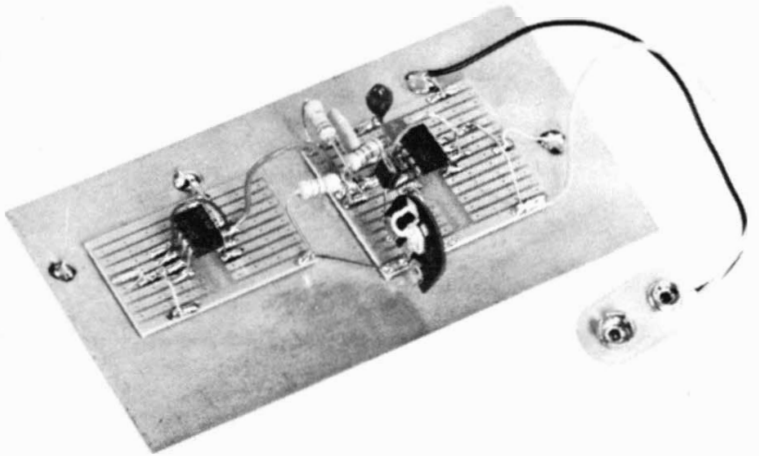


Fig. G29.5.
Experimentkretsar kan även byggas på universalkretskort med kopparbeläggning. Det ger bättre elektrisk och mekanisk stabilitet.

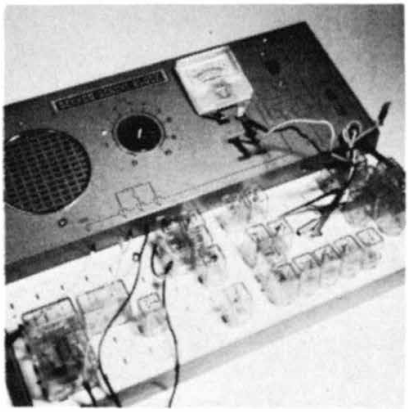


Fig. G29.6a.
Byggklotssystemet är snabba att använda, men är mindre bra att bygga med och lära sig elektronik med. Ofta är kontaktblecken av dålig kvalitet.



Fig. G29.6b.
Det finns många delar till ett byggklotssystem. Då varje komponent är försedd med separat hölje blir kostnaderna höga.

Byggmoduler. Det finns många hobbybutiker som har importerat olika byggmodulsystem från Japan. Det är små moduler med olika inbyggda komponenter och anslutningsben som direkt kan anslutas till andra moduler. Dessa system används nästan inte alls av elektronikerna utan får mer ses som leksaker. Komponentkänslan blir inte den samma, när man inte kan ta och känna på komponenten. Om några av dessa moduler går sönder, så är det också svårt att få tag på nya. Komponenterna är i sig själva betydligt billigare än när de sitter monterade i en modul.

Byggsatser. Byggsatsidéen är amerikansk. På 50-talet kom alla byggsatser till Europa från USA. Det mest kända fabrikatet var då Heat Kit.
Ordet KIT är engelska för byggsats. Heat-kit fanns redan i början på detta århundrade, då inte i form av elektronikbyggsatser utan »flygplan»!!!

Det är i dag möjligt att köpa byggsatser från många olika tillverkare. Gemensamt för alla är kretskortet med etsat mönster istället för ledningar. Här upphör oftast likheten. När du köper en byggsats, bör du kontrollera vad som ingår. Är kretskortet förborrat? Är komponentplaceringen förtryckt på kretskortet? Vilket språk är byggnadsbeskrivningen skriven på? Ingår anslutningskomponenter? Ingår inbyggnadslåda? Finns garanti?
Även om funktionen skall vara den samma, kan kvaliteten variera mycket från tillverkare till tillverkare.

Byggsatser bör vara så kompletta som möjligt. När du har byggt en byggsats, skall den fungera direkt, utan att du måste köpa ytterligare delar innan den kan fungera.

Om du köper byggsatser som inte är kompletta, kontrollera att du även får med extradelarna vid inköpet.

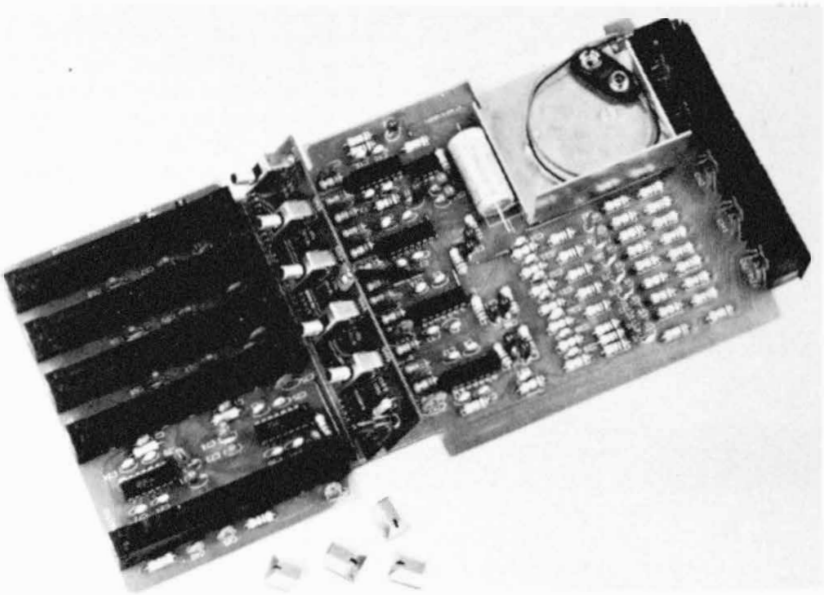


Fig. G29.7.
Elektronikbyggsatser har högt bruksvärde men mindre pedagogiskt värde.

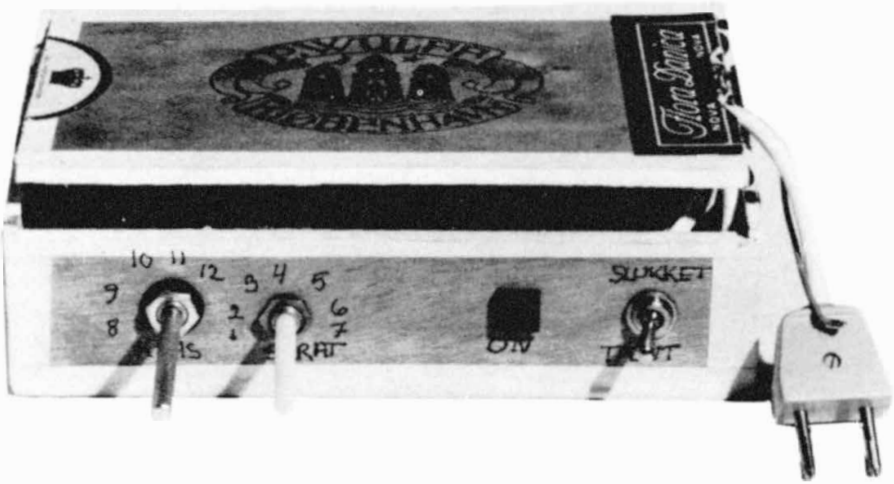


Fig. G29.7a.
I forna tider fanns som oftast inbyggnadslådor till hands i hemmen.

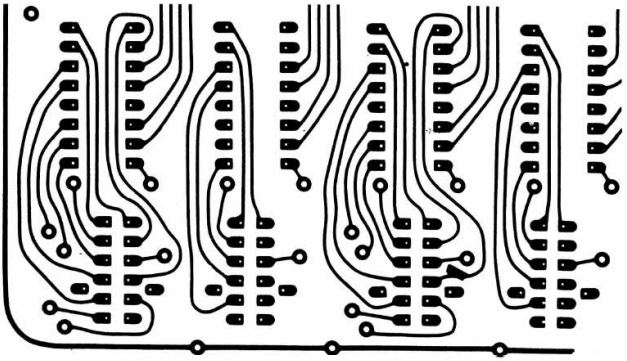


Fig. G29.7b.
Exempel på hur man med hjälp av gnuggsymboler själv kan framställa kretskortslayouter.

HEMMAGJORDA KRETSKORT

När man har gjorten experimentuppbyggnad av en elektronisk krets och den fungerar väl, bör komponenterna flyttas över till ett kretskort. Kretskort kan man själv ganska enkelt tillverka med nästan professionell kvalitet hemma vid köksbordet. Kanske blir det inte så vackert, men väl stabilt och funktionsdugligt. Fig. G29.8 visar en metod för tillverkning av kretskort. Det sker på följande sätt.

Först ritar man komponentplaceringen på ett papper så att komponenterna placeras tätt intill varandra och så att man slipper överbyglingar. Om de inte kan undvikas, så bör de i alla fall hållas på ett minimum. Det ser inte vackert ut.

Därefter putsas en passande bit kretskortslaminat med stålull eller liknande tills det är skinande blankt. Det bästa kretskortsmaterialet är glasfiber och det billigaste är brun pertinax. Pertinaxen bryts lätt. Glasfiber är mycket tåligt och klarar dessutom mycket höga frekvenser och spänningar.

Efter rengöringen av kretskortet kommer vi till den kanske svåraste delen av arbetet, nämligen att täcka över kretskortet på de platser som skall vara ledningsbanor mellan komponenter och lödöar för montering av komponenter. Det blir snyggast med gnuggsymboler. De tål att etsas i järnklorid och ammoniumpersulfat. Det går även att använda kretskortspennor men resultatet blir då naturligtvis inte lika vackert.

När man har kopierat mönstret på pappret över till kretskortet med gnuggsymboler eller kretskortspenna skall överflödigt koppar etsas bort. Det görs enklast i en plastskål med 50% lösning av järnklorid. Etstiden är vid rumstemperatur ca. 1 timme. Genom att värma upp lösningen till ca, 50° sker förloppet snabbare. Med jämna mellanrum skall lösningen omröras. Att etsningen har påbörjats, syns genom att kopparn blir rödorange och matt.

Efter etsningen sköljs kortet i vatten och tvättas med aceton eller T-sprit. Sedan bör man även behandla kretskortet med lödlack, som har till uppgift att skydda kortet mot oxidering. Lödlacken underlättar dessutom lödning på kretskortet. När lödlacken har torkat, kan alla hål



Fig. G29.8.
Först skissas mönstret på ett papper. Därefter överförs mönstret med gnuggsymboler eller lackpenna på en bit rengjort kretskort. Kortet etsas sedan i ett bad med järnklorid (etsningen påskyndas om etsmedlet uppvärms). Efter etsningen tvättas kortet med aceton eller rödsprit och är nu klart för borrning och komponentisättning.



Fig. G29.9.
Layouter av denna typ görs i skala 2:1 eller 4:1 och nerfotograferas till rätt storlek. Dessutom överförs layouten till kretskortet fotografiskt, för att sedan etsas i vanlig ordning.

borras. De bör vara 0,8 - 1,3 mm. Nu är det bara att löda fast alla komponter.

Ett litet tips: Om komponenterna, som normalt är, skall monteras på den icke kopparbelagda sidan av kretskortet, måste man vara uppmärksam på att allt blir spegelvänt, dvs transistorer och IC-kretsar vänds uppochner.

FOTOLAMINAT

Skall flera än 1 kort tillverkas är det en klar fördel att använda fotometoden. Då ritas eller gnuggas mönstret på ett genomskinligt plastfolie. Det går naturligtvis även att göra mönstret på vitt papper, som sedan lämnas in för tillverkning av kontaktfilm. Plastfilmen läggs sedan på ett fotoresistbelagt kretskort. Vid belysning, överförs mönstret till beläggningen på kretskortet. OBS! Detta måste göras i mörklagt rum. Efter belysningen framkallas mönstret och sedan kan all fotoresist som blivit belyst spolas av med vatten. När kretskortet är torrt, kan det etsas på samma sätt som målade eller gnuggade kretskort. Det finns en del olika tillverkningsprocesser när det gäller fotometoden. De beror på fabrikat och material. Det är därför nödvändigt att först studera tillverkarens egna rekommendationer. tioner.

PROFESSIONELL KRETSKORTSTILLVERKNING

De flesta kretskort tillverkas i en screentryckprocess. Kretskortslayouten är ofta dubbel eller 4-dubbel storlek förminskas till skala 1:1 på en film. Efter det kontaktkopieras filmen på en fotokänslig screentrycksmask, som efter framkallning har mönster, där kopparmönstret skall vara på kretskortet. Masken läggs i en maskin som screentrycker kretskortet där kretsbanorna skall vara. Efter torkning etsas resterande koppar bort i en maskin som spolar varm järnklorid över kretskorten. Därefter borstar en annan maskin bort färgresterna. Sedan beläggs kretskortet med lödlack.
Slutligen screentrycks komponentplaceringarna och en lödmask som hindrar lödtennet att flyta ut längre än nödvändigt. Borrningen av kretskorten sker

med elektroniskt styrda borrmaskiner, som själv flyttar kretskorten till rätt position för borrspindlarna. Vanligtvis borrar 4 eller 5 spindlar flera lager kretskort samtidigt. Vid varje borrning tillverkas 20-30 kretskort, samtidigt som olika storlekar på hål kan utfräsas.

LÖDNING

Bildserien G29.11 visar, hur man skall löda fast komponenter på kretskort och hur ledningsändar förtenns. Låt oss följa bilderna från A till L.

A: Komponenten monteras på kretskortet och benen bockas till längs sidan på kretskortet så att de följer mönstret.

B: Med en fin sidavbitare klipps komponentbenen av ca. 1-2 mm från hålet, så att inte komponenten trillar ur.

C: Med en ren lödkolvspets värms lödön och komponentbenet *samtidigt*. Det tar ca. 1-2 sekunder.

D: När båda delarna är uppvärmda, tillförs lödtennet mellan spetsen på lödkolven, komponentbenet och lödön, detta också samtidigt. När lödtennet flyter ut ordentligt över komponentbenet och lödön, tas *först lödtennet* bort och direkt därefter *lödspetsen*. Nu skall lödningen se ut som i fig. D.

E: Här visas en kallödning. Kanske är det kontakt, kanske inte! Ser lödningen ut på detta sätt, vänta tills den svalnat helt. Värm sedan upp lödningen igen och sug bort tennen med en tennsug. Finns inte det, så slå kortet mot en kant när tennet är flytande.

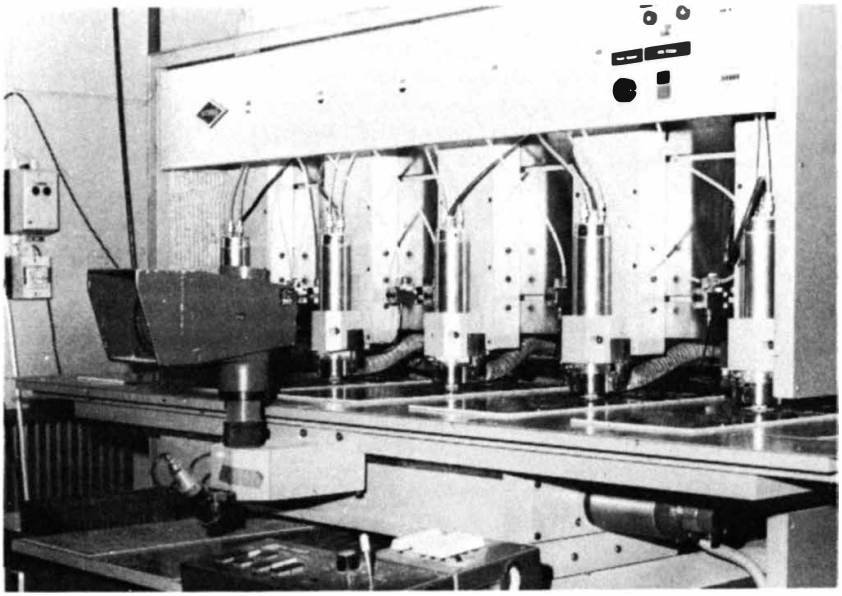


Fig. G29.10.
Professionell kretskortstillverkning med automatisk utrustning för många miljoner kronor.

Lödtenn innehåller *flussmedel*, som får tennet att flyta lätt. Detta medel bränns upp vid första lödningen och det är orsaken till att man *alltid måste tillföra nytt lödtenn.*

F: När en ledning skall anslutas till kretskortet använder man lödöron i kretskortshålen. Det förenklar anslutningarna. Lödöronen skall pressas fast innan de lödas på kretskortet.

G: Lödöronen klipps fast 1-1,5 mm över kretskortet. Det är även en fördel att förtenna själva örat.

H: När en kopplingstråd eller ledning skall anslutas till ett lödöra, kommer tennet på kretskortet också att smälta. Därför är det viktigt att löda snabbt.

I: Innan ledningen fastlödas bör den förtennas. Avisolera ledaren 2-3 mm.

J: Ledningen *förtenns* genom uppvärmning av kopparänden och tillförsel av lite lödtenn. Tennet kommer att dra in även under isoleringen.

K: Den förtennta ledningen kan nu antingen skruvas fast i en kontaktlist eller lödas fast i ett lödöra. OBS! Har man kontaktlister, där skruven direkt klämmer på ledningen, bör ledningen inte förtennas, därför att fjäderverkan kommer att avta efter en tid.

L: Så här illa kan det gå om man inte lödar riktigt. Lödning måste ske med omtanke. Lödfel är orsaken till över 90% av uppkomna fel på byggsatser.

SAMMANKOPPLING AV ELEKTRONIK

Elektroniska kretsar kan *inte* direkt sammankopplas utan omtanke. Dessvärre kan det inte ges direkta regler för hur sammankoppling skall ske generellt, men fig. G29.12 visar lite vad man bör tänka på vid sammankoppling av delar till en komplett förstärkare med mikrofoningång.

För det första, får nätdelen endast anslutas till chassi eller jord på ett enda ställe. Det är inte rekommendabelt att ansluta nollan till chassiet på flera olika ställen. Det kan då mycket lätt uppstå brumslingor, självsvängningar m.m. som orsakar brum eller tjut i högtalaren. Dessutom kan även komponenter förstöras av ev. självsvängningar. Från likriktarens laddningskondensator skall minusledningen normalt gå till effektförstärkarens jordpunkt. Här och endast *här* kan en ledning även kopplas till chassiet. Många förstärkare brukar till och med byggas på ett gemensamt metallchassi. Förstärkare får *inte* monteras på träplattor. Chassiet har nämligen till uppgift att skärma förstärkaren mot brumfält som alltid finns i luften. Förstärkardelarna sammankopplas direkt med signaler och skärm – inga andra jordförbindelser. Dessutom är det en fördel om plusledningarna kopplas till de olika kretskorten genom RC-filter. Om mikrofonen ansluts via en DIN-kontakt, som direkt skruvas fast i chassiet, måste dess jordanslutning isoleras. Det går lätt med 5 pol. DIN-kontakter men är svårare med telejack. De flesta tele-jack har höljet och jordanslutningen sammankopplade. Av den anledningen måste dessa tele-jack monteras isolerat. En mikrofoningångs jordförbindelse skall förbindas till mikrofonförstärkarens jordingång. Aldrig till andra jordförbindelser och *absolut inte* tillsammans med andra jordförbindelser.

Transformatorer skall placeras långt ifrån brumkänsliga ingångar.

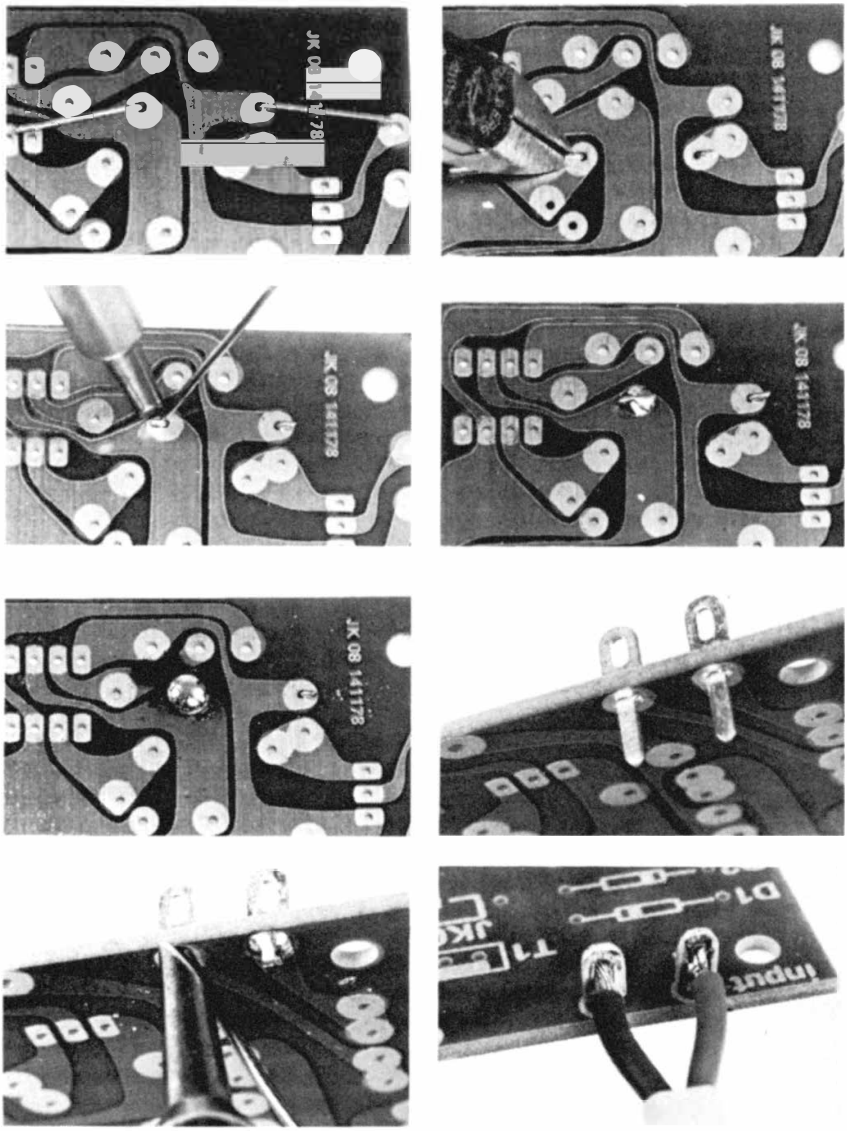
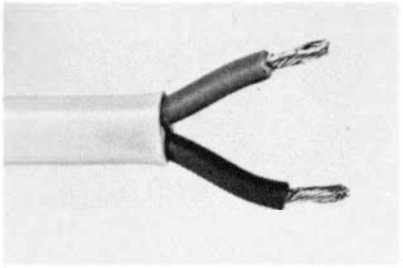
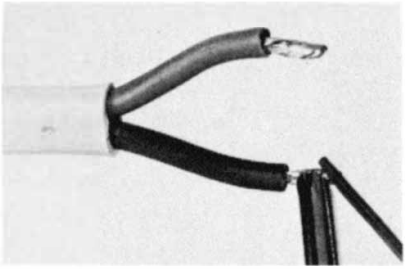
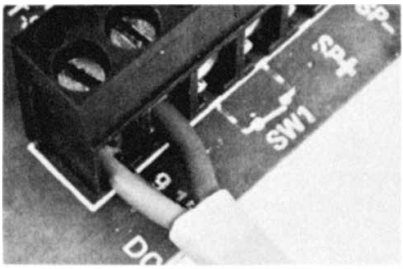
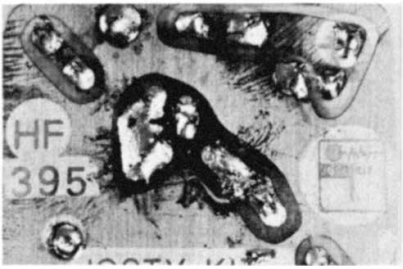


Fig. G29.11.
Montering och lödning. A) Komponenten monteras på kretskortet och benen viks åt sidan. B) Komponentbenen klipps av till 1-1,5 mm. C) Lödstället värms upp. D) Tillförsel av lödtenn och lödningen är färdig. E) En dålig lödning måste omlödas. F) Lödöron pressas fast. G) Lödöronen måste klippas av. H) Lödning av ett lödöra skall gå snabbt. I) Avisolering av ledning. J) Ändarna förtenns. K) Nätkabel kan anslutas med speciella kontakter. L) Så här illa ser det ut om man inte löder korrekt – kortslutning överallt.









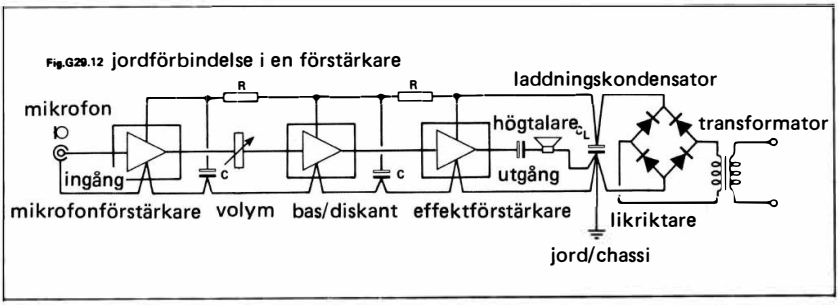


Fig. G29.12.
Varje del i en förstärkare måste sammankopplas med omtanke och endast en förbindelse till jord får finnas.

SJÄLVSVÄNGNING I FÖRSTÄRKARE

Det kan vara mycket svårt att befria en förstärkare från självsvängningar, speciellt om den har känsliga ingångar med hög förstärkning. Ger den även hög uteffekt kan problemen vara mycket svåra att lösa. I fig. G29.13 visas två möjligheter för självsvängning - som inte kan höras utan endast ses på en oscilloskopskärm. Att det finns en självsvängning märks genom att effektförstärkarens effekttransistorer blir mycket varma - om de inte direkt förstörs.

En orsak till självsvängningen kan vara kapacitiv återkoppling av högtalarsignalen till en känslig ingång. Utgången nästan strålar signal till ingången. Detta orsakar ofta mycket svåra problem med självsvängning, då det är de som inte hörs som får förstärkaren att gå sönder. Kapacitiv svängning kan

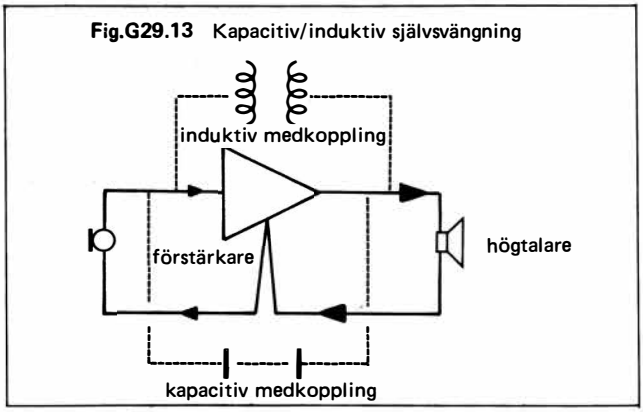


Fig.G29.13 Kapacitiv/induktiv självsvängning

Fig. G29.13. Självsvängning kan ske kapacitivt eller induktivt från förstärkarens utgång tillbaka till ingången.

undgåsgenom att alla utsignaler placeras så långt som möjligt från de känsliga ingångarna och att alla signaler till ingången kopplas med skärmade ledningar.

Den andra orsaken kan vara induktiv självsvängning. Den kan höras i form av tjut eller piptoner, även om inte mikrofon är ansluten. Den induktiva självsvängningen uppstår, när högtalarens ström producerar magnetfält i ledningarna. Mikrofoningångarna är då kanske tillräckligt känsliga för att "ta upp" dessa strömmar. Induktiv självsvängning undgår man genom att placera högtalarkontakter och ledningar långt ifrån ingångarna. Genom att man tvinnar högtalarledningarna kan detta problem ibland undvikas.

Akustisk återkoppling får inte förväxlas med fel eller självsvängning i förstärkare, även om denna typ av självsvängning också kan vara förrädisk. Akustisk återkoppling uppstår, när volymen höjs så mycket, att ljudet från högtalaren direkt uppsammlas igen av mikrofonen eller skivspelaren. Detta problem uppstår speciellt i konserthallar och diskotek. Det gäller då att isolera mikrofonerna från ljudkällan. Det kan vara svårt om volymen är mycket hög. Skivspelare får ställas på filttassar. Högtalarna får ställas på gummiklotsar och mikrofonerna får hållas nära munnen.

BRUM I FÖRSTÄRKARE

Det största problemet självbyggarna stöter på vid förstärkarbyggen är brum. Den komponent som skapar detta är transformatorn. Transformatorn utstrålar ett kraftigt magnetfält. Det gör även de fina ringkärnetransformatorerna. Det händer mycket lätt att signalkänsliga ingångar " fångar" magnetfältet och lagrar det över en insignal som brum. En transformator i närheten av en ingång är en given brumkälla. Har man inte möjlighet att flytta transformatorn bort från ingången, kan lösningen vara att montera den i en järnlåda, som hindrar magnetfältet. En järnskiva mellan ingångarna och transformatorn kan räcka i vissa fall. En olycklig placering kan betyda att transformatorn måste monteras utanför förstärkaren. Se fig. G29.14.

En annan brumkälla är strömvägarna mellan nätdel och förstärkare. Även de tjockaste ledningar har en inre resistans och när förstärkare är känsliga för signaler på några millivolt, skall det inte mycket till, förrän brumspänningarna hörs. Fig. G29.15 visar en bryggkoppling med laddningskondensator. Förstärkaren får drivspänning från nätdelen. Det går fint, då förstärkarens

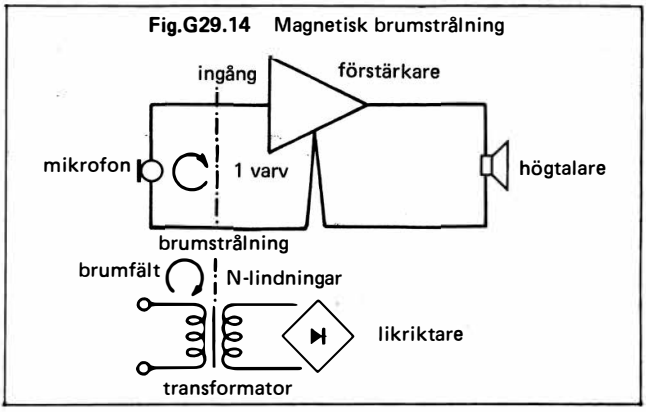


Fig.G29.14 Magnetisk brumstrålning

Fig. G29.14. En transformators magnetfält kan stråla in i förförstärkaren och ge brum i högtalaren.

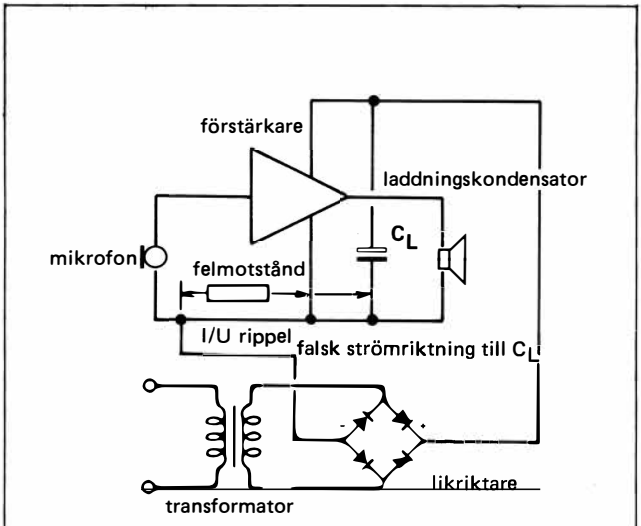
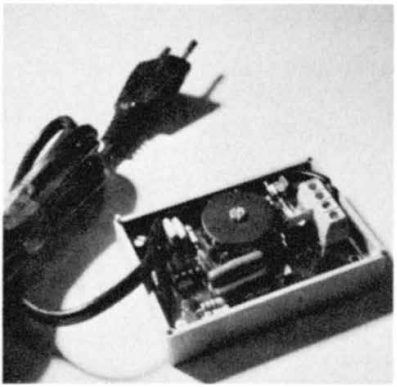


Fig.G29.15 Felaktig jord - strömväg.

Fig. G29.15. Ledningsförbindelserna i förstärkare skall göras noga, så att inte brumslingor uppstår.

egen motkoppling dämpar brumspänningen med motkopplingsfaktorn. Om motkopplingen är 10.000 gånger och det överlagrade brummet är 1 volt från laddningskondensatorn, kommer det medföra mindre än 1 mV brum i högtalarutgången. Det är inte hörbart. Men monteras drivspänningsledninggarna fel till förstärkaren, kan brumspänning överlagras på insignalen. Om en jordledning på en sträcka har resistansen 0,01 ohm (det är ju inte mycket), kommer en brumström (ripple) på 5 ampere att ge ett spänningsfall på hela 50 mV. Om vi tänker oss detta ogynnsamma läge och påför en effektförstärkare denna signal till ingången, blir störningsförhållandet så dåligt, att brummet går att höra.



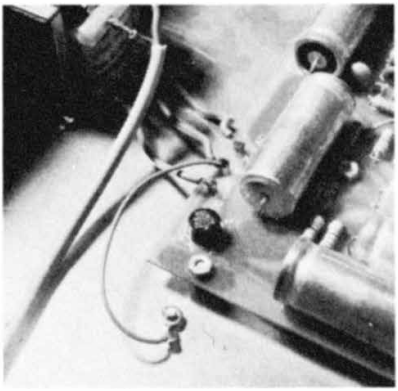
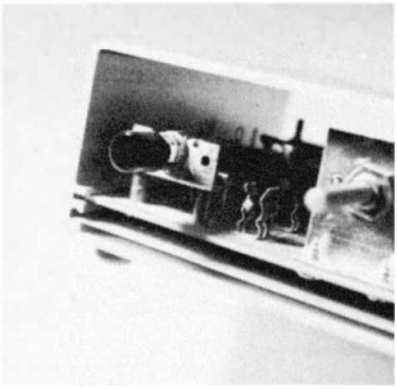


Fig. G29.16 vänster.
Beröringsfarliga delar med nätspänning monteras säkrast i isolerande plastlådor.

Fig. G29.17. höger
Förstärkare skall monteras på metallchassi med 1 jordförbindelse.



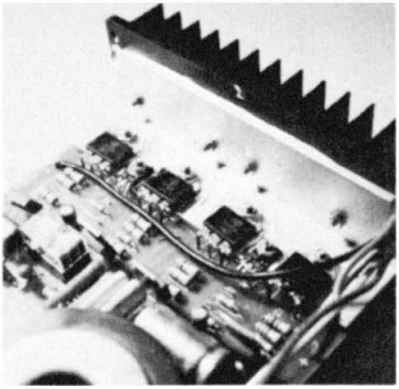


Fig. G29.18 vänster.
Monteras nätanslutna kretskort i en låda med slitsar (JostyKit B910), skall isolationsfolie läggas mellan kretskortet och höljet på lådan.

Fig. G29.19. höger.
Kraftig metallåda med kylprofiler för kylning av effekttransistorer. Använd aldrig trä eller plast till konstruktioner som behöver kylning.

OLIKA INBYGGNADSLÅDOR

Alla inbyggnadslådor passar inte alla ändamål. Skall en förstärkare för hög effekt inbyggas, måste en kraftig metallåda användas med bra kylning och ventilation. Skall en växelspänningsregulator kopplas till nätspänning, måste en plastlåda användas, som klarar beröringsfaran. Fig. G29.18 visar en metall-

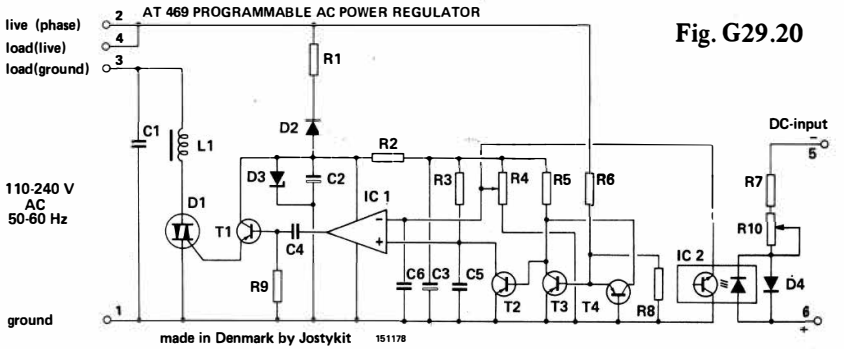


Fig. G29.20

låda med en ljusorgel för anslutning till nätspänning. Ett isolerande plastark av mylar-folie finns mellan kretskort och lådans botten. Folien säkrar för att lödningarna inte berör metallådan. Fig. G29.19 visar en komplett nätdel inbyggd i ett metallchassi. Lägg märke till den kraftiga kylflänsen på baksidan. Den behövs för att överföra värmen från transistorerna till luften. Nätaggregat, effektförstärkare eller annan värmeutvecklade elektronik, skall alltid kylas med kraftiga kylflänsar. Det går endast med metall. Trä eller plast duger inte till detta ändamål.

NÄTSPÄNNINGEN ÄR LIVSFARLIG

Om elektronikbygget skall anslutas till nätspänning, måste man vara mycket försiktig och koppla rätt så att inte »bygget» blir livsfarligt. Test av nätspänningsförande elektronik bör alltid göras med en skiljetransformator och ALLTID på ett isolerande underlag. Rör aldrig vid konstruktionen om den inte är inbyggd i låda.
Vid konstruktion av elektroniska utrustningar måste man vara noga med att INGA spänningsförande metalldelar i nätspänningsdelen, är närmre än 6 mm till delar som kan beröras under drift. Även hårdhänt behandling får inte minska på detta *säkerhetsavstånd*.

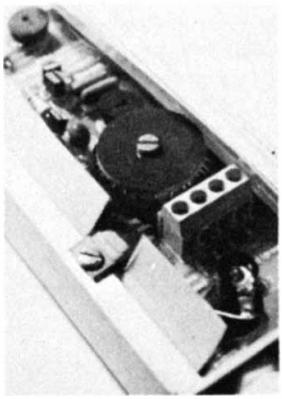


Fig. G29.21
AT 469. Lägg märke till den kraftiga avstörningsdrosseln.

Fig. G29.22
AT 469. Layout i halva storleken.

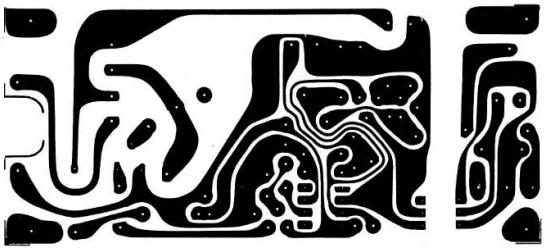


Fig. G29.22 visar en del av kretskortslayouten till en växelströmsregulator, AT 469. Regulatorn styrs av en spänning från en optokopplare. Dess överslagspänning är 3500 volt. Det är myndigheternas krav. Kretskortslayouten är så utförd, att inga kretsbanor är närmre än 6 mm från strömförande kretsar. Hela konstruktionen är inkapslad i en metallåda med ett lager isolationsfolie mellan kretskort, komponenter och låda. Ut schemat i fig. G29.20

Fig.G29.23a
3-pol DIN honkontakt

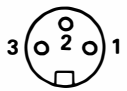


Fig.G29.23b
3-pol DIN hankontakt

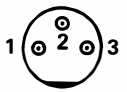


Fig.G29.23c
5-pol DIN honkontakt

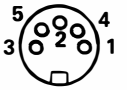
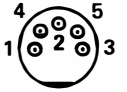


Fig.G29.23d
5-pol DIN hankontakt



1) Ben 2 är alltid jord eller gemensampotential.
2) Vänster sida, gul eller vit ledare.
3) Höger sida, röd ledare.
4) Översta spåret.
5) Understa spåret.

Fig. G29.23.

Anslutning	Ben nr. 1)	Hankontakt	Honkontakt
Mono-bandspelare till mono-radio	1 3	Inspelning Avspelning	Inspelning Avspelning
Mono-bandspelare	1 3 4 5	Inspelning Avspelning Fri Fri	Bandspelare in. Band/Skiv. återg. Fri Kopplad till 3
eller stereo skivsp. till mono-radio	1 3 4 5	Fri Vänster kanal 2) Fri Höger kanal 3)	Bandspelare insp. Band/skiv. avsp. Fri Kopplad till 3.
Stereo-skivspelare till mono-radio	1 3	Fri Båda kanalerna	Fri LF-ingång
Stereo-skivspelare till monoförst.	1 3 4 5	Fri Vänster kanal 2) Fri Höger kanal 3)	Fri Skivspelare Fri Kopplad till 3
Stereoskivspelare till stereo radio	1 3	Vänster kanal 2) Höger kanal 3)	Vänsterkanal LF Höger kanal LF
Stereoskivspelare eller mono skivsp. med 3 pol kontakt till stereo-först.	1 3 4 5	Fri Vänster kanal Fri Höger kanal	Kopplad med 5 Vänster kanal Fri Höger kanal
Sterebandspelare till stereo-först.	1 3 4 5	Inspelning - vänster kanal 4) Avspelning - vänster kanal 4) Inspelning - höger kanal 5) Avspelning - höger kanal 5)	

framgår det även att växelströmsregulatorn innehåller ett avstörningsfilter. Det är också ett krav, att elektroniska kretsar inte får utstråla störningar, som kan verka störande på radiomottagare från 150 kHz och uppåt.

KONTAKTER

Kontakter är viktiga delar för anslutningar mellan elektroniska konstruktioner. All kommunikation med yttervärlden sker ju via kontakter av olika slag. Det finns dessutom vissa normer för vilka kontaktstift som skall kopplas samman osv. Gör det till en regel från början att använda de internationella normerna – det underlättar alltid. Uppställningen här intill visar anslutning av olika typer av DIN-kontakter (DIN= Deutsches Industrie Norm).

Fig. G29.24 och fig. G29.25 visar inkoppling av telejack-kontakter.

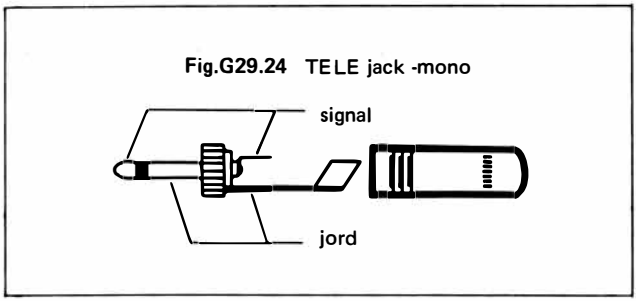


Fig. G29.24.
Vanliga telejack och mini telejack skall anslutas med signalledaren till mittbenet och skärmen till ytterbenet.

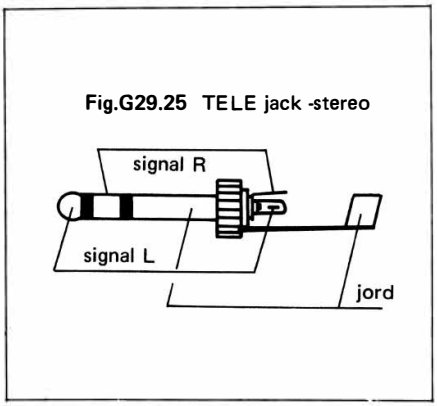


Fig. G29.25.
Stereo telejack har två signalben till respektive höger och vänster kanal. Skärmen ansluts till ytterbenet.

G30 - DIGITALTEKNIK

DIGITALTEKNIK

Den fantastiska tillgången på integrerade kretsar genom planartekniken har gjort digitaltekniken till var mans egendom. Med de digitala kretsarna kan logiska konstruktioner såsom, räknare, kalkylatorer och datorer byggas. Detta ämne är så otroligt stort, att vi i denna bok av platsskäl får nöja oss med en liten inblick i detta ämne. För dem som vill skaffa ytterligare kunskaper i detta ämne, finns det speciella böcker. Dessa är vanligtvis på engelska.

DIGITALTEKNIKEN ÄR NY

Sedan början av 1900-talet har det funnits mekaniska räknemaskiner. De var uppbyggda av en mängd kugghjul och utväxlingar kopplade till sifferhjul. De bästa mekaniska räknemaskinerna kunde summera, subtrahera, multiplicera och dividera. De matematiska problemen löstes helt mekaniskt. På 40-talet försökte man ersätta kugghjulen med reläer, vilket resulterade i några få exemplar av något som kunde kallas för datorer,- dvs maskiner, som med ett antal trådförbindelser kunde utföra räkneoperationer och komma ihåg enstaka informationer. Dessa mycket stora monster av klapprande reläer fungerade inte speciellt bra och av den anledningen försökte man bygga med radiorör. Detta blev inte heller någon succe. Rören använde mycket ström och blev fort utslitna så fort, att det knappast gick att göra några beräkningar, förrän det var tid att byta igen. När de första transistorerna kom i början på 50-talet, då kom även de första elektroniska räknemaskinerna och även de första riktiga datorerna. Dessa var naturligtvis mycket komplicerade och var mycket stora fysiskt sett. När planar-tekniken kom till, kunde ett större antal transistorer monteras i små plasthöljen. Det blev digitalteknikens genombrott. I början var logikkretsarna rätt primitiva och drog ganska mycket ström. När MOS-tekniken kom in på detta område blev strömförbrukningen nästan försumbar. Dagens MOS FET kretsar kan innehålla flera tusen transistorfunktioner i ett och samma hölje. Samtidigt som strömförbrukningen är reducerad 1000 gånger.

LOGIK och DIGITAL

Logik är läran om lagar, som alltid består och alltid gäller. Logiska uttryck kan endast vara sanna eller falska. I digitaltekniken arbetar man med olika logiska funktioner såsom grindar, vippor, räknare, etc. Dessa har ett antal ingångar och utgångar. Vad som kommer att finnas på en viss utgång bestäms av vad som finns på ingångarna enligt funktionens *sanningstabell*.

Ordet *digital* betyder "som avser siffror". Digitala elektriska signaler kan bara ha vissa bestämda värden, såsom 0 volt, 1 volt, 2 volt, 3volt etc. I motsats härtill talar man om analoga signaler, som alltså kan anta vilket värde som helst. Analogteknik används i förstärkare m.m.

Oftast använder man i digitaltekniken endast två tal, nämligen 0 och 1. Dessa tal motsvaras då elektriskt av låg spänning (t.ex 0 volt) och hög spänning (t.ex 5 volt). Att räkna med bara 0 och 1 kallas för att räkna *binärt*.

DTL, TTL och MOS LOGIK

Det finns olika teknologier för att tillverka digitala kretsar. De första typerna var gjorda som om man hade gjort dem med transistorer, dioder och motstånd. Detta kallades för Diod-Transistor-Logik (DTL). TTL-logiken avlöste sedan DTL-logiken. Transistor-Transistor-Logiken (TTL) kom på 60-talet och i början på 70-talet blev användningsområdet stort för dessa kretsar. Tekniken möjliggjorde höga arbetshastigheter och lägre strömförbrukning. Då tillverkarna producerade stora mängder av dessa TTL-logikkretsar blev även priserna låga. Så låga att även hemelektronikern själv kunde experimentera och bygga konstruktioner med TTL-logik. När sedan MOS-logiken kom, då speciellt CMOS-logiken, blev strömförbrukningen reducerad till nästan noll. C-MOS kretsar använder faktiskt endast ström, när de arbetar. Vid höga frekvenser drar de nästan lika mycket som TTL-kretsar. Men normalt är strömförbrukningen 1/1000 del av TTL-logikens. I 80-talets digitallogikkonstruktioner används nästan uteslutande C-MOS-kretsar. Deras enda svaghet är, att de »endast» kan fungera på frekvenser under 20 MHz.

Men istället kan de drivas med spänning mellan 3 och 18 volt. I de specialfall där frekvenser över 20 MHz behövs, används de »föråldrade» Schottky-TTL-kretsarna, som klarar frekvenser på upp till 100 MHz. Det finns även speciella ECL-kretsar (Emitter Coupled Logic) som fungerar ända upp till 1000 MHz.

LOGISKA KRETSAR ÄR LÄTTA ATT ARBETA MED

Väljer man logiska kretsar inom samma familj, – t.ex C-MOS kretsar, är det mycket enkelt att sammankoppla dessa. Hänsyn behövs inte tas till impedansanpassning, strömmar eller spänningar. In- och utgångar passar alltid tillsammans och de kan direktförbindas med kopplingstråd. Några begränsningar finns det faktiskt. De flesta TTL-kretsar kan »endast» belastas med 10 TTL-ingångar. C-MOS-kretsens utgång kan däremot beroende på hastigheten belastas med 100 - 1000 ingångar från andra kretsar. Det kallas för *fan-out* och är ett tal, som tillverkarna anger i sina datablad.

En annan »fälla» som upptäcks i praktiken, är logiska transientfel. Alla logiska kretsar skiftar spänningsnivå mycket snabbt på utgången. Det betyder, att det kan bli snabba transienter, som kan påverka andra delar av konstruktionen. Transienterna kan uppstå både i signalvägarna och på drivspänningsledningarna. De kan vara mycket svåra att hitta i en t. ex. långsamt arbetande logikkonstruktion. För att eliminera dessa fel, bör alltid drivspänningen av-

kopplas till jord med kondensatorer på ca. 100 nF till 1 uF. Detta »stryper» dessa transienter. För att eleminera transientstörningar i signalvägarna, bör så korta ledningar som möjligt användas.

GRINDARNA ÄR VIKTIGA LOGISKA DELAR

Nu skall vi koncentrera oss på olika typer av *grindar* eller *gates*. Grinden är den viktigste logiska komponenten att förstå. Mera komplicerade logiska kretsar finns det många av. Deras funktioner och data hämtas från tillverkarens kataloger, datablad odyl.

Grindar är beteckningen för digitala sammankopplingsdelar. Direkt översatt betyder gate = port.

Vi skall nu titta på de olika typer av grindar som finns och deras funktion. Det finns AND, OR och NOT-typer. NAND-grindar skall vi kombinera ihop till en del grundfunktioner. Vi skall även visa hur NAND-grindar kan användas som Exclusive OR-grind, fyrkantoscillator, schmitt-trigger, integrator och monostabil multivibrator.

Först och främst skall vi bekanta oss lite med de viktigaste begreppen inom digitaltekniken.

BAS 2 och BAS 10

Redan från barndomen har alla varit vana att räkna med talsystemet i bas 10.

Detta system är uppbyggt med 10 olika symboler, siffrorna 0 till 9. Tal större än 10 skrivs med tiopotenser genom siffrornas placering i förhållande till varandra. Vi kan förklara det närmare med årtalet 1978:

$$1978 = 1 \times 10^3 + 9 \times 10^2 + 7 \times 10^1 + 8 \times 10^0$$

eller,

$$1978 = 1000 + 900 + 70 + 8$$

Detta exempel visar i all sin enkelhet, vårt vanliga talsystem, decimalsystemet som är enkelt och lämpligt till de flesta saker.

I stället för att välja basen 10, skulle man mycket väl kunna ha valt andra baser och tecken till talsystemet. Tänk bara på det gamla babyloniska systemet med basen 12 eller varför inte talsystemet med romerska siffror.

Skall vi nu överföra ett lämpligt talsystem till elektroniken och även omvänt, är det mera praktiskt, att använda ett talsystem med endast två symboler, 0 och 1.

Dessa två symboler representerar kontaktfunktionerna till eller från hos ett relä eller strömbrytare. Dessa blir då till och från eller 1= spänning och 0=inte spänning.

Ett talsystem med två siffror säges ha basen 2 och kallas binärt. Vi kan skriva på samma sätt som vi gjorde ovan:

$$10011 = 1 \times 2^4 + 0 \times 2^3 + 0 \times 2^2 + 1 \times 2^1 + 1 \times 2^0$$

eller,

$$10011 = 16 + 0 + 0 + 2 + 1 = 19 \text{ (i 10-talsystemet)}$$

Fig. G30.1.
Jämförelsetabell mellan binära tal och decimaltal.

Fig. G30.1.

Binärvärde				DECIMAL	
2^3	2^2	2^1	2^0		
0	0	0	0	=	0
0	0	0	1	=	1
0	0	1	0	=	2
0	0	1	1	=	3
0	1	0	0	=	4
0	1	0	1	=	5
0	1	1	0	=	6
0	1	1	1	=	7
1	0	0	0	=	8
1	0	0	1	=	9

Jämför vi de två exemplen, ser vi, att sifferplaceringen i decimalsystemet har ett annat och högre värde än hos binärsystemet.

Om vi bildar en kombination av 4 tecken i det binära systemet, får vi sammanlagt 16 variationer från 0 till 15. Binära tal från 10 till 15 visas i fig. G30.2. Vi skall nu visa hur siffrorna 0 ch 1 används i digitala kretsar.

Fig. G30.2.
Talen 10 - 15 och deras binära motsvarigheter.

Fig. G30.2.

Binärvärde				DECIMAL	
2^3	2^2	2^1	2^0		
1	0	1	0	=	10
1	0	1	1	=	11
1	1	0	0	=	12
1	1	0	1	=	13
1	1	1	0	=	14
1	1	1	1	=	15

BINÄRA SIGNALER

Inom digitaltekniken används nästan alltid tvåtalsystemet, det binära systemet. Oftast är 0 = minus eller noll-polaritet och 1 plus eller positiv-polaritet. Detta kallas med ett annat ord för positiv logik och är det oftast förekommande, t.exhos TTL- eller C-MOS-kretsar.

Ibland kan även 0 kallas för LÅG och 1 för HÖG. Dessa beteckningar är de vanligast förekommande. Det kan naturligtvis finnas andra liknande.

I fig. G30.3 visas en transistorkonstruktion, med funktion som en strömbrytare. När kontakten sluts, flyter det full kollektor-emitterström i transistorn. Kollektor-emittersträckan blir då mycket lågohmig. Det medför, att utgångsspänningen på kollektorn – U_{ce} – går mot noll vilket ger det binära talet 0 eller L=LOW.

När kontakten släpps, kommer transistorn att vara spärrad. Ingen ström flyter och utgången kommer att vara positiv. Om drivspänningen är 5 volt, kommer utgången även att vara 5 volt och det binära tillståndet är 1 eller H = HÖG.

I fig. G30.2 är spänningen i förhållande till tiden insatt i ett koordinat-system. De binära värdena i de angivna tidsrymderna är:

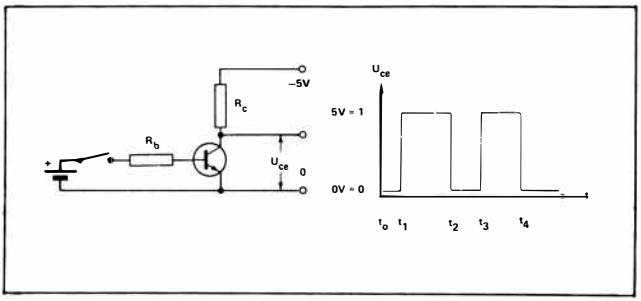


Fig. G30.3. Om en transistor mättas, svänger kollektorspänningen mellan de logiska nivåerna 0 och 1.

t_0 - t_1	binärvärdet 0 eller L
t_1 - t_2	binärvärdet 1 eller H
t_2 - t_3	binärvärdet 0 eller L
t_3 - t_4	binärvärdet 1 eller H

Alla binära byggstenar kännetecknas av två spänningar på utgången: 0 eller 1.

BINÄRA SIGNALNIVÅER

För olika typer av digitala kretsar ställs bestämda krav på de binära spänningarna. Spänningarna är olika från krets till krets. För TTL kretsar gäller att binärt L skall vara större än noll volt och mindre än 0,7 volt. H eller HÖG skall vara lägre än 5 volt men högre än 2,4 volt. Om signalen är mellan 0,7 och 2,4 volt är den varken hög eller låg. Detta område kallas för störningsområde och är konstruktionsmässigt, en förbjuden zon.

För C-MOS-kretsar är störningsimmuniteten nästan total och det går inte att ange ett spänningsvärde för hög eller låg, utan att drivspänningen är känd. Om drivspänningen är 10 volt, kommer alla spänningar under 5 volt att vara LÅG och spänningar över 5 volt HÖG. I praktiken bör man inte använda spänningar i området 45% - 55% av drivspänningen. Det vill säga logisk LÅG vid 10 volt skall vara lägre än 4,5 volt och logisk HÖG skall vara över 5,5 volt. Logiska signaler över och under drivspänningen bör inte förekomma, även om C-MOS-kretsar *kan* tåla svaga negativa spänningar.

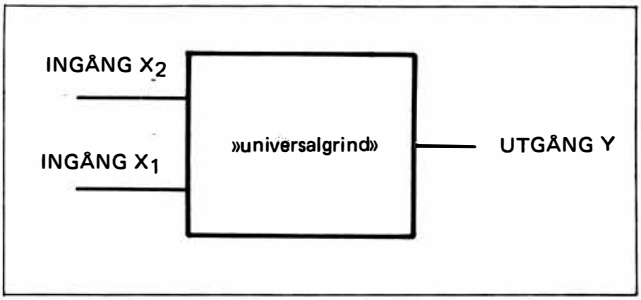
LOGISKA GRINDAR

De grundläggande logiska funktionerna sker genom grindar (gates) av typerna OCH, ELLER och INT-funktionerna – engelska AND, OR och NOT.

Vi kan se på den binära byggstenen i fig. G30.4 som en universalgrind.

En universalgrind har två ingångar, som var för sig kan vara i det logiska tillståndet H eller L. Universalgrinden har dessutom en utgång. Utgången kan också bara ha tillstånden H och L. Binärinformationen på ingångarna ger en viss binärfunktion på utgången. På detta sätt kan teoretiskt 16 olika typer av grindar skapas.

Fig. G30.4.



AND GRIND

En AND grind är så konstruerad, att båda ingångarna X_1 och X_2 skall vara höga (H), för att utgången (Y) skall vara hög (H). Detta kan vi se i sanningstabellen fig. G30.5a. Fig. b visar standardsymbolen för en AND-GATE.

I sanningstabellens vänstra del visas det maximala antalet ingångskombinationer för X_1 och X_2 och i den högra delen visas motsvarande utgångsstatus. I sanningstabellen kan vi se, att båda ingångarna skall vara H för att utgången skall bli H. Alla andra kombinationer ger L på utgången.

X_1	X_2	Y
0	0	0
0	1	0
1	0	0
1	1	1

Fig. G30.5a.
Sanningstabell för en AND grind.

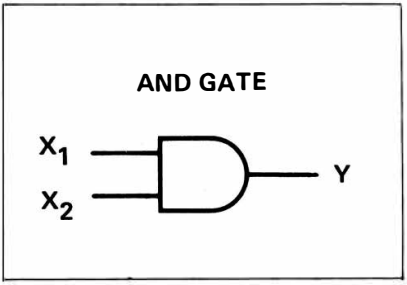
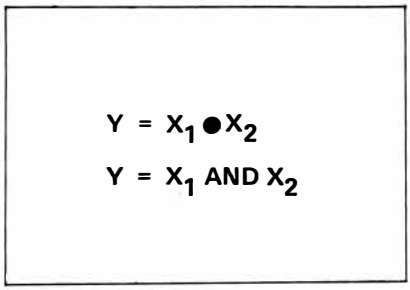


Fig. G30.5b.
Schemasymbol för en AND grind.



Fig, G30.5c.
Logisk funktion.

OR GRIND

För en OR-grind gäller att minst en av de två ingångarna X_1 och X_2 skall vara H för att utgången också skall vara H. Om X_1 är H, om X_2 är H eller L, kommer utgången att vara H. Se sanningstabellen i fig. G30.6a.

X_1	X_2	Y
0	0	0
0	1	1
1	0	1
1	1	1

Fig. G30.6a.
Sanningstabell för en OR grind.

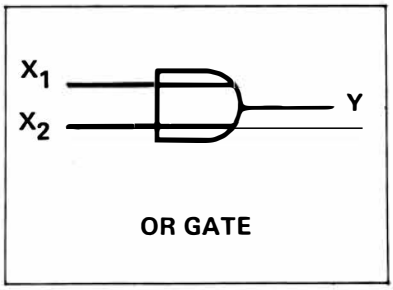


Fig. G30.6b.
Schemasymbol för en OR grind.

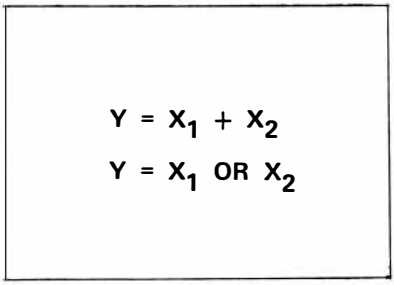


Fig. G30.6c.
Logisk funktion.

INVERTERANDE GRIND

En inverterande grind har alltid en ingång X_1 och en utgång Y. Ordet inverterad betyder omvänd och det är också funktionen. En logisk L på ingången blir H på utgången. Blir ingången H, så blir utgången L. Se sanningstabellen fig. G30.7a. Lägg märke till att ICKE-funktionen, som den även kallas, markeras med ett streck över bokstaven i fig. G30.7b. Vid inver-

tering skall följande regler användas:

Exemplen visar, vad som sker, när två eller tre inverterare blir sammankopplade. Med två inverterare, erhålls samma logiska signal ut som skickas in.

För varje två inverterare kommer signalen att ha samma binära utsignal som insignal. Med tre inverterare erhålls invertering.

Vi skall senare visa inverterare tillsammans med andra grindfunktioner.

Fig. G30.7a.
Sanningstabell för en INV =invertering.

X_1	Y
0	1
1	0



$Y = \bar{X}_1$

$Y = X_1$ INV

Fig. G30.7b.
Schemasymbol för inverteraren.

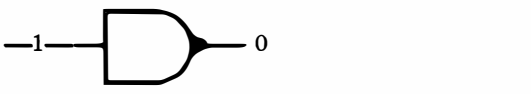


Fig. G30.7c.
En inverterare vänder signalens fas 180 grader.

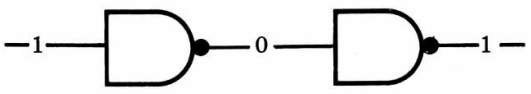


Fig. G30.7d.
Två inverterare vänder signalen 2 x 180 grader – dvs. signalen vänds inte.

$Y = \bar{\bar{X}}_1 = X1$

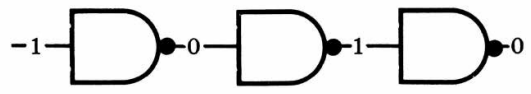


Fig. G30.7e.
Tre inverterare vänder signalen som en inverter.

$Y = \bar{\bar{\bar{X}}}_1 = \bar{X}_1$

NAND GRIND

NAND grinden är nog den mest använda i standardkonstruktioner med TTL- och C-MOS-kretsar. Det beror på att denna grindar enklare att tillverka. NAND kommer från de engelska orden NOT och AND. I verkligheten är det fråga om en AND-grind med en inverterare efter. I sanningstabellen i fig. G30.8a ser man, att utgångsfunktionen är omvänd i förhållande till AND-grinden. Fig. G30.9 visar hur en NAND-grind kan tillverkas av en inverterare och en AND-grind.

X_1	X_2	Y
0	0	1
0	1	1
1	0	1
1	1	0

Fig. G30.8a. Sanningstabell för en NAND grind med två ingångar.

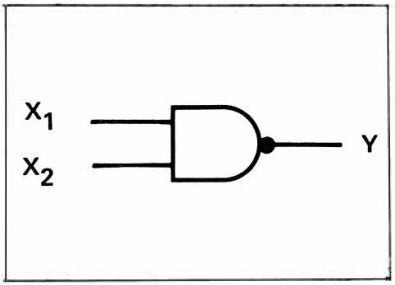


Fig. G30.8b. NAND grind med två ingångar.

$$Y = \overline{X_1 \bullet X_2}$$

$$Y = X_1 \text{ AND } X_2 \text{ INV}$$

Fig. G30.8c. Logisk funktion.

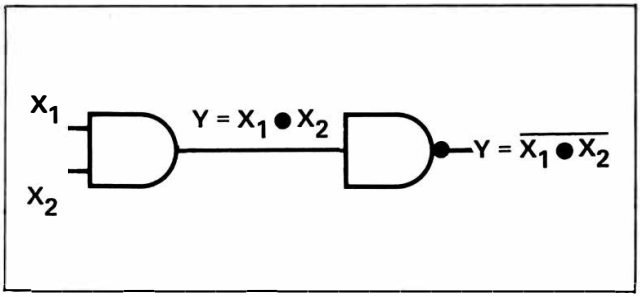


Fig. G30.9. Kombination av en AND och en NOT ger en NAND grind.

NOR GRIND

NOR är förkortning av engelska NOT OR och en NOR grind kan skapas av en vanlig OR grind, efterföljd av en inverterare. Som sanningstabellen i

fig. G30.10a visar, är utgångenY omvänd i förhållande till OR grinden. I fig. G30.11 visas en kombination av en OR grind och inverterare. Här kan ses hur signalen vänder. Nu skall vi visa lite hur man skapar olika funktioner med NAND-grindar.

X_1	X_2	Y
0	0	1
0	1	0
1	0	0
1	1	0

Fig. G30.10a.
Sanningstabell för en NOR grind.

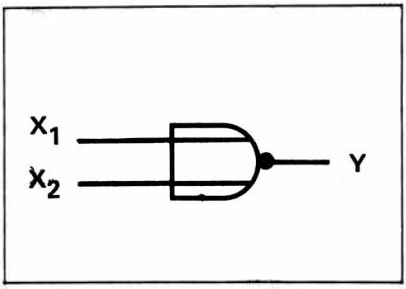


Fig. G30.10b.
Schemasymbol för en NOR-grind.

$$Y = \overline{X_1 + X_2}$$

$$Y = X_1 \text{ OR } X_2 \text{ INV}$$

Fig. G30.10c.
Logisk funktion.

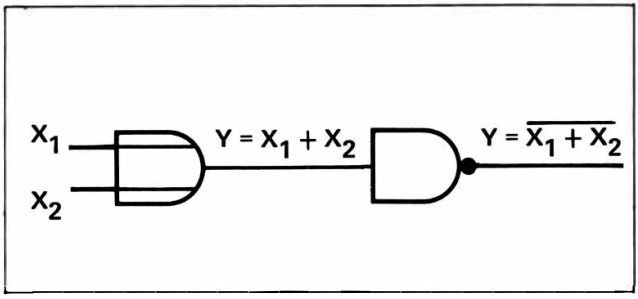


Fig. G30.11.
Kombination av en OR och en NOT ger en NOR.

INVERTERARE MED NAND-GRIND

Om man har en NAND grind men vill ha en inverteringsfunktion, är det bara till att sammankoppla ingångarna. När man konstruerar med TTL kretsar bör man tänka på att ej koppla mer än 10 ingångar till en utgång.

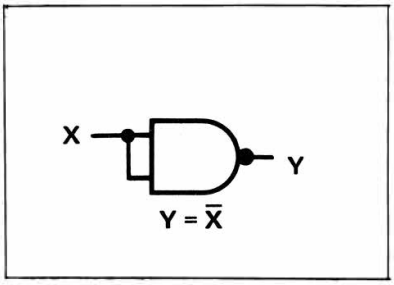


Fig. G30.12.
Sammankopplas ingångarna på en NAND grind, får man en NOT funktion.

NAND-GRINDAR

Som vi tidigare beskrev i samband med NOR-grinden, kan en NAND-grind betraktas som en AND-grind och inverterare. Dubbel invertering gjorde in- och utsignal lika. Om en inverterare kopplas efter en NAND-grind, erhålls en AND-funktion.

Det kan vara värt att komma ihåg att signaler som skall passera två grindar tar dubbelt så lång tid på sig som de som skall passera en grind. Detta skapar dock mycket sällan problem, inte ens med de lite långsammare C-MOS-kretsarna. Det finns många applikationer där det är en fördel att koppla flera grindar efter varandra, speciellt när man använder C-MOS-kretsar utan buffertsteg. De måste ha en extra grind efter, för att inte förstöras. Stigtiden ökas även med förstärkningen i grindarna tills de interna spridningskapacitanserna och gate/drain-kapacitansen ger begränsning. Hos TTL-kretsar finns det en viss risk för självsvängning.

X_1	X_2	Y_1	Y_2
0	0	1	0
0	1	1	0
1	0	1	0
1	1	0	1

Fig. G30.13a.
Sanningstabell för Y1 och Y2 utgångarna hos grindarna i fig. G30.13b.

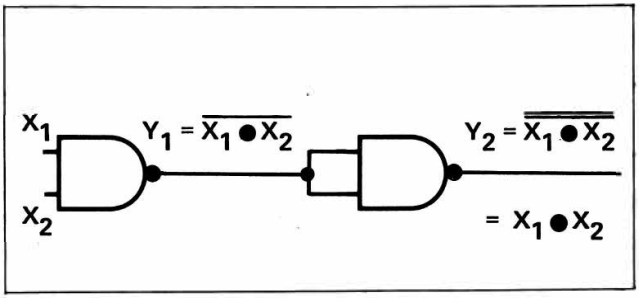


Fig. G30.13b.
Kombinationen av två NAND blir en AND.

OR GRIND MED NAND GRIND

Om en OR-grind skall skapas med NAND-grindar, måste 3 st NAND-grindar användas. En TTL 7400 eller C-MOS 4011 innehåller 4 st NAND grindar. Genom att sammankoppla ingångarna på två NAND grindar och dessutom ansluta utgångarna till den tredje grinden, skapar vi en OR funktion. Se fig. G30.14.

Vi har nu visat att det går att skapa de tre grundfunktionerna AND, OR och NOT med NAND-grindar. Det betyder att användaren, då kanske speciellt nybörjaren, som vill experimentera, endast behöver anskaffa ett antal NAND grindar för sina konstruktioner.

I egenskap av inverterare passar NAND-grinden även till oscillatorer, störningsdämpare, schmitt-trigger och RS-flip-flops. Vi skall nu gå genom några av dessa speciella funktioner.

X_1	X_2	$\bar{X}_2$	$\bar{X}_2$	Y
0	0	1	1	0
0	1	1	0	1
1	0	0	1	1
1	1	0	0	1

Fig. G30.14a.
Sanningstabell för en OR grind tillverkad med NAND-grindar.

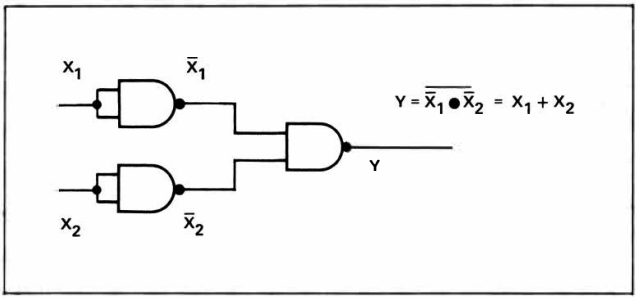


Fig. G30.14b.
Kombinationen av tre NAND grindar ger en OR funktion.

X_1	X_2	Y
0	0	0
0	1	1
1	0	1
1	1	0

Fig. G30.15a.
Sanningstabell för en EXCLUSIVE OR grind.

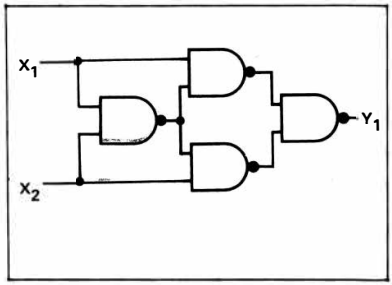


Fig. G30.15b.
En EXCLUSIVE OR grind kan tillverkas med 4 NAND grindar.

EXCLUSIVE OR MED NAND GRINDAR

En EXCLUSIVE OR grind med två ingångar fungerar på så sätt, att utsignalen är L, om båda ingångarna är antingen L eller H samtidigt. Om ingångarna har olika binära nivåer kommer utgången att vara H.

En EXCLUSIVE OR kan skapas med 4 NAND grindar. T.ex en 7400. Fig. G30.15b visar sammankopplingen av de 4 NAND grindarna.

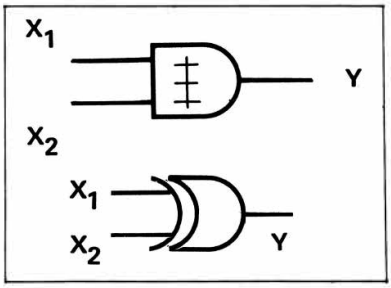


Fig. G30.15c.
Schemasymbolen för en EXCLUSIVE OR grind. Överst den europeiska symbolen, underst den amerikanska symbolen.

RS FLIP–FLOP MED NAND GRINDAR

Med två NAND grindar kan en RS FLIP–FLOP konstrueras. Det är en bistabil koppling, som behåller eller kommer ihåg den sista informationen på ingången. RS flip-flop funktioner används ofta mellan mekaniska kontakter och digitala kretsar, för att förhindra kontaktstörningar. Det är nämligen så, att de flesta – även fina – strömställare avger en del impulser vid kontaktslutning och kontaktöppning. Det kan skapa problem med att t.ex impulsräknare istället för 1 siffra hoppar 20-30. RS flip-flopp'en förhindrar detta. Endast den första impulsen från den mekaniska kontakten aktiverar efterföljande kretsar.

För att förklara funktionen, utgår vi ifrån att tillståndet på R ingången är 0 (L) och S ingången 1(H). Se fig. G30.16a.

0 på R ingången (G1) medför att utgången Q blir 1. Denna binära information överförs samtidigt till ena ingången på G2. Nu är båda ingångarna på G2 1, varför Q-utgången blir 0. Denna information överförs till G1's andra ingång. Nu är det 0 på G1's båda ingångar och tillståndet är stabilt.

Nu lägger vi binärt 1 på R ingången. Det kommer inte att hända något, då den andra ingången på G1 hålls kvar på logisk 0 av G2 grinden. Informationen är kvar, oberoende av vad som sker på R ingången.

Det betyder vidare, att informationen på Q-utgången – som är 1- och $\overline{Q}$- som är 0- sparas.

För att ändra utgångens tillstånd måste 0 anslutas till S-ingången. OBS! Om 1 kopplas till S-ingången och samtidigt 0 till R-ingången, kommer Q att erhålla det logiska värdet 1. $\overline{Q}$-utgången ger motsatt logisk funktion, 0. Detta tillstånd bevaras, även om R-ingången skiftar mellan 0 och 1. Genom att sätta R-ingången till 1 och samtidigt sätta S-ingången till 0, återställs Q-utgången från 1 till 0. Därför kallas R-ingången resetingång (eng. reset = återställa).

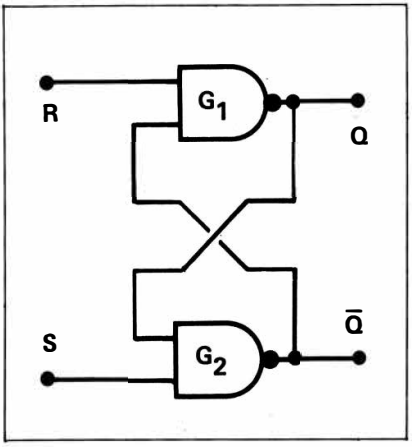


Fig. G30.16a.
Klock-styrd RS flip-flop, uppbyggd med 4 NAND grindar.

Fig. G30.16b.
Sanningstabell för RS flip-flop'en
ʊ = instabilt läge.

R	S	Q	Q̄
0	0	1	1 ʊ
1	0	0	1
0	1	1	0
1	1	ingen ändring	

KLOCKSTYRD TAKTSTYRD RS FLIP–FLOP MED NAND GRINDAR

Genom att ansluta ytterligare två NAND-grindar till RS flip-flop-kretsen, kan man konstruera en klockstyrd RS flip-flop. Se fig. G30.17a-c.

Den klockstyrda flip-flop-kretsen är försedd med en tredje ingång som är märkt T. Det är rätt svårt att beskriva vad som händer på Q-utgångarna, när de olika logiska signalerna ansluts till ingångarna. Jämför sanningstabellerna G30.17a och G30.13a.

Med 0 på klockingången T, kommer $\overline{S}$ och $\overline{R}$ alltid att vara 1. 1 på båda flip-flop-ingångarna ser till att den tidigare informationen hålls lagrad. Q och Q är låsta.

Om nu S-ingången är 1 och R-ingången 0 och dessutom klockingången ett kort ögonblick är 1, så kommer $\overline{S}$ och $\overline{R}$ bli 0 respektive 1. Det betyder att Q-blir 1 och $\overline{Q}$ blir 0.

När klockpulsen är tillbaka i 0-läge, kommer $\overline{S}$ och $\overline{R}$-utgångarna åter att vara 1 – ny information är lagrad i flip-flop'ens »minne». En ny ändring på S kan inte påverka de logiska nivåerna på utgången innan en ny klock-impuls kommer.

I impulsschemat i fig. G30.17c kan man tydligt se, när Q-utgångarna skiftar. Det är *inte* när R- och S- ingångarna skiftar, utan först när T-ingången triggas med hög (1) nivå.

Under tiden t_0 till t_1 finns den tidigare »minnesinformationen» på utgångarna. Då man i startögonblicket inte känner till denna information, är detta område ifyllt i schemat.

Vid t_1 stiger klockingången från 0 till 1. Då blir Q = 1 och $\overline{Q}$ = 0. Detta tillstånd bevaras till tidpunkten t_2, där ingångarna S och R har skiftat logisk nivå. När nu klockan går hög överförs signalerna till utgångarna Q och $\overline{Q}$. Detta tillstånd ändras inte förrän klockingången skiftar från 0 till 1 igen.

Ritning över en klock-styrd RS flip-flop byggd av 4 NAND grindar.

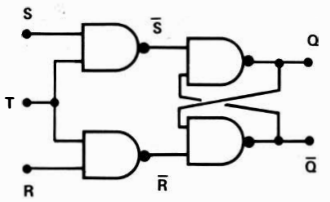


Fig. G30.17a.
Ritning över en klockstyrd RS-flip-flop med 4 NAND grindar.

t_n		$t_n + 1$	
R	S	Q	$\overline{Q}$
0	0	Q_{tn}	
1	0	0	1
0	1	1	0
1	1	1	1

ingen ändring

får ej förekomma

Fig. G30.17b.
Sanningstabell för den klockstyrda RS-flip-flop'en.

Fig. G30.17c.

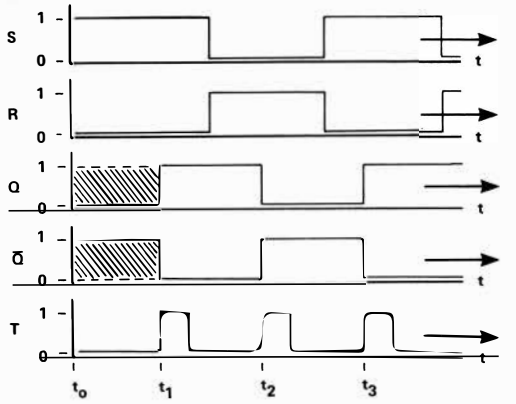


Fig. G30.17c.
Impulsschema för RS-flip flop. Omkopplingarna visas i takt med klockpulserna. t1 – t3.

SCHMITT–TRIGGER MED NAND GRINDAR

Finns det behov av en enkel schmitt-trigger, kan en sådan tillverkas med två NAND grindar och två motstånd. Se fig. G30.18.

Grindarna fungerar som inverterande förstärkare. När de seriekopplas, kommer insignalen att vara i fas med utsignalen. Det betyder i sin tur, att insignalen medkopplas. Systemet kan betraktas på samma sätt som en vanlig schmitt-trigger med en operationsförstärkare, med skillnaden, att det här endast finns en plus-ingång och en utgång.

När ingången är 0, kommer utgången vara 0. Om ingången påförs en stigande spänning (analog), kommer utgången motverka detta, därför att den fortfarande ligger på 0. När ingångsspänningen på X_1 orsakar en ström i R2, som är större än den ström, utgången skickar tillbaka genom R1, kommer spänningen på ingångsgrinden G1 att överstiga halva drivspänningen. När just halva drivspänningen på grindens ingång överträds, kommer den logiska nivån på utgången att skifta till logisk 1. R1, som innan skickade motström till grindens ingång, kommer nu att skicka en medström. In- och utgång »hoppar» upp till logisk 1. Insignalen skall ganska mycket ner under halva drivspänningen, innan kretsen återvänder

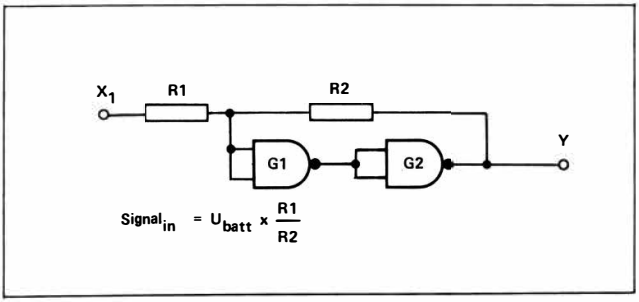


Fig. G30.18. Schema över en schmitt-trigger med 2 NAND-grindar.

Det »döda» området som skall övervinnas runt halva drivspänningen, benämns *hysteres*. Med TTL-kretsar får återkopplingsmotståndet R1 inte vara större än 1 kohm. Om det är större, finns det risk för självsvängning. Det är dock inte fallet med C-MOS-kretsar.

Känsligheten på schmitt-triggerns ingång bestäms med formeln:

$$\mathbf{Signal_{in} = U_{batt} \times \frac{R1}{R2}}$$

Om TTL-kretsar används till schmitt-triggern, skall motstånden R2 och R1 vara låga, typiskt 1 kohm och 220 ohm. Då blir ingångsresistansen liten. Känsligheten blir med dessa motstånd 1 volt om drivspänningen är 5 volt.

C-MOS-kretsar är bättre att använda till schmitt-triggern. Det beror på att de skiftar mellan 0 och 1 vid halva drivspänningen. Den höga ingångsimpedansen gör att motstånden R1 och R2 kan ha höga värden. R1 och R2 kan vara i Mohm - området.

FYRKANTOSCILLATOR MED NAND GRINDAR

Om man behöver en enkel oscillator, kan den konstrueras med två NAND grindar, två motstånd och en kondensator. Den måste byggas med C-MOS logik. TTL kretsar kan vara svåra att få till att oscillera. Det beror igen på de låga impedansnivåerna på ingångarna. Oscillatorkopplingen visas i fig. G30.19.

För att kunna förstå funktionen antar vi att de logiska nivåerna är som visat i fig. G30.19. (1 - 0 - 1).

Om vi nu tänker oss att grinden G2 precis har skiftat, då kommer det att vara 1 på både ingången av G1 och på båda sidor om C1.

Kondensatorn kommer att urladdas genom motståndet R1. Det sker, därför att grinden G1's utgång ligger på logisk 0. När R1 har urladdat C1, så mycket, att spänningen är under halva drivspänningen, då kommer grinden »känna» detta genom R2 och utgången kommer att skifta till 1. G2's utgång skiftar då i sin tur till 0 och de tre logiska tillstånden är skiftade till 0 - 1 - 0.

Kondensatorn har vid själva skiftet 0 på båda sidor. Men den sida som är kopplad till R1 och R2, kommer laddas genom R1 som är dragen 1 av G1. När uppladdningen stiger över halva drivspänningen, kommer R2 att »känna» det och först skifta G1 och sedan G2. Kondensatorn börjar åter urladdas osv.

Frekvensen för en sådan här multivibrator beräknas med formeln:

$$f = \frac{1}{2 \ln 2 \times R1 \times C1} \text{ Hz.} \qquad 2 \ln 2 = 1{,}4$$

Motståndet R2 är endast till liten del frekvensbestämmande. Om R2 är minst dubbelt så stort som R1, behöver det inte ingå i beräkningarna. R1's och C1's värden sätts i grundenheterna Ohm och Farad.

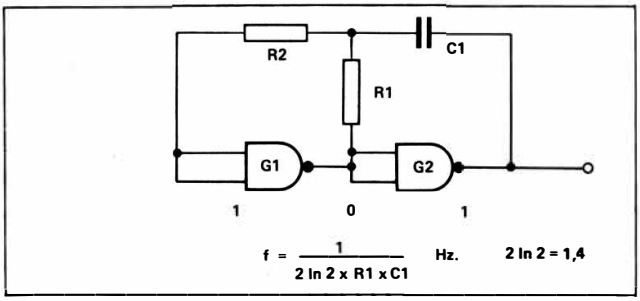


Fig. G30.19. Fyrkantgenerator med 2 NAND grindar.

IMPULSFÖRDRÖJNING MED NAND GRINDAR

Ofta önskas en fördröjning av en logisk signal med en viss tidskonstant. Denna fördröjning kan man göra med integratorn i fig. G30.20.

Kondensatorn från ingång till utgång motverkar signalförändringar på ingången. Först när motståndet har laddat kondensatorn, kommer grinden att

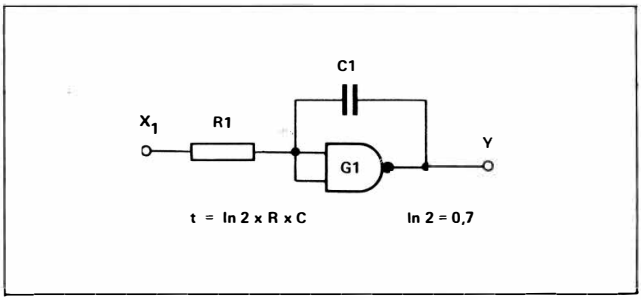


Fig. G30.20. Integrator med 1 motstånd, en kondensator och en NAND grind.

skifta potential. Fördröjningen bestäms med formeln:

$$t = \ln 2 \times R \times C \qquad \ln 2 = 0{,}7$$

MONOSTABIL MULTIVIBRATOR MED NAND GRINDAR

När en monostabil multivibrator får en signal på ingången, skiftar den logisk nivå på utgången i en viss tid. När denna tid har gått, kommer den själv att skifta tillbaka igen och vänta på att det kommer en ny impuls på ingången.

Tiden bestams av en kondensator och ett motstånd. Den kan vara kortare eller längre än inpulsens varaktighet. Fig. G30.21 visar en monostabil multivibrator med 4 NAND-grindar.

I viloställning kommer G4 att ha 1 på ingången, oberoende av vilken logisk information det finns på G3's utgång. Det betyder att även G1's utgång ligger på logisk 1. Detta tillåter, att det kan överföras impulser med 1 potential genom G2. Dess utgång kommer att vara 0, när båda ingångarna är 1. G3 kommer då att ha 1 på utgången. Det kommer inte att vara någon spänningsskillnad att överföra genom kondensatorn C1.

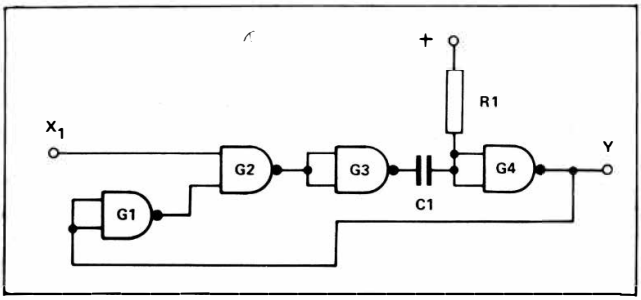


Fig. G30.21. Monostabil multivibrator med 4 NAND grindar.

Om ingången blir 0, kommer G2's utgång att bli 1 samt G3's 0. Denna information överförs genom C1 och G4's utgång blir 1. Då blir G1's utgång 0.

Detta blockerar för ytterligare triggpulser från ingången X1 och G2's utgång blir 1. Det medför att G3's utgång blir 0. Denna ställning förblir tills kondensatorn på G4's ingång är uppladdad av R1. När detta sker, kommer utgången att skifta till 0 igen.

Ingången X1 skall tillbaka till 1 och åter gå till 0 för att multivibratorn skall trigga. Detta är kanske svårt att hänga med på, men studera ritningen noga. Kom ihåg, att triggningen sker när X1 går från 1 till 0. Det kallas för att den triggar på negativt gående flanker – från ett till noll.

DETTA KAN GRINDAR ANVÄNDAS TILL

Ovan på all denna teori kan det vara kul att titta på vad man KAN använda grindarna till. Ritningen i fig. G30.22 är en binär frågemaskin!

Konstruktionen ger svar på om du skall gifta dej med flickan. Hur humoristiskt det hela än är, så är det en fin demonstation av 4 olika grind-typer.

FUNKTION

Kretsen är uppbyggd av olika grindtyper med vardera två ingångar. Av den anledningen får man titta på två frågor samtidigt för att få reda på resultatet på utgången. Vi skall nu titta på frågorna på ett »kärleksfullt» sätt.

Fråga 1 och 2: Är hon rik och förväntar hon sig ett arv? Båda frågorna är positiva faktorer. OR-grinden nr 1 kommer att gå H om minst en av frågorna besvaras med ja.

Fråga 2 och 3: Är hon ful och är hon tråkig? En av delarna eller båda är negativa och det skall svaras nej i båda fallen. NOR-grinden nr 2 går bara H om det svaras nej i båda fallen.

Fråga 1, 2, 3 och 4 ger H på grindarna G1's och G2's utgångar om svaren är rätt. Grinden G5 blir då H på utgången.

Fråga 5 och 6: Är hon sjuklig och är hon arbetsskygg? Det vore konstigt om hon vore båda delarna. En av sakerna kan accepteras, men båda är för mycket. Utgången på G3 går låg om båda frågorna besvaras med ja.

Fråga 7 och 8: Är hon effektiv och är hon krävande? Vi får hoppas att hon inte är bådadera för då skulle hon helt dominera äktenskapet. En av delarna bör hon emellertid vara. EXCLUSIVE OR-grinden G4 går H, om frågorna besvaras olika. G4 är L om de är lika, ja eller nej.

Frågorna 5, 6, 7 och 8 ger alltså H på grindarna G3 och G4's utgångar när de besvaras rätt. Grinden G6 kommer att bli logisk H på utgången.

Frågorna 1, 2, 3, 4, 5, 6, 7, och 8 ger alltså rätt besvarade H på grindutgångarna G5 och G6. Av den anledningen kommer G7's utgång då bli H. G7's utgång förs genom en OR grind till lysdioden. Den kommer alltså alltid att lysa, oberoende av vilken information det finns på OR grinden G8's andra ingång. Den som frågar, kommer alltså att gifta sig med henne, om hon är rik eller förväntar sig ett arv. Inte om hon är ful eller tråkig och inte heller om hon är både sjuklig och arbetsskygg. Dessutom ska hon vara effektiv eller krävande.

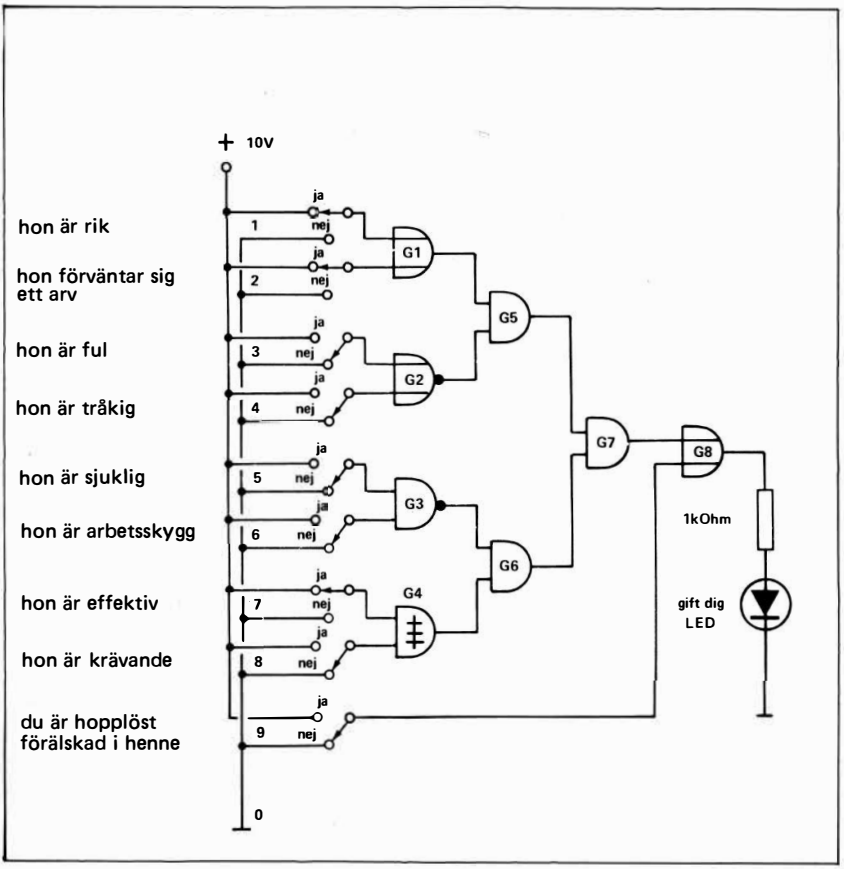
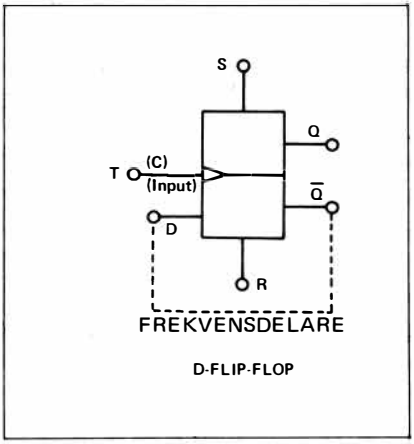


Fig. G30.22.
Digitalt »spel» med olika grindar. Lysdioden tänds, om flickan är värd att giftas med. Testa de olika logiska funktionerna i konstruktionen.

D FLIP–FLOP

En D flip-flop kan på samma sätt som RS flip-flop'en skifta mellan två logiska tillstånd på utgången. D flip-flop'en har en extra dataingång D. När det kommer logisk signal på denna ingång, kommer samma logiska signal överföras till Q utgången, när det samtidigt kommer en taktpuls på klockingången T. En D flip-flop kan därför användas som minnescell för en digital bit. Dessutom kan även D-flip-flop'en användas som frekvensdelare. Om Q-utgången kopplas till D-ingången, kommer varje klockpuls att skifta utgångarna. Det kan man inte se i sanningstabellen i fig. G20.23b. Där visas endast de vanligaste varianterna på utgången med klocksignal på T ingången. Sanningstabellen visar att vid logisk 0 på data, kommer data att överföras som 0 på Q utgången och logisk 1 på Q utgången. Är det 1 på dataingången överförs det 1 till Q utgången vid positiv klockimpuls (2). Tredje linjen

Fig. G30.23a.
Schemasymbol för D-flip-flop.



Fig, G30.23b.
Sanningstabell för D-flip-flop.

Fig. G30.23b.

Nr.	in TAKT (C)	D	R	S	Q	$\overline{Q}$
1	⎍	0	0	0	0	1
2	⎍	1	0	0	1	0
3	⎍	x	0	0	Q	$\overline{Q}$
4	x	x	1	0	0	1
5	x	x	0	1	1	0
6	x	x	1	1	1	1

X = godtycklig logisk nivå.

visar att det inte skiftas på utgångarna vid negativt gående klockimpuls. R och S ingångarna är överordnade som oberoende av klockimpuls ger 0 och 1 på varje motsvarande utgång.

JK FLIP–FLOP

JK flip-flop'en har två dataingångar, en J-ingång och en K-ingång. Vid varje klockpuls överförs informationen från JK-ingångarna till utgångarna. Se fig. G30.24b. JK flip-flop'en är alltså styrbart omkopplingsbar. I sanningstabellen kan även ses, att flip-flop'en skiftar med positiv gående signal på klockingången. Vid negativt gående flanker händer inte något. På samma sätt som D-flip-flop'en är JK'en försedd med set och reset ingångar, som oberoende av klockpulserna kan ställa flip-flop'en i önskat läge. Används en JK-flip-flop som frekvensdelare, skall R och S ingångarna anslutas till minus. JK-ingångarna kopplas till plus. Var aktsam för störningar på klock-ingången. Den klarar inte en mekanisk omkopplare. Använd en schmitt-trigger framför.

Fig. G30.24a.
Schemasymbol för JK-flip-flop.

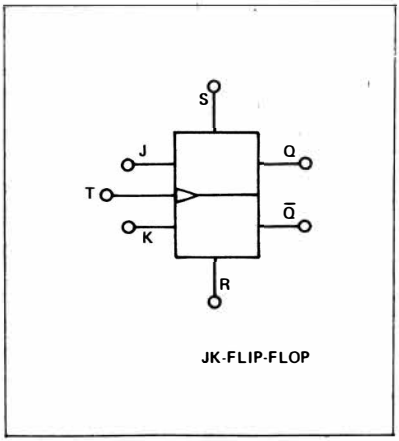


Fig. G30.24b.
Sanningstabell för JK-flip-flop.

Nr.	in TAKT	J	K	S	R	Qn	Qn+1	$\overline{Qn+1}$
1	⎍	1	x	0	0	0	1	0
2	⎍	x	0	0	0	1	1	0
3	⎍	0	x	0	0	0	0	1
4	⎍	x	1	0	0	1	0	1
5	⎍	x	x	0	0	x	Qn	$\overline{Qn}$
6	x	x	x	1	0	x	1	0
7	x	x	x	0	1	x	0	1
8	x	x	x	1	1	x	1	1

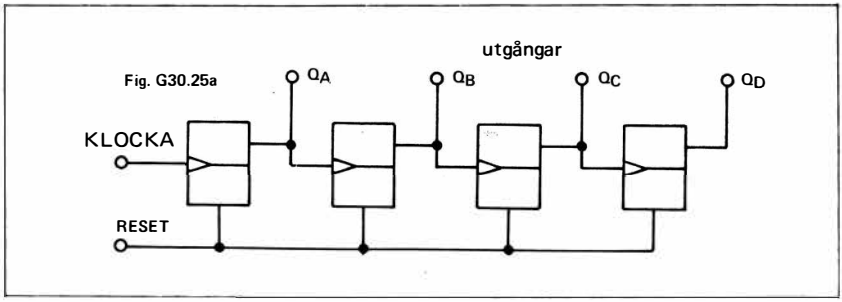


Fig. G30.25a.
4 sammankopplade flip-flop 16 delare. Genom avkodning av de 4 utgångarna kan man räkna till 16.

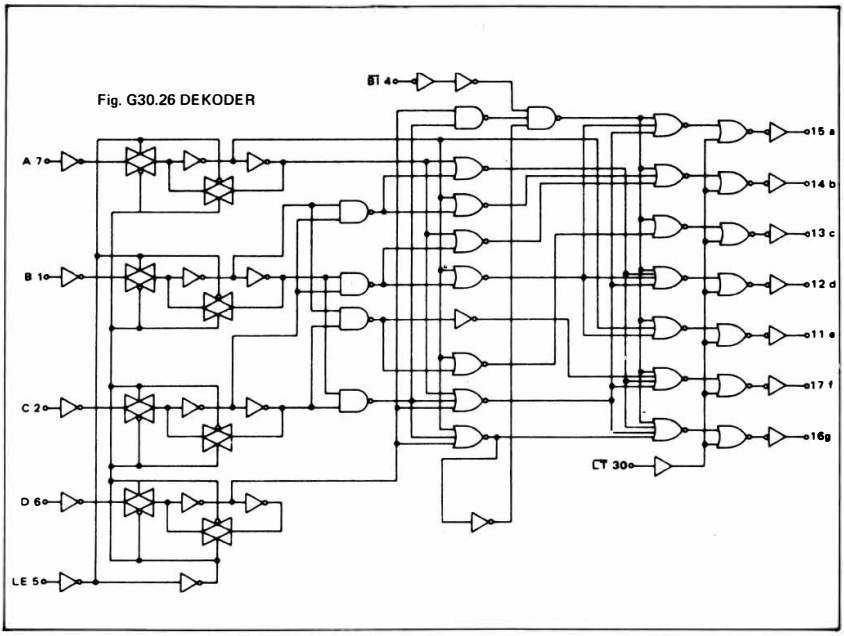
KLOCKA	utgångar			
	Q_D	Q_C	Q_B	Q_A
0	0	0	0	0
1	0	0	0	1
2	0	0	1	0
3	0	0	1	1
4	0	1	0	0
5	0	1	0	1
6	0	1	1	0
7	0	1	1	1
8	1	0	0	0
9	1	0	0	1
10	1	0	1	0
11	1	0	1	1
12	1	1	0	0
13	1	1	0	1
14	1	1	1	0
15	1	1	1	1

Fig. G30.25b.
Samtliga logiska utgångsnivåer återställs efter 16 klockimpulser.

SAMMANSATTA FLIP–FLOP

Genom att sammankoppla ett visst antal flip-flop's, kan alla tänkbara digitala operationer utföras. Det är alltför komplicerat att här beskriva de tusentals olika logiska möjligheter som finns för binär talbehandling. Fig G30.25a kan ge en viss inblick i möjligheterna genom kaskadkoppling av flip-flop kretsar för frekvensdelning.

För varje positivt gående ingångsimpuls, kommer en efterföljande Q utgång skifta från 0 till 1 eller från 1 till 0. Därför skall den efterföljande flip-flop'en ha två impulser in, innan den skiftar läge. Sanningstabellen i fig. G30.25b visar de 16 olika utgångstillstånden. Efter 16 pulser repeteras det hela igen på utgångarna Q_A till Q_D. Genom att inkoppla grindar på vissa av utgångarna, kan man identifiera bestämda tal. Har man dessutom en flip-flop typ JK, kan vissa siffror hoppas över osv. På detta sätt kan man hoppa från ett tal till ett annat precis som man vill. Det gör man t.ex vid konstruktion av dekadräknare med 4 flip-flop-kretsar. Det är klart att i dagens läge



Fig, G30.26.
4511 MOS kretsen omvandlar 4-bit koden till läsbara segment på ett 7-segment display. För detta behövs många grindar.

köper man en komplett dekadräknare i en enda krets. Då ses funktionen i tillverkarens sanningstabell för den uppgift kretsen har. Fig. G30.26 visar ett exempel på en IC-krets med en mängd grindar. De har till uppgift att omvandla 4-bitarskod från en räknare till 7-segmentskod. Denna kod kan utläsas som alla tal mellan 0 och 9 på en 7-segment display. Fig. G30.27a visar anslutningen av en 7-segment LED-display med gemensam katod. IC'n drar ström från plus genom en inbyggd effekttransistor till motstånden och lysdiodsegmentet. B visar anslutningen av samma krets till en display med gemensam anod. Då krävs en extra transistor till förstärkning av strömmen. C visar anslutningen av en glödlampsdisplay. D visar anslutningen av fluorescerande display (grön eller blå). E visar anslutningen av Nixie-rör och F anslutningen av display med flytande kristaller. Kristalldisplayen måste skifta polaritet hela tiden. Annars kommer den att förstöras på några minuter.

ANALOGA SWITCHAR

En speciell type av grindar används ofta inom digitaltekniken. Det är analoga switchar. Det är egentligen inte en grind utan en elektronisk strömbrytare. När den får styrsignal, har den en låg genomgångsimpedans. När styrsignalen tas bort, stiger impedansen till mycket höga värden. Detta används just till omkopplingar mellan olika digitala kretsar och till omkoppling i analoga kretsar.

Fig. G30.27.

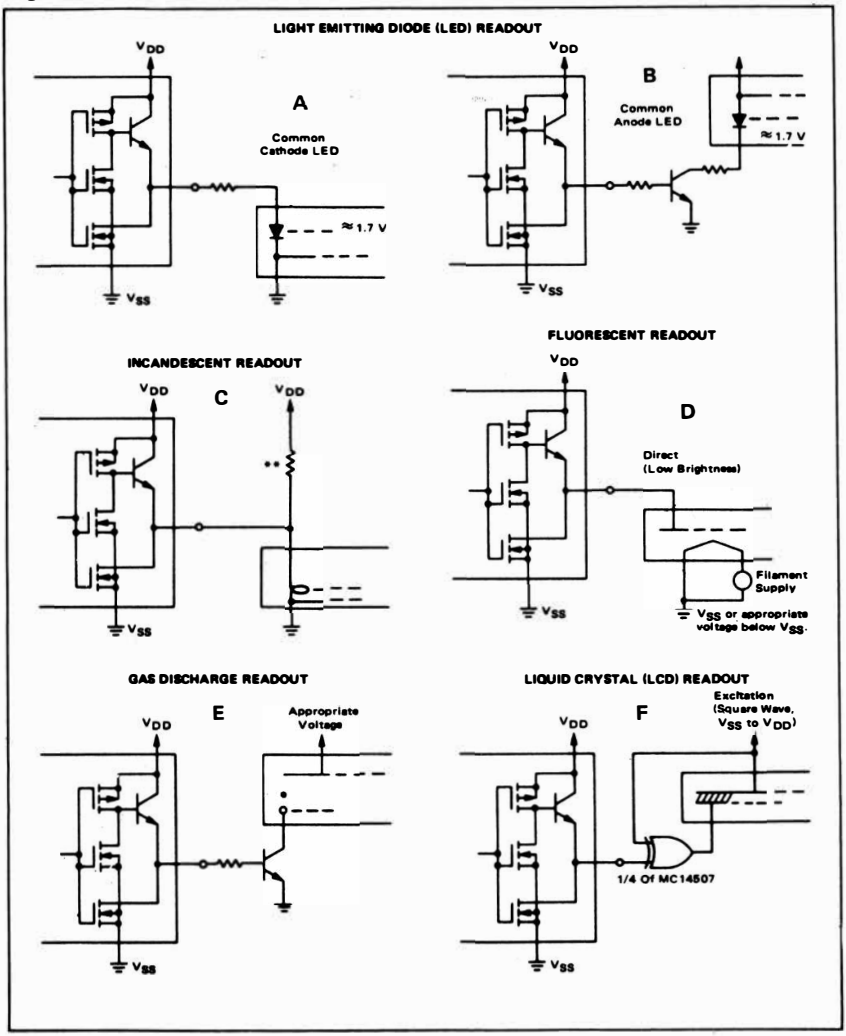


Fig. G30.27.
6 olika typer av displayer kan anslutas till 4511 dekoderkretsen.

Fig. G30.28.

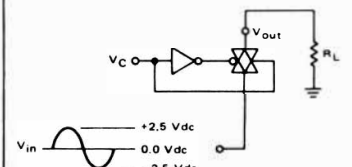


Fig. G30.28.
Analog grind i C-MOS teknik. Den används som elektronisk strömbrytare för både analoga och digitala signaler upp till 10 MHz.

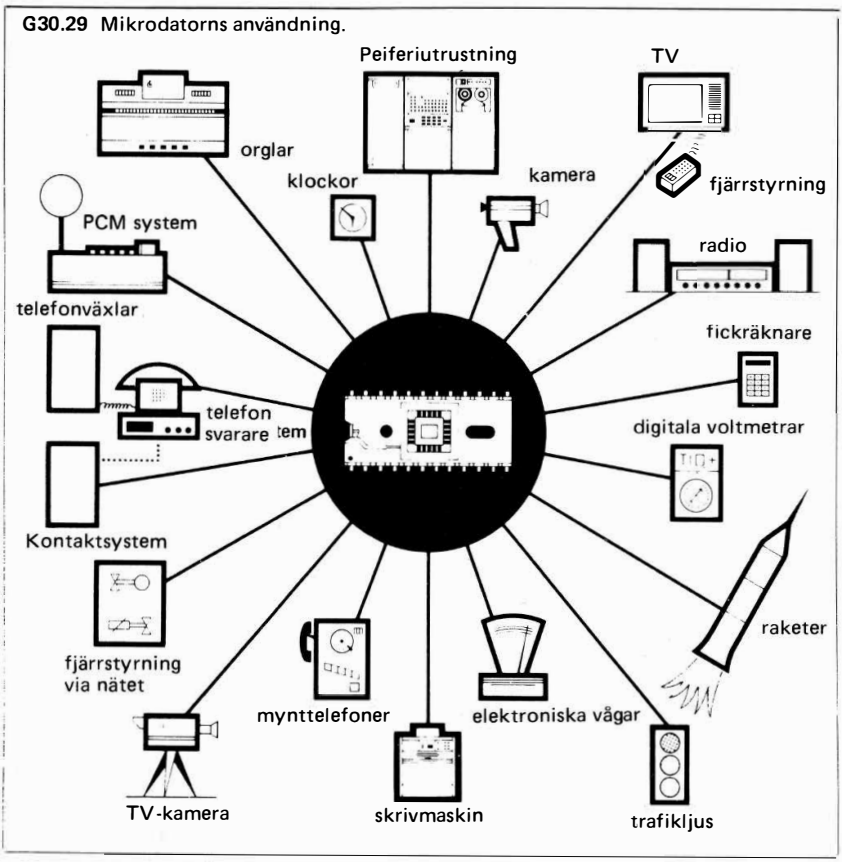


Fig. G30.29.
Skall många saker styras samtidigt, måste en mikroprocessor användas. Den kan med ett program styra alla funktioner.

Med en analog switch erhålls en tredje logisk möjlighet som är avbrott. Normalt accepteras endast logisk 0 och logisk 1 i digitala kretsar, men i bland kan det vara bra att kunna avbryta en digital utgång och istället inkoppla en annan. Om utgången kompletteras med en analog switch blir det en så kallad *tri-state*-utgång. Med styrpuls på tri-state-ingången bortkopplas en eller flera utgångar i kretsen. Detta används ofta i datorer, där vissa dataregister skall avläsas m.m.

MICROPROCESSORER – MIKRODATORER

En mikroprocessor är en mycket invecklad digital krets, fungerande som en slags supergrind. Vid "födseln" kan en mikroprocessor inget. Den måste anslutas till ett minne, som avgör, hur den skall arbeta. Att mikroprocessorn har blivit så populär beror på, att den kan utföra nästan samtliga digitala funktioner. Det är egentligen fråga om en rationalisering av komplexa IC-

kretsar. I stället för att tillverkaren gör en IC-krets för en bestämd uppgift vilket kan kosta omkring 5 miljoner, är det bättre att han tillverkar en superkrets som kan utföra alla uppgifter, under förutsättning att kunden själv gör program som säger till kretsen vad den skall göra. Dessa program kan inläsas från flera olika typer av media. Mikroprocessorn arbetar sig igenom programmet och utför de uppgifter som där finns. Speciella rutiner gör att det går att hoppa runt i programmet osv. På detta sätt är användaren inte tvungen att köra en viss rutin, utan han kan själv via ett tangentbord ge informationer till mikroprocessorn att arbeta med. Då kallas det för en mikrodator vilket bör förväxlas med mikroprocessor. Mikroprocessorn är själva IC-kretsen och mikrodatorn är en komplett enhet med kringkretsar, minneskretsar och kommunikationskretsar m.m.

DATASPRÅK

Om många funktioner skall utföras digitalt, blir det ett antal olika förbindelser som skall göras mellan olika kretsar. Det blir vid datorer alldeles för svårt att följa 0 och 1 på olika ställen. Denna kommunikationsmetod för mikroprocessorn kallas för *maskinspråk*. Vidare finns det mera avancerade språk som gör det lättare att programmera och förstå, där själva språket omvandlar informationen till nollor och ettor för processorn att arbeta med. Efter maskinspråket kommer *HEX-koden* eller hexadecimalkoden. Den omvandlar de 16 kombinationerna av 4 binära bitar till tecknen 0-9 och A-F. 8 bitar blir till 1 *byte*. En byte är vanligtvis den storhet som används och kan enklast förklaras som en bokstav. Nästa programspråk är *Assembler* och är ett programspråk med sammansättning av flera bytes, vilket ger äkta logiska funktioner. Med assemblern kan man "nästan" i klartext ge information till processorn. Nästa typ av språk kallas för högnivåspråk och är helt klarspråksinriktade. Det enklaste av dessa är BASIC som är det vanligaste för hemdatorer. Pascal, Cobol, Fortran, Algol, Ada, PLI är andra högnivåspråk med specialinriktningar för användaren.

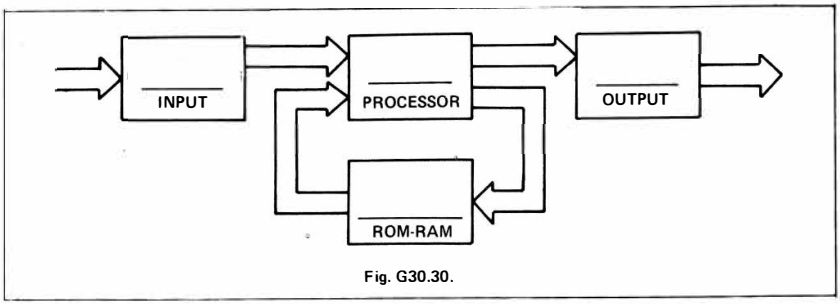


Fig. G30.30.
Mikrodatorns principiella konstruktion. En krets skickar elektriska bits in i processorn. Den i sin tur styr ett antal utgångar som en funktion av minnets »körplan».



Fig. G30.31.
Typisk hemdator.

MIKRODATORN

Mikrodatorer och hemdatorer är nästan var mans egendom redan. Genom att läsa en ganska enkel lärobok som medföljer datorerna kan vem som helst själv sitta och utveckla program och beräkningar. Det går att styra maskiner eller andra elektroniska kretsar. Lika för alla, är att de är uppbyggda med avancerade integrerade kretsar av olika typer och i olika antal. Vi avslutar med att beskriva hemdatorns viktigaste beståndsdelar.

Mikroprocessor. Logisk supergrind, som kan utföra alla möjliga operationer under programkontroll.

ROM minne. Logisk/digital minne med ett program som inte kan tas bort och som innehåller de instruktioner en processor behöver för att arbeta efter tillverkarens specifikationer.
ROM = Reed Only Memory = Läs minne.

RAM minne. Logisk/digital minne som används för lagring av variabla datainformationer. I RAM minnet lagras program och data som skall bearbetas av programmet i en hemdator m.m.
RAM = Random Access Memory = Tillgängligt minne.

PROM minne. Logisk/digital minne som användaren kan »bränna». Det vill säga, att användaren kan lagra information som ej går att ta bort. P = programerbar.

EPROM minne. Minne av samma typ som PROM men där användaren själv kan radera minnet och mata in ny information. E'et står för Erasable = raderbar.

EEPROM minne. Ett minnesblock som ett ROM, där man kan inläsa och radera data med elektrisk spänning. Namnet EEPROM står för Electric Erasable Programming Reed Only Memory. Den elektriska impulsen tömmer hela minnet.

I/O port. Kombinerad in- och utgång från processorn som kan styras programmässigt. I/O portar sköter komunikationen med yttervärlden.

Keyboard encoder. Krets som samlar kontaktfunktioner från tangentbord och översätter dessa till byte's till datorn.

CRT controller. Krets som styr och kontrollerar bildskärmen. Kan tillsammans med RAM- minne lagra bilder med data.

DISC controller. Krets för styrning, in- och utläsning från en floppydisc minne.

Timer controller. Ger olika tidsberoende informationer till processorn.

UART. Universal Asyncron Receiver och Transmitter. Omvandlar parallellinformationer till serieformat för komunikation med skrivare eller annan periferiutrustning.

SAMMANFATTNING

Ämnet digitalteknik är otroligt stort. Det går nästan att utföra vad som helst med hjälp av digitalteknik. Vi har i detta avsnittet lagt vikt vid grundstenarna som kan användas till det mesta. För mer avancerade konstruktioner, används tillverkarens datablad med sanningstabeller m.m.

AE80 - KONSTRUKTIONERNA

Önskar du införskaffa kretskort, komponenter eller bådadera till AE-bokens konstruktioner (AE80 1–6), kan du vända dig till JOSTY KIT AB Box 3134 200 22 Malmö 3. Tel. 040/126708. Du kan få besked om närmaste försäljningsställe eller få direktleverans per post.

AE-korten levereras färdigborrade med påtryckt komponentplacering.

GARANTI PÅ AE80 KONSTRUKTIONERNA

Josty Kit kan INTE åtaga sig service eller pedagogisk undervisning vid montering och byggnad av AE80-konstruktionerna. Konstruktionerna är mycket noga testade och byggda av både amatörer och professionella i ett stort antal med standard-komponenter och de fungerar! Vid service tillkommer normal servicekostnad. Alla eventuella frågor angående AE80-konstruktionerna besvaras endast vid brevväxling.

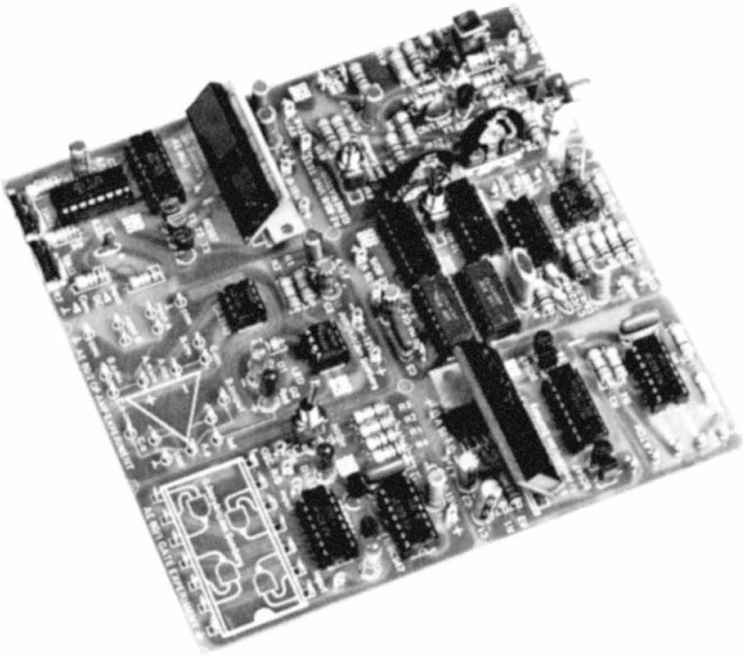
AE80 KONSTRUKTIONERNA

Med de följande AE80 konstruktionerna har man möjlighet för att prova teorin i praktiken. Konstruktionerna är valda med omsorg och anpassade till bokens innehåll. På så sätt uppnås högre inlärningsnivå. Den praktiska delen ger även god inblick i komponenters utseende m.m.

AE80-1 Digital Experiment Kit. Konstruktionen är anpassad till avsnitt G30 om digitalteknik i boken. Experimenten utförs med 4 NAND-grindar. Konstruktionen har dessutom en digitalt störningsfri omkopplare, en impulsgenerator och två lysdioder med transistorförstärkning. Med AE80-1 kan 12 olika fundamentala logiska kretsar byggas och testas.

AE80-2 OP-AMP Experiment Kit. Denna konstruktion är anpassad till avsnitt G18 om operationsförstärkare, G19 om filter och G26 om aktiva mätinstrument. Experimenten görs med en Bi-MOS operationsförstärkare och konstruktionen är försedd med plus/minus lysdiodindikering med konstgjord mittpunkts drivspänning och impedansomvandlare. Med AE80-2 kan 24 olika konstruktioner med operationsförstärkare byggas.

AE80-3 Digital Voltmeter Kit. Konstruktionen är en voltmeter med 1% noggrannhet och digital avläsning från – 99 mV till 999 mV. Den kan betraktas som en mycket fin voltmeter med 1 volts känslighet och en ingångsimpedans på 1 Mohm. Drivspänningen är 5 volt. Konstruktionen innehåller stabiliseringskrets varför batteri 9-12V kan anslutas.



De 6 konstruktionerna på samma kretskort. I praktiken levereras de utskurna och borrade.

AE80-4 Digital Räknare Kit. Konstruktionen är en 4 siffrors digital räknare med frekvensområdet 0000 till 9999 Hz. Störningsdämpat ingångssteg som tillåter räkning av pulser från omkopplare eller reläer. Kvarhållningsfunktion och nollställning tillsammans med AE80-5. 5-volts spänningsstabiliseringskrets för drivspänning 9 - 12 volt.

AE80-5 Styrkrets för frekvensräknare/50Hz - Generator. Konstruktionen är en digital styrkrets till frekvensräknare typ AE80-4. Konstruktionen använder en kristall på 3.2768 MHz och är därför mycket stabil och noggrann. På en utgång kan en digital 50 Hz tas ut som eventuellt tillsammans med en transistorkrets kan användas för simulering av nätfrekvens. Annars är avsikten med AE80-5 en användning som exakt tidbas. Drivspänning 6 till 12 volt.

AE80-6 HF-generator med AM/FM modulationsingång. Konstruktionen är avsedd för de amatörer eller professionella som arbetar med HF-konstruktioner. I verkligheten är det en riktig mätsändare, som i många fall kan mäta sig med professionella mätsändare. Genom att ändra på oscillatorspolen kan olika frekvensområden uppnås. Drivspänning 9 volt.

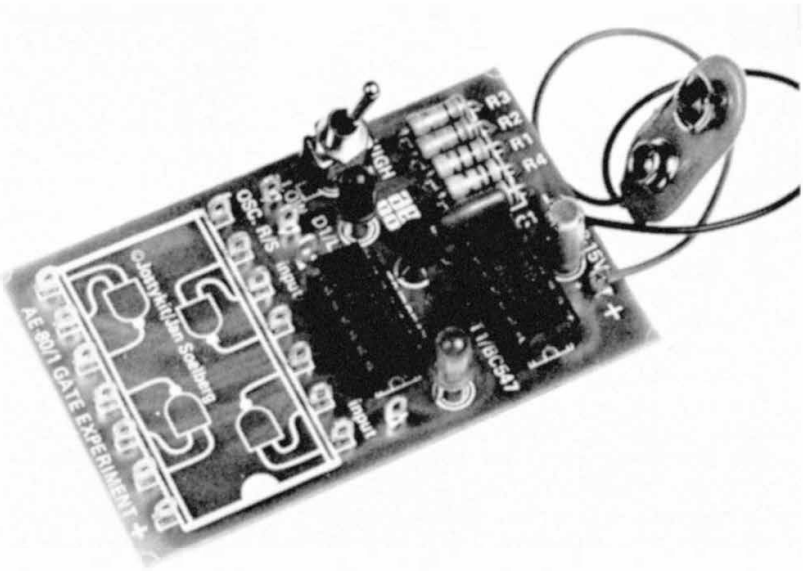


Fig. AE80-1.1.
Digitala experiment görs med 4 NAND grindar och bygling av sammanlagt 14 lödöron. Kretskortet har en störningsfri omkopplare för manuell-impulsgivning och en utgång med 3 kHz impulser.

AE80-1 DIGITAL EXPERIMENT KIT

Digital experiment konstruktionen är uppbyggd med två C-MOS integrerade kretsar av typen 4011. Varje krets innehåller 4 NAND-grindar med två ingångar och en utgång. Den ena kretsen är försedd med lödöron på kretskortet på en yta av 4 x 5 cm. På kretskortet finns en ritning av kretsens funktion. Den andra kretsen används för styr- och mätfunktioner på den krets, man själv bygger. Dels har man en frisvängande impulsgenerator, märkt OSC och en RS-flip-flop med manuell omkoppling. Oscillatorn ger ca. 3 Hz som kan styra konstruktioner tillsammans med de 4 NAND-grindarna. RS utgången styrs av H/L omkopplaren. Med omkopplaren i läge LOW, kommer utspänningen att vara 0, respektive 1 i läge HIGH. Det kommer inga extra störningar på RS utgången.

AE80-1 innehåller dessutom ett antal extra komponenter, så att man tillsammans med avsnittet G30 kan prova sanningstabeller och enkla digitala konstruktioner. AE80-1 kan t.ex. användas till:

Fig.G30.7 Inverterare i rad
Fig.G30.8 NAND-grindens funktion
Fig.G30.12 Inverterare genom sammankoppling av två ingångar
Fig.G30.13 AND-grind med två NAND grindar
Fig.G30.14 OR-grind med 3 NAND-grindar
Fig.G30.15 Exclusive OR-grind med 4 NAND-grindar

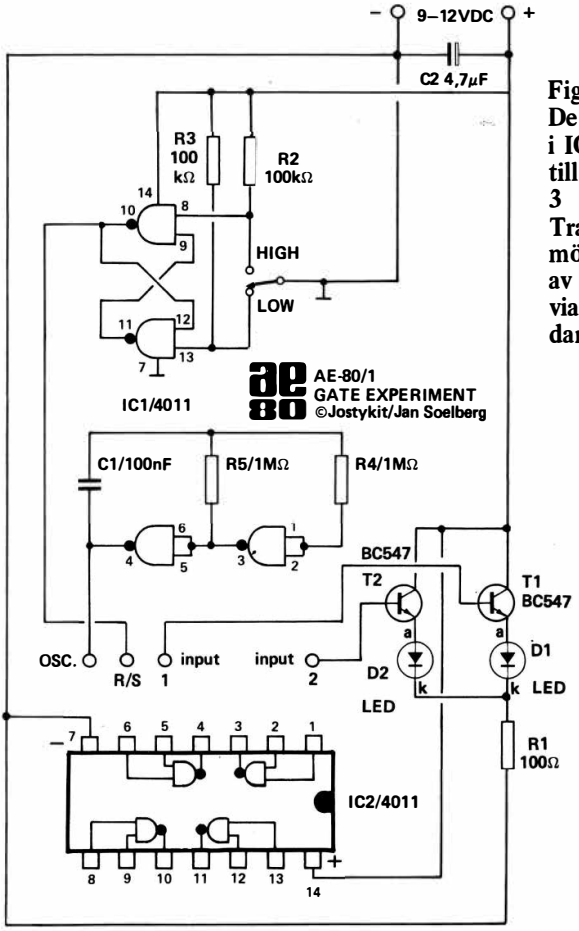


Fig. AE80-1.2.
De 4 NAND grindarna i IC1/ 4011 används parvis till en RS flip-flop och en 3 kHz impulsgenerator. Transistorerna T1 och T2 möjliggör direkt drivning av lysdioderna D1 och D2 via C-MOS NAND grindarnas utgångar.

Fig.G30.16 RS-flip-flop med 2 NAND-grindar
Fig.G30.17 Klockstyrd flip-flop med 4 NAND-grindar
Fig.G30.18 Schmitt-trigger med 2 NAND-grindar. R1=4,7 Mohm & R2=470kohm. Y-utgång till LED ingångarna. X1 ingång till variabel spänning 0-9V.
Fig.G30.19 Fyrkantgenerator med 2 NAND-grindar. Komponenter medföljer till en 0,5 Hz oscillator: R1=4,7 Mohm, R2= 4,7 Mohm och C=100 nF samt en ca. 1 kHz tongenerator: R1=470kohm, R2=470 kohm och C=1nF. Dessutom medföljer en liten högtalare och ett 1 kohms förkopplingsmotstånd som skall kopplas i serie med högtalaren. Detta för att inte IC-kretsen skall förstöras.
Fig.G30.20 Integrator med 1 NAND-grind. R1=4,7 Mohm, C1= 100nF
Fig.G30.21 Monostabil multivibrator med 4 NAND-grindar. R1= 4,7 Mohm och C1=100 nF.

Under försöken används den ena eller båda LED ingångarna för indikering av funktionerna. Som insignal används RS utgången eller OSC utgången. Istället för IC2 (4011), kan andra integrerade C-MOS kretsar med 14 ben inkopplas och deras funktion testas.

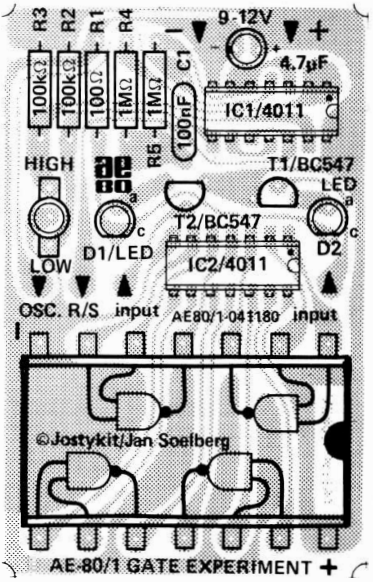


Fig. AE80-1.3.
AE80-1 digital experiment kretskort från komponentsidan.

KOMPONENTLISTA

R1	100 ohm	1/4 W motstånd
R2, R3	100 kohm	1/4 W motstånd
R4, R5	1 Mohm	1/4 W motstånd
C1	100 nF/250V	polyesterkondensator
C2	4,7 uF/40V	elektrolytkondensator
IC1, IC2	4011	4 NAND grindar
T1, T2	BC 547B	NPN transistor
H/L		Omkopplare (E139)
D1, D2	CQY 26	Lysdiod

Dessutom behövs:

2 st	H 714	14 ben IC-hållare
20 st	C 201	Lödöron
2 st	470 kohm	1/4 W motstånd
2 st	4,7 Mohm	1/4 W motstånd
1 st	1 kohm	1/4 W motstånd
1 st	100 nF	polyesterkondensator
1 st	1 nF/125V	Keramisk skivkondensator
1st		högtalare 8 ohm

Med dessa komponenter kan konstruktionerna i fig. G30.7-8-12-13-14-15-16-17-18-19-20-21 byggas.

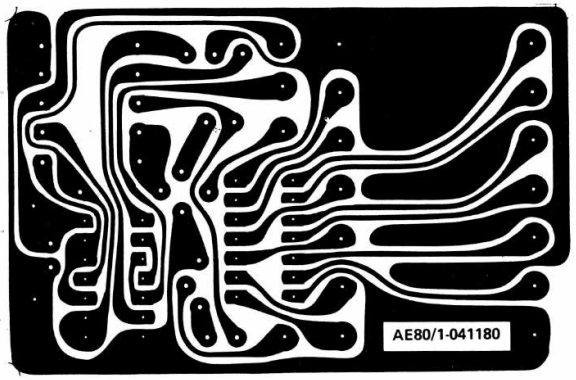


Fig. AE80-1.4.
Layouten på AE80-1 i storleken 1:1. Kretskortet är copyrightskyddat och får endast kopieras för privatbruk.

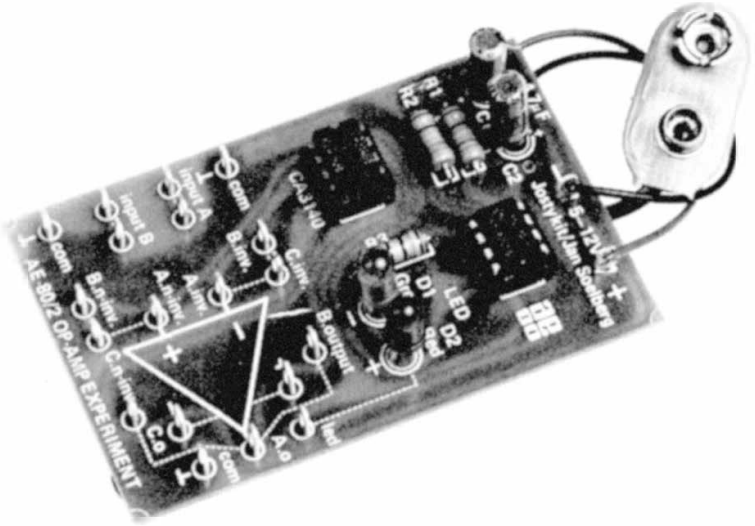


Fig. AE80-2.1.
Två IC-kretsar ingår, ett par kondensatorer, några motstånd och ett par lysdioder. Genom olika inkopplingar av komponenter på lödöronen, kan upp till 24 olika konstruktioner med operationsförstärkare byggas.

AE8-2 OP-AMP EXPERIMENT KIT

Experimentsatsen för operationsförstärkare är uppbyggd runt två integrerade kretsar. Den ena kretsen IC2/CA3140 är en Bi-MOS operationsförs-

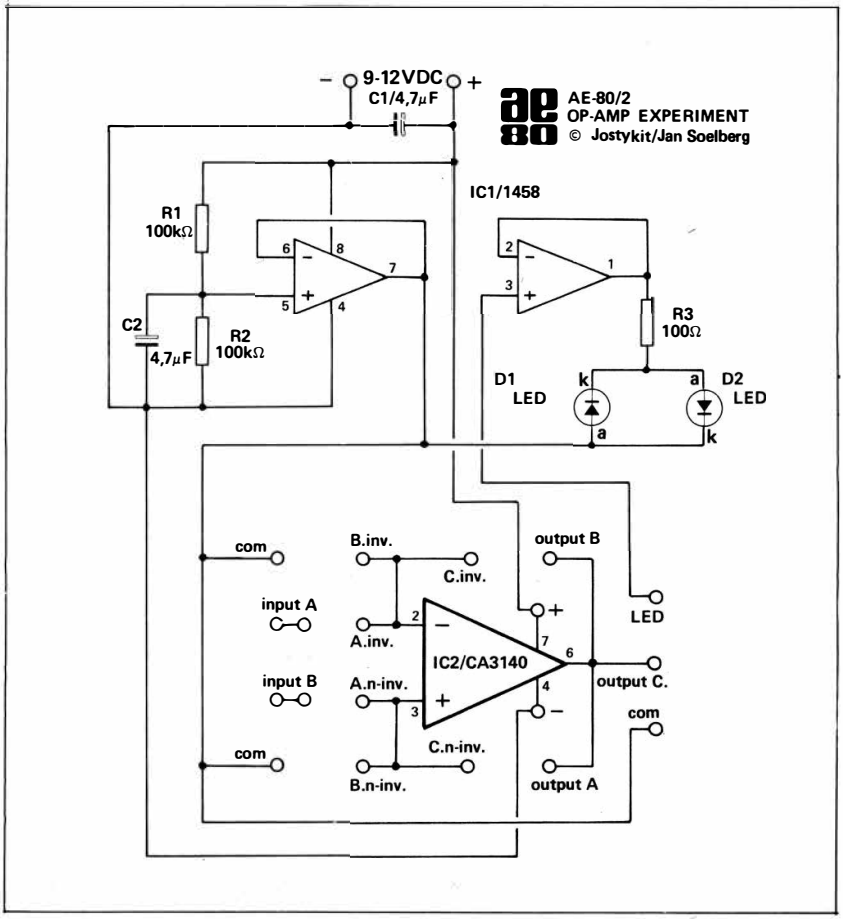


Fig. AE80-2.2.
Den ena halvan av IC1 skapar en konstgjord mittpunkt för drivspänningens normala 9 volt. Den andra hälften av IC1 drar lysdioder.

tärkare, där benen är kopplade till lödöronen på kretskortet, så att det enkelt går att konstruera själv. Den andra kretsen IC1/1458 innehåller 2 operationsförstärkare. En av dessa används för att skapa en konstgjord mittpunkt för experimentkretsen, så att konstruktionen kan drivas med ett vanligt 9 volts batteri. Då lysdioderna är motsatt vända, kommer de att lysa för var sin polaritet.

Komponentsatsen till AE80-2 innehåller dessutom ett stort antal extra komponenter till 24 olika konstruktioner i boken. Man kan bygga:

Fig. G18.4 Spänningsföljare
Fig. G18.5 DC-förstärkare
Fig. G18.6 DC-summaförstärkare - inverterade ingångar
Fig. G18.7 Differentialförstärkare

Fig. G18.8 Inverterande AC-förstärkare
Fig. G18.9 Icke inverterande AC-förstärkare
Fig. G18.10 Inverterande mixer
Fig. G19.9 6 dB aktivt diskantfilter
Fig. G19.10 12 dB aktivt diskantfilter
Fig. G19.11 6 dB aktivt basfilter
Fig. G19.12 12 dB aktivt basfilter
Fig. G19.13 Gyrator bandpassfilter (konstgjord spole)
Fig. G19.15 RIAA förförstärkare för dyn. pickup
Fig. G19.16 Variabel basreglering
Fig. G19.17 Variabel diskantreglering
Fig. G19.18 Presensfilter
Fig. G19.19 Absencefilter
Fig. G19.20 Schmitt-trigger
Fig. G19.21 Astabil multivibrator/tongenerator
Fig. G19.22 Astabil multivibrator med olika impulsförhållande
Fig. G19.23 Astabil multivibrator med variabelt impulsförhållande
Fig. G19.24 Astabil multivibrator med frekvensvariation
Fig. G26.1 DC instrumentförstärkare
Fig. G26.7 AC/DC signallikriktare för vanl. multimeter

Under försöken byggs konstruktionerna på lödöronen. Här kan även in- och utsignaler anslutas. För kontroll av multivibratorer och DC-kretsar används LED ingången eller ett universalinstrument, anslutet till utgången på den provade konstruktionen.

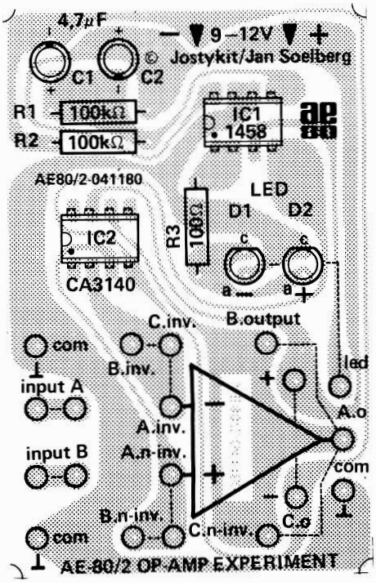


Fig. AE80-2.3.
AE80-2 OP-AMP experimentkretskortet från komponentsidan.

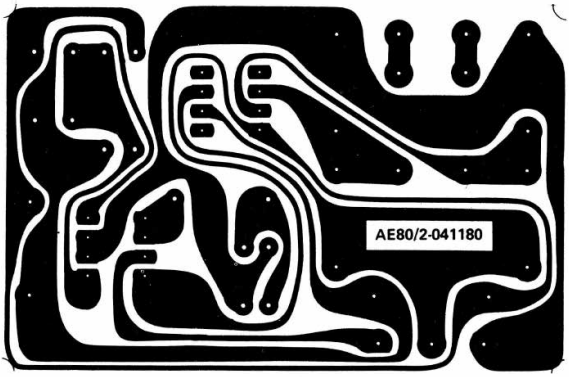


Fig. AE80-2.4. Layouten på AE80-2 i storleken 1:1. Kretskortet är copyrightskyddat och får endast kopieras för privat bruk.

KOMPONENTLISTA

R1, R2	100 kohm	1/4 W motstånd
R3	100 ohm	1/4 W motstånd
C1, C2	4,7 uF/40V	Elektrolytkondensator
D1, D2	CQY 26	Lysdiod
IC1	1458	Dubbel operationsförstärkare
IC2	CA 3140	Bi-MOS operationsförstärkare

Dessutom används:

2 st	H 708	8-ben IC-hållare
21 st	C 201	Lödöron

Till komponentsatsen medföljer även:

2 st	4,7 Mohm	1/4 W motstånd
3 st	47 kohm	1/4 W motstånd
1 st	1 kohm	1/4 W motstånd
1 st 470 kohm	Potentiometer (4 mm)	
3 st 6,8 uF/25V	Elektrolytkondensatorer	
1 st 1 nF/125V	Skivkondensator	
1 st 1,5 nF/125V	Skivkondensator	
1 st 2,2 nF/125V	Skivkondensator	
2 st 6,8 nF/125V	Skivkondensator	
2 st 10 nF	Polyesterkondensator	
2 st 22 nF	Polyesterkondensator	
1 st 470 nF	Polyesterkondensator	
2 st 1N4148	Kiseldiod	

Med dessa komponenter kan följande konstruktioner byggas: G18.4-5-6-7-8-9-10/fig. G19.9-10-11-12-13-15-16-17-18-19-20-21-22-23-24/fig. G261-7.

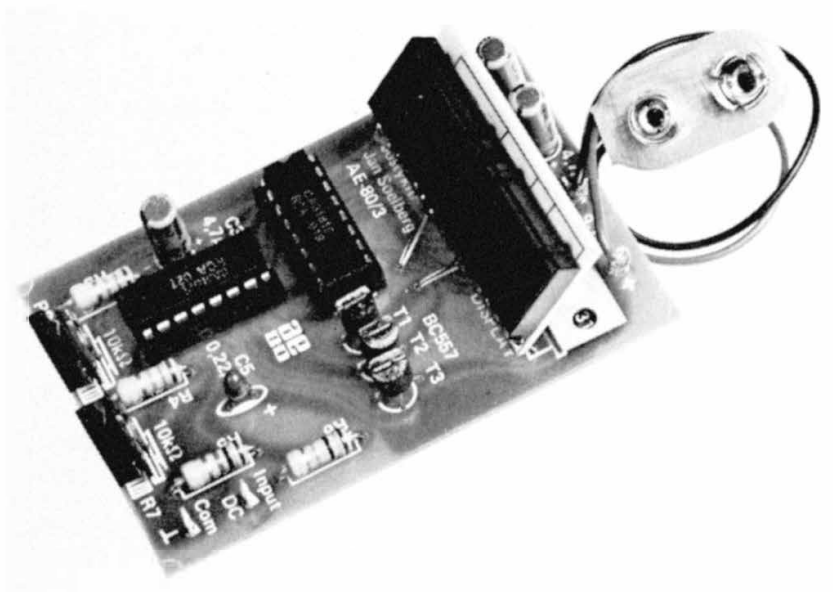


Fig. AE80-3.1.
AE80-3 består huvudsakligen av två integrerade kretsar och en display med 4 siffror, där endast 3 används för spänningsvisningen.

AE80-3 DIGITAL VOLTMETER – DVM

AE80-3 är en liten konstruktion till en 3 siffrors digital voltmeter för likspänning. Konstruktionen är uppbyggd med två integrerade kretsar. Den ena IC1/CA3161, driver lysdioddisplayen med ström och den andra, IC2/CA3162 innehåller själva voltmeterdelen. IC3 är en integrerad spänningsstabilisator som omvandlar batterispänningen 9-12 V till stabil 5 V spänning. Konstruktionen kan användas som voltmeter till nätaggregat, universalinstrument och mycket mer. Även växelspänning kan mätas tillsammans med AE80-2, om en signallikriktare monteras på kretskortet.

AE80-3 har en känslighet på 1 volt och en ingångsimpedans på 1 Mohm. IC-kretsens egen impedans är mycket högre - ca. 200 Mohm. För att undvika störningar är den en bra ide, att begränsa den höga impedansen. R5 och R6 utgör samtidigt en spänningsdelare på 100. Skiftas motstånden, erhålls en annan känslighet. I stället för 1 volt blir känsligheten 100 volt. Trimpotentiometern R8 används för 0-inställning av siffrorna med kortsluten ingång. R7 används för justering av känsligheten. Då noggrannheten är så stor, är det säkrast att kalibrera den med en digital multimeter. Felaktigt justerad R7, kan medföra 10% felvisning.

AE80-3 voltmetern används för spänningsmätning. För det ändamålet är det bra med den höga ingångsimpedansen. Skall strömmar mätas, blir det lite annorlunda. Känsligheten på 1 volt kommer att vara för hög för ström-

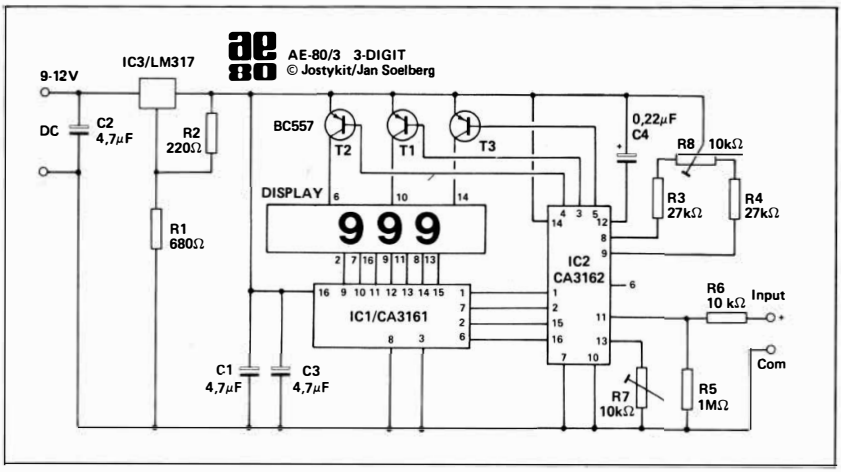


Fig. AE80-3.2.
Ritningen över en modern LED digitalvoltmeter. Konstruktionen är enkel, då de flesta funktionerna utförs av två integrerade kretsar. Transistorerna ser till att displayet får tillräckligt med ström.

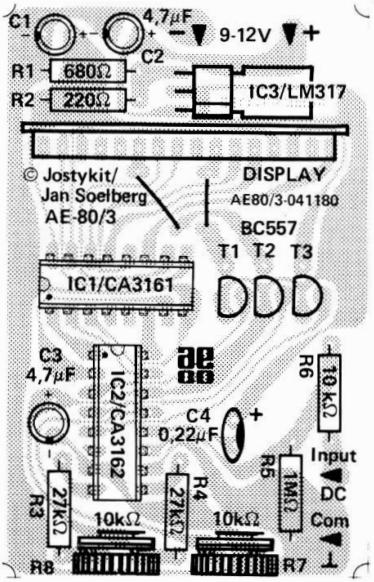


Fig. AE80-3.3.
AE80-3 digital voltmetern från komponentsidan.

mätning. Normalt kan man endast tillåta ett spänningsfall över en amperemeter på 10 eller 100 mV. Av den anledningen får en x10 eller x 100 förstärkare byggas med AE80-2 och monteras framför voltmetern. Då kan fullt utslag fås även vid små strömmar. Vid strömmätning skall instrumentet alltid ha låg resistans då instrumentet seriekopplas med belastningen.

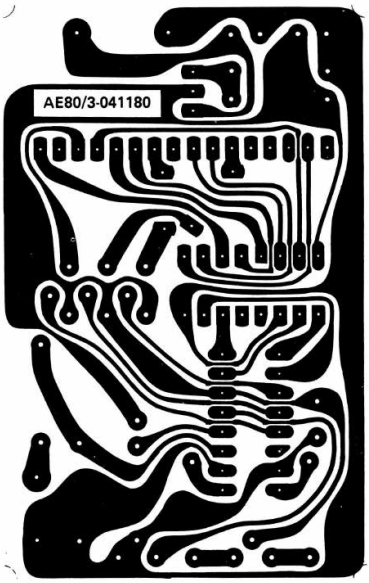


Fig. AE80-3.4.
Layouten på AE80-3 i storleken 1:1. Layouten är copyrightskyddad och får endast kopieras för privatbruk.

Se ev. avsnittet G26 om ström och spänningsdämpsatser.

Skall temperatur eller ljusstyrka mätas, passar AE80-3 fint, även om inte de bästa resultat uppnås med en billig sensor. För temperaturmätning används en spänningsdelare med NTC-motstånd och ett fast motstånd, anpassat till NTC'n. Spänningsdelaren kan få ström från ett separat batteri eller från 5 volt spänningsstabilisatorn på AE80-3. Mittpunkten på spänningsdelaren kopplas till ingången och den andra änden till 0. NTC-motståndet är då t.ex. kopplat mellan 5 volt och ingången och kommer att visa högre tal för högre temperatur. Kopplas det mellan ingång och 0 blir visningen omvänd. På samma sätt, kan ett LDR-motstånd inkopplas.

TEKNISKA DATA

Drivspänning	9 - 12 volt DC
Strömförbrukning	100 - 150 mA
Grundkänslighet	–99/0/999 mV
Ingångsimpedans	1 Mohm med R5
Positiv »overflow»	.EEE

Om det finns behov för mycket hög ingångsimpedans, kan R5 ersättas av en 10 nF kondensator. Detta går endast under förutsättning att spänningen på ingången aldrig överstiger 10 - 12 volt. I annat fall förstörs IC-kretsen.

KOMPONENTLISTA

R1	680 ohm	1/4 W motstånd
R2	220 ohm	1/4 W motstånd
R3, R4	27 kohm	1/4 W motstånd
R5	1 Mohm	1/4 W motstånd
R6	10 kohm	1/4 W motstånd
R7, R8	10 kohm	trimpotentiometer
C1 – C3	4,7 uF/35V	elektrolytkondensator
C4	0,22 uF/35V	tantalkondensator
T1 – T3	BC 557B	PNP transistor
IC1	CA 3161	7-segment dekoder
IC2	CA 3162	DVM-IC
IC3	LM 317	spänningsstabilisator
DISPLAY	NSB3882	4-Digit 7-segment LED display

Dessutom används:

2 st	H 716	16 bens IC hållare
4 st	C 201	Lödöron

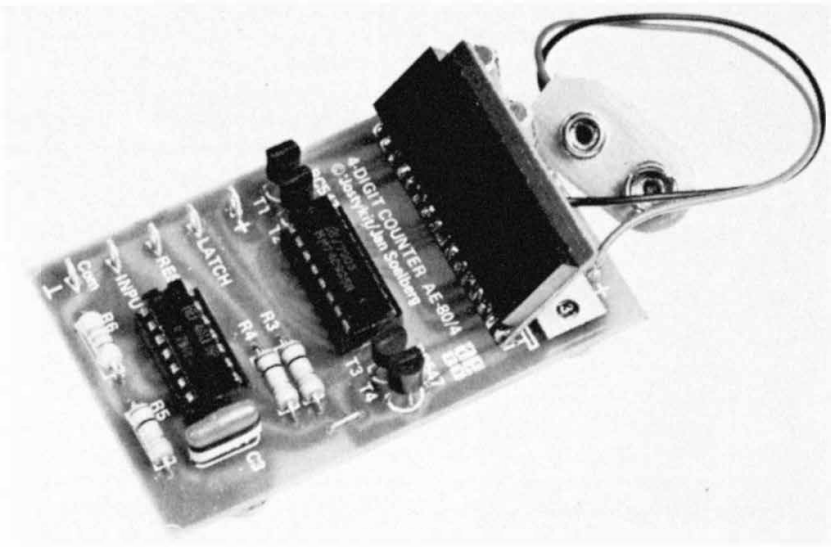


Fig. AE80-4.1.
Digital elektronisk räknare med 4 siffror. Displaykortet kan förlängas från huvudkortet.

AE80-4 DIGITAL RÄKNARE

AE80-4 är en 4 siffrors digital räknare med lysdioddisplay. Den har otroligt många användningsmöjligheter. Den kan användas som frekvensräknare till max 100 kHz tillsammans med AE80-5 eller som händelseräknare. För det sistnämnda ändamålet, finns det en störningsdämpningskrets som tillåter triggning med störda signaler på input-ingången. Både reläkontakter och mekaniska kontakter avger störningar som utan dämpning skulle få räknaren att räkna helt vilt.

Räknaren är försedd med tre grundfunktioner, som är helt nödvändiga för korrekt frekvensräkning.

INPUT ingången skiftar, när den får en spänning mellan 2 till 5 volt.

RESET ingången nollställer räknaren, när ingången kortslutes till 0.

LATCH ingången fasthåller det tal som finns på displayen, när ingången kopplas till 0. När förbindelsen bryts, fortsätter räkningen.

När räknaren kopplas till drivspänning, nollställs den och är klar för räkning. Om de störningsdämpande komponenterna finns monterade på kretskortet är frekvensområdet begränsat till ca. 50 Hz. Begränsningen hindrar kontaktstörningar men även högre frekvenser. Vid frekvensräkning måste därför kondensatorn C3 på 100 nF tas bort. Då kan räknaren teoretiskt räkna upp till ca. 1 MHz. Det är dock ointressant, då styrkretsen AE80-5 inte kan klara mer än ca. 100 kHz och avläsningstiden endast kan väljas till 1 s eller 100 ms. Det ger maximal avläsning på 4 siffror vid 9.999kHz respektive 99.99 kHz.

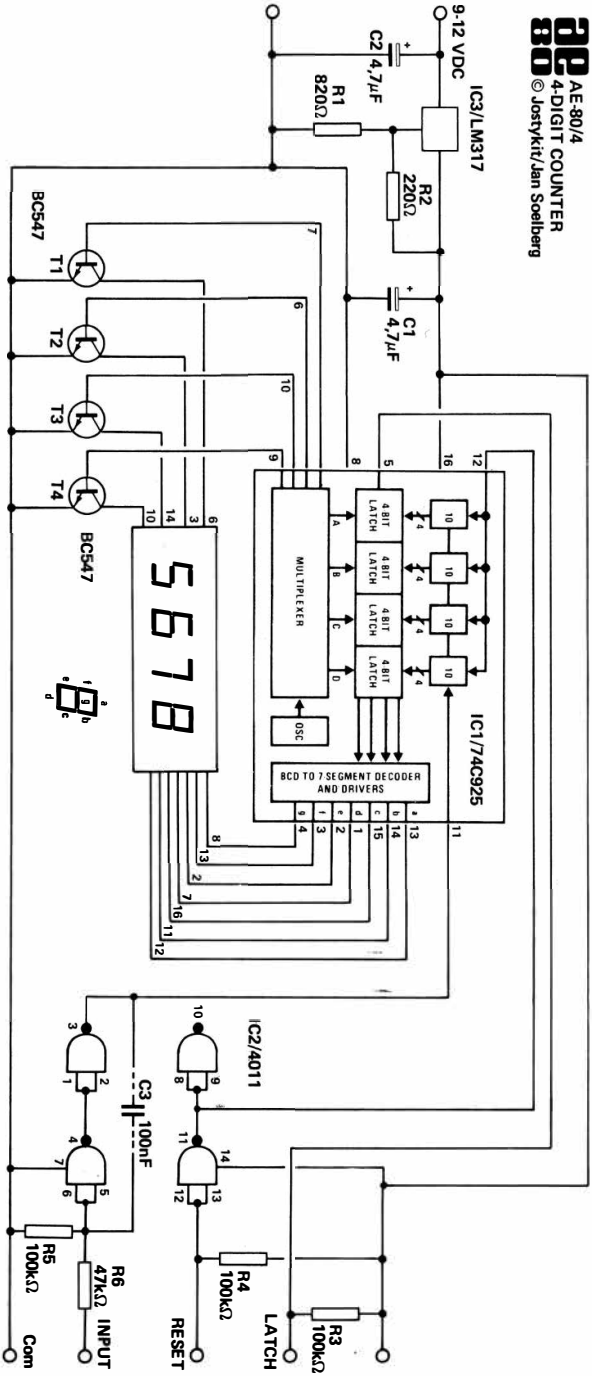


Fig. AE80-4.2. Räknarens huvudfunktioner ryms i den mycket komplicerade IC1. IC2 är en 4 st. NAND krets, sammankopplad med störningsdämpande kretsar som ger störningsfria mekaniska kontakter.

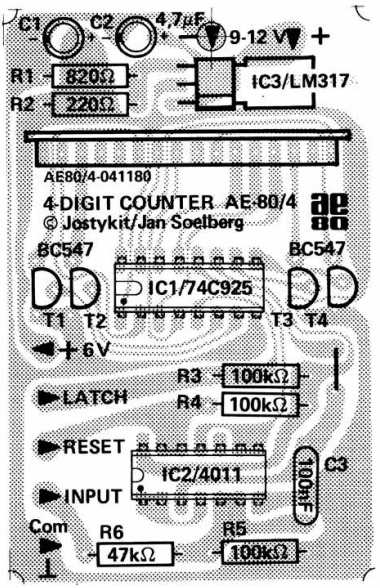


Fig. AE80-4.3.
AE80-4 4 siffrors digital räknare från komponentsidan.

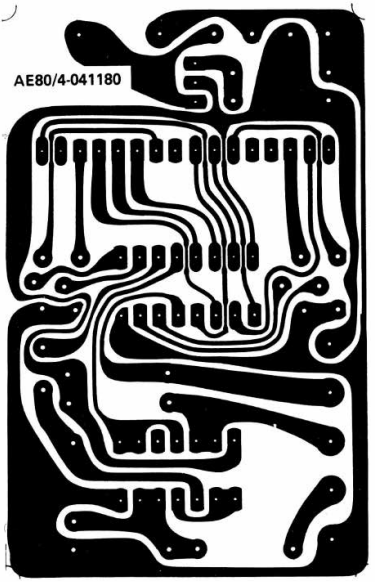


Fig. AE80-4.4.
Layout av AE80-4 i storleken 1:1. Layouten är copyrightskyddad och får endast kopieras för privat bruk.

AE80-4 är inte i sig själv en frekvensräknare utan endast en digitalräknare. Den kan inte ensamt användas till frekvensräknare. Men även här är möjligheterna många. Vi tar ett par intressanta exempel:

1) Varvräknare för modellracerbilar.
2) Personräknare tillsammans med en IR-detektor (JK16).
3) Energiräknare till oljepannan. Kan räkna hur många gånger oljepannan startar.
4) Reaktionsräknare. Skicka in en hög frekvens och låt någon stoppa räknaren. Hur långt hinner den räkna innan den stannar?
5) Sekundräknare. Skicka in en signal från t.ex. RESET på AE80-5 på AE80-4's ingång. På AE80-5 kan man nu välja mellan 1/2 och 5 impulser per sekund med omkopplaren.

UPPBYGGNADEN

Själva räknaren är uppbyggd med 4 hela dekader, dekoder, minne (latch) och drivsteg till 7-segment display. Drivstegen ger konstant ström till varje separat siffersegment. Det är viktigt att inte överbelasta dem. Det görs genom att ge IC1 för hög spänning. Den får inte vara mer än 6 volt. Stiger drivspänningen över 6 volt, förstörs den ganska dyra kretsen. Av den anledningen finns det en inbyggd spänningsstabilisator som ger konstant 5 volt. Används räknaren AE80-4 och styrenheten AE80-5, måste AE80-4 drivas

med 9 volt. Styrenheten AE80-5 får då 1 volts spänning från AE80-4. Det går alltså att direkt sammankoppla dessa konstruktioner.

TEKNISKA DATA

Drivspänning	9 - 12 V DC
Strömförbrukning	150 mA
Avläsning	0000 - 9999
Ingångsimpedans	.47 kohm
Ingångskänslighet	5 volt pp.
Störningsbegränsning	20 mS
Max. infrekvens (utan C3)	100 kHz

KOMPONENTLISTA

R1	820 ohm	1/4 W motstånd
R2	220 ohm	1/4 W motstånd
R3 – R5	100 kohm	1/4 W motstånd
R6	47 kohm	1/4 W motstånd
C1, C2	4,7 uF/40V	Elektrolytkondensator
C3	100 nF/250V	Polyesterkondensator
T1 – T4	BC 547B	NPN transistor
IC1	74C925	4 siffrors räknare
IC2	4011	4 NAND grindar
IC3	LM317	Spänningsstabilisator
DISPLAY	NSB3881	4 digit 7-segment display

Dessutom används:

7 st	C201	Lödöron
1 st	H 714	14 ben IC hållare
1 st	H 716	16 ben IC hållare

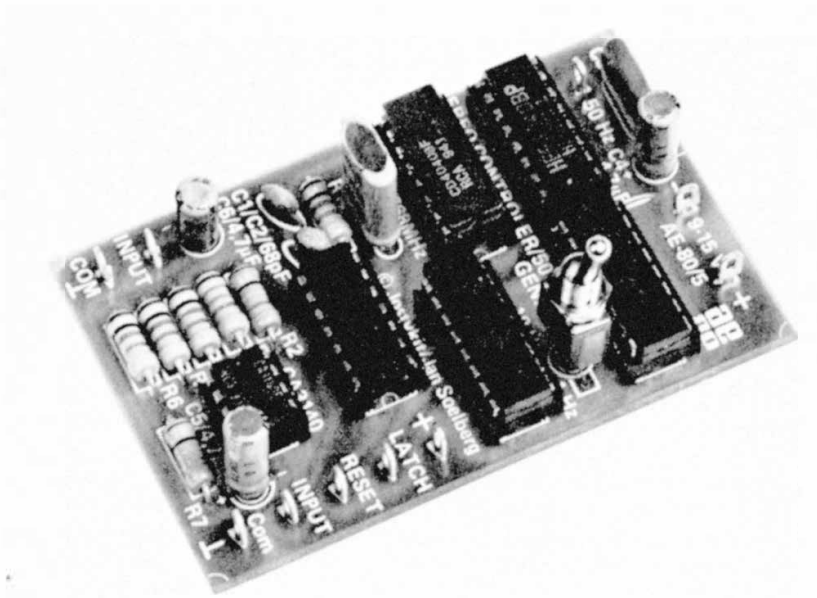


Fig. AE80-5.1.
Tidsbasen är ganska komplex och innehåller 6 integrerade kretsar. På olika utgångar kan impulser tas ut för styrning av frekvensräknaren.

AE80-5 STYRKORT TILL FREKVENSRÄKNARE – TIDSBAS

AE80-5 är i första hand avsedd som tidsbas till frekvensräknaren AE80-4. Tillsammans kan frekvenser avläsas på 4 siffror med stor noggrannhet. Konstruktionen arbetar med en kristallgenerator på 3.2768 MHz. Denna konstiga frekvens används, beroende på att resultatet vid binär delning blir 50 Hz. Sedan kan en 10-delare av typen 4017 användas, så att den levererar de tre nödvändiga styrsignalerna till frekvensräknaren: INPUT,LATCH och RESET. AE80-5 innehåller även en ingångsförstärkare, som kan styras med en vanlig sinussignal. Signalnivån måste vara över 50 mV för att frekvensräknaren skall kunna räkna. Då öppnas det för impulser i 1 sekund genom ingångsförstärkaren och grinden IC 5. Efter 1 sekund spärras det för impulser. Direkt därefter visas talet på displayen via en LATCH-impuls. Efter en liten paus nollställs frekvensräknaren med en impuls från RESET. En hel frekvensräkningscykel tar 2 sekunder. Nu kan frekvensräknaren visa frekvenser i Hz från noll till ca. 10 kHz. Vid önskemål om högre frekvensavläsning skiftas omkopplaren och "öppet-" tiden minskas med 10 gånger. Nu kan frekvenser på upp till 100 kHz avläsas. Det går att avläsa högre frekvenser, men det bör noteras att vid högre frekvenser, försvinner de mest viktiga siffrorna utanför displayen.

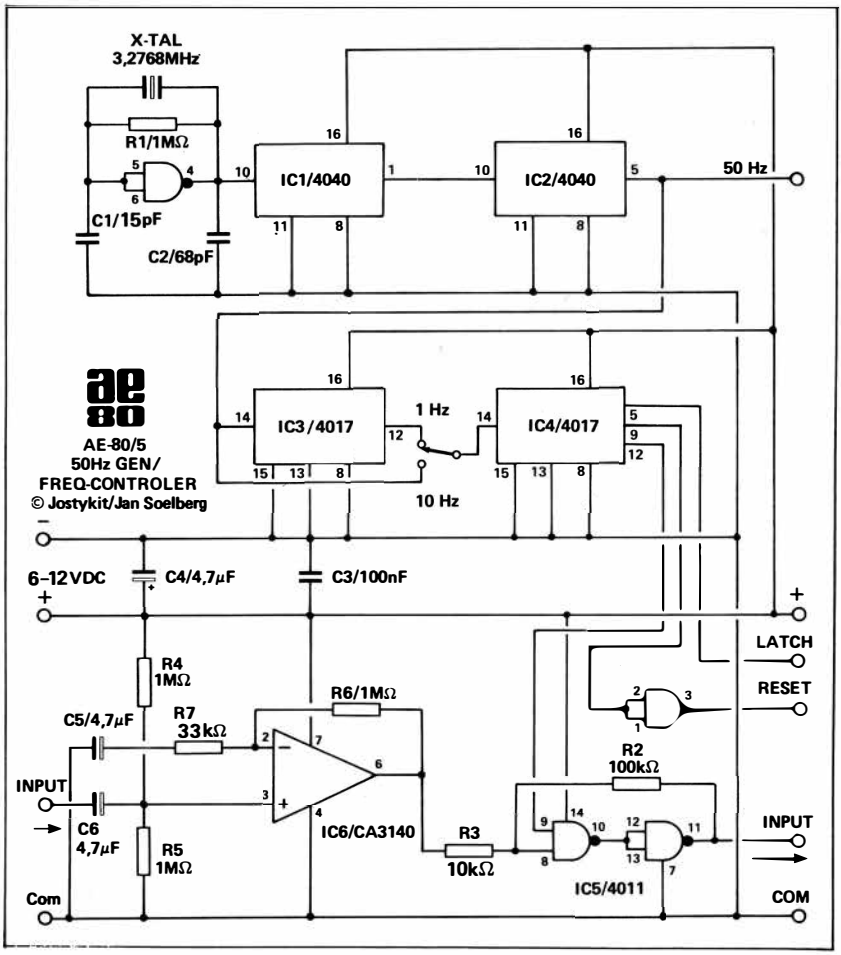


Fig. AE80-5.2.
Kristallgeneratorns frekvens på 3.2768 MHz delas der i de binära delarna IC1 och IC2 till 50 Hz. Dekadräknarna IC3 och IC4 ger respektive 1 eller 0,1 sekunds impulser till signal-bromsen IC5. IC6 är en operationsförstärkare, som tillsammans med schmitt-triggern IC5 omvandlar audiosignalen till en digital signal som räknaren kan räkna på.

På AE80-5 kortet finns ett lödöra med utsignal på 50 Hz. Den kan användas för »nätspänningssimulering». Kopplar man en 12 volts förstärkare till en 12 volts transformator och ett 12 volts batteri, kan den mycket frekvensstabila signalen från AE80-5, användas till utstyrning och transformatorn kommer att arbeta med 50 Hz växelspänning. Beroende på typen av förstärkare och transformatorns omsättning, kan de 12 volten växelspänning omvandlas till 220 volt. På detta sätt kan mindre, strömsnåla, nätdrivna apparater t.ex elektroniska klockor, rakapparater mm drivas med 12 volt från ett bil- eller båtbatteri.

Det finns även en möjlighet att ta ut en signal på 1/2 Hz från antingen LATCH eller RESET utgången på AE80-5. Denna ganska exakta signal kan räknas upp som »sekunder x 2» eller »sekunder x 0,2». Då erhålls en billig form av sekundräknare. Den längst mätbara tiden är då 20 000 sekunder = 5.55... timmar. Beroende på omkopplarens ställning, kommer det 1 impuls varannan sekund eller 5 impulser i sekunden.

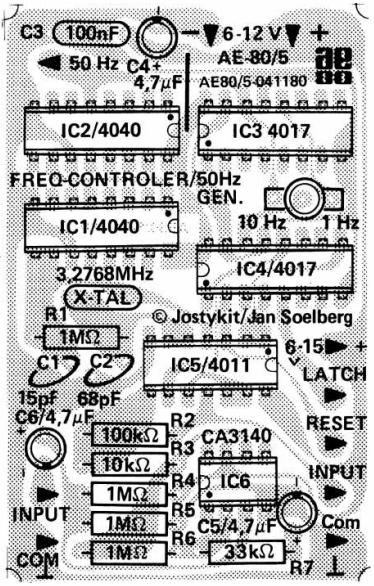
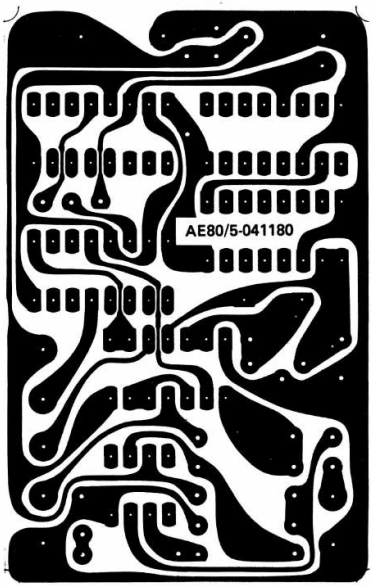


Fig. AE80-5.3.
AE80-5.3. Tidbasen från komponentsidan.



AE80-5.4.
Layout på AE80-5 i storleken 1:1. Layouten är copyrightskyddad och får därför endast kopieras för privat bruk.

TEKNISKA DATA

Drivspänning	6 - 12 volt DC
Strömförbrukning	15 - 35 mA
50 Hz signalnoggrannhet	$10^{-4} - 10^{-5}$
Utsignal	U_b - 6 volt pp
Max. infrekvens	100 kHz

KOMPONENTLISTA

R1	1 Mohm	1/4 W motstånd
R2	100 kohm	1/4 W motstånd
R3	10 kohm	1/4 W motstånd
R4 – R6	1 Mohm	1/4 W motstånd
R7	33 kohm	1/4 W motstånd
C1	15 pF	Keramisk skivkondensator
C2	68 pF	Keramisk skivkondensator
C3	100 nF	Polyesterkondensator
C4 – C6	4,7 uF/40V	Elektrolytkondensator
IC1, IC2	4040	Binär delare C-MOS
IC3, IC4	4017	Dekadräknare C-MOS
IC5	4011	NAND-grindar C-MOS
IC6	CA3140	Bi-MOS OP-AMP
X-tal	S3.2768	3,2768 MHz kristall

Dessutom används:

10 st	C 201	Lödöron
4 st	H 716	16-ben IC hållare
1 st	H 714	14-ben IC hållare
1 st	H 708	8-ben IC hållare

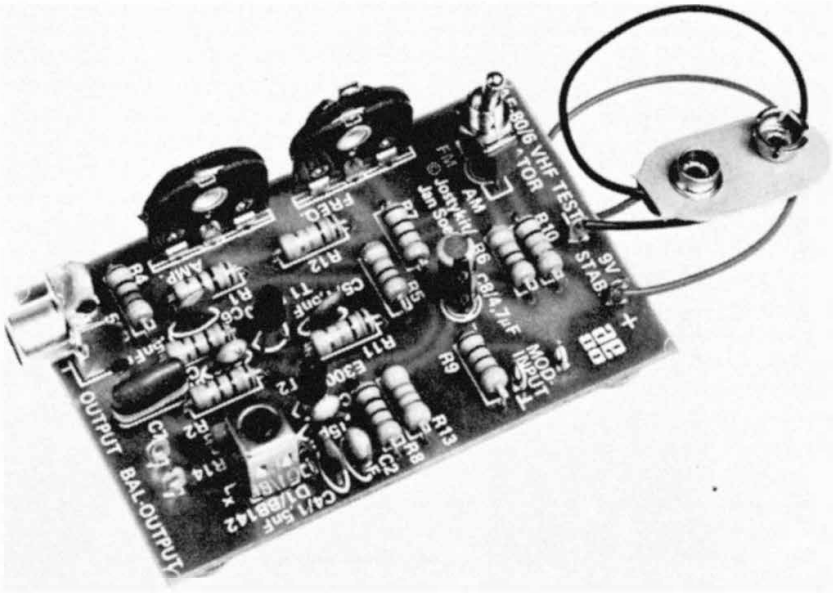


Fig. AE80-6.1.
Denna lilla mätsändare kan användas till många frekvenser med olika spolar. FM modulation eller AM modulation. Med de två trimpotentiometrarna kan frekvens respektive utsignal regleras.

AE80-6 AM/FM MÄTSÄNDARE

När mottagare skall kontrolleras, intrimmas och utvecklas bör man ha tillgång till en mätsändare som kan avge en bärvåg och även moduleras med AM eller FM. Av den anledningen blev AE80-6 utvecklad. Mätsändaren kan avge en stabil frekvens med fast amplitud och fast modulation. Det går även att stänga modulationen och på så sätt kontrollera frekvensen med en frekvensräknare avsedd för höga frekvenser. (Inte AE80-4 och AE80-5).

Normalt är en mätsändare en avancerad apparat som kan omkopplas mellan många frekvenser. Inskränker vi oss till ett frekvensområde, t.ex. 22 till 30 MHz, blir det betydligt lättare att lösa uppgiften. Det kan vi se i AE80-6. Denna konstruktion är så stabil, användbar och pålitlig, att man kan bygga flera av dem till olika frekvenser. Att skifta mellan olika frekvensband kräver en mycket avancerad omkopplare, mycket avancerad kretskortslayout och en komplicerad inbyggnadslåda. AE80-6 byggs i en metallåda tillsammans med ett 9 volt batteri. Endast HF-utgången skall gå ut genom lådans hölje. Från HF-utgången kopplas en koaxialkabel till mottagarens ingång. Som kontakter passar metall-phono kontakter. Bärvågens amplitud kan varieras 20 dB (10 gånger) och frekvensen plus/minus 20%.

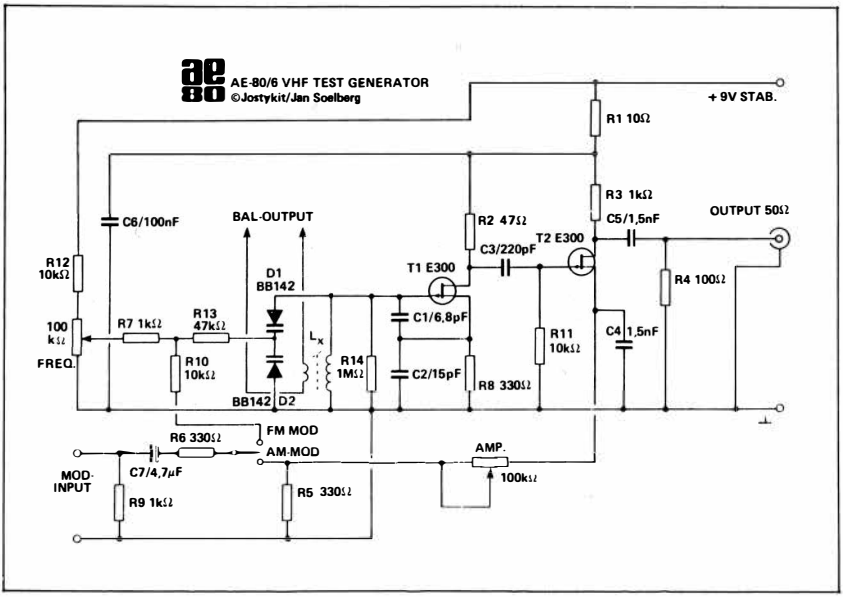


Fig. AE80-6.2.
Mätsändaren moduleras med signaler på ca. 1 volt på ingången. Signalerna kan med en omkopplare väljas, antingen AM moduleras eller FM moduleras.

Mätsändaren är konstruerad med två FET transistorer i Colpitt-koppling. Det ger en mycket fin frekvensstabilitet. Själva oscillatorn består av T1, D1 som är en kapacitansdiod och L_X. Frekvensen ställs med en styrspänning på kapacitansdioden eller genom att justera på spolens kärna. T2 är en FET-förstärkare, som tillåter AM-modulation och nivåreglering av HF bärvågen. Modulationen sker i själva FET-transistorn ändring av strömmen genom source. På så sätt behöver inte HF-signalen gå genom justeringspotentiometrarna. De blir inte känsliga för beröring på samma sätt som svängningskretsen.

Modulationssignalen till AE80-6 kan komma från en sinus tongenerator, en förstärkare eller en sågtandsgenerator. Om AE80-6 styrs ut med en sågtand, erhålls en frekvensgång vid FM-modulation, som passar till ritning av S-meterkurvor och kontroll av filter.

Det går att använda flera olika typer av L_X spolar till AE80-6. I standard komponentsatsen levereras en spole, som ger frekvenser på FM-bandet och 2 meters amatörradioområdet. Genom att utbyta spolen mot andra, kan även andra frekvensområden erhållas. Många 7mm standardspolar har en sekundärlindning. Den kan användas som lokaloscillator. En VHF-frekvensräknare kan då kopplas till 50 ohms utgången. Vid balanserad anslutning används lödöronen märkta BAL-OUTPUT. Om man vill ha större frekvensvariation, även under 10 MHz kan kapacitansdioderna D1 och D2 bytas mot hyperabrubt typen (100 - 1500 pF).

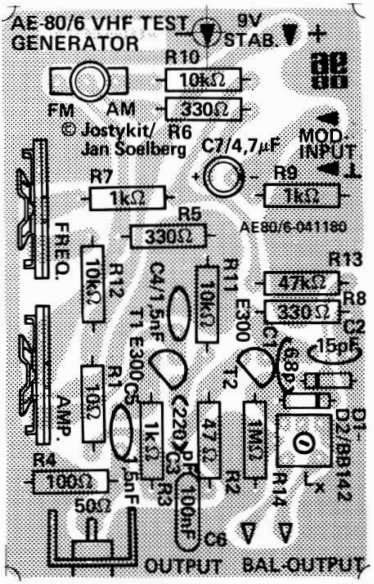


Fig. AE80-6.3.
AE80-6 mätsändaren från komponentsidan.



Fig. AE80-6.4.
Layouten på AE80-6 i storlek 1:1. Layouten är copyrightskyddad och får därför endast kopieras för privat bruk.

TEKNISKA DATA

Drivspänning	9 volt DC
Strömförbrukning	6 mA
Utsignal typ. reglerbart	5 - 50 mV/50 ohm
Frekvensnoggrannhet	10^{-3} till 10^{-4}
Frekvens med L_X: S587(27 MHz)	30 MHz
Totalt område	26.5 - 52 MHz
Samma spänningsstyrt	t.ex. 26.5 - 31.5 MHz
Frekvens med L_X: S589(72 MHz)	72 MHz
Totalt område	60 - 125 MHz
Samma spänningsstyrt	t.ex. 87.5 - 112 MHz
Frekvens med L_X: S590(150MHz)	155 MHz
Totalt område	110 - 190 MHz
Samma spänningsstyrt	t.ex.125 - 170 MHz

Frekvens med L_X: S585(455 kHz) . . . . . 455 kHz
Totalt område. . . . . 400 - 600 kHz
Samma spänningsstyrt . . . . . t.ex. plus/minus 5 kHz

Frekvens med L_X: S950(10,7 MHz). . . . . 10,7 MHz
Totalt område. . . . . 10 - 20 MHz
Samma spänningsstyrt . . . . . t.ex.10,45 - 10,95 MHz

Spolen S589 medföljer komponentsatsen. Om S585 eller S950 används, måste den inbyggda kondensatorn tas bort och dessutom: Med S590, C1= 150 pF & C2= 220 pF. Med S585, C1= 220 pF & C2= 1 nF.

KOMPONENTLISTA

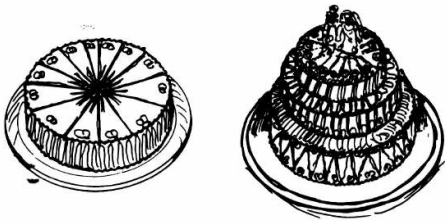
R1	10 ohm	1/4 W motstånd
R2	47 ohm	1/4 W motstånd
R3	1 kohm	1/4 W motstånd
R4	100 ohm	1/4 W motstånd
R5, R6	330 ohm	1/4 W motstånd
R7	1 kohm	1/4 W motstånd
R8	330 ohm	1/4 W motstånd
R9	1 kohm	1/4 W motstånd
R10 – R12	10 kohm	1/4 W motstånd
R13	47 kohm	1/4 W motstånd
R14	1 Mohm	1/4 W motstånd
FREQ.	10 kohm	Trimpotentiometer
AMP.	10 kohm	Trimpotentiometer
C1	6,8 pF	Keramisk skivkondensator
C2	15 pF	Keramisk skivkondensator
C3	220 pF	Keramisk skivkondensator
C4, C5	1,5 nF	Keramisk skivkondensator
C6	100 nF	Polyesterkondensator
C7	4,7 uF/40V	Elektrolytkondensator
D1, D2	BB 142	Kapacitansdiod
T1, T2	E300/J300	J-FET transistor
L_X	S 589	125-170 MHz spole

Dessutom används:

6 st	C 201	Lödöron

Diverse monteringsmaterial.

T1 - MATEMATIK



MATEMATIK

Om du kan räkna äpplen och dela tårtor har du redan hunnit långt inom matematiken. Inom elektroniken är kravet på noggrannhet sällan speciellt högt. Glömmer man en nolla eller ett kommatecken, kan det kanske i värsta fall betyda en del förstörda transistorer. Vi skall repetera lite förhållande räkning:

Om vi har 2 äpplen och köper 3 till, hur många har vi? Jo – 5, eller hur. Om totala resistansen skall beräknas för seriekopplade motstånd, summerar man resistanserna. T.ex. ger 10 kohm + 15 kohm + 22 kohm ett motståndsvärde (resistans) på 47 kohm.

Om en tårta delas på 5 personer, vad får då var och en (bortsett från magknip): 2 delat med 5 är 2/5 = 0,4 tårta.

Nu skall vi tillverka tårtor. 30 personer kommer med var sin 1/8 dels tårta. Hur många hela tårtor kan tillverkas?

$$\mathbf{x \text{ tårtor} = 30 \times 1/8}$$

$$\mathbf{x = \frac{30}{8} = 3\,\frac{6}{8} = 3\,\frac{3}{4} \text{ tårtor}}$$

Om vi nu skall tillverka bröllopstårtor, som är 3 gånger högre än vanliga och vi har samma antal och storlekar, får vi:

$$\mathbf{3x \text{ tårtor} = 30 \times 1/8}$$
$$\mathbf{3x = 30/8}$$
$$\mathbf{3x = \frac{30}{8}}$$
$$\mathbf{x = 10/8 = 5/4 = 1\ 1/4 \text{ bröllopstårta}}$$

Vi har sett den allra viktigaste beräkningsformeln, nämligen:

Skall ett tal föras över från ena sidan av ett likhetstecken till den andra skall det ske korsvis.

Det vill säga, om talet står över bråkstrecket på ena sidan, skall det stå under bråkstrecket på andra sidan.

Från skolan kommer du kanske ihåg: Bråk divideras genom att täljaren multipliceras med det inverterade talet till nämnaren. Vi tar ett exempel:

$$\frac{2 \times 3 \times 2}{2 \times 2 \times 2} = \frac{3 A \times 4}{8} \quad \text{eller} \quad (3 A \times 4) \times (2 \times 2 \times 2) = (2 \times 3 \times 2) \times 8$$

$$12 A \times 8 = 12 \times 8 \quad \text{eller} \quad 12 A \times 12 \times \frac{8}{8} = 1 \quad \text{eller} \quad 12 A = 12 \quad \text{eller}$$

$$A = \frac{12}{12} = 1$$

och vi har beräknat storleken på A.

Vi kan addera två bråk, om de har samma tal i *nämnaren* (under bråkstrecket). 1/4 tårta och 1/8 tårta kan läggas ihop, men vad får vi? Fjärdedelen får först göras om till två åttondelar. Vi har alltså 3 delar. I ett annat fall har vi 1/3 och 1/4 tårta. Här går det inte att dela den ena tårtbiten. Vi måste skära i båda. Tredjedelen skärs i ytterligare 4 delar till tolftedelar. Vi har sammanlagt 7 tolftedelar = 7/12 tårta.

När vi har två bråkstreck, måste vi hitta tal, som täljare och nämnare kan multipliceras med, så att nämnarna blir lika. Genom att både multiplicera över och under bråkstrecket, är talet fortfarande lika stort:

$$x = \frac{1}{3} + \frac{3}{2}$$

$$x = \frac{2 \times 1}{2 \times 3} + \frac{3 \times 3}{3 \times 2} \quad \text{(vi förlänger med } \frac{2}{2} \text{ och } \frac{3}{3}\text{)}$$

$$x = \frac{2}{6} + \frac{9}{6} \quad \text{(och vi får därmed samma nämnare)}$$

$$x = \frac{11}{6} = 1 + \frac{5}{6} \quad \text{(och vi kan nu sammanräkna bråken)}$$

Nu är det inte bara enkla tal som finns inom elektroniken. Vi har storlekar med kanske många nollor framför eller efter kommatecknet. Istället för att skriva ut alla nollorna, använder vi bokstäver som säger oss storleken.

NOMENKLATUR

De påsar med potatis som vi handlar är ofta märkta med vikten i kg, kilo-gram. Vi får aldrig se en påse med 2500 g potatis. Istället förkortas det till 2,5 kg då 1000 g = 1 kg. Bokstaven k betyder alltså 1000 gånger mer än grundenheten. Andra bokstäver används till andra antal nollor.

1/1000 000 000 000	$= 10^{-12}$	= p	(»Piko»)
1/1000 000 000	$= 10^{-9}$	= n	(»Nano»)
1/1000 000	$= 10^{-6}$	= u	(»Mikro»)
1/1000	$= 10^{-3}$	= m	(»Milli»)
1000	$= 10^{3}$	= k	(»Kilo»)
1000 000	$= 10^{6}$	= M	(»Mega»)
1000 000 000	$= 10^{9}$	= G	(»Giga»)
1000 000 000 000	$= 10^{12}$	= T	(»Tera»)

TIO POTENSER

10^{-12} uttalas "tio upphöjt till minus tolv". – 12 är potensen och fördelen med potensräkning är att det är lättare att hålla reda på alla nollor.

Med potenser kan vi förenkla räkningen, eftersom multiplikation av tiopotenser utförs genom addition av exponenterna.

Vi kan reducera följande som ett exempel. Försök att göra samma beräkning med alla nollor.

Detta bråk är komplicerat, men genom att flytta potenser från nämnare till täljare eller omvänt blir det enklare:

$$x = \frac{10^{-15} \times 2 \times 10^{-3}}{10^{-8} \times 10^{3} \times 10^{12}}, \quad \frac{\text{Täljare}}{\text{Nämnare}}$$

Över bråkstrecket: Under :

$10^{-15} \times 2 \times 10^{-3} =$ $10^{-8} \times 10^{3} \times 10^{12} =$
$10^{-15-3} \times 2 =$ $10^{12+3-8} =$
$10^{-18} \times 2$ 10^{7}

Bråket ser nu ut enligt följande:

$$x = \frac{10^{-18} \times 2}{10^{7}}$$

Det är ett besvärligt bråk, men genom att flytta en potens från nämnare till täljare eller omvänt genom att låta potensen skifta förtecken blir:

$$x = \frac{10^{-18} \times 2 \quad 10^{-7}}{1} = 2 \times 10^{-7-18} = 2 \times 10^{-25}$$

så kom ihåg.

När vi flyttar ett tal från täljare till nämnare eller omvänt och det inte står kvar andra tal, skall det stå en etta, inte noll.

Prova nu uppgifterna. De första är lätta, men det blir snabbt svårare.

T1 UPPGIFTER MATEMATIK

1. $\frac{1}{4} + \frac{1}{4} = ?$

– $\frac{1}{8}$ ..... A ☐

– $\frac{1}{4}$ ..... B ☐

– $\frac{1}{2}$ ..... C ☐

2. $\frac{1}{4} + \frac{1}{8} = ?$

– $\frac{2}{8}$ ..... A ☐

– $\frac{3}{8}$ ..... B ☐

– $\frac{4}{4}$ ..... C ☐

3. $\frac{3}{4} + \frac{4}{16} = ?$

– $\frac{16}{4}$ ..... A ☐

– $\frac{16}{16}$ ..... B ☐

– 1 . . . . . C ☐

4. $A + \frac{A}{2} + \frac{A}{6} =$

– $\frac{10\,A}{6}$ . . . . . A ☐

– 12A . . . . . B ☐

5. $x = \frac{1}{A} + \frac{1}{14\,A} + \frac{1}{7\,A} + \frac{11}{14\,A}$

– $x = \frac{2}{A}$ . . . . . A ☐

6. Låt oss nu ta ett mera praktiskt exempel. Vi vill beräkna en kondensators storlek med kännedom om dess impedans (växelströmsmotstånd) och mätfrekvensen. Frekvensen f=100 Hz och impedansen Z=1 Mohm. Enligt formeln kan kapacitansen C beräknas:

$$C = \frac{1}{2\,\pi \times f \times Zc}$$

där π är en matematisk konstant = 3,14 ($2\,\pi$ x f = vinkelfrekvensen).

Hur stor blir kondensatorn?

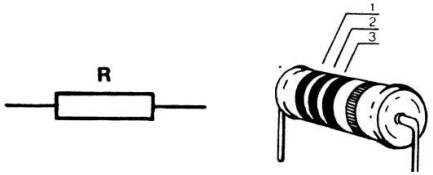
– 15nF . . . . . A ☐
– 1,5nF . . . . . B ☐
– 6,28nF . . . . . C ☐

T2 - FÄRGKOD

MOTSTÅNDFÄRGKOD

I avsnittet G9 talade vi om färgkodning av motstånd. Vi skall här kort gå igenom detta.

Standard-värden av motstånd är märkta med färgringar som motsvaras av siffror. Kolmotstånden har normalt 3 värdesringar och en toleransring – metallfilmsmotstånden har 4 värdesringar och en toleransring.



Varje färg har sitt eget talvärde: Svart = 0, brun = 1, röd = 2, orange = 3, gul = 4, grön = 5, blå = 6, violett = 7, grå = 8 och vit = 9.

Färgringarnas talvärde avläses från vänster mot höger som ett vanligt tal. Toleransringen är då längs till höger.

Vid *kolmotstånd* med 3 färgringar och en toleransring har ringarna följande betydelse: De två första ringarna anger heltal och den tredje ringen antalet nollor efter. Toleransen anger hur många % toleransen är. Guld = 5%. Silver = 10% och Brun = 1%.

Metallfilmsmotstånden har 4 ringar för värdet. De tre första anger varje heltal och den fjärde antalet nollor. Den 5'te ringen är toleransringen. Då toleransen på metallfilmsmotstånd vanligtvis är bättre än kolmotståndens, är toleransringen oftast brun eller röd. Toleransringen är placerad lite längre i från de andra ringarna för att man skall hitta rätt. För kolmotstånd gäller:

FÄRG	RING 1	RING 2	RING 3	RING 4
Svart	0	0	x1	
Brun	1	1	x10	
Röd	2	2	x100	
Orange	3	3	x1.000	
Gul	4	4	x10.000	
Grön	5	5	x100.000	
Blå	6	6	x1.000.000	
Violett	7	7	x10.000.000	
Grå	8	8		
Vit	9	9		
Silver			x0.01	10%
Guld			x0.1	5%
»Ingenting»				20%

Med färgmarkeringarna i tabellen kan vilka som helst värden sammanställas. I praktiken används dock inte mer än ett 100 tal. Det beror på standardiseringen till bestämda motståndsvärden efter en procentuell fördelning. Fördelningen följer toleransen i de så kallade E6, E12 och E24 serierna. För varje dekad behövs nämligen endast motståndsvärden i procentuella hopp. Den vanligaste är 10% eller E12 serien med värdena:

1,0 1,2 1,5 1,8 2,2 2,7 3,3 3,9 4,7 5,6 6,8 8,2

Väljer vi t.ex. motstånd efter de två första siffrorna 1,5 kan följande värden erhållas:

15 ohm, 150 ohm, 1,5 kohm, 15 kohm, 150 kohm og 1,5 Mohm.

Arbetar man dagligen inom elektroniken, lär man sig ganska snabbt att känna igen de olika motstånden. Att avläsa motstånd tar lite tid, men har man lärt sig färgkoden, går det blixtsnabbt. Antingen kan färgerna och deras värden »pluggas» in eller så kan man tillsammans med någon annan "tävla" om vem som snabbast hittar rätt värde.



POLYESTERKONDENSATORER

I många elektronikkretsar ingår det polyesterkondensatorer, tillverkade av Philips, även kallade »bon-bon» typer. De är färgmärkta på samma sätt som motstånden. För motstånden är grundvärdet ohm och för kondensatorerna är grundenheten pF (pF = pico Farad = 10^{-12} Farad) av den anledningen att värdet Farad är mycket stort.

Om man har lärt sig motståndsvärdena enligt färgkoden, är det mycket enkelt att även läsa kondensatorvärdena. De avläses från toppen ner mot anslutningsbenen. De två första ringar anger tal, den tredje antalet nollor, den fjärde kondensatorns tolerans och de femte dess provspänning. En röd femte ring betyder 250 volt och en blå 630 volt.

T2 UPPGIFTER FÄRGKOD

1. Vad är värdet på ett motstånd med ringarna brun, svart, röd och guld?

– 100 ohm/5% . . . . . A ☐
– 1000 ohm/10% . . . . . B ☐
– 1 kohm/5% . . . . . C ☐
– 10 kohm/10% . . . . . D ☐
– 10 kohm/5% . . . . . E ☐

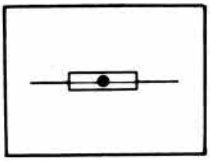
2. Vilket motståndsvärde är detta? Orange, vit, orange och silver.

–390 ohm/10%. . . . . A ☐
– 37 kohm/10% . . . . . B ☐
– 3,1 kohm/10%. . . . . C ☐
– 31 kohm/10% . . . . . D ☐
– 39 kohm/10% . . . . . E ☐
– 3,9 kohm/10%. . . . . F ☐

3. Ytterligare ett motstånd med ringarna guld, gul, violett och gul!

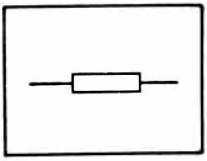
–4,7 ohm/5% . . . . . A ☐
– 47 kohm/20% . . . . . B ☐
– 470 kohm/5% . . . . . C ☐
– 4,7 kohm/20%. . . . . D ☐

T3 - RITNINGSSYMBOLER



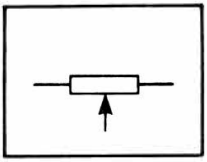
Säkring

Ritas som ett motstånd med ett streck genom och en prick i mitten. Ofta anges värdet ovanför. I komponentlistan anges säkringen med ett S efterföljt av ett nummer.



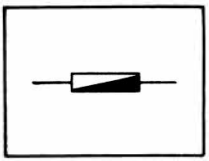
Motstånd

Betecknas R, med efterföljande nummerangivelse.



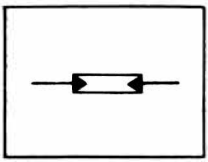
Potentiometer

Betecknas P, med efterföljande nummerangivelse. Ritas som ett motstånd med en pil på mitten.



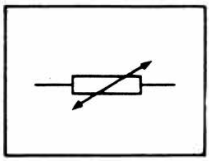
VDR-motstånd

Betecknas R, med efterföljande nummerangivelse. VDR står för Voltage Dependent Resistor, vilket betyder spänningsberoende motstånd. VDR-motståndet ritas som ett motstånd med ena hälften ifylld. ifylld.



LDR-motstånd

Betecknas R, med efterföljande nummerangivelse. LDR står för Light Dependent Resistor, vilket betyder ljusberoende motstånd. Ett LDR-motstånd ritas som ett motstånd med en pil i varje ände.

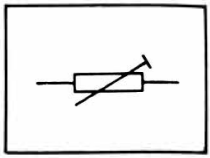


NTC/PTC motstånd

Betecknas R, med efterföljande nummerangivelse. NTC och PTC står för respektive negativ och positiv temperaturkoefficient. Med andra ord temperaturberoende motstånd. NTC/PTC motstånd ritas som ett motstånd med ett streck tvärs över, där varje ände på strecket har en pil.

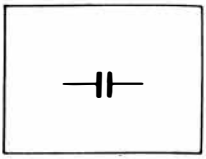
Trimpotentiometer

Betecknas R, med efterföljande nummerangivelse. En trimpotentiometer ritas som ett motstånd med ett tvärgående streck.



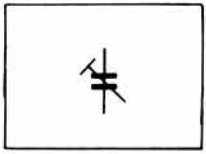
Kondensator

Betecknas C, med efterföljande nummerangivelse. En kondensator ritas som två tjocka parallella streck, vinkelrätt mot ledningen. Denna typ av kondensator är opolariserad och kan vändas godtyckligt.



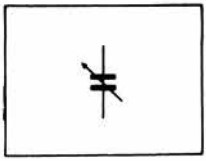
Trimkondensator

Betecknas C, med efterföljande nummerangivelse. Ritas som en vanlig kondensator med tvärgående streck.



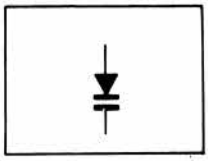
Vridkondensator

Betecknas C, med efterföljande nummerangivelse. Ritas som en vanlig kondensator med tvärgående pil.



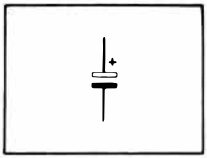
Kapacitansdiod

Betecknas D, med efterföljande nummerangivelse. Ritas som en kombination av diod och kondensator. Hör egentligen till halvledare, men används endast som avstämningskondensator.



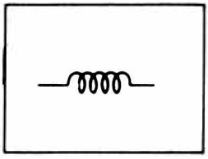
Elektrolytkondensator el. tantalkondensator

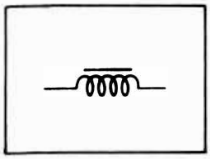
Betecknas C, med efterföljande nummerangivelse. Ritas som en vanlig kondensator, där det ena tvärstrecket ej är ifyllt. Det »tomma» strecket markerar plus och dessa kondensatorer är polariserade.



Luftlindad spole

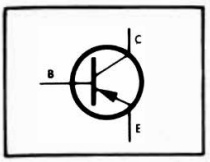
Betecknas L, med efterföljande nummerangivelse. Ritas som ett antal varv.





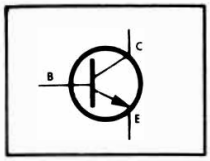
Spole med kärna

Betecknas L, med efterföljande nummerangivelse. Ritas som en spole med streck över lindningarna. Om strecket är tvärgående, är det en trimbar spole med variabel järnkärna.



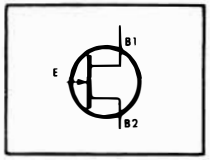
PNP transistorn

Betecknas T, med efterföljande nummerangivelse. Ritas som en cirkel med lodrätt basstreck och vinklade streck för emitter och kollektor. PNP transistorer har emitterpilen visande in mot basstrecket.



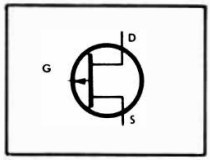
NPN transistorn

Betecknas T, med efterföljande nummerangivelse. Ritas som PNP-transistorn, med skillnaden att emitterpilen pekar ut från basstrecket. NPN transistorn har positiv spänning på kollektorn.



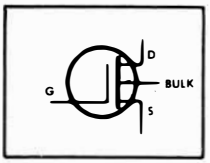
Uni-junction transistorn

Betecknas T, med efterföljande nummerangivelse. Ritas som en vanlig transistor, där de två tilledningarna går vinkelrätt från baslinjen.



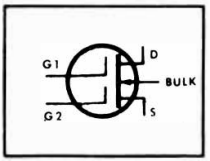
J-FET Fälteffekt transistorn

Betecknas T, med efterföljande nummerangivelse. En FET ritas på samma sätt som en UJT, med andra beteckningar på benanslutningarna.



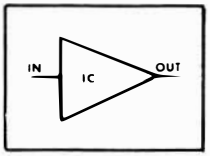
MOS-FET n-kanal transistor

Betecknas T, med efterföljande nummerangivelse. En transistor med 3 tilledningar. Pilriktningen anger P- eller N-kanal.



Dual gate MOS-FET

Betecknas T, med efterföljande nummerangivelse. 4 tilledningar, där 2 st är gates.

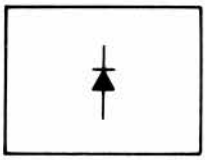


Integrerade kretsar

Betecknas IC, med efterföljande nummerangivelse. Den ritade pilformen anger förstärkningsriktningen. En integrerad krets kan innehålla många anslutningsben, upp till 40 stycken.

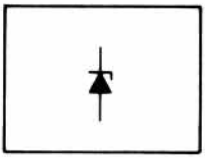
Diod

Betecknas D, med efterföljande nummerangivelse. Ritas som en pil med vinkelrätt spärrstreck. Strömmen kan endast flyta i pilens riktning.



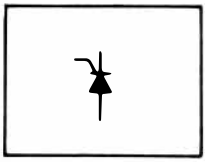
Zenerdiod

Betecknas D, med efterföljande nummerangivelse. Ritas som en diod, med tillägg av ett extra streck på det vinkelräta spärrstrecket.



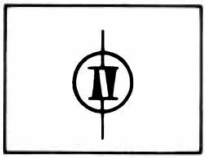
Tyristor

Betecknas D, med efterföljande nummerangivelse. Ritas som en diod med ett tvärstreck ut från spärrstrecket. Tvärstrecket är styrgaten.



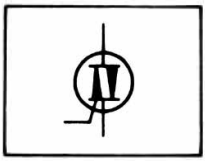
Diac

Betecknas D, med efterföljande nummerangivelse. Ritas som två motsatt kopplade dioder inuti en cirkel.



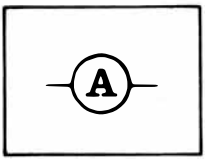
Triac

Betecknas D, med efterföljande nummerangivelse. Ritas som en diac med styrgate.



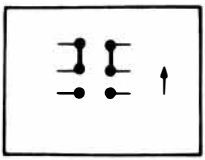
Amperemeter

Betecknas M, med efterföljande nummerangivelse. Ritas som en ring med ett A inuti.



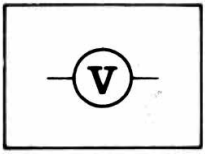
Skjutomkopplare

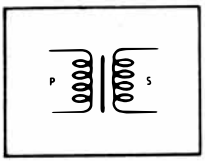
Betecknas O, med efterföljande nummerangivelse. Ritas som punkter med förbindelser som anger koppling.



Voltmeter

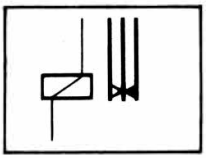
Betecknas M, med efterföljande nummerangivelse. Ritas som en ring med ett V inuti.





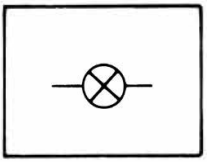
Transformator

Betecknas NT eller TR, med efterföljande nummerangivelse. Ritas som två sammanställda spolar, ofta med spänningen utsatt på primär och sekundär.



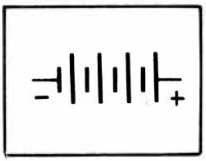
Relä

Betecknas RE, med efterföljande nummerangivelse. Ritas som ett motstånd med tjockare väggar och ett tvärstreck som anger spolen. Kontaktparen visas i vilande läge (utan spänning) där de ifyllda pilarna visar förbindelse.



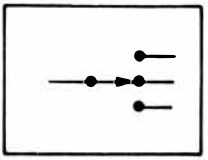
Glödlampa

Betecknas GL, med efterföljande nummerangivelse. Ritas som en cirkel med 45 graders tvärkors.



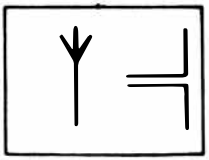
Batteri

Betecknas B, med efterföljande nummerangivelse. Ritas med vartannat tvärstreck kort och vartannat långt. Det korta strecket anger minus.



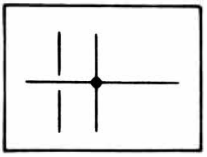
Vridomkopplare

Betecknas S, med efterföljande nummerangivelse. Ritas som punkter med förbindelser som anger koppling.



Antenner

Betecknas ANT. AM antenn ritas som ett streck med ett V i toppen. FM antenner ritas som ett T med delad baslinje.

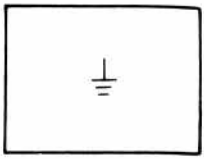


Ledningar

Ledningsförbindelser ritas som streck. Om ledningarna inte är förbundna, korsas strecken med »avbrott» på den ena. Förbindelser markeras med punkt av lämplig storlek.

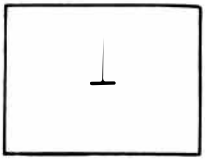
Jordförbindelse

Betecknas J. Vågrätt streck med 3 vågräta streck av avtagande storlek.



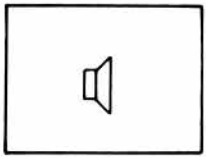
Jordförbindelse

Betecknas J. Lodrätt streck med ett tjockt tvärstreck.



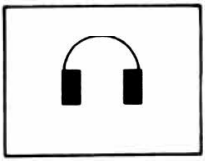
Högtalare

Betecknas HT, med efterföljande nummerangivelse. Ritas som ett högtalarelement sett från sidan.



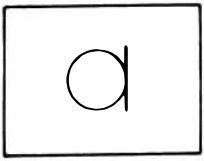
Hörlur

Betecknas HT. Ritas som ett par hörlurar.



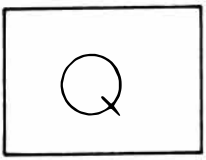
Mikrofon

Betecknas M, med efterföljande nummerangivelse. Ritas som en cirkel med ett tvärstreck på ena sidan.



Pick up

Betecknas PU, med efterföljande nummerangivelse. Ritas som en cirkel med ett brytande tvärstreck.



T4 - FÖRSTÄRKNING & dB

dB – EN PRAKTISK STORLEK

En förstärkare är normalt avsedd för att förstärka en signal från en bestämd nivå till en annan. Det gäller oberoende om vi talar om lågfrekvens eller högfrekvensspänningar, strömmar eller effekter.

ligare förklaringar. Men av två orsaker används decibel (efter den skotsk-amerikanske dövstumläraren och uppfinnaren av telefonen, Alexander Graham Bell 1847 - 1922).

För det första kan en förstärkning på ett antal gånger, ofta vara ett tal med många nollor efter och för det andra är det omedelbara ljudtrycket inte proportionellt mot förstärkningen. En ökning av förstärkningen 1000 gånger ljuder inte 1000 gånger starkare.

Bell uppfann ett sätt att uttrycka styrkeförhållandet eller dämpningen efter en exponentiell kurva med ett speciellt förlopp. Decibel-talet är en multipel av 10-logaritmen för förstärkningen eller dämpningen. Detta förenklar jämförelsen av två nivåer. Räknar man med logaritmer, behövs endast logaritmerna adderas, då man annars skulle vara tvungen att multiplicera. Det är alltså riktigare och lättare att använda enheten bel. 1bel är en stor enhet och därför har man valt att använda den mera laätthanterliga deci-bel. Det går alltså 10 decibel på en bel.

FÖRSTÄRKNING

Förstärkningen är förhållandet mellan utsignal och insignal. Denna kan vara ett förhållande i spänning, ström och effekt.

Då spänning, ström och effekt hänger ihop, effekten är produkten av spänning och ström, är det praktiskt att göra en uppställning med fomler för jämförelse och beräkning:

A: För spänningsförstärkning gäller $A_u = \frac{U_{ut}}{U_{in}}$ gånger

B: För strömförstärkning gäller $A_i = \frac{I_{ut}}{I_{in}}$ gånger

C: För effektförstärkning gäller $A_p = \frac{P_{ut}}{P_{in}}$ gånger

Vid effektförstärkning måste man komma ihåg, att ström gånger spänning är lika med effekt.

Det medför, att effektförstärkningen blir förhållandevis större.

DECI-BEL – dB

Inom den moderna elektroniken används storleksförhållandet dB och även vid dämpning av en signal. Att dämpningen är –XdB sägs inte ofta, utan endast att signalen är dämpad X dB.

Inom teletekniken används storleken NEPER (N), som är baserat på den naturliga logaritmen i stället för 10-logaritmen.

Inom elektroniken används istället den 10 gånger mindre enheten av grundenheten bel, decibel (dB). Kom ihåg, att beteckningen inte i sig själv är en fysisk enhet som VOLT, AMPERE, OHM eller WATT. dB är endast en beteckning för ett förhållande.

I bland hör man talas om, när det gäller förstärkare m.m., att utspänningen är 0 dB, eller att en sändares harmoniska utstrålning är X dBm »nere».

Det beror på att man förutsätter att 0 dB nivån från t.ex en mixer är *nominerad* till 0 dB vid 775 mV eff. utspänning och att sändaren utstrålar harmonisk signal som är X dB under 0 dBm. Indexet »m» anger att 0 dB ligger vid 1 milliwatt (1 mW) i 600 ohm. Andra typer av index kan även förekomma.

Med följande formler kan vi nu beräkna förstärkningsförhållandet i dB för spänning, ström och effekt.

$$\text{A: Spänning dB} = 20 \log \frac{U_{ut}}{U_{in}}$$

$$\text{B: Ström dB} = 20 \log \frac{I_{ut}}{I_{in}}$$

$$\text{C: Effekt dB} = 10 \log \frac{P_{ut}}{P_{in}}$$

Om man t.ex har två förstärkarsteg kopplade efter varandra kan deras respektive förstärkningar summeras om man räknar i dB. Räknar man med den absoluta förstärkningen skall de multipliceras. Med de enkla kalkylatorerna som finns idag är det inga problem att omräkna en förstärkning till ett antal dB eller omvänt. Tidigare var det lite svårare, då det behövdes en logaritmtabell för detta.

NÅGRA FASTA dB STORLEKAR

För spänning och ström:

dB	förstärkning	förklaring
0 dB	**1 gång**	**vår utgångspunkt efter val**
1 dB	**1,1 gång**	**mycket liten skillnad**
3 dB	**1,4 gånger**	**nästan 1/2 gång större signal**
6 dB	**2 gånger**	**fördubbling**

10 dB	**3,16 gånger**	**fixerat max. skalutslag för AC mätinstrument med både dB och spänning i 10 dB hopp**
20 dB	**10 gånger**	**fixerad max. skalutslag för AC mätinstrument med både dB och spänning i 20 dB hopp**

För effekt:

dB	**förstärkning**	**förklaring**
0 dB	**1 gång**	**vår utgångspunkt**
3 dB	**2 gånger**	**en fördubbling av effekten, då både spänning och ström är 1,4 gånger större. Denna skillnad är nästan hörbar, även om det betyder en effektökning från 50 till 100 watt!**
6 dB	**4 gånger**	**en 4 dubbling av effekten**
10 dB	**10 gånger**	**en 10 dubbling av effekten**
20 dB	**100 gånger**	**en 100 dubbling av effekten**

Vid ström, spänning eller effekt är det ytterst viktigt att notera: Ström och spänning (som vid känslighet och signal/störningsmätning) 10-dubblas för varje 20 dB och (vid sändarsteg och lågfrekvens effektförstärkare) 10-dubblas för varje 10 dB.

DÄMPNING I dB

Om man vill ange en dämpning i ett filter eller ett dämpningsled i dB, används det inverterande värdet av förhållandet – bråket vänds.

Om en signal av styrkan 1 dämpas 0,5, halveras styrkan. Uttryckt i tal:

$$\textbf{gånger dämpning} = \frac{1}{0{,}5} = 2.$$

Om det är fråga om spänning eller ström dB, blir talet 6 dB – se tabell.

För att göra det helt rätt, skall ett minustecken sättas framför. Det rätta svaret blir då – 6 dB.

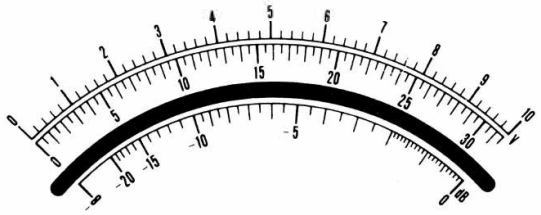


Fig. T4.1.

AVLÄSNING AV dB PÅ TAVELINSTRUMENT

Istället för att räkna om från förstärkning till dB, kan man direkt avläsa detta på ett universalinstrument. Nästan alla universalinstrument är försedda med en skala, som är uppmarkerad för spänning och dB. Det finns även digitala instrument som kan omkopplas mellan dessa två storheter.

I fig. T4.1 ses en skala som används i ett AC-voltmeter. Instrumentet har max. utslag för 30V, 10V och 0 dB.

Ett dyligt instrument är samtidigt försett med en omkopplare för inställning av känsligheten.

Det går att ställa in följande lägen för maximalt utslag vid lågfrekvensmätning: 3 mV–10 mV–30 mV–100 mV–300 mV–1 V–3 V och 10 V.

0 dB UTSLAG OCH INSTÄLLNING AV KÄNSLIGHET

Det maximala utslaget på 0 dB står antingen för 10 eller 3,16 och är beroende av mätreferensen.

EXEMPEL: En förstärkare skickar ut 3,16 volt med en signal från en tongenerator på ingången. 0 dB punkten ligger alltså på 3,16 volt. Om tongeneratorn stängs och ingången kortsluts, vrids känslighetsomkopplaren ner i det känsligaste området, där ett utslag kan ses.

Vi tänker oss nu, att omkopplaren skall vridas 4 gångar (det är 40 dB) och visningen är 6 dB. Restsignalen blir alltså – 46 dB. Resultatet är då att signal/brusförhållandet är 46 dB.

Det kunde även vara en utsignal på t.ex. –3 dB i 10 volts området, som vore utgångspunkten. Då skulle omkopplaren vridits ytterligare till utslaget hade blivit lagom. Om brussignalen är –9 dB 5 steg ner, blir signal/brusförhållandet:

5 x 10 dB + 9 dB - 3 dB = 56 dB

Det går naturligtvis även att först mäta bruset och därefter ansluta tongeneratorn. Med samma utgångspunkter blir resultatet det samma.

Universalinstrument är nästan alltid försedda med en dB skala, som kan användas på samma sätt som AC-voltmetern. Men då universalinstrument sällan är försedda med förstärkarsteg (det kräver extra batterispänning), ligger det lägsta området på 0,25 till 1 volt.

Då universalinstrument i denna klass samtidigt har ett begränsat frekvensområde (till 1000 Hz, om inget annat står beskrivet i bruksanvisningen), måste man vara noggrann och eventuellt använda sig av en mätförstärkare och signallikriktare.

Mätpunkten 0 dB på billiga universalinstrument är ofta placerade 2/3 på skalan, så att man kan avläsa dB värden från 3 dB till –20 dB.

FEED - BACK

Feed Back G1

1. A. Nej. Du har säkert menat rätt, men vi sade ju *atomkärnan*, inte *atomen.*

   B. Ja, men den innehåller även neutroner. Det visste Du säkert också. Prova nu dina krafter på uppgift 2.

   C. Detta måste betraktas som det rätta svaret. Atomkärnan innehåller två saker, protoner och neutroner. Fortsätt med uppgift 2.

2. A. Helt riktigt. Strömmen går från elektronöverskott – till underskott +. Gå vidare i nästa text, eller till sista uppgiften i G2, om du känner dej säker.

   B. Nej, elektronerna går från överskott – till underskott +. Fortsätt med texten i G2.

Feed Back G2

1. A. Helt riktigt besvarat. Fasta elektroner kan inte röra sig, men lösa elektroner eller hål kan. Fortsätt med uppgift 2.

   B. Det är inte själva orenheten som rör sig. I rent kisel delar atomerna på elektronerna. Sammanlagt har atomerna 8 elektroner i det yttersta skalet, vilket ger en mycket fast bindning. Orenheterna ger plats för elektroner eller har elektronplatser i överskott.

2. A. Det är inte rätt. I P-materialet finns det hål, det vill säga saknade elektroner. En elektron, som har vandrat runt ett tag, kommer att förena sig med ett hål och »försvinna» som lös elektron. Gå nu vidare i texten G3. Vi kommer senare återvända till ovanstående ämne.

   B. Det är rätt. Elektronerna kan vandra ett tag, innan de hittar ett hål, men när de möter ett hål faller de i och är inte mera lösa. Läs vidare om ström och spänning. Vi kommer senare att återvända till ämnet halvledare.

   C. Nej, det finns tillräckligt med plats. Mellan atomerna är det många tomrum, hål, som elektronerna kan falla ner i. När en elektron faller ner i ett sådant hål, upphör den att existera som fri elektron. Gå nu vidare i nästa avsnitt om ström och spänning.

Feed back G3

1. A. Nej, 10^{19} är inte det samma som 10^{18}. 6×10^{19} är 10 gånger med än 6×10^{18} och strömmen är 10 ampere. Försök nu med uppgift 2.

   B. Du har visst försökt att komma ihåg talet. 1A är 6×10^{18} elektroner per sekund. Emellertid är 6×10^{19} 10 gånger mer. Vid 6×10^{18} är strömmen 1A. Då måste den vara 10A vid 6×10^{19} elektroner per sekund.

C. Det är rätt. Om du nu känner dej säker på potensräkning, så hoppa fram till uppgift 3. Fortsätt annars med 2.

2. A. Utgångspunkten är 1A = 6 x 10^{18} elektroner per sekund. 10^{15} är tre tiopotens mindre än 10^{18}. Vi har alltså en ström, som är 1000 gånger mindre än 1A. Strömmen är alltså lika med 1 mA. Fortsätt med uppgift 3.

B. Det är rätt. Det här med potenser är väl inte så svårt i alla fall. Fortsätt med uppgift 3.

C. Nej. Det var inte bra. 6 x 10^{18} är lika med 1A. Då 6 x 10^{15} är 1000 gånger mindre, måste den ström, som talet motsvarar, vara 1000 gånger mindre än 1A, nämligen 1mA. Om du förstår detta, fortsätt med uppgift 3, i annat fall försök med avsnittet T om potenser.

3. A. Strömmen går från högre spänning till en lägre. Från 10 volt går den till 0 och därifrån vidare till –7. Elektronerna, som går den andra vägen, vandrar alltså från –7 till +10 V. Försök nu med uppgift 4.

B. Rätt, spänningen faller i ordningen 10 – 0 – -7 volt och strömmen går från 10 till –7 volt. Vi frågade om elektronernas rörelseriktning, som är motsatt. Du svarade rätt, att elektronströmmen går från –7 till + 10 volt. Lös nu uppgift 4.

C. Om alla elektroner strömmade bort från noll, skulle det uppstå en positiv spänning, vilket är fel. Strömmens riktning är alltid från högre till lägre spänning, dvs 10 volt till -7 volt. Men vi frågade om elektronernas riktning, som är motsatt strömriktningen, dvs från -7 till 10 volt. Ta nu uppgift 4.

D. Strömmen går från 10 volt till –7. Elektronströmmen går dock andra vägen, alltså från –7 till 10 volt. Gå vidare med uppgift 4.

4. A. 3 x 450 volt är 1350 volt. Skall vi ha det i kV, dividerar vi med 1000 och erhåller 1,35 kV. Resultatet är rätt. Fortsätt med uppgift 5.

B. Seriekopplar man batterier, får man en spänning, som är summan av varje batteris egen spänning. Det samma gäller här. Den sammanlagda spänningen är 3 x 450 volt = 1350 volt. Dina siffror var fel. Däremot ser det ut som att kommatecknet var rätt. 1000 volt är ju 1 kV, vilket ger 1,35 kV om spänningen var 1350 volt. Prova nu med uppgift 5.

C. Du har hittat rätt siffror men fått kommatecknet fel. 3 x 450 volt = 1350 volt. 1000 volt = 1 kV. Dvs. 1350 volt = 1,35 kV. Prova med uppgift 5.

D. Du har omvandlat 450 volt direkt till kV. Vid seriekoppling av spänningarna skall varje spänning summeras. Vi får då 1350 volt eller 1,35 kV. Försök med nästa uppgift.

5. A. Detta är fel. Kanske har du glömt att de två parallellkopplade batterierna, som kan leverera 100 mA, tillsammans levererar 200 mA. Det ger tillsammans med ytterligare ett parallellkopplat batteri en total ström på 2200 mA eller 2,2 A.

Gå vidare till avsnittet om kondensatorn G4.

B. Kanske har du bara gissat. Vid parallellkoppling skall strömmarna summeras. 2000 + 100 + 100 = 2200 mA eller 2,2 A. Gå vidare till avsnittet om kondensatorn G4.

C. Du har kommit fram till det riktiga svaret. Om du vill, kan du försöka lösa sista uppgiften i nästa avsnitt. i annat fall , börja med texten.

D. Vid parallellkoppling av batterier får vi möjlighet till att dra mer ström. Den totala strömmen, som vi kan ta ur batterierna är summan av varje batteris ström: 2000 + 100 + 100 = 2200 mA eller 2,2 A. Fortsätt nu med nästa uppgift.

Feed back G4

1. A. Avståndet till alla kringliggande saker är lika stort och en nyckel är vanligtvis liten. Båda delarna ger liten kapacitans. Innan du går vidare med nästa avsnitt, läs de 4 sista raderna i texten.

B. Det är rätt. Både nyckelns storlek, avståndet till kringliggande föremål och luft som isolationsmaterial antyder en liten kapacitans. Fortsätt med G5.

C. Varken storlek eller avstånd bör få oss att tro, att det är fråga om stor kapacitans. Gå vidare till avsnittet om kondensatorkopplingar, G5.

Feed back G5

1. A. Ja, helt riktigt. Fortsätt med uppgift 3.

B. Nej – det är fel. Kanske har du räknat med seriekoppling. När kondensatorer parallellkopplas summeras kapacitanserna 0,5 uF + 0,5 uF = 1 uF. Fortsätt med uppgift 2.

C. Det var helt fel – man får inte 10 gånger så stor kapacitans vid parallellkoppling, utan kapacitanserna summeras: 0,5 uF + 0,5 uF = 1 uF. Fortsätt med uppgift 2.

2. A. Nej, när man parallellkopplar kondensatorer adderas deras värden. När kondensatorer seriekopplas används:

$$\frac{1}{C333} = \frac{1}{C1} = \frac{1}{C2} + \frac{1}{C3} \ldots.$$

Då den resulterande kapacitansen skall vara 333 pF får man:

$$\frac{1}{333} = \frac{1}{3C}$$

Därför är C = 1 nF och 3 st används. Fortsätt med uppgift 3.

B. Helt riktigt. Fortsätt med uppgift 3.

C. Fel. Se svaret A, innan du börjar med uppgift 3.

3. A. Du måste ha sett fel på färgkoden. Har du läst avsnittet om färgkod. Kondensatorerna har värdena: 1 – 0 – 10^3 = 10.000 pF = 10 nF. En parallellkoppling av kondensatorerna ger summan 20 nF. Du har räknat det som en seriekoppling. Prova med uppgift 4.

B. Metoden, som du använt är rätt. men du har börjat med fel kondensatorvärde. Orange är x 1000 och brun-svart = 10. Kondensatorn blir 10 000 pF eller 10 nF. Parallellkopplingen ger 20 nF. Fortsätt med nästa uppgift.

C. Alldeles riktigt. Gå vidare med uppgift 4.

D. Du har gjort beräkningen som vid seriekoppling, men hittat de riktiga storlekarna på varje kondensator. Vid parallellkoppling av kondensatorer skall deras värden adderas. Resultatet blir 20 nF. Gå nu vidare med uppgift 4.

4. A. Du måste ha gissat värdena på varje kondensator. Seriekoppling ger en kondensator, som är mindre än den minsta. Om vi använder formeln för seriekoppling, får vi en kapacitans på 0,5 nF = 500 pF. Läs vidare i nästa text, som berättar om olika kondensatortyper.

B. Helt rätt. Läs vidare om olika kondensatortyper G6.

C. Du har fått ett felaktigt kondensatorvärde eller så har du tagit fel på pF och nF. Resultatet är 500 pF. Du kan lugnt gå vidare med avsnittet om olika kondensatorer, G6.

D. Du har kanske trott, att det var en parallellkoppling. Seriekoppling av 3 lika kondensatorer ger en samlad kapacitans på 1/3 av vardera dvs 500 pF.

Feed back G6

1. A. Det är inte rätt. Volt är enheten för spänning och enheten för kondensatorer är FARAD. Har du egentligen läst genom avsnittet om kondensatorer ordentligt? Läs det, innan du går vidare med uppgift 2.

B. m är, när det står ensamt, beteckningen för 1/1000. Förr hade man en måttenhet för kondensatorer som hette cm. 1cm motsvarades av 1 pF. Enheten för kondensatorn är FARAD. Fortsätt nu med nästa uppgift.

C. Det är helt riktigt. Fortsätt med nästa uppgift.

D. Ampere är enheten för ström. Enheten för kapacitans är FARAD. Har du verkligen läst hela avsnittet om kondensatorer? Fortsätt med uppgift 2.

2. A. Fullständigt riktigt, men talet uttrycks bäst 32 nF. 0,032 uF är ganska ovanligt.

B. Du skall inte dividera med 2, när du har adderat kapacitanserna. Resultatet är 32.000 pF eller 32 nF vilket även är 0,032 uF. Försök med uppgift 3.

C. 1,9 nF är den kapacitans vi får vid seriekoppling. Vid parallellkoppling skall varje kapacitans adderas. Resultatet blir då 0,032 uF. Fortsätt med nästa uppgift.

D. Du måste ha skiftat om siffrorna. Resultatet är 32 nF 30000 pF = 30 nF. Därefter läggs 2 nF till och vi får ett resultat på 32 nF eller 0,032 uF. Försök nu med nästa uppgift.

3. A. Kanske har vi inte förklarat uppbyggnaden av en kondensator tillräckligt noga. Den beskrivs i punkt 3. Det skall vara 2 lager metallfolie och 2 lager isolation. Det blir sammanlagt 4 lager. Om metallen är påångad, blir det endast 2 lager, när vi delar på kondensatorn. Lagren är utformade som långa band, vilka är sammanrullade till ett block. Fortsätt med uppgift 4.

B. Om metallen är påångad, har du rätt, men i de flesta fall ligger metallfolien för sig själv och då är det 4 lager. Fortsätt med uppgift 4.

C. Du har räknat med metallfolien för sig. Då är det fyra lager. Om metallen är påångad, är det endast 2 lager. Fortsätt med uppgift 4.

D. 8 lager är lite för bra. Kanske har du räknat med att det skall vara isolation mellan på båda sidor om foliet och dessutom två lager utanför. Det är inte rätt. En kondensator består av 4 lager, växelvis metallfolie och isolation. Vissa kondensatorer har ett påångat metallager på isolationen. Då finns det endast 2 lager. Fortsätt med uppgift 4.

4. A. Det är inte rätt. Du måste nog avsnittet om färgkod innan du fortsätter med uppgift 5.

B. Det är rätt så bra. Om du vill, kan du fortsätta med uppgift 5, eller först läsa avsnittet om färgkod. Färgkod lär du dig nog i efterhand, när du börjar med AE-konstruktionerna.

C. Utmärkt! Sätt igång med uppgift 5. Färgkoden kan du ju.

5. A. Du har gjort beräkningen för seriekoppling, men hittat det rätta värdet för den fasta kondensatorn. Vid parallellkoppling skall vi addera kapacitansen och får då 123 - 150 pF.

B. Du har hittat ett felaktigt värde på den fasta kondensatorn, men har därefter räknar rätt. Kondensatorn är inte 210 pF utan 120 pF, som vid parallellkoppling ger en kapacitans på 123 - 150 pF.

C. Det är alldeles rätt.

Feed back G7

1. A. Det är för lite. U = R x I vilket ger U = 10 ohm x 0,1 A = 1,0 volt. Fortsätt med uppgift 2.

B. Det är rätt. Fortsätt med uppgift 2.

C. Vi skall hitta spänningen med ohms lag: U = R x I. U = 10 ohm x 0,1A = 1,0 V. Fortsätt med uppgift 2.

2. A. Nej, du ska inte multiplicera utan dividera. U = R x I, I = U/R = 100 A. Kom ihåg detta när du löser uppgift 3.

B. Nu är du ute och reser! Ohms lag skall användas: U= R x I. Vi isolerar I och då blir strömmen I = 100A. Fortsätt med uppgift 3.

C. Det är rätt. Fortsätt med uppgift 3.

3. A. Du har missat en nolla, men annars är det rätt. 10 uA = 10 x 10^{-6} A, 47 kohm = 47 x 10^{3} ohm. U = R x I = 47 x 10^{3} x 10 x 10^{-6} = 470 x 10^{-3} = 470 mV. 0,047 V = 47 mV. Fortsätt med uppgift 4.

B. Det är fullständigt riktigt. Fortsätt med uppgift 4.

C. Du har räknat fel i formeln. Spänningen får vi från formeln U = R x I = 10 uA x 47 kohm = 470 mV. Du har dividerat strömmen med motståndet. Försök nu att lösa uppgift 4.

4. A. Motståndet får vi fram av R = U/I. Du har hittat det rätta svaret. Om du i förväg känner till lite om sammankoppling av motstånd, hoppa direkt till nästa avsnitt.

B. Du har använt formeln fel och har dividerat strömmen med spänningen. Det skall vara omvänt. R =1,2 kohm. Fortsätt med nästa avsnitt.

C. Håll reda på nollorna. 1 gånger 1,2 = 1,2 men 1 mA = 10^{-3} A, så vi måste dividera med 10^{-3} eller multiplicera med 10^{3}. R = 1200 ohm = 1,2 kohm. Läs vidare i nästa avsnitt.

D. Det var inte bra! Du skall använda formeln R = U/I. Se svaret C.

5. A. Du har verkligen försökt lösa uppgiften, men dessvärre har du glömt en nolla. Det riktiga resultatet är 70 watt! Lagom effekt, eller hur.

B. Ja, det är rätt.

C. Det är inte helt rätt. Kanske du har tagit fel på potensräkningen. U^2 är inte lika med 15 + 15 utan 15 x 15. Det är 225. Dividerar vi 225 med 3,3 får vi ca. 70 watt. Om du är osäker på potensräkningen, läs avsnittet T1. Det är inte svårt.

Feed back G8

1. A. Du har trott att det var en parallellkoppling. Vid seriekoppling skall motstånden adderas, så resultatet skall bli 17,6 kohm. Fortsätt med uppgift 2.

B. Det är rätt, men å' andra sidan så var det inte heller svårt. Fortsätt med 2.

2. A. Helt rätt. Skynda vidare med uppgift 3.

B. Du har tydligen inte lämnat uppgift 1 och räknar fortfarande med seriekoppling. Detta är en parallellkoppling och när två lika motstånd är parallellkopplade, blir resultatet hälften, alltså 50 ohm. Fortsätt med uppgift 3.

3. A. Du har räknat fel! Först och främst skall de två motstånden parallellkopplas, vilket ger resultatet 11 kohm. Strömmen är I = U/R. Det riktiga resultatet är då I = 0,9 mA. Fortsätt med uppgift 4.
Det riktiga resultatet är då I = 0,9 mA. Fortsätt med uppgift 4.

B. Det är rätt.

C. Du har räknat fel med potenserna i ohms lag. 0,009 A = 9 mA och resultatet skall vara 0.9 mA. Annars har du gjort rätt. Fortsätt med nästa uppgift.

4. A. Det var inte en seriekoppling utan en parallellkoppling. Motståndet blir då 600 ohm och inte 2,5 kohm. Dessutom har du räknat fel på en nolla, men det gör inte så mycket. När motståndet är 600 ohm och spänningen 4,5 V blir strömmen7,5 mA. Fortsätt med 5.

B. 1,8 mA vore rätt om det hade varit en seriekoppling, men parallellkopplingen ger ett motståndsvärde på 600 ohm. Därmed blir strömmen 7,5 mA.

C. Detta har du gjort bra. Fortsätt med uppgift 5.

5. A. Du tacklar problemet så att tvärströmmen väljs först. Den skall vara 10 gånger större än de 100 uA = 0,1 mA. För att få en spänning på 3 volt skall strömmen passera ett motstånd på 30 kohm. Det finns inte som standard utan vi får använda 27 eller 33 kohm. Du har räknat rätt. fortsätt med uppgift 6.

B. Du har glömt att tvärströmmen skall vara 10 gånger den ström, vi maximalt kan dra genom utgången. Annars har du räknat rätt, så motståndsvärdena skall divideras med 10 till 47 kohm och 33 kohm. Titta nu på uppgift 6.

6. A. Du har tänkt till och hittat det rätta! 4 plus 1 = 5.

B. Du föll i fällan! När det ena motståndet är 4 gången det andra, blir spänningsdelningen 5 gånger. Spänningen blir alltså delad i förhållandet 1:5, så resultatet blir 2. Fortsätt med uppgift 7.

7. A. När ingångsmotståndet är 50 kohm, måste vi ha spänningsdelarens motstånd 10 gånger mindre, alltså 5 kohm. Det är inget standardvärde, så vi använder 4,7 kohm. För att dela i förhållandet 1:10 skall motståndens förhållande vara 1:9. Teoretiskt skall R1 alltså vara 42,3 kohm, vilket inte är standard. Vi måste välja mellan de närmaste – 39 och 47 kohm – och vi har valt 47 kohm.

B. Det är det rätta valet. Lade du märke till, att motstånden egentligen skall ha förhållandet 1:9 men att standardvärdena tvingar oss till detta valet.

C. Du har räknat rätt, men vi har inte 5 kohms motstånd bland standardvärdena. Vi är tvungna att välja 4,7 kohm, även om vi får en delning på 1:11 istället för 1:10.

Feed back G12

1. A. Nej, det är helt fel. En likriktare förstärker inte. Den omvandlar endast växelspänning till likspänning. Orsaken till att spänningen blir större, är att den anslutna kondensatorn laddas upp till växelspänningens maximala värde. Detta värde är 1,4 gånger större. Läs vidare.

   B. Ja det är helt rätt. Du har fattat galoppen. Du kan fortsätta med nästa avsnitt.

2. A. Nej, du har tagit fel. Vi får ett mycket mindre omsättningsförhållande mellan primär och sekundär. 10 000 lindningar till 500 ger en spänningsomsättning från 20 till 1. Dvs. spänningen som kommer ut från transformatorn är 20 gånger mindre än 220 volt, alltså 11 volt. Efter likriktning och filtrering får vi en likspänning som är roten ur 2 gånger större än 11 volt, ca. 15,5 volt.

   B. Ja, det är rätt. Fortsätt så.

   C. Det är inte helt riktigt, men du är på rätt spår. Transformatorn omvandlar helt riktigt 220 volten till 11 volt. Men vid likriktningen och filtreringen får vi en spänning som är 1,4 gånger större är 11 volt, vilket ger 15.5 volt. 1,41 = roten ur 2. Glöm ej detta att vid likriktning och filtrering blir spänningen högre.

Feed back G13

1. A. Ja, det är rätt. Du behöver säkert inte mer träning i beräkning av kondensatorvärden. Fortsätt med nästa avsnitt.

   B. Nej – fel! Talet är rätt, men det saknas en nolla. Kanske du borde läsa genom tilläggsavsnittet T1 om potenser. Fortsätt med G14.

   C. Det är dessvärre inte rätt. Varken tal eller enhet är korrekt. Vi får gå igenom beräkningen. Vi använder formlen:

$$Z_C = \frac{1}{2\pi \times f \times C}, \qquad C = \frac{1}{2\pi \times f \times Z_C}$$

Sätter vi in talet:

$$C = \frac{1}{6{,}28 \times 10^3 \times 10^3}$$

$$C_{nF} = \frac{10^9}{6{,}28 \times 10^6} \qquad C = 150 \text{ nF } (159 \text{ nF})$$

Feed back G14

1. A. Helt korrekt. Nu har du väl inte gissat bara. Svaret finns under B. Fortsätt med avsnittet G15.

   B. Nej, det är inte rätt. Facit är 1,59MHz. Det är mellanvåg. 1,59 får vi fram genom att ta kvadratroten ur 0,1 mH gånger 0,1 nF, vilket ger 0,1. Sedan dividerar

vi konstanten 159 med 0,1 och får 1590 kHz = 1,59 MHz.

C. Nej, kanske det inte förklaras tillräckligt noga i texten. Se lösningen under B.

Feed back G15

1. A. Nej, detta är fel. Strömmen är redan given. Det, som vi kunde vilja veta är, hur stort fullt utslag är. Då vi känner den ström, som flyter genom instrumentet, kan vi beräkna den inre resistansen, när vi dessutom känner spänningen.

   B. Nej, det är inte rätt. Det, som vi måste veta, är fullt utslag. Fortsätt med uppgift 2.

   C. Jo – det är absolut nödvändigt att känna till en storhet, nämligen fullt utslag. Fortsätt så.

   D. Nej, spänningen är given. Fortsätt med nästa uppgift.

   E. Fullkomligt riktigt.

2. A. Det är fel. Det enda, som är intressant för oss, är att instrumentet skall ha 100 mA genom sig, men att det har max. utslag för 100 uA. Det betyder att bortsett från de 100 uA eller 0,1 mA, skall all annan ström flyta genom shunten. Sammanlagt 99.9 mA. Fortsätt med nästa uppgift.

   B. Nej, det är inte rätt. I frågan, sa vi att vi skickade in 100 mA – då kan vi ju inte få en nästan 10 gånger större ström genom shunten. Förklaring under A.

   C. Det rätta svaret.

3. A. Nej, inte helt. Vi skulle ha nått fram till en spänning på 100 mV över instrumentet. När vi vet, att det skall vara max. utslag vid 100 mA och att det skall flyta 99.9 mA genom shunten, känner vi både spänning och ström och kan med Ohms lag beräkna shunten. Ett mätinstrument har sällan en noggrannhet under 1% och vi kan därför avrunda upp till 100 mA i detta fallet.

$$Rs = U/I : Rs = \frac{100\ mV}{100\ mA} = 1\ Ohm.$$

   B. Nej, det är inte korrekt. Kanske har du tappat en potens. Se lösningen under A.

   C. Helt rätt, du kan fortsätta med nästa uppgift.

4. A. Det är bara att beklaga, att svaret är fel. Kanske det är en faktor på 1000, som är glömd. Beräkningen sker enligt följande: Från fråga 3 känner vi spänningen över instrumentet för fullt utslag. 100 mV. Vi skall mäta 100 volt. Därför måste förkopplingsmotståndet vara 1000 gånger större än den inre resistansen, eftersom spänningen vi skall mäta är 1000 gånger större. Den inre resistansen känner vi från uppgift 2, nämligen 1 kohm, beräknat efter instrumenttypen 1mA/V. Skall motståndet vara 1000 gånger större än 1 kohm, får vi ett motstånd på 1 Mohm. Fortsätt med uppgift 5.

B. Ja, helt rätt. Du har förstått det rätt. Gå vidare.

C. Det rätta är 1 Mohm. Om du inte orkar försöka igen på samma fråga, finns lösningen i punkt A.

5. A. Riktigt. Fortsätt med nästa avsnitt G16.

B. Det är inte rätt. Motståndet på 9 kohm har du räknat rätt, men det på 990 kohm är fel. Det skulle vara på 99 kohm. Båda motstånden beräknas på följande sätt: Vi vet, att det är 1 volt över instrumentet vid 1 kohm. Om den spänning, vi skall mäta, är 10 volt, måste det vara 9 volt över motståndet. 1volt och 1 kohm ger en ström på 1 mA. 1mA genom ett motstånd med 9 volt över ger en resistans på 9 kohm. Vid 100 volt blir det 99 volt över det andra motståndet, som då skall vara 99 kohm, eller 100 kohm med rimlig noggrannhet. Motståndet på 9 kohm kan tillverkas genom parallellkoppling av två på 18 kohm.

Feed back G16

1. A. Helt rätt. Fortsätt med uppgift 2.

B Jo, det kommer flyta ström. Dioden leder ström i pilens riktning.

2. A. Ja, du har förstått vad som menas med h_{fe}. Fortsätt på samma sätt med följande uppgifter.

B. Nej, det ger en strömminskning. I en transistor är det meningen, att man skall få en större ström genom kollektorn än den som flyter genom basen.

Feed back G17

1. A. Du har inte kommit ihåg, att det skall vara halva drivspänningen på kollektorn. Du har lagt hela spänningen över R_c. Då det skall vara halva, måste motståndet vara hälften så stort – 6 kohm. Vi använder ett standardvärde – 5,6 kohm. R_b är rätt uträknad.

B. Detta är det riktiga resultatet. Det måste dock noteras, att när kollektormotståndet minskas, är det bäst att även minska på basmotståndet till 680 kohm. Det blir inte någon hörbar skillnad.

C. Fullständigt rätt. Fortsätt med 2 eller hoppa direkt till nästa avsnitt om du känner dig säker.

D. Konstruktionen är möjlig, men kollektorströmmen blir inte 0,5 mA, utan 0,25 mA. Du har beräknat R_c, så att hela drivspänningen ligger över det och inte halva som det skall vara. Antingen har du räknat fel vid R_b eller så har du gissat dig till att R_b i detta fallet skall vara 2 gånger strömförstärkningen gånger R_c. Glöm ej regeln med halva drivspänningen över kollektorn.

2. A. Du har gått förnuftigt till väga. R_e och R_c är korrekta, men du har glömt, att det är ett spänningsfall på 0,7 volt från bas till emitter. Om du tar hänsyn till detta, får du nog de riktiga resultaten.

B. Helt rätt. Inget att snacka om!

C. Du har gjort två allvarliga fel. Först har du glömt att det skall vara halva drivspänningen över kollektorn. Med R_c = 2,2 kohm faller hela spänningen över motståndet, så transistorn inte har något kvar att arbeta med. Resultatet skall vara det halva värdet R_c = 1,2 kohm och $R_{b1} = R_{b2}$ = 15 kohm.

D. Du är inte god vän med Ohms lag!!! R_e skall vara 680 ohm och inte 1,2 kohm. Det är samma fel, som åter uppträder i R_c, som skall vara på 1,2 kohm. R_{b1} och R_{b2} är 15 kohm.

Feed back G19

1. A. Nej, det är inte riktigt. Kanske har vi inte förklarat detta tillräckligt noga. När vi ändrar antalet elektroner på kondensatorplattorna, kommer strömmen bli större, om vi gör det snabbt, dvs högre frekvenser överförs lättare.

   B. Helt rätt. Försök klara nästa uppgift.

2. A. Nej – i uppgift 1 såg vi, att en kondensator leder diskanten fint. Det betyder att diskanten kommer stiga, då den leds förbi motståndet. Fortsätt till uppgift 3.

   B. Bra svarat – kondensatorn kopplar diskanten till jord, därför att den leder de höga tonerna. Vi kommer endast att höra bas och mellanregister i en ansluten förstärkare.

3. A. Nej, inte ens talet är rätt. Kom ihåg PI = 3.14.

   B. Helt riktigt. Försök, att tillverka konstruktionen på ett kretskort och hör efter om basen verkligen blir kraftigare. Därefter försöker du med 4.

   C. Nej, inte helt. Kanske har du glömt en siffra. Den skall vara 100 nF.

Feed back G20

1. A. Nej – det är fel. Rita en skiss över ämnen och tryckvågor. Så kan du se, att det är de andra skärmarna, som på grund av den stora ytan, mest påverkas.

   B. Det är rätt. Fortsätt med nästa uppgift.

2. A. Fel! Det är inte storleken utan vikten, som är av betydelse. En magnet väger vanligtvis mer än en spole. Gå vidare till uppgift 3.

   B. Korrekt. den lätta spolen ger större utslag än en tung magnet.

   C. Fel. Det är vikten som betyder något. Den lätta spolen ger större utslag än magneten. Fortsätt till uppgift 3.

D. Teoretiskt är det möjligt, men i praktiken är konstruktionen mindre känslig, då magneten normalt inte är lättare än spolen. Det är dock fint, att du inte är bunden av traditionella tankegångar. Fortsätt med uppgifterna.

3. A. Riktigt, om du tänker på de låga frekvenserna, fel om du tänker på de höga. Ett membran s utsträckning skall nämligen vara så stort som möjligt i förhållande till våglängden. Det ger en undre gräns för frekvensen. Om du har tänkt rätt, och har haft B som ledning, förstår du verkligen ljudvågornas funktion.

B. Riktigt för den övre gränsfrekvensen. Fortsätt med nästa uppgift.

C. Magnetens styrka har lika stort inflytande på alla frekvenser. Det är vikten av membran och spole, som gör, att mikrofonen inte kan klara av de höga frekvenserna. Fortsätt med nästa uppgift.

D. Det är fel. Storleken hos spolen har ingen betydelse. Det är vikten, som betyder något. Vid höga frekvenser kan en stor vikt inte följa med i svängningarna.

4. A. Fel. Tvärtom. Det är motsättningen mellan de låga frekvensernas krav på stort avstånd mellan fram- och baksida och rörelse av stor luftmassa och de höga frekvensernas krav på litet membram, som omöjliggör användningen av en högtalare till hela frekvensområdet. Försök nu med uppgift 5.

B. Nej. En stor högtalare är nödvändigt vid låga frekvenser. De finns ju. Men ett stort membram kan inte följa med vid de höga frekvenserna, så vi måste ha ett litet membram för de höga. Fortsätt med uppgifterna.

C. Korrekt. Låga frekvenser skall ha stor omkrets och skall sätta stor luftmassa i rörelse. Höga frekvenser kräver ett litet och lätt membram, som kan följa med svängningarna.

D. Så jäkliga är inte tillverkarna. Det är ett tekniskt problem, då vi skall ha ett stort membram för låga frekvenser och ett litet för de höga.

E. Det är riktigt, att det normalt inte blir mycket effekt vid höga frekvenser, med det reglerar sig självt. Det är bastonerna som ställer kraven. Diskant och bas kan alltså inte återges samtidigt i en högtalare.

5. A. Det är delvis korrekt. Kristall– och keramiska pick up'er är mycket svåra att tillverka linjära. Problemet är mycket enklare att lösa med dynamiska pick up'er. Den viktigaste skillnaden är emellertid, att en kristall pick up kräver en kraftig förbindelse med nålen. De höga frekvenserna kan då inte följas av nålen utan ett kraftigt nåltryck, som ger kraftig slitage på skivan.

B. Det låter inte helt fel, då den inte kan tillverkas fabriksmässigt, utan måste trimmas speciellt med en mängd utvalda material. Kvaliteten kommer dock aldrig kunna komma upp till en dynamisk pick up. Kopplingen mellan nål och och kristall skall vara ganska styv och de fina nyanserna i skivorna förloras, samtidigt som kraftiga utsvängningar i spåren medför fara för att nålen hoppar.

C. Det är rätt. När nålen sitter fast i pick up'en, krävs en stor kraft för att den skall röras. Höga frekvenser och stora rörelser blir förvrängda. Detta sker inte vid dynamiska pick up'er.

6. A. Korrekt. Kravet medför, att lådan skall vara mycket stor, eller ha olika »smarta» rum inuti. T.ex. labyrinter. Gör nu uppgift 7.

B. Det skall inte vara mer plats men mer längd. Avståndet från högtalarens baksida till det hål, där baksidsljudet kimmer ut, skall vara stort. Det kan uppnås, genom vinklade väggar, som leder ljudet inne i lådan.

C. Det var ett val på intuition. Förklaringen är långt mera jordbunden, då det är basens våglängd som ställer till problem. Om det inte är tillräckligt avstånd från baksidan av högtalaren ut i det fria, kommer basen att kortsluta sig själv. En riktigt utförd låda kan förhindra detta, då vi på konst gjord väg skapar en lång väg från baksida till framsida. Eventuellt då med en labyrint. Fortsätt med nästa uppgift.

7. A. Nej – om det behövs högre effekt, används flera högtalare. Man använder tre olika, av den anledningen att varje högtalare endast kan återge ett begränsat område. Områdena tränger över varandra, så att hela frekvensområdet täcks.

B. Helt riktigt. Fortsätt med uppgift 8.

8. A. En Dome Tweeter återger helt riktigt frekvensområdet upp till 20.000 Hz, alltså höga toner. Prova nu uppgift 9.

B. Nej, det är dome tweetern som återger frekvenser upp till 25.000 Hz.

9. A. Helt rätt, det är för att diskanten inte passerar en spole.

B. Ja, spolen leder basen fint, men spärrar för diskanten.

Feed back G21

1. A. Nej, det är inte helt riktigt. Vi når fram till 50 m genom att dividera ljushastigheten 300 000 km/s med frekvensen 6 MHz. Om vi skall ha en kvartsvåg, dividerar vi med 4 och får 12,5 meter. Fortsätt med uppgift 2.

B. Ja, helt rätt. Nu är Luxenburg på lite högre frekvens, ca. 6,2 MHz, så antennen skall vara lite kortare, ca. 12 meter. Fortsätt vidare.

2. A. Helt rätt. Du har väl inte gissat. Nej, jag tänkte väl det nog, men om! så försök att läsa svaret B innan du går vidare med G22.

B. Nej, 3m framkommer, när vi dividerar ljushastigheten 300 000 km/s eller 3 x 10^8 m/s, med frekvensen 100 MHz. Det blir 3 meter. Då skall vi ha båda dipolerna med, får vi 2 x 1/4 x 3 = 1,5 m. Fortsätt med G22.

Feed back G22

1. A. Nej, själva sändaren frambringar HF. Det är radiostationen, som tillverkar lågfrekvens signalen i form av en utsändelse.

   B. Ja, du har fått tag på den riktiga änden.

   C. Delvis ja. Modulationen görs i sändaren men själva sändaren tillverkar HF.

Feed back G 23

1. A. Nej, själva sändaren frambringar HF. Det är radiostationen , som tillverkar lågfrekvenssignalen i form av en utsändelse.

   B. Ja, du har fått tag på den riktiga änden.

   C. Delvis ja. Modulationen görs i sändaren men själva sändaren tillverkar HF.

Feed back G24

1. A. Ja, det är AM, men då även frekvensen varierar, är det både AM och FM. Fortsätt med nästa uppgift.

   B. Ja, det är FM, men då även amplituden varierar, är det både AM och FM. Fortsätt med nästa uppgift.

   C. Försök dina krafter på uppgift 2. Svaret var nämligen helt riktigt.

2. A. Nej, en super är den dyraste mottagaren på grund av komponentantalet.

   B. Ja, riktigt.

   C. Ja, vi kan själv välja selektiviteten i MF-förstärkaren. Alla andra mottagare har en dålig selektivitet.

   D. Ja. Förstärkningsgränsen är bestämd av bruset av världsrymden och ingångsstegets komponenter, inget annat. Vid andra typer sätter metoden själv gränsen.

   E. Nej. Det används många komponenter till en super.

   F. Delvis. Det är endast en ratt, avstämningsratten, men denna fördel är lika hos många mottagare. Om du har 1-3 rätta svar är det möjligt, att du bör titta genom avsnittet igen. 4 rätta svar är fint och du kan lugnt fortsätta. Har du flera rätt, kan du lätt lösa de följande uppgifterna.

3. A. Nej. Kanske har jag inte förklarat det tillräckligt. Mellanfrekvensen är konstant, för den skall aldrig avstämmas i flera kretsar. Det går ju inte att träffa samma frekvens med 5 vridkondensatorer.

   B. Ja, för annars kunde man inte få en noggrann mellanfrekvens.

4. A. Helt rätt – blandarsteget bestämmer tillsammans med oscillatorsignalen den önskade mellanfrekvensen.

   B. Nej, mellanfrekvensen skapas av oscillatorn i blandaren.

5. A. Ja, rätt. Ett keramiskt filter är en av de nyaste och bästa frekvensbestämmande komponenterna till MF'en.

   B. Nej, ett motstånd bestämer inte frekvens, endast ström. Läs sista delen av avsnittet ommottagaren igen.

Feed back G25

1. A. En effektförstärkare räcker inte. Vi måste ha 2. Båda kan naturligtvis finnas i samma hölje, men de måste vara två.

   B. Det är rätt. Vid 1 är det ju mono.

Feed back G26

1. A. Helt riktigt. Fortsätt till fråga 2.

   B. Det går fint att mäta ström med ett oscilloskop, men oscilloskopet i sig själv kan bara visa spänningar.

   C. En bild visas normalt på en TV-mottagare. Ett oscilloskop kan användas till att visa bilder på, men är egentligen avsett för att visa spänningar som varierar med tiden.

2. A. Fel. Gallret spärrar för elektronerna med en styrspänning. Det är den »varma» katoden, som avger massor av elektroner.

   B. Nej, du har inte förstått det rätt. Anoden ansluts till plus, dvs ett underskott av elektroner. Katoden som är »varm», avger elektroner, när vi ansluter den till minus, dvs ett överskott av elektroner.

   C. Helt och hållet rätt.

3. A. Du har nog förväxlat det hela med Lissajous figurer. Om flanken inte är lodrät, kommer vi att se när strålen far tillbaka.

   B. Helt riktigt, det ses vanligtvis på billigare oscilloskop, där kostnaden har avgjort att man inte har använt sig av en god sågtandsgenerator.

Feed back G27

1. A. Nej, Du har kanske inte helt förstått. Gallret styr ljusintensiteten. Ett katodstrålerör i ett oscilloskop har avböjningsplattor, som fungerar elektriskt. Dessa finns inte i TV-mottagaren. Där används istället en elektromagnetisk spole, som är monterad bak på bildröret.

   B. Du har besvarat frågan helt rätt.

   C. En katod avger elektroner, som träffar skärmen och ger ljus. Katoden är viktig både för TV-röret och katodstråleröret. Det, som TV'n fattas, är avböjningsplattorna. TV'n använder sig av en elektromagnetisk spole, fastmonterad bak på bildröret.

2. A. Det frågades, vilka informationer, som inte var nödvändiga. Kanske tänkte Du inte på det. Linjesynkroniseringen är ju nödvändig, för att TV'n skall förstå hur bilden skall se ut. Det är ljudinformationen, som inte behövs.

   B. Helt rätt – ljudinformationen är inte nödvändig för bilden.

   C. Aj Aj, det är sannerligen viktigt att få med svart/vit nivån, annars blir vår TV-bild endast svart eller vit. Det är ljudinformationen, som inte behövs för bilden.

3. A. Nej, – har du läst texten, eller gissade du bara? Det är helt riktigt. Man separerar 50 Hz i mottagaren för att ge startimpuls för varje ny halvbild.

   B. Det är helt rätt. Det är 50 Hz som separeras tillsammans med 15.625 Hz och ger linjeantalet 625. 50 Hz är startimpuls för varje ny halvbild.

   C. Helt riktigt. – de 50 Hz ger startimpulsen för varje ny halvbild. Du kan lugnt gå vidare i texten.

Feed back G28

1. A. Det är fel. Bandet är av plast med en järnbeläggning som kan magnetiseras av tonhuvudet. Endast en liten del av bandet är tillverkat av aluminium. Det är avslutningsstrimlan, som stannar bandspelaren i slutet på bandet.

   B. Bandet är helt riktigt av plast och färgen är brun, men det bruna lagret är inte bara färg utan en järnoxidbeläggning, som kan magnetiseras och återge ljudinformation.

   C. Riktigt, järnbeläggningen är i form av järnoxid, då rent järn skulle rosta.

   D. Ett litet järnband skulle vara utmärkt rent magnetiskt, men det skulle ha lätt för att rosta och dessutom vara styvt och bräckligt. Ett ljudband består av ett tunt lager järnoxid, som även kan magnetiseras och då järnoxid redan är en form av rost, kan det inte rosta.

   E. Det är fel, papper har absolut ingen anknytning till bandspelaren

2. 1 riktigt svar är i underkant. Det samma gäller 2 men 3 är bra och 4 mycket bra.

   A. Nej, den är lika stor. Distorsionen är bestämd av bandmaterialet och tonhuvudets kvalitet, inte av spårets bredd.

   B. Nej, det smalare spåret kan ge mera oregelmässiga signaler med »hål» i ljudet och störningar. Dom ger mer störningar på en 4 spårs bandspelare än på en 2 spårs.

   C. Nej, wow-värdet bestäms av motorn och dess mekaniska förbindelser till bandet.

   D. Ja, vi erhåller dubbla speltiden, både i mono och stereo.

   Efter att ha kontrollerat antalet riktiga svar, kan du gå vidare med uppgift 3.

3. A. Riktigt, en stereosignal kräver två spår. Därmed har vi använt hela bandets bredd.

   B. Nej, hälften av ett 2 spårs band är endast 1 spår. Vi behöver 2 spår till stereo och använder därför hela bandets bredd till inspelningen.

   C. 1/3 band kan inte avspelas på en vanlig bandspelare. Se svar B.

   D. Du måste dels ha tänkt på 4-spårs-bandspelaren, och glömt, att det går åt 2 spår för en stereosignal. Om varje spår är lika med halva bandbredden, kan det endast vara 2 spår som fyller hela bandets bredd.

Feed back T1

1. A. Nej, tänk igen på tårtan. Den kan delas i 4 lika stora delar på vardera 1/4. 2 av dem ger 2/4 = 1/2 tårta.

   B. Nej, det är lika mycket fel som att säga att 1 äpple placerat brevid ett annat äpple ger 1 äpple. 1/4 plus 1/4 = 2/4 = 1/2. Fortsätt med uppgift 2.

   C. Ja, det är klart, eller hur?

2. A. Nej, 1/4 kan delas i 2 delar på vardera 1/8. Tillsammans med den andra 1/8, får vi 3/8. Försök med uppgift 3.

   B. Det är helt rätt.

   C. Nej – 4/4 svarar mot 1 hel, men 1/8 plus 1/4 är 3/8, då 1/4 kan delas till 2/8.

3. A. Det skall multipliceras både ovanför och under. Även om det står 4 båda ställena får du inte tro, att det också ger 4 som resultat. Det blir 16 och 16/16=1.

   B. Det är rätt men inte vackert. Det blir, det när vi reducerar till 1. 16/16=1.

   C. Fullständigt rätt! Du kan hoppa vidare till uppgift 5.

4. A. Ja, det är riktigt. Prova uppgift 5, nu blir det svårare.

   B. Inte riktigt. Jag skall försöka förklara det. A/6 är ok! A/2 måste omvandlas till sjättedelar. 1/2 delas till 3/6 och A/2 = 3A/6. A är inte att räkna med utan måste också omvandlas till sjättedelar. Delas en tårta i 6 lika stora delar, får vi 6 stycken. A= 6A/6. Vi kan nu summera:

$$\frac{6A}{6} + \frac{3A}{6} + \frac{1A}{6} = \frac{10A}{6}$$

   det kan förkortas till 5A/3. Fortsätt med uppgift 5.

5. A. Ja, helt rätt. Prova krafterna med sista uppgiften.

   B. Nej, inte helt, det rätta facit är 2/A. Fortsätt med uppgift 6.

6. A. Genom att insätta får vi:

$$C = \frac{1}{6{,}28 \times 10^2 \times 10^6}$$

   Uträknat i nF: $C_{nF} = \frac{10^9}{6{,}28 \times 10^8} = 1{,}59$ nF

   B. Ja –grattis! Du räknar utmärkt.

C. Nej, du har glömt att dividera 10 med 6,28 vilket ger 1,5.

Feed back T2

1. A. Du har talen 1 och 0, men den röda färgen för 100 betyder att 10 skall gångas med 100, inte att 1,0 skall ha två nollor mer. Resultatet blir alltså 1 kohm, 5%. Guldfärgen 5% har du hittat. Det var fint avklarat, försök med nästa.

   B. 1000 ohm är rätt. 1 och 0 och två nollor mer ger 1000 ohm = 1 kohm. Men du har fått fel tolerans. Guld är märkt för 5%, inte för 10%.

   C. Det är det rätta svaret. Du har inte låtit dej luras av enheten i kohm.

   D. Det har blivit en nolla för mycket. Brun ger 1, svart 0, sammanlagt 10. Röd som tredje ring ger en faktor 100, alltså två nollor mer. Tillsammans blir det 1000 ohm = 1 kohm. Dessutom har ditt pekfinger vidrört guldringen. Guld ger 5%. Silver 10%.

   E. Brunt och svart ger 10, men den röda ringen ger endast en faktor på 100, så motståndet blir 1000 ohm = 1 kohm. 5% hittade du.

2. A. Siffrorna 3 och 9 är riktiga, men orange som tredje ring ger 3 nollor efter, alltså 39 000 ohm = 39 kohm. Fortsätt med uppgift 3, där finns en liten fälla.

   B. Den vita ringen har givit svårigheter. Vit är 9. Du har ju hittat det riktiga antalet nollor. Var försiktig vid fråga 3, kom ihåg, det är inga tryckfel i schemat med färgkoden.

   C. Det är inte så bra. Du har missat vit, som är 9 och inte 1. Hade du sett i listan, skulle du säkert ha hittat rätt. Dessutom var antalet nollor fel. Orange som tredje ring anger 3 nollor. Orange och vit som första ringar ger 39. Tillsammans 39000 ohm = 39 kohm.

   D. Du har det rätta antalet nollor, men fått fel på den vita som är 9 och inte 1. Du behöver inte lära dej färgkoderna utantill med det samma. Titta i tabellen så du blir säker.

   E. Det är rätt. Orange ger 3, vit 9 och orange som tredjering 3 nollor = 39000 ohm = 39 kohm.

   F. Siffrorna är rätt men det skall vara 3 nollor och inte två. 39000 ohm = 39 kohm.

3. A. Vi har vänt motståndet åt fel håll och börjat bakifrån. Det kan vara svårt att hitta. Guld kan aldrig vara första ring, utan endast sista. Då får vi 47 och 4 nollor vilket ger 47 0000 ohm/5% = 470 kohm/5%.

B. Du har gått systematiskt fram. Först 0,1 x 47 ohm = 4,7 ohm. Därefter 4 nollor sammanlagt 47 000 ohm = 47 kohm. Slutligen ingen ring = 20%. Problemet är bara att färgkoderna är vända motsatt. Guldringen skulle ha satt dej på spåert. Den skall vara sist. Då får vi 47 och 4 nollor = 470 000 = 470 kohm.

C. Den kombinationen har du funnit eftersom du inte har gissat. Du har inte låtit dig luras av att färgerna börjande från fel ände. Guld kan aldrig står främst, utan endast som fjärde ring.

D. Du har nog gissat. Du har sett guldringen som något obekant. Därefter har du fått fram det riktiga talet, men gissat dej till antalet nollor. Lösningen är helt enkelt. Motståndet är felvänt. Börja och läs av ringarna från andra hållet med guldringen sist.

Jan Soelberg

Allmän ELEKTRONIK 1

AE80-boken, vad är det?
AE80-boken ger den kompletta grunden till att förstå den moderna elektroniken utan krav på matematiska kunskaper. Det är elektronik, som kan förstås av alla och som både amatörer och professionella kan använda.

Vad kan man lära sig av AE80-boken, del 1?
Nästan all elektronik. Grunden till förståelse av de fysiska principer, som dagens elektronik är skapad av, både historiskt och vetenskapligt. Det finns grundläggande komponentlära, formler för beräkning av komponenter, transistorteknik, något om operationsförstärkare, digitalteknik och introduktion i mikroprocessortekniken. Allt det teoretiska demonstreras med kurvor och praktiska illustrationer. 480 sidor med ca. 500 foto och ritningar med 80-talets elektronik från A till Ö.

AE80-kretskort är inkörsporten till praktisk elektronik!
I anslutning till AE80-boken finns 6 konstruktioner med kretskort utvecklade – AE80-konstruktionerna. I denna bok finns beskrivning och komponentlistor till de 6 konstruktionerna.

Vem är AE80-boken till för?
Till alla, som vill veta mer om elektronik och speciellt till den breda åldersgrupp, som inte har elektroniken som arbete (ännu). Till elever i skolorna, till de som skall börja på kvällskurser eller överhuvudtaget vill lära sig om den moderna elektroniken.
För alla dessa grupper är AE80-boken det ideella, samtidigt som AE80-boken är vår tids mest moderna och Europas mest omfattande elektronikbok. Ritningar med praktiska konstruktioner finns i bok 2.

ae 80

