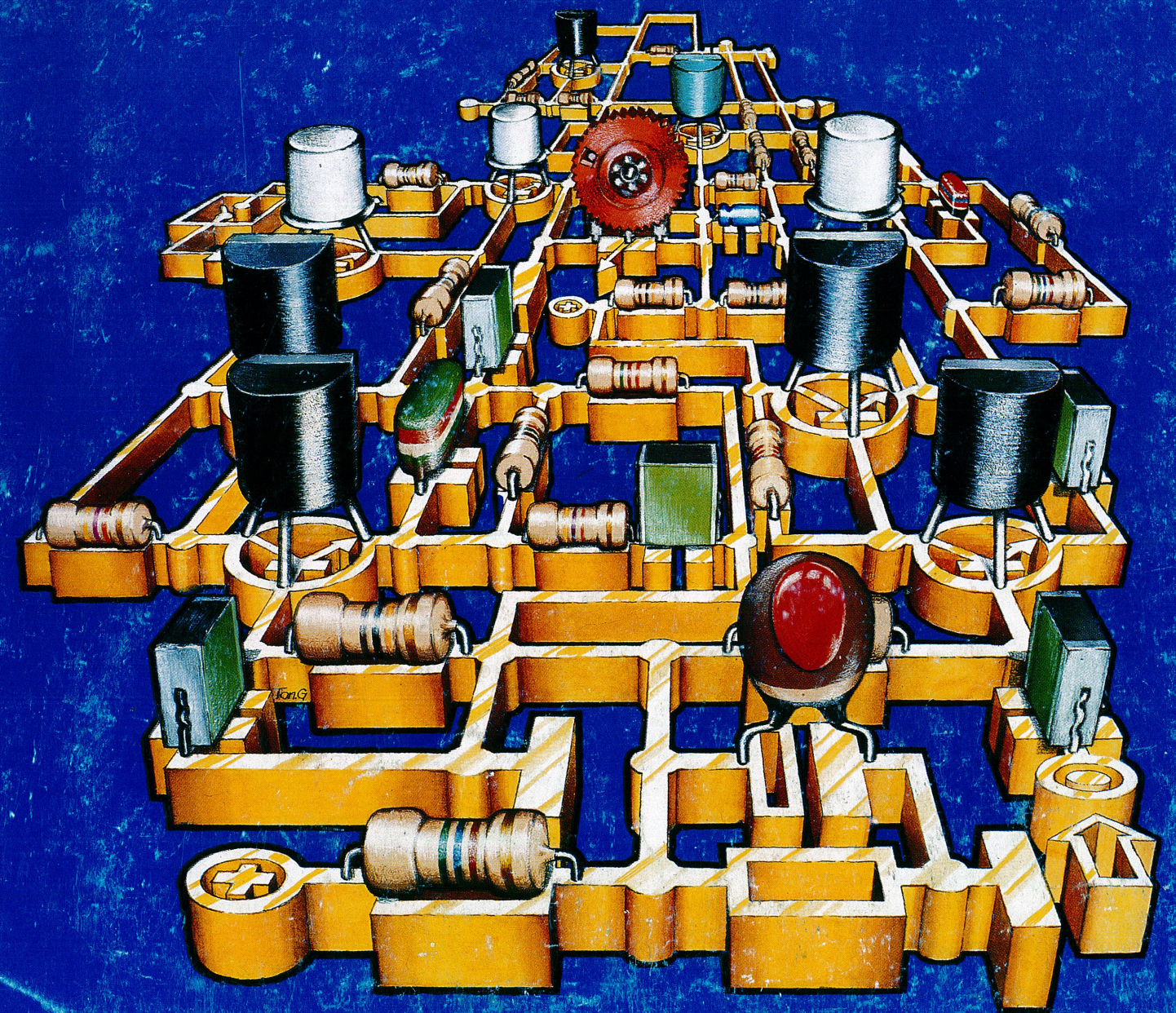


Allt om Elektronik ^{Bok 7}

Elektronik från början

Elektronik från början ger en enkel och lättfattlig inblick i elektronikens grunder. Boken går igenom ström, spänning, resistans m.m. med hjälp av överskådliga vattenmodeller. Elektronik från början lämpar sig både för enskilda studier och gruppstudier. Boken ges ut av samma förlag som ger ut tidningen Allt om Elektronik.



Mikael Bonnier

ELEKTRONIK FRÅN BÖRJAN

Electronic Press i Danderyd AB

ISBN 91 - 86898 - 02 - 7

Samtliga artiklar, fotografier, kretskortslayouter och annat är copyrightskyddat och får endast återges efter utgivarens skriftliga tillstånd. Detta gäller även delar av materialet. Electronic Press har så långt som möjligt kontrollerat samtliga byggprojekt. Dock tar vi inget ansvar för fel som ligger utanför vår kontroll. Ej heller tar vi ansvar för byggen som läsaren utför. Då utvecklingen inom elektroniken är mycket snabb kan vi ej ta ansvar om vissa av byggprojekten innehåller komponenter som kan vara svåra att skaffa.

© Uitgeversmaatschappij Elektuur B.V
(Beek, the Netherlands) 1987.

Tryckt i Holland av
NDB Printing, Zoeterwoude

Utgiven av:
Electronic Press i Danderyd AB
Box 63
S-182 11 Danderyd
Tel: 08/753 03 05

Ett företag i Danderydsgruppen AB.

ISBN 91 - 86898 - 02 - 7

INNEHÅLLSFÖRTECKNING

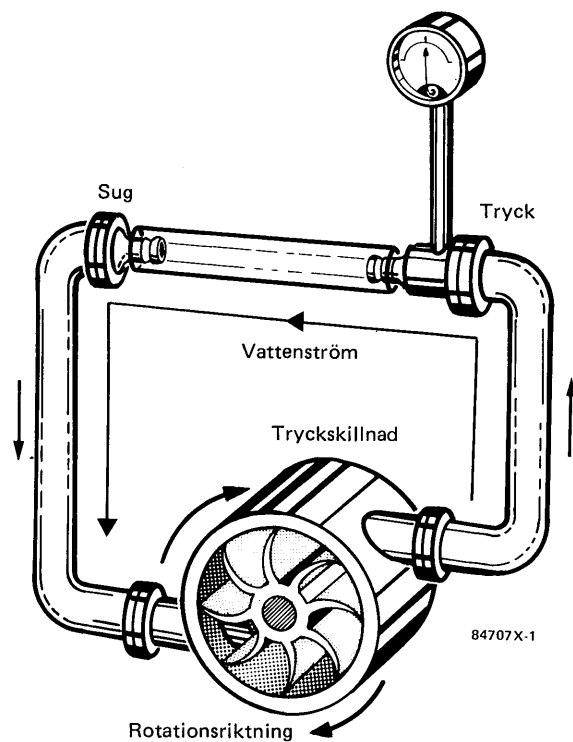
AVSNITT 1.	Ström, spänning, resistans, Ohms lag.....	4
AVSNITT 2.	Dioden.....	6
AVSNITT 3.	Likriktare, switchkoppling.....	10
AVSNITT 4.	Potentiometern, transistor.....	12
AVSNITT 5.	Transistor, bas- och kollektormotståndet.....	14
AVSNITT 6.	Transistor, emitterföljare.....	16
AVSNITT 7.	Konstant spänning och ström. Zenerdioden.....	18
AVSNITT 8.	Spännings- och strömförstärkning.....	20
AVSNITT 9.	Växelspänningar.....	22
AVSNITT 10.	Kondensatorer.....	24
AVSNITT 11.	Mono- och multivippor.....	26
AVSNITT 12.	Kondensatorns laddningskurva.....	28
AVSNITT 13.	Filter, R/C-länken.....	30
AVSNITT 14.	Oscillatorer, svängningsgeneratorer.....	32
AVSNITT 15.	Spolar, transformatorer. Magnetisk induktion.....	34
AVSNITT 16.	Spolar. Snabba fältförändringar.....	36
AVSNITT 17.	Spolar och kondensatorer.....	38
AVSNITT 18.	Högpas- och lågpasfilter.....	40
AVSNITT 19.	L/C-kopplingar.....	44
AVSNITT 20.	Decibel (dB).....	46
SYMBOLER.....		8
KOMPONENTER.....		42
FÄRGKODER FÖR MOTSTÅND OCH KONDENSATORER.....		48

Avsnitt 1

Ström

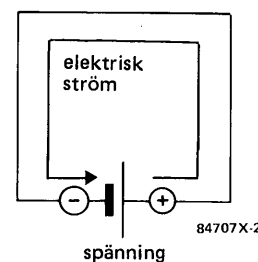
Elektrisk ström brukar ofta jämföras med vatten eftersom båda har det gemensamt att de flyter. Hur mycket som flyter kan man uttrycka i siffror, t ex hur många l/min vatten som flyter fram i en rörledning. Vid elektrisk ström talar man om hur många ampere (A) som flyter fram i den elektriska ledaren. Tyvärr är enheten ampere inte särskilt åskådlig. En ampere (1 A) har vi när 360 trillioner negativa laddningar (elektroner) flyter fram genom ledaren varje minut. Håll med om att det inte vore särskilt vettigt att tala om en '3600 trillioner per minut säkring' när man menar en säkring på 10 A. Erfarenheten lär en så småningom att rätt uppfatta och storleksmässigt inordna en strömstyrka som är uttryckt i ampere. Ett exempel har vi redan givit: 10 A säkring. Ledningsnätet i ett hus säkras med 10, 16 och 25 A och vi vet att respektive säkring inte tillåter att starkare ström än märkströmmen (den ström som säkringen är märkt med) flyter utan att säkringen brinner av. I en bil påträffar vi också säkringar med liknande ampéretal trots att bilens elsystem är helt annorlunda än i ett bostadshus. Vad är det då som bestämmer strömstyrkan?

1



Låt oss återvända till jämförelsen med vatten. En (schematiskt tecknad) pump gör att vattnet cirkulerar i rörledningen i bild 1. Det kunde röra sig om kretsloppet av vatten i ett centralvärmesystem. Pumpen sätter tryck på vattnet mot högre anslutningen. Följden blir att vattnet flyter genom rörledningen. Vid vänstra anslutningen skapar pumpen ett undertryck eftersom den suger vatten ur rörledningen. Vattnets rörelse åstadkoms således av tryckskillnaden mellan de båda anslutningarna. Styrkan hos vattenströmmen beror på storleken av denna tryckskillnad.

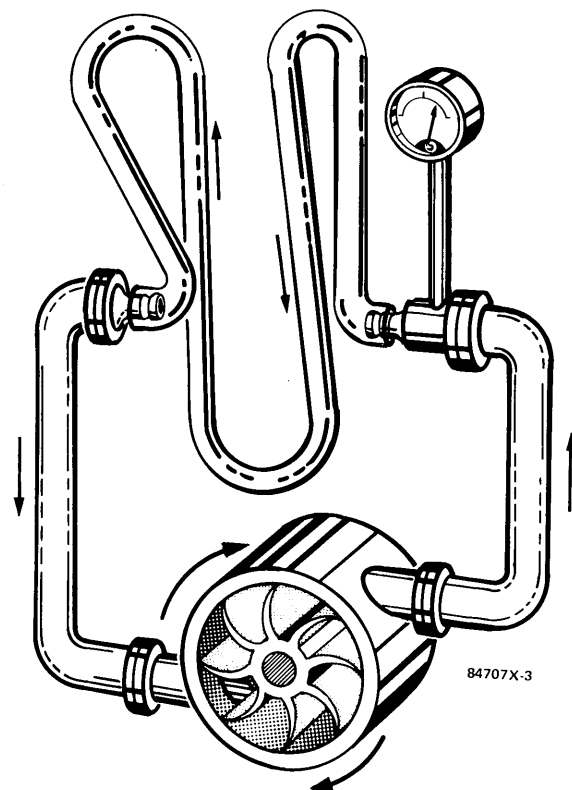
2



Spänning

I elektroniken är det precis på samma sätt. För att få en ström att flyta i en strömkrets (ström kan bara flyta i ett kretslopp) måste vi skapa en 'elektrisk tryckskillnad' som drivkraft. Denna drivkraft kallas för spänningsskälla. Storleken hos batterispänningen beror på hur batteriet är konstruerat (t ex antalet celler). Den uttrycks i volt (V) t ex 1,5 V, 3 V eller 4,5 V. Bild 2 visar kopplingen (kretsschemat) för en strömkrets. Likheten med vattenkretsloppet är uppenbar. I elektriska kopplingar använder man koppartråd i stället för vattenledningsrör. Koppartråd släpper igenom elektrisk ström (i allmänhet talar man om ledare eftersom det även finns andra metaller som passar som strömledare). I kretsschemat visas ledare som linjer medan andra elektroniska byggelement framställs med enkla symboler (se avsnittet om komponenter). Strömmens storlek (strömstyrkan) beror på storleken hos spänningen. Därför är spänningen samtidigt ett uttryck för hur farlig elektriciteten är. Vidrör man en spänningsskälla med låg spänning, t ex ett batteri, flyter endast en svag och ofarlig ström genom kroppen. Vid högre spänningar, t ex 220 V ur vägguttaget, flyter livsfarligt höga spänningar. För att nu inte tala om vad som kan hända vid verklig högspänning!

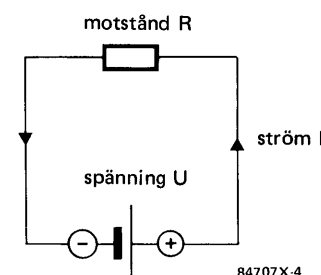
3



Resistans (motstånd)

Nu beror det dock inte strömstyrkan enbart på spänningen. Låt oss än en gång ta kretsloppet av vatten till hjälp. Det rör-system som visas i bild 1 är ganska kort och består av grova rör. Vi inser att pumpen ger upphov till ganska kraftig vattenströmning; rören erbjuder ju ett ringa motstånd. Följderiktigt så inser vi också att om rörledningen är lång och rören smala blir strömningsmotståndet större så att vattenströmmen stryps, bild 3. På samma sätt erbjuder koppartråd ett visst motstånd för den elektriska strömmen och ju längre och tunnare tråden är ju större blir detta motstånd. Strömmen stryps. Det skulle vara rätt besvärligt att ange olika motstånd genom att göra linjerna i kretsschemat olika tjocka. Därför har man skapat en egen symbol för motstånd. Paradoxalt nog är denna kort och bred, bild 4.

4



I elektronikkopplingar måste man ofta begränsa strömmen genom att koppla in motstånd i strömkretsen. Därför tillverkas motstånd industriellt och säljs som komponenter. De kallas rätt och slätt motstånd och består vanligen inte av koppartråd utan av material som är dåliga ledare av elektrisk ström, t ex kol eller speciella metallegeringar. Motstånd anges i ohm (Ω), ju fler ohm desto större motstånd.

Ohms lag

Strömkretsen i bild 4 består alltså av ett batteri, två koppartrådar och ett motstånd. Ju högre motståndsvärdet är desto mindre ström kommer det att flyta i kretsen. Motståndet gör det svårare för batteriet att pumpa runt elektroner i kretsen. Enheten ohm har uppkallats efter Georg Ohm, som upptäckte att elektrisk strömstyrka är beroende av spänning och motstånd. Han sammanfattade i form av Ohms lag, elektronikkens grundlag:

$$I = U/R$$

Uttryckt med ord: Strömstyrkan I (ampere) är lika med kvoten mellan spänningen U (i volt) och motståndet R (i ohm). Ett exempel: Om batteriet i bild 4 är på 1,5 V och motståndet 100 ohm beräknar man:

$$I = 1,5/100 = 0,015 \text{ A} = 15 \text{ mA}$$

mA (milliampere) är en tusendels ampere.

Ohms lag är allmängiltig. Antag att vi inte känner batterispänningen och inte har tillgång till någon voltmätare för att mäta den. Däremot har vi en ampéremätare och mäter 15 mA. Motståndet känner vi (i detta fall 100 ohm). Vi kan då räkna ut spänningen.

$$I = U/R; U = R \times I$$

$$U = 100 \times 0,015 = 1,5$$

Svar: 1,5V

Mätinstrumentet för spänning fungerar för övrigt just på det sätt vi använde oss av. Ett mätmotstånd och en känslig strömstyrkemätare är kopplade efter varandra ('i serie'). Ohms lag kan också skrivas på ett tredje sätt:

$$R = U/I$$

Härav framgår att okända motstånd kan mätas genom att man mäter den ström de släpper igenom från en spänningsskälla av känd storlek. Vid mera komplicerade kopplingar måste man dock beakta att formeln gäller för spänningen (spänningsfallet) över motståndets anslutningar och för strömstyrkan genom själva motståndet.

Ett skenbart mycket stort 'motstånd' för strömmen uppstår då man öppnar (skär av) en förbindelseledning. Genom luften kan normalt ingen ström flyta, strömflödet är brutet, motståndet är oändligt. Spänningsfördelningen i detta fall är av intresse, bild 5. Nedre trådänden vid avbrottet är direkt förenad med batteriets pluspol, den övre via motståndet med minuspolen. Då ingen ström flyter genom motståndet bildas inget spänningsfall över detta:

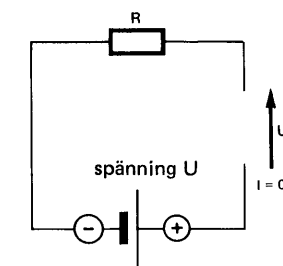
$$U = R \times I = R \times 0 \text{ A} = 0 \text{ V}$$

Med andra ord ligger hela batterispänningen på 1,5 V över avbrottsstället.

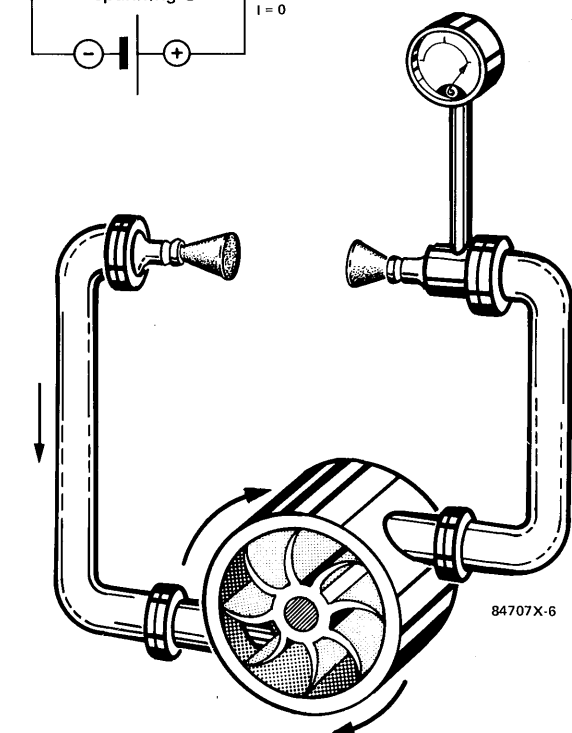
I vattenledningen förhåller det sig likadant. Spärrar man av ledningen kommer hela pumptrycket att ligga på avspärrningen oavsett hur lång och smal ledningen är.

I ett avseende skiljer sig vattenledningen dock från strömkretsen. Vid ett stopp, bild 6, blir pumpen maximalt belastad ty den måste arbeta mot det stillastående komprimerade vattnet. Den avbrutna strömkretsen sparar däremot batteriet. Omvänt innebär kopplingen i bild 2 en kortslutning som medför att batteriet måste leverera så mycket ström att det tar slut på kort tid. Pumpen har däremot ingen svårighet att hålla igång det kortslutna vattenkretsloppet i bild 1. Efter denna något teoretiska början skall vi i nästa avsnitt ge oss i kast med halvledarna.

5

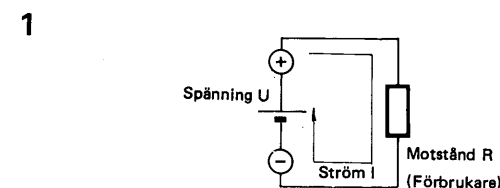


6

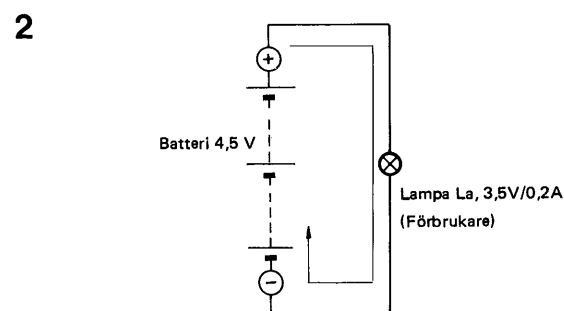


Avsnitt 2

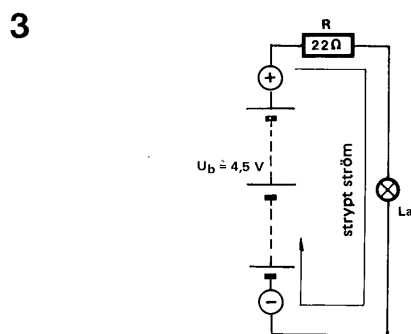
I förra avsnittet lärde vi oss att elektrisk ström endast kan flyta i ett kretslopp (i en strömkrets). En enkel strömkrets består av en spänningskälla, en förbrukare och förbindelseledningar.



I den visade kretsen är förbrukaren ett motstånd, som i enlighet med Ohms lag bestämmer strömförbrukningen. Egentligen är det inte strömmen som förbrukas utan den elektriska energin. Denna hämtas ur spänningskällan och överförs i form av ström till motståndet där den omvandlas till värmeenergi. I elektroniksammanhang är det endast undantagsvis som man har nytta av motståndsvärmen. Det är således inte för inte som man talar om värmeförluster. En liten glödlampa är också ett motstånd, som värms upp ända tills det blir vitglödande. Det ljus som strålar ut från den vitglödande motståndstråden i glödlampen är nyttoeffekten av följande koppling med en ficklampsglödlampa på 3,5 V/0,2 A och 4,5 V ficklampsbatteri.

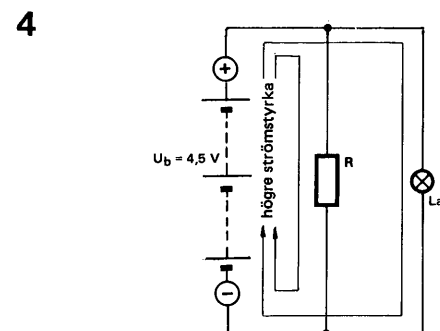


Lampan visar på ett tydligt sätt att strömmen bara kan flyta i en sluten krets. Bryter man kretsen på något enda ställe, vilket som helst och aldrig så lite, så slocknar lampan. Med den här kretsen kan vi också visa hur ett motstånd inverkar. Vi kopplar in ett 22 ohms motstånd (1 W, kan köpas i närmaste elektronikaffär) i serie med lampan och batteriet. I serie betyder efter varandra, dvs så att strömmen flyter genom de olika kretselementen i tur och ordning.



Motståndet begränsar nu strömstyrkan till ungefär hälften av vad den var tidigare. Lampan lyser betydligt svagare. Denna strömbegränsande inverkan får man bara vid seriekoppling. Om motståndet i stället kopplades parallellt med glödlampen öppnas ytterligare en passage för strömmen så att,

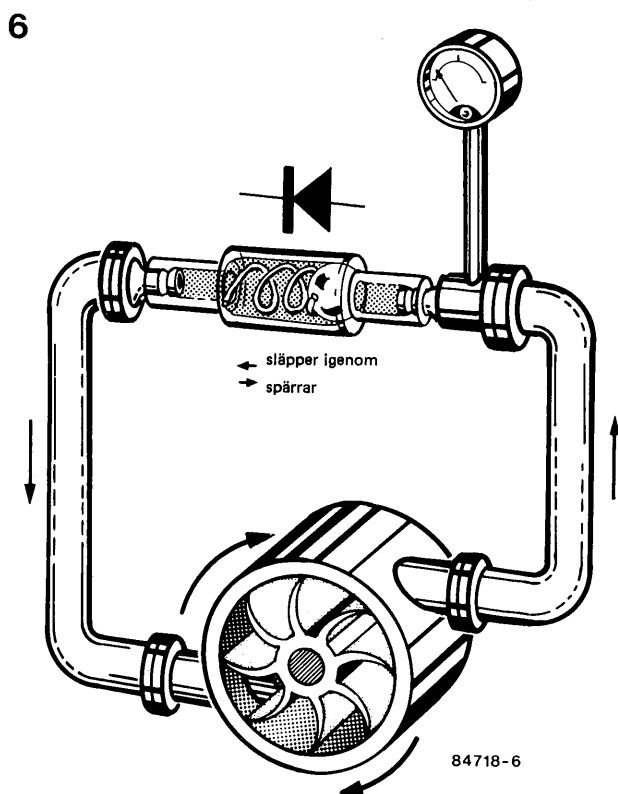
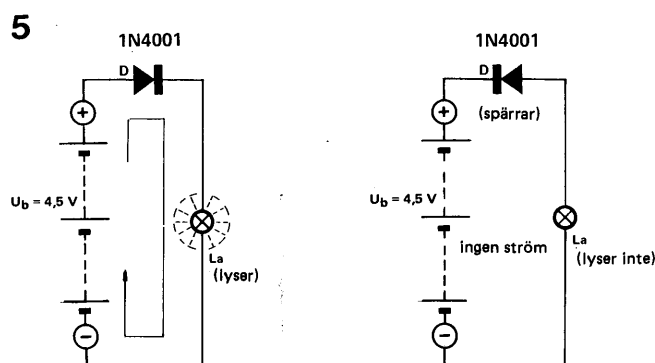
förutom att flyta genom lampan, det nu också flyter ström från batteriet genom motståndet.



Batteriet kommer att belastas hårdare men trots detta lyser lampan endast med normal styrka.

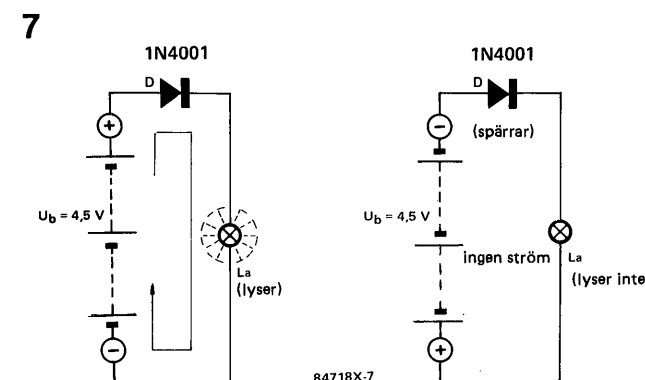
Dioden

I nästa koppling byter vi ut motståndet i serie med lampan mot en diod av typen 1N4001.

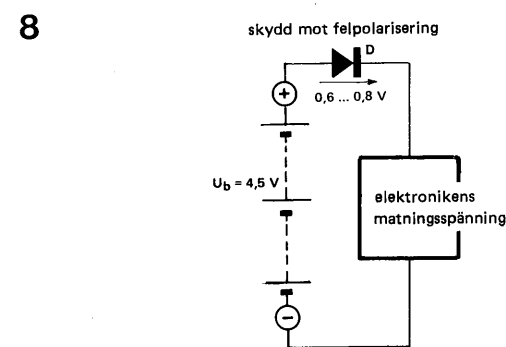


Liksom motståndet har dioden två anslutningstrådar. Om lampan lyser eller ej kommer nu att bero på hur dioden har kopplats in i kretsen. Dioden är nämligen en elektronisk backventil som endast låter ström passera i ena riktningen. För att åskådliggöra detta så visas i figur 6 en motsvarande vattenmodell.

Kopplingssymbolen för en diod, en pilspets med tvärstreck, antyder redan den att anslutningarna till en diod, i motsats till ett motstånd inte är likvärdiga. Om man utgår från att ström flyter från plus till minus (den så kallade tekniska strömriktningen) så släpper en diod igenom ström i pilens riktning men spärrar mot tvärstreckets. I stället för att som i figur 5 vända på dioden kan man polarisera om (vända på) batteriet.



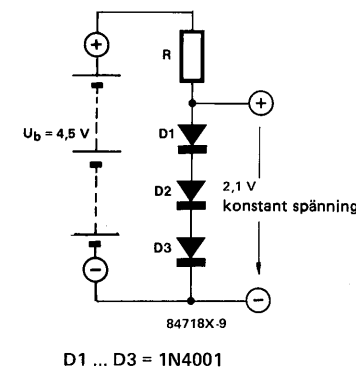
Lampan lyser således bara vid en polriktning. Med detta konstaterande som utgångspunkt inser vi att en diod kan användas som skydd mot felpolarisering. I vårt exempel är något sådant skydd inte nödvändigt eftersom lampan fungerar oberoende av strömriktningen. Men i känsliga elektroniska kopplingar finns ofta en diod som skyddar mot felaktigt insatta batterier.



Kopplingen i figur 8 har dock en liten nackdel. I dioder förlorar man dessvärre en del av spänningen till ingen nytta, i kiseldioder (som 1N4001) ungefär 0,6 - 0,8 V beroende på strömstyrkan. Som regel har ju batteriet relativt låg polspänning och härutöver måste man ta denna förlust med i beräkningen. Om matningsspänningen är lägre än 0,6 V öppnar dioden överhuvudtaget inte. Jämför med backventilen för vatten i figur 6 som inte heller öppnar förrän fjäderkraften övervunnits.

Denna så kallade framspänning (tröskelspänning) är relativt oberoende av strömstyrkan genom dioden. Medan spänningsfallet över ett motstånd är helt proportionellt mot strömstyrkan (Ohms lag) varierar framspänningen över en diod endast mellan 0,6 och 0,8 V. Detta är en egenskap hos dioder som ibland används för att stabilisera en spänning kring ett önskat värde. Man kopplar då flera dioder i serie efter varandra och kan på så sätt stabilisera spänningar i steg om ca 0,7 V.

9



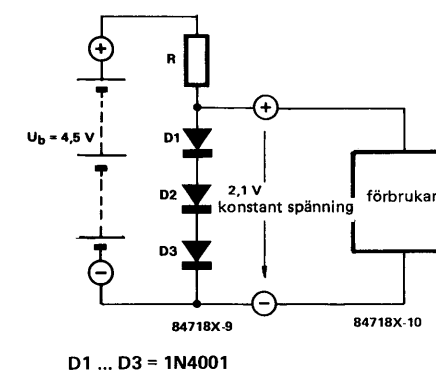
I figuren ligger tre dioder, dvs tre framspänningsfall, efter varandra. Från kopplingen kan vi således ta ut en konstant spänning på 2,1 V. Motståndet är till för att fånga upp skillnaden mellan batteriet och den konstanta spänningen över diodkedjan (annars får vi en strömrusning genom den sistnämnda och 'bränner upp' dioderna). Hur skall man då beräkna en sådan här koppling? Spänningsfallet över motståndet blir ca 2,4 V ($4,5 \text{ V} - 2,1 \text{ V} = 2,4 \text{ V}$) med ett färskt batteri. Enligt Ohms lag kan vi bestämma strömstyrkan genom att välja ett lämpligt värde på motståndet. Vill vi till exempel ha 10 mA får vi:

$$R = U/I = 2,4 \text{ V}/0,01 \text{ A} = 240 \text{ ohm}$$

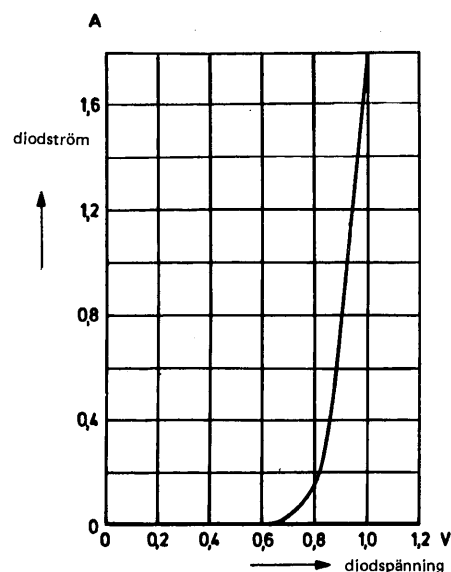
(närmaste standardvärde 220 ohm).

10 mA var ett exempel som vi grep ur luften. Hur bestämmer vi då det rätta värdet på strömstyrkan? Då måste vi titta lite närmare på strömfördelningen i kopplingen och förutsätta att en förbrukare, till exempel en elektronikkrets av något slag, finns ansluten till den stabiliserade spänningsutgången.

10



Genom motståndet flyter nu diodströmmen och dessutom den ström som förbrukaren kräver. Tillsammans ger dessa strömmar upphov till ett spänningsfall över R. Eftersom dioderna strävar efter att hålla sitt framspänningsfall konstant så förblir också spänningsfallet över motståndet konstant. Med andra ord: Ju mer ström förbrukaren drar, desto mindre blir strömstyrkan genom dioderna. Vid lägre diodström blir emellertid också diodspänningen en aning lägre och detta har till följd att spänningen över förbrukarkretsen trots allt sjunker något och blir således i viss mån beroende av hur mycket ström den sistnämnda drar. Diagrammet i figur 11, den så kallade diodkaraktistiken, klargör sammanhanget.



Kurvan höjer sig först vid ca 0,6 V över noll-linjen och det är först vid denna framspänning som dioden öppnar. Med ökande diodström ökar också framspänningen något, till en början snabbt men från och med ca 0,2 A i långsammare takt. Stabiliseringskopplingen fungerar därför bäst när dioden arbetar på den raka delen av karakteristiken, dvs över 0,2 A diodströmstyrka.

Diodströmmen bestäms av motståndet. Låt oss ta ett konkret exempel. En förbrukare behöver 10 mA. Diodströmmen väljer vi till 100 mA. Detta värde är visserligen inte optimalt men vid 100 mA är dioden i alla fall över den kraftigaste krökningen av kurvan och kopplingen förbrukar ju inte så mycket ström att eventuella variationer i strömförbrukningen kan få några allvarliga följder för stabiliteten. Genom motståndet kommer det nu att flyta 110 mA och vi kan beräkna dess värde till:

$$R = 22,2 \text{ V} / 110 \text{ mA} = 20 \text{ ohm}$$

(närmaste standardvärde är 22 ohm).

För spänningsfallet över motståndet satte vi nu 2,2 V. Detta gjorde vi därför att vid 100 mA diodström blir framspänningsfallet över de tre dioderna ca 2,3 V och 4,5 V - 2,3 V = 2,2 V.

Naturligtvis skulle vi fått en ännu bättre stabilisering av spänningen om vi valt en högre diodströmstyrka. Men den fördelen skulle vi fått betala med högre strömförbrukning. Med vår sparsamma dimensionering går i alla fall omkring 90% (100 mA av 110 mA) av batteriströmmen förlorad som förlustvärme i motståndet och dioderna.

Vid tillämpning av formeln måste beaktas att förbrukningsströmmen aldrig får bli större än diodströmmen. I så fall flyter nämligen ingen ström alls genom dioderna och stabiliseringen sätts ur funktion.

Den som bygger ihop kretsen enligt figur 9 med ett motstånd på 22 ohm kan mäta den stabiliserade spänningen med en multimeter. Om man sedan simulerar 10 mA förbrukningsström genom att koppla in ett motstånd på förbrukarens plats så finner man att den stabiliserade spänningen ändras med högst 0,25 V.

Vid val av dioder måste man tänka på att den typ man väljer också tål den aktuella diodströmmen. 1N4001 tål 1 A, således ganska mycket, medan den mindre 1N4148 bara tål 75 mA och således skulle ha överbelastats i vårt exempel. Dioderna i stabiliseringskopplingen är ständigt öppna. Därför behöver man i en sådan koppling inte ta någon hänsyn till deras maximala backspänning. I spärrat tillstånd har man normalt att räkna med att försörjningsspänningen till ifrågasvarande krets ligger över dioderna. 1N4001 klarar av ca 50 V och 1N4148 ca 75 V backspänning.

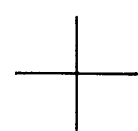
Vilken anslutningstråd på dioden som motsvarar pilen (anoden) respektive tvärstrecket (katoden) brukar man kunna se genom att en ring är målad på katodsidan.

SYMBOLER

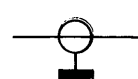
Ledare



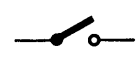
Förgrening, korsning med ledande förbindning



Korsning utan ledande förbindning



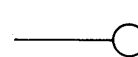
Skärmad kabel



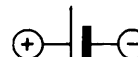
Strömbrytare, öppen



Tryckströmbrytare, öppen



Anslutning (till kontakt, klämma etc)



Battericell



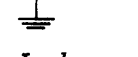
Batteri (tre celler)



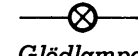
Batteri (fler än tre celler)



Chassi



Jord



Glödlampa

Motstånd



Kondensator



Elektrolytkondensator



Potentiometer



Trimpotentiometer



Stereopotentiometer



Fotomotstånd



Säkring



Diod



Zenerdiod



Tyristor



Diac



Triac



Fotodiod



LED (lysdiod)



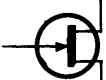
NPN-transistor



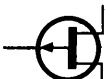
PNP-transistor



Fototransistor (NPN), med och utan basanslutning



N-kanal JFET



P-kanal JFET



Mätinstrument



Hörtelefon



Högtalare



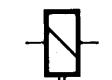
Spole



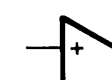
Spole med kärna



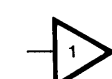
Transformator



Relä



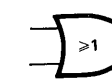
Operationsförstärkare (opamp)



Inverterare



OCH-grind (AND)



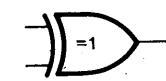
ELLER-grind (OR)



NAND-grind



NOR-grind



Exklusiv ELLER-grind (EXOR)

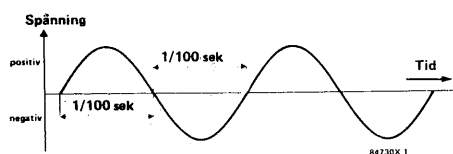
Avsnitt 3

Förra gången redogjorde vi för två grundegenskaper hos dioder. För det första leder de ström bara i en riktning, dvs när spänningen över dioden har rätt polaritet. Fackmännen talar om switchfunktion. Utmärkande för en diod är nämligen att den har två tillstånd, ett ledande och ett oledande. För det andra lärde vi oss att över en (kisel)-diod i ledande tillstånd inställer sig alltid en spänning som ligger mellan 0,6 V och 0,8 V, diodens framspänning (tröskelspänning).

Likriktare

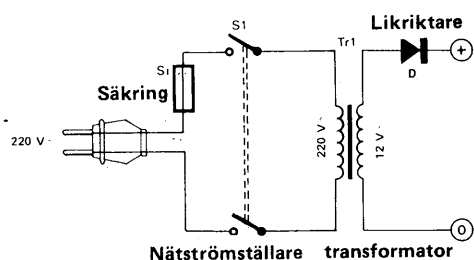
Att likrikta är nog den mest typiska uppgiften för en diod. Snart sagt varje nätansluten elektronikutrustning behöver en likriktare eftersom elnätet tillhandahåller växelspanning. Nätets polaritet växlar 100 gånger i sekunden.

1



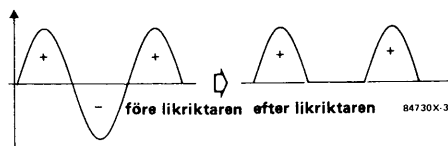
Nätväxelspanning kan omvandlas (transformeras) till ett annat, lägre eller högre, värde med hjälp av en transformator. Detta är av stor betydelse i elektroniksammanhang eftersom elektronikutrustningar oftast skall ha väsentligt lägre matningsspänning än 220 V. Men den nedtransformerade spänningen måste också likrikta, dvs omvandlas till en spänning som inte växlar i polaritet (likspänning).

2



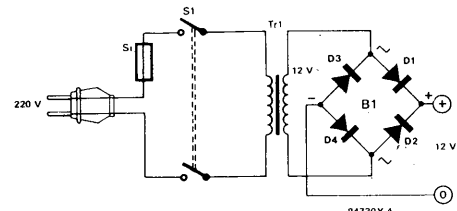
Så ser kopplingen för en enkel nätadel ut. Transformatorn är ansluten via en säkring och nätströmställaren till vägguttaget med 220 V. Vid dess utgångsanslutningar finns 12 V växelspanning till förfogande. Bara när vi har plus vid den övre transformatorutgången och minus vid den undre blir likriktardioden framspänd och öppnar. Vid omvänd polaritet spär den och transformatorn kan anses som bortkopplad. Slutresultatet blir att på andra sidan dioden så står de positiva delarna (halvvågorna) av växelspanningen till förfogande.

3



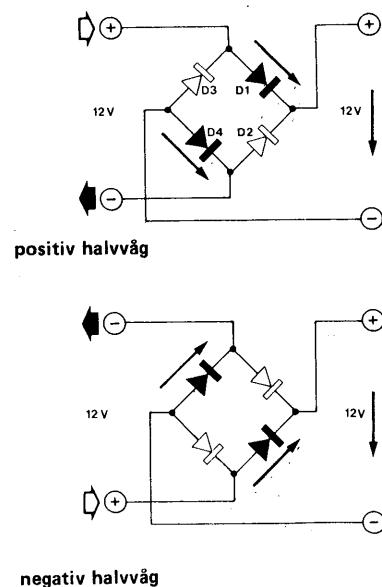
Detta är ju inte någon 'riktig' likspänning men polariteten är i alla fall konstant, dvs hela tiden riktad åt ett håll. Med hjälp av kondensatorer och elektroniska konstgrepp kan den så kallade **pulserande likspänningen** efter likriktaren **glättas** (utjämnas). Tyvärr går, som man kan se, den negativa halvvågen förlorad vid envägslikriktning (halvvägslikriktning) med endast en diod. Annorlunda är det vid likriktarbryggan.

4



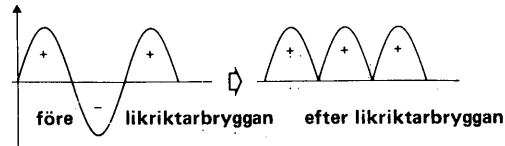
Här öppnar varje gång två dioder så att alla halvvågor slipper igenom till utgången. De negativa ompolariseras (vänds) av bryggan och uppträder som positiva på utgången.

5



Många halvledartillverkare säljer likriktarbryggor i en kapsel (med fyra anslutningar). Typbeteckningen brukar ange vad bryggan maximalt tål i fråga om spänning och ström. B80C1500 betyder exempelvis att bryggan maximalt kan likrikta 80 V växelspanning och att strömstyrkan inte får vara högre än 1500 mA, dvs 1,5 A. Ofta ser man två strömangivelser, t ex B40C3300/5000. Den högre strömangivelsen klarar bryggan om den kyla, till exempel genom att monteras på chassit. Att en likriktare blir varm beror bl a på framspänningssfall. Över vardera av de parvis ledande dioderna faller ca 0,8 V. Vid 3 A innebär detta att förlusteffekten, som yttar sig i form av värme, blir:

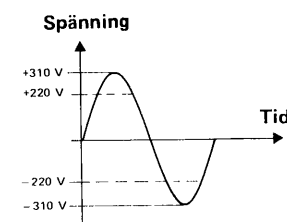
$$2 \times 0,8 \text{ V} \times 3 \text{ A} = 4,8 \text{ W}$$



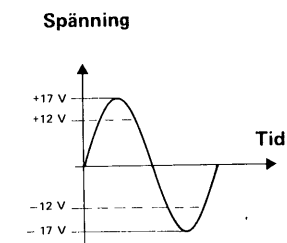
Värme utvecklas kontinuerligt eftersom två dioder alltid är ledande. Används den stora chassytan som hjälp till att leda bort värmen kan högre förlusteffekt, dvs högre strömstyrka, toleras. För övrigt måste man ta hänsyn till diodframspänningssfall och också ur en annan synpunkt, nämligen den att det medför en minskning av utgångsspänningen. Vid en likriktarbrygga har man att räkna åtminstone 1,5 volts minskning. Om man vill ha ut 12 V bör man därför välja en transformator på 14 V.

Det här med spänningen är lite invecklat när det är fråga om växelspanning och pulserande likspänning. Vid växelspanning anges det så kallade effektivvärdet. Den effektiva spänningen är något lägre än vågornas toppvärde (närmare bestämt 0,7 gånger mindre). Att ange toppvärdet vore i de flesta fall inte särskilt meningsfullt eftersom detta värde endast gäller under ett mycket kort ögonblick.

6



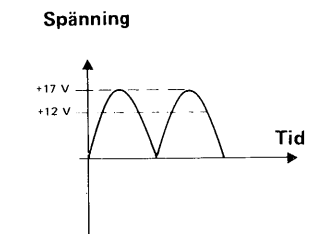
effektiv spänning 220 V
(nätet)



effektiv spänning 12 V (transformator)

Diagrammen visar sambandet mellan toppvärde och effektivvärde vid nätväxelspanning respektive vid till 12 V nedtransformerad växelspanning. Effektivvärdet förändras inte vid likriktning med bryggkopplingen (helvägsriktning). Men i fråga om utgångsspänningen måste man naturligtvis ta hänsyn till minskningen på grund av de båda diodernas framspänning.

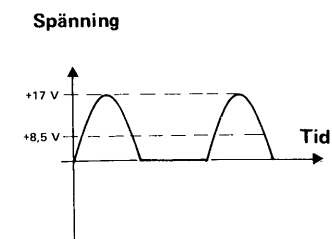
7



effektiv spänning 12 V (Likriktarbrygga)

Vid halvvägslikriktaren (envägslikriktaren) sjunker den effektiva spänningen på grund av de stora spänningssluckorna (ingen spänning existerar under motsvarande tid) till ca 8,5 V (med faktorn $1/\sqrt{2}$). Det lägre värdet motsvarar den lägre effekt som kan tas ut från en pulserande likspänning.

8



effektiv spänning 8,5 V (envägslikriktare)

Efter avdrag för framspänningssfall (nu endast en diod) återstår mindre än 8 V (likspänning) trots att transformatorn alltså lämnar 12 V växelspanning.

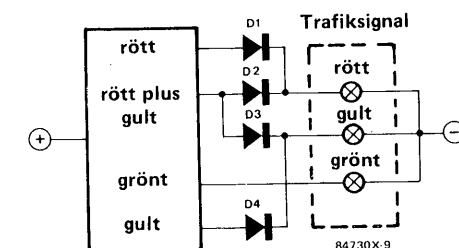
Spänningen efter en tillsatskoppling med uppgift att jämna ut den likriktade spänningen (glätta den) kan vara en helt annan, ibland till och med högre än växelspanningens effektivvärde! (Sådana kopplingar utnyttjar nämligen den pulserande spänningens toppar).

Också strömangivelsen i likriktarbeteckningar (efter C:et) är uttryckt i effektivvärde. Kondensatorer som kopplas in efter likriktaren för att jämna ut spänningen drar bara ström under en del av varje halvvåg, men då desto mer. Detta skadar dock inte moderna likriktare eftersom effektivvärdet hos strömmen i sådana fall inte kan bli högre än den ström kopplingen levererar till en förbrukare.

Switchkoppling

Vad switchkoppling betyder och vilken roll dioder spelar i ett sådant sammanhang skall vi försöka förklara med hjälp av ett exempel. De tre lamporna i en trafiksignal styrs av en elektronisk tidgivare. Givarkopplingen har fyra utgångar, nämligen för rött, rött+gult, grönt+gult, grönt. Sammankopplingen mellan de fyra utgångarna och de tre lamporna gör man med dioder.

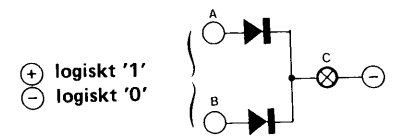
9



Som bekant lyser det röda ljuset under två faser. Skulle man direktförbinda utgångarna för rött och rött+gult så skulle den gula lampan alltid lysa tillsammans med den röda. Samma sak gäller för det gröna ljuset. Dioderna i figur 9 förhindrar att ström flyter från den ena lampans anslutning till den andra eftersom den spärrar i den riktningen. Med andra ord, de fränkopplar utgångarna.

Omfångsrika kopplingar med uppgiften att tillkoppla respektive fränkoppla in- eller utgångar kallas diodmatriser. Sådana kommer ofta väl till pass i logikkopplingar. Man kan också använda dioder för att utföra logiska operationer.

10



Den enkla kopplingen utför en logisk ELLER-operation (OR-operation). När plus ansluts till A eller B lyser indikatorlampan C. ('Eller båda' inbegripes i ELLER-funktionen). D1 och D2 förhindrar att ström flyter från A till B eller omvänt. För mera omfattande logikkopplingar använder man speciella integrerade kretsar (IC-kretsar).

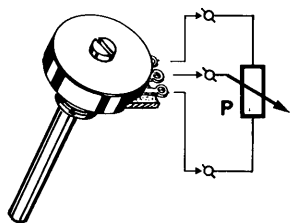
Avsnitt 4

I de två senaste avsnitten har vi talat om dioden, en automatisk strömventil liknande en backventil i en vattenledning. Det finns flera andra elektroniska ventiler. Vi skall här göra bekantskap med två sådana: **Potentiometern** och **transistorn**.

Potentiometern

Detta lite ålderdomligt klingande fackuttryck står för 'inställbart motstånd'. Potentiometrar, populärt kallade för 'pottar', kan sägas vara elektronikens 'vattenkranar'. Till sin uppbyggnad liknar de motstånd men de har dessutom en släpkontakt (löpare) som kan förskjutas utmed motståndsbanan. I kretsscheman framställs släpkontakten symboliskt.

1

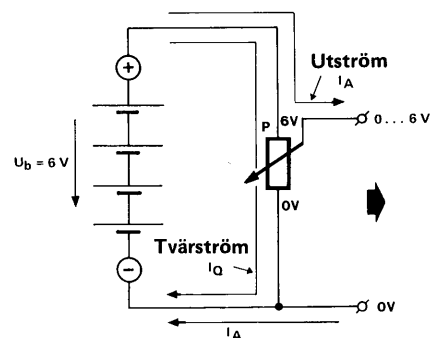


Förflyttar man (den symboliska) släpkontakten nedåt ökar motståndet mellan övre anslutningen och släpkontakten. Liksom ett vanligt motstånd strypper potentiometern strömstyrkan mellan anslutning och släpkontakt. Strypverkan är inställbar. Motståndet mellan släpkontakten och den undre anslutningen minskar när man förflyttar släpkontakten nedåt.

Potentiometerströmmen kan dock aldrig 'stängas av'. Medan vi i ena ändläget har fullt 'öppet' mellan anslutning och släpkontakt ligger i andra ändläget hela potentiometermotståndet mellan dessa. Genom motståndsbanan flyter dock alltså ström.

Oftast används potentiometrar för att ställa in en önskad spänning. Av den fasta spänning som ligger mellan potentiometerns yttre ändar tar släpkontakten ut en delspänning vars storlek beror på hur släpkontakten är inställd.

2



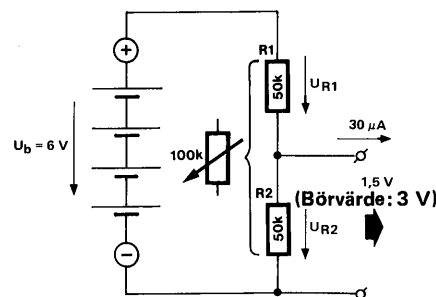
Potentiometrar är inte särskilt sparsamma med energin. Spänningskällan måste, förutom utströmmen, också leverera den så kallade tvärströmmen som hela tiden flyter genom potentiometern. Enligt Ohms lag är tvärströmstyrkan beroende av potentiometerns resistans. Med en potentiometer på 100 ohm blir tvärströmmen i kopplingen i figur 2:

$$I_Q = \frac{6 \text{ V}}{100 \Omega} = 60 \text{ mA}$$

På grund härav omsätts ca 0,36 W ständigt i värme i potentiometern. Energiförlusten respektive tvärströmstyrkan kan minskas genom att man använder höghögmiga potentiometrar.

Tyvärr minskar då också stabiliteten hos utspänningen. Ett exempel. I stället för 100 ohms potentiometern använder vi en på 100k. Vid släpkontakten vill vi ta ut 3 V och en ström på 30 μ A (miljondels Ampere).

3 V ligger exakt i mitten av potentiometern. Man kan därför tänka sig denna som två lika stora (50k) och seriekopplade motstånd.



Genom det övre motståndet flyter det tvärström och utström. Tvärströmstyrkan är:

$$6 \text{ V} / 100 \text{ k} = 60 \mu\text{A}$$

Genom R1 flyter alltså 90 mA. Spänningsfallet över detta motstånd blir:

$$U(R1) = 50 \text{ k} \times 90 \text{ mA} = 4,5 \text{ V}$$

Över R2 ligger då:

$$U(R2) = 6 \text{ V} - 4,5 \text{ V} = 1,5 \text{ V}$$

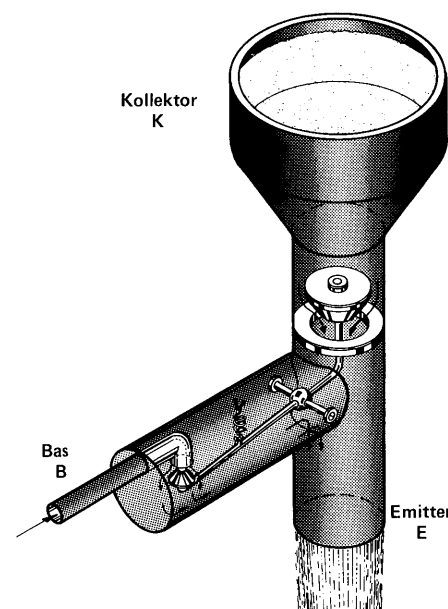
Detta innebär att spänningen vid släpkontakten sjunkit från önskad 3 V till 1,5 V, således med 50%, trots att vi tar ut en mycket liten ström.

Hade vi behållit 100 ohms potentiometern hade utspänningen under samma förhållanden sjunkit med endast 0,5% (kontrollera genom uträkning!). Som regel måste man göra en kompromiss mellan spänningsstabilitet och strömförbrukning.

Transistorn

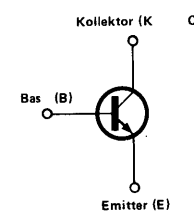
Transistorn är helt annorlunda och mycket bättre 'ström-kran', som styrs genom en extra strömkrets. Först en vattenmodell igen.

4



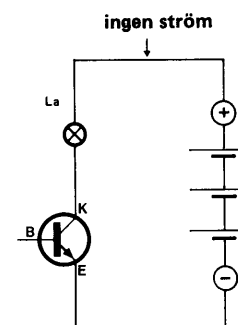
Studerar man figuren noga så inser man lätt att det lilla vattenflödet i basledningen genom hävarmsverkan förmår öppna och reglera den stora ventilen och därmed också styra det större flödet i kollektor-emitterledningen. De tre beteckningarna vi just använt för anslutningarna återfinns vi hos symbolen för en elektronisk transistor vilken för övrigt, i likhet med dioden, är en halvledare.

5



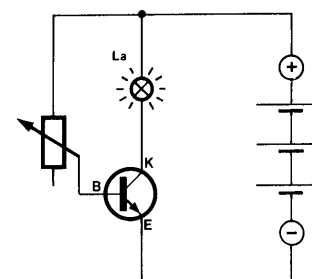
För att ström överhuvudtaget skall kunna flyta från kollektor till emitter måste 'kollektor-emittersträckan' ingå i en sluten strömkrets.

6



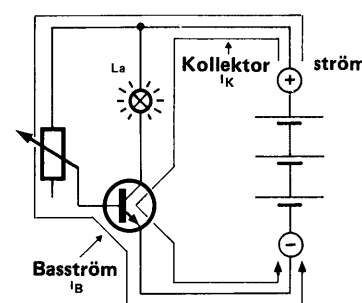
Som strömförbrukare finner vi här återigen en liten glödlampa, vars lyskraft är beroende av strömstyrkan. Till att börja med lyser inte lampen alls, för utan basström kan ingen ström flyta mellan transistorens kollektor och emitter.

7



I den här kretsen får basen ström från batteriet över potentiometern. Basströmmen flyter till emittern och vidare till batteriet så att också basen på detta sätt kommer att ingå i en strömkrets med batteriet som strömkälla.

8



Basströmmen ger upphov till en bestämd kollektorström som får lampen att lysa. Av vad som sades i början av detta av-

snitt inses att basströmmen kan varieras med hjälp av potentiometern.

Kollektorströmmen (och ljusstyrkan) förändras i takt med basströmmen, eftersom kollektorströmmen hela tiden är ett visst antal gånger större än basströmmen. Det tal som talar om hur många gånger större, kallas förstärkningsfaktorn B.

$$I_C = I_B \times B$$

Strömförstärkningsfaktorn är olika hos olika exemplar av transistorer även om de är av samma typ. För att den som köper en transistor skall veta ungefär hur stor B är sorterar tillverkarna transistorexemplaren efter B-värdet. Förstärkningsklassen framgår av den bokstav som står efter typbeteckningen.

Tabell 1

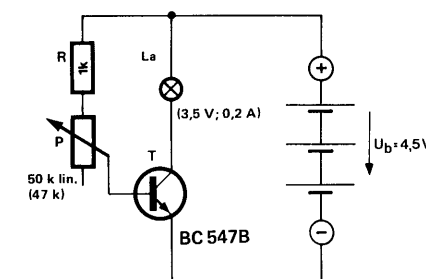
BC 547 ...

Strömförstärkning B

... IV	... A	... B	... C
75 ... 150	110 ... 220	200 ... 450	420 ... 800

Den som har lust att själv bygga upp kretsen i figur 7 bör hålla sig till nedanstående komponentvärden.

9

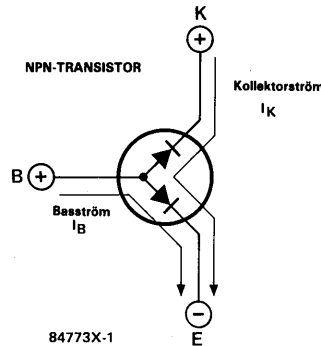


Det motstånd som tillkommit i baskretsen har till uppgift att förhindra att transistor vid helt nedvriden potentiometer (resistans 0 ohm) förstörs genom alltför hög basström.

Avsnitt 5

Transistorn räknas, liksom dioden, till halvledarfamiljen. Undersöker man med hjälp av en ledningsprovare eller ohmmeter mellan vilka av benen hos en transistor som ström kan flyta i endera riktningen, får man intrycket att transistor är ett slags dubbel diod. En diodsträcka finns mellan bas och kollektor och ytterligare en mellan bas och emitter.

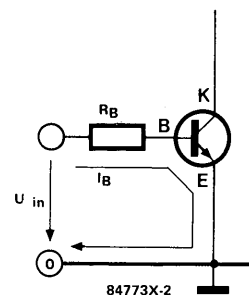
1



De båda diodövergångarna i transistorns inre påverkar varandra ömsesidigt. Flyter ström genom B_E-dioden minskar spärrverkan hos B_K-dioden. Trots att B_K-dioden ligger i spärriktning kommer ström fram från kollektorn(+) till emittern(-). Transistorns strömförstärkning beror på att en redan låg bas-emitter strömstyrka utlöser en stor strömstyrka från kollektor till emitter. Kollektorströmmen är B (strömförstärkningsfaktorn) gånger större än basströmstyrkan. Men hur vet man hur stor basströmmen är?

Genom att en diodsträcka ligger mellan bas och emitter måste till att börja med tillräckligt hög spänning läggas på för att dioden skall öppna, dvs 0,6 - 0,8 V framspänning. I öppet, ledande tillstånd har dioden så gott som inget motstånd och basströmstyrkan blir beroende av den yttre kopplingen. Man kan alltså inte utan vidare ansluta basen till en spänningskälla. Denna skulle, om den är på mer än 0,6 V, kortslutas vilket skulle kosta antingen spänningskällan eller transistoren livet. Ett strömbegränsande motstånd måste således in mellan spänningskälla och bas.

2



Den basström som inspanningen U_{in} ger upphov till kan beräknas enligt Ohms lag men därvid måste man komma ihåg att dra bort diodframspänningsfallet:

$$I_B = \frac{U_{in} - 0,6 \text{ V}}{R_B}$$

Av en spänning (U_{in}) har blivit en ström (I_B); man skulle kunna säga att basmotståndet fungerar som spänning/ström om-

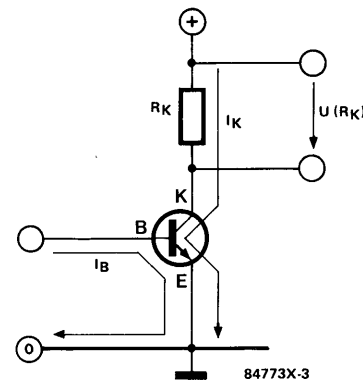
vandlare. Någon mening med det hela blir det dock först när vi tar strömförstärkningen B med i beräkningen.

$$I_K = B \cdot I_B = \frac{B \cdot U_{in}}{R_B} - \frac{B \cdot 0,6 \text{ V}}{R_B}$$

Faktorn B gör transistorns utström, kollektorströmstyrkan, betydligt större än med enbart R_B . Basmotståndet medverkar således till att man kan styra kollektorströmmen (I_K) med en spänning (U_{in}).

Ofta vill man emellertid styra en spänning. Detta kan man också göra med ett motstånd:

3

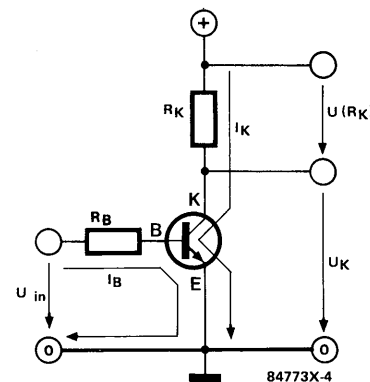


Transistorn styrs nu åter av basströmmen I_B . Kollektorströmmen ger upphov till ett av strömstyrkan beroende spänningsfall över kollektorområdet R_K

$$U(R_K) = I_K \cdot R_K = I_B \cdot B \cdot R_K$$

Efter detta exempel på hur en spänning kan styras av en ström saknas bara en variant: Styrning av en spänning med en spänning, eller kort sagt, en spänningsförstärkare.

4



Inspanningen ger upphov till en basström, vilken förstärks som kollektorström, och denna framkallar i sin tur ett spänningsfall över kollektormotståndet. Drar man samman de tillämpliga formlerna får man:

$$U(R_K) = I_B \cdot B \cdot R_K$$

$$I_B = \frac{U_{in} - 0,6 \text{ V}}{R_B}$$

$$U(R_K) = B \cdot \frac{R_K}{R_B} \cdot (U_{in} - 0,6 \text{ V})$$

Bortses från diodspänningsfallet så förstärks inspanningen med faktorn:

$$B \cdot \frac{R_K}{R_B}$$

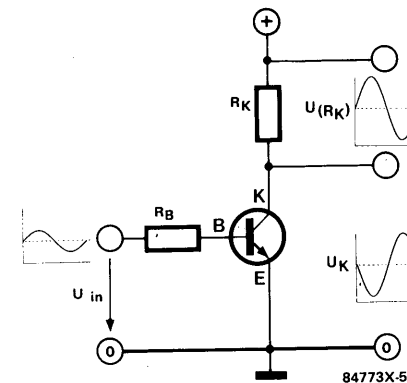
Förstärkningen kan alltså ställas in genom val av lämpliga motstånd.

Hur elegant denna formel än må vara så har den som konstruerar en krets oftast ingen nytta av $U(R_K)$ som sådan. I de allra flesta fall vill man nog ha en gemensam punkt för in- och utgång, t ex minuspolen (0). I den flitigt använda s k emitterkopplingen använder man helt enkelt spänningen mellan kollektor och emitter som utspänning. Denna följer formeln:

$$U_K = U_b - U(R_K)$$

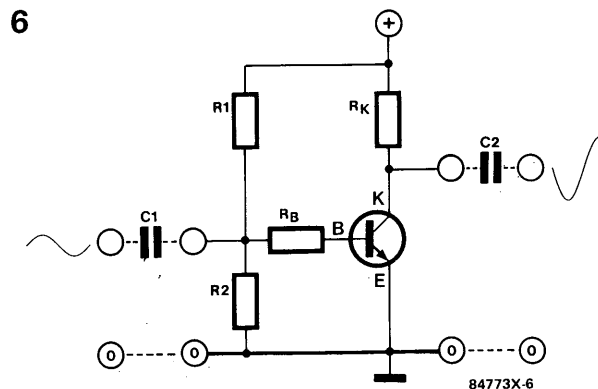
I de flesta fall är denna så att säga spegelvända spänning också användbar. Spegelvänd är den därför att utspänningen U_K sjunker när U_b stiger och omvänt. När steget används som växelspanningsförstärkare, t ex inom ljudelektroniken, tillförs det en likspänning med överlagrad växelspanning. Utspänningen är likaledes en likspänning överlagrad

5



med den förstärkta växelspanningen. Denna står (spegelbildligt) på huvudet. Den omvända växelspanningsandelen av U_K låter exakt lika som originalet. Överlagringen av inväxelspanningen och en passande likspänning sker i en särskild del av kopplingens ingång.

6



Växelspanningen tillförs över kondensatorn C_1 ; mer härom i ett kommande avsnitt. Vid vänstra anslutningen till basområdet anläggs likspänningen från spänningsdelaren R_1/R_2 . På denna spänning, dvs på spänningsdelningsförhållandet, be-

ror basströmstyrkan. Ju högre delspänning desto högre basströmstyrka. Eftersom likspänningen ligger an hela tiden flyter ständigt en viss bas- resp kollektorström, också när ingen växelspanning matas in. Över kollektormotståndet lägger sig en likspänning vid kollektorn. Denna grundinställning kallas arbetspunkt. Ofta dimensionerar man ingångsdelaren så att kollektorspänningen (utan insignal) ligger på halva driftspänningen. Den andra hälften ligger då över kollektormotståndet. Sätter man detta värde i formeln för kollektorspänningen får man:

$$\frac{U_b}{2} = B \cdot \frac{R_K}{R_B} \cdot (U_{in} - 0,6 \text{ V})$$

och, om man löser ut U_{in} :

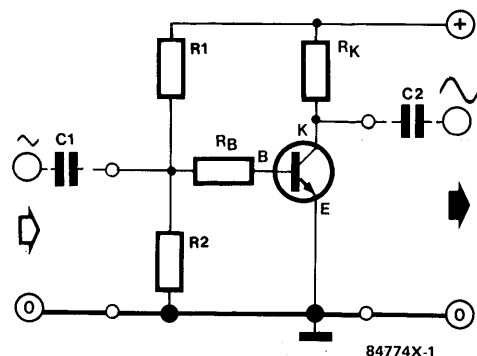
$$U_{in} = \frac{R_B}{B \cdot R_K} \cdot \frac{U_b}{2} + 0,6 \text{ V}$$

Om man redan valt R_B och R_K (för att uppnå önskad förstärkning) kan man beräkna erforderlig delarspänning enligt denna formel. Det första bråket är i själva verket inverterande värdet av den ovan nämnda förstärkningsfaktorn. Det är ju egentligen självklart att likspänningen in måste vara denna faktor mindre än kollektorlikspänningen. I nästa avsnitt så skall vi titta lite närmare på emittermotståndet.

Avsnitt 6

I förra avsnittet fick ni bekanta er med en komplett förstärkarkrets.

1



En till C1 inmatad växelspanning kommer ut i förstärkt form via C2. Vi intresserade oss emellertid främst för de motstånd som bestämmer kretsens arbetspunkt, dvs dess grundinställning eller de spänningsnivåer som inställer sig utan att man matar in någon växelspanningssignal. Kollektorströmmen dimensioneras för det mesta så att kollektorn får en likspänningspotential som är lika med halva driftspänningen. I sådant fall kan nämligen kollektorns potential öka (teoretiskt upp till driftspänningen) och minska (teoretiskt till 0 V) lika mycket. För att 'driva' just den kollektorström som behövs för att med hjälp av spänningsfallet i R_K lägga kollektorn på den önskade potentialen måste spänningsdelaren $R1/R2$ dimensioneras så att basspänningen får ett passande värde. Denna spänning driver den nödvändiga styrströmmen genom R_B och bas-emitter-övergången till jord. Man kan också säga att kollektorspänningen är den förstärkta inspänningen (i detta fall delningsspänningen). Förstärkningen blir:

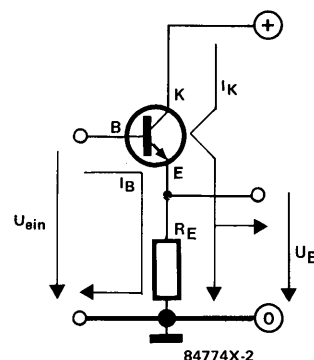
$$B \cdot \frac{R_K}{R_E}$$

Härvid har vi bortsett från bas-emitter-diodens framspänningsfall. Vi måste minska inspänningen med motsvarande belopp. Av formeln framgår att (lik-)spänningsförstärkningen beror på strömförstärkningsfaktorn B . Vi bör också hålla i minnet att B kan variera kraftigt mellan olika exemplar av samma transistortyp.

Kollektorkoppling

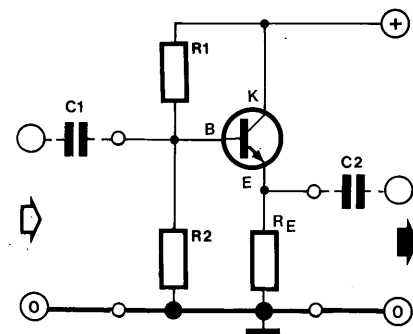
Eftersom utspänningen i kretsen i figur 1 egentligen uppstår vid kollektormotståndet (se avsnitt 5) och emittern är ansluten till en neutral punkt, här nolledningen, kallar man en koppling av det här slaget för emitterkoppling. Läger man motståndet i emitterledningen och ansluter kollektorn direkt till den positiva driftspänningen får man följderiktigt en kollektorkoppling.

2



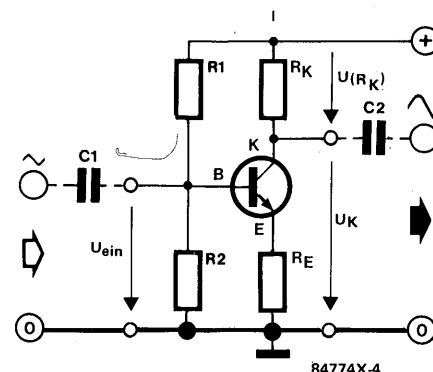
Så länge U_{in} ligger under 0,6 V flyter ingen basström. Det händer således ingenting alls och detta tillstånd är meningslöst. Men när vi har över 0,6 V på ingången blir bas-emitterdioden ledande. Framspänningsfallet 0,6-0,8 V förblir tämligen konstant. Detta innebär att emitterspänningen hela tiden är 0,6-0,8 V lägre än basspänningen. Eller annorlunda uttryckt: emitterspänningen följer basspänningen (med ett avstånd som är lika med framspänningsfallet). Därför har kopplingen också namnet emitterföljare (vilket ju knappast gör förvirringen mindre!).

3



Här har vi återigen kopplat in den tidigare använda spänningsdelaren på ingången. Dimensionerar man nu $R1/R2$ så att basen ligger 0,6 V över halva driftspänningen, blir emitterspänningen (utspänningen) åter halva driftspänningen. För att skilja lik- och växelspanningar åt använder vi kondensatorer på in- och utgångarna. Utspänningen följer en växelspanning på ingången men förstärker inte denna. Vad har vi då för nytta av kopplingen? Jo, i form av strömförstärkning. Växelspanningskällan som matar ingången behöver bara leverera en styrström för transistorn och behöver därför inte vara så kraftig. Utströmmen däremot alstras av transistorn. Den är kollektorströmmen, egentligen borde man säga emitter-kollektor-strömmen, som fördelar sig på emittermotståndet och utgången (och den till denna anslutna lasten). Av en svag växelspanningskälla har emitterföljaren gjort en källa som är B (strömförstärkningsfaktorn) kraftigare. Denna grundkoppling finner vi ofta i hifi-förstärkare, ofta dock i starkt modifierade varianter. Här gäller det ju att med utgångspunkt från relativt svaga spänningskällor (t ex kassetbandspelare) driva strömslukande högtalare. I förstegen brukar man återfinna emitterkopplade kretsar som förstärker den ringa inspänningen men slutstegen brukar vara bestyckade med emitterföljare. Följande koppling är ett slags blandning av de båda omtalade kretsarna, så att säga en emitterföljare med kollektormotstånd.

4



Med utgångspunkt från beskrivningen av emitterföljarens funktionssätt, inser vi att basspänningen ger upphov till en ström genom emittermotståndet R_E . Storleken hos denna ström blir:

$$I_K = \frac{U_{ein} - 0,6 \text{ V}}{R_E}$$

Här har vi varit fräcka nog att kalla emitterströmmen I_K , dvs kollektorström. Detta kan man tillåta sig därför att emitterströmmen bara är obetydligt större än kollektorströmmen, nämligen med det relativt obetydliga bidraget från basströmmen. Spänningsfallet över kollektormotståndet R_K blir:

$$U(R_K) = R_K \cdot I_K = (U_{ein} - 0,6 \text{ V}) \cdot \frac{R_K}{R_E}$$

Om man försummar det konstanta framspänningsfallet på 0,6 V säger formeln att inspänningen förstärks med faktorn:

$$\frac{R_K}{R_E}$$

Den kombinerade kollektor- och emitterkopplingen har alltså en spänningsförstärkning som i motsats till emitterkopplingens är oberoende av B , dvs av transistorns exemplarspridning. Dock inte helt oberoende, sådana under inträffar knappast, för mer än vad strömförstärkningsfaktorn tillåter, kan en transistor inte förstärka. Kopplingen är omtyckt av konstruktörer; så fort en expert ser kombinationen av kollektor- och emittermotstånd i ett kretsschema räknar han ut förhållandet dem emellan och vet då omedelbart hur stor spänningsförstärkning är. För fullständighetens skull skall vi till sist nämna att utspänningen från den kombinerade kopplingen 'står på huvudet' på samma sätt som vi lärt oss i fråga om emitterkopplingen. Därför, och på grund av spänningsförstärkningen, brukar man trots emittermotståndet räkna den som emitterkoppling (emittern är ju inte längre neutral).

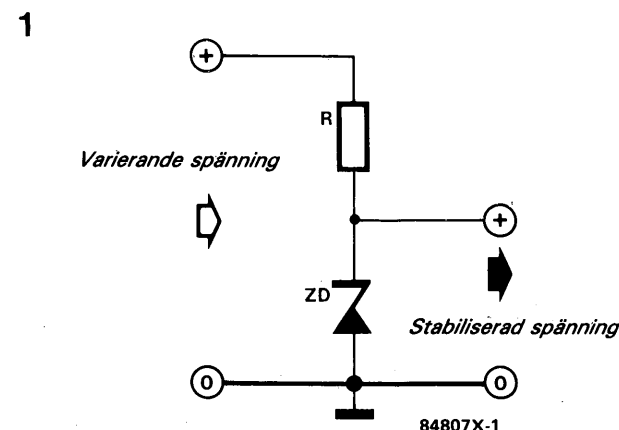
Avsnitt 7

I de senaste avsnitten ägnade vi oss åt förstärkarkopplingar med transistorer. Det handlade om att förstärka **växel**-spänningar.

Många gånger vill man emellertid i stället för en växlande utsignal ha deri så konstant som möjligt, t ex en stabil spänning eller ström.

Konstant spänning

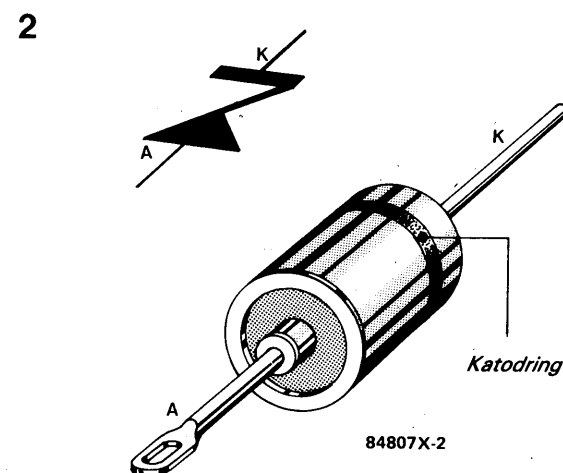
Den allra enklaste spänningsstabiliseringen består av en zenerdiod och ett motstånd.



Den här sortens specialdiod öppnar och stänger i princip som en normal diod. Vid en viss spänning försvinner dock spärreffekten igen och zenerdioden blir ledande. Detta skulle vara katastrofalt för en vanlig diod men inte för zenerdioden. I ledande tillstånd blir 'spärrspänningen' ganska stabil. Den s k zenerspänningen 'konstrueras in' i dioden i samband med tillverkningen. Det finns zenerdioder med följande värden:

2,4 V; 2,7 V; 3,0 V; 3,3 V; 3,6 V; 3,9 V; 4,3 V; 4,7 V; 5,1 V; 5,6 V; 6,2 V; 6,8 V; 7,5 V; 8,2 V; 9,1 V; 10 V; 11 V; 12 V; 13 V; 15 V; 16 V; 18 V; 20 V; 22 V; 24 V; 27 V; 30 V; 33 V; 36 V; 39 V; 43 V; 47 V; 51 V; 56 V; 62 V; 68 V; 75 V; och dessutom div specialutföranden.

Då man monterar en zenerdiod måste man se upp med att den märkta katoden (ring), som ju annars är minuselektrod, läggs till plus; zenerdioden arbetar ju i spärriktningen.



Nu åter till ordningen med motstånd och zenerdiod. Den fungerar bara när den ostabiliserade matningsspänningen är högre än zenerspänningen. Då kan ström flyta genom motståndet och in i zenerdioden, och över denna ligger den stabila zenerspänningen.

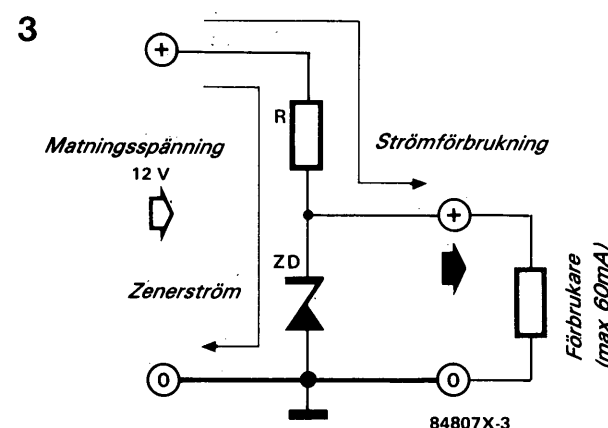
Strömmen genom dioden kan beräknas med hjälp av Ohms lag; över motståndet ligger ju skillnaden mellan matningsspänningen och zenerspänningen:

$$I_Z = \frac{U_b - U_Z}{R}$$

Om vi antar att matningsspänningen är 12 V, zenerspänningen 5,6 V och R 100 ohm:

$$\frac{12 \text{ V} - 5,6 \text{ V}}{100 \Omega} = 64 \text{ mA}$$

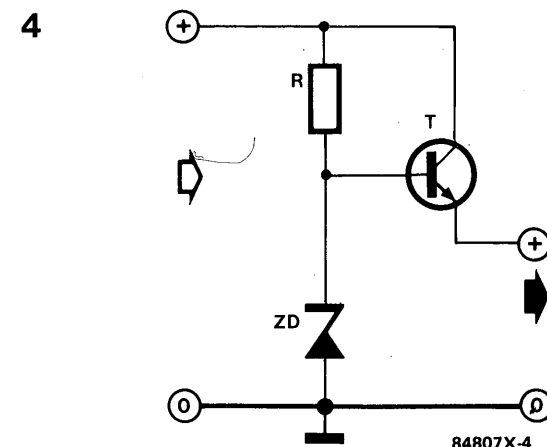
Strömmen varierar naturligtvis om matningsspänningen varierar. Eftersom zenerspänningen är en aning beroende av strömmen genom dioden kommer också den 'konstanta' zenerspänningen att variera men avsevärt mindre än matningsspänningen. En last som ansluts parallellt över zenerdioden kommer som förbrukare av den stabiliserade spänningen också att dra ström genom motståndet. Normalt borde detta leda till att spänningsfallet över motståndet ökar och att spänningen över dioden följaktligen minskar. Men inte här, eftersom zenerströmmen avtar vid belastning så att spänningsfallet över motståndet blir i det närmaste oförändrat. I exemplet kan förbrukaren dra 64 mA, eller mer generellt hela zenerströmmen, innan spänningen ändras mer radikalt. Då skulle zenerdioden bli strömlös. I praktiken brukar man beräkna kopplingen så att vid maximal belastning fortfarande en viss diodström flyter (med $\geq 3 \text{ mA}$). Normalt brukar man räkna med 10 % den maximala belastningsströmmen.



Överbelastar man kopplingen sjunker utspänningen, mer ström kan den helt enkelt inte 'leverera'. Man kan säga att strömförhållandena är paradoxala - med ökande belastning avtar belastningen på dioden, utan belastning utvecklar dioden maximal värmeeffekt, nämligen:

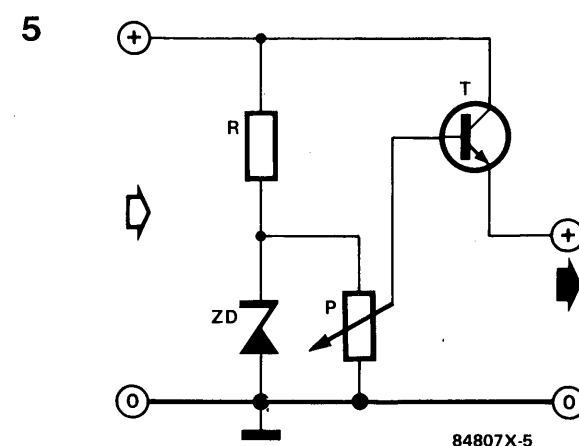
$$P_Z = U_Z \cdot I_Z = 5,6 \text{ V} \cdot 64 \text{ mA} = 0,358 \text{ W}$$

Den här beräkningen är viktig. Man måste nämligen välja en diod som klarar så stor förlusteffekt. I exemplet är en 0,5 W typ på plats. I hobbyelektroniken är 0,4 - 0,5 W och 1 W typer vanliga. De förstnämnda behöver minst 3 mA för att fungera bra, 1 wattsdioder minst 10 mA. Eftersom diodströmmen varierar något vid belastningsändringar blir zenerspänningen inte helt opåverkad av belastningen. Man kan minska detta inflytande med hjälp av en transistor.



Transistorn kopplar bort belastningsströmmen från zenerströmmen. Den är kopplad som emitterföljare, varför man på utgången alltid har 0,7 V mindre än basspänningen som här är lika med zenerspänningen. Basströmmen, som ju belastar kombinationen av motstånd och zenerdiod, är strömförstärkningsfaktorn B gånger mindre än den ström förbrukaren drar.

Man kan lätt göra transistorkopplingen reglerbar:

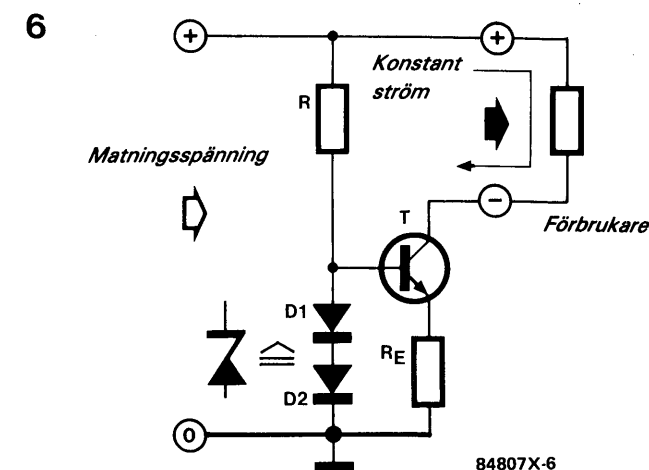


Potentiometern tar ut en del av zenerspänningen och utspänningen från kretsen blir alltid ca 0,7 V lägre än denna delspänning. Den här konfigurationen är något sämre stabil än den enkla kopplingen eftersom basströmmen ger upphov till ett spänningsfall över potentiometern, vilket medför att variationer i basströmmen också förorsakar variationer i basspänningen. Därför använder man ganska sällan det här enkla sättet att framställa en reglerbar spänning. Numera använder man för det mesta integrerade kretsar som innehåller en massa elektronik för att förbättra stabiliteten.

Konstant strömstyrka

Mindre känt är kanske att konstanta strömgeneratorkopplingar ofta kommer till användning, oftast dock inte separat utan som beståndsdel i någon mer omfattande koppling. Liksom en konstant spänningskälla förser en förbrukare med en stabil spänning, förser en konstant strömkälla sin förbrukare med en stabil strömstyrka.

Två i framrikningen polariserade vanliga dioder har ett sammanlagt och stabilt framspänningsfall på ca 1,4 V och denna spänning får utgöra basförspänningen till en transistor. I stället kan man också använda en zenerdiod med lämplig zenerspänning. Detta innebär att vi också över transistorens basemitterdiod och emittermotstånd R_E har 1,4 V. Bas-



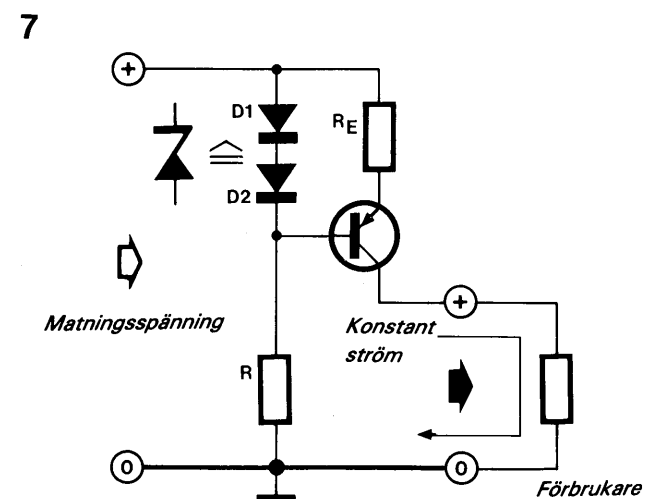
emitterdioden förorsakar ett spänningsfall av 0,7 V, och vi har alltså 0,7 V kvar över R_E , och denna spänning är ganska konstant. Enligt Ohms lag blir nu emitterströmstyrkan:

$$I_E = \frac{0,7 \text{ V}}{R_E}$$

Om $R_E = 100 \text{ ohm}$, blir $I_E = 7 \text{ mA}$. Genom val av R_E kan man bestämma strömgeneratorns strömstyrka. Eftersom spänningen över motståndet är konstant är detta också fallet med emitterströmmen och därmed med kollektorströmmen som flyter genom förbrukaren. Om förbrukarens motstånd (belastningsmotståndet) ändras ligger strömstyrkan kvar på det inställda värdet, t ex 7 mA som i exemplet ovan. Spänningen över förbrukaren ändras sig naturligtvis så som Ohms lag kräver och kollektorspänningen ändras sig samtidigt fast åt motsatt håll. Härigenom inses att kopplingen har en begränsning. En förbrukare med högt 'inre' motstånd kräver en hög spänning. Om den nödvändiga spänningen är högre än matningsspänningen fungerar det hela självklart inte. I själva verket inträffar begränsningen lite tidigare, ty i transistorn (kollektor-emittersträckan) går 0,1 - 0,3 V förlorade och över emittermotståndet ligger ju 0,7 V. Vi måste alltså dra bort ungefär 1 V från matningsspänningen om vi vill beräkna det högsta tillåtna inre motståndet hos en förbrukare vid en given matningsspänning och en given strömstyrka. I vårt exempel vid 7 mA fås vid 12 V matningsspänning:

$$\frac{12 \text{ V} - 1 \text{ V}}{7 \text{ mA}} = 1,57 \text{ k}\Omega$$

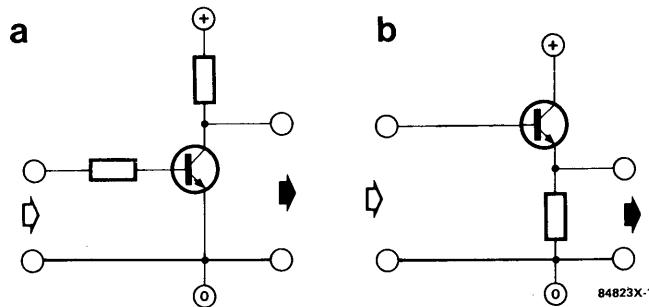
Om motståndet blir högre kan strömgeneratorn inte längre hålla strömstyrkan. Däremot går det inte att överbelasta strömkällan, ty även vid kortslutning flyter bara 7 mA. Slutligen visar vi en strömgeneratorkoppling mot minus (lasten jordad i ena änden). Den behöver en PNP-transistor.



Avsnitt 8

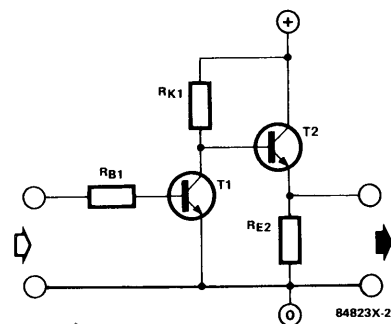
I de närmast föregående avsnitten har vi ganska grundligt satt oss in i de vanligaste av transistorns grundkopplingar, nämligen kollektor- och emitterkopplingarna.

1



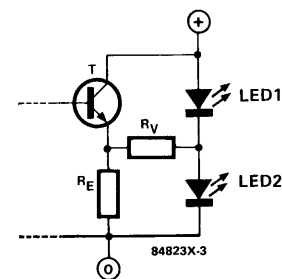
Emitterkopplingen (a) används främst för spänningsförstärkning, kollektorkopplingen (b) för strömförstärkning. Strömförstärkning innebär i detta fall att utspänningen följer inspänningen på ett avstånd av 0,7 V ('emitterföljare'). Spänningen förstärks således inte. Men den strömstyrka som den här kopplingen kan leverera är betydligt högre än den som flyter i ingången. Man kan alltså använda en kollektorkoppling till att bygga ut en förstärkare med låg belastningsförmåga så att resultatet blir en strömstark förstärkare. Av denna anledning är kollektorkopplingen lämplig, och ofta använd, för slutsteg.

2



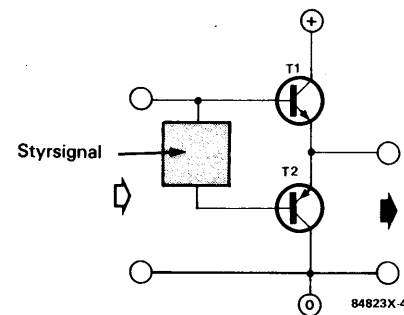
Den här kombinationen förstärker inspänningen (T1) och ger relativt hög utström (T2). Tyvärr måste dock transistor T2 svara för såväl den nyttiga utströmmen som för strömmen genom motståndet RE2. Det senare belastar transistoren till ingen nytta. Att helt enkelt öka motståndet så att den onyttiga strömmen blir lägre är ofta inte möjligt, som t ex i följande koppling.

3



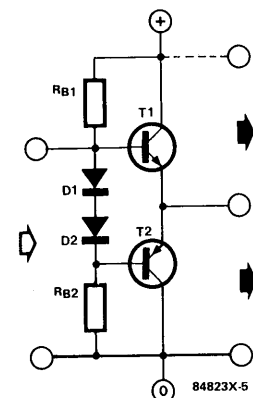
Emitterföljaren driver en indikatorkoppling med två lysdioder. Vid hög inspänning lyser LED2 därför att emitterspänningen är hög. Vid låg inspänning lyser LED1 därför att emitterspänningen är låg, transistorn spärrar och LED-strömmen flyter genom emittermotståndet. Detta fungerar naturligtvis bara när emittermotståndet är ganska lågt. Det finns andra tillfällen då konstruktörerna står inför samma dilemma och tvingas tillgripa ett lågt emittermotstånd till pris av hög strömförbrukning. Då kan den så kallade **mottaktkopplingen** (push-pull) komma väl till pass. Emittermotståndet är här ersatt av en transistor.

4



Denna transistor leder alltid när T1 spärrar, då den ersätter ett lågohmigt emittermotstånd, och den spärrar när T1 leder. T1 belastas på detta sätt inte av något lågohmigt emittermotstånd. Vilka transistortyper skall man välja för T2 (NPN eller PNP) och hur skall ingången se ut? Detta är frågor som kan ha många svar. Här är en rätt enkel variant:

5

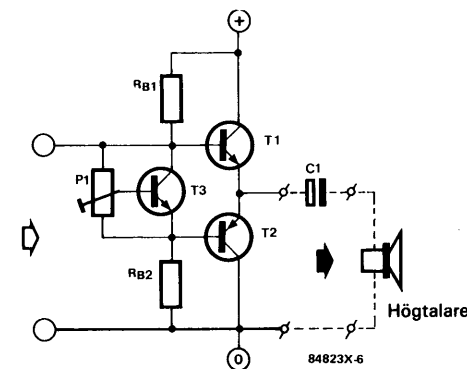


På symmetrin i kopplingen ser man att båda transistorerna i mottaktsteget i själva verket är lika berättigade. Man kan ju inte säga att T2 ersätter emittermotståndet för T1 eller tvärtom.

T1 leder under alla förhållanden strömmen från pluspolen till förbrukaren (vid ökande inspänning), medan T2 svarar för ström som flyter från förbrukaren till minuspolen (vid sjunkande inspänning). De båda dioderna sørjer för att en spänning på 1,4 V ligger mellan baserna. På så sätt får bas-emitterdioderna så mycket förspänning att de nätt och jämt öppnar. Detta har emellertid också den nackdelen att en viss ström flyter till ingen nytta genom transistorerna även då dessa inte har någon styrsignal. Men om man inte skulle göra på detta sätt så skulle styrsignalen behöva stiga eller falla med 0,7 V innan någon av transistorerna öppnar och leder ström. Området +0,7 V till -0,7 V skulle inte bli korrekt förstärkt.

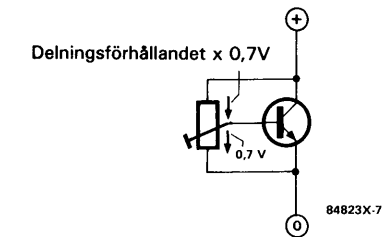
Den onyttiga tvärströmmen genom transistorerna kallas **viloström**, eller **tomgångsström**. Hos många hi-fi slutsteg, och sådana arbetar nästan undantagslöst i mottaktkoppling, kan viloströmmen regleras in. Typiska värden är 5-20mA.

6



Spänningen över den tredje transistoren regleras med potentiometern P1. När potten är i mittläget är spänningen ungefär dubbla tröskelspänningen hos T3, dvs 1,4 V. Detta är ungefär den riktiga inställningen. Den spänningsdelande potentiometern arbetar så att säga omvänt tillsammans med T3: Över nedre delen av potentiometern ligger 0,7 V och den totala spänningen är så många gånger högre som delningsförhållandet anger.

7

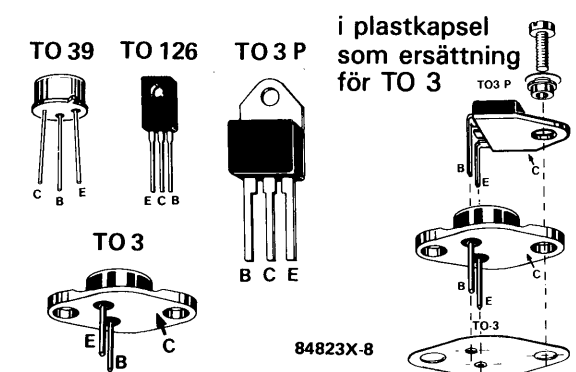


Är t ex motståndet i pottens övre del i figur 7 10 gånger större än i den nedre ligger:

$$(10 + 1) \times 0,7V = 7,7 V$$

över kopplingen. Så får man naturligtvis aldrig ställa in en mottaktkoppling ty då skulle båda transistorerna bli ledande och bottna. Till slut några viktiga transistorer för mottaktkopplingar.

8



Förklaringar till tabellen. Maximivärden får aldrig överskridas. Maximala förlusteffekten gäller endast under förutsättning att transistoren får en mot förlusteffekten svarande kylning.

Gruppvärden för strömförstärkningen sätts efter typbeteckningen, t ex BD 130-10. Kollektorrestström är den ström som fortfarande flyter mellan emitter och kollektor när bas-emitterspänningen är noll. Mätningsspänningen ligger mellan kollektor och emitter när transistoren leder för fullt, den är dock beroende av kollektorströmstyrkan. Högfrekventa växelströmmar förstärks mindre. Över gränshänsen sker överhuvudtaget ingen förstärkning mer.

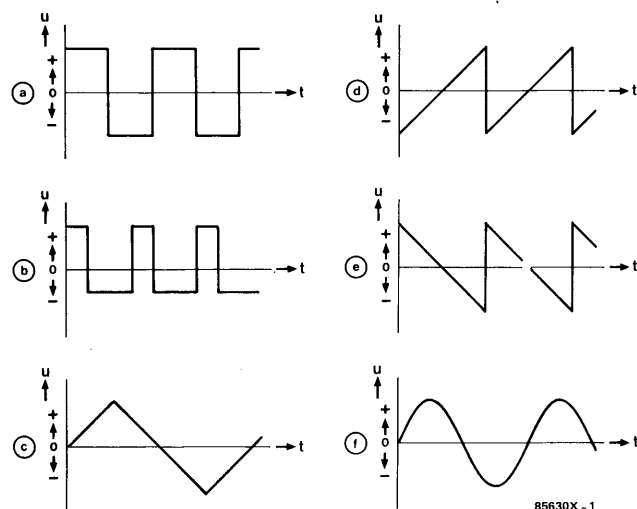
Beteckning Typ/Kapsel		BC 140 NPN/TO 39	BC 160 PNP/TO 39	BD 139 NPN/TO 126	BD 140 PNP/TO 126	TIP 3055 NPN/TO 3(P)	TIP 2955 PNP/TO 3(P)
Maximivärden							
Spänning kollektor-emitter, bas öppen	UCEO	60 V	60 V	80 V	80 V	70 V	70 V
Kollektorström	IC	1 A	1 A	1,5 A	1,5 A	15 A	15 A
Basström	IB	0,1 A	0,1 A	0,2 A	0,2 A	7 A	7 A
Total förlusteffekt	Ptot	3,7 W	3,7 W	12,5 W	12,5 W	100 W	100 W
Typvärden							
Likströmsförstärkning	Gr 6 B Gr 10 Gr 16	40...100 63...160 100...250	40...100 63...160 100...250	40...100 63...160 100...250	40...100 63...160 100...250	— 20...70 —	— 20...70 —
Kollektor-emitterrestström	ICES	10 nA	10 nA	—	—	0,7 mA	0,7 mA
Mätningsspänning, kollektor-emitter	UCEsat	0,6 (<1)V	0,6 (<1)V	0,5 V	0,5 V	1,1 V	1,1 V
Gränshänsen	ft	50 MHz	50 MHz	50 MHz	75 MHz	2,5 MHz	2,5 MHz

Avsnitt 9

När vi i de föregående avsnitten beskrivit olika komponenter och grundkopplingar har vi alltid arbetat med likström. Vi har gjort detta därför att det är lättare att åskådliggöra funktionerna vid konstanta spännings- och strömförhållanden. Många kopplingar för växelspanning arbetar dessutom inte med en ren växelspanning, vi skall återkomma till detta senare.

En växelspanning byter oupphörligt polaritet. Detta kan ske abrupt som hos en fyrkantspanning (Figur 1 a och 1 b) eller med mer eller mindre kontinuerliga övergångar som hos triangelspanning (1 c), sågandspanning (1 d och 1 e) eller sinusspanning (1 f).

1



Kurvorna visar hur den momentana (ögonblickliga) spänningen (lodrätt) ändrar sig med tiden (vågrätt). Man talar också om vågor.

En sak är gemensam för alla 'äkt' växelspanningar: Ytorna under kurvan i det positiva området är exakt lika stora som ytorna under nollinjen.

Först ska vi lägga fast några begrepp:

Halvvåg kallas växelspanningens positiva resp negativa delar.

Amplitud kallas växelspanningens högsta värde (toppvärde). Många växelspanningar (som t ex i fig 1 b) kan innehålla olika amplituder, en positiv och en negativ.

Topp-till-toppvärde är summan av positiv och negativ amplitud (utan förtecken).

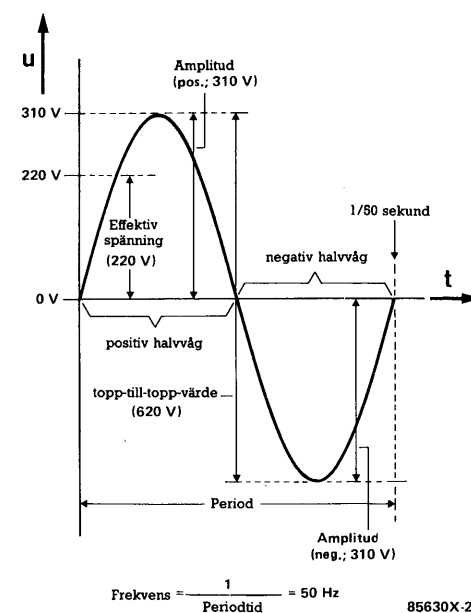
Effektiva spänningen är ett medelvärde som används vid beräkning av växelströmseffekt. Vid sinusformade spänningar är effektivvärdet ca 71% av amplituden (se avsnitt 3 i nr 9/85).

Period är den tid som förflyter innan en växelspanning börjar upprepa samma förlopp igen. I regel är perioden lika med tiden för en positiv plus en negativ halvvåg.

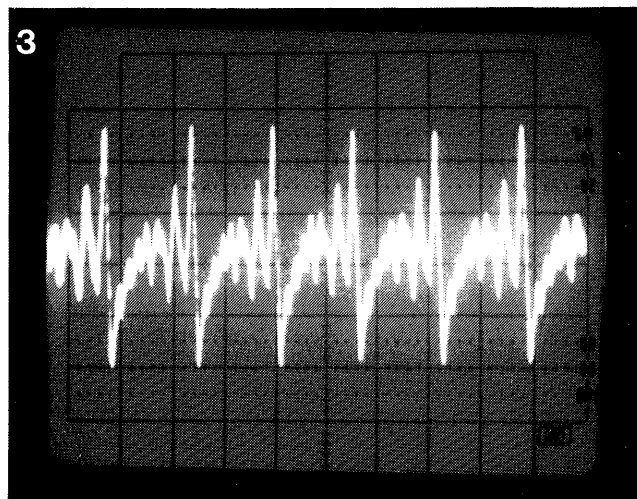
Frekvens är matematiskt uttryckt det inverterade värdet av perioden. Frekvensen i Hertz (Hz) uttrycker hur många perioder en växelspanning hinner fullborda på en sekund.

Samtliga dessa uttryck finns åskådliggjorda i nedanstående tidsdiagram som föreställer en (nät-)sinusvåg.

2



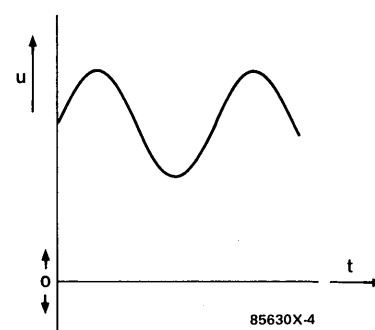
De växelspanningar man har att göra med inom tekniken är långt ifrån alltid så rena och åskådliga som i figur 1. Osscilloskop-bilden i figur 3 visar växelspanningen från en mikrofon som just uppfångar ett talat 'a'.



Framför allt inom audiotekniken är sådana här komplicerade spänningar vanliga. De är blandningar av flera växelspanningar med olika frekvens och amplitud. Varje naturligt ton innehåller bl a övertoner, d v s spänningsandelar med dubbla, trefaldiga o s v grundfrekvenser.

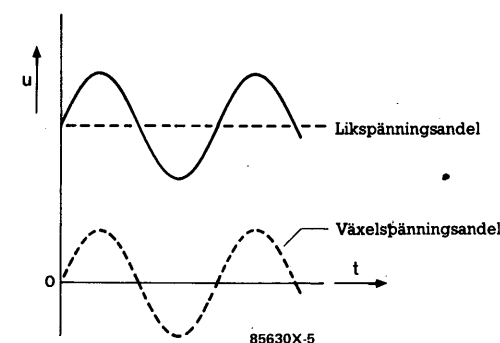
Hos flera tekniskt vanliga växelspanningar kan också de positiva och negativa ytorna i tidsdiagrammet vara olika.

4



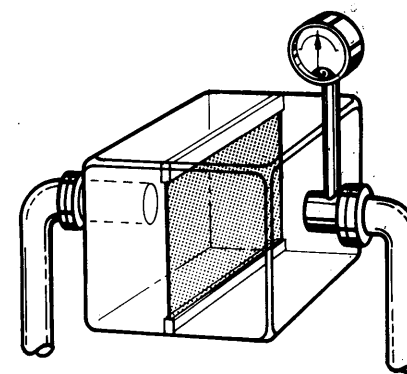
Denna spänning är vare sig en ren likspänning, då skulle den ju vara konstant, eller en ren växelspanning, eftersom den inte har några negativa andelar. Den är i stället summaprodukten av båda, nämligen en likspänning med en påtryckt (överlagrad) växelspanning.

5



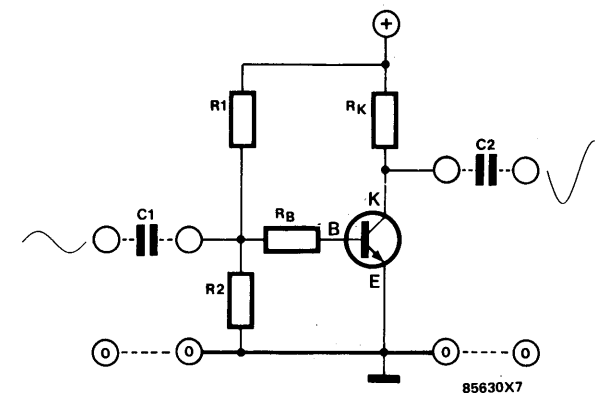
Vi sysslade med sådana här spänningar i samband med transistorförstärkarna. En transistor kan nämligen förstärka en växelspanning bara om den är överlagrad på en likspänning. Som förstärkningsprodukt får man återigen en överlagrad spänning. Med hjälp av en kondensator, som ju har den egenskapen att den bara släpper igenom växelström men ej likström, kan man sedan återvinna den förstärka, rena växelspanningskomponenten. Hur fungerar då en kondensator? Ungefär som 'Membranmodellen' för vatten.

6



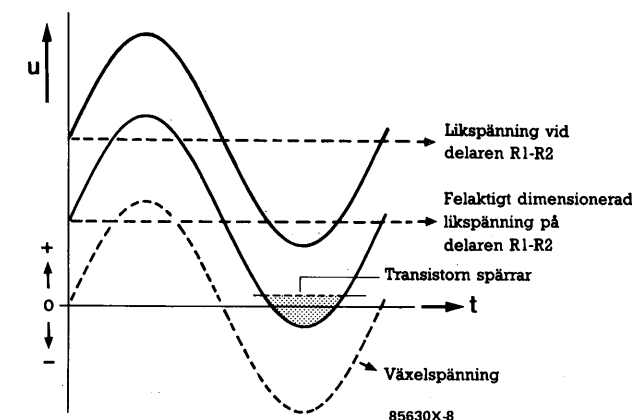
Kammaren mellan de båda anslutningarna delas av ett membran. Detta förhindrar vattnet från att kontinuerligt flyta genom kammaren (likström). Pumpar man nu vatten omväxlande in och ut i den ena kammarhalvan, kommer vattnet som står i den andra halvan att växelvis röra sig ut och in. Resultatet blir att kammaren uppför sig som en kondensator, den leder växelström men spärrar för likström.

7



Den här förstärkarkopplingen för växelspanning har vi talat om tidigare (avsnitt 5 i nr 1/86). Växelspanningen på ingången driver en växelström genom kondensatorn R2. Genom detta motstånd flyter dessutom en likström från spänningskällan via R1. Växel- och likströmmarna överlagras i R2 och ger till resultat en spänning som ser ut som i figur 4. Summaspänningen är transistorns styrsänning. Den får aldrig bli lägre än 0,7 V, annars spärrar transistorn. Man måste därför se till att spänningen i delningspunkten R1-R2 är högre än den maximala **negativa** växelspanningsamplituden plus 0,7 V.

8



Kondensatorn C1 har till uppgift att hålla likspänningen från spänningsdelaren borta från ingångsanslutningen.

C2 på utgången skiljer ut växelspanningsandelen från den förstärkta lik-/växelspanningen. På utgångsanslutningen står således en ren växelspanning till vårt förfogande.

Låt oss återvända till membranmodellen. Växelström motsvarar fram- och återpumpning av vattnet. Inpumpning kräver viss kraft, d v s energi, för att spänna membranet. Denna energi finns upplagrad och vid återgången trycker membranet vattnet tillbaka. Härav kan vi för kondensatorns del dra två slutsatser:

1. Kondensatorn lagrar energi när den laddas med ström.
2. Kondensatorer erbjuder ett visst motstånd för växelström (motsvarande membranets motstånd mot det inpumpade vattnet).

Mer om energilagring och växelströmsmotstånd i nästa avsnitt.

Avsnitt 10

Kondensatorer lagrar elektrisk energi. Om man låter ström flyta in i en kondensator laddas kondensatorn upp. Därvid ökar spänningen över kondensatorn och blir så att säga ett mått på laddningstillståndet. Spänningen över kondensatorn följer formeln:

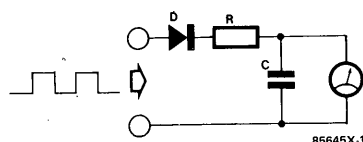
$$U = \frac{I \cdot t}{C}$$

där I = laddningsströmmen (i A), t = laddningstiden (i sek), C = kondensators kapacitans (i F) och U = kondensatorspänningen (i V).
Formeln gäller för konstant laddningsström I och talar om att ju längre kondensatorn laddas (t) och med ju högre strömstyrka (I), desto högre blir spänningen. Dock spelar kondensatorns laddningsförmåga, dvs kapacitansen C , en roll. Denna laddningsförmåga anges i Farad. En kondensator med stor kapacitans uppladdas naturligtvis långsammare och kräver mer ström innan den är full. En Farad (1 F) är en ganska stor kapacitans. Vanliga kondensatorer i elektronikkopplingar brukar ha kapacitanser mellan 1 pF (en picofarad = en biljondels Farad) och 1 μ F (en mikrofaraad = en miljondels Farad). Elektrolytkondensatorer är särskilt kapacitanskraftiga och ligger mellan 1 μ F och ca 20 000 μ F. Formeln ovan gäller för uppladdningen av en kondensator. För urladdning, dvs strömuttag, skriver man hellre så här:

$$I = \frac{U \cdot C}{t}$$

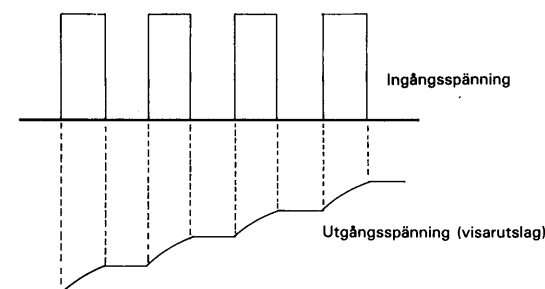
En kondensator med kapacitansen C som laddats till spänningen U ger under tiden t strömstyrkan I . Också denna formel gäller bara om den sjunkande spänningen under urladdningen inte har någon betydelse för förbrukaren. Kondensatorer är inte så lämpliga för lagring av elektrisk energi. Ett nickel-kadmiumbatteri på 4 Ah (1,2 V cellspänning) lagrar lika mycket energi som en kondensator på 24 000 F (om den uppladdats till 1,2 V). Ackumulatorer har större kapacitet och behåller dessutom spänningen konstant. Vid signalbearbetning inom elektroniken har kondensatorer dock stor betydelse. Ta t ex följande koppling:

1



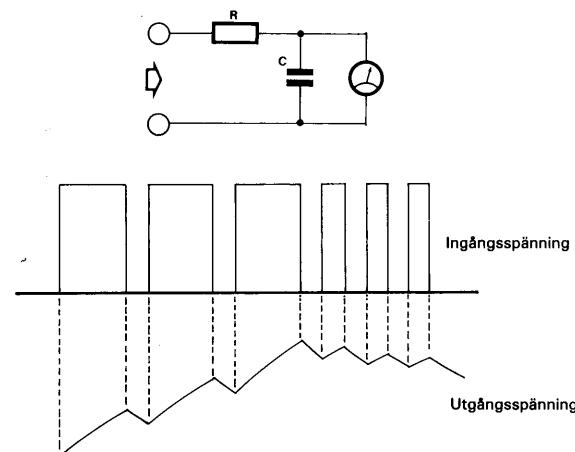
Kondensatorn laddas av korta spänningsspulser. Förkopplingsmotståndet R begränsar laddningsströmstyrkan och dioden förhindrar att urladdning sker under pulspauserna. För varje puls stiger kondensatorspänningen och mätinstrumentet visar denna.

2



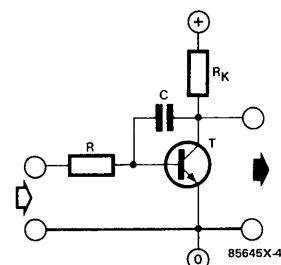
Utslaget på instrumentet blir större ju fler pulser som laddas i, det räknar på sätt och vis pulserna. Utlämnar man dioden kommer kondensatorn att urladdas något under varje pulspaus. Kondensatorspänningen blir ett slags medelvärde av pulsspänningen.

3



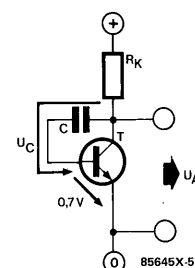
Fackmannen talar här om en integrator, en koppling som summerar pulserna. Spänningsökningen hos integratorn beror inte enbart på antalet pulser utan också på deras varaktighet och amplitud. Egenskaperna hos den passiva integratorkopplingen (R och C) är dock inte optimala. Vid högre kondensatorspänningar flyter allt mindre ström för varje puls eftersom spänningen över motståndet blir mindre. Med en transistor kan man förbättra kopplingen avsevärt.

4



Kopplingen för denna sk Miller-integrator ser enkel ut men är inte så lätt att förstå sig på. Låt oss först betrakta kopplingen utan inspanning.

5

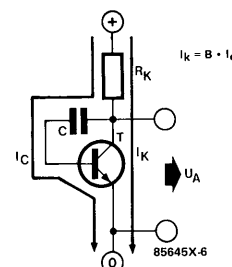


Utspanningen blir summan av tröskelspänningen bas-emitter och kondensatorspänningen:

$$U_A = U_C + 0,7 \text{ V}$$

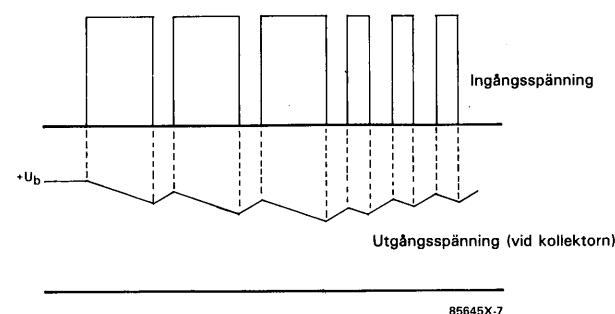
Bortser man från de 0,7 V som alltid finns med (vilket halvledartekniker gärna gör) kan man säga att utspanningen motsvarar kondensatorspänningen. Så långt liknar Miller-integratorn RC-kopplingen i figur 3. Laddningsströmmen flyter emellertid inte genom ingångsmotståndet (basmotståndet) utan från pluspolen genom kollektormotståndet.

6



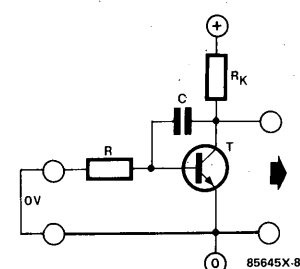
Samtidigt är den transistorens basström och förstärks så mycket som strömförstärkningsfaktorn anger. Den resulterande kollektor-emitterströmmen tas likaledes genom kollektormotståndet så att bara en ganska låg laddningsström blir över för kondensatorn. Spänningen över kondensatorn (utan insignal) ökar så långsamt att, om man betraktar den under kort tid, kan anse den som konstant. Så småningom kryper den dock upp till matningsspänningens värde. Om man nu tillför pulser genom basmotståndet kommer basström, och därmed kollektorström, att flyta pulsartat. Transistorns kollektorspänning sjunker och ström dras ur kondensatorn, som urladdas långsamt och för varje puls något mer.

7



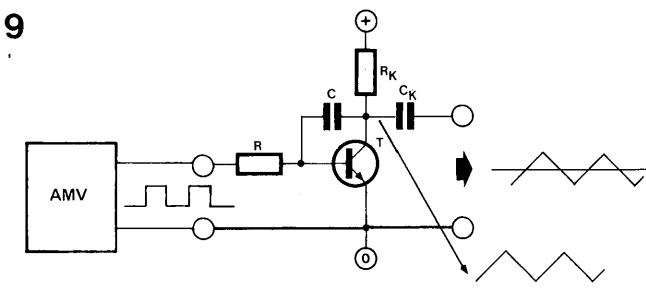
Kollektorspänningen kommer att se exakt likadan ut som vid RC-integratorn. Det är bara det att den 'står på huvudet', något som knappast är något problem för en elektronikspecialist. Att saker och ting 'står på huvudet' är ju något som man är van vid i alla emitterkopplingar. Man talar också om en inverterande integrator. Fördelen jämfört med RC-kopplingen är att laddnings- resp urladdningsströmmen är oberoende av kondensatorspänningen. Den är ju basström

och flyter bara genom basmotståndet och bas-emitterdioden. Under pulspauserna, när inspanningen är noll, uppladdas kondensatorn. Transistorn utgör därvidlag inget hinder eftersom laddningsströmmen ju endast delvis flyter genom basen.



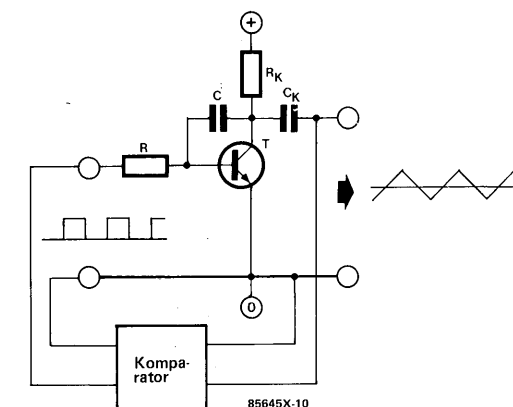
Miller-integratorn omvandlar således fyrkantpulser till lutande spänningslinjer. Om puls- och paustiderna är lika stora uppstår en triangelspänning.

9



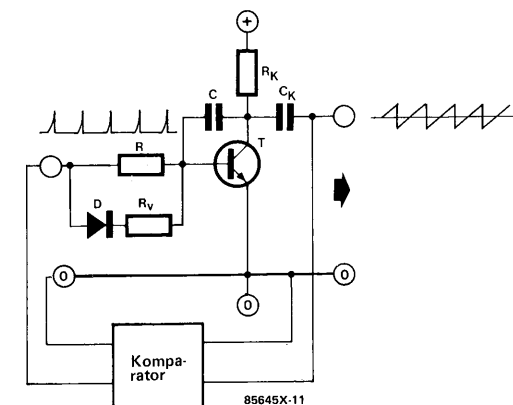
Kopplingskondensatorn C_k skiljer bort kollektorlikspänningen. I stället för fyrkantgeneratoren kan man sätta in en komparator (tröskelvärdesomkopplare). Då svänger triangelformen självant.

10



En sågtoandsspänning uppstår när ingångspulserna laddar ur kondensatorn snabbare än de laddar upp den.

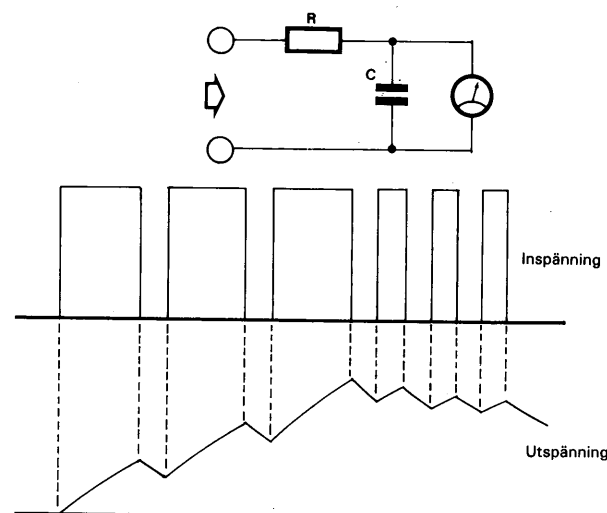
11



Dioden (med ett litet skyddsmotstånd) leder urladdningspulserna direkt till basen och drar därmed blixtnabbt ner kollektorspänningen.

Avsnitt 11

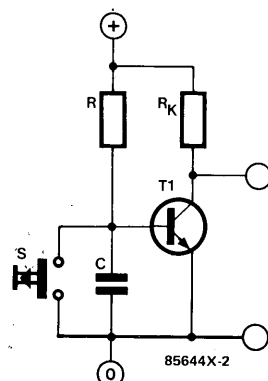
1



Säkert känns den här (integrator-)kopplingen från förra avsnittet igen. Spänningen på utgången av RC-nätet är beroende av puls-paus-förhållandet i insignalen. Ju längre pulser och ju kortare pauser, desto högre blir kondensatorspänningen. Den här mätkopplingen för pulser och pauser kan lätt omvandlas till en mätkoppling för frekvens. Om de tillförda pulserna alla är lika långa, blir utspänningen endast beroende av pauserna, d v s pulsernas tidsmellanrum. Ju oftare de lika långa pulserna kommer på ingången, ju högre blir visarutslaget. Nu är det bara det att den spänning vars frekvens man vill mäta långt ifrån alltid har en konstant pulstid. För andra pulsformer och växelspanningar måste man skaffa sig en koppling som av varje puls resp växelspanningshalvvåg formar en puls av lämplig längd.

Figur 2 visar en koppling som alstrar pulser av viss längd.

2

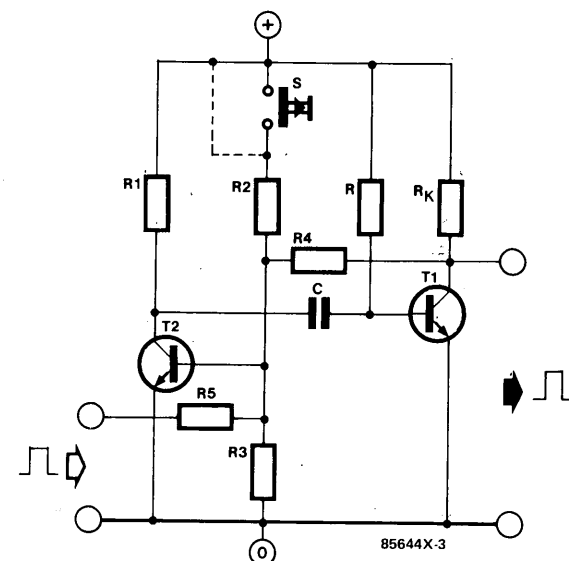


I viloläge är utspänningen mycket låg eftersom transistorn får basström genom R, vilket gör den ledande. Kondensatorspänningen ligger på 0,7 V, d v s på bas-emitterdiodens tröskelspänning. Om man trycker på strömställaren S kortsluts kondensatorn omedelbart till jord och basen hos T1 blir strömlös, liksom kollektorn. Utspanningen hoppar genast upp till matningsspänningens värde.

Så snart man släpper strömställaren börjar kondensatorn att laddas upp igen. Efter en kort tid är dess spänning åter 0,7 V och utgången faller till 0 V. Uppladdningstiden beror på R och C, som ju aldrig ändras. Man talar därför om en tidskonstant. Tyvärr är utpulsens från den här kopplingen inte enbart beroende av tidskonstanten. Eftersom kondensatorn börjar återuppladdas först då man släpper knappen ingår också tiden för intryckningen i utpulsens. Knaptryckandet är ju dessutom opraktiskt. Vem kan t ex trycka 50 gånger i sekunden när man vill ha fram (bara) 50 Hz?

I följande koppling, som är en sk monoflop (eller monovippa), bortfaller båda dessa nackdelar.

3



Till höger i kopplingsplanen känner vi igen resterna av kopplingen i figur 2. Kondensatorn ligger inte längre direkt till nolledningen utan kopplas till noll av T2 när denna transistor får basström. Så sker så snart man sluter S. Då uppladdas kondensatorn över R. Efter den av R och C bestämda laddningstiden är spänningen uppe på 0,7 V och T1 börjar leda. Utspanningen blir alltså låg i vilotillståndet, hög medan C laddas och därefter åter låg. Den är vår önskade puls, vars varaktighet bestäms av formeln:

$$T = 0,7 \cdot R \cdot C$$

med R i ohm, C i F och T i s.

Hur länge knappen hålls intryckt spelar ingen roll i den här monofloppkopplingen. Eftersom kollektorspänningen hos T1 går hög omedelbart när man trycker in knappen, får T2 tillräcklig basström via R4 även om man genast släpper knappen igen. Skulle man hålla knappen intryckt för länge, så spelar detta heller ingen roll, ty sedan pulstiden förflutit får T1 åter sin basström via R.

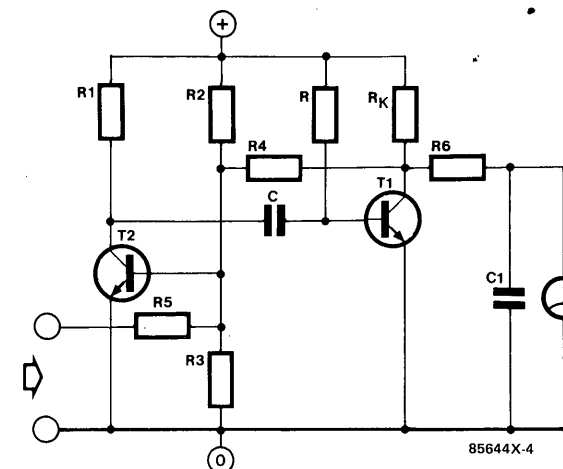
Monovippan kan också triggas elektroniskt, d v s med en spänningsskott i stället för knaptrycket. Då flyter den för starten nödvändiga basströmmen från ingången över R5. Tryckknappen överbryggas.

Kopplingen i figur 3 har ett litet skönhetsfel som på sin höjd blir märkbart först vid högre driftspänningar (över ca 9 V), nämligen att basspänningen hos T1 ibland blir negativ. I vilotillståndet ligger C med sin vänstra anslutning över R1 till driftspänningen och med sin högra på 0,7 V. Därför uppladdas den till ett värde som ligger något under driftspänningen, varvid vi har plus till vänster och minus till höger. När

T2 öppnar för fullt minskar dess kollektorpotential med driftspänningens värde till nära 0 V. Samtidigt minskar T1:s baspotential med driftspänningens värde, d v s från +0,7 V till nära -driftspänningen. Bas-emitterdioden hos T1 ligger nu i spärriktning. Transistorer klarar knappast spärrensningar på mer än 7 V. Visserligen ligger den negativa spänningen kvar bara under ett kort ögonblick eftersom kondensatorn omedelbart börjar uppladdas över R.

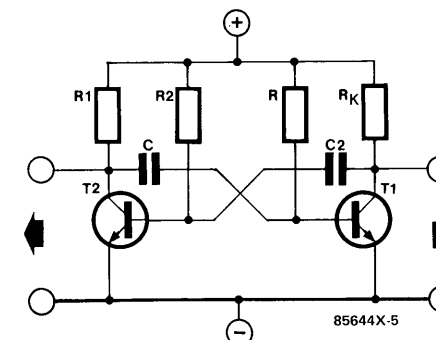
Vår frekvensmätkoppling ser nu ut så här:

4



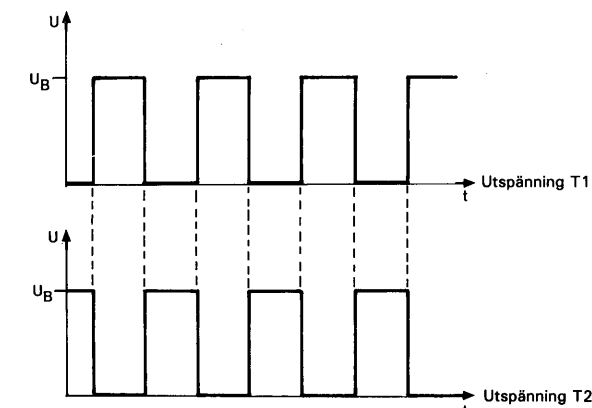
Monofloppkopplingen i figur 3 reagerar på stigande inspanning, vilket antyts i figuren med en positiv puls. Den avger också en positiv puls. Förbinder man in- och utgångarna, borde kopplingen trigga sig själv. Det gör den också mycket riktigt, men för att förbinda in- och utgångarna måste man använda en kondensator. Denna återfinns istället för R4 i följande koppling.

5



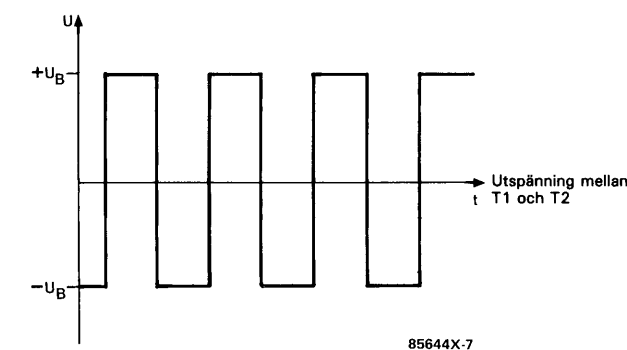
Här har också den numera överflödiga bestyckningen (R3, R5) på ingången utelämnats. Kopplingen är symmetrisk. Transistorerna triggar varandra ömsesidigt. Så snart pulsen från den ena är slut börjar pulsen från den andra. Pulstiden hos T1 bestäms av R och C, hos T2 av R2 och C2. Kopplingen svänger således. Den kallas astabil multivibrator, eller kort AMV. En av AMV har två utgångar. Dessa för i varje ögonblick motsatt spänning och man säger därför att de är i motfas. Fäsförskjutningen är 180°.

6

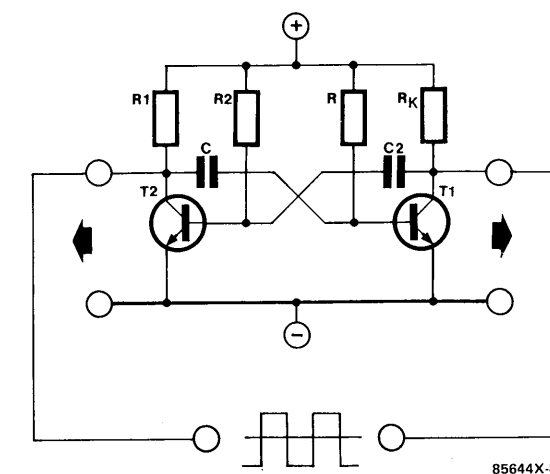


Mellan de båda kollektorerna kan man ta ut en växelspanning, nämligen skillnaden mellan de båda i figur 6 visade utspänningarna.

7

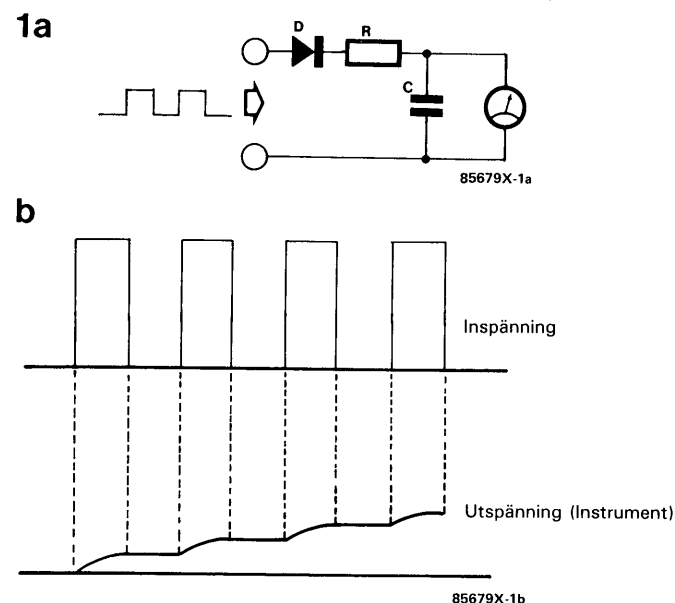


8



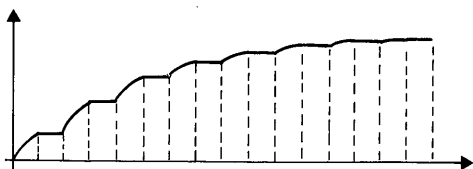
Avsnitt 12

Hur stor bör kondensatorn vara i en koppling? Picofarad, nanofarad eller mikrofarad, vad är rätt och när? Mången gång ändras till och med funktionsprincipen hos en koppling alltefter vilken kapacitans man sätter in. Ta t ex kopplingen i figur 1, avsnitt 10.



Vid varje positiv ingångspuls leder dioden och kondensatorn får ett laddningstillskott över R. Kopplingen tjänar som pulsräknare eftersom kondensatorspänningen ökar för varje puls. Den kan dock inte fortsätta att räkna obegränsat, ty så småningom blir kondensatorspänningen lika hög som pulsernas toppvärde och dioden leder inte längre, kondensatorn är full. I själva verket har kopplingen redan tidigare nått sin gräns, ty för det första öppnar dioden inte om skillnaden mellan pulsspänning och laddningsspänning är mindre än 0,6 V och för det andra blir laddningsströmmen mycket låg när den nämnda spänningsskillnaden knappt överstiger 0,6 V. Det som 'knappt överstiger' är spänningen över motståndet vilken enligt Ohms lag blir orsak till en allt svagare laddningsström. Kondensatorspänningen ökar allt mindre för varje ny puls.

2

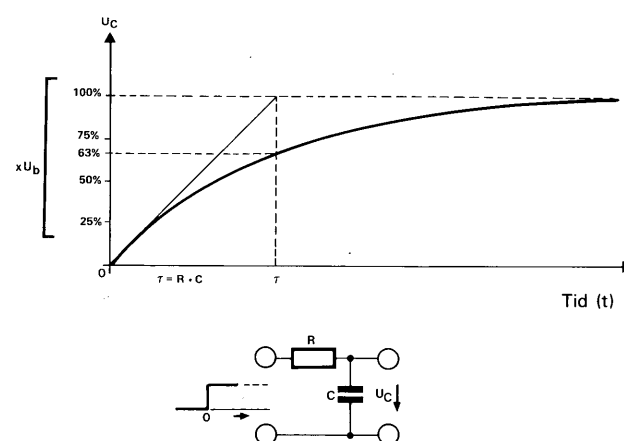


Släpper man in fler pulser än 'tillåtet' i kopplingen visar instrumentet pulsernas toppvärde (-0,6 V), och har nu blivit en toppvärdesmätare. Visserligen en ganska medelmåttig sådan eftersom den behöver flera lika höga pulser innan den visar det rätta värdet. Håll med om att det skulle vara mycket bättre att kunna läsa toppvärdet redan efter en puls, puls-

spänningen kan ju variera. För att uppnå detta måste kondensatorn kunna laddas upp avsevärt snabbare, ja under en enda puls. Detta kan man uppnå på två sätt: ett mindre motstånd och/eller en mindre kondensator. Det mindre motståndet stryker strömmen i mindre grad (ett motstånd på 0 ohm, dvs inget motstånd alls, stryker inte alls), och en mindre kondensator blir naturligtvis snabbare full. Spänningen över toppvärdesmätaren 'blir stående' på den högsta pulsspänningens värde. I varje fall i princip; i verkligheten urladdas kondensatorn över mätinstrumentet under pulspauserna, såvida det inte rör sig om ett extremt höghögmigt elektroniskt instrument.

Vi ser nu att samma koppling kan förhålla sig helt olika med olika komponentvärden, ena gången integrerade pulsräknare, andra gången toppvärdesmätare. För övrigt är det för det mesta inte enbart kapacitansen som spelar roll, utan den gör det i samspel med ett motstånd eller en induktans (en spole). Skillnaderna kan åskadliggöras med hjälp av kondensators laddningskurva.

3



Kurvan som matematiskt är en e-funktion, uppstår då man vid tidpunkten 0 ansluter en kondensator över ett motstånd R till spänningen U_B så att laddning startar. Likspänningen U_B är så att säga en oändligt lång puls. Den vertikala axeln har vi kalibrerat i procent i stället för volt. Diagrammet gäller därför för alla spänningar hos strömkällan. Kurvan är krökt, ty vid ökande kondensatorspänning, dvs ju längre tiden går, blir spänningen över motståndet allt lägre, strömstyrkan således också lägre och kondensatorn uppladdas allt långsammare. Laddningskurvan närmar sig så småningom strömkällans spänning U_B (den streckade vågräta linjen i diagrammet). Därför kan man inte exakt ange efter vilken tid kondensatorn är fulladdad. I stället talar man om tidsfaktorn τ (grekiskt τ , uttalas tau). Skulle man hela tiden ha laddat kondensatorn med den ursprungliga hastigheten (vilket man skulle gjort om laddningsströmmen hållits konstant), så hade man kommit upp till strömkällans spänning U_B efter τ sekunder. I verkligheten kommer man bara upp till ca 63% av denna spänning efter τ sekunder. Men trots detta används tidskonstanten ofta i praktiken. Den är nämligen lätt att beräkna (och varför skall man inte försöka göra det lätt för sig ibland också inom elektroniken?):

$$\tau = R \cdot C$$

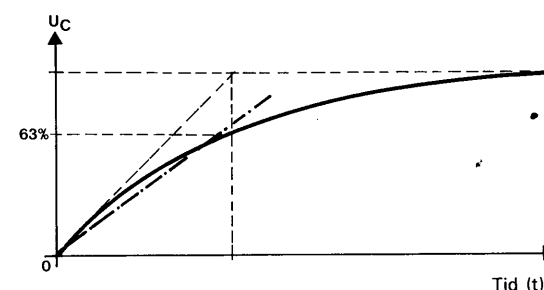
med τ i sekunder, R i ohm och C i farad.
En RC-länk med $R = 1 \text{ Mohm}$ och $C = 1 \mu\text{F}$ har alltså ett

$$\tau = 1 \text{ M}\Omega \cdot 1 \mu\text{F} = 1 \text{ M}\mu\text{s} = 1 \text{ s,}$$

ty M (= 10^6) och μ (= 10^{-6}) upphäver varandra

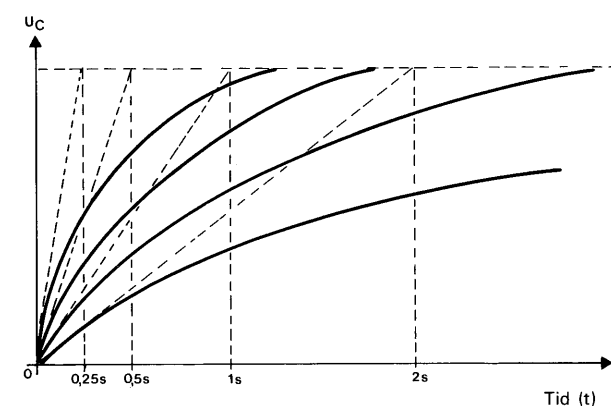
Efter en sekunds laddningstid har RC-länken i exemplet en spänning som är 63% av strömkällans spänning. Ett annat skäl till att man gärna använder tidskonstanten är att laddningskurvan under den tid denna anger förlöper ganska rätlinjigt (punktstreckade linjen) men därefter börjar böja av mycket kraftigt.

4



För olika värden, d v s andra värden på R och C, ändras den horisontella skalan. Lägre värden pressar samman kurvan, högre sträcker ut den.

5



τ kan vara ännu längre än exemplen i diagrammet men också betydligt kortare. Vid t ex 10 pF och 100 ohm får vi:

$$\tau = 10 \text{ pF} \cdot 100 \Omega = 1000 \text{ ps} = 1 \text{ ns}$$

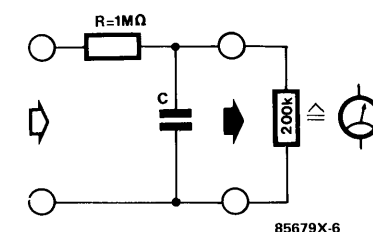
En nanosekund (1 ns) är en miljarddels sekund. Men låt oss återgå till vår ursprungliga koppling. Som toppvärdesmätare bör den ha kortast möjliga tidskonstant. $\tau = 0,1 \text{ s}$, den vänstra kurvan i diagrammet, är ett lämpligt värde om pulserna är längre än denna tid, t ex 0,5 s, vilket dock motsvarar en frekvens av endast 2 Hz. Då kan man vara säker på att kondensatorspänningen någorlunda nått sitt slutvärde innan pulsen slutar. För snabbare pulser eller när toppvärdet varar endast ett kort ögonblick (som vid sinus) måste tidskonstanten vara kortare. Vid den integrerade pulsräknaren är det precis omvänt. När det maximala pulsantalet kommit in bör spänningen ännu ligga under 63% så att man inte kommer ut på den flacka kurvdel. För maximalt 100 pulser på 10 ms (ms = tusendels sekund) blir tidskonstanten således:

$$100 \cdot 10 \text{ ms} = 1000 \text{ ms} = 1 \text{ s,}$$

Ju längre, ju bättre.

Återstår nu att klara ut vilka R- och C-värden som skall paras ihop för att få de önskade tidskonstanterna. Ett τ på 0,1 s kan t ex realiseras med $R = 100 \text{ kohm}$ och $C = 1 \mu\text{F}$ eller också med $R = 1 \text{ Mohm}$ och $C = 0,1 \mu\text{F}$. Vilka värden man väljer beror i sista hand på RC-länkarnas omgivning. Ett litet motstånd tillsammans med en stor kapacitans belastar spännings- eller pulsskällan mycket kraftigt eftersom laddningsströmstyrkan blir stor (tumregel: källan måste kunna belastas med halva värdet hos R). I gengäld kan också utgången från RC-länken, dvs anslutningarna över C, belastas ordentligt. Den höga kapacitansen laddar upp tillräckligt med ström för utgången. Omvänt belastas källan bara måttligt vid högt R- och lågt C-värde, men utgången lämnar också mindre ström. En RC-länk med $R = 1 \text{ Mohm}$ kan naturligtvis inte belastas med en multimeter som bara har några tiotals eller några hundra kohm inre motstånd.

6



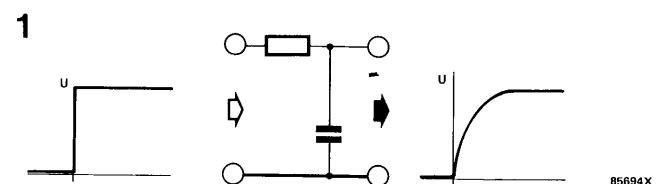
Här har en vanlig multimeter med vridspoleinstrument (20 kohm/V), inställd på mätområde 10 V, anslutits till en RC-länk med 1 Mohm. Mätinstrumentet och R delar inspänningen i förhållandet:

$$\frac{200 \text{ k}\Omega}{1 \text{ M}\Omega + 200 \text{ k}\Omega} = \frac{2}{12} = 0,17$$

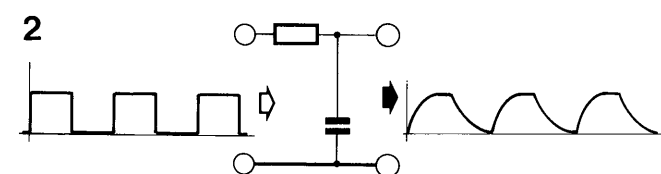
Utspanningen blir maximalt 17% av inspänningen. Ett högkänsligt elektroniskt instrument skulle ha passat bättre. Slutligen spelar också det till buds stående utrymmet och priset en roll. Kondensatorer blir större och dyrare med ökande kapacitans medan motstånd är oberoende av värdet i dessa avseenden.

Avsnitt 13

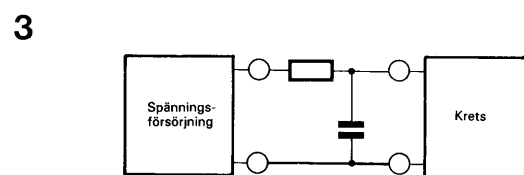
Kondensatorn i en RC-länk laddas inte upp språngartat. Uppladdningsförloppet följer en e-funktion, dvs det går först snabbt, sedan allt långsammare. Kondensatorspänningen närmar sig så småningom det spänningsvärde som påförts ingången. Anslutningen till inspänningen är däremot ett spänningssprång. RC-länken 'rundar av' detta spänningssprång.



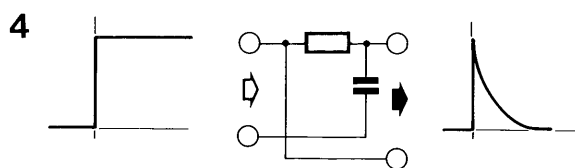
Om man till ingången lägger en serie på varandra följande spänningssprång så följer utspänningen med under viss 'tvekan'.



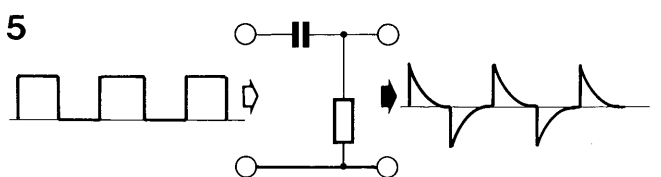
Motståndet och kondensatorn undertrycker de branta sprången. De jämnar i viss mån ut inspänningen. En RC-länk inkopplad i spänningsförsörjningen till ett kopplingssteg har till uppgift att hålla snabba störningar i matningsspänningen borta från steget.



Nu kan man fråga sig var den spänning som RC-länken filterat bort har tagit vägen. Svaret är: I motståndet, det finns ju ingen annan möjlighet. Spänningen över motståndet får ett spetsformat förlopp.

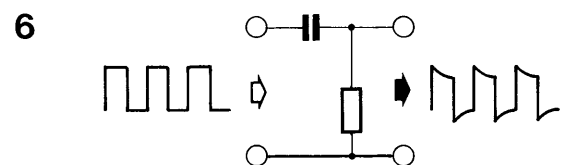


Ur fyrkantpulserna bildas i konsekvens härmed ett pulståg som består av omväxlande positiva och negativa spetsar. Att en negativ spänning bildas kan i kanske verka underligt. Kondensatorn, som i den här anordningen kommer att ligga mellan in och utgångarna, filtrerar ut en växelspanning ur inspänningen.

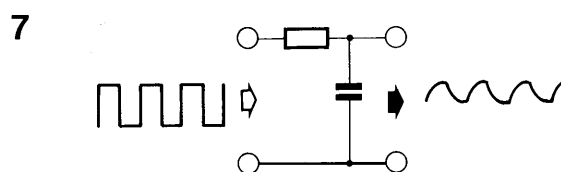


Medan den första RC-kopplingen försvagade de snabba spänningssprången, återger den nya konfigurationen endast sprången. Oftast träffar man på den här varianten i kopplingar som har till uppgift att känna av när ett spänningssprång

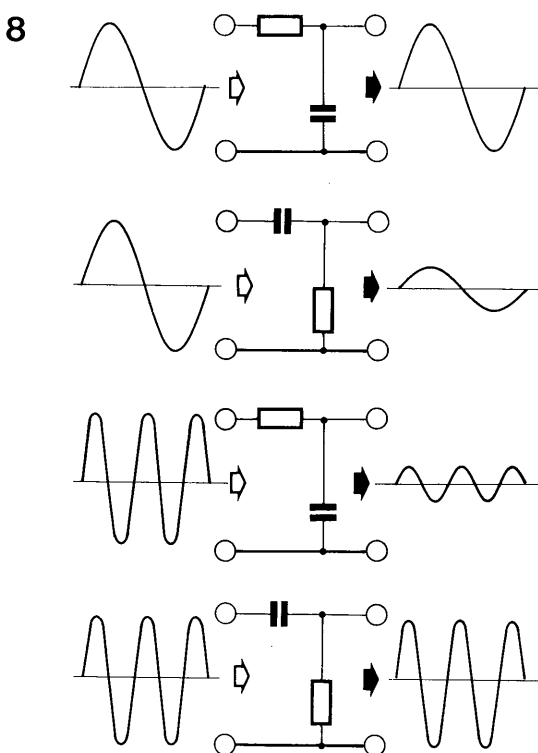
inträffar men där pulstiden som sådan är ointressant, dvs i vad man kallar triggekopplingar. Av intresse är också frekvensförhållandet i de båda konfigurationerna hos en RC-länk. Med motståndet mellan in- och utgång får vi ett lågpas, som släpper igenom låga frekvenser och spärrar för högre. Har vi däremot kondensatorn mellan in och utgång bildas ett högpas, som spärrar för låga frekvenser. Först till högpasset. I figur 5 har ett högpas förvänskat insignalen ganska kraftigt. Om man ökar fyrkantssignalens frekvens, får man en mer fyrkantliknande signal på utgången. På grund av den korta tiden mellan flankerna hinner kondensatorn inte laddas eller urladdas och ge upphov till de typiska laddningskurvorna.



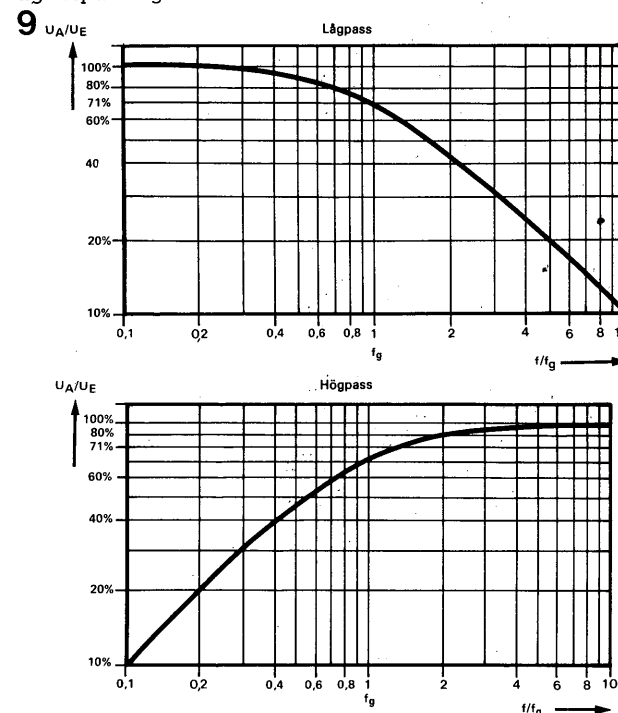
Ju mera sällan flankerna hos inspänningen kommer, desto mindre kommer det ut från högpasset. Vid frekvensen noll, dvs likspänning, kommer ingenting alls, kondensatorn spärrar. Lågpasset beter sig direkt omvänt. Vid långsamma fyrkantpulser blir de avrundade flankerna knappast märkbara i förhållande till pulstiden. Vid snabba fyrkanttag däremot kommer kondensatorn knappast att laddas upp under den korta pulstiden.



Här blir kondensatorns förmåga att kortsluta växelspanningar märkbar. Frekvensberoendet hos RC-nätet är lättast att åskådliggöra med fyrkantiga växelspanningar, men gäller naturligtvis också för andra växelspanningar, tex för sinusformade växelspanningar.



Ännu tydligare visar frekvensdiagramet hur passfiltren förhåller sig. Den lodräta axeln i följande båda diagram är spänningsaxeln. I stället för volt har vi använd procent (procent av inspänningen) så att diagrammen gäller för godtycklig inspänning.



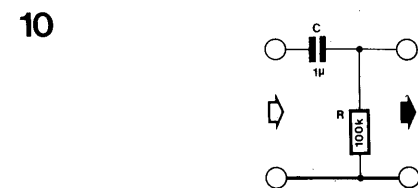
Också den vågräta axeln är 'normerad' som fackmannen (och matematikern) säger, dvs axeln har delats in i multiplar av värdet f_g . Gränzfrequensen f_g är den karakteristiska frekvens vid vilken spärrverkan sätter in. Kurvan är ju kontinuerligt krökt och det finns ingen knick där spärrverkan plötsligt börjar. Därför definierar man f_g som den frekvens vid vilken utspänningen har sjunkit till 71 % (= $1/\sqrt{2}$) av inspänningen. Effekten hos utsignalen är då hälften av effekten hos insignalen). Värdet på f_g är lätt att beräkna:

$$f_g = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R \cdot C}$$

där R är resistansen i ohm och C kapacitansen i farad.

Ett exempel:

Ett högpas med $R = 100k$ och $C = 1 \mu F$ överför en audiosignal. Kommer signalen att påverkas av filtret?



Enligt formeln får vi gränzfrequensen:

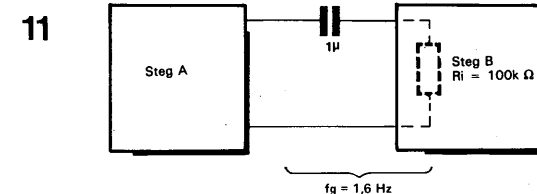
$$f_g = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 100 \text{ k}\Omega \cdot 1 \mu F} = \frac{1}{0,628} \text{ Hz} = 1,6 \text{ Hz}$$

Högpasset kommer att släppa igenom alla frekvenser över 1,6 Hz till mer än 71 %. Vi kan alltså lugnt säga att audiosignalen inte påverkas av filtret.

Sådana högpas är ganska vanliga i audiodopplingar utan att för den skull något motstånd finns med i kopplingsplanen. Ingångsmotståndet hos ett steg bildar nämligen tillsammans med kopplingskondensatorn ett högpas. Man får därför inte dimensionera kopplingskondensatorn för snålt så att resultatet blir ett högpas inom det hörbara området.

Ytterligare ett exempel:

Ett lågpas skall hålla brummet från nätdelen (med brygglikriktare) borta från ett steg i en koppling. Hur stora måste R och C vara?



I detta fall skriver vi formeln för gränzfrequensen på följande sätt:

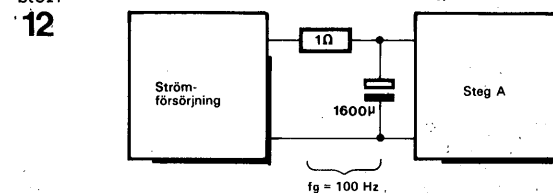
$$R \cdot C = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_g}$$

Vi sätter f_g till 100 Hz eftersom vi har en brygglikriktare.

Formeln ger produkten av R och C:

$$R \cdot C = \frac{1}{628} \Omega \cdot F = 0,0016 \Omega \cdot F$$

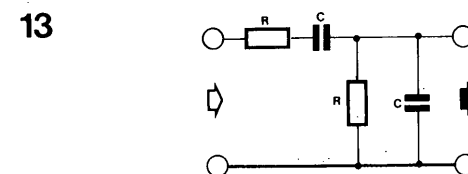
Nu måste man välja en kombination som ger det rätta värdet åt produkten, tex $16 \mu F$ och 100 ohm , $160 \mu F$ och 10 ohm eller $160 \mu F$ och 1 ohm . Alla tre kombinationerna filtrerar brummet lika bra, men i de båda första fallen får vi ett avsevärt spänningsfall över motståndet om strömmen genom RC-länken är stor.



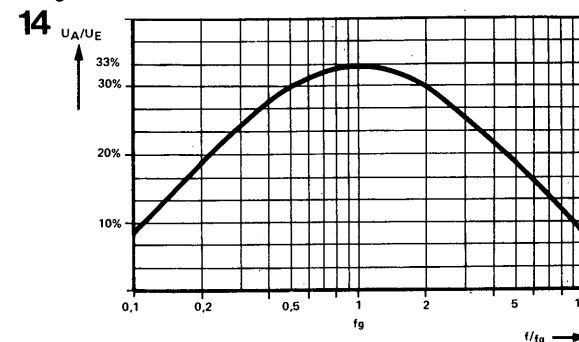
En lång kopplingstråd, en smal kretskortsbana eller en omkopplarkontakt kan lätt ha ett motstånd i storleksordningen 1 ohm. Kopplar man in en kondensator (till jord) efter (i stället för före) en sådan förbindning får man utan att ha något särskilt motstånd ett lågpas.

Vid gränzfrequenserna släpps som sagt 71 % av inspänningen igenom. Hur stor motsvarande andel är vid högre (lågpass) frekvenser kan avläsas ur diagrammet i figur 9. Man kan också lätt göra en uppskattning med hjälp av följande tumregel: Vid fördubbling av frekvensen (lågpass) halveras den genomsläppta spänningsandelen (vid högpas om frekvensen halveras). På den raka delen av kurvan stämmer tumregeln nära nog exakt, på den krökta stämmer den däremot mindre väl. Exempel: Vid 5 f_g släpps ca 20 % igenom, vid 10 f_g endast 10 % (lågpass). Ännu en överslagsregel: Vid tiofaldigande av frekvensen (högpas: tiondel av frekvensen) minskas utspänningen till en tiondel. Teknikerna talar mer korrekt om 6 dB/oktav (första tumregeln) eller 20 dB/dekad (andra tumregeln), vilket motsvarar varandra.

Ett högpas tillsammans med ett lågpas för samma frekvens bildar ett bandpass som bara låter ett smalt segment av frekvensbandet passera.

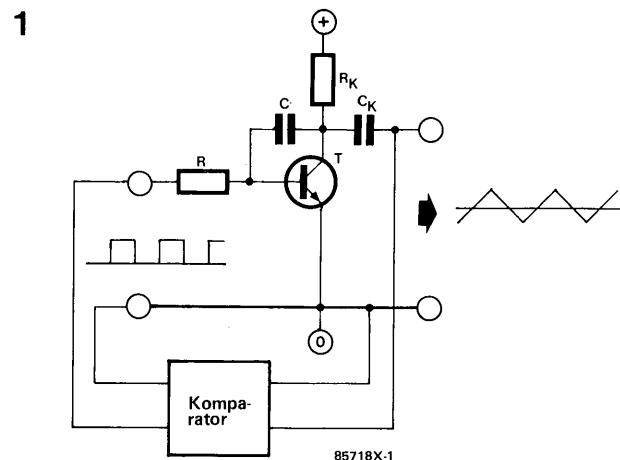


Motstånds- och kondensatorvärdena är lika i de båda delarna och beräknas enligt den ovan givna formeln. Maximala spänningen i passbandet blir dock endast 33% av inspänningen.

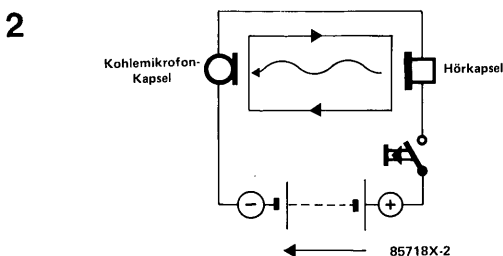


Avsnitt 14

De allra flesta kopplingar vi hittills talat om i vår kurs har haft en ingång och en utgång. De kopplingar vi skall tala om i det här avsnittet har bara en utgång. Det skall handla om oscillatorer eller, med ett sällan brukat svenskt ord, svängningsgeneratorer. En oscillator som genererar växelspanning med triangelformad tidsfunktion, en triangelvågsgenerator, presenterade vi i elfte avsnittet. Så här ser kopplingen ut.



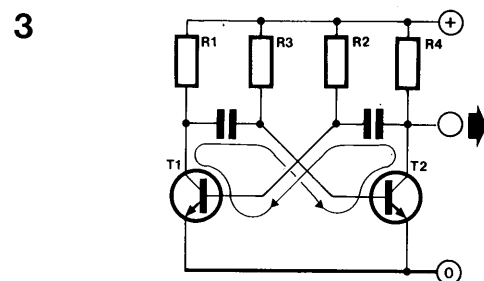
Transistorn ingår i en Miller-integrator som gör en triangelformad växelspanning ur en fyrkantformad. Den i figuren inte närmare beskrivna komparatorn omvandlar omvänt triangeln till fyrkanter genom att koppla in och ur vid bestämda spänningsnivåer. De båda enheterna ingår i ett kretslopp och aktiverar varandra ömsesidigt. Ett karakteristiskt drag hos en oscillator är att det alltid finns en **återkoppling** (feedback). Så är fallet också i följande mycket enkla oscillatorkoppling.



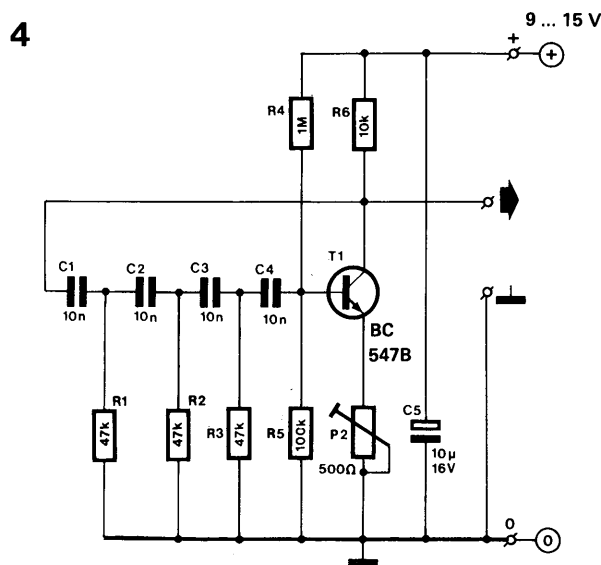
Kolkornsmikrofonen är sammankopplad med hörtelefonen genom en strömkrets. Återkopplingen sker genom luften mellan de båda kapslarna. Mikrofonen snappar upp det som kommer genom luften från hörtelefonen och skickar tillbaka det via ledningen. Om kapslarna är nära varandra tjuter det ordentligt, kopplingen har råkat i svängning. Det är lätt att göra försöket med gamla telefondetaljer.

Tack och lov svänger inte allt som är kopplat i ett kretslopp. I kopplingar som inte är avsedda som oscillatorer är svängningar i högsta grad ovälkomna. För att det skall svänga måste det finnas ett **förstärkande element** i kretsen, ty en del

energi går förlorad på signalens väg genom kretsloppet. Vid vårt akustiska experiment förloras framför allt energi på signalens väg genom luften. Kolkornsmikrofonen tillsammans med batteriet tjänar som en primitiv förstärkare som 'peppar upp' den försvagade signalen. Dessutom måste förstärkaren ersätta den energi som tas ut i form av nyttosignal från oscillatorn. Slutligen måste den återmatade signalen ha **rätt fasläge**. Om t ex den ton växelspanningen ger upphov till skulle komma fasförskjuten ur hörtelefonen så skulle den förstärkta signalen inte 'backa upp' den ursprungliga signalen utan försvaga eller släcka ut den. Detta innebär nu inte att det inte får förekomma några fasförskjutningar i kretsen. Men de fasförskjutningar som finns måste komplettera varandra så att summan blir 0°, 360° eller en hel multipel av dessa värden. I följande kopplingsexempel skall vi visa hur man kan realisera de tre villkoren återkoppling, förstärkning och korrekt fasläge.

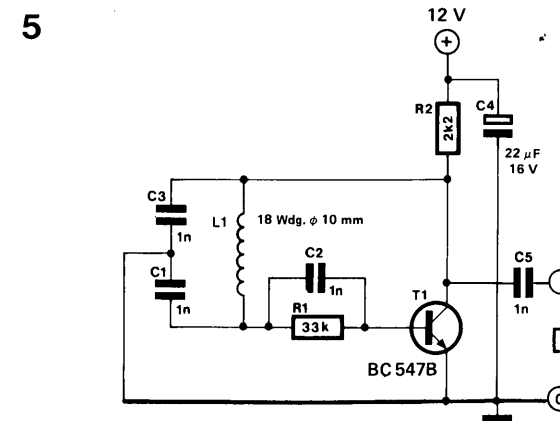


I den astabila multivibratören med två transistorer är alltid kollektorn (utgången) hos den ena transistoren kopplad till basen (ingången) hos den andra. På så sätt får vi en sluten slinga i vilken bådas transistorerna är förstärkande. Fasläget förskjuts 180° mellan bas och kollektor i var och en av transistorerna. Tillsammans gör detta 360° innan signalen kommer tillbaka till basen i respektive transistor, och det tredje villkoret är uppfyllt.



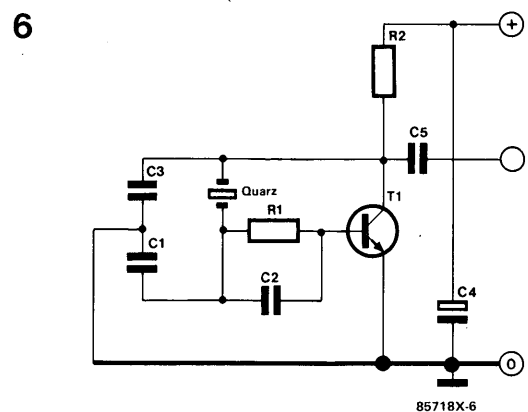
I fasvridningsgeneratören är detta fallet endast under vissa förutsättningar. Här har vi ett nät av fyra fasvridande RC-kretsar mellan transistorens kollektor och bas. Tillsammans

med transistorn, som samtidigt tillgodoser förstärkningsvillkoret, bildar nätet en återkopplande slinga. Mellan bas och kollektor råder alltid 180° fasförskjutning. Resten tar RC-nätet hand om. Men fasförändringen i nätet är frekvensberoende. Endast vid **en** bestämd frekvens vrider nätet faser 180° (4 x 45°). Oscillatorn kommer därför att svänga på denna frekvens. I detta fall tjänar således fasförskjutningen som frekvensinställning. Man skulle också kunna tänka sig fasförskjutningen 540°, vilket skulle ge totalt 540° + 180° = 720° (= 2 x 360°), men detta är uteslutet eftersom en RC-länk kan ge maximalt 90° fasförskjutning.



Denna s k Colpittsoscillator är vanlig inom högfrequenstekniken. Liksom hos fasvridningsoscillatorn har den en sluten krets mellan en transistors kollektor och bas. Därigenom är villkoren återkoppling och förstärkning uppfyllda. Svängningskretsen, bestående av en spole parallellkopplad med en kondensator, tjänar som ett filter för resonansfrekvensen och vid denna frekvens får man den nödvändiga fasförskjutningen om 180°. Kondensatorn i svängningskretsen består i själva verket av två seriekopplade kondensatorer. Dessa delar den högfrekventa växelspanningen över svängningskretsen så att endast så mycket som behövs för att underhålla självsvängningen återförs till basen. Genom att ändra kapacitansen (vridkondensatorer) eller spolens induktans (variometerspole) kan man ändra frekvensen som kopplingen svänger på.

Om man i stället vill ha en fast och särskilt stabil frekvens ersätter man svängningskretsen med en kvartskristall.



Kristallen uppför sig ungefär som en svängningskrets, men den frekvens vid vilken fasförskjutningen är 180° är betydligt stabilare och 'skarpare'. Resonansfrekvensen beror på dimensionerna hos kristallen och byggs så att säga in då

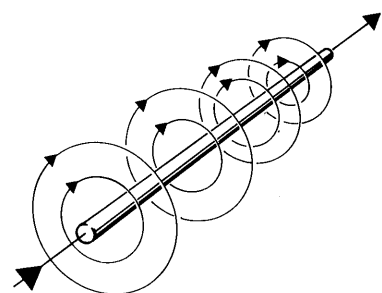
kristallen tillverkas. De båda spänningsdelarkondensatorerna är nödvändiga också vid kristall-Colpittsoscillatorn för att göra återkopplingen lagom kraftig. För alstring av högfrekvens används en mångfald olika oscillatorkopplingar. Att gå in på dem här skulle spränga ramen för vår kurs. Men alla förutsätter att dessa tre betingelser är uppfyllda: **Återkoppling, förstärkning och rätt fasläge**.

Avsnitt 15

Många som sysslar med elektronik ryggat tillbaka för spolar och har en viss rädsla för att använda sådana, jämfört med hur de umgås med andra komponenter. Troligen beror detta på att spoldata är svårare att behärska än exempelvis data för kondensatorer. Vid sidan av induktansen (anges i H, av Henry, resp mH och μ H), som är huvudkaraktistiken för en spole, måste man ofta ta hänsyn till sådant som frekvensberoende, mättningsförhållanden, förluster och maximalt tillåten strömstyrka. Kanske är det också därför som man utvecklat kopplingar vilka, utan att innehålla någon spole, uppträder som en induktans, så kallade gyratorer.

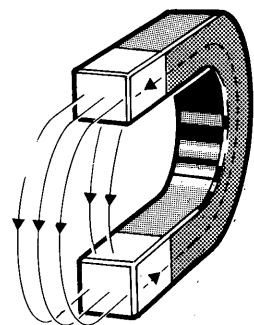
En strömgenomfluten spole alstrar ett magnetfält. Det gör varje strömgenomfluten tråd.

1



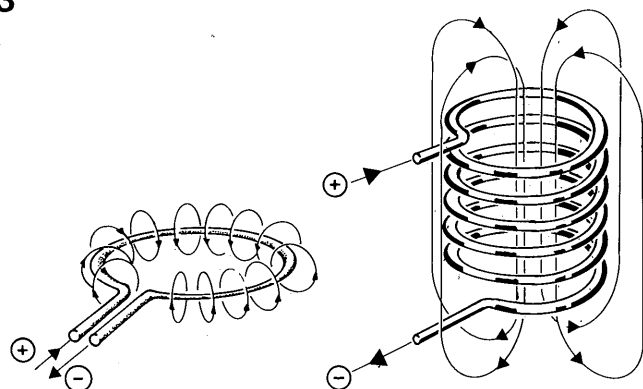
Fältlinjepilarna indikerar magnetfältets riktning och är cirkulära med den strömförande tråden som medelpunkt. Detta står inte på något sätt i motsats till det kända förhållandet att permanenta magneter har en fix nord- resp sydpol. I magnetens inre sluts nämligen de fältlinjer som utanför densamma löper mellan polerna.

2



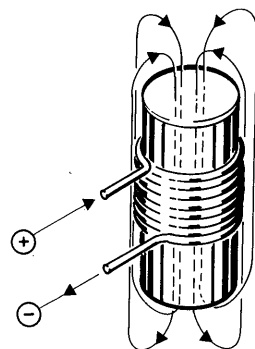
Böjer man tråden till en ring förtätas fältlinjerna i mitten. Flera trådvarv, alltså en spole, förstärker fältet i den inre delen än mer.

3



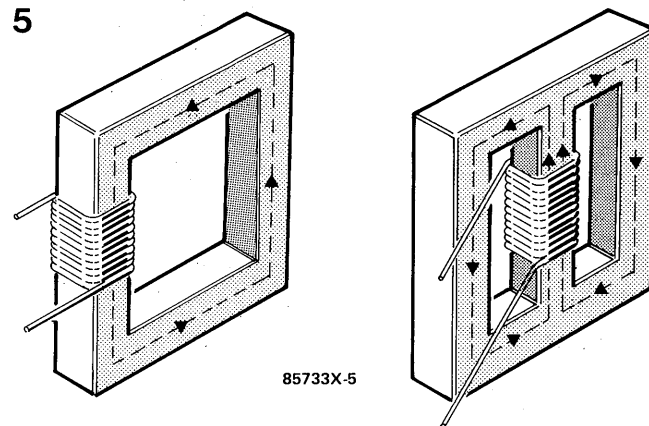
Induktansen hos en spole ökar t o m kvadratisk med antalet varv i spolen. Genom att fördubbla antalet varv fyrfaldigar man således induktansen. Också diametern hos spolvarven påverkar fältet respektive induktansen, större diameter ger högre induktans. Detta kan i kanske låta förvånande, man väntar sig ju att fältlinjerna borde ligga glesare vid större diameter, de har ju mer plats. Men vid större diameter blir det längre tråd i varje varv, och längre tråd ger fler fältlinjer. Spolens längd (eller höjd om man så vill) har negativ inverkan på induktansen. Vid längre spole (och oförändrat varvtal) blir fältlinjerna i spolens inre inte så starkt koncentrerade, bildligt talat 'läcker' de ut genom trådmellanrummen.

4



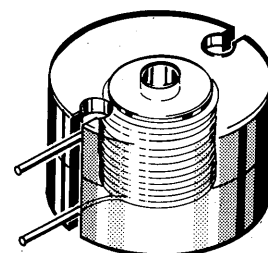
Allmänt sett söker sig fältlinjerna fram där de finner det minsta motståndet. Framför allt vill de gärna ta sin väg genom magnetiska material som järn. Därför lindar man ofta spolar på magnetiskt ledande material. Magnetfältet (fältenergin) koncentreras till järnet. Järnatomernas elektroner ger upphov till magnetiska fält, och man talar om elementarmagneter som 'hjälp' fältet i spolen. Fyller man enbart spolens inre med järn så måste fältlinjerna på utsidan leta sig fram genom luften för att de skall kunna bilda slutna banor. 'Återvägen' underlättas om man gör järnkärnan slutna med en eller två skänklar på utsidan. Då löper praktiskt taget alla fältlinjer i det magnetiska materialet. Linjeslutstegstransformatörer i TV-apparater och nättransformatorer är uppbyggda enligt den slutna principen.

5



Detta medför två fördelar. För det första får spolarna hög induktans (hos transformatorer dessutom goda energioverföringsegenskaper) och för det andra blir störfältet (som kan inverka på kringliggande komponenters funktion) svagt. Den

6



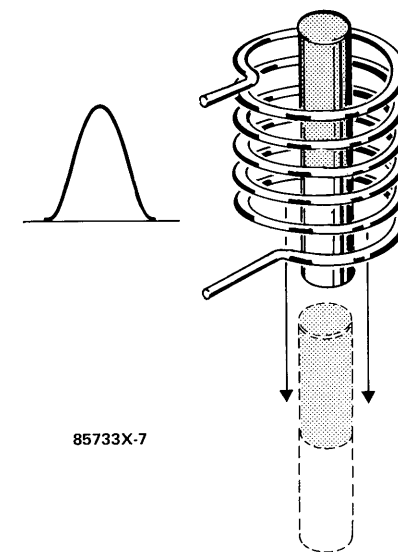
ideala spolkärnan har hela återvägen utomkring lindningen gjord av magnetiskt material. Framför allt används ferrit. I dylika skalkärnspolar har lindningens dimensioner (diameter och längd) inte längre något inflytande på induktansen, ty fältet finns helt och hållet inne i kärnmaterialet.

Data för kärnmaterialet och lindningsvarvtalet (i kvadrat) blir helt bestämmande för induktansen. Tyvärr hänger inte kärndata med upp i det högfrekventa området och inte heller vid höga fältstyrkor. Moderna ferriter klarar dock frekvenser en god bit in i MHz-området. Den fina gamla luftspolen har dock än i dag sitt existensberättigande i vissa tillämpningar. Härmed hoppas vi i huvudsak ha gjort klart vad som är av betydelse för den viktiga egenskap hos spolar som kallas induktans.

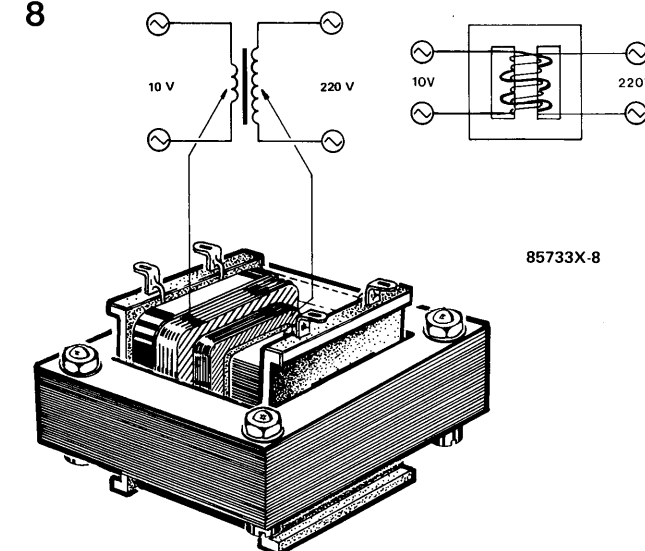
Men vad är egentligen induktans?

Förr talade man om självinduktion eller induktivitet. Hittills har vi talat om att man kan alstra ett magnetfält med en strömgenomfluten spole. Som bekant kan man omvänt generera en elektrisk ström ur ett magnetfält med hjälp av en spole. När det magnetiska tillståndet i spolen ändras, bildas en spänning. Det är denna spolens förmåga att bygga upp ett magnetfält och förvandla detta till ström igen som kallas självinduktion eller induktivitet. Observera att tonvikten skall ligga på förändringen. Om en kraftig permanentmagnet ligger stilla inuti en spole händer ingenting alls, vi har ingen spänning mellan spoltrådens ändar. Så snart man rör magneten i förhållande till spolen, tar ut den, uppstår en elektrisk spänning i lindningen. Den dör ut igen om magnetens rörelse upphör.

7



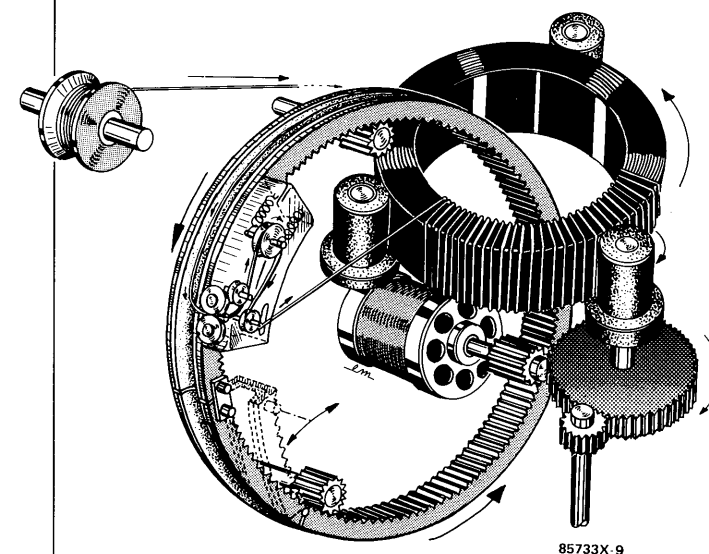
8



Höjden (amplituden) hos spänningsspulsen beror på spolens induktans och på ändringen i magnetfältet. Med ändring menar vi både skillnaden i fältstyrka före och efter rörelsen (hos magneten) och hastigheten hos denna rörelse. Om man drar ut magneten snabbt uppstår en kraftig men kortvarig puls, men drar man ut den långsamt får vi en långvarigare men svagare spänning. Vad som förändrar magnetfältet, en magnet i rörelse eller fältet från en annan spole i vilken strömstyrkan ändras, spelar ingen roll. I första fallet (rörlig magnet) har vi principen för en generator, i det andra (spole med varierande strömstyrka) principen för en transformator. I en transformator är två spolar lindade på samma slutna kärna.

Kisellegerad järnplåt, som är materialet i de flesta transformatorkärnor, är mycket effektiv ur magnetisk synpunkt och absorberar praktiskt taget hela fältet från primärspolen. Denna spelar samma roll som den rörliga magneten i exemplet ovan. Eftersom primärspolen är fast monterad måste den matas med växelström för att man skall få de nödvändiga ändringarna i magnetfältet. Sekundärspolen sitter på samma kärna och därför går alla magnetiska fältlinjer också genom denna spole. Kärnan har på samma sätt stor betydelse för att en transformator skall ha en god verkningsgrad. De moderna ringkärntransformatorerna är mycket effektiva, dels genom den gynnsamma ringformen men dels också genom de nya kärnmaterialet, och kan överföra större effekt i förhållande till det utrymme de kräver.

9

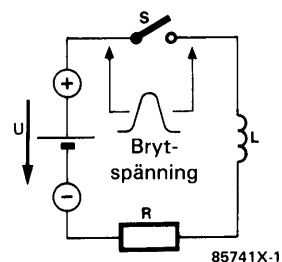


Spänningsomsättningen i en transformator beror på lindningsvarvtalen i primär- och sekundärspolarna. I ett varv ligger resp genereras en bestämd spänning, och förhållandena är likartade på primär- och sekundärsidan. Alstrandet av ett magnetfält respektive dess återomvandling till spänning är nämligen principiellt likvärdiga processer. I stället för spänningen per varv brukar man ange antalet varv per volt. En nättransformator med 2200 varv på primärsidan har 10 varv/V. Nu kan man lätt beräkna varvtalet på sekundärsidan. För t ex 12 V sekundärspänning behövs 120 varv. - Det är också enkelt att mäta varv/V-talet hos en transformator. Man lägger ett par trådvarv som testspole kring sekundärspolen och mäter vilken spänning man får ut. Varvtalet hos testspolen dividerat med mätta spänningen ger varv/V-talet. Vill man nu minska transformatorns sekundärspänning, så är det lätt att räkna ut hur många varv man skall ta bort från sekundärspolen.

Avsnitt 16

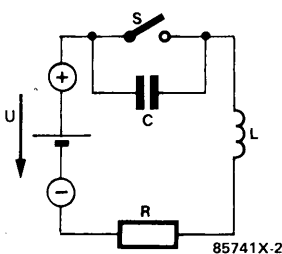
Förra avsnittet handlade om magnetisk induktion. Ändrar man det magnetfält som genomtränger en spole, så uppstår en elektrisk spänning mellan lindningstrådens ändar. En sådan ändring kan t ex åstadkommas genom att man sätter ett konstant magnetfält i rörelse - här har vi principen för en generator - eller genom att man har en andra spole som matas med växelström och härigenom alstrar ett växlande magnetiskt fält - så fungerar transformatorn. Fältändringen kan emellertid också orsakas av spolen själv. Låt oss ta en titt på följande experimentkoppling.

1



Här har spänningskälla, strömställare och spole kopplats ihop till en sluten krets. Motståndet har bara till uppgift att begränsa strömstyrkan så att batteriet inte töms för snabbt, i övrigt saknar det betydelse. När strömställaren är sluten flyter ström genom spolen, och ett magnetfält bildas i denna. Öppnar man strömställaren, bryter fältet samman. Detta innebär ju en mycket snabb förändring av fältet, och som väntat blir resultatet en spänningsstöt. Eftersom fältändringen är extremt snabb, blir impulsen mycket hög. Spänningen ligger i serie med batteriet och över strömställarens kontakter, och här är det möjligt att det bildas en gnista. Många gnistor förstor en kontakt. Strömställare går därför inte vidare väl ihop med induktiva komponenter. Ett bra exempel på detta är brytarkontakterna i tändningen till en bensinmotor, vilka ju som bekant måste bytas ut regelbundet. Man kan skydda strömställarkontakter genom att parallellt koppla in en kondensator.

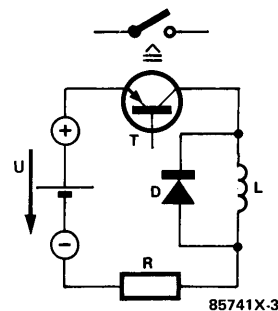
2



Värden på några tiotals nanofarad brukar vara vanligt. Kondensatorn gör spänningsökningen mindre skarp genom att den först laddas upp. Om man i stället för strömställaren i

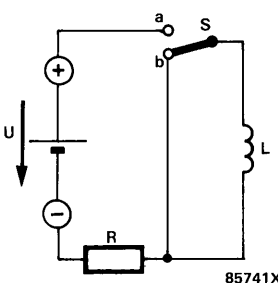
fig. 1 har en switchtransistor, måste man undertrycka spänningsstöten med en diod, ty halvledare är mycket ömtåliga för höga spänningar.

3



Som syns är dioden, också kallad skyddsdiode, omvänt polad; den skall ju inte kortsluta driftspänningen över spolen utan endast spänningstoppen vid fränkoppling. Den sistnämnda är omvänt polariserad jämfört med driftspänningen eftersom förbrukaren plötsligt blivit spänningskälla. Klena, men snäbba, dioder, t ex 1N4148, räcker oftast tillsammans med reläer av den typ som är vanliga inom elektroniken. Vad som i själva verket utspelar sig mellan spole och diod när matningsspänningen bryts bort skall vi försöka göra klart med hjälp av följande kopplingskonfigurationer.

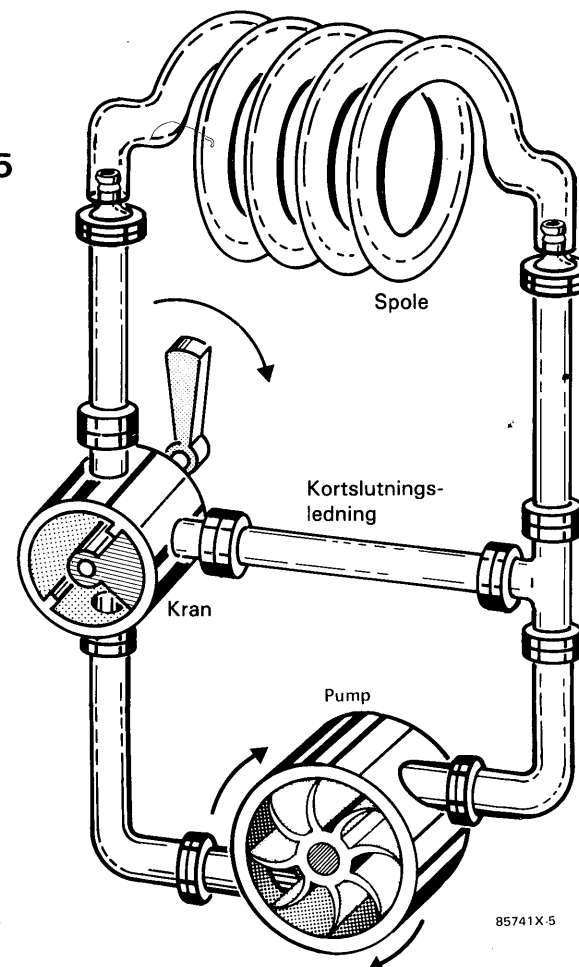
4



Här är strömställaren från fig. 1 utförd som en omkopplare. På samma sätt som skyddsdiode kortsluter den spolen genast efter det att batteriet kopplats bort. Nu händer följande. Spänningsstöten vid fränkoppling kortsluts i samma ögonblick som den uppstår och kommer att driva en ström genom den kortslutna spolens krets. Denna ström gör att ett magnetfält återbildas i spolen. Teoretiskt skulle strömmen fortsätta att flyta i all evighet. Ty så snart den avtar minskar magnetfältet i styrka, vilket ger upphov till en inducerad spänning, som återställer den ursprungliga strömmen, som återställer magnetfältet o.s.v. Den kortslutna spolen lagrar den energi som matats in i den från batteriet. Det här kanske verkar svårbegripligt, så vi tar till vattenmodellen igen.

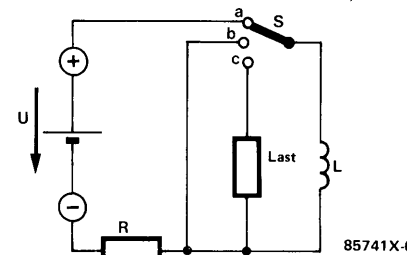
Pumpen driver en ström av vatten genom rörspolen. Ställer man om ventilen till kortslutningsledningen, fortsätter vattnet att cirkulera genom spolen på grund av den rörelseenergi det fortfarande har. Så småningom avstannar strömmen i såväl vattenmodellen som i dess elektriska motsvarighet. Detta beror på att motståndet i spoltråden resp. i rör och kopplingsomvandlar den elektriska energin resp. rörelseenergin

5



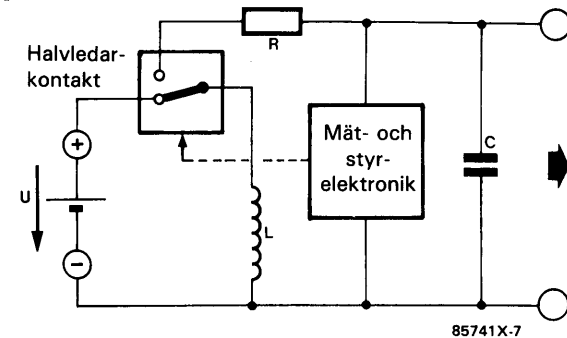
till värme. Allt mindre energi blir således över för magnetfältet. Trots detta använder man spolar med hög induktans (skalkärnspolar) i elektroniken, särskilt inom strömförsörjningstekniken, för att lagra ström och elektrisk energi.

6



Här har omkopplaren tre lägen. Man kan ladda spolen med batteristöm (a), lagra strömmen genom att kortsluta spolen (b) och urladda spolen genom att koppla in ett motstånd som förbrukare (c). Strömstyrkan genom och spänningen över belastningen (förbrukaren) beror på vilket ohmvärde denna har. Ju lägre ohmvärde desto lägre spänning och desto högre strömstyrka (en sådan belastning närmar sig kortslutningsfallet). Högre strömstyrka än laddningsströmstyrkan kan dock inte förekomma. Vid högre ohmvärden hos belastningen reagerar spolen på ett sätt som närmar sig det när man helt öppnar omkopplarkontakten, strömstyrkan blir lägre och spänningen högre. Därvid kan som nämnts spänningar som ligger betydligt över batterispänningen förekomma. Med hjälp av snabba halvledaromkopplare kan man använda en spole för att göra en likspänning högre.

7

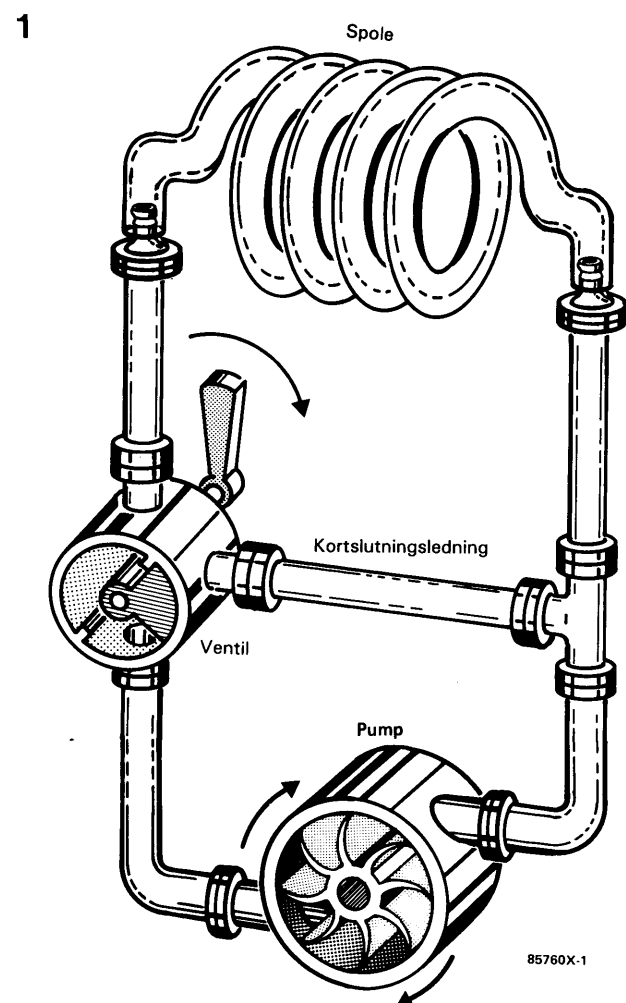


Den här spolen växelvis laddas från batteriet och urladdas över utgången. Utspanningen består av en snabb följd av spänningpulser (numera är 50 - 100 kHz typiskt). Pulserna glättas av kondensatorn C, d.v.s. de görs till en äkta likspänning. I stället för en enda kondensator bygger man här ofta in rätt komplicerade filterkonstruktioner. Nivån hos likspänningen beror till en del på impulsspänningens nivå, som i sin tur beror på hur länge spolen laddats; ju mer energi som laddats in desto högre blir utimpulsen. Å andra sidan har vi sett ovan att impulsstyrkan också beror på belastningen. En elektronisk styrning måste därför till. Styrdelen mäter utspänningen. Om denna tenderar att minska, så ser styrdelen till att den tid under vilken laddningsström flyter in i spolen genom den elektroniska omkopplaren ökar. På så sätt lagras mer elektrisk resp. magnetisk energi i spolen. Omkopplingsfrekvensen förblir konstant, endast förhållandet mellan laddnings- och urladdningstid regleras. Den beskrivna principen kan användas för att konstruera kopplingar både för att öka och för att minska en likspänning. Man kan säga att omkopplande (switchande) spänningsförsörjningsaggregat motsvarar de sedan länge efterlängtrade transformatorerna för likspänning. I switchande nätdelar likriktar man först nätspänningen och behandlar den sedan på det sätt vi just beskrivit. Spolen brukar utformas som en transformator med en lindning som laddas med elektrisk energi och en som överför urladdningen. De här spolarna måste i jämförelse med vanliga nättransformatorer klara av betydligt högre frekvenser. I gengäld är de mycket mindre, ty energin överförs i mindre (men talrikare) 'portioner'. Den elektroniska regleringen bidrar till att switchande spänningsförsörjningsaggregat är okänsliga för ganska stora variationer hos inspänningen. De arbetar också med relativt hög verkningsgrad eftersom det inte finns någonting som omsätter elektrisk energi i stora mängder värme, som t ex är fallet i serietransistorerna i vanliga elektroniska stabiliseringssteg, men också därför att de komponenter som nu för tiden används har låga förluster.

Avsnitt 17

En spole strävar att bibehålla den ström som flutit genom den även sedan strömkällan kopplats bort. Detta är facit av föregående lektion.

För att friska upp minnet visar vi än en gång spolens motsvarighet som vattenmodell. Strömmen i vattenspolen fortsätter att flyta ett tag sedan ventilen ställts om till kortslutningsledningen.



Vad strömstyrkan beträffar är spolen ganska trög mot förändringar, men inte så när det gäller spolspänningen. Spärrar man en av spoländarna i vattenmodellen, så bildas där ett rätt högt tryck på grund av den rörelseenergi vattnet fortfarande har. Vattentrycket motsvarar den elektriska spänningen över spolen. Att denna kan bli mycket hög när spolen skiljs från spänningskällan talade vi också om i förra avsnittet.

Spolar och växelström

Eftersom spolströmmen reagerar trögt 'spjärnar' spolen 'emot' växelström, den har med andra ord ett växelströmsmotstånd. Ju högre frekvens en påförd växelspanning har, desto större hinder bjuder spolen, dvs dess växelströmsmotstånd ökar med ökande frekvens. Naturligtvis spelar också induktansen in och formeln för en spoles växelströmsmotstånd är:

$$X_L = 2 \cdot \pi \cdot f \cdot L$$

PI är den välkända beteckningen för förhållandet mellan en cirkels omkrets och diameter (3,14...), f är frekvensen (i Hz) och L är induktansen (i H). Resultatet blir växelströmsmotståndet (reaktansen) i ohm.

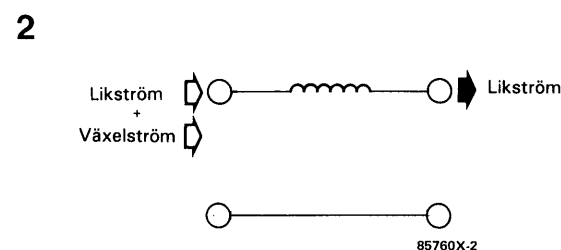
Ett beräkningsexempel:

Beräkna växelströmsmotståndet hos en 1 mH spole vid 1 MHz. Sätter vi in värden i formeln ovan får vi:

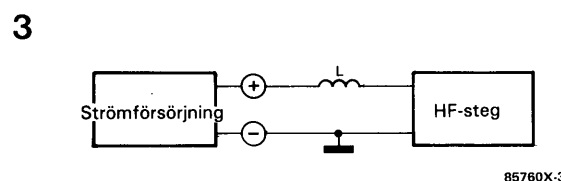
$$X_L = 2 \cdot \pi \cdot 1\,000\,000\text{ Hz} \cdot 0,001\text{ H} = 6,28 \cdot 1000\ \Omega = 6280\ \Omega$$

Liksom vid kondensatorn måste man noga skilja mellan växelströmsmotståndet (reaktansen) och likströmsmotståndet (resistansen). Resistansen hos en spole är enbart själva trådens motstånd, som är detsamma antingen tråden är lindad till en spole eller ej. Hos en 1 mH spole ligger resistansen någonstans omkring 5 ohm.

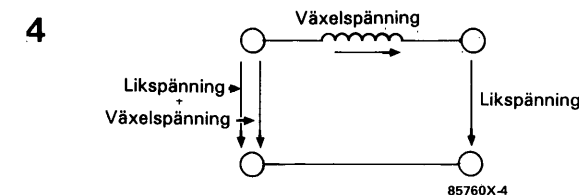
Nu kan vi ana att spolar kan användas för att skilja lik- och växelström åt. Likströmmen går igenom medan växelströmmen spärras.



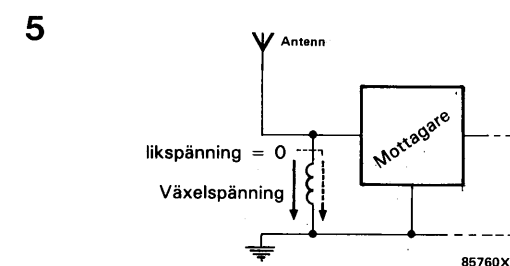
En spole använd som filter för likström träffar man exempelvis på i strömförsörjningen till högfrekvenssteg. Genom spolen, i det här sammanhanget kallar man den ofta drossel, flyter bara matningsströmmen. Drosseln förhindrar att högfrekventa störningar från nätdelen kommer in i steget, respektive att högfrekvens från steget kommer ut i nätdelen. Den har ju högt motstånd för högfrekvens.



Naturligtvis kan en drossel också användas för att spärra mindre högfrekventa störningar, t ex brum, men då måste den ha en motsvarande högre induktans. Höga induktanser är emellertid för det mesta både dyra och platskrävande, och därför använder man hellre elektrolytkondensatorer för att undertrycka brum. Figur 2 är egentligen inte helt korrekt. Eftersom spolen inte släpper igenom växelström kan heller ingen växelström flyta in från vänster i figuren. Däremot kan man alltid lägga en växelspanning tillsammans med en likspänning över kretsen.



Spolen gör ingen motstånd mot likspänningen, som därför kommer ut oförändrad (nästan) på andra sidan. Växelspanningen däremot minskar till noll över spolen. Den här principen att skilja växel- och likspänningar åt kan man dra nytta av. Så sker t ex i ingången till en radiomottagare.



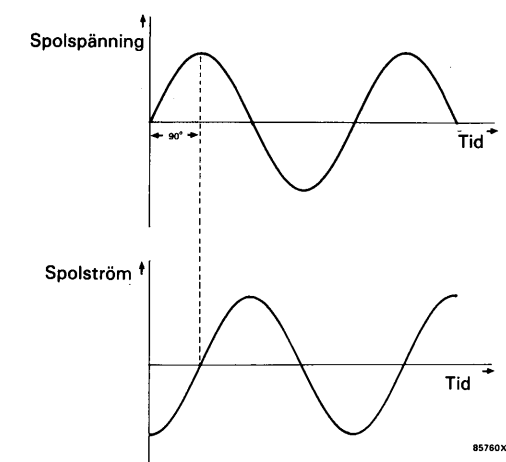
Den av antennen mottagna växelspanningen ligger över spolen, dvs den ligger till mottagaringången. Spolen påverkar alltså inte den mottagna nyttsignalen. Men oönskade likspänningar som kan bildas genom statisk uppladdning av antennen slipper igenom spolen och kortsluts till jord. Med detta knep skyddar man de mycket högkänsliga fälteffekttransistorerna i ingångssteget hos moderna mottagare.

Spole och kondensator

Säkert har du lagt märke till att spolar och kondensatorer har en viss släktskap. Deras typiska egenskaper finns sammanfattade i tabell 1.

Vad den i tabellens två sista rader omtalade fasförskjutningen innebär har vi ännu inte talat om. Läger man en växelspanning över en spole så räcker det inte med att växelströmmen blir svag på grund av spolens växelströmsmotstånd, strömmens vågor flyter dessutom en kvarts period senare än spänningsvågorna.

6



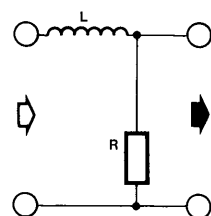
Spänningen stiger ohindrat men strömmen följer tveksamt efter. Efter en spänningsvåg kan strömmen dock inte plötsligt sjunka till noll. Då strömmen gradvis avtar alstras i spolen en inducerad spänning som är motriktad. Det hela upprepas för varje våg, och totalresultatet blir den i figur 6 visade fasförskjutningen mellan ström och spänning.

Kondensator	Spole
Vid uppladdning ökar spänningen	strömstyrkan
Det laddade tillståndet bibehålls vid öppna anslutningar	kortslutning
Snabba ändringar omöjliga av spänningen	strömstyrkan
Snabba ändringar möjliga av strömstyrkan	spänningen
Växelströmsmotståndet är lågt	högt
Växelströmsmotståndet blir vid ökande frekvens lägre	högre
Likströmsbeteende spärrar (idealt $\infty\ \Omega$)	leder (idealt $0\ \Omega$)
Formeln för växelströmsmotståndet	
$X_C = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f \cdot C}$	$X_L = 2 \cdot \pi \cdot f \cdot L$
Fasförskjutningen vid sinusformad växelspanning är 90°	90°
Strömhalvvågorna kommer före	spänningshalvvågorna efter

Avsnitt 18

Förra gången jämförde vi spolars respektive kondensators typiska uppförande vid växel- och likström. Vi fann att de i de flesta avseenden reagerar på rakt motsatt sätt. Det är en god hjälp att känna till detta när man försöker göra klart för sig hur en koppling med spole fungerar. Exempelvis ökar växelströmsmotståndet hos en spole när frekvensen ökar medan en kondensators motstånd minskar. Att följande koppling är ett lågpass kan man således förstå redan därför att motsvarande koppling med kondensator (på spolens plats) är ett högpass.

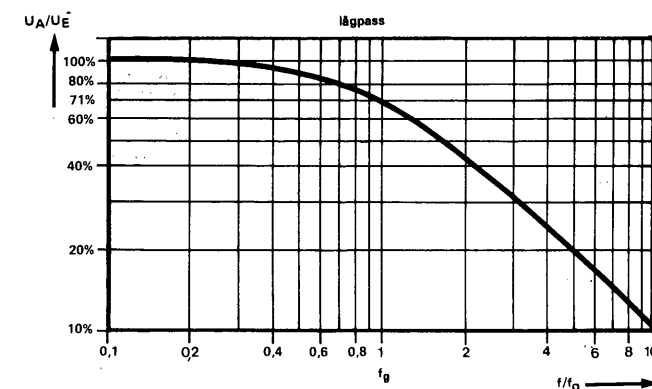
1



85797X-1

Vid likspänning (frekvens = 0) flyter strömmen (nästan) obehindrat genom spoltråden. Vid ökande frekvens stryker spolen strömmen, och vid den så kallade gränshänsen är spolen så höghögig att bara en del av spänningen faller över motståndet. Detta visar överföringskaraktistiken som är omvänd jämfört med motsvarande kurva med kondensator (avsnitt 13).

2



Gränshänsen beräknas ur komponentvärdena med följande formel:

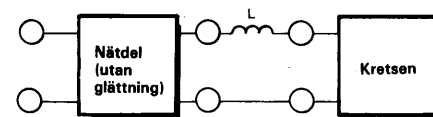
$$f_g = \frac{R}{2 \cdot \pi \cdot L}$$

Sätter man in L i Henry och R i ohm får man f i Herz. Ett exempel: Sök gränshänsen för en RL-koppling med R = 220 ohm och L = 1 H.

$$f_g = \frac{220}{2 \cdot 3,14 \cdot 1} \text{ Hz} = 35,03 \text{ Hz}$$

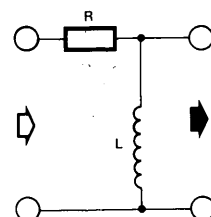
Detta lågpass är således lämpligt för att filtrera bort nätbrum.

3



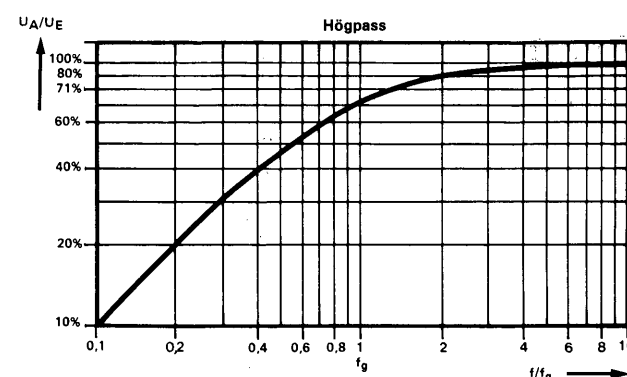
I sådant fall måste den förbrukande kopplingen hela tiden dra minst lika stark ström som 220 ohm-motståndet som ju ingår i beräkningen av filterkaraktistiken. I och för sig kan man också sätta in motståndet från den beräknade ursprungliga RL-länken, men detta skulle till ingen nytta omsätta energi till värme. Därför, och därför att en spole på 1 H, här ofta kallad drossel, är en ganska klumpig komponent använder man numera ytterst sällan den här typen av glättning. I switchande nätddelar (se avsnitt 16), som ju arbetar med betydligt högre frekvens, träffar man däremot ibland på en glättningssdrossel. Skiftar man R och L i fig. 1 får man ett högpass.

4



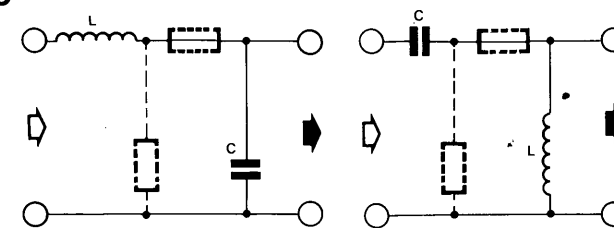
Motsvarande koppling med kondensator hade lågpassfunktion. Vid likström och vid växelström med låg frekvens kortsluter spolen utgången. Högre frekvenser gör spolen höghögig och högpasset blir genomsläppligt. Här är diagrammet:

5



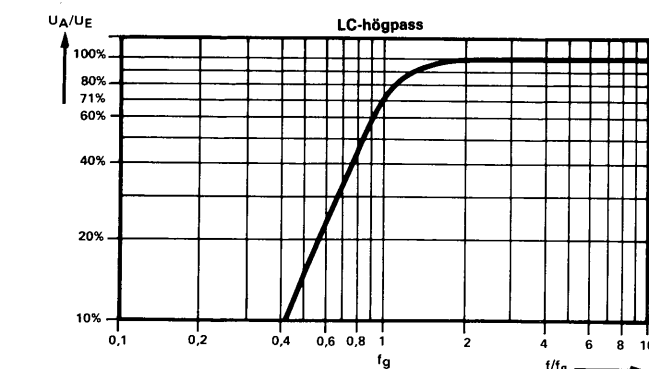
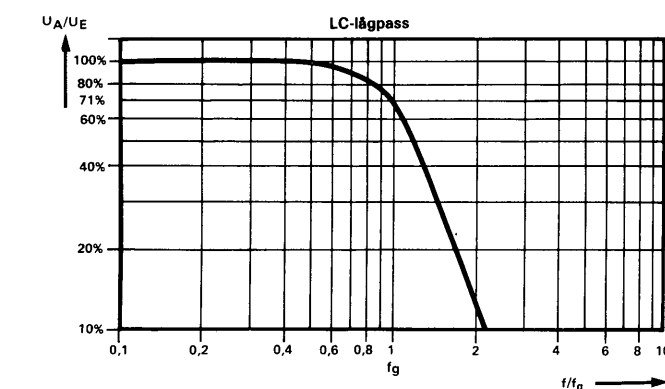
Gränshänsen beräknas enligt formeln ovan. Av kurvorna i figurerna 2 och 5 ser man att filterverkan hos RL-länkar (och RC-länkar som ju har samma kurvor) inte är så mycket att hurra för. Bättre blir det om man ersätter motståndet med en kondensator.

6



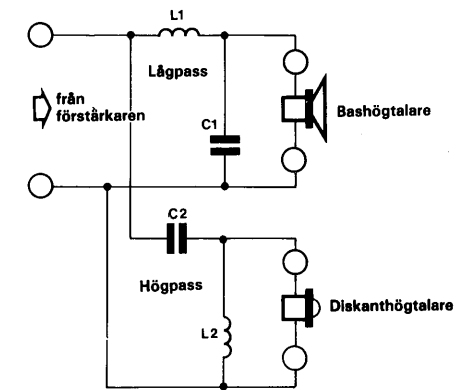
Till vänster kopplingen för ett LC-lågpass, till höger för ett högpass. Vi har symboliskt ritat in två motstånd för att visa att kopplingarna kan härledas ur två efter varandra kopplade RC- resp. RL-passfilter. Filterdiagrammens flanker är här betydligt brantare. Detta innebär att frekvenser i spärrområdet dämpas kraftigare.

7



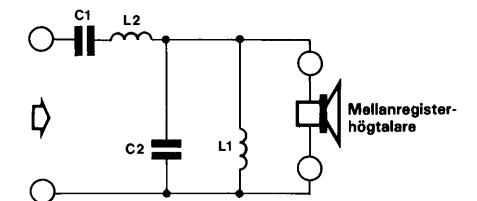
Flankernas branthet anges i dB per oktav. LC-filter har 12 dB/oktav. Detta innebär att vid en fördubbling av frekvensen i spärrområdet sjunker utspänningen till en fjärdedel. Vid högpasset är det naturligtvis omvänt, halva frekvensen ger fjärdedels spänning. RC- och RL-länkar ger 6 dB/oktav, dvs vid dubbel resp halv frekvens sjunker spänningen till hälften av det tidigare värdet. LC-hög- och lågpass används ofta som delningsfilter i högtalarlådor. Här är kopplingen för ett tvåvägs delningsfilter:

8



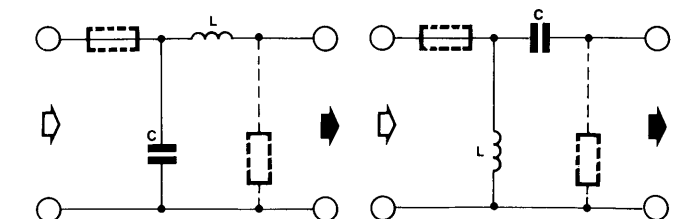
Gränshänsen för de båda passfiltern är lika så att det inte skall bli någon lucka i överföringsområdet. I en trevägs kombination behövs ett tredje filter för mellanregistret. Detta består också av en hög-/lågpasskombination. Gränshänsen väljs emellertid skilda från varandra och mellan dem har man ett genomsläppligt frekvensområde.

9



Filterfrekvenserna för höga toner resp bas skall sammanfalla med de båda kantfrekvenserna hos mellanregisterfiltret. Lägena för L och C i kopplingen kan för övrigt bytas sinsemellan. Lågpasset (till vänster) och högpasset (till höger) i följande figur är återigen härledda från resp RC- och RL-kopplingar.

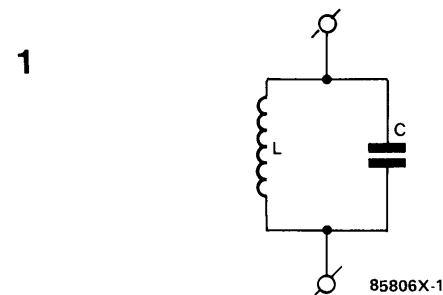
10



Gränshänsen och filterverkan är desamma som tidigare. Dock blir ingångarna starkt belastade vid frekvenser inom spärrområdet. I lågpasset kommer nämligen kondensatorn att kortsluta höghögig spänningar och i högpasset gör spolen det med låghögig spänningar. Genom att koppla passfilter av samma slag efter varandra kan filterverkan, läs flankernas branthet, ytterligare ökas.

Avsnitt 19

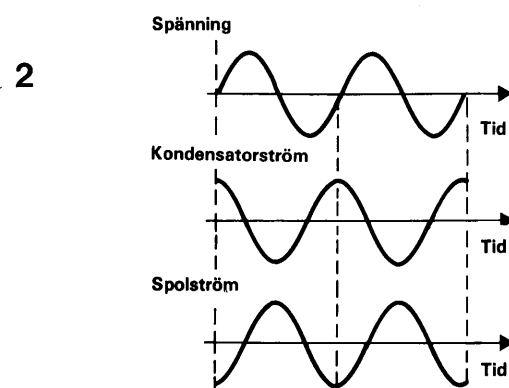
En LC-kombination som i och för sig är ganska enkel fanns inte med i vår framställning av olika filterkopplingar i förra numret, nämligen den parallellkopplade svängningskretsen:



Lågfrekventa växelspanningar kortsluts av spolen, högfrekventa av kondensatorn. Däremellan finns dock en frekvens vid vilken ingen kortslutning sker och både spole och kondensator har samma växelströmsmotstånd. För en krets med 1 nF och 1 mH är denna frekvens 159 kHz. Sätter man in dessa värden i formlerna för växelströmsmotstånden (kapacitiva resp induktiva reaktansen)

$$X_C = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f \cdot C} \text{ und } X_L = 2 \cdot \pi \cdot f \cdot L$$

blir resultatet i båda fallen 1 kohm. Man skulle därför vänta sig att totala växelströmsmotståndet för kretsen med den parallellkopplade spolen och kondensatorn blir 500 ohm. I själva verket är det avsevärt högre. Vad kan nu detta bero på? Jo, ström och spänning har aldrig lika fas i spolen och kondensatorn. I kondensatorn kommer strömmen en kvarts våglängd, d v s 90°, före spänningen, och i spolen kommer den 90° efter spänningen. Detta medför att strömmen beter sig helt annorlunda än normalt, och man kan inte räkna ut det resulterande motståndet på vanligt sätt. I följande diagram visas tidsförloppet av strömmen i spolen resp kondensatorn med den över kretsen liggande spänningen som referens.

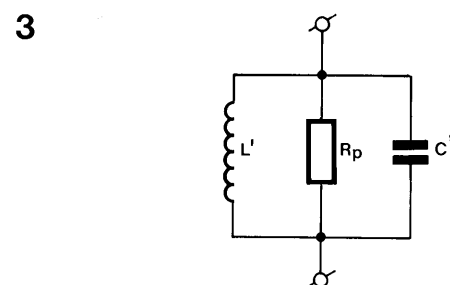


Det framgår att strömmarna är exakt i motfas. Det vill säga när strömmen flyter in i kondensatorn (positiv strömröktning) flyter den ut ur spolen (negativ strömröktning) och omvänt. Kort uttryckt flyter, eller bättre svänger, strömmen fram och tillbaka mellan spole och kondensator. Eftersom växelströmsmotståndet vid ifrågakvarande frekvens är lika i de båda grenarna är strömstyrkorna det också, och det flyter ingen

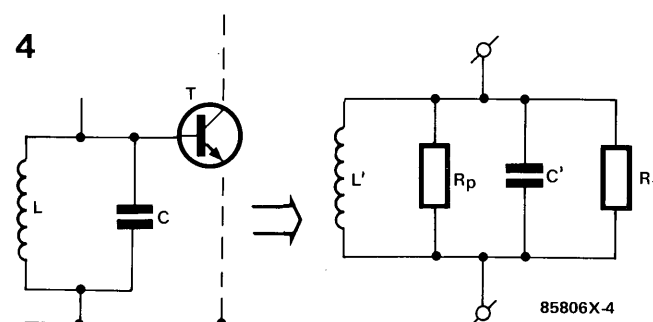
ström in eller ut genom kretsens anslutningar. Ingen ström trots att det ligger spänning över kretsen! Detta innebär enligt Ohms lag $R = U/I$ att kretsens resulterande motstånd är oändligt stort. Detta gäller dock bara vid denna enda frekvens som kallas resonansfrekvensen. Vid alla andra frekvenser är det skillnad mellan strömmarna i spole och kondensator, och denna strömskillnad tillförs utifrån. Ur formlerna för kapacitiv och induktiv reaktans, vilka storheter således är lika vid resonansfrekvensen f_{res} , kan man lätt härleda formeln för resonansfrekvensen själv. Efter sin upptäckare kallas den Thomsons svängningsformel, och den gäller för alla svängningskretsar:

$$f_{res} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L \cdot C}}$$

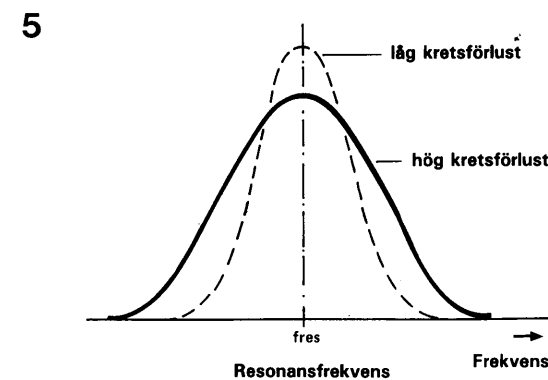
Man får f_{res} i Hertz om man sätter in C i Farad och L i Henry ($\pi = 3,14$). ∞ ohm vid resonansfrekvensen gäller naturligtvis bara i teorins sinnevärld. I praktiken omvandlas strömmen som svänger mellan kretselementen delvis till värme på grund av resistansen i tråden och på grund av andra förluster. Kretsen utjämnar dessa förluster genom att dra en smula ström från spänningskällan, vilket återigen innebär att motståndet inte kan betraktas som oändligt stort. Teoretikerna symboliserar detta genom att sätta in en teckensymbol för resistans i kretsschemat.



En växelström med resonansfrekvens 'känner det' som om den enbart möter det fiktiva motståndet R_p , ty L' och C' utgör tillsammans ∞ ohm. Trots att R_p inte existerar i verkligheten (d v s som komponent) kan man mäta dess värde om man använder ett instrument för växelströmsmotstånd och resonansfrekvens. Ju mindre förlusterna är, desto större är R_p . Förlusterna påverkas emellertid också av de kopplingar till vilka parallellkretsen är ansluten. Ett förstärkarsteg kopplat efter svängningskretsen drar till exempel ström från denna. I principschemat blir R_p parallellkopplat med förstärkarens ingångsmotstånd.



Parallellvärdet av R_p och R_t blir lägre än enbart R_p , och detta försämrar svängningskretsens funktion. Svängningskretsar används som (relativt) smalbandiga filter därför att de kortsluter alla frekvenser utom en. Tyvärr fungerar de inte fullt så idealt. Av deras klockformiga karakteristika framgår att närliggande frekvenser visserligen försvagas, men fullständigt undertrycks de inte.



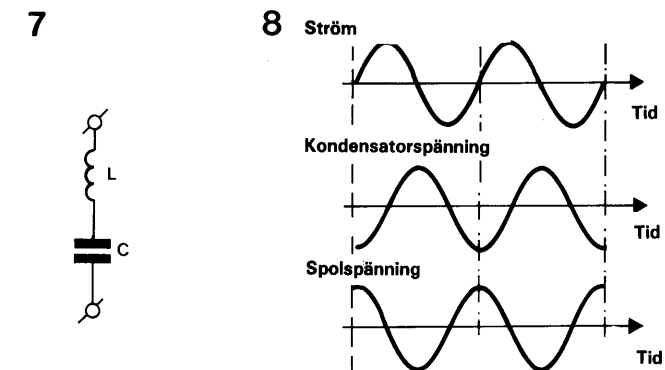
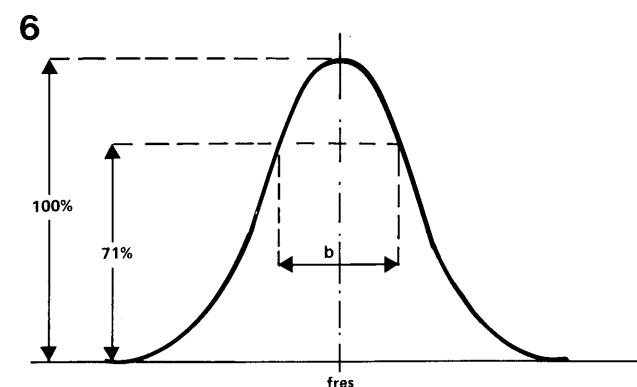
Ju bättre en svängningskrets fungerar, d v s ju lägre förluster den har, desto bättre undertrycks frekvenserna i närheten av resonansfrekvensen. Transmissionskurvans flanker blir brantare. Därför är det viktigt att en svängningskrets belastas så lite som möjligt av de kopplingar till vilka den är ansluten. Skulle man däremot behöva ett brett filter, ja då kan en extra belastning till och med vara nödvändig. 'Godhetstalet' Q är ett mått på kvalitén hos en svängningskrets. Det kan beräknas på två sätt

$$Q = \frac{R_p}{X}$$

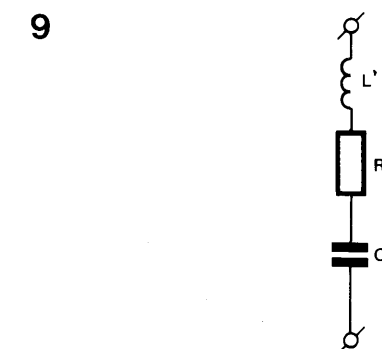
Här ställs det fiktiva förlustmotståndet i relation till reaktansen hos spolen eller kondensatorn (vid resonansfrekvens). Å andra sidan står godhetstalet och bandbredden också i ett bestämt förhållande till varandra:

$$Q = \frac{f_{res}}{b}$$

Bandbredden b är bredden hos klockkurvan mellan de punkter där sidofrekvenserna dämpas knappt 30 % ($\cong 1/\sqrt{2}$)



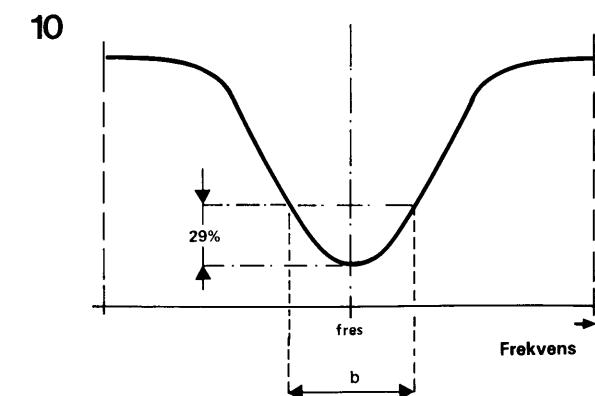
Den seriekopplade svängningskretsen har direkt omvänd transmissionskarakteristik. Endast vid resonansfrekvensen släpper den igenom växelström. Lägre frekvenser kan kondensatorn inte släppa fram, högre inte spolen. Vid resonansfrekvensen blir växelströmsmotståndet (teoretiskt) noll. Ström- och spänningsdiagrammen i fig. 8 visar att vid lika ström (spole och kondensator är ju seriekopplade!) är spänningarna över spole resp kondensator motriktade och lika stora. De upphäver därför varandra så att totala spänningsfallet över kretsen blir noll. Strömmen flyter således utan spänningsfall. Något sådant kan bara förekomma i en mycket god ledare med 0 ohm. De ofrånkomliga förlusterna kan också här symboliseras med ett motstånd.



R_s bör vara så litet som möjligt, eftersom godhetstalet lyder formeln:

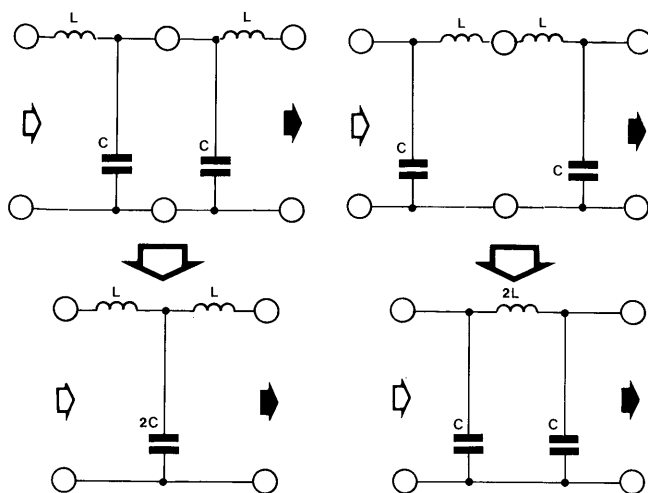
$$Q = \frac{X}{R_s}$$

Formeln ovan för sambandet mellan godhetstal och bandbredd gäller även för den seriekopplade svängningskretsen.



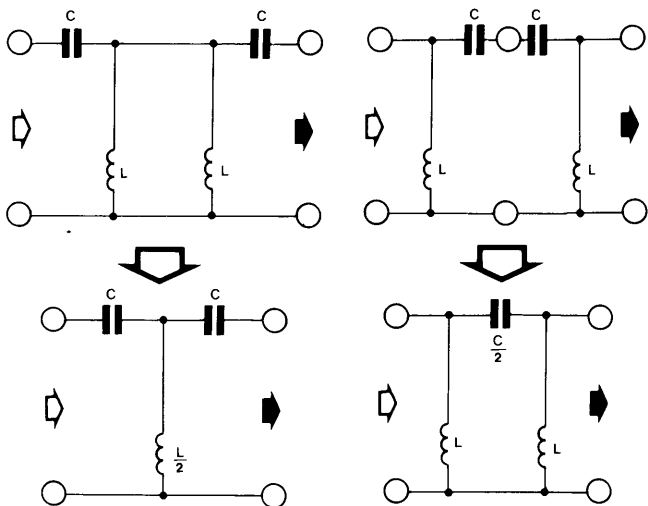
Därvid kan man spara in på komponenterna genom att kombinera de fyra grundkopplingarna (figurerna 6 och 10) med lite skicklighet.

11



I ovanstående båda dubbellågpas har en kondensator resp en spole sparats in (som komponent men knappast pris-mässigt!). Man talar här om T-filter resp PI-filter.

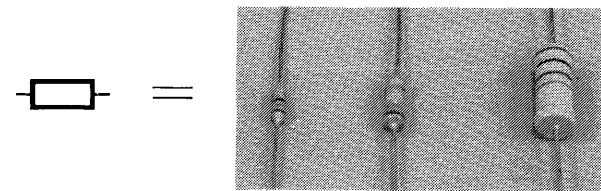
12



Ett högpas T-filter och ett högpas PI-filter. Sådana kopplingar används framför allt inom högfrequens-tekniken. Filtret mellan blandaren och första keramiska mellanfrekvensfiltret i vår kortvågsmottagare (nr 2/87) är ett exempel på ett PI-lågpas. Gränsfrekvensen beräknas med hjälp av Thomsons svängningsekvation:

$$f = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L \cdot C}}$$

KOMPONENTER



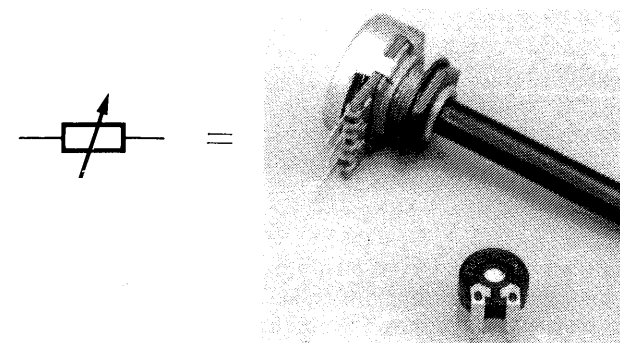
Motstånd

betecknas med R. Värdet anges med färgringar

Exempel på motståndsvärden

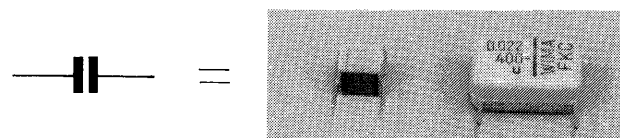
brun, röd, brun, silver = 120 ohm, 10% tolerans
gul, violett, orange, silver = 47 000 ohm, 10% (eller 47k som vi skriver)

brun, grön, grön, guld = 1 500 000 ohm, 5% (vi skriver 1M5)



Potentiometrar

är speciella motstånd med en vridbar släpkontakt (löpare). Släpkontakten tar ut en del av den spänning som ligger över hela potentiometern.



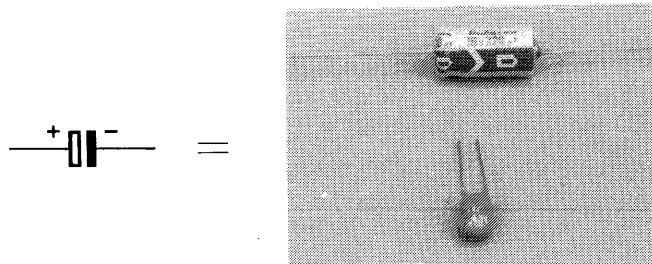
Kondensatorer

är små laddningsbehållare. Då de släpper igenom växel-spänningar, men inte likspänningar, används de också till att överföra växelspänningar. Laddningsförmågan hos kondensatorer kallas för kapacitans och anges i Farad (F) eller delar av en Farad, t ex nanofarad, pikofarad etc. Vanliga kondensatorer (av folie-, skikt- eller keramikttyp) har värden mellan 1p och 1uF (mikrofarad) (10⁻¹² resp 10⁻⁶). Värdena anges oftast i siffror.

Exempel:

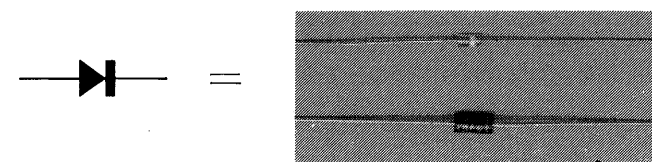
1n5 = 1,5 nF, u03 = 0,03 uF = 30 n, 100p (eller n100 eller n1) = 100 pF.

Förutom kapacitansvärdet är spänningståligheten viktig. Den bör ligga minst 20% över drivspänningen (vi räknar för det mesta med 50%).



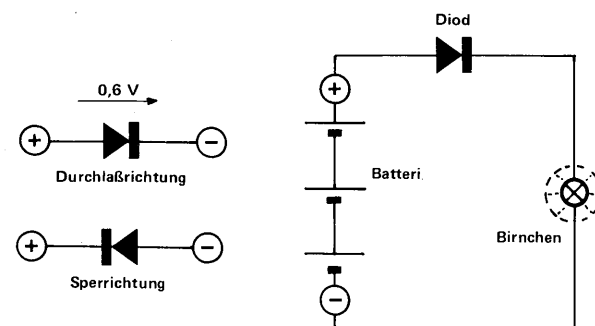
Elektrolytkondensatorer

har särskilt hög kapacitans, i storleksordningen 1 - 10 000 uF. Därtill är de polariserade, dvs de har en plussida och en minussida som man inte får förväxla. Anslutningarna är tydligt markerade. Hos tantal-elektrolyter, som är speciellt små, är pluspolen markerad med ett längre anslutningsben.

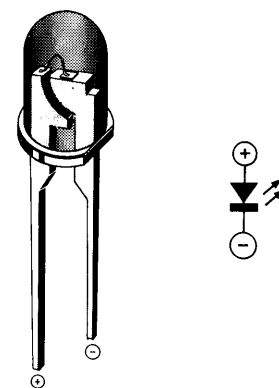


Dioder

är elektroniska enkelriktade gator. De leder ström i endast en riktning. Om strömmen kommer från fel håll spärrar de. När de leder uppstår en spänning på ca 0,6 V på kiseldioder. De båda anslutningarna kallas katod (minus) och anod (plus). Oftast är katoden markerad, t ex med en färgring, en punkt eller en avsmalning av komponenthöljet. Om man inte vet vilket som är anod eller katod kan man prova med ett ficklampsbatteri och en liten lamp.

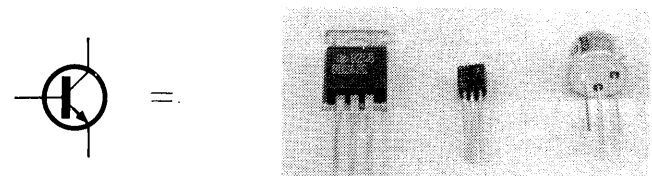


Lampan lyser endast då dioden är kopplad som i bilden ovan. Diodens viktigaste data är tillåten spänning och maximal ström i ledande riktning.



Lysdioder (LED)

är genomskinliga och lyser då det flyter ström genom dem. Spänningen är emellertid inte 0,6 V som hos vanliga kiseldioder, utan mellan 1,6 V och 2,4 V beroende på typ. Strömmen ligger normalt mellan 15 och 25 mA.



Transistorer

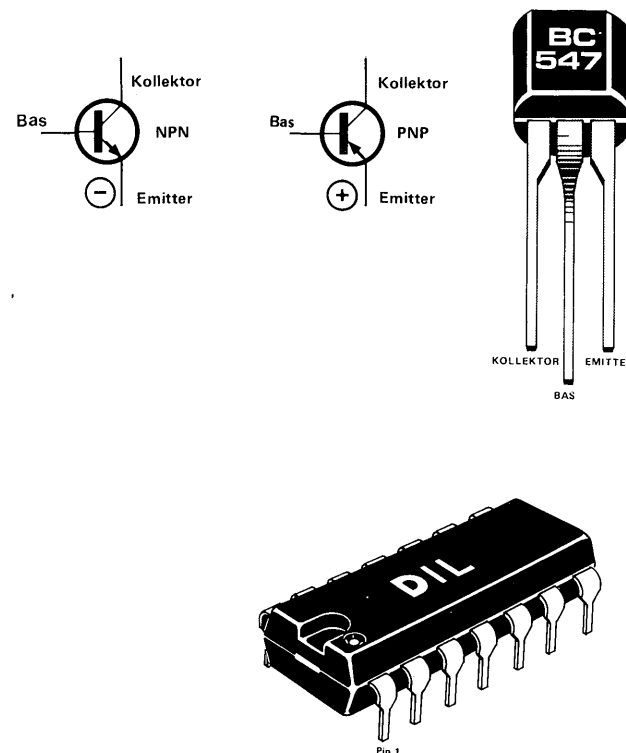
har tre ben med beteckningarna bas, emitter och kollektor. Man skiljer mellan NPN- och PNP-typer. Vid NPN-transistorer ligger emitttern på minus, vid PNP-transistorer ligger den på plus. När en liten ström flyter från basen till emitttern

kommer en mycket större ström att flyta mellan kollektor och emitter. Man säger att transistoren förstärker basströmmen (strömförstärkning). Transistorer är idag de viktigaste grund-elementen i förstärkare. I våra byggen används mest BC 547 (NPN) och BC 557 (PNP). De har samma benkonfiguration som man måste ge akt på då man löder in dem.

Om en angiven transistortyp inte finns tillgänglig kan man ersätta den med någon av följande:

NPN: BC 547 (-8, -9), BC 107 (-8, -9), BC 237 (-8, -9).

PNP: BC 557 (-8, -9), BC 177 (-8, -9), BC 251 (-2, -3).



Integrerade kretsar (IC)

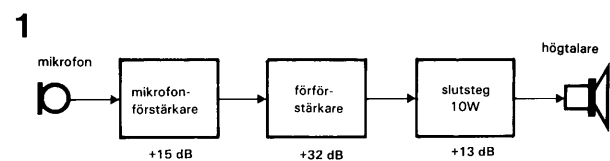
Det finns så många olika typer av IC-kretsar att det är svårt att säga något rent allmänt om dem. De flesta IC är i DIL-förpackning (Dual-In-Line), den välbekanta "mångfotingen" med två benrader (se ovan). Benraderna på DIL-IC är oftast för långt från varandra. Innan man sticker in IC:n i sin hållare måste därför benen böjas en smula mot varandra. För att IC:n skall sättas in åt rätt håll markeras ben 1 på höljet med en punkt, en urgröpnung eller liknande.

Avsnitt 20

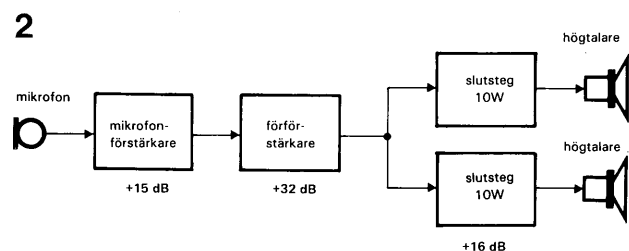
Många data inom elektroniken anges i **dB** (decibel). Så angav vi t ex flanklutningen hos LC-filtren i näst föregående avsnitt till 6 och 12 dB per oktav. Vad innebär då dB? dB anger ett **förhållande**, vanligtvis mellan två effekter. Vi kan som exempel anta att en högtalaranläggning förstärker mikrofonens 10 μ W uteffekt upp till 10 W högtalareffekt. Förhållandet blir:

$$\frac{10 \text{ W}}{10 \mu\text{W}} = 1\,000\,000 = 60 \text{ dB}$$

Det är ju enklare att skriva 60 dB än '1 000 000 gånger', men det är ju inte bara detta som är det fina med dB. Låt oss vidare anta att förstärkaren består av tre steg. Det första, mikrofonförstärkarsteget, förstärker 31,62 gånger, förförstärkarsteget, som kommer däräst, 1585 gånger och slutsteget 19,95 gånger.



Multiplicerar man de tre förstärkningstalen med varandra blir resultatet visserligen också 1 000 000, men detta kan man ju knappast ana på förhand. Teknikern går enklare till väga, han slår upp i en dB-tabell (se tabell 1) och finner värdena: 15 dB, 32 dB och 13 dB. Sammanlagt blir det 60 dB, ty dB-värdena kan man helt enkelt addera och behöver inte sitta och multiplicera förstärkningstal. Vi fortsätter att räkna och tänker oss att nu skall två likadana slutsteg (med tillhörande högtalare) anslutas och uteffekten därigenom fördubblas från 10 till 20 W.

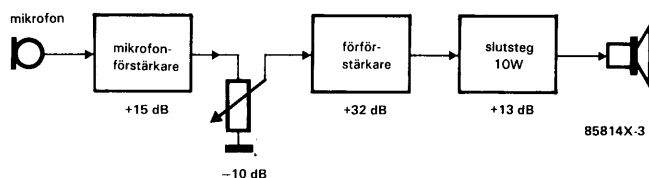


En faktor 2 i fråga om effekt motsvarar enligt tabellen 3 dB, förvånansvärt lite för ytterligare 10 W. Förhållandet mellan uteffekt och ineffekt är nu 63 dB (2 000 000 ggr). Ansluter vi ytterligare två slutsteg och fördubblar uteffekten en gång till, så gör detta igen 3 dB, totalt således 66 dB. Det kan förefalla ganska orealistiskt att räkna med dB i det här exemplet. Fastän vi andra gången ökade effekten dubbelt så mycket som den första, med 20 W mot 10 W, ökade dB-värdet bara med samma belopp, 3 dB. I verkligheten är det faktiskt så att vår hörsel reagerar så som dB-talen förhåller sig. 20 W-tillskottet andra gången uppfattar vi som en lika kraftig ljudstyrkeökning som 10W-tillskottet första gången. För att en tredje gång öka ljudstyrkan lika mycket krävs ännu ett effekttillskott med 3 dB, alltså en fördubbling igen, dvs 8 slutsteg med tillsammans 80 W. (Naturligtvis spelar det ingen

roll om det är ett eller flera slutsteg som levererar effekten.) Exemplet visar också att skillnaden mellan ett 80 watts och ett 90 watts slutsteg i själva verket är ganska liten (åtminstone om man bortser från vad högtalarna tål). Rent räknemässigt är skillnaden 12,5 %, vilket motsvarar 1,125 gånger mer. Enligt dB-tabellen blir det ca 0,5 dB.

Hittills har vi talat om och räknat med förstärkning. Men försvagning, eller dämpning, är något minst lika vanligt i elektroniken. Säkert producerar vår exempliförstärkare inte 10 W hela tiden. Vi har nog en volympotentiometer vid ingången till förstärkaren. Låt oss anta att denna är inställd så att 1 W avges till högtalarna, alltså en tiondel av fulleffekten.

3



En tiondel hittar man inte i tabellen. Vid effektminskning räknas den faktor, som man försvagar med, således 10 i det här fallet. Ett effektförhållande på 1:10 motsvarar 10 dB enligt tabellen. Att det rör sig om en minskning anger man helt enkelt genom att sätta minustecken framför, alltså -10dB. dB-beräkningen för exempliförstärkaren ser nu ut så här: 15 dB (mikrofonförstärkaren) -10 dB (volymkontrollen) + 32 dB (förförstärkaren) + 13 dB (slutsteget) = 50 dB.

Värdena i tabellens andra spalt, som gäller förhållandet mellan spänningar, ökar inte lika snabbt som i första spalten. Också spänningsförhållanden kan uttryckas i dB. I stället för 'spänningen fördubblas' kan man säga att den ökar med 6 dB. Vad nu då, varför inte med 3 dB som vid effekt?

Tabell 1.

dB	Leistungs-Verhältnis	Spannungs-Verhältnis
0	1.000	1.000
0,5	1.122	1.059
1.0	1.259	1.122
1,5	1.413	1.189
2.0	1.585	1.259
2,5	1.778	1.334
3.0	1.995	1.413
3,5	2.239	1.496
4.0	2.512	1.585
4,5	2.818	1.679
5.0	3.162	1.778
6.0	3.981	1.995
7.0	5.012	2.239
8.0	6.310	2.512
9.0	7.943	2.818
10	10.00	3.162
11	12.59	3.548
12	15.85	3.981
13	19.95	4.467
14	25.12	5.012
15	31.62	5.623
16	39.81	6.310
17	50.12	7.079
18	63.10	7.943
19	79.43	8.913
20	100.0	10.00
30	1.000	31.62
40	10 ⁴	100.0
50	10 ⁵	316.2
60	10 ⁶	1000
70	10 ⁷	3162
80	10 ⁸	10 ⁴
90	10 ⁹	3162 × 10 ⁴
100	10 ¹⁰	10 ⁵

Antag att vi talar om spänningen över ett motstånd. Fördubblar vi spänningen säger oss Ohms lag att också strömstyrkan fördubblas. Effekttutvecklingen i motståndet kommer då att fyrfaldigas, eftersom den är produkten av spänning och strömstyrka. En fyrfaldig effekttökning betyder enligt tabellen 6 dB, dvs samma 6 dB som spänningsfördubblingen innebär. Du inser nog att dB-skallorna är ganska praktiska. Men man måste se upp med dem; det är nämligen så att effekt- och spännings-dB motsvarar varandra bara under förutsättning att spänningen faller över samma motstånd som effekten utvecklas i. Ett exempel på hur man kan göra fel: Ett förstärkningssteg i emitterkoppling ger som bekant ingen spänningsförstärkning, 0 dB alltså. Kan emitterkopplingen då inte bidra med någon effektförstärkning? Jo, visst kan den! Dess in-resistans är betydligt större (ungefär lika många gånger som strömförstärkningsfaktorn) än utresistansen, och inströmstyrkan är därför betydligt mindre än utströmstyrkan. Emitterkopplingens effektförstärkning blir därför större än 0 dB, t ex 400 ggr, d v s 26 dB.

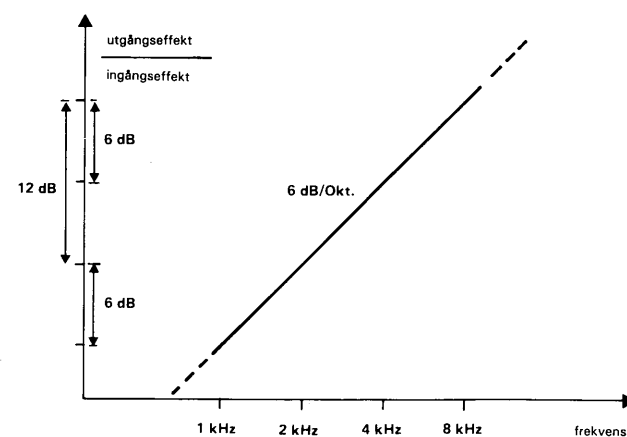
Eftersom effekt-dB är oberoende av motståndet, använder man oftast dB för att ange effektförhållanden.

400 hittar man för övrigt inte heller i tabellen. I stället får man räkna lite: 400 = 4 x 100. Dessa båda tal finns i tabellen: 4 = 6 dB, 100 = 20 dB. Adderat blir det 26 dB. Omvänt kan dB-tal som inte finns i tabellen delas upp i termer och sedan räknas om. 26 dB är 20 dB + 6 dB eller 13 dB + 13 dB. Motsvarande förstärkningsfaktorer multipliceras, alltså 4 x 100 eller 20 x 20.

Angivelser i dB förekommer ofta utan att man direkt kan se att det rör sig om ett förhållande mellan två storheter. I sådana fall måste man försöka få klart för sig vilken storhet som använts som referens. I 18:e avsnittet dök t ex begreppet dB per oktav upp som mått på lutningen hos flankerna hos ett (högtalar-)filter. 6 dB per oktav innebär att signalen med dubbla (eller halva) den frekvens som referenssignalen har är 6 dB starkare än referenssignalen. Signal och referenssignal, här sinsemellan utbytbara, kännetecknas av att de ligger på en oktavs frekvensavstånd från varandra. Deras konkreta värden kan väljas godtyckligt, men de måste båda ligga på kurvflanken. Med andra ord, vilka två signaler som helst på kurvflanken som ligger en oktav från varandra står alltid i relationen 6 dB till varandra.

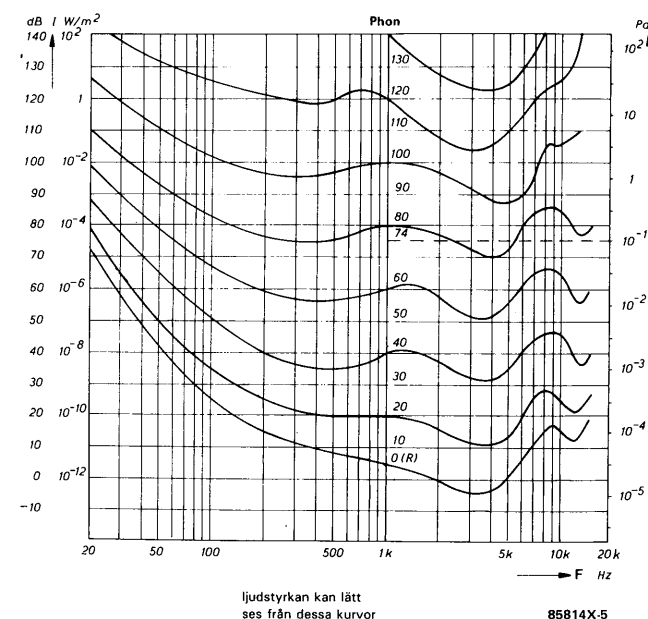
Förhoppningsvis har tillverkaren också angivit ett dB-värde för högtalaren. Detta gäller i så fall ljudtrycket och anger dettas förhållande till referensljudtrycket som är 20 μ N/m². Ett ljudtryck på 90 dB, eller 90 dB(A) som det korrekt bör skrivas, betyder att högtalaren under standardiserade test-betingelser (1 m avstånd, 1 W elektrisk ineffekt) avger ett ljudtryck som är 31620 gånger referenstrycket.

4



Dynamiken hos kassetbandspelare anges också i dB. Här rör det sig om förhållandet mellan den starkaste signal som bandspelaren kan avge utan att överstyras till den svagaste ton som inte drunknar i bruset (signal/brus förhållande). 60 dB torde man idag kunna kräva av en bra bandspelare. Om den maximala utspänningen t ex är 1 V, så kan man vid 60 dB räkna med att brusnivån ligger vid en tusendel därav, dvs 1 mV. Det är inte heller här helt korrekt att bara skriva 'dB'. dB(a) bör det vara, ty det är brukligt att mäta dynamiken i förhållande till en överenskommen frekvenskurva. Bruset finns på alla frekvenser medan örat hör höga och låga toner sämre än det hör mellanregistret. Därför filtrerar man vid testning enligt den s k öronkurvan bort de höga och låga andelarna av bruset. Detta minskar den totala brusnivån och ger vackrare men också mer realistiska dynamikvärden.

5



Bokstaven efter 'dB' talar således om vilken jämförelsestorhet som gäller. Därför är den viktig. **dB μ** (my) används inom antenntekniken och anger att något ställs i relation till 1 μ V högfrekvent spänning över en anslutning med 75 ohm impedans. Att det är viktigt att ange motståndet (eller impedansen) har vi ju redan berört. I apparater med 52 eller 60 ohm antenningång måste man lägga till ca 1 dB, därför att strömstyrkan och därmed effekten är högre vid samma spänning över ett lägre belastningsmotstånd. **dBm** används vid effektagivelser. Referensen är 1 mW över 600 ohm.

Genom att på det här sättet 'etiketterna' dB-angivelser så att man vet vilken jämförelsebas de innehåller kan de användas för att göra absoluta angivelser av spänning och effekt i bestämda, väldefinierade system. 60 dB μ (my) betyder 1 mV antennspänning (i ett 75 Ohms antensystem), och 30 dBm är 1 W (över 600 ohm).

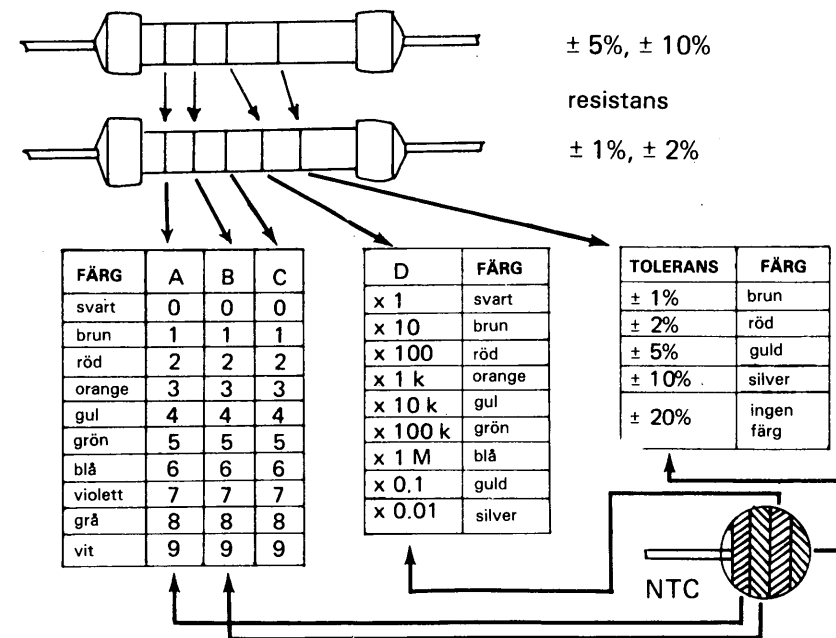
Matteintresserade skall till sist få formlerna för hur man beräknar dB:

$$\text{För spänningar: } 20 \lg \left(\frac{U}{U_0} \right)$$

$$\text{För effekter: } 10 \lg \left(\frac{P}{P_0} \right)$$

Storheter med index 0 är jämförelsestorheterna.

FÄRGKOD FÖR MOTSTÅND



FÄRGKOD FÖR KONDENSATORER

