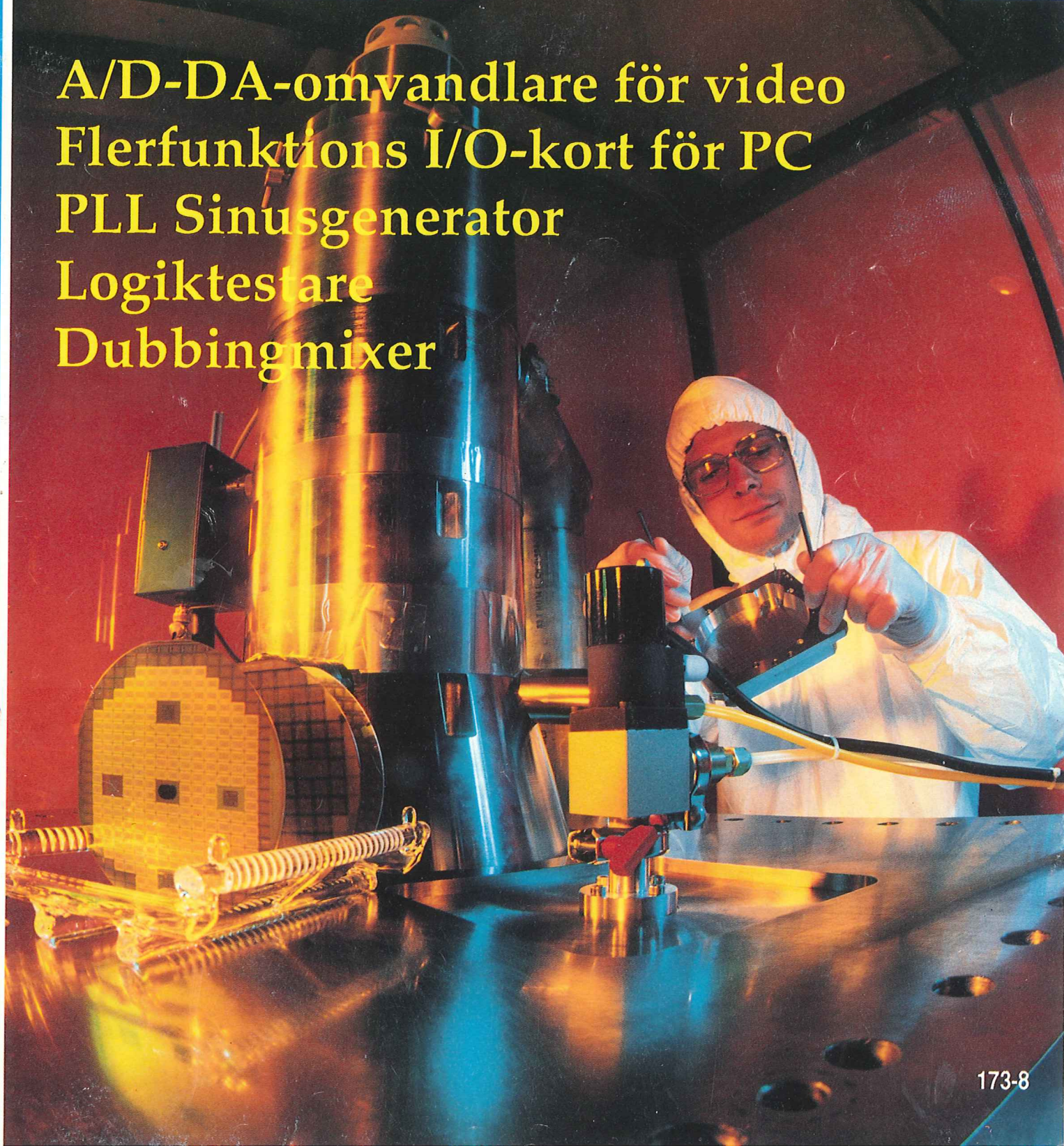


elektor

Allt om Elektronik

Sveriges största specialtidning för tillämpad elektronik

A/D-DA-omvandlare för video
Flerfunktions I/O-kort för PC
PLL Sinusgenerator
Logiktestare
Dubbingmixer



INNEHÅLL

NUMMER 8 1991

- 6 A/D-D/A omvandlare för video
- 16 PLL Sinusvågsgenerator
- 21 Flerfunktions I/O-kort för PC
- 33 Digital volymkontroll
- 33 3 V nätspänning för radio
- 34 Tidkodinterface för diastyrning
- 41 Lär dig digital elektronik med hjälp av dator
- 44 Dubbingmixer
- 47 Logiktestare
- 48 Centrallås för bilar

Omslagsbilden. När det gäller att designa nya eller förbättrade elektroniska produkter är nya IC-kretsar ofta nyckeln till framgång. Tyvärr har inte ens stora elektronikföretag möjlighet att 'i huset' designa IC till nya och exakta önskemål. Konstruktionen blir därför ofta en kompromiss, som är säkrare och mindre tidsödande. Qudos i Cambridge har löst detta problem. Systemet använder senaste elektronstråleteknologi som ritar direkt på kiselskivan. Upp till 250 olika konstruktioner får plats på en enda skiva. Överföringen till skivan kan genom den nya tekniken göras på mindre än en vecka mot normalt sex till åtta veckor.

REDAKTION

Bill Cedrum
chefredaktör och
ansvarig utgivare

Utgivare
Electronic Press AB
Box 5505
141 05 Huddinge
Pyramidbacken 6
Kungens Kurva
Tel: 08-740 55 00
Postgiro 21 44 56-6
Bankgiro 5458-3802

Prenumerationer
Pressdata AB
Tel: 08 34 07 90
Helår (11 nummer) 285:-
Halvår (6 nummer) 175:-

Annonser
MarknadsMakarna AB
Box 232
182 52 Djursholm
Kontaktperson:
Eva Victor
Tel: 08-755 75 40
Fax: 08-755 69 40

ISSN 0280-8765

Samtliga artiklar, fotografier, kretskorts-layouter och annat är copyrightskyddat och får endast återges efter utgivarens skriftliga tillstånd. Detta gäller även delar av materialet. Allt om Elektronik har så långt som är möjligt kontrollerat samtliga byggprojekt. Dock tar vi inget ansvar för fel som ligger utanför vår kontroll. Ej heller tar vi ansvar för byggen som våra läsare utför. Tryckt hos NDB-Printing Zoeterwoude, Nederland 1991. Copyright 1991 Elektuur BV Nederland

Denna tidning är TS-kontrollerad.
Såld upplaga 15 321 exemplar

A/D-D/A OMVANDLARE FÖR VIDEO

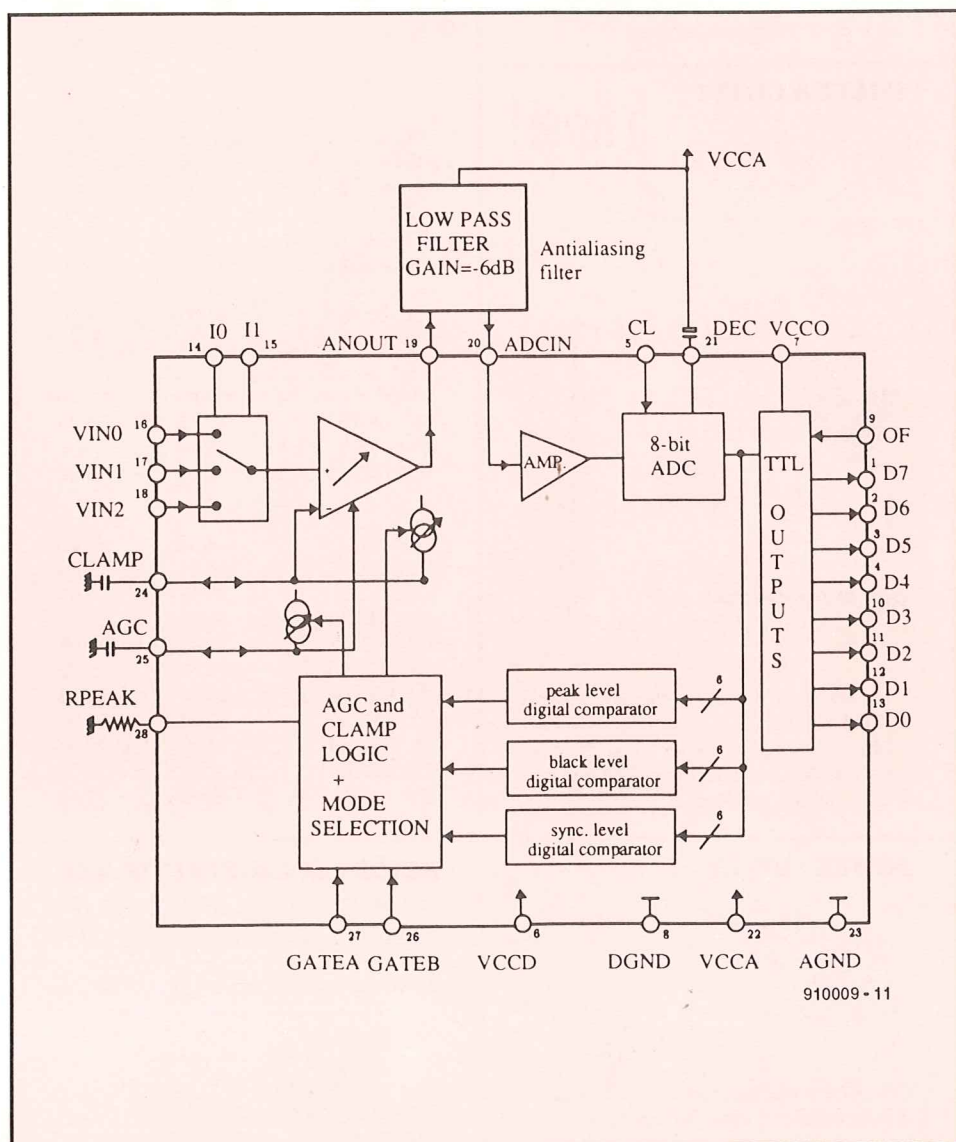
Även om 8-bitars snabba videoomvandlare finns tillgängliga från ett flertal tillverkare har deras praktiska applikationer hittills legat långt över huvudet på oss som har elektronik som hobby och är intresserade av videosignalbehandling. Detta har nu äntligen ändrats med tillkomsten av ett antal lättanvända A/D och D/A kretsar från Philips Components. Två av dessa IC-kretsar, TDA8708 ADC och TDA8702 DAC, bildar hjärtat i den avancerade videoomvandlare som beskrivs i denna artikel. Vi börjar med att gå igenom grundfunktionen hos ADC:n och DAC:en och avslutar med ett byggprojekt som är avsett att få dig att börja med videokodning/avkodningsexperiment, digital videobehandling, synklåsningsteknik etc.

TDA8708 analog-till-digital omvandlare

TDA8708 innehåller mer än bara en snabb ADC, man borde egentligen referera till den som ett 'analogt ingångsinterface för video'. Det interna schemat över TDA8708, som också finns i ytmonterad version (suffix T), visas i figur 1. Här ser man att ADC:n är bara ett av ett antal funktionsblock i IC:n. Var och en av de tre analoga videoingångarna, VIN0, VIN1 och VIN2, kan drivas av en CVBS (chrominance-video-blanking-synchronization) signal med en genomsnittlig nivå mellan 0,45 V och 1,6 V mätt med respekt till den analoga jorden, AGND. Den typiska ingångskapacitansen hos VINx ingångarna är ca 1 pF medan ingångsimpedansen ligger mellan 10 kΩ och 20 kΩ (värdena på ingångskapacitans och ingångsimpedans utan externa komponenter). Videoingångsval utförs genom att lägga logiska nivåer till I0 och I1 ingångarna på chipet enligt nedanstående tabell:

Table 1. Input channel selection

I1	I0	VINx
0	0	0
0	1	1
1	0	2
1	1	2



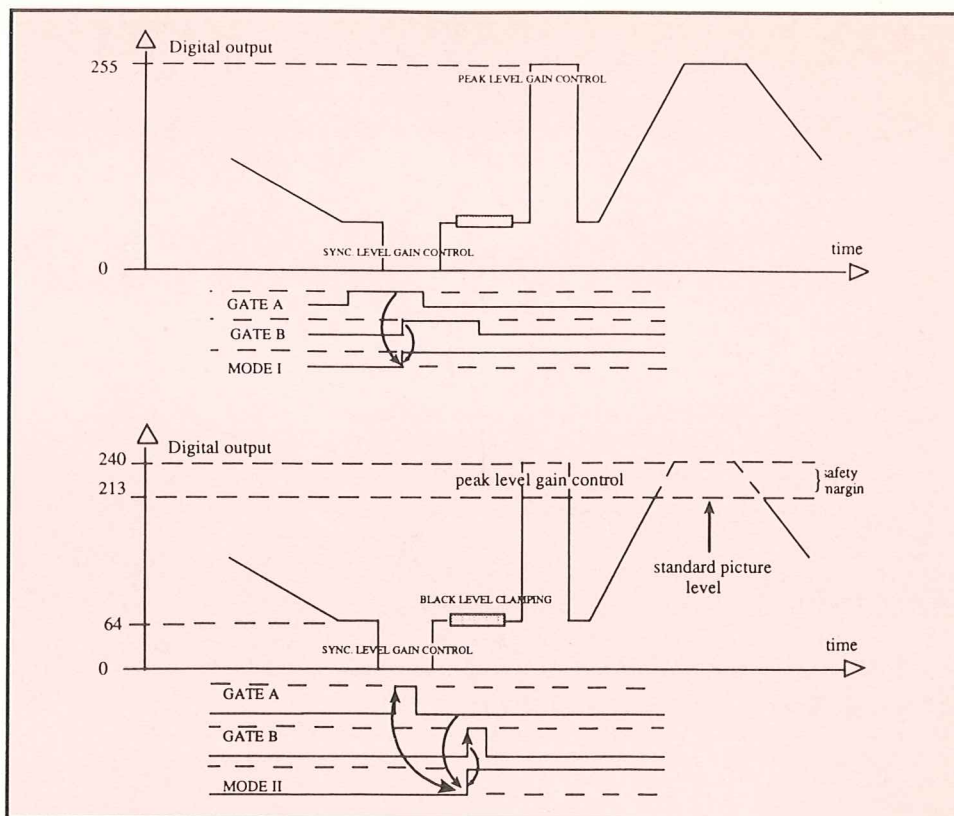
Figur 1. Internt schema över TDA8708 analog-till-digital omvandlare.

Videoförstärkaren har omkopplingsbar AGC (automatisk förstärkningskontroll) och låsningskretsar (clamping). AGC:n sätter den övre videonivån (peak white), clampingen, den undre videonivån (synkpulsens bas). Som visas i figur 2 producerar peak-whitenivån det högsta digitala värdet och synkpulsens bas det lägsta digitala värdet. AGC:n och clampingsektionerna får information om den momentana drivnivån för ADC:n via tre komparatorer: En för den vita nivån, en för den svarta nivån och en för synknivån. AGC:n och clampinglogiken driver var och en en pulserande likströmskälla som styr förstärkningen hos videoförstärkaren. Styrströmmen ger ett spänningsfall över den AGC-kondensator som är ansluten till ben 25 på TDA8708. Minsta och högsta videoförstärkning är 0,5 respektive 2,3 gånger, motsvarande styrspänningsnivåer på 2,8 V och 4,0 V. Som en option kan förstärkningen bestämmas externt genom att utelämnas AGC-kondensatorn och i stället lägga på en likspänning. Detta kräver emellertid en mycket noggrann temperaturkompensationskrets.

Förstärkningen hos den interna förstärkaren styrs också som en funktion av den undre videonivån. Här dras spänningen över clampingkondensatorn vid ben 24 från den momentana videoingångsspänningen. Ett strömbegränsningsmotstånd, RPEAK vid ben 28, bestämmer nivån på den avledda strömmen när den momentana nivån på videosignalen överskrider de inställda begränsningarna. Med RPEAK=0 Ω har den avledda strömmen en maxnivå på 80 mA.

Tabell 2 visar de olika möjligheterna att styra de övre och undre videonivåerna med hjälp av logiska nivåer som läggs till GATE A och GATE B ingångarna på chipet.

I mode 1 (GATE A = GATE B = 1) är ADC:ns utgångsvärden 255 för peak-white och 0 för synkpulsens bas. I motsats till detta ger mode 2 större kontroll över omvandlingens utgångsvärden. Som visas i figur 2 länkar en positiv puls vid GATE A synknivån till ett värde av 0. En positiv puls som läggs till GATE B under den så kallade 'back porch' sätter det digitala värdet vid synkpulsens topp till 64. Den vita nivåkomparatorn är aktiv hela tiden. Nominella nivåer hos videoingångssignalen producerar ett digitalt värde av 213. Detta skapar en säkerhetsmarginal mellan 213 och 240. När utgångsvärdet överskrider 240 reduceras vitnivåkomparatorn förstärkningen i videoförstärkaren. Detta görs för att



Figur 2. Digitalt utgångsvärde som en funktion av den analoga ingångsnivån i mode 1 (övre teckningen) och mode 2 (undre teckningen).

Table 2. TDA8708 Mode Selection

GATE A B	Output	AGC	ICLAMP	MODE
1 1	<0	-2.5 μ A	I _{PEAK}	1
	0 - 255	-2.5 μ A	-2.5 μ A	
	>255	I _{PEAK}	-2.5 μ A	
0 0	<240	0	0	2
0 0	>240	0	I _{PEAK}	
1 0	<0	+2.5 μ A	0	
1 0	0 - 240	-2.5 μ A	0	2
1 0	>240	I _{PEAK}	0	
0 1	<64	+50 μ A	0	2
0 1	64 - 240	-50 μ A	0	
0 1	>240	-50 μ A	I _{PEAK}	

Table 3. TDA8708 main technical characteristics

Symbol	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Unit
V _{CCA}	analogue supply voltage	4.5	5.0	5.5	V
I _{CCA}	analogue supply current	—	37	45	mA
—	V _{INx} crosstalk	—	-60	-55	dB
G _d	Gain error	—	2	—	%
Φ_d	phase error	—	2	—	°
B	-3dB bandwidth	12	—	—	MHz
S/N	noise distance	60	—	—	dB
SVRR	supply voltage rejection	—	45	—	dB
G	Gain	-4.5	—	6.0	dB

Table 4. TDA8708 pin function description

Pin	Symbol	Description
1-4	D7 (MSB) - D4	Digital outputs, bit 7 (MSB) through bit 4
5	CL	Clock input
6	VCCD	Digital supply voltage +5 V
7	VCCO	TTL output supply voltage +5 V
8	DGND	Digital ground
9	OF	Output format and chip enable (3-state)
10-13	D3 - D0 (LSB)	Digital outputs, bit 3 through bit 0 (LSB)
14,15	IO, I1	Video input channel selection
16-18	VIN0 - VIN2	Analogue video inputs 1, 2, 3
19	ANOUT	Analogue voltage output
20	ADCIN	ADC input
21	DEC	Decoupling capacitor for ADC
22	VCCA	Analogue supply voltage +5 V
23	AGND	Analogue ground
24	CLAMP	clamp capacitor
25	AGC	AGC capacitor
26,27	GATEB, GATEA	clamping and sync level control
28	RPEAK	current limit for AGC

görs logiskt hög. Slutligen ger tabell 4 beskrivning av de signaler som hör ihop med ADC-chipet.

TDA8702 digital-till-analog omvandlare

Denna IC har en betydligt enklare layout än ADC:n, se blockschemat i figur 3. Beräkning av konfigurationen hos DAC:en visas i figur 4. De digitala data som läggs till TDA8702 accepteras vid D0-D7 ingångarna, vilka är TTL-kompatibla. Data buffras av ett ingångsinterface innan de laddas i ett register. Som visas i blockschemat driver registret åtta konstantströmkällor som översätter det digitala värdet i en motsvarande analog storhet, i detta fall en ström. Varje digital utgång får en ström på ca 85 mA att flyta genom 75 Ω motståndet. Detta orsakar i sin tur ett spänningsfall på 6,3 mV i förhållande

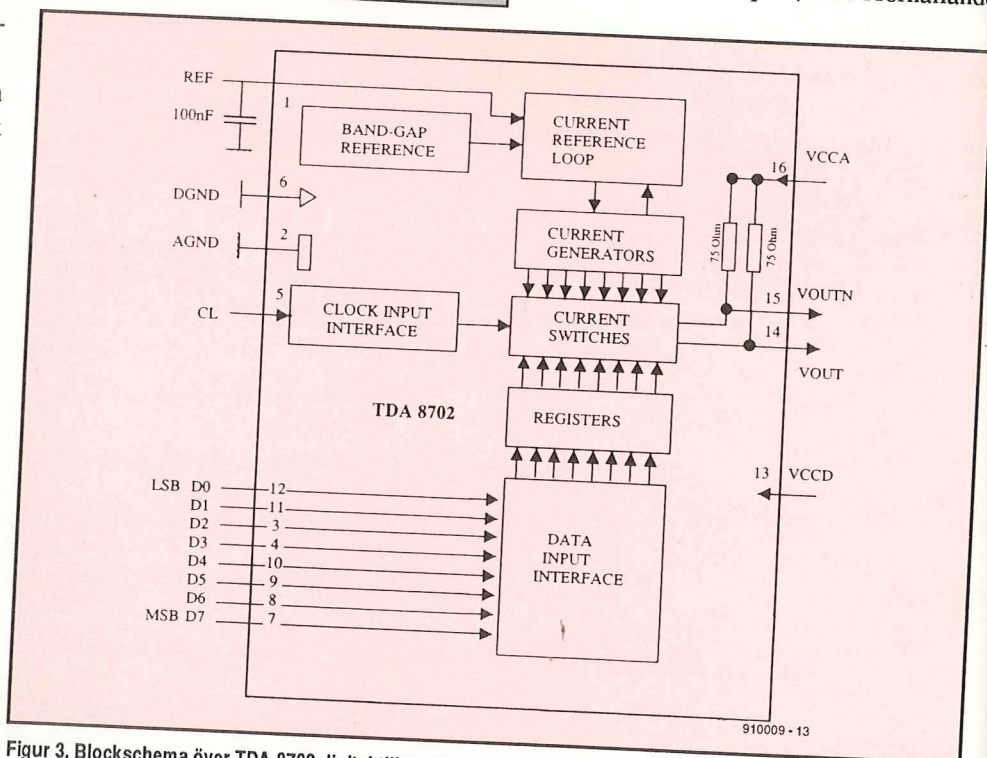
risken att överstyra ADC:n skall vara minimal.

Den analoga utgången, AN OUT (ben 19) hos videoförstärkaren ansluts till ett externt anti-aliasing lågpasfilter. Den maximala utgångsströmmen från förstärkaren är begränsad till 2,5 mA, medan den maximala utgångsspänningen ställs in på 1 Vpp vid en nominell videoingångsnivå på 1 Vpp. Tabell 3 visar ytterligare några egenskaper som är relevanta för ingångskretsen i TDA8708.

Utgångssignalen från det externa filtret matas tillbaka in i IC:n via ADC IN benet. ADC-ingången kan också drivas direkt, under förutsättning att den pålagda videosignalen har ett spänningsområde på (VCCA-1,6) V och (VCCA-1,1) V. Ingångsimpedansen hos ADC:n är ca 50 M Ω och ingångskapacitansen är så låg som 1 pF.

Den maximala klockhastigheten inuti ADC:n är 30 MHz. Timingen illustreras i figur 4. Den analoga ingångsspänningen mäts 2 ns (tsu) efter att den positiva flanken hos klocksignalen överskrider referensspänningsnivån på 1,5 V. Det föregående digitala ordet förblir på utgångarna under ytterligare fyra till sex nanosekunder och ersätts med det nya värdet efter en fördröjning, td, på 16 till 20 ns.

De digitala utgångarna från ADC:n, D0-D7, har en 20 mA strömsänkning eller källkapacitet. Det digitala ordet lämnas antingen i binär form (med benet OF inte anslutet) eller som ett två-komplementärt värde (med ben OF vid logik 0). ADC-utgångarna switchas till hög impedans när OF-ingången



Figur 3. Blockschemat över TDA 8702 digital-till-analog omvandlare.

Table 5. TDA8702 pin function description

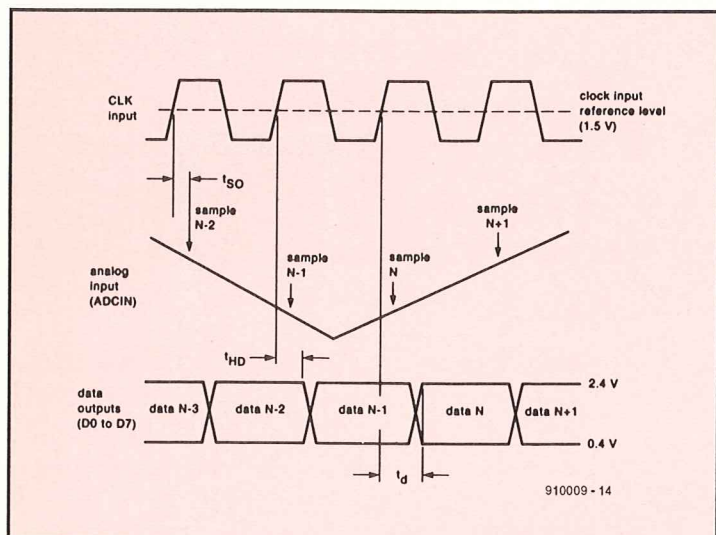
Pin	Symbol	Description
1	REF	Reference voltage source decoupling
2	AGND	Analogue ground
3,4	D2,D3	Digital video inputs bits 2, 3
5	CL	Clock input
6	DGND	Digital ground
7-10	D7-D4	Digital video inputs bit 7 (MSB) through 4
11,12	D1,D0	Digital inputs bit 1, bit 0 (LSB)
13	VCCD	Digital supply voltage +5 V
14	VOUT	Analogue video output
15	VOUTN	Inverted analogue video output
16	VCCA	Analogue supply voltage +5 V

Table 6. TDA 8702 output loading data

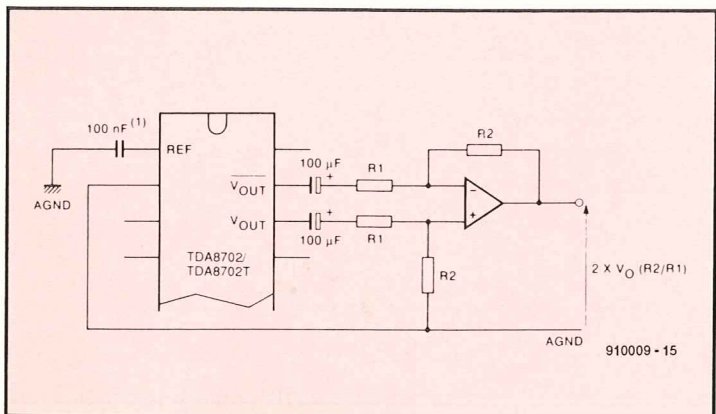
Code	Binary	Output voltage at			
		$Z_L = 10\text{ k}\Omega$		$Z_L = 75\text{ }\Omega$	
		V_{OUT} [V]	V_{OUTN} [V]	V_{OUT} [V]	V_{OUTN} [V]
000	000 000 00	0	-1.6	0	-0.8
001	000 000 01	-0.006	-1.594	-0.003	-0.797
...					
128	100 000 00	-0.8	-0.8	-0.4	-0.4
...					
254	111 111 10	-1.594	-0.006	-0.797	-0.003
255	111 111 11	-1.6	0	-0.8	0

till den positiva analoga matningsspänningen, V_{CCA} , under förutsättning att belastningsimpedansen är relativt hög. Tabell 6 ger information angående DAC:ens utgångsnivåer för belastningsimpedanser på $10\text{ k}\Omega$ och $75\text{ }\Omega$.

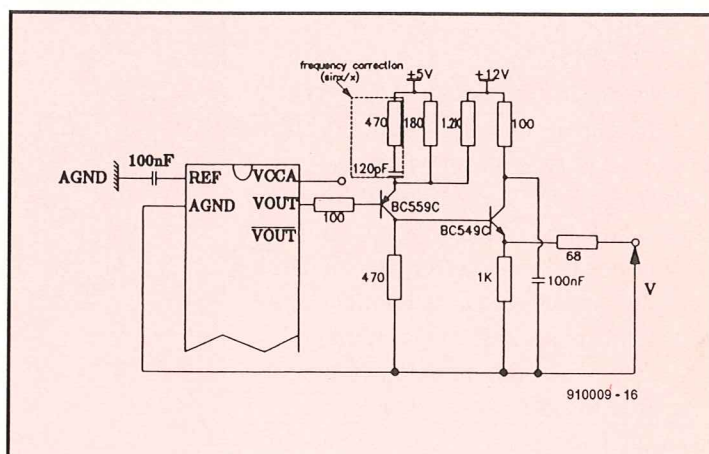
Medan utgångsspanningen (med respekt till V_{CCA}) vid V_{OUT} -benet är proportionell till det digitala ingångsvärdet lämnar V_{OUTN} -benet en inverterad utgångssignal. Signalerna vid V_{OUT} och V_{OUTN} är typiskt kopplade ut via en elektrolytkon-



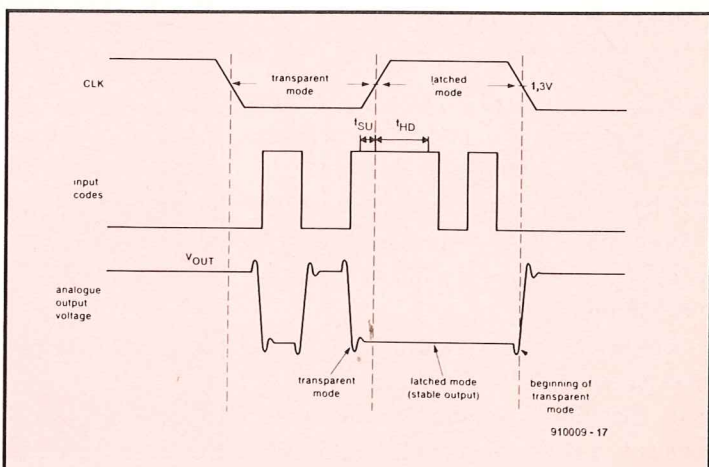
Figur 4. Timingen för dataomvandlingen i TDA8702.



Figur 5. Videoutgångsbuffert baserad på en differentiärförstärkare.



Figur 6. Transistorbaserad videoutgångsbuffert för TDA8702.



Figur 7. Transparent- och latchingmode hos TDA8702 DAC.

Table 7. TDA8702 main technical characteristics

Symbol	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Unit	Symbol	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Unit
V_{CCA}	Analogue supply voltage	4.5	5.0	5.5	V	$Z_{OUT(N)}$	Output impedance		75		Ω
I_{CCA}	Analogue supply current	-	26	32	mA	DLE	Differential linearity error			± 0.5	LSB
V_{CCD}	Digital supply voltage	4.5	5.0	5.5	V	ILE	Internal linearity error			± 0.5	LSB
I_{CCD}	Digital supply current	-	23	30	mA	t_{su}	Data setup time	0.3			ns
$V_{OUT(N)}$	Output voltage ($Z_L=10\text{ k}\Omega$)	-1.45	-1.6	-1.75	V	t_{HD}	Data hold time	2.0			ns
	($Z_L=75\text{ }\Omega$)	-0.72	-0.8	-0.88	V	t_{pd}	Propagation delay		1.0		ns
V_{OFF}	Output offset	-	-3	-25	mV	t_{s1}	Settling time 10-90%		1.1	1.5	ns
$\Delta V_{OUT(N)}/\Delta T$	Temperature co-eff. V_{OUT}			200	$\mu\text{V/K}$	t_{s2}	Settling time ± 1 LSB		6.5	8.0	ns
$\Delta V_{OFF}/\Delta T$	Temperature co-eff. V_{OFF}			20	$\mu\text{V/K}$						
B_{3dB}	3-dB bandwidth of analogue output		150		MHz						

densator på 68 μF till 100 μF . Var och en av dessa ger ett spänningsfall

$$V_c = \frac{V_{OUT} \times R_L}{R_L + 75\Omega}$$

där R_L är belastningsimpedansen.

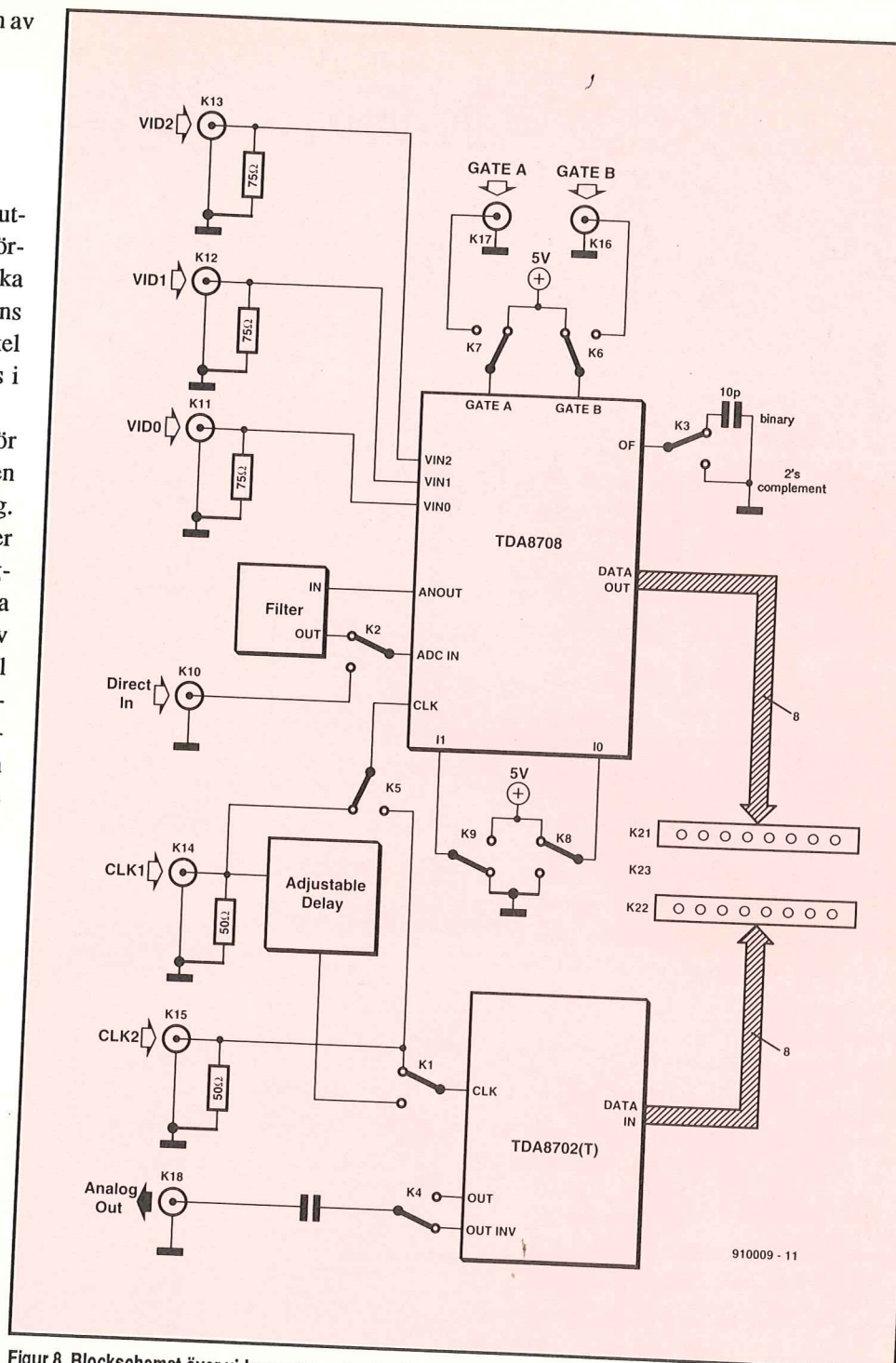
Kretsen i figur 6 visar de två videoutgångarna anslutna till en differentialförstärkare. Detta kan man göra för att öka dämpningen av brus och brum på ADC:ns matningsspänning. Ett förslag på en enkel transistorbaserad buffertförstärkare visas i figur 6.

Slutligen några ord om timingen för TDA8702. Såsom visas i figur 7 är DAC:en transparent när CL (clock) hålls logiskt låg. Med transparent menas att DAC:en följer förändringarna hos den digitala ingångssignalen. TDA8702 låser det aktuella digitala värdet när klocksignalen når ett värde av 1,3 V på den ledande flanken. För att se till att utgångsspänningen är stabil till den fallande flanken hos klocksignalen måste ingångsdata vara stabila minst 0,3 ns före och 2 ns efter tröskeln nåtts. Tabell 7 visar de huvudsakliga tekniska egenskaperna hos TDA8702.

Blockskemat

Blockskemat över utvecklingkortet, figur 8, visar de två konverterarkretsarna omgivna av ett antal socklar, switchar och kontakter. Switcharna, K1 till K9, är egentligen byglar som gör att man kan välja olika moden. BNC-socklarna, K10 till K17, är de analoga videoingångarna och de digitala kontrollingångarna.

Den analoga utgångssignalen från DAC finns på sockel K18. Kortet länkas till en dator eller ett mikroprocessorsystem via kontakterna K21 och K22 eller K23. Alla digitala ingångar och utgångar på kortet är



Figur 8. Blockskemat över videoprocessorkortet. De flesta switcharna är byglar som väljer olika operationsmode.

Table 8. Connector overview

Connector	Type	Function	Connector	Type	Function
K1	jumper	Clock 2 / delayed Clock 1	K13	BNC socket	ADC input 2
K2	jumper	Video input / direct input	K14	BNC socket	Clock input 1
K3	jumper	ADC output: binary or 2's complement	K15	BNC socket	Clock input 2
K4	jumper	DAC output: true or inverted	K16	BNC socket	Mode gate B
K5	jumper	Clock 1 / Clock 2	K17	BNC socket	Mode gate A
K6	jumper	Gate B active / disabled (+5 V)	K18	BNC socket	DAC analogue output
K7	jumper	Gate A active / disabled (+5 V)	K19	PCB pin	Clock delay
K8	jumper	Video input selection: Bit 0=H / Bit 0=L	K20	PCB header	Supply voltages
K9	jumper	Video input selection: Bit 1=L / Bit 0=H	K21	PCB header	ADC output
K10	BNC socket	ADC direct input	K22	PCB header	DAC input
K11	BNC socket	ADC input 0	K23	32-way DIN	combined ADC output and DAC input
K12	BNC socket	ADC input 1			

TTL-kompatibla.

Utvecklingskortet ansluts till analoga och digitala 5 V matningar via K20. Två separata strömförsörjningar behövs för att försäkra bästa möjliga avkoppling av de analoga och digitala sektionerna.

Blocket 'adjustable delay' (justerbar fördröjning) bildas av en IC-krets som vi ännu inte diskuterat. Denna IC, en 1505-5B från Data Delay Devices, innehåller en stegad fördröjningslinje. Den signal som läggs till CLK1-ingången på kortet, K14, kan fördröjas i steg om 1 ns till maximalt 5 ns. Fördröjningslinjen har en d.c. resistans på 0,7 Ω och en impedans på ca 100 Ω .

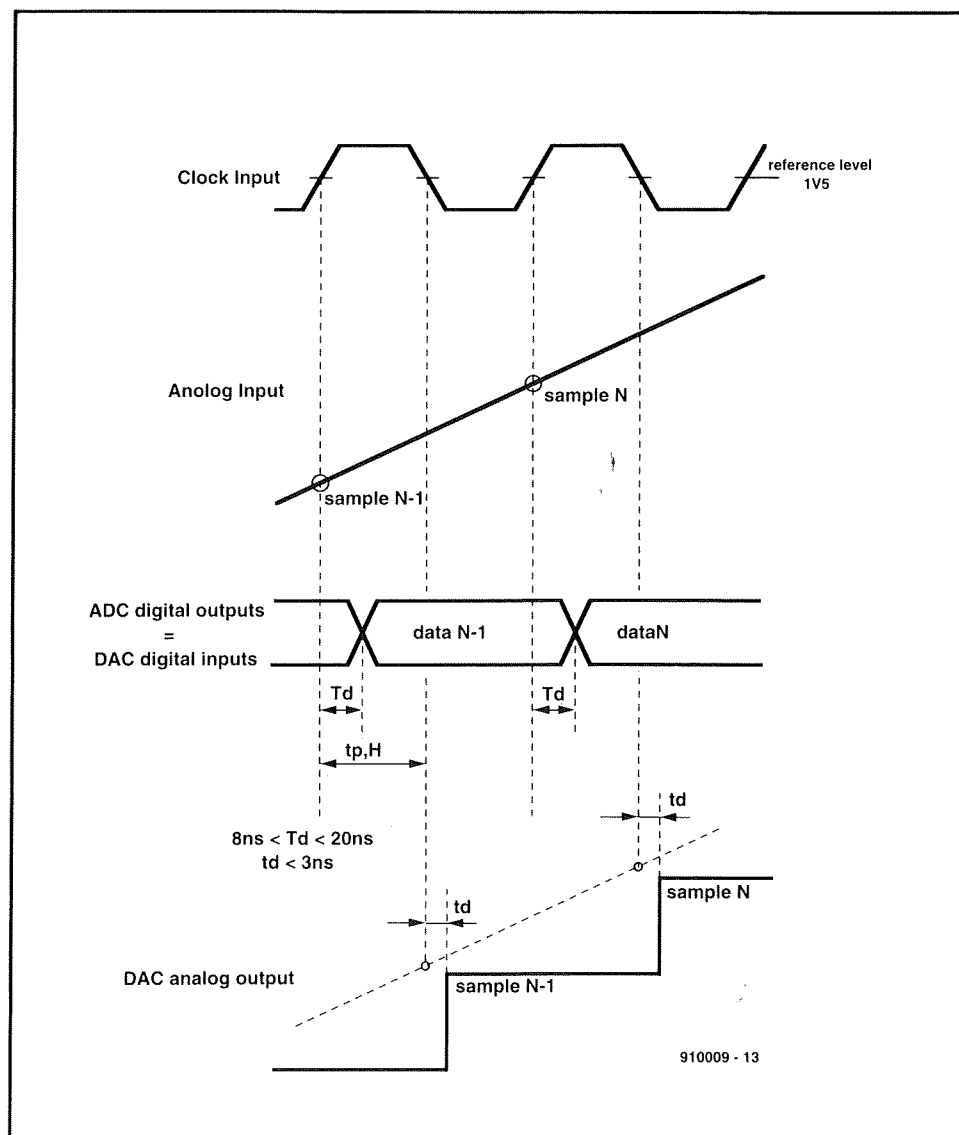
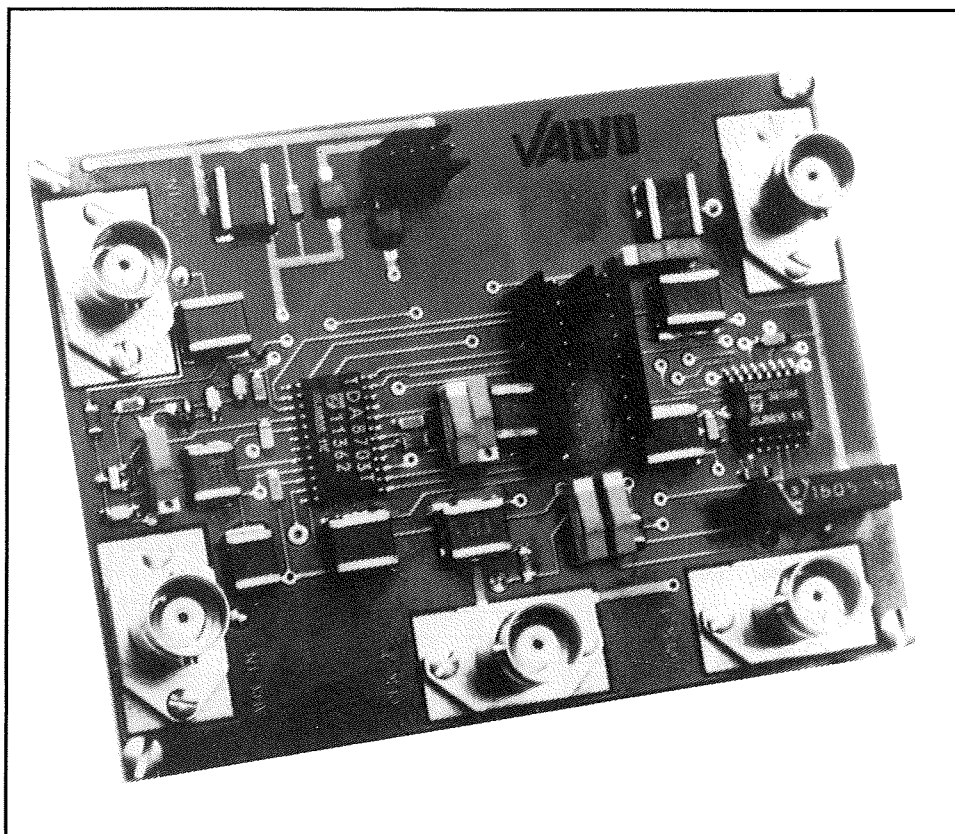
De motstånd som visas i blockshemat ser till att videokällorna avslutas i 75 Ω och klockingångarna i 50 Ω .

Utvecklingskretsen

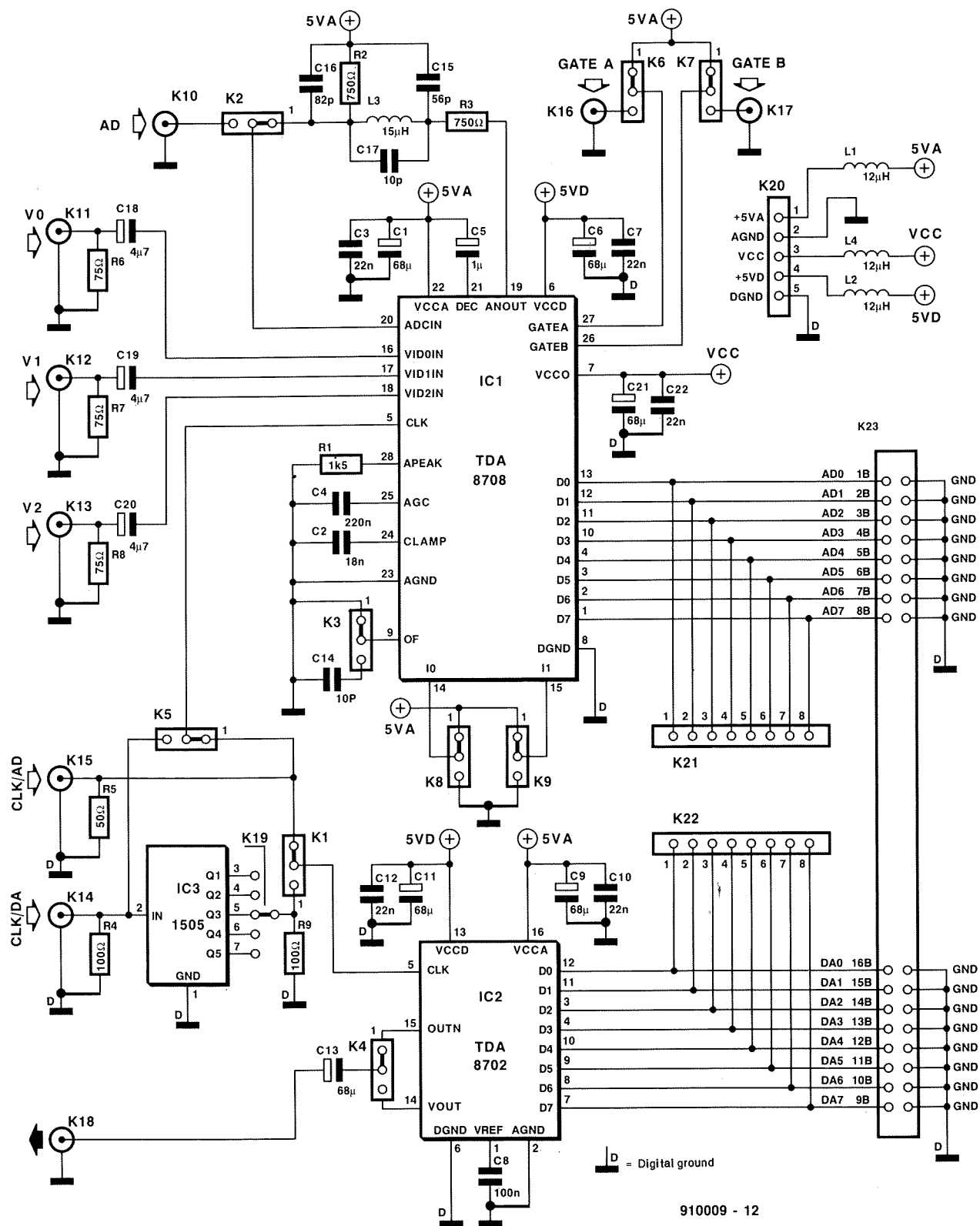
Kretsschemat över video A/D-D/A kortet visas i figur 10. Som vi redan diskuterat lagrar TDA8708 det aktuella analoga värdet vid den första positiva flanken hos klocksignalen när tröskeln på 1,5 V överskrids. Du kommer också ihåg att den digitala motsvarigheten till det analoga värdet visar sig på utgången efter en fördröjning, T_d , på 8 till 20 ns. Vid nästa fallande flank hos klocksignalen kopierar DAC:en den digitala informationen och lämnar motsvarande analoga värde efter omvandlingsfördröjningen, t_d , på 3 ns. Därigenom utsätts videosignalen för en total fördröjning, T_v på

$$T_v = T_d + 1/2f + t_d$$

Vid relativt höga klockfrekvenser, säg 30 MHz, kan det inträffa att den minsta behövliga fördröjningstiden mellan A-till-D och D-till-A omvandling inte finns tillgänglig. DAC kräver att ingångsdata förblir stabila under minst 0,3 ns. Då tiden mellan den stigande och den fallande flanken endast är 17 ns vid en klocksignal på 30 MHz kan man lätt se att DAC:en kan få problem med att ladda stabila data när den behövliga fördröjningen, T_d , ännu inte är frändragen. Detta problem kan lösas med den nu nämnda fördröjningslinjen, IC3, som fördröjer den fallande flanken hos klockan med 1 till 6 ns, beroende på den valda 'avtappningen', bygel K19. Denna kompensation ger korrekt operation hos omvandlingsprocessen när relativt höga klockhastigheter används. Diagrammet i figur 9 visar den kombinerade timingen hos ADC och DAC tillsammans.

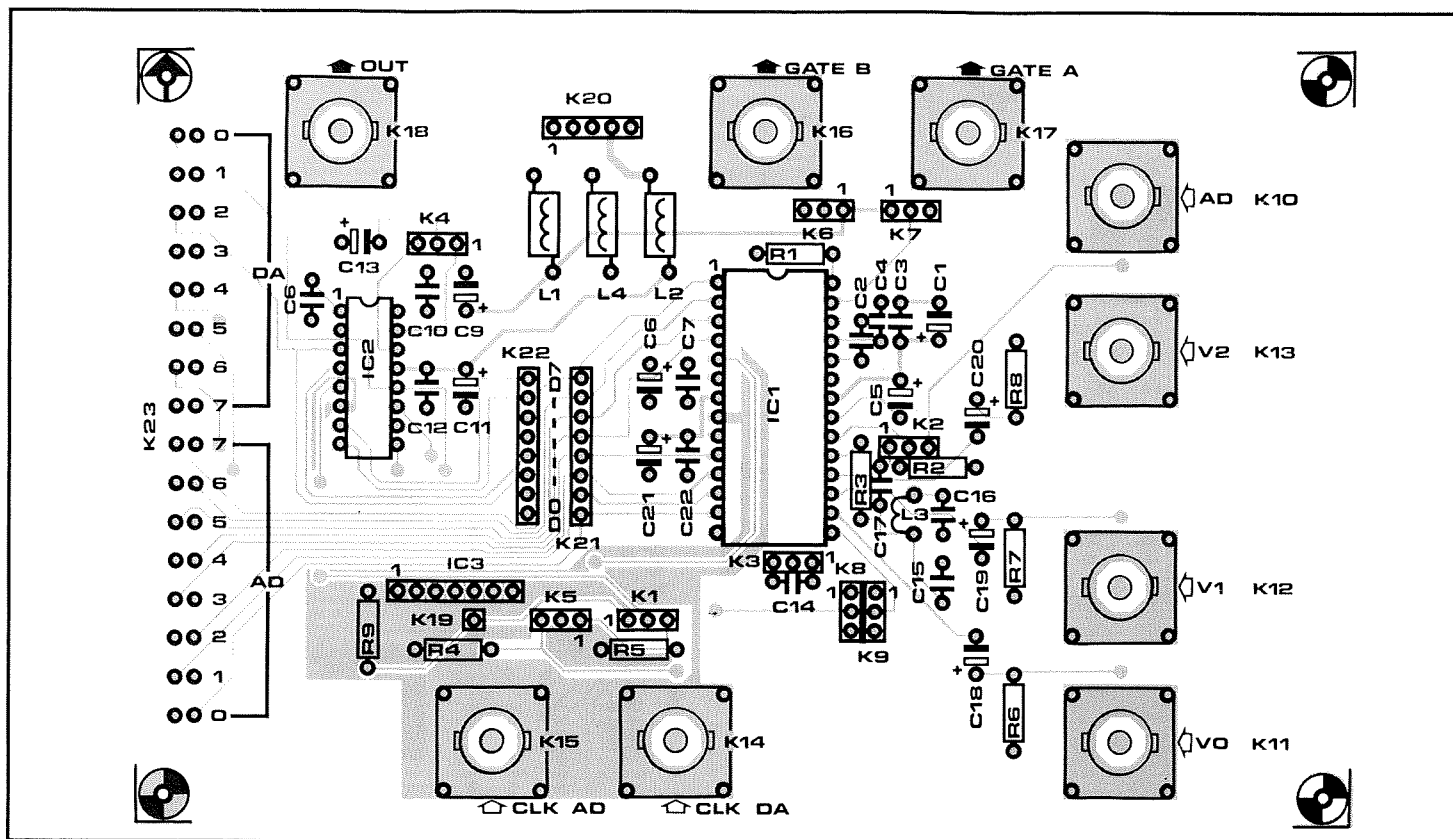


Figur 9. Omvandlingstider och datauppsättningstider för ADC och DAC.



910009 - 12

Figur 10. Kretsschemat över ADC/DAC omvandlarkort. Du har den digitaliserade videosignalen tillgänglig med en upplösning på 8 bitar mellan kontaktarna K21 och K22. En separat kontakt, K23, gör att kortet kan kopplas till en datorbuss.



Figur 11a. Komponentplaceringen på det dubbelsidiga kretskortet. Notera att kortet är avsett för kortmonterade BNC-socklar.

mans med uppsättningstiderna för data och tillhörande fördröjningar.

Själva bygget

Med tanke på hastigheten hos de signaler som här är inblandade är det bäst att bygga kretsen på det kort som visas i figur 11. Kortet är dubbelsidigt men inte genompläterat. Konstruktionen tillåter BNC-socklarna att monteras utan koaxkablarna, vilket minskar parasitiska kapacitanser till ett minimum.

De flesta kretskortsheaders och bygelblock på kortet kan tillverkas av en- och tvåradiga pin-headers, vilka finns tillgängliga i lister om 36 och 72 stift med 2,54 mm mellanrum. Headers K21 och K22, till exempel, är 8-pinnars bitar som kapats från en längre list.

Kontakten K23 är en 32-polig vinklad kontakt enligt DIN41612. Med den kan de digitala dataingångarna till DAC och de digitala utgångarna från ADC anslutas till en mikroprocessorbuss. För en rak länk mellan ADC och DAC skall motsvarande stift på K21 och K22 kopplas ihop. Notera slutligen att även om bilden visar ytmonterade komponenter så har samtliga komponenter på kretskortet standardstorlek.

KOMPONENTLISTA

Motstånd

1	1k5	R1
5	750 Ω	R2,R3
2	100 Ω	R4,R9
4	75 Ω	R5-R8

Kondensatorer

6	68 μ F/6,3 V	C1,C6,C9,C11, C13,C21
1	18n	C2
5	22n	C3,C7,C10, C12,C22
1	220n	C4
1	1 μ F/10 V	C5
1	100n	C8
2	10p	C14,C17
1	56p	C15
1	82p	C16
3	4,7 μ F/10 V	C18,C19,C20

Spolar

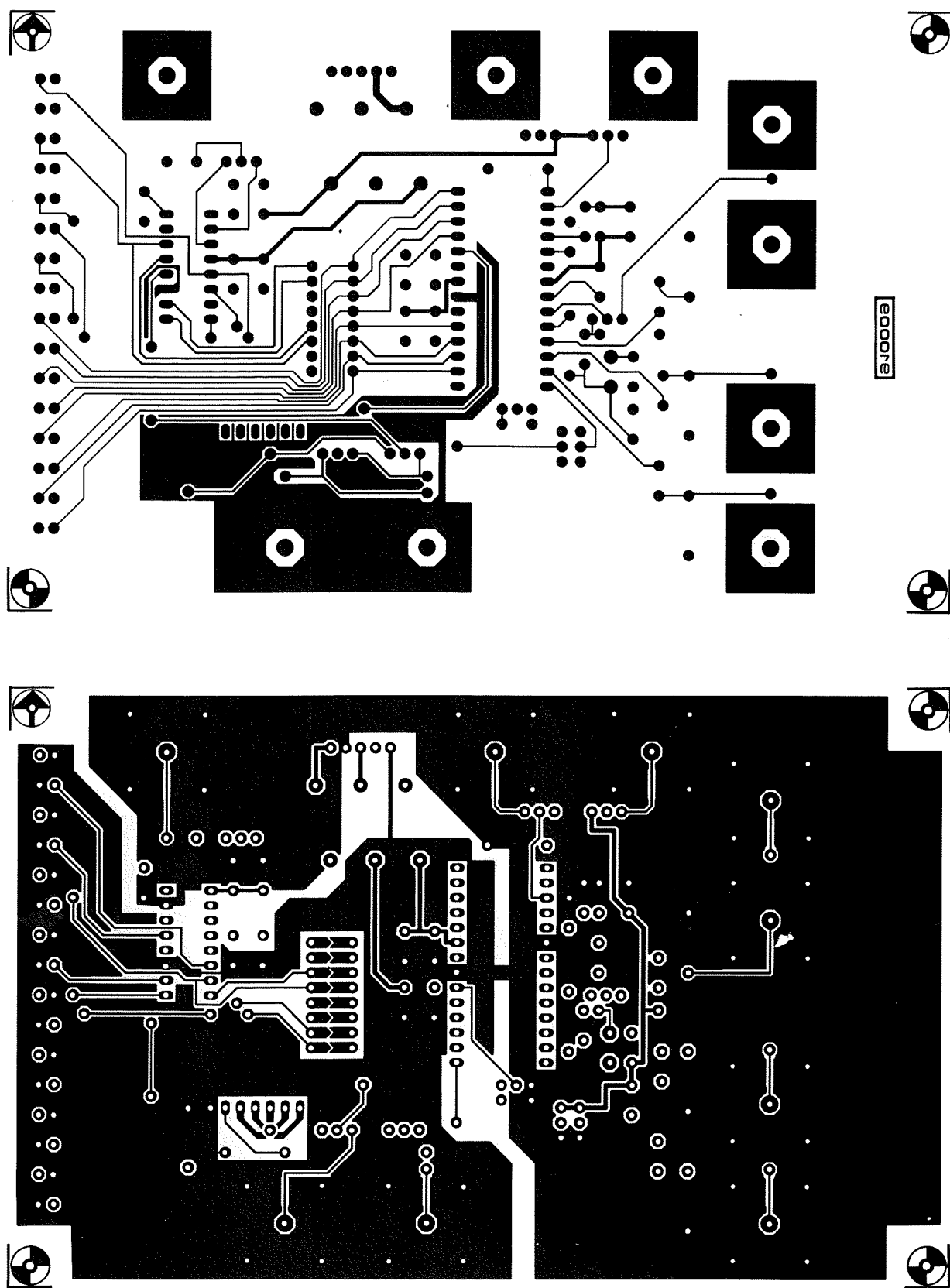
3	12 μ H	L1,L2,L4
1	15 μ H	L3

Halvledare

1	TDA8708	IC1
1	TDA8702	IC2
1	1505-5B	IC3

Övrigt

9	3-pinnars kortheaders	K1-K9
9	kortmonterade BNC-socklar	K10-K18
1	lödstit	K19
1	5-pinnars kortheader	K20
2	8-pinnars kortheaders	K21-K22
1	32-polig vinklad kontakt enligt DIN41612	K23
0,1 turns byglar efter behov		



Figur 11b. Lödsidan (överst) och komponentsidan (underst) för ADC/DAC-kortet.

PLL SINUSVÅGGENERATOR

Precisa frekvenser som kan ställas in mycket noggrant är lättare att generera med hjälp av digital teknik än analog teknik. En hake med digitala signaler är emellertid att deras form snarare är rektangulär än den sinusvåg som behövs för många test- och mätändamål. Den generator som beskrivs i denna artikel använder digital teknik men ger ändå äkta sinussignaler.

Det är ganska enkelt att generera frekvenser med hjälp av, till exempel, en MS-DOS dator som arbetar med GW-BASIC. Utan att spendera extra pengar har således varje PC-ägare en variabel tongenerator tillgänglig. Tyvärr är denna signal rektangulär och passar därför inte för många test- och mätändamål.

Om generatoren skall användas utan en dator till hjälp behövs en annan källa för den digitala referenssignalen. För ett stort antal applikationer räcker det gott och väl med en enkel fyrkantgenerator. Om man vill ha större noggrannhet måste man använda en stabil kristalloscillator med inställbar delare.

Styrning av VCO:n

Generatoren baseras på en kombination av en faslåst slinga (PLL), här en 4046, och en integrerad funktionsgenerator, en XR2206.

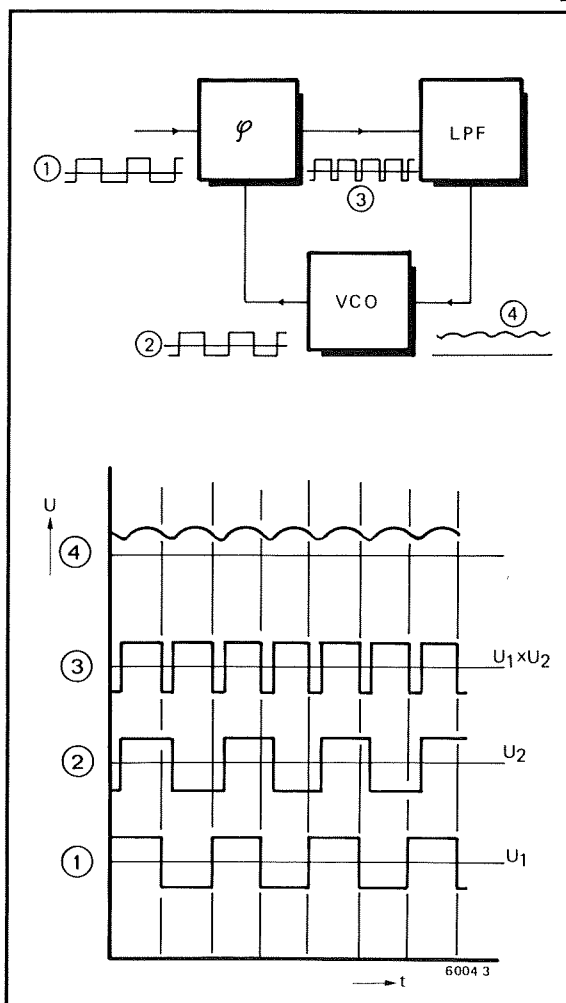
Principen för en PLL visas i figur 1. De två viktigaste delarna hos en PLL är en fas (Φ) komparator och en spänningsstyrd oscillator (VCO).

VCO:n kommer att svänga (oscillera) när en signal med en given frekvens matas till den. Denna frekvens bestäms av ett yttre R/C-filter. Utgången från VCO:n (2) matas till en av ingångarna på faskomparatorn, den andra ingången hos detta steg förses med referensfrekvensen (1).

Utgången från faskomparatorn (3) är skillnaden mellan de två ingångssignalerna. Detta är en rektangulär signal där puls-pausförhållandet beror på fasskillnaden hos de två ingångssignalerna.

Ett lågpasfilter vid utgången på komparatorn integrerar pulserna, vilket re-

TEKNISK SPECIFIKATION	
Ingångsimpedans	>10 MW
Känslighet	1-12 Vp-p
Frekvensområde	500 Hz-100 kHz*
	10 Hz-1 kHz**
Utgångsimpedans	600 W
Harmonisk distorsion	0,5% (typiskt)
* S1 öppen	** S1 sluten



Figur 1. Blockschemat över en faslåst slinga (PLL).

sulterar i en signal vars absoluta nivå är direkt proportionell till fasskillnaden hos ingångssignalerna. Utgången blir konstant i det ögonblick som slingan låses, detta sker normalt vid en fasskillnad på 90°.

Som visas i figur 2 innehåller den 4046 som används i generatoren två olika faskomparatorer. Den första av dessa är en enkel XOR-grind vars utgång är 1 om nivåerna hos de två ingångssignalerna inte är lika. Denna komparator passar inte för den här kretsen eftersom den kräver symmetriska ingångssignaler och låser på ingångssignalernas övertoner. Signaler som hör ihop med denna komparator visas i figur 3.

Den andra komparatorn är mer komplex och passar perfekt för våra önskemål. Den är inte känslig för asymmetriska ingångssignaler eftersom den arbetar på flankerna hos dessa signaler. Dessutom låser den inte på ingångssignalernas övertoner. Detta betyder att sinussignalen har exakt samma frekvens som referenssignalen. Signalerna för denna komparator visas i figur 4.

En ytterligare fördel hos detta steg är att det kan anslutas till en lysdiod som tänds när slingan har låst sig och indikerar då att utgångssignalen är lika stabil som referenssignalen.

Utgången från den andra komparatorn har inte två, utan tre, tillstånd beroende på ingångssignalerna: 0, 1 eller hög impedans. Utgångssignalens beroende av ingångssignalen ses klart av figur 4. Om ingångssignalen kommer först med en positiv flank, dvs ligger före VCO-signalen, blir utgången 1. Om VCO-signalen är först blir utgången 0.

Lågpasfiltret som följer efter komparatorn omvandlar utgångspulserna till en lik-spänning. Denna spänning ökar när komparatorns utgång går hög. Den

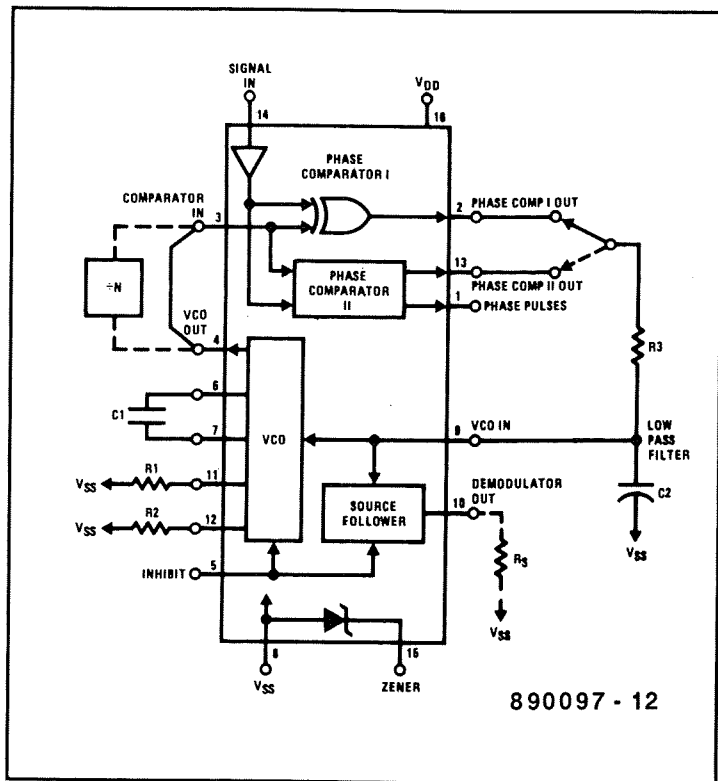
förblir konstant när komparatorns utgång är hög impedans och minskar när komparatorns utgång går låg. Detta betyder att likspänningen är direkt proportionell till fasskillnaden mellan ingångssignalen och VCO-signalen.

Då likspänning används för att styra

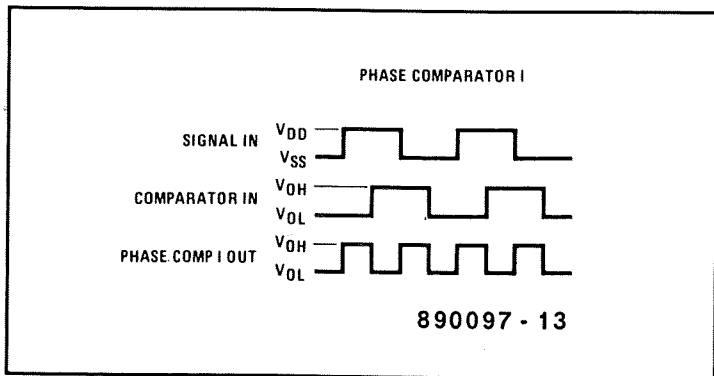
VCO:n stabiliserar sig kretsen i ett visst läge. I den här komparatorn sker detta när fasskillnaden mellan ingångssignalen och VCO-signalen är 0° och inte 90° som är vanligt i PLL. Tack vare detta är VCO-frekvensen exakt densamma, och lika stabil, som ingångssignalen.

Från rektangulär till sinusvåg

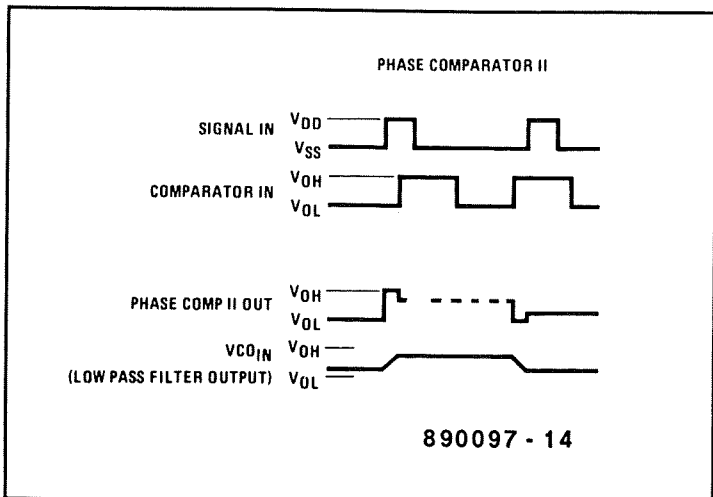
Även en hastig titt på kretsschemat i figur 8 visar att i stället för VCO:n i 4046:an används en separat VCO, bildad av IC5.



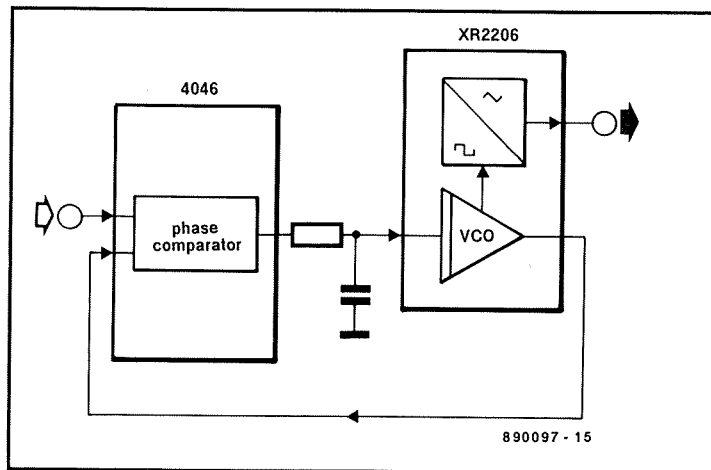
Figur 2. Blockschemat över 4046 PLL.



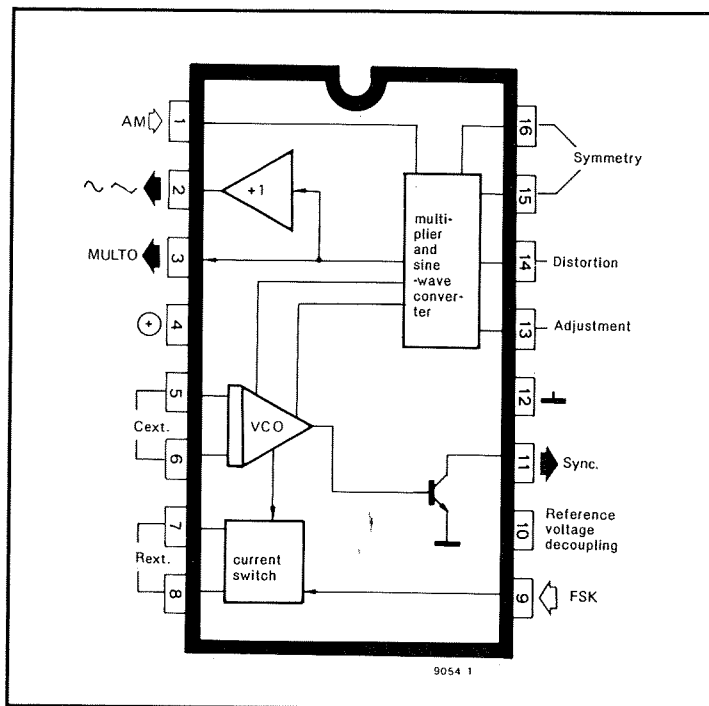
Figur 3. Signaler som hör ihop med faskomparator I.



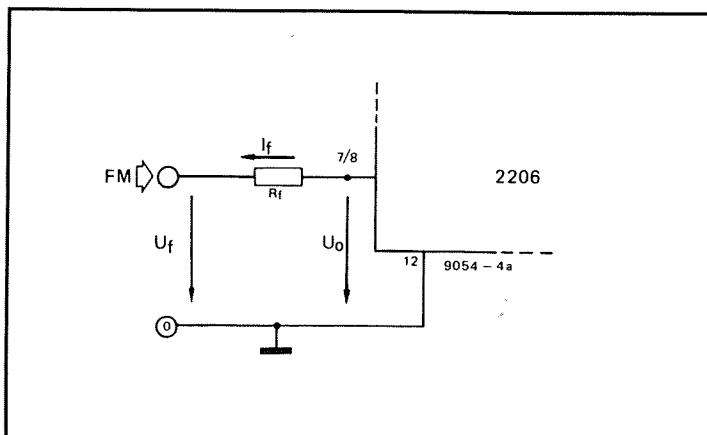
Figur 4. Signaler som hör ihop med faskomparator II.



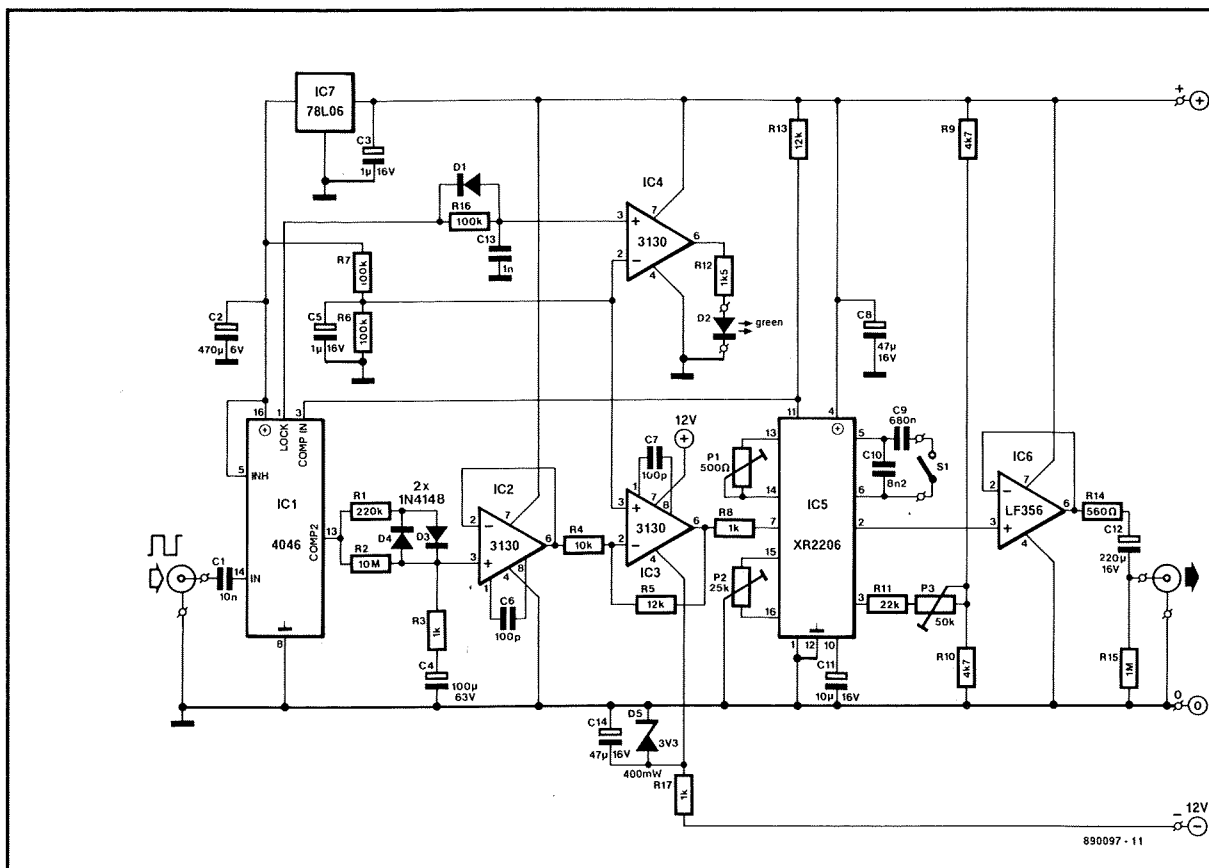
Figur 5. Faskomparator II i 4046 och VCO i XR2206 bildar en PLL med god kvalitet.



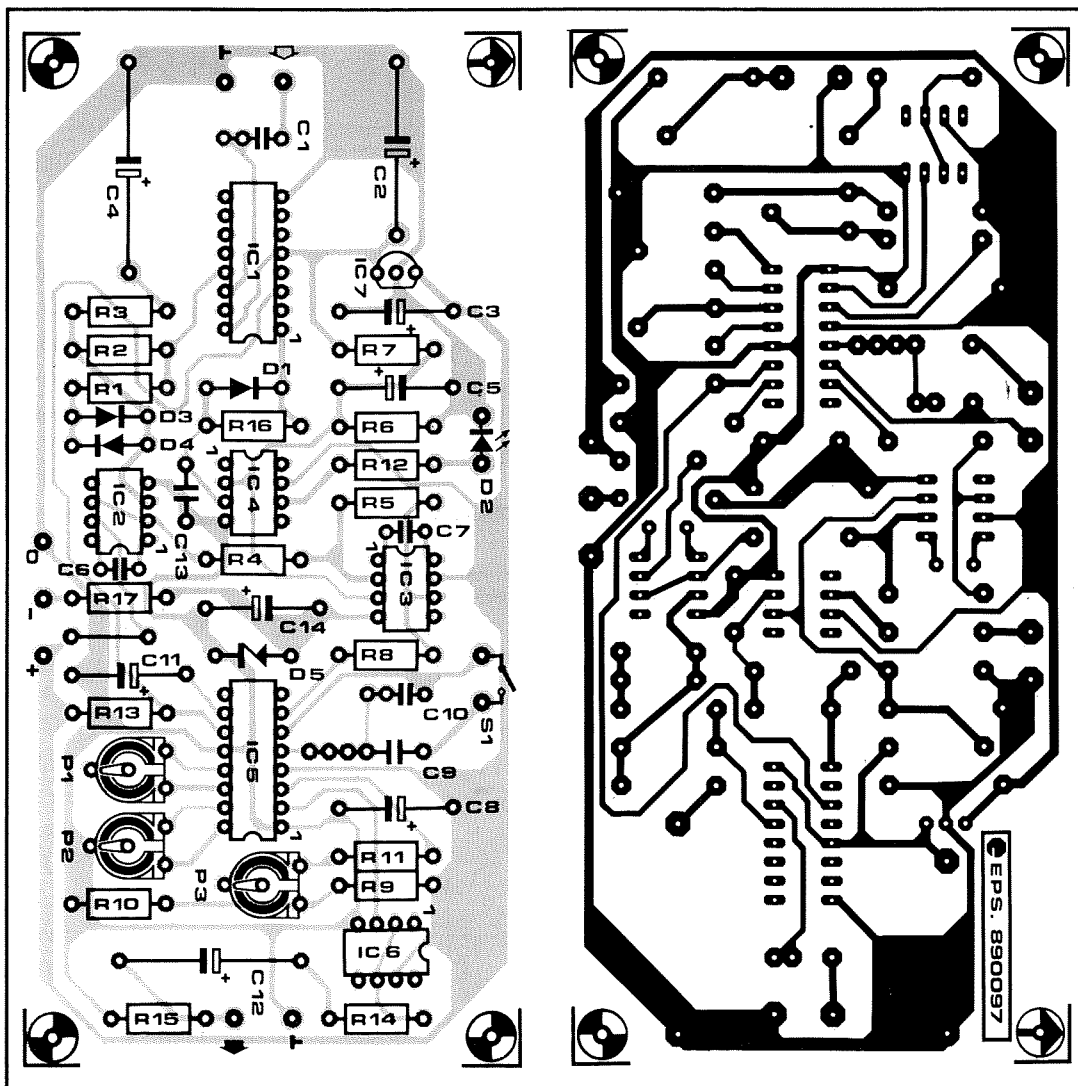
Figur 6. Internschemat över XR2206.



Figur 7. VCO-ingången hos XR2206 är egentligen en strömstyrd utgång över vilken det ligger en fast spänning på 3 V. Ingångsströmmen ställs in genom att lägga på en motspänning, U_f , via resistansen R_f .



Figur 8. Krettschemat över sinusgeneratör.



Figur 9. Kretskortet över sinusgeneratören (finns ej färdigt).

KOMPONENTLISTA

Motstånd

- R1 = 220k
- R2 = 10M
- R3, R8, R17 = 1k
- R4 = 10k
- R5, R13 = 12k
- R6, R7, R16 = 100k
- R9, R10 = 4k7
- R11 = 22k
- R12 = 1k5
- R14 = 560 Ω
- R15 = 1M

Kondensatorer

- C1 = 10n
- C2 = 470 μ F/16 V
- C3, C5 = 1 μ F/16 V
- C4 = 100 μ F/16 V
- C6, C7 = 100p
- C8, C14 = 47 μ F/16 V
- C9 = 680n
- C10 = 8n2
- C11 = 10 μ F/16 V
- C12 = 220 μ F/16 V
- C13 = 1n

Halvledare

- IC1 = 4046
- IC2-IC4 = CA3130
- IC5 = XR2206
- IC6 = LF356
- IC7 = 78L05
- D1, D3, D4 = 1N4148
- D2 = LED (grön)

Övrigt

- S1 = 1-pol, 1-vägs switch

Denna krets, egentligen en funktionsgenerator, har den viktiga fördelen att den lämnar både en rektangulär och en sinusformad signal, då den har en inbyggd sinusomvandlare. Dessutom förblir denna IC helt pålitlig vid låga frekvenser och är linjär över ett brett frekvensområde.

XR2206 används på exakt samma sätt som 4046 skulle ha använts. Dess interna schema visas i figur 6.

Om vi återgår till figur 8 utför opampen mellan faskomparatorn och VCO:n tre distinkta funktioner. Först inverterar den styrspänningen för VCO eftersom en minskad spänning på ben 7 hos IC5 skulle resultera i en ökning av utgångsfrekvensen. Därefter har utgångssignalen arrangerats så att den kan driva VCO:n över dess fulla område. Slutligen styrs ingången till VCO:n av en ström i stället för en spänning. Med andra ord, styringången hos VCO:n är i realiteten en utgång över vilken en fast spänning, U_o , existerar och från vilken en ström flyter. Utgångsspanningen från IC3 bestämmer spänningsskillnaden över R8 och därmed värdet på den ström som flyter. Frekvensen, f , bestäms från

$$f = (U_o - U_f) / (3 \times C \times R8) \quad [\text{Hz}]$$

där $U_o = 3 \text{ V}$, U_f = utgångsspänningen från IC3, $C = C10$ eller, om S1 är sluten, $C9 + C10$.

Man kan göra beräkningen så, beroende på läget hos S1, att ett frekvensområde mellan 6 Hz och 125 kHz finns tillgängligt.

Resten av kretsen är i stort sett bara anslutningar mellan de olika komponenterna.

Utgången från faskomparatorn är ansluten till VCO:n via lågpassfiltret R1-R2-R3-C4 och bufferten IC2 på ett sätt som förhindrar all återkoppling till komparatorn.

Dioderna D3 och D4 kortar ner den tid som kretsen behöver för att låsa, genom att tillåta C4 att laddas och urladdas snabbare. Detta är möjligt då R1 vid högre spänningsnivåer är parallellkopplad med t2. Detta får impedansen att minska från 10 MΩ för små signaler (PLL låst) till ca 220 kΩ för stora signaler (PLL ännu inte låst).

Då PLL:en kan användas över ett relativt stort frekvensområde har lågpasssektionen en ganska stor tidskonstant för att ge bra stabilitet. På grund av detta tar PLL:n rätt god tid på sig innan den låser. Den 'acceleration' som dioderna ger är därför välkommen.

Dioden D2, som styrs av opampen IC4, tänds för att visa att PLL:en låst. Opampen

är kopplad till ben 1 på PLL, vilket är avsett speciellt för detta ändamål. En konstant hög nivå finns på detta ben så länge som PLL:en är låst. Så fort som PLL visar tendenser att börja driva visar sig små pulser vid detta ben och de används av dioden D1 för att snabbt urladda C13. Spänningen över C13 faller då till en nivå som får utgången hos IC4 att gå låg. Därmed slocknar D3 och visar att frekvensen inte längre är stabil.

Slutligen behövs ett antal komponenter för att IC5 skall fungera korrekt:

- motståndet R8 och kondensatorerna C9 och C10 bestämmer frekvensområdet; S1 gör det möjligt att välja mellan de två områdena;
- motstånden R9 och R10 ställer in likspänningens arbetspunkt vid utgången (ben 2);
- trimpotentiometern P3 bestämmer amplituden hos utgångssignalen;
- motståndet R13 är kollektormotståndet för den öppna-kollektorutgången hos VCO;
- kretsen IC6 bildar det egentliga utgångssteget.

Själva bygget och kalibreringen

Kretsen är avsedd att byggas på det kretskort som visas i figurerna 9 och 10 (finns ej att köpa färdigt).

Ett antal lödstift måste monteras för att underlätta anslutning till annan utrustning. IC-kretsarna kan lödas direkt på kortet.

Om ni arbetar noggrant och vänder dioder och elektrolytkondensatorer åt rätt håll borde inte något bli fel vid bygget.

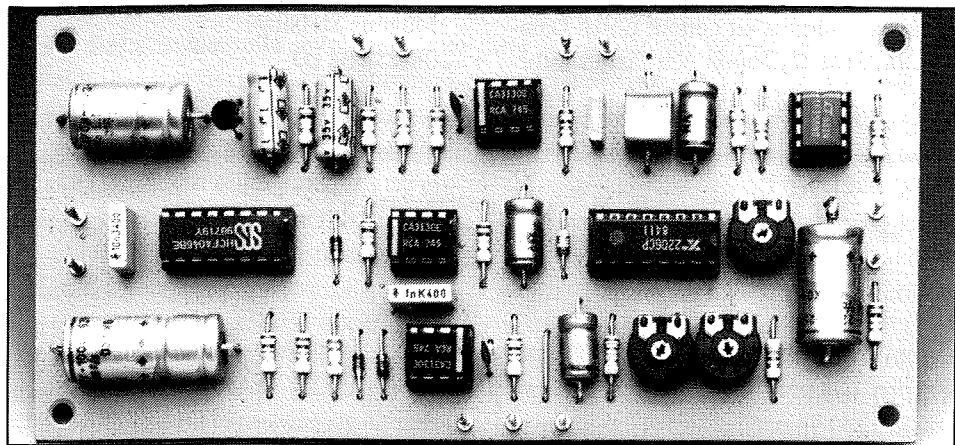
Börja kalibreringen med att sätta alla potentiometrar i mittläge.

Anslut utgången från generatoren till ett oscilloskop.

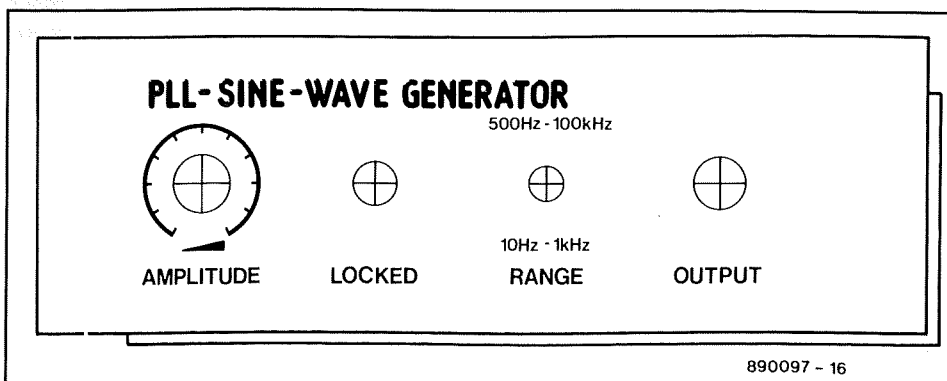
Lägg på en rektangulär signal på 1 kHz med en nivå på 5 V till generators ingång. Som vi sade i början kan denna signal komma från en dator, enkel fyrkantgenerator eller kristalloscillator.

Öppna S1 och anslut en extern +/-12 V matning till kretsen.

Om allt är väl skall nu oscilloskopet visa en relativt välformad sinusvåg. Om så är nödvändigt skall P1 justeras för att sinusvågen skall vara så ren som möjligt. När detta är gjort skall P2 justeras för att göra signalen ännu bättre. Då de två potentiometrarna påverkar varandra kan detta behöva uppre-



Figur 10. Bild på det färdigbyggda kretskortet.



Figur 11. Förslag till frontpanel.

pas några gånger. Efter korrekt kalibrering är den harmoniska distorsionen inte större än 0,5%.

Det optimala läget för P3 beror på den önskade utgångsnivån. Producera inte distorsion genom att överstyra utgången.

Om du föredrar en kontinuerligt varierbar utgångsnivå kan detta åstadkommas med en liten modifiering. Ersätt R14 med två lödstift. Anslut en potentiometer på 1 kΩ mellan det stift som är anslutet till utgången från IC6 och jord. Anslut löparen till det

andra stiftet. En kontinuerligt varierbar utgångssignal ges då via C12.

Den föreslagna frontpanelen i figur 11 skall förses med en given kalibrerad skala så att man får en (relativ) indikering av utgångssignalen.

Lotus 1-2-3 för Windows

Lotus Development Nordic tillkännagav i slutet av augusti att leveranserna av Lotus 1-2-3 för Windows engelsk version har börjat. Denna redan prisbelönta version av Lotus bästsäljande kalkylprogram 1-2-3 är, som namnet antyder, avsedd att köras under Windows 3.0. Programmet utsågs av tidningen BYTE till 'Bästa nya Windows-applikation' vid COMDEX/Windows Worldmässan i Atlanta. Lotus 1-2-3 för Windows förväntas finnas tillgänglig hos Lotus återförsäljare i engelsk version i början av september och i svensk version i månadsskiftet september/oktober.

I Lotus 1-2-3 för Windows finns en ikonpalett bestående av en serie ikoner som kan specialanpassas för olika uppgifter så att användaren kan automatisera kalkylarbetet och finslipa arbetsmiljön. Dessutom finns '1-2-3 Classic', som ger de redan 15 miljonerna 1-2-3 användarna möjlighet att plocka fram den välkända 1-2-3 menyn.

Detta innebär också att Lotus 1-2-3 för Windows kan läsa makron från alla tidigare 1-2-3 versioner.

- De första reaktionerna på 1-2-3 för Windows från våra kunder har varit mycket entusiastiska och det finns en stor uppdämd efterfrågan, sade Jim Manzi, VD för Lotus. Det faktum att 1-2-3 nu finns tillgängligt för Windows är en betydelsefull milstolpe för Windows, men produkten är också en avgörande del i vår strategi, att leverera en serie grafiska tillämpningar som gör det lättare för människor att arbeta med sin dator, sin information och tillsammans med andra.

Med Lotus 1-2-3 för Windows finns nu de mest avancerade kalkylprogramsfunktionerna även tillgängliga för Windows-miljön. Tredimensionella kalkylark, målsökningsverktyg som Optimeringsfunktionen samt möjlighet att genom Lotus DataLens automatiskt hämta och lämna infor-

mation i externa databaser är bara några exempel på detta.

Programmet har även finesser som fil-länkning, ett diagrambibliotek med exempel, och Adobe Type Manager som är branschens ledande program för skalbara typsnitt och fonter, vilket sammantaget gör 1-2-3 för Windows till det självklara valet för den som arbetar med att informera och presentera med kalkylinformation.

Standardversionen av 1-2-3 för Windows ges ett rekommenderat listpris på 5500 SEK för engelsk version och 5950 SEK för svensk version. Server-versionen för nätverk finns också tillgänglig med ett pris på 7500 SEK för engelsk version och 7950 SEK för svensk.

Mer information lämnas av
Magnus Stafsing
08-752 34 00

HDTV - 'HEMMA-BIO'

På IFA 91 i Berlin fokuserades intresset på HDTV, High Definition TV (högupplösande TV), som är ett resultat av EUREKA-medlemmarnas gemensamma arbete. I praktiken är HDTV lika med en starkt förbättrad bildkvalitet. HDTV är det första stora framsteg i TV-teknologin sedan introduktionen av färg-TV och kommer utan tvekan att vara föremål för stor nyfikenhet. De första offentliga direkta HDTV-sändningarna äger rum i samband med öppnandet av 1992 års vinterolympiad i Albertville och sommarolympiaden i Barcelona.

HDTV utvecklades för att få fram en bild- och ljudkvalitet som kan jämföras

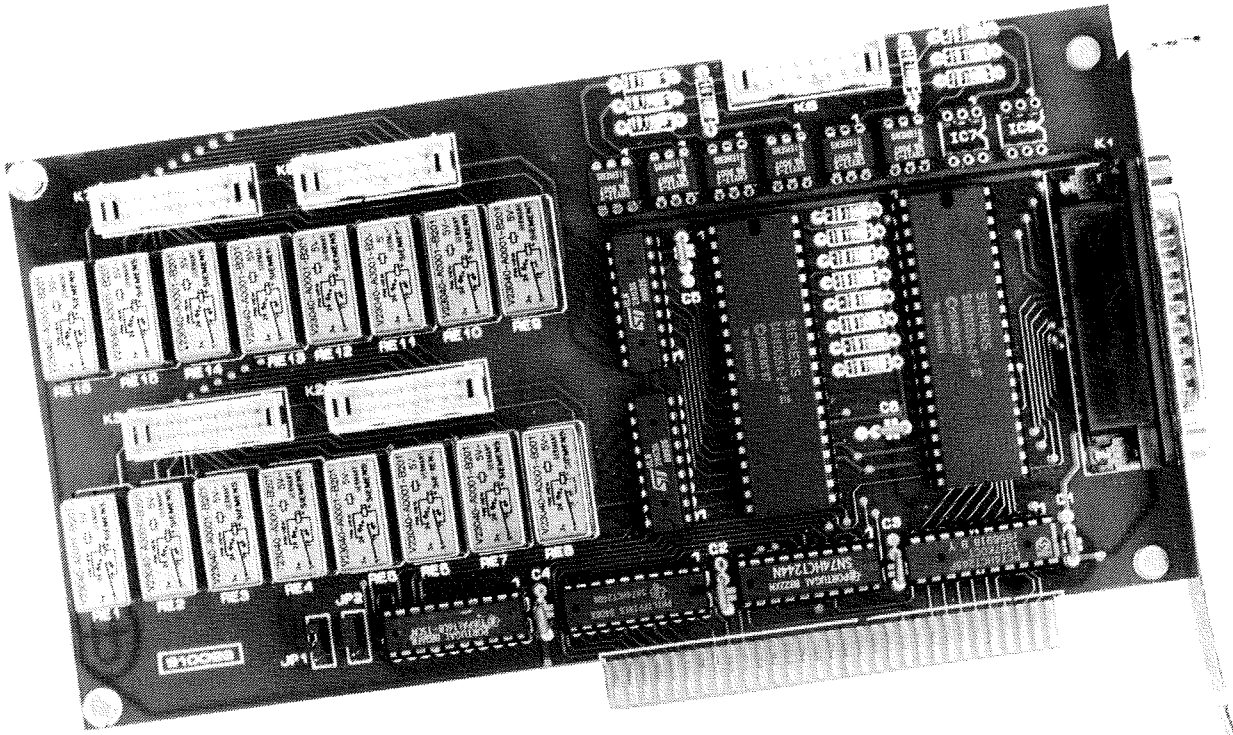
med en 35 mm film på biograf och CD-ljud. Den nya teknologins främsta ingrediens är 1250 linjer på skärmen jämfört med nuvarande 625, det nya skärmformatet 16:9 i stället för 4:3, en större informationstäthet på skärmen, 700 000 pixels (bildelement) i stället för 120 000 och en 8-kanals digital ljudsändning för CD-kvalitet och flerspråkiga sändning.

Under de kommande 10 månaderna introducerar Nokia 12 olika TV-modeller i det nya 16:9 formatet, i tre olika storlekar, på de europeiska marknaderna. TV-skärmarna på 28 och 32 tum kommer att attrahera en bred konsumentgrupp men flaggskeppet, vars målgrupp är kunder med verkligt höga krav, är ändå en 36-tummare som är fulls-

päckad med finesser. Bland dessa märks den inbyggda D2-MAC dekodern, som ger tillgång till accesssystemet till EUROCRYPT.

- Läget är detsamma som i början av 60-talet då vi började utveckla färg-TV i Europa. Skeptikerna var många och de ansåg att det räckte med svart-vitt TV. De hade precis lika fel som de som ansåg att färgfoto aldrig skulle kunna ersätta det svart-vitt kortet. Det tog inte mer än fem år förrän omsvängningen till färg-TV tog fart. Samma sak kommer att hända med HDTV. När du en gång har sett den kommer du att vilja byta upp dig, säger Anders Appelqvist, VD för Consumers Electronics i Sverige.

FLERFUNKTIONS I/O-KORT FÖR PC



Detta instickskort för IBM PC och kompatibler är porten till PC-baserad styrning av i stort sett all typ av utrustning. Kortet, som baseras på den välkända 8255 PPI från Intel, erbjuder inte mindre än 16 reläutgångar, 8 elektriskt isolerade digitala ingångar och 24 programmerbara I/O-linjer.

De flesta industriella styrsystem som används idag baseras på PLC (programmable logic controllers), vilka ger ett visst mått av 'intelligens', för att hantera automatiserade processer vid olika punkter i en produktion eller uteder en monteringsbana. Vanligtvis används PLC för feldetektering och korrigering. I ett pappersbruk till exempel, måste det papper som produceras av en maskin packas. Detta gör man vanligen genom att rulla papperet på stora spolar. Då papperet lämnar maskinen med konstant hastighet och den effektiva diametern hos spolen ökar hela tiden måste rotationshastigheten hos spolen styras för att förhindra att det tunna papperet brister. En sådan uppgift kan, i princip, hanteras av en PC som utrustats med det I/O-kort vi beskriver här.

Kretsen

Det här I/O-kortet är en ganska enkel konstruktion eftersom hårdvaran är helt anpassad för switchning och styrapplikationer. Kretsschemat i figur 1 visar interfacets allmänna struktur. Data- och adresssignaler-

na för I/O-kortet lämnas av PC:n via en buss-expansionskontakt. Databussen buffras av en 74HCT245 oktal dubbelriktad drivare, IC9. Adresslinjerna buffras med enkelriktade drivare, en 74HCT240 (IC10) och en 74HCT244 (IC11). Då I/O-kortet endast använder 10 adresslinjer används de återstående drivarna i IC11 för buffertkontrollsignalerna IOWR, IORD, RESET och AEN.

IC-kretsarna för adressbufferten följs av en adressavkodare, som har formen av en PAL (programmable logic array), IC12. Denna IC, som finns att köpa färdigprogrammerad, utför vissa kombinerade logikfunktioner som annars skulle ha krävt ett stort antal integrerade kretsar. PAL väljer två adressblock i vilka man får tillgång till de två PPI:erna (programmable peripheral interface) av typ 8255. Vi använder 8255 eftersom den är billig, lätt att få tag på och enkel att programmera.

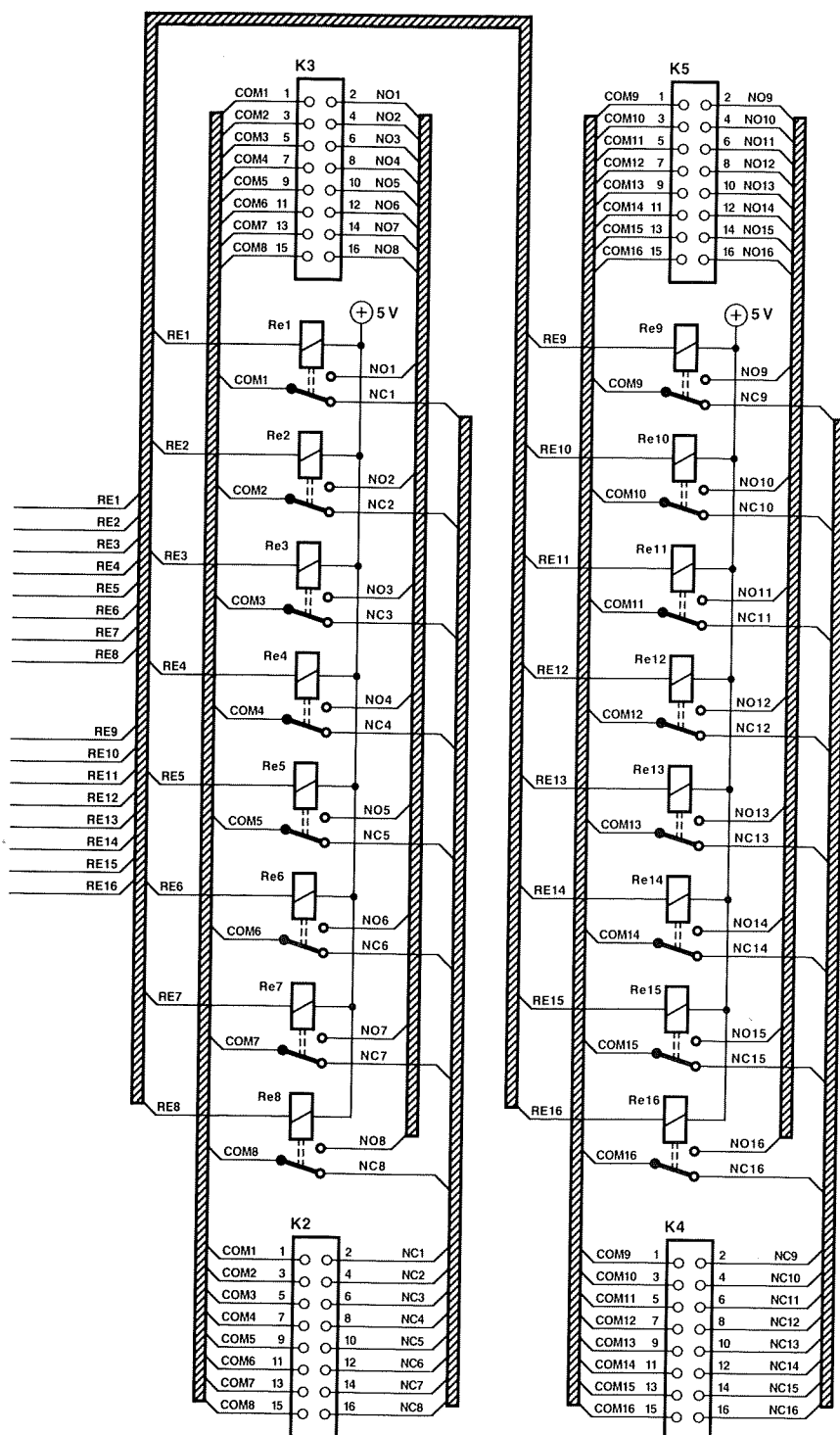
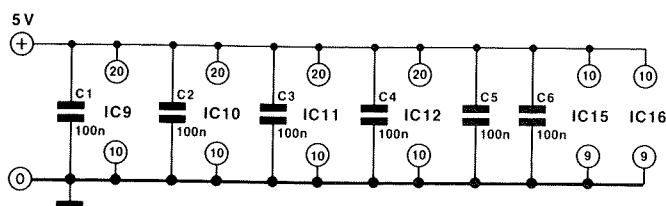
I/O-portarna hos IC14 kopplas direkt till kontakten K1. Utgångarna från den andra 8255:an, IC13, kopplas till reläerna och optokopplarna på kortet. Port A är ansluten

Specifikationer

- Universellt I/O-kort för PC och kompatibla
- 16 reläer med växlande kontakter
- 8 optokopplaringångar för full elektrisk isolering
- 24 digitala in/utgångslinjer
- Buffrar för alla PC-signaler
- Billig och kompakt
- Baserad på PPI 8255, enkel att programmera i BASIC eller Pascal

till optokopplarna IC1-IC8 medan portlinjerna PB0-PB7 och PC0-PC7 buffras av två ULN2803 drivar-IC, vilka styr reläerna. Drivarna ser till att utgångarna från 8255 belastas minimal och deras inbyggda utgångsdiod spärrar back-emk pulser när en reläspole kopplas bort. PPI-port B switchar reläerna Re1-Re8 och port C reläerna Re9-Re16.

Då reläerna är typer med en växlande kontakt kan du välja mellan normalt öppen kontakt (NO) eller normalt slutet kontakt



910029 - 11

(NC), vilken som passar din applikation bäst. De reläer som används här är Siemens typ V23040-A0001-B201. Detta är ganska robusta reläer trots att de inte väger mer än 6 g. De guldpläterade, rodiumtäckta kontaktarna är tillverkade av palladium-nickel. Enligt tillverkaren är märkströmmen hos kontaktarna 2 A vid en spänning på 150 V d.c. eller 125 V a.c. Kretskortet är emellertid en begränsande faktor här eftersom kopparbanorna som är anslutna till reläkontaktarna inte kan bära högre strömmar än 1 A. Notera också att kopparbanorna inte passar för höga spänningar.

Digitala ingångssignaler mäts via optokopplare, vilka ger elektriskt isolering mellan PC:n och kringutrustningen. På grund av den inverterande funktionen hos en optokopplare läses en logiskt hög ingångsnivå som en 0 av PC:n. Optokopplarnas ingångar är försedda med strömbegränsningsmotstånd. Om så är nödvändigt skall värdet på dessa motstånd anpassas till den tillförda spänningen, U_i . Motståndsvärdet, R , är enkelt att beräkna från

$$R = U_i / I$$

där I ligger mellan 5 mA och 10 mA. Lysdioderna i optokopplarna är försedda med paralleldioder, vilka skyddar dem mot för höga backspänningar.

Att bygga kortet

Själva bygget av I/O-kortet är enkelt och behöver inga särskilda kommentarer. Kretskortslayouten och komponentplaceringen för det dubbelsidiga, genompläterade kortet visas i figur 4. De färdiga kort som finns att köpa genom oss är försedda med guldpläterade busskontakter. Samtliga komponenter, inklusive reläerna, monteras på kortet. Reläkontaktarna dras ut till kontaktarna K2, K3, K4 och K5. Ingångssignalerna läggs till kortet via kontakten K6, medan de programmerbara I/O-linjerna hos PPI IC14 finns tillgängliga på kontakt K1.

De flatkablar som ansluts till I/O-kortet måste dras in i datorhöljet på ett passande ställe. Med tanke på de universella egenskaperna hos kortet finns det inget annat sätt att lösa detta. I vissa fall måste ni lämna PC:n öppen under inledningstestet. Senare, när kortet och mjukvaran har testats måste ni hitta en mer permanent lösning när det gäller flatkablar.

Den enda kontakt som är direkt åtkom-

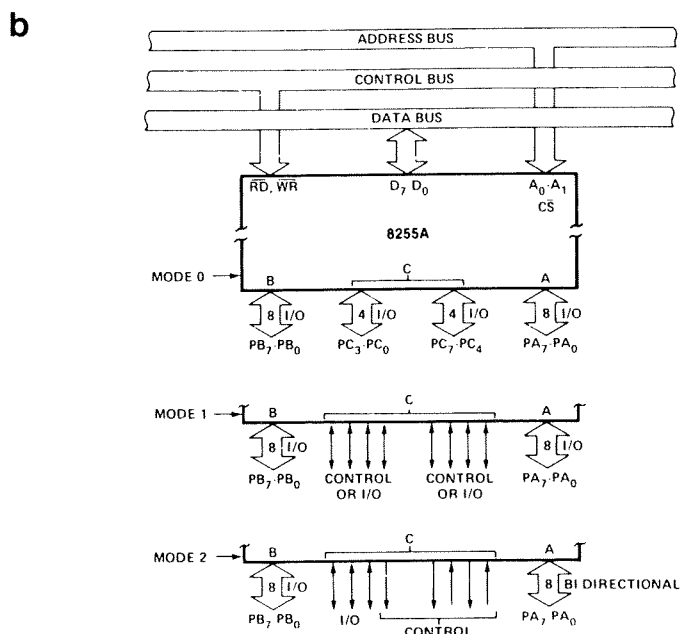
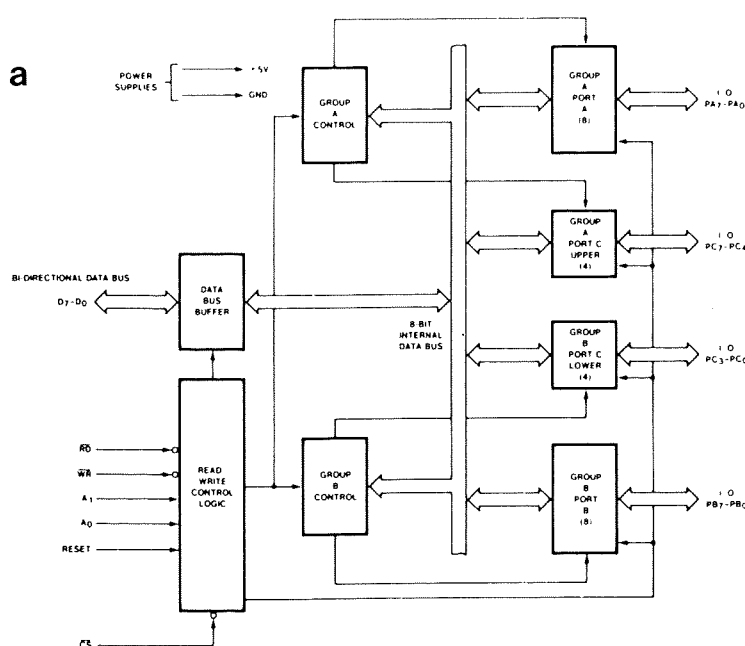

```

0 REM controlling multi-I/O-card for IBM-PC in BASIC
10 CLS
20 ..... ibmio interface test
30 X=0 ..... address 0: &H300-&H307 1: &H308-30F 2: &H310-&H317 3: &H318-31F
40 X=&H300+X*&H8 ..... addresses
50 ..... I/O addresses
60 A1=X*0: B1=X*1: C1=X*2: CTRL1=X*3: ..... A1, B1 en C1 input
70 A2=X*4: B2=X*5: C2=X*6: CTRL2=X*7 ..... A input B and C output
80 OUT CTRL1,&H9B: ..... test of I/O ports
90 OUT CTRL2,&H90:
100 ..... test of I/O ports
110 CLS
120 LOCATE 23,1:PRINT "Testing I/O"
130 LOCATE 10,1
140 FOR I=0 TO 7
150 OUT B2,2*I
160 GOSUB 240
170 NEXT I
180 FOR I=0 TO 7
190 OUT C2,2*I
200 GOSUB 240
210 NEXT I
220 PRINT HEX$(INP(A2)),INP(A1),INP(B1),INP(C1)
230 GOTO 120
240 FOR J=0 TO 100:NEXT
250 RETURN

```

910029-12

Figur 2. Enkelt testprogram för I/O-kortet.



880038 - 14

Figur 3. Den interna strukturen (3a) och portprogrameringsmöjligheterna (3b) hos 8255 PPI (Intel).

KOMPONENTLISTA

Motstånd

16 1k R1-R16

Kondensatorer

6 100n C1-C6

Halvledare

8 CNY17-2 IC1-IC8
 1 74HCT245 IC9
 1 74HCT240 IC10
 1 74HCT244 IC11
 1 PAL 16L8 (ESS 5991) IC12
 2 8255-2 IC13, IC14
 2 ULN2803 IC15, IC16
 8 1N4148 D1-D8

Övrigt

16 krets-kortsreläer, växlande, 5V, 1 ex
 Siemens V23040-A0001-B210
 1 25-polig D-sub, hane med vinklade
 lödstift
 5 25-poliga boxheaders, hane
 1 kretskort 910029

lig baktill på datorn är en 25-polig D-kontakt som ger PPI IC14 kontakt med omvärlden. Denna D-kontakt sitter fast på den aluminiumvinkel som används för att fästa I/O-kortet på datorns baksida.

Kortet måste ges en lämplig adress innan det monteras in på en ledig kortplats. Två byglar används för att adressinställning i I/O-området mellan 300hex och 31Fhex där kortet ockuperar ett block om 8 adresser. Byglarna sätter följande basadresser:

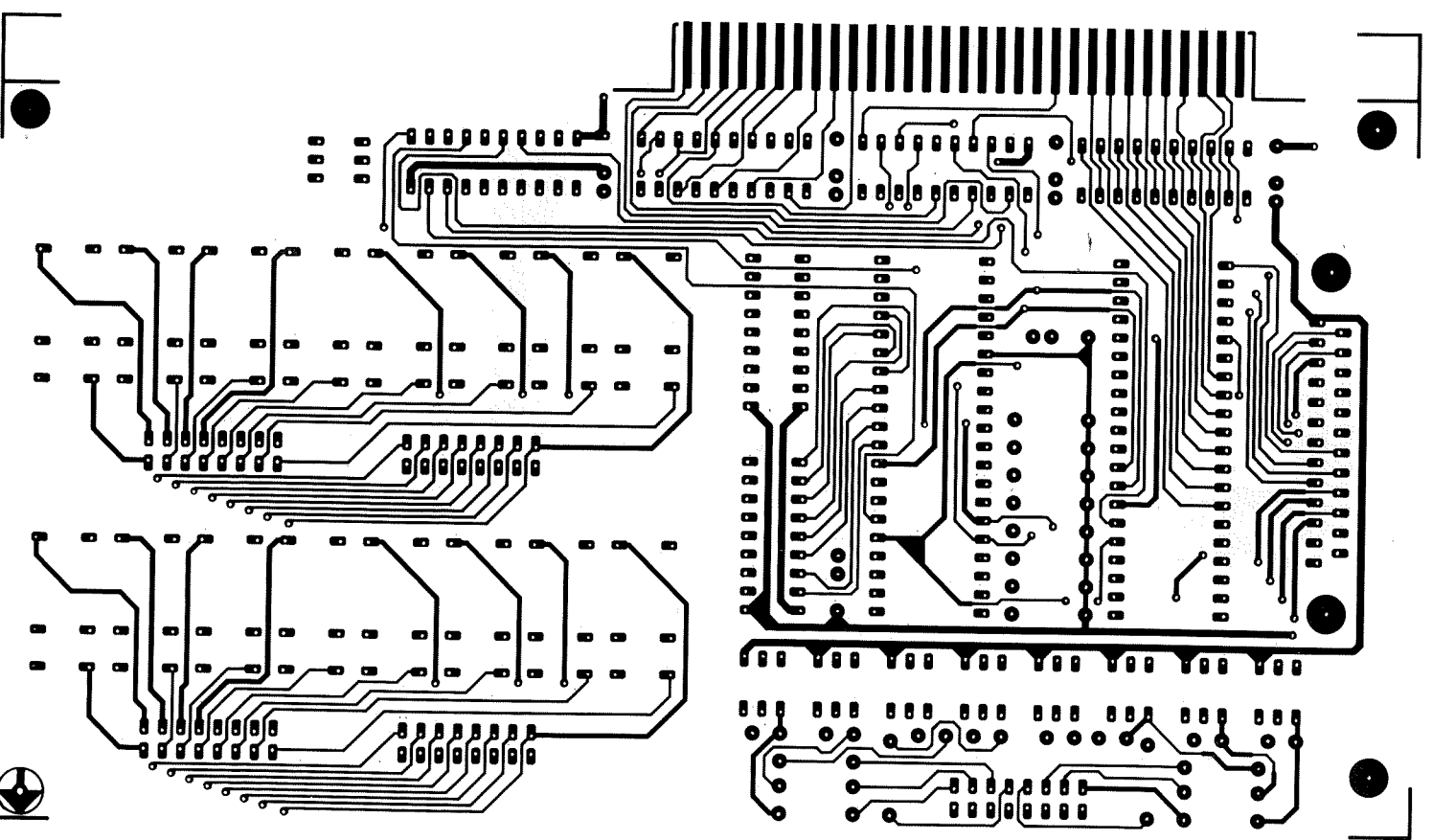
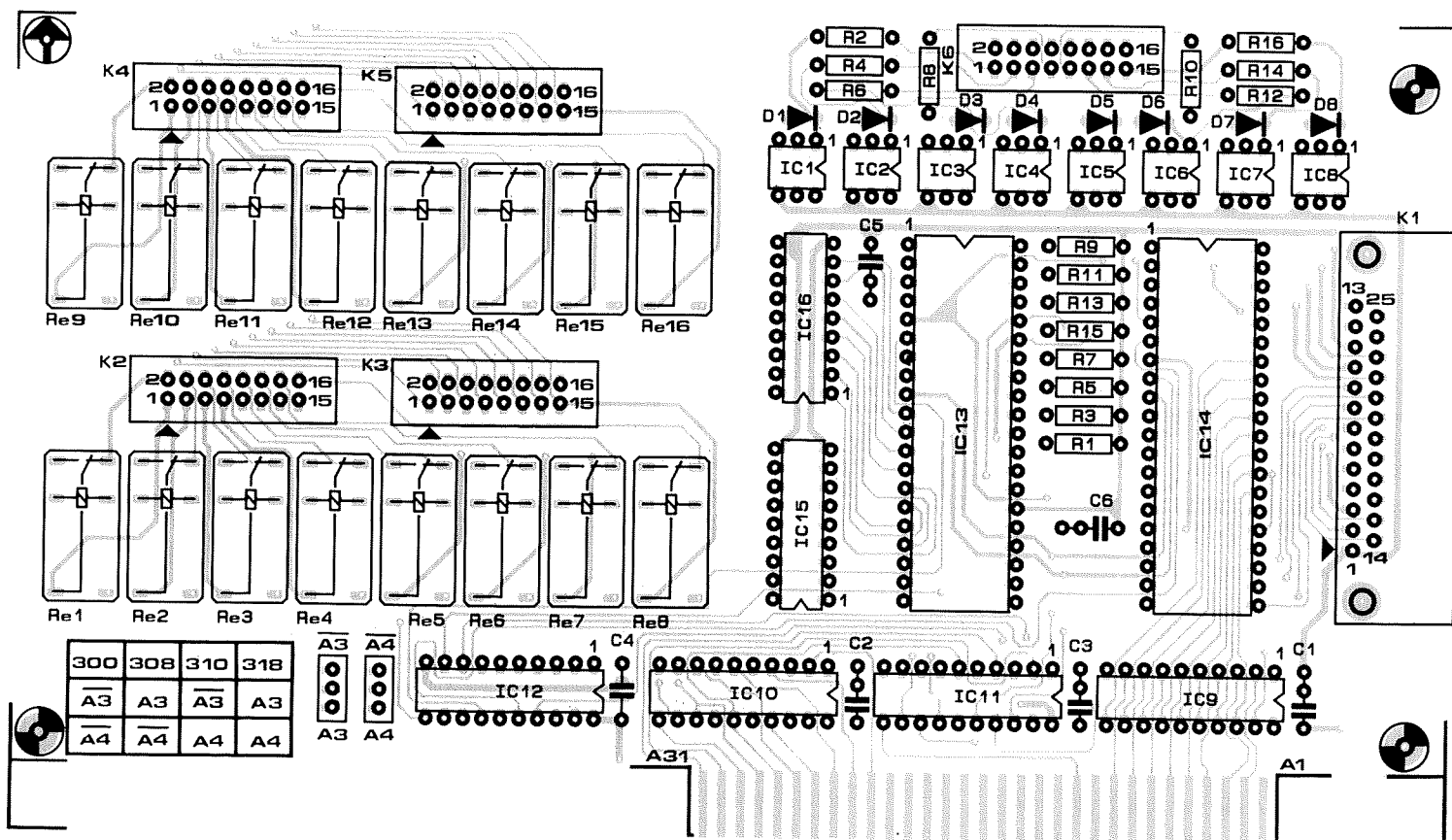
300	308	310	318
A3	A3	A3	A3
A4	A4	A4	A4

I de flesta fall är en av dessa basadresser ledig att ta emot I/O-kortet. Om alla fyra lediga kan du till och med installera fyra I/O-kort.

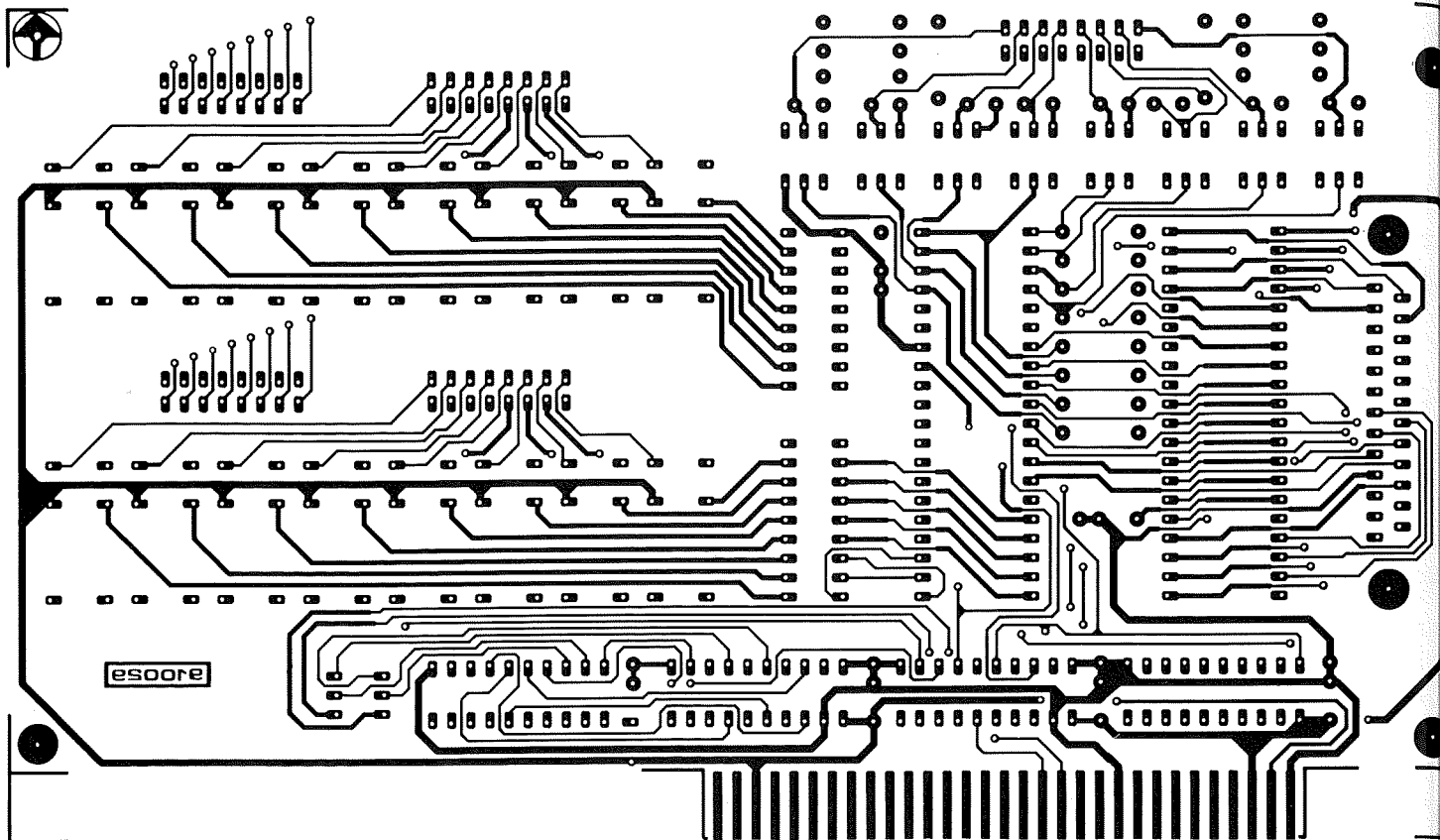
Mjukvaran

Hjärtat i kretsen bildas av de två 8255 PPI:erna vilka måste programmeras beroende på I/O-kortets kontrollfunktion. Den interna strukturen hos 8255 visas i figur 3. De tre 8-bitars I/O-portar som finns i IC:n är arrangerade i två grupper om vardera en 8-bitars port. Denna ovanliga indelning är resultatet av de handskakningsmöjligheter som kortet erbjuder, vilka kan användas i tre grundmode:

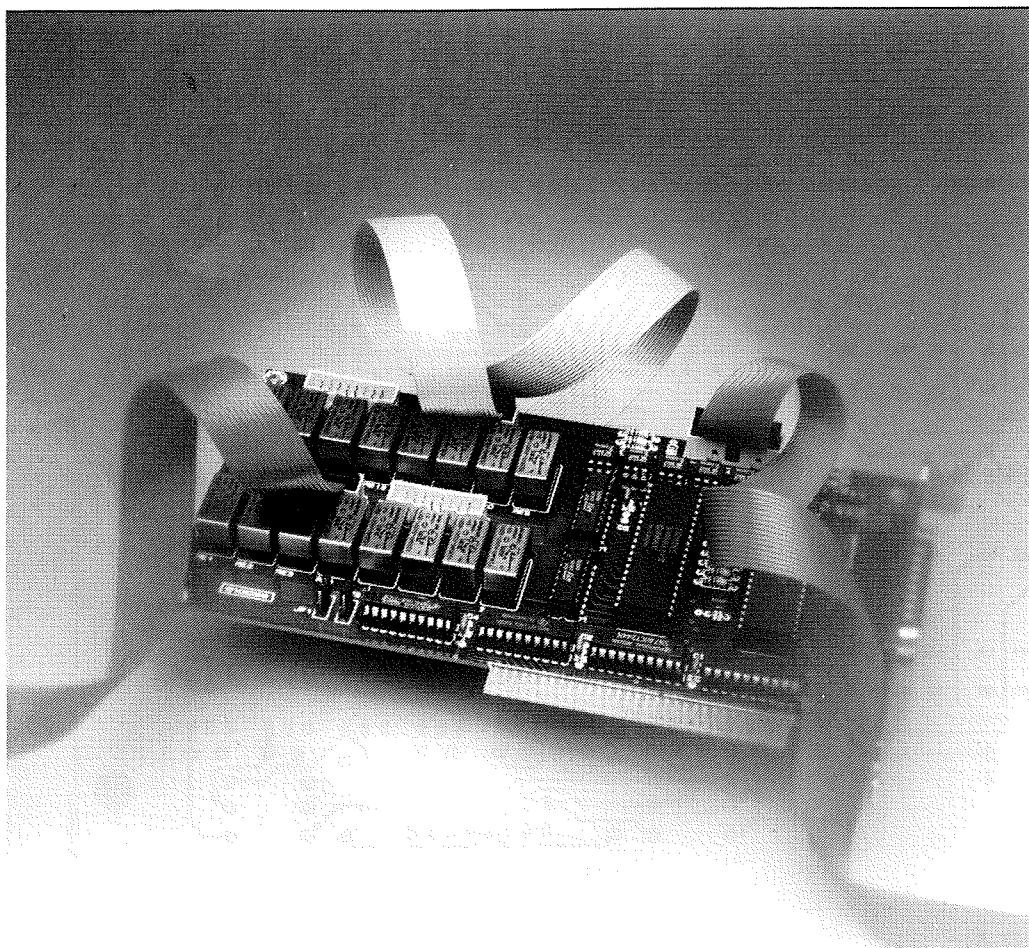
Mode 0:	basingång/utgång
Mode 1:	strobod ingång/utgång
Mode 2:	dubbelriktad buss



Figur 4a. Komponentplacering och kretskortslayout (spegelvänd) för det dubbelsidiga, genompläterade kortet.



Figur 4b. Kortets lödsida (spegelvänt).



Val av mode utförs genom att sända kontrollord till 8255:an. Som visas i figur 4a är port C annorlunda eftersom den består av två 4-bitarsportar som kan användas såväl för I/O som för handskakning och interrupt. Var och en av 'halv'portarna är ansluten till de andra två, 8-bitars, portarna.

Den speciella interna strukturen hos 8255:an, som egentligen är en I/O-komponent med två 12-bitars portar, reflekteras också i strukturen av IC:n. Organisationen av kontrollordet och funktionen hos de individuella portarna kan man hitta i databladen över 8255:an. Notera att portlinjerna inte kan ställas in för ingång/utgång individuellt, detta är endast möjligt för hela porten. Bit 7 är alltid '1' i alla mode väljs.

Den enklaste inställningen är mode 0, där processorn endast har att utföra läs- och skrivoperationer i vissa register. En port som programmerats att fungera som en utgång kan läsas när som helst. Användningen av mode 1 och mode 2, samt programmeringen av bit 7 i kontrollordet, täcks inte i denna artikel eftersom PPI:n alltid används i mode 0 på detta kort. Ytterligare detaljer om 8255:an kan man hitta i databladen från Intel.

PPI-utgångarna klarar av att lämna en maxström på upp till 1 mA vid en utgångsspänning på 1,5 V. Detta gör att en utportlinje kan anslutas till en darlingtontransistor eller en integrerad darlingtondrivare. Strömsänkningskapaciteten hos utgångslin-

jerna är ca 2,5 mA.

Listningen i figur 2 är ett litet BASIC-program som är avsett att hjälpa er på vägen när ni utvecklar egen programvara på I/O-kortet. Programmet visar hur PPI:erna initieras och hur reläerna och optokopplarna

kan testas. Reläerna aktiveras efter varandra och de logiska nivåerna vid ingångarna till optokopplarna övervakas kontinuerligt. Portlinjerna hos PPI IC14 är definierade som ingångar och deras logiska nivåer visas på skärmen.

TEKNIK SOM FÖRENKLAR LIVET,

VÄRLDSPREMIÄR FÖR HIT (Human Interface Technology)

Färg-TV och video får all fler spännande funktioner. De flesta styrs av en fjärrkontroll som fungerar med hjälp av knappar. Snart kommer det att behövas ända upp till 80 knappar, vilket kan bli ett problem även för experter. I persondatorvärlden är musen den enkla lösningen på motsvarande multifunktioner. Musen gör det möjligt för användaren att peka på skärmen och välja önskat program eller önskad funktion.

Varför skall det vara mer komplicerat i TV-underhållningens värld?

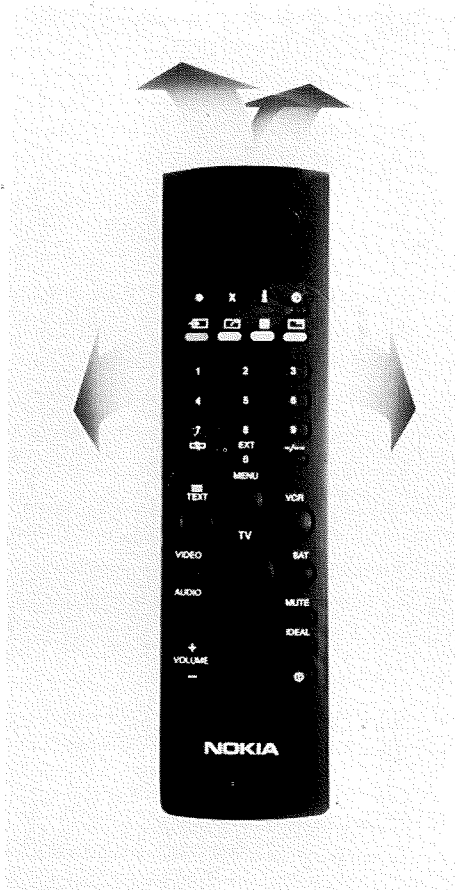
en PC-mus, men som manövreras med handledens rörelser. Den nya TV-musen fungerar ungefär som volymkontrollen på en vanlig radio. Tag upp fjärrkontrollen, tryck in knappen, vrid handen åt höger och volymen ökar, vrid handen åt vänster och den minskar. Låt fjärrkontrollen peka uppåt och du 'räknar' in kanalerna, första, andra, tredje osv. Peka nedåt och du räknar i omvänd ordning. Mycket enklare än att trycka på den ena knappen efter den andra.

Peak med HIT

HIT kan också användas till att välja program eller funktioner från en grafisk

ruta på TV-skärmen. Peka till exempel på SAT 1 i programrutan och SAT1-programmen visas automatiskt i önskad språkversion. Du behöver inte längre komma ihåg var de olika programmen lagrats. De kan också peka på färgfunktionen på rutorna, vrid musen åt höger för att öka färgmättningen, och åt vänster för att minska den.

HIT fungerar inte bara som den fjärrkontroll de flesta TV-tittare har vant sig vid. Den gör fjärrkontrollen mycket enklare. Och mycket roligare.



När väl frågan ställts beslöt Nokia sig för att löpa linan ut och utveckla en ny fjärrkontroll som bygger på konceptet med

Gamla videofilmer blir som nya med ASOplus

Varje videoägare vet att en ofta använd videofilm, egen eller hyrd, gradvis uppvisar en allt sämre bildkvalitet. Färgerna avtar och de vertikala linjerna blir otydliga. Samtidigt drunknar ljudet så småningom i störande brus. Detta problem utmanade teknikerna vid Nokias forsknings och utvecklingslaboratorium. Lösningen, som presenterades 1989, var ASO (Active Sideband Optimum).

Utvecklingsarbetet fortsatte och ledde så småningom fram till ASOplus, som resulterade i en ännu skarpare bild, exaktare färgtransient och mindre brus. Den förbättrade ASO-tekniken introducerades nyligen på IFA 91.

Den tyska tidningen VIDEO var smått lyrisk inför Nokias patenterade ASO-teknik och skrev bl a: 'Tack vare ASO, en bild utan like!'. ASO erbjuder inte bara en unik bildskärpa. Något som kanske är ännu viktigare är att ASO får gamla videofilmer att

se ut som nya. Enkelt uttryckt, ASO-tekniken putsar bilden under avspelning.

Alla övriga system för rengöring av bild och minskning av brus följer samma princip. De använder komplicerade filter som manipulerar signalerna vid slutet av processen. Nokias ASO-teknik tar däremot hand om de negativa effekterna då avspelningen börjar, vilket innebär att videosignalen effektivt återförs till sin ursprungliga kvalitetsnivå innan den sänds.

Rent tekniskt sker detta genom att den övre sidbandssignalen återställs, vilket gör underverk i nya videobandspelare. I själva verket är det svårt att se någon skillnad mellan direktsändning och video. Men den verkliga fördelen med ASO är att den gör kvaliteten på gamla videoband till nästan ny, en teknik som nu ytterligare har förbättrats av Nokia.

Allt om Elektronik AB

Kretskorten avser de byggprojekt som vi har haft här i tidningen. Kretskorten är av högsta kvalitet med lödmask och komponentplaceringsritning. I listan står även i vilket tidsnings-nummer kretskortet är presenterat. Till de flesta korten kan du även köpa en komplett byggsats. Du beställer kretskort och byggsatser hos Allt om Elektronik AB 08-7400695. Alla priser exkl moms.

Artikelnr	Beteckning	Nr i AoE	Pris
82180	Crescendo 180 W	2/83	105:00
83087	Mottagare med TDA7000	5-6/84	42:00
83124	Video synkbox	2/85	54:00
84009	Varvräknare dieselmotor	4/87	48:00
84037-1	Pulsgenerator	5-6/84	81:00
84037-2	Pulsgenerator	5-6/84	127:00
84037-F	Pulsge. Frontpanel	5-6/84	73:00
84041	Mini-Crescendo 70 W	7/84	131:00
84084	Färgvändare för video	5-6/85	66:00
84111	Funktionsgenerator	2/85	132:00
84111-F	Funktionsgen. Frontpanel	2/85	77:00
84128	Gitarförstärkare	5-6/85	121:00
85079	8-bitars I/O-kort	4/86	85:00
85103	Svepgenerator	1/86	127:00
85103-F	Svepgen. Frontpanel	1/86	103:00
85128	Transistorlänning	3-86	65:00
86018-1	Dubbelt nätaggregat	5-6/86	136:00
86018-2	Dubbelt nätaggregat	5-6/86	66:00
86018-F	Frontpanel	5-6/86	77:00
86031	1kW MOS-förstärkare	8/86	358:00
86081	VHF/UHF Brusgenerator	10/86	39:00
86090-1	Seriell A/D omvandlare	9/86	131:00
86090-2	Seriell A/D omvandlare	9/86	50:00
87024	Intercom för motorcykel	4/87	80:00
87192	BASIC-dator	10/87	242:00
87286	Frekvensräknare 10MHz	2/88	145:00
87640	IR-hörlurar	3/88	74:00
880045	VHF förstärkare	5/88	64:00
880044	UHF förstärkare	5/88	72:00
87255	Gitarfuzz	6/88	76:00
82146	Gasvarnare	4/87	54:00
880043	Aktiv antenn	7/88	79:00
880038	I/O-expansion för PC	7/88	352:00
880029	VLF-omvandlare	8/88	65:00
880085	HF-styrt lysör	9/88	133:00
880039	Frekvensdisplay	9/88	248:00
880134	Självlindukansmätare	10/88	116:00
880098	Adapter för TTL-monitor	11/88	11:88
880144	Ultrasonisk avståndsmätare	11/88	108:00
880167	Harmoniförbättrare	11/88	86:00
880159	Adressavkodare/interface	1/89	66:00
880163	Digital I/O	1/89	75:00
880165	Pitchkontroll för CD-spelare	1/89	160:00
880130	Testgenerator för färg-TV	2/89	209:00
87291-1	Digitalt tåg	2/89	72:00
890002	FilmNet dekoder	3/89	229:00
886127	Flygradio	4/89	109:00
890007-1	Printerbuffert	4/89	296:00
890007-2	Printerbuffert	4/89	40:00
890007-3	Printerbuffert RAM	4/89	124:00
886087	Transistorkurvtestare	4/89	65:00
890019-1	IR-Fjärrstyrning	5/89	54:00
890019-2	IR-Fjärrstyrning	5/89	64:00
890035	Analog Multimeter	5/89	131:00
880168	MIDI-Keybord	5/89	108:00
890060	Tondekoder	6-7/89	110:00
880184	Fristående I/O-enhet	6-7/89	231:00
890123	Centronics Monitor	8/89	96:00
87291-2/3	Digitalt tåg	4/89	72:00
87291-4	Digitalt tåg	5/89	87:00
87291-5	Digitalt tåg	10/11-89	600:00
87291-6	Digitalt tåg	8/89	108:00
890119	Induktansmätare för HF	10/11-89	121:00
890044	Stereoviewer	10/11-89	98:00
87512	Hörlörsförstärkare	10/11-89	106:00
890117	3,5 siffrors SMD Voltmeter	10/11-89	65:00
890170-1	Förstärkare	10/11-89, 1/90	215:00
890170-2	Förstärkare	10/11-89, 1/90	275:00
890170-3	Förstärkare	10/11-89, 1/90	164:00
890170-F1	Förstärkare front	10/11-89, 1/90	275:00
890170-F2	Förstärkare bakpanel	10/11-89, 1/90	141:00
890105-1	MIDI Keyboard Interface	10/11-89	127:00
890105-2	MIDI Keyboard Interface	10/11-89	101:00
890183	Signalföljare för LF & HF	1/90	143:00
890183-F	Signalföljare för LF & HF Front	1/90	149:00
890126	Logikanalysator för Atari ST	2/90	95:00
890166	EPROM Simulator	2/90	175:00
900004	Millivoltmeter för AC	2/90	110:00
87304-1	Video mixer	2-5/90	462:00
87304-2	Video mixer	2-5/90	286:00
87304-3	Video mixer	2-5/90	594:00
87304-F	Video mixer Front	2-5/90	292:00
890186	Hårdteknisk monitor	3/90	193:00
890131	Felddetektor för CD	3/90	105:00
895544	PC-radio	3/90	345:00
890164	EPROM Programmerare	4/90	121:00
900010	Ljudeffektenhet	5-6/90	138:00
894027	Mörkrumstimer	5/90	110:00
900025	Nätspänningsövervakare	5/90	83:00
900040	Svep/Funktionsgenerator	6/90	123:00
900045-1	10A Nätaggregat	7/90	204:00
900058	Transistorplotter	7/90	86:00
904004	Effektindikator	7/90	83:00
900042	Elektronisk belastning	8/90	215:00
900082	400W Labbaggregat	9-10/90	204:00
900057	Ljuddemulator för satellit	9/90	76:00
900098	Mellaneffektförstärkare	9-10/90	186:00
890169-1	Förstärkare del 1	3/91	198:00
890169-2	Förstärkare del 2	3/91	305:00
890169-F	Frontpanel	3/91	69:00
904085	IR-sändare	1/91	130:00
904086	IR-mottagare	1/91	130:00
900124-1	PC-måkort	4/91	466:00
910010	50MHz (6M) Transverter	4/91	195:00
910011-1	Wattmeter Huvudkort	4/91	99:00
910011-2	Wattmeter Displaykort	4/91	66:00
910011-F	Wattmeter Frontpanel	4/91	145:00
910016	Moving Coil-förstärkare	4/91	159:00

Alla priser är exkl. moms

Byggsatser

Använd beställningstalongen på sidan 29

Här presenterar vi en lista över byggsatser som Allt om Elektronik AB tillverkar. Byggsatserna levereras komplett med kretskort, komponenter, byggnadsbeskrivning och låda (låda i de fall som det även är beskrivet i låda i artikeln. Lådan kan i vissa fall avvika lite i utseende från tidsningsartikeln). Avslutas artikelnumret med KO istället för BY avser det en komponentsats, vilket betyder att vi levererar endast de komponenter som finns på kretskortet (ej kretskort, beskrivning och yttre tillbehör). Alla priser exkl moms.

Artikelnr	Benämning	Nr i AoE	Pris
82146BY	Gasvarnare	4/87	264:00
82180KO	Crescendo 180W C-MOS effektförstärkare	2/83	512:00
83088BY	Mini FM-mottagare, bärbar	5-6/84	231:00
83124BY	Videosynkbox	2/85	127:00
84009BY	Varvräknare för dieselmotorer	4/87	196:00
84018BY	Video kombinerare	2/85	270:00
84037BY	Pulsgenerator	5-6/84	1095:00
84041BY	MiniCrescendo 70W C-MOS effektförstärkare	7/84	545:00
84041NE	Nät-del till MiniCrescendo inkl Ringtrafo.	7/84	545:00
84078BY	RS232C/Centronics omvandlare	2/85	572:00
84084BY	Färgvändare för videosignaler	5-6/85	448:00
84111BY	Funktionsgenerator Sinus/tyrkan/trekant	2/85	949:00
84128BY	Gitarförstärkare med ljudeffekt	5-6/85	383:00
85027BY	AXL-effektförstärkare Klasse A effektesteg	1/86	649:00
85063BY	A/D-omvandlare	4/86	218:00
85064BY	IR-detektor/larm	4/86	484:00
85079BY	8-bitars I/O-bus	4/86	187:00
85103BY	Svepgenerator	1/86	798:00
85128BY	Elektronisk tändning till bilen	3/86	328:00
86017BY	Realtidslöcke	8/86	319:00
86018BY	Dubbelt variabelt nätaggregat 2x 0-20VDC	5-6/86	1975:00
86019BY	RTTY-interface	1/87	682:00
86031KO	1000W Effektförstärkare C-MOS	8/86	1034:00
86067KO	Styrkort till 86031KO	8/86	226:00
86081BY	VHF/UHF Brusgenerator	10/86	167:00
860901BY	Seriell A/D-omvandlare	9/86	457:00
860902BY	Måtförstärkare	9/86	167:00
86110BY	Höjdmätare/Barometer	10/86	765:00
86312BY	D/A-omvandlare	1/87	264:00
87024BY	Intercom till motorcyklar	4/87	435:00
87192BY	BASIC-dator	10/87	979:00
87255BY	Gitarfuzz	6/88	374:00
87286BY	10MHz Frekvensräknare	2/88	1403:00
880005KO	1,2GHz Prescaler	3/88	193:00
87304BY	Video mixer	2-5/90	5049:00
87468KO	Ström/spänningsdisplay	9/87	196:00
87468BY	IR-hörlurar. Sändare och mottagare	3/88	319:00
880029BY	VLF konverter	8/88	209:00
880038BY	A/D, D/A & I/O-portar till PC	7/88	1095:00
880043KO	Aktiv antenn för kortvåg	7/88	182:00
880044KO	UHF-förstärkare	5/88	73:00
880045KO	VHF-förstärkare	5/88	79:00
880098BY	Komposit video/TTL omvandlare	11/88	270:00
880120BY	Radcosyntes	8/89	1375:00
880122BY	Displayenhet till 880120BY - LCD	8/89	479:00
880123BY	Displayenhet till 880120BY - LED	8/89	418:00
880126BY	3,5MHz frekvensräknarmodul	6/89	1018:00
880130BY	TestVfärgbalksgenerator för TV	2/89	1095:00
880134BY	Självlindukansmätare	10/88	572:00
880136BY	Macrosvision avkodare för videofilmer	1/89	429:00
880144BY	Avståndsmätare	11/88	633:00
880159BY	Adressavkodare/interface	1/89	149:00
880163BY	Digital I/O	1/89	185:00
880165BY	Pitchkontroll för CD-spelare	1/89	704:00
880167BY	Harmoniförbättrare	11/88	253:00
880178KO	Måf styrenhet för C4	8/89	1078:00
880184BY	Fristående I/O-kontrollenhet	6-7/89	1898:00
886087BY	Transistor kurvtestare	4/89	127:00
890002BY	FilmNet dekoder inkl uppgradering	3/89	775:00
890002KO	FilmNetdekoder	3/89	289:00
890035BY	Analog Multimeter	5/89	1183:00
890044BY	Stereoviewer	10-11/89	523:00
890060BY	2-tons avkodare	6-7/89	908:00
890071BY	Printerbuffert	4/89	985:00
890073BY	Extra RAM-kort till printerbuffert	4/89	264:00
890105BY	MIDI interface	10-11/89	1078:00
890105BA	MIDI Keyboard interface	10-11/89	215:00
890117BY	3,5 siffrors SMD voltmeter	10-11/89	325:00
890119BY	Induktansmätare för HF	10-11/89	792:00
890123BY	Centronics monitor	8/89	297:00
890126BY	Logikanalysator för ATARI	2/90	330:00
890131BY	Felddetektor för CD	3/90	259:00
890164BY	Mini EPROM programmerare	4/90	759:00
890166BY	EPROM-simulator	2/90	798:00
890168BY	Extra 8-bitarsenhet till EPROM-simulator	2/90	765:00
890170BY	Professionell förstärkare	10-11/89, 1/90	3295:00
890183BY	Signalföljare för LF & HF	1/90	1045:00
890186BY	Hårdteknisk monitor	3/90	545:00
890191BY	IR-sändare	5/89	116:00
890192BY	IR-mottagare	5/89	182:00
894027BY	Mörkrumstimer	5/90	659:00
900004BY	AC Millivoltmeter	2/90	704:00
900010BY	Ljudeffektenhet	5-6/90	1865:00
900025BY	Nätspänningsövervakare	5/90	439:00
900040BY	Svepgenerator	6/90	803:00
900045BY	10A Nätaggregat	7/90	1309:00
900057BY	Ljuddemulator för satellit	9/90	208:00
900098BY	60W Effektförstärkare 1 kanal (ej nät-del & låda)	9-10/90	875:00
904004BY	Effektindikator stereo	7/90	215:00
910004BY	Miljömmeter	11/90	620:00
901141BY	Faskontroll Sändare	11/90	235:00
901142BY	Faskontroll Mottagare	11/90	225:00
904085BY	IR-sändare	1/91	395:00
904086BY	IR-mottagare	1/91	415:00
900041BY	Exponeringsmätare	3/91	975:00
900124BY	PC-måkort	3-4/91	1990:00
910010BY	50MHz (6M) Transverter	4/91	1095:00
910011BY	Wattmeter	4/91	995:00
910016BY	MC-förstärkare	4/91	1375:00

DIGITAL VOLYMKONTROLL

Hjärtat i den digitalt arbetande volymkontrollen är IC2, en 4017 16-kanals analog multiplexer.

Beroende på tillstånden vid benen A, B, C och D hos multiplexern är en av dess 16 in- eller utgångar ansluten till ben 1, vilket är kontrollens 'löpare'.

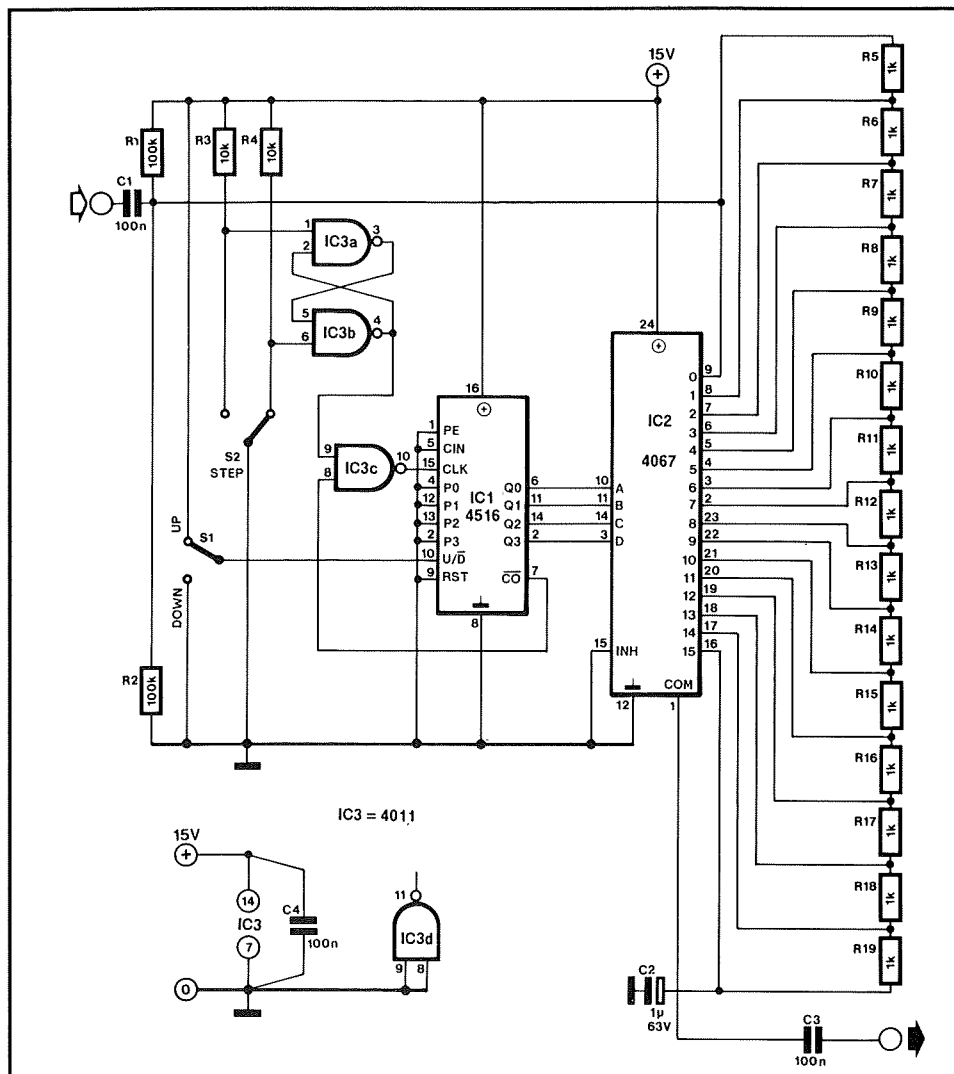
Då ett motstånd på 1k har kopplats mellan varje ingång och utgång kan man betrakta multiplexerna som en linjär potentiometer med 16 fasta steg. dess totala resistans är 15k. Det är naturligtvis möjligt att använda ett annat värde för varje motstånd för att få en annan karaktäristik, till exempel en positiv logaritmisk.

Inställningen av potentiometern kontrolleras av räknaren IC1. Beroende på läget hos S1 rör sig räknaren ett steg uppåt eller nedåt när S2 växlas. Kretsarna IC3a och IC3b förhindrar kontaktstuds hos S2.

Ett hopp från 0000 till 1111, eller tvärtom, är inte möjligt eftersom ytterligare räknepulser spärras med hjälp av CO-linjen. Denna linje är logiskt låg när både räknartillståndet och signal U/D är 0.

När U/D är hög och räknarens tillstånd 15 blir CO återigen logiskt låg. Det är då nödvändigt att vänds det logiska tillståndet hos U/D och därmed riktningen på räkningen.

Volymkontrollen drar ca 1 mA.



3 V NÄTSPÄNNING FÖR BÄRBAR RADIO

De flesta små bärbara radioapparater behöver en matning på 3 V, vilket normalt lämnar två AA- eller AAA-batterier. Då man kan använda laddningsbara batterier i många av dessa apparater är de normalt försedda med en laddningskontakt. När man använder dessa apparater stationärt, dvs hemma eller på kontoret, kan det vara praktiskt (och ekonomiskt) att använda den nätadapter som beskrivs här.

Matningen är tillräckligt liten för att få plats inuti radion eller i ett adapterhölje (utom trafon).

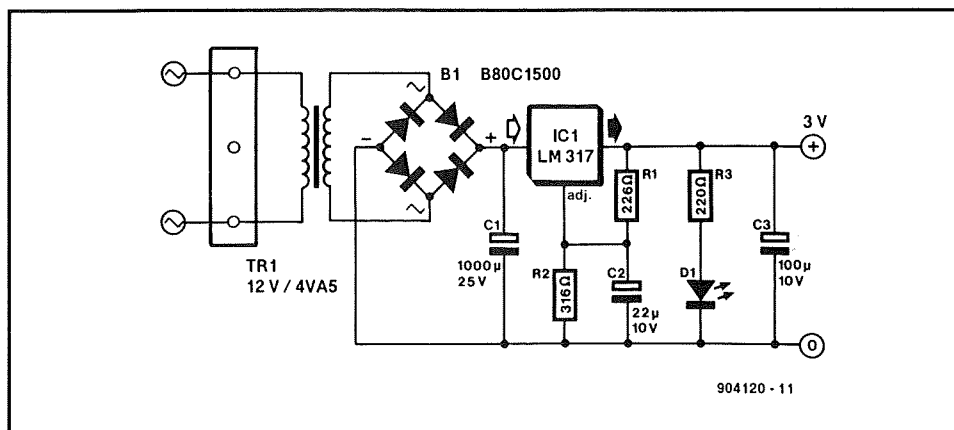
Spänningsregulatorn IC1 justeras till en utspänning på 3 V med motstånden R1 och R2, vilka avkopplas av C2. C3 ger ytterligare filtrering. Dioden D1 visar om enheten är ansluten till nätet. Dioden ger också nödvändig belastning för att regulatorn skall arbeta korrekt. Om den inte fanns skulle

sekundärspänningen i trafon kunna bli för hög när enheten inte belastas.

Transformatorn skall vara en kortslutningsskyddad miniatyrtrafo på 12 V och 4,5 VA. Sekundärspänningen är lite högre än vad som behövs för en radio men denna

reserv är bra att ha om enheten används tillsammans med en kassett- eller CD-spelare.

Vi råder er att kolla utspänningen från enheten innan den ansluts till radion första gången.



TIDKOD- INTERFACE FÖR DIASTYRNING

DEL 1: SYSTEM- ÖVERSIKT

Det är ganska generande att upptäcka att projektorn inte håller jämna steg med audioprogrammet när dina vänner och

släktingar har samlats för att titta på en noga förberedd diavisning. Den krets som vi beskriver här ger en perfekt synkronisering mellan diastyrningen och ett musik- eller talprogram som spelas in på en bandspelare. Detta uppnås genom att spela in en noggrann tidkod på ett av bandspåren och sedan spela upp det igen, då det sänder kommandon till diakontrollen.



Vi har under de senaste åren publicerat flera kretsar som handlar om elektroniska diastyrningar. Många fotoentusiaster och fotoklubbar använder numera två eller flera projektorer för att liva upp annars ganska långtråkiga diavisningar. Så småningom bestämmer man sig för att ljudsätta visningen och lägga in vissa specialeffekter, såsom att låta en diabild glida in i en annan t ex (fading). Dessa funktioner kräver en elektronisk diastyrning, en lampdimmer och ett system som synkroniserar ljudspåret på bandspelaren med projektorstyrningen.

Den krets som beskrivs här spelar in tidsignaler på ett bandspår. Detta görs med fasta intervaller, vilket gör att styrkommandon för projektorkontrollen kan tidanpassas noggrant och sedan behandlas av, till exempel, en dator. Liknande system finns också tillgängliga på marknaden (till ett betydligt högre pris än den här kretsen) och identifieras allmänt som baserat på tidkodsynkronisering.

För att du skall kunna utnyttja kretsen optimalt behöver du följande utrustning: En

diastyrningskontroll (Ref 1), en bandspelare med flera spår, diaprojektorer samt en dator. Datorn kan vara en PC eller ett mikroprocessorstyrt fristående system. Ett sådant system, baserat på en Z80 mikroprocessor håller på att utvecklas och kommer att publiceras senare.

Det färdiga systemet är kapabelt att kontrollera diaprojektorn och tidkodinterfacet. Den praktiska användningen är som följer:

Datorn används för att programmera en diavisning med alla möjliga effekter såsom fading, ljusintensitet m.m. Därefter kopplas presentationen till ett musik/talprogram på band via tidkodinterfacet. Den tidsinformation som används för att styra diaprojektorn spelas in på spår 3 eller 4 på bandet och tillåter användaren att exakt definiera när en bildväxling skall ske. Detta ger en perfekt synkronisering mellan ljudbandet och diaprojektorn. En tidsförändring i serien kräver endast att en annan tidkod spelas in. Detta kan man göra med en noggrannhet på 10 ms, vilket är ganska luxuöst jämfört med

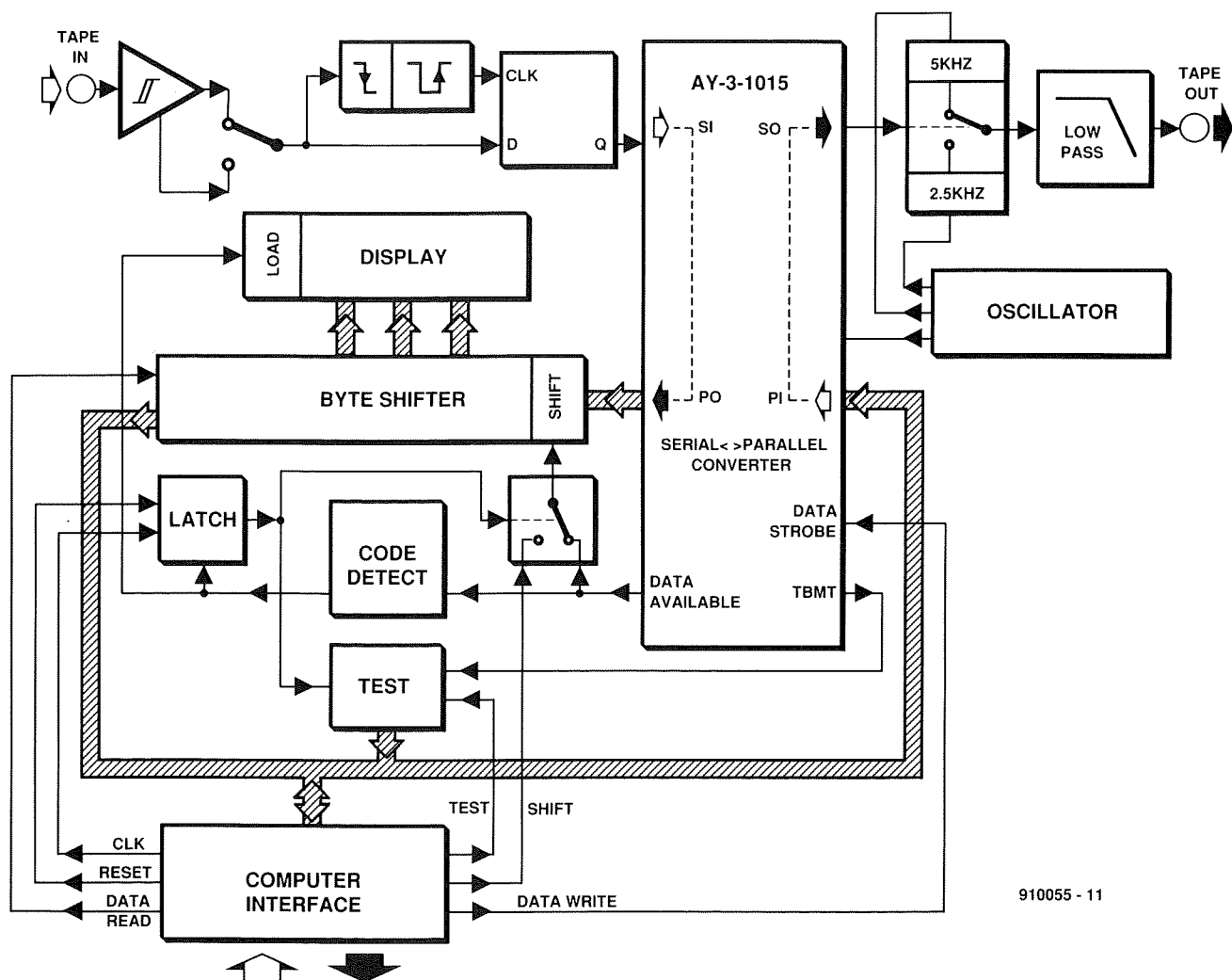
manuell timing av pulserna, vilket knappast tillåter att styrsignalerna förs fram och tillbaka om en korrigering är nödvändig.

Som vi redan sagt finns tidkodsystem tillgängliga kommersiellt. Dessa system är emellertid ganska dyra och saknar i allmänhet de nödvändiga lampkretsarna, eller 'faders'. Det system som vi visar här är betydligt billigare, är prestandamässigt fullt jämförbart med kommersiella system och passar för 4 till 16 projektorer.

Principen

Tidkoden spelas in på band som en seriell signal med ca 1000 bitar per sekund. Systemet passar både för kassetband som för rullband. De logiska ettor och nollor som bildar den digitala styrsignalen omvandlas till skurar om 5000 Hz respektive 2500 Hz. Varje byte (8 bitar) behöver ca 10 ms. Ett komplett digitalt ord består av en startbit, åtta databitar, en paritetsbit och två stoppbitar.

En nibble (4 bitar) tillåter ett decimalt tal att lagras. När 5 nibbles används kan vi



910055 - 11

Figur 1. Blockschemat över tidkodinterfacet.

lägga in en tidkod på bandet som startar en händelse 99 minuter och 59,9 sekunder senare (eller, något ovanligare) 9999,9 sekunder). Detta betyder att tidkoden har tillräckligt med kapacitet även med långspelande rullbandsspelare.

Då 5 nibbles motsvarar 2 1/2 bytes återstår en nibble för integritetscheck av de data som spelats in på bandet. En komplett tidkod, inklusive checksumman, tar ca 30 ms.

Då tidkoden och musikprogrammet spelas in på samma band så är de två oskiljaktiga. Detta betyder att synkroniseringen inte störs av bandtöjning och andra oregelbundenheter under in- eller uppspelning.

När tidkoden läses tillbaka från bandet kan upplösningen ökas genom att låta datorn beräkna tiderna mellan inspelade tidkoder. Detta betyder dock att datorklockan måste kunna arbeta på egen hand utan att kopiera felaktigt avkodad tidsinformation. När timern används i manuellt mode är de högre upplösningsintervallerna inte tillämpbara eftersom vi har nog med problem att

detektera koder i 0,1 s steg och korrekt reagera för dem. För manuellt bruk kan tidkodinterfacet förses med en LED-display som visar aktuell tid. Denna display är en modul och baseras på LED-enheter som används i EDITS (Elector Digital Train System, se Ref 2). När bandet spelas tillbaka kan interfacet kopplas bort från datorn och användas som en digital bandräknare.

Tidkodinterfacet är perfekt för att användas tillsammans med Ref 1. Vi kan utan att skryta säga att de resulterande diapresentationerna är både professionella och perfekt tidsanpassade.

De av er som redan kikat på bilden av prototypen kanske undrar varför den har fyra socklar för linjesignaler när det endast behövs två för en två-vägs inspelninganslutning (en ingång och en utgång). De två extra socklarna gör att ett nytt dataformat kan genereras, som innehåller information om en viss diapresentation. Detta gör att en presentation med ett ljudprogram kan startas var som helst i diasekvensen. Ännu viktigare är

emellertid att extraformatet gör att floppy-diskar blir ett tillval medan man fortfarande ser till att informationen om sekvensen förblir kopplad till ljudprogrammet. När man gör en diapresentation genereras tidkoder i en PC och skickas till en fristående enhet. Därefter spelas det nya dataformatet in på ett annat bandspår. Genom informationen på detta spår kan sedan den egentliga presentationen göras utan att man behöver ha tillgång till en PC.

En titt på hårdvaran

Hårdvaran för tidkodinterfacet har utvecklats så att minsta möjliga mjukvara behövs för att styra både tidkodsystemet och displayen (tillval). I princip är det möjligt att spela in och återhämta den seriella koden direkt från ett magnetiskt medium. Detta gör man vanligen med hjälp av en seriell-till-parallellomvandlare. Ett sådant system kräver emellertid kontinuerlig läs- och skrivoperationer på bandet och detta kan ge pro-

blem om det inte finns någon pålitlig RS232-anslutning på datorn.

I detta bygge klarar hårdvaran att samla in alla bytes som bildar en kod och lagra dessa tills nästa kod är tillgänglig. Om så är nödvändigt kan datorn plocka fram en viss kod. Notera emellertid att koden endast kan läsas ut en gång för att förhindra att systemet läser felaktiga koder. Data kan läsas mycket snabbt av datorn i parallell form. På samma sätt är skrivning av data till tidkodinterfacet, och därifrån till bandet, en enkel process som inte tar lång tid.

Blockschemat i figur 1 visar hur systemet arbetar. Den viktigaste delen är den dubbelriktade seriell-till-parallellomvandlaren. Data spelas in på bandet och spelas tillbaka som en seriell signal. I kretsen behandlas emellertid all information som parallelldata.

Formatomvandlaren klarar av att oberoende sända och ta emot. Klockoscillatorn bestämmer hastigheten hos seriesignalen, som för övrigt måste ställas in olika för sändning och mottagning.

Sändning

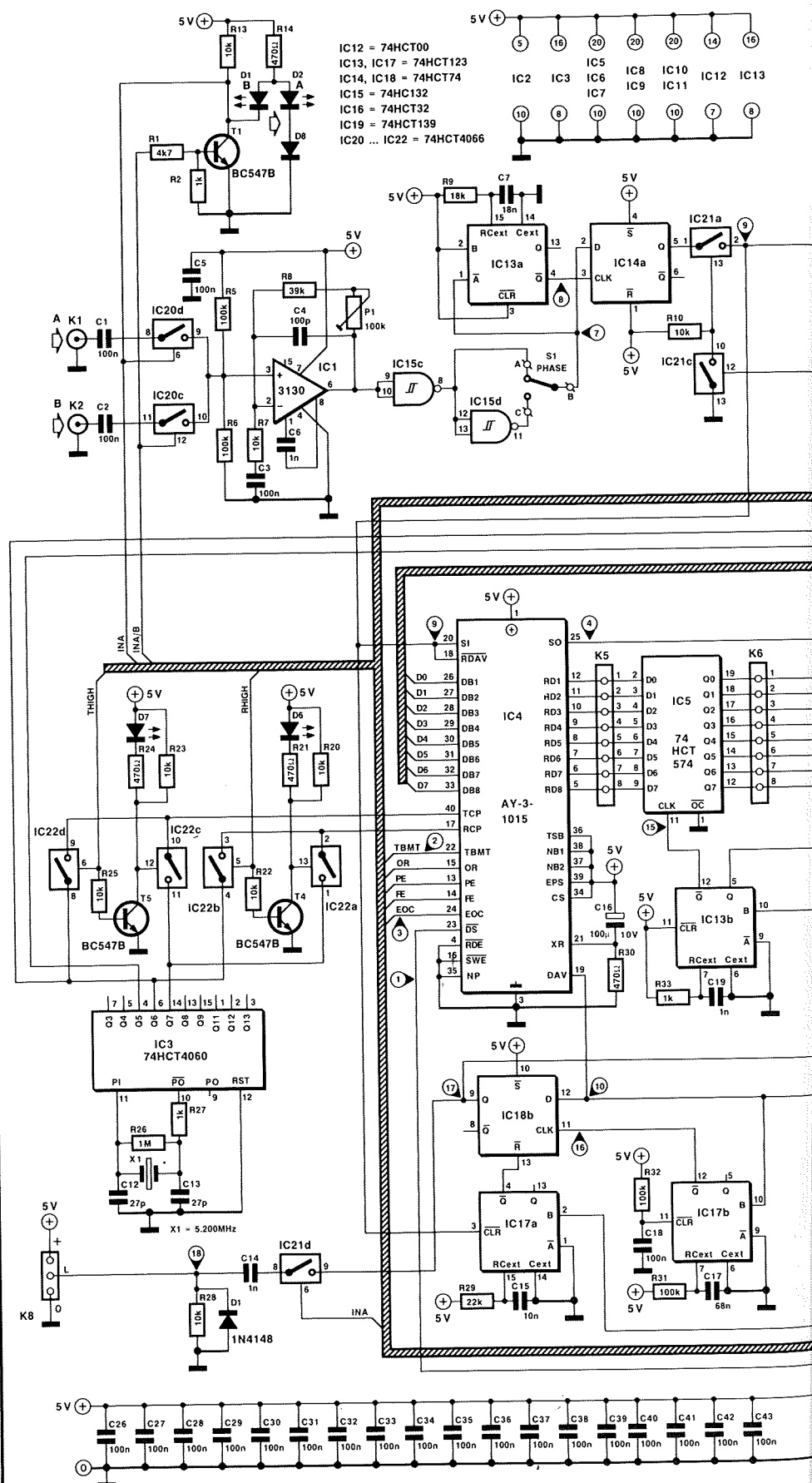
De parallella data som skickas till enheten av datorn omvandlas till en seriell dataström som består av logiska ettor och nollor. Därefter omvandlas dessa digitala nivåer till tonskurar på 2500 Hz (logik 0) och 5000 Hz (logik 1). De klockfrekvenser som används för denna omvandling tas från omvandlarklockan. Innan tonskurarna sänds till bandspelaren anpassas nivån och bandbredden begränsas.

Mottagning

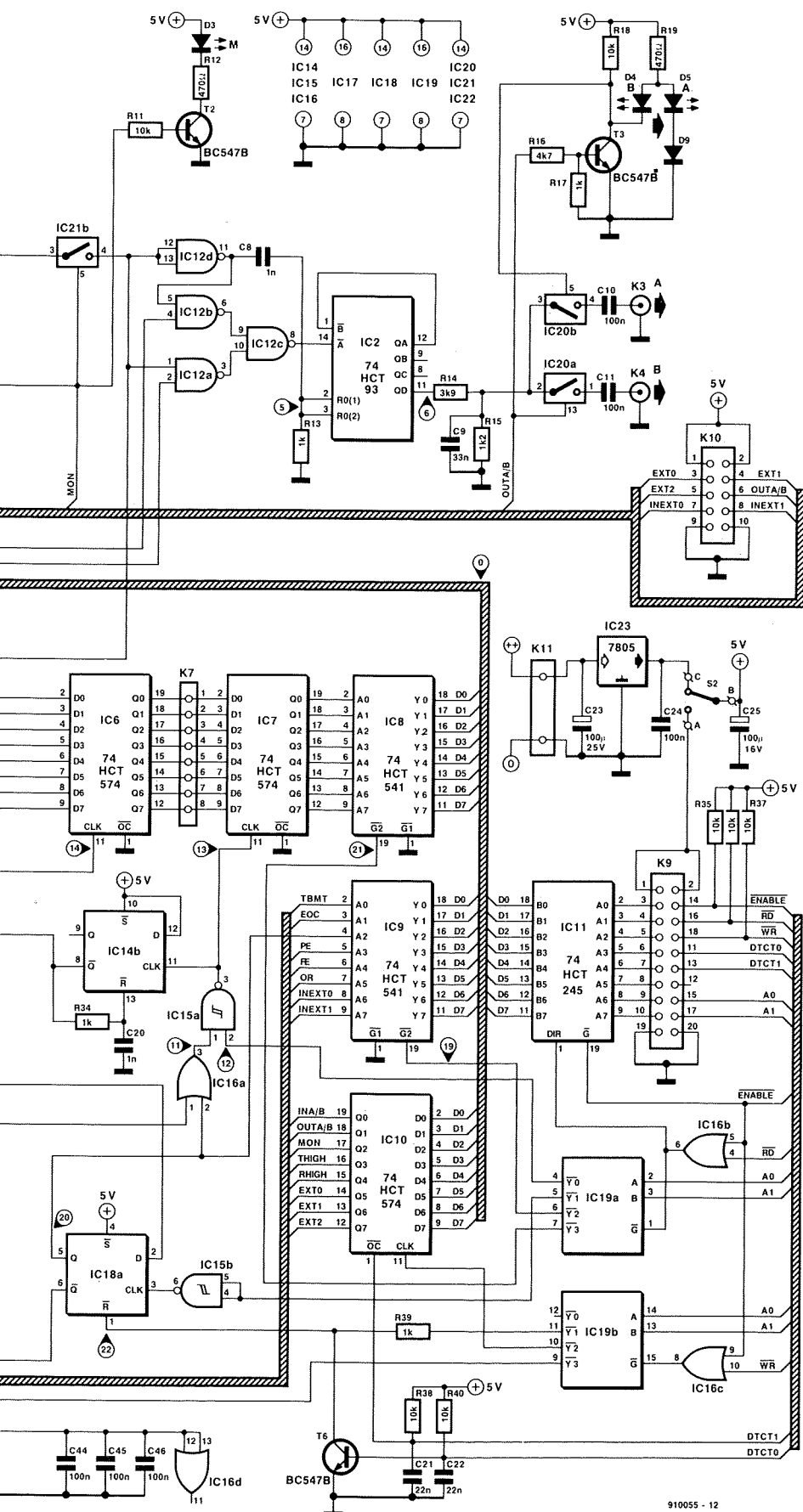
De data som tas från bandet förstärks och digitaliseras sedan av en Schmitt-trigger. En frekvensdetektor känner igen de två tonskursfrekvenserna och omvandlar dessa till logiska ettor och nollor, vilka läggs till serie-till-parallellomvandlaren. När data är giltiga aktiveras DAV-signalen (data available) och data kommer fram till omvandlarens parallellutgångar.

Databehandling

En tidkod består av tre bytes vilka hålls samman som en enhet av en byteskiftare och en koddetektor. När omvandlaren detekterar början av ett nytt dataord skiftas det tidigare laddade ordet ett steg i byteskiftaren. På detta sätt kan systemet hålla upp till fyra bytes samtidigt. Det 'äldsta' byte för-loras när nästa ord kommer.



Figur 2. Krettschemat över tidkodinterfacet.



För att systemet skall känna igen ett komplett ord i dataströmmen separeras koderna av en kort paus. Detta resulterar i att DAV-signalen är aktiv längre under en paus än i mellanrummet mellan de bytes som bildar ett ord. Detta känns av 'code detect' blocket, vilket också används för att mata den mottagna koden till displayen. När koderna inte används kommer displayen helt enkelt att visa dem en efter en allteftersom de tas från bandet.

Datorfunktionen

Kretsens synkroniseringsfunktion kräver att tidsinformationen kan läsas, kännas igen och behandlas. Detta uppnås via ett interface som låter datorn detektera närvaron av en tidkod. Koddetektorns utgång läses i datorinterfacet med hjälp av CLK-linjen (clock). En buffert, som också används för att läsa andra signaler, gör att datorn kan testa närvaron av en kod. För att förhindra att nya databytes laddas switchas också skiftingången till datorinterfacet när en kod är närvarande.

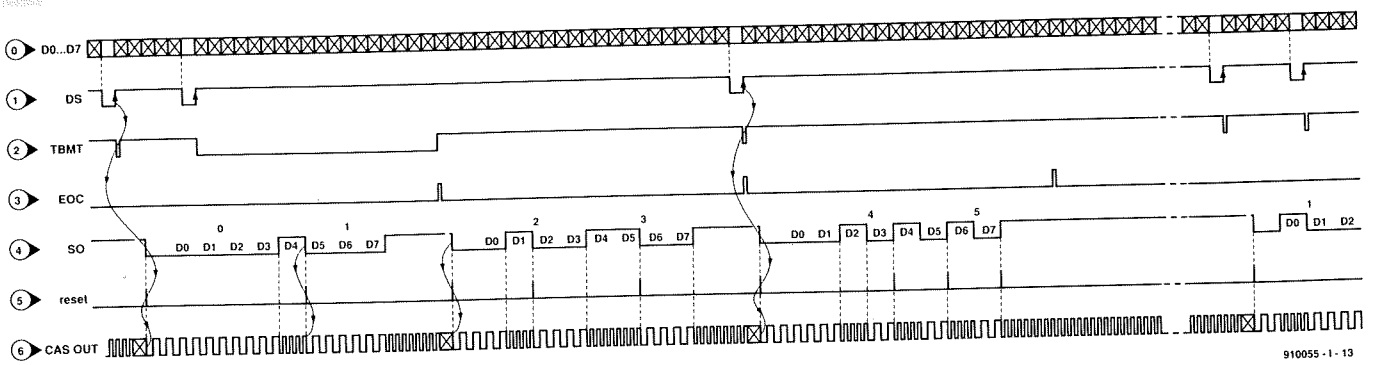
Datorinterfacet tillåter en kod att läsas och behandlas byte-för-byte. När läsoperationen är avslutad kräver latches en reset-signal innan den accepterar nästa kod.

Timingen av dataströmmen

Av vad vi hittills sagt borde det stå klart att de bytes som utgör en tidkod måste sändas i snabb följd för att systemet skall uppfatta dem som ett block. Vi måste emellertid ta med i beräkningen koddetekterings-tiden såväl som den tid som behövs för att omvandla ett byte till seriell form och spela in det på bandet. Då parallell-till-seriellomvandlaren inte kan hantera ytterligare data när den just tagit emot ett byte, och endast har rum för två bytes, så måste systemet kunna signalera när nästa databyte kan erbjudas. Detta uppnår vi genom att använda TBMT-signalen (Transmitter Buffer eMpTy) som lämnas av omvandlaren. Ett nytt databyte kan läggas in så länge som TBMT är aktiv, vilket indikerar att sändarbufferten är tom efter att ha sänt ett byte till det interna skiftregistret.

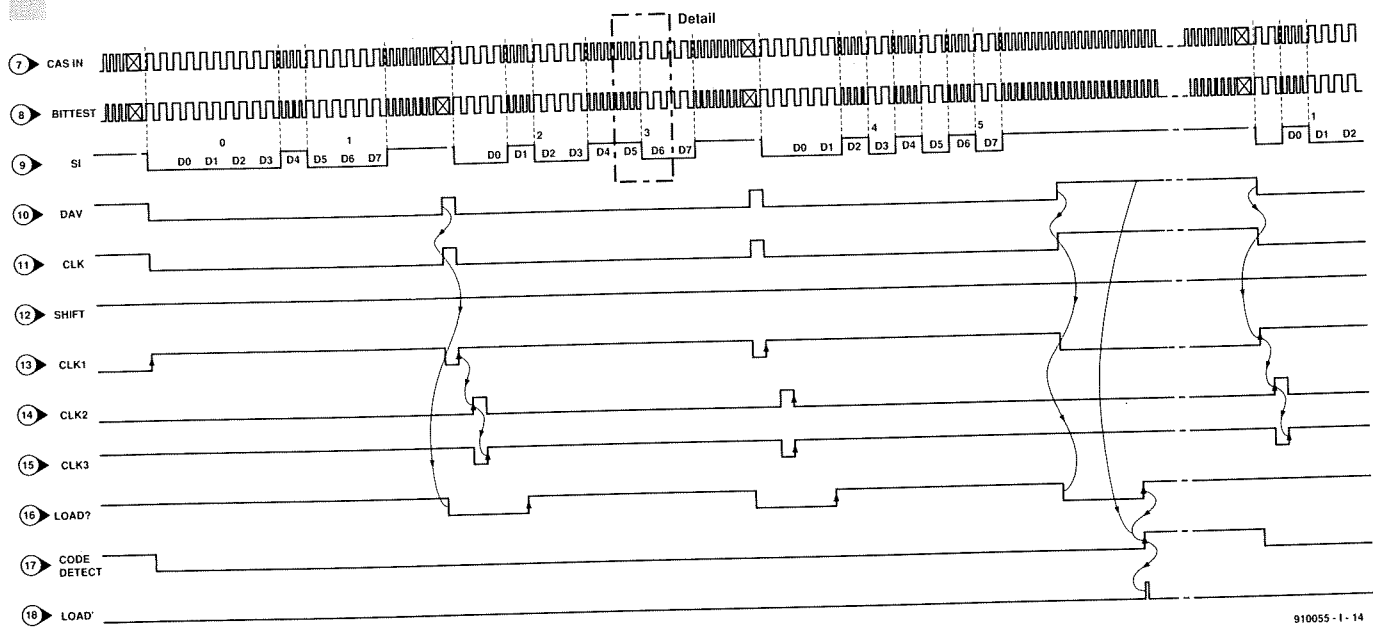
Skrivhastigheten hos systemet säkras genom att sända de bytes som bildar en kod samtidigt som bufferten är tom. Man måste dock vara noga med att lämna tillräckligt med tid mellan koderna så att de kan detekteras som sammanhängande block under

3



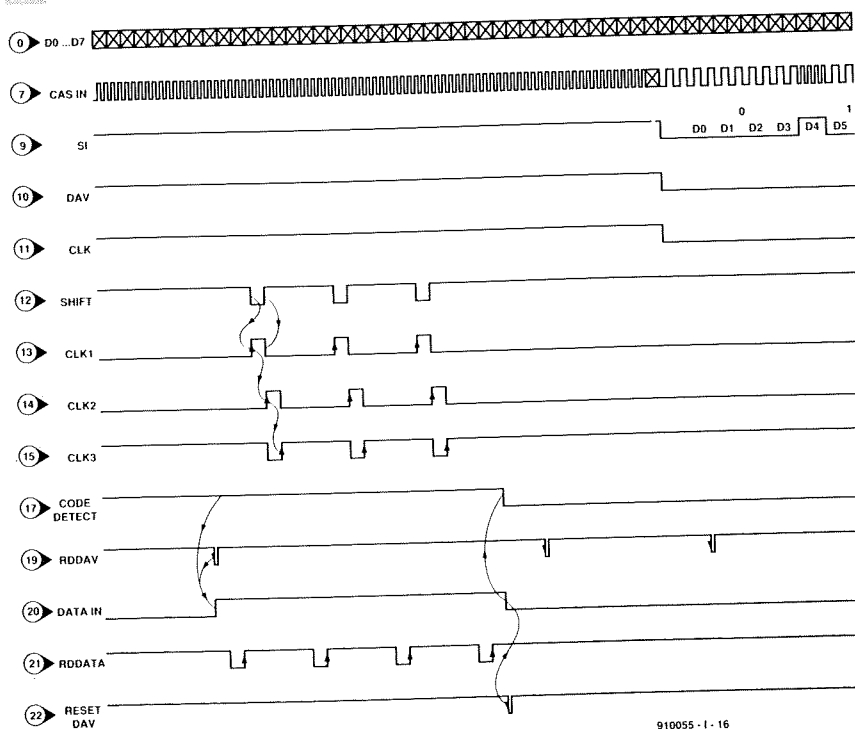
910055 - I - 13

4



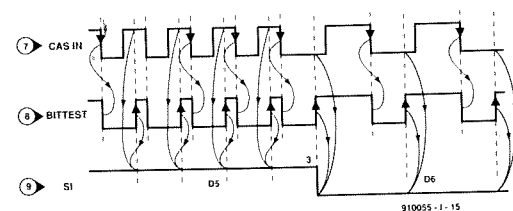
910055 - I - 14

5



910055 - I - 16

6



910055 - I - 15

mottagning.

Ovanstående system fungerar under förutsättning att TBMT-utgången från omvandlaren övervakas kontinuerligt. En annan möjlighet är att sända nästa byte just innan slutet av föregående, under interruptkontroll. Detta gör att systemet kan hantera andra arbetsuppgifter i mellantiden och inte 'bindas' upp av interfacet.

Interfacet baseras på två möjliga hastigheter, 10 ms/byte och 5 ms/byte. Dessa hastigheter tillåter interruptcykler på 20 ms respektive 10 ms att användas (två bytes kan sändas under ett interrupt). För att se till att koden också kan läsas tillbaka under interruptkontroll krävs en minsta paus på en (1) interruptperiod.

Datorinterfacet

Interfacet mellan tidkodkontrollern och datorn är relativt enkelt och består endast av några få IC-kretsar. PC:n och tidkodinterfacet kommunicerar via det universella I/O-interfacet för IBM PC som presenteras på annan plats i tidningen. Som vi redan sagt finns det ett fristående Z80-baserat system under utveckling som kan överta PC:ns funktion. Detta kort har också ett interface för diastyrningen och erbjuder PC-styrning och manuell styrning som tillval.

Kretsbeskrivning

Det praktiska utförandet av ovanstående funktioner visas i kretsschemat i figur 2. Hjärtat i kretsen bildas av den parallell-till-serie formatomvandlaren, en UART (Universal Asynchronous Receiver/Transmitter) av typ AY3-1015D, IC4. Denna IC klarar av att omvandla data från seriell till parallell och från parallell till seriell. Dessa operationer är oberoende och kan köras med olika hastigheter.

Först beskriver vi parallell-till-serieomvandlingen, dvs skrivning av data till bandet. Tidsdiagrammen i figurerna 3-6 visar hur omvandlingen arbetar. De siffror som identifierar signalerna i tidsdiagrammen motsvarar de som ni hittar på olika platser i kretsschemat.

Parallell-till-serieomvandling

Figur 3 visar hur en parallellkod omvandlas till en seriesignal som spelas in på bandet. Signalriktningen är normalt via IC11 och en puls vid $\overline{DS}$ -ingången (Data Strobe) hos IC1 (signal 1). Bandsignalen visas som

Function	A1	A2	$\overline{RD}$	$\overline{WR}$	I/O address
SHIFT	0	0	0	1	BASE + 0
RRDDAV	0	1	0	1	BASE + 1
TEST	1	0	0	1	BASE + 2
RDDATA	1	1	0	1	BASE + 3
---	0	0	1	0	BASE + 0
RESETDAV	0	1	1	0	BASE + 1
WRTAPE	1	0	1	0	BASE + 2
WRDATA	1	1	1	0	BASE + 3

Tabell 1. Adresstilldelningen i tidkodinterfacet.

signal 6. Först omvandlas koden från parallellt till seriellt format. Serieutgångssignalen, 4, tillgänglig vid SO-benet (Serial Output) hos IC4, matas till IC12.

En klockoscillator baserad på en 4060, IC3, bestämmer bithastigheten hos den seriella signalen. De elektroniska switcharna i IC22 väljer mellan två klockhastigheter, vilka kan ställas in individuellt för sändning och mottagning. Klockoscillatorn bestämmer också vilka frekvenser som matas till grindarna IC12a och IC12b. IC12 bildar en frekvensväljare som styrs av nivån hos SO-utgången från IC4. IC2 delar utgångssignalen från IC12c med åtta. Om vi antar att den lägre bithastigheten används resulterar detta i fyra perioder för en logisk 1 och två perioder för en logisk 0, vilket motsvarar frekvenser på ca 5 kHz respektive 2,5 kHz. Vid den högre bithastigheten halveras perioderna men frekvenserna förblir desamma.

Du kanske undrar varför vi har gjort oss allt detta besvär när utgångarna från 4060:an redan lämnar de önskade tonskursfrekvenserna. Skälet är att signalerna vid delarutgångarna inte är synkrona med UART-utgångssignalen (kom ihåg att UART får timingen av SO från dess klocksignal). Om tonskurarna inte genereras synkront med SO-signalen kan frekvensförändringar ske inom en period, vilket resulterar i signaltoppar, bandöverstyrning och andra oönskade effekter som ger problem när data skall läsas från bandet. I den här kretsen utförs synkroniseringen av C8 och R13, vilka nollställer IC2 (signal 5) på varje logisk 0 (som ske vid starten av ett seriellt ord). Detta ser till att varje dataord startar med en väldefinierad 'låg' period.

Komponenterna R14, R15 och C9 bildar en nivåomvandlingskrets såväl som ett lågpassfilter. Utgångssignalen begränsas till ca 1 Vpp. Elektroniska switcharna IC20a och IC20b bestämmer till vilken utgång

som inspelningssignalen matas.

Seriell-till-parallell omvandling

Vid interfacets bandingång bestämmer switcharna IC20d och IC20c vilken signal som matas till förstärkaren IC1. Förstärkningen i IC1 är justerbar med trimpoten P1 så att kretsen känslighet kan anpassas till återspelningsnivån hos den bandspelare som används. IC1 är inställd att förstärka den sinusformade ingångssignalen med respekt till halva matningsspänningen. Därefter omvandlas signalen till ett pulståg från vilket logiska ettor och nollor kan tas. Detta åstadkommes på ett pålitligt sätt genom att använda en speciell egenskap hos HCMOS-IC, i vilka den digitala nivån (0 eller 1) är relaterad till halva matningsspänningen. Detta betyder att en grind i 74HCT132 bildar en idealisk nollgenomgångsdetektor om vi lägger till lite hysteres. Kom dock ihåg: IC15 måste vara en HC-typ inte HCT.

Under förutsättning att dataåterhämtningskretsen fungerar lämnar ben 8 på IC15 en kopia av den signal som sänds till bandspelaren (signal 6). För att eliminera den fasförskjutning på 180 grader som introduceras mellan ingången och utgången hos vissa bandspelare kan den digitala dataströmmen inverteras med switchen S1.

Som visas i tidsdiagrammen består signal 7 av två frekvenser som måste omvandlas till logiska 0 och 1 (se också figur 4). De fallande signalflankerna (signal 7) startar en enförloppskrets, IC13, vars bredd på utgångspulsen sätts till ca 75% av perioden hos den högsta tonskursfrekvensen. När Q-utgången (signal 8) återgår till hög logik läses nivån hos ingångssignalen i IC14a. Som visas i figur 5 läses en logisk 1 vid en hög frekvens och en logisk 0 vid låg frekvens. Den avkodade signalen (9) matas till den seriella ingången på UART via elektro-

niska switchen IC21a. Resultatet av den seriella-till-parallella omvandlingen finns tillgänglig på benen 5 till 12 hos IC4. DAV-utgången från omvandlaren (signal 10) indikerar att ett nytt byte har lästs.

Byteskiftaren som vi talat om tidigare bildas av IC5, IC6 och IC7. En stigande flank vid CLK-ingången hos IC7 (signal 13) får bytet att överföras från ingången till utgången. Samtidigt startas en monovippa (MMV), IC14b. Något senare startar IC14b en annan MMV, IC13b. Sättningen av IC13b klockar IC6 (signal 14) medan nollställningen klockar IC5 (signal 15). Detta resulterar i att alla bytes som finns tillgängliga via K5, K6 och K7 skiftas en position.

Om vi bortser från datorinterfacet för ett ögonblick är signal 13 resultatet av DAV-signalen (10). Vid slutet av DAV-signalen kommer ett nytt byte in i byteskiftaren. DAV nollställs av startbiten hos nästa mottagna byte.

Förutom att styra byteskiftaren startar signal 10 den koddetektor som bildas av IC17b och IC18b. Om signal 10 fortfarande är logiskt 1 när Q-pulsen avslutas (detta sker när en kod mottagits) läses en logisk 1 i IC18b (signal 17). En startbit hos nästa byte i en följande kod (signal 9) nollställer denna information igen via IC17a. Den mottagna koden kan man se genom att koppla 2 1/2 EDITS adressdisplaymoduler till K5,

K6 och K7. Den kod som visas förblir stabil tills en ny giltig kod tas emot.

När ingång B används switchas displayen från eftersom den visar en annan kod som det inte finns någon anledning att titta på.

Kommunikation med datorn

Kontakten K9 kan anslutas till det universella I/O-interfacet eller till vilken annan utrustning som helst som har en liknande kontrollbuss. PC I/O-interfacet gör att adressavkodningen i tidkodkretsen är mycket enkel. Adressväljarsignalerna finns tillgängliga vid utgångarna från IC19a (läs) och IC19b (skriv). Tabell 1 listar funktionerna för väljarlinjerna. RDAV-signalen låter oss checka statusen hos koddetektorn (signal 17). När en kod är klar för läsning lagras detta tillstånd i IC18a (signal 20). Denna bivippa blockerar signal 10, vilket förhindrar att koden ändras under tiden. TEST-signalen (19) används för att läsa den information som hålls av bufferten IC9. TEST visar att en kod har detekterats. Om den är aktiv kan databytes läsas eller skiftas med hjälp av RDDATA (21) och SHIFT (12), se figur 6.

Koddetektorn återstartas av signal 22, RDAV. Q-utgången från IC18a nollställer

koddetektorn via IC17a. UART:en skrivs till med hjälp av WRDATA-signalen.

WRTAPE-signalen gör att vi kan välja ingång A eller B, att switcha en monitorposition (SO, signal 4, matas direkt till SI, signal 9) och att switcha sändaren och mottagaren till den höga bithastigheten via THIGH och RHIGH.

De återstående in- och utgångarna hos IC9 och IC10 förs ihop på kontakt K10, som är avsedd för tillval som hör ihop med inspelningskontroll.

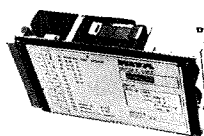
Statussignalering och strömförsörjning

LED:s används vid flera ställen för att visa de valda inställningarna.

En spänningsregulator, IC23, finns på kortet så att kretsen kan försörjas med en nätadapter när den används i fristående applikationer utan en datorlänk (endast vid avspelning av bandet). Komponenterna R35 till R40, C21 och C22 ser till att interfacet kan läsa bandsignaler som spelats in med låg bithastighet. Switchen S2 ger möjlighet att välja mellan datormatning eller adaptermatning.

Fortsättning i nästa nummer.

SPÄNNINGSAGGREGAT



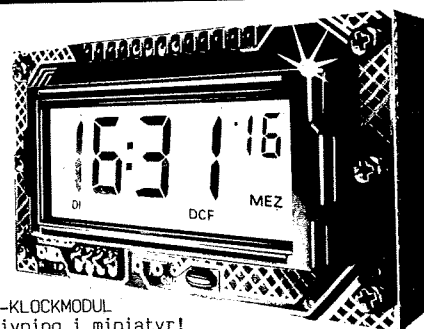
BMJ172/11. Data +12V/8A 100W
Kortslutnings- och överspänningskyddade
aggregat för inbyggnad. Strömbortfallssignal.
Euroformat 100x160mm 1HE. Svensktillverkat.

Passande 15-poligt europadon, pris 40:-



Postadress Tel: 011-18 66 75
Box 6157 Fax: 011-10 19 95
600 06 NORRKÖPING Tlx: 64140 MCE

NYTT!



DCF77-RADIO-KLOCKMODUL
Precis tidgivning i miniatyr!

Visar exakt rätt tid. Tar emot tidssignaler med inbyggd radio på 77,5 kHz fr. cesium-tidsfrekvensnormalen i Braunschweig. Fungerar bra upp till ca. Gävle. Anger tim, min, sek, veckodag (på tyska). Sifferhöjd 13 mm. Storl. (BxHxD) 70x40x45mm. Färdigbyggd. Anslut batteri, rikta in antennen, färdigt! Kopplar automatiskt mellan sommar- o. vintertid! T.o.m. UTC-tid kan fås fram! Också datum kan visas alt. kan modulen växla mellan tid / datum och år. Gör ditt eget centralursystem! Klockmodulen kan anslutas till analogt dotterurverk, som finns som tillbehör. Upp till 10st. går att driva via drivsteg. Som tillbehör finns också frontram, låda och interface-modul vid svag mottagning.

Klockmodul Best.nr 7110-0101 Kr 450:-
Frontram Best.nr 7110-0160 Kr 26:-
Ring/skriv om andra tillbehör till klockmodulen!
Svensk bruksanvisn. o. moms ingår. Frakt tillkommer.

Data Select electronics * Tel.(0764) 675 80
Box 333 • 184 24 ÅKERSBERGA • Tel.tid Vard. 18.30-20.30

LÄR DIG DIGITAL ELEKTRONIK MED HJÄLP AV DATOR

Vi testar ett inlärnings- och konstruktionspaket från MegaCycal

En av hörnpelarna när det gäller att studera digital elektronik är en bra förståelse för de regler som styr funktionen hos de grundstenar (grindar), som används för att bygga upp vilket logiskt system som helst. Traditionellt har detta uppnåtts genom att släppa loss eleverna med en sortering TTL-IC, några lysdioder och switchar på ett experimentkort (breadbord). Att experimen-

komplett kurs i digital elektronik och innehåller allt det material man kan förvänta sig av en lärobok. De åtta kapitlen börjar med logiska grindar av standardtyp och fortsätter med adderare, vippor, räknare, skiftregister och slutligen ROM och RAM. Booleanska ekvationer och binär matematik går igenom tydligt och teori och formler förklaras i detalj. Boken fungerar också som manual

för att stödja elevernas inläring.

Datorprogrammet är utvecklat för att köras på en IBM PC, och kompatibler, med MS-DOS och minst 512K RAM. Det fungerar med CGA men EGA är att föredra då detta ger betydligt bättre bilder på skärmen. Programmet är lätt att använda med en serie menyer, kommandon och instruktioner på skärmen. Ett krav är en Microsoftkompatibel mus.

Det finns åtta programsektioner vilka motsvarar de relevanta kapitlen i läroboken. Parallellt med att läsa boken kör man således dynamiska simulationer av modellerna på skärmen. Programmet gör att man kan undersöka naturen hos logiska operationer och experimentera med en stor mängd komponenter och system. Dessutom i elevens egen takt. Han (eller hon) kan göra misstag och lära av dessa, gå tillbaka när han inte är riktigt säker och försöka igen, utan det långtråkiga arbetet med att bygga upp kretsen igen.

Den första programsektionen introducerar grundstenarna när det gäller logiska grindar: AND, NAND, NOT och NOR. Det finns åtta modeller i denna sektion och den grindtyp man vill studera väljs från en meny. När man gjort sitt val visas den logiska symbolen för grinden på skärmen med tillhörande Booleansk ekvation och en blank

Digital Electronics

Main Menu

Chapter Models

Chapter 1. Basic Logic Gates.
Chapter 2. Combinational Logic.
Chapter 3. Binary Arithmetic.
Chapter 4. Memory Devices
Chapter 5. Counters.
Chapter 6. Shift Registers.
Chapter 7. Digital Functions.
Chapter 8. More Digital Functions

Design and Experiment

Defaults
Exit to DOS.

Point cursor to selection and press B1.

Programmets huvudmeny

tera på detta sätt är både frustrerande och tidsödande och det första eleverna lär sig är att grindar kan brännas sönder om man kortsluter utgångarna och att omkopplare studsar oförutsägbart i stället för att inta rena till/från-tillstånd. Detta kan i och för sig vara värdefull kunskap men det är inte detta inläringen handlar om.

Lösningen på dessa problem kan man hitta i ett inlärningspaket från Megacycal, ett CAL-paket (CAL = Computer Aided Learning, datorstödd inläring) där man kan experimentera med fungerande simulationer av elektroniska komponenter, vilka visas i symbolisk form på skärmen. Detta är inte bara ett enkelt inlärningspaket utan har dessutom en mycket intressant, och för användaren mycket värdefull egenskap, man kan skapa egna kretsmodeller.

Det integrerade paketet består av en lärobok och ett datorprogram på två disketter. Texten på de 110 sidorna är i sig själv en

för datorprogrammet, hur programmet installeras och körs och ger praktiska anvisningar för hur programmet används såväl som ett antal rekommenderade övningar och experiment i slutet av varje kapitel. Allt

Chapter 1. Logic Gates.

Fig.1.1. Two Input OR Gate.
Fig.1.2. Three Input OR Gate.
Fig.1.3. Two Input AND Gate.
Fig.1.4. NOT Gate.
Fig.1.5. NOR Gate.
Fig.1.6. Inverted Input AND Gate.
Fig.1.7. NAND Gate.
Fig.1.8. Inverted Input OR Gate.

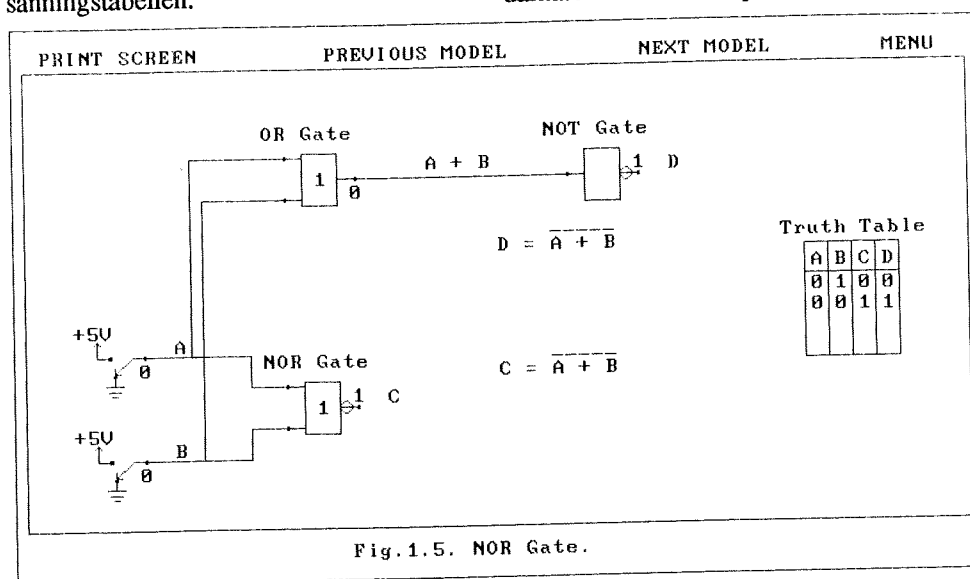
Return to Main Menu.

Point cursor to selection and press B1.

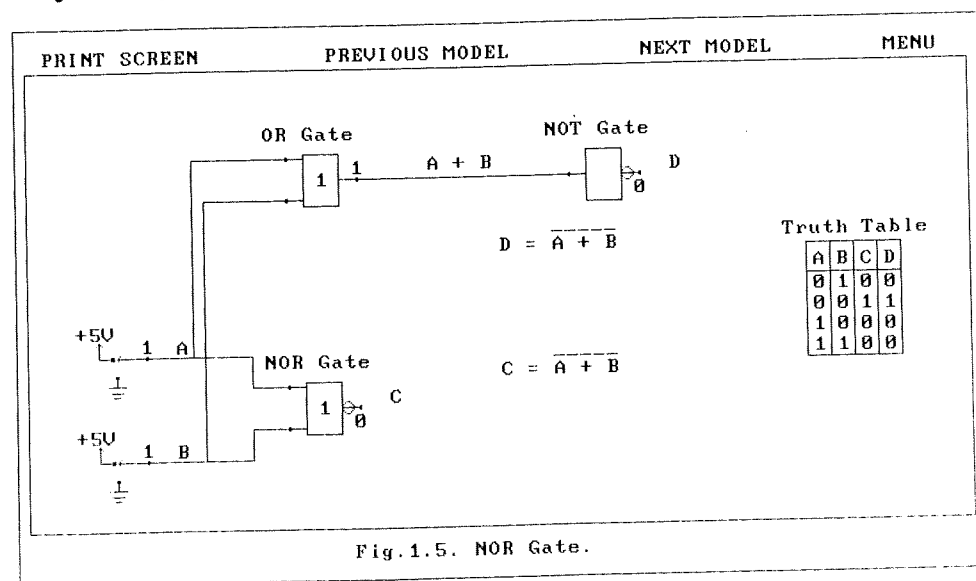
Undermenyn för kapitel 1.

sanningstabell. Ingångarna till grinden kan sedan sättas genom att peka med musen på switcharna. Kopplingslinjerna ändrar då färg för att visa det aktuella logiska tillståndet och den relevanta raden kan läggas in i sanningstabellen.

Konstruktionsdelen kan faktiskt användas från den första sektionen i inlärningsprogrammet, där eleven i de tillhörande övningarna uppmuntras att använda konstruktionsdelen för att koppla ihop basgrindarna. Konstruktionsoptionen visar en serie



NOR-grind med 0 på ingångarna....



... och med 1.

Grundtekniken när det gäller att ändra ingångar gäller alla modeller i programmet och allteftersom kopplingarna blir mer avancerade, genom att till exempel lägga till räknare och displayer, är användningen av färger och grafik mycket effektiv när det gäller att visa funktionen hos mer komplexa kretsar, såsom i en seriell adderare eller användningen av ett ROM som kod-omvandlare. I denna del av programmet finns det mer än sextio fungerande kretsmodeller av komponenter och applikationer. Samtliga komponenter som används i dessa modeller finns att tillgå i konstruktionsdelen, som tar eleven till en mer avancerad studienivå.

av menyboxar överst på en blank konstruktions-skärm och dessa används för att få tillgång till de olika programkommandona. Konstruktions-skärmen består av en punktmatris vilket underlättar placeringen av de valda komponenterna på skärmen.

För att arbeta sig genom konstruktionssektionen väljer eleven först från komponentmenyn. Det finns 19 komponenter att välja bland och man kan antingen skapa enkla konstruktioner bestående av några få logiska kretsar eller mer komplexa som använder räknare, skiftregister och ROM. När valet är gjort, och komponenterna placerade på skärmen med hjälp av musen, flyttar man sig till anslutningsmenyn och drar an-

slutningar mellan utgångsterminalerna och komponenterna genom att följa linjerna i matrisen. Därefter får man tillgång till skärmen och kan sätta upp en sanningstabell och lägga in text i konstruktionen. Senare kan man använda denna meny för att skriva ut en kopia av den färdiga konstruktionen. Systemmenyn gör att man kan 'köra' konstruktionen och undersöka de logiska operationer som utförs av modellen. Via denna meny kan man också spara delvis färdiga, eller helt färdiga konstruktioner, eller hämta tidigare sparade konstruktioner.

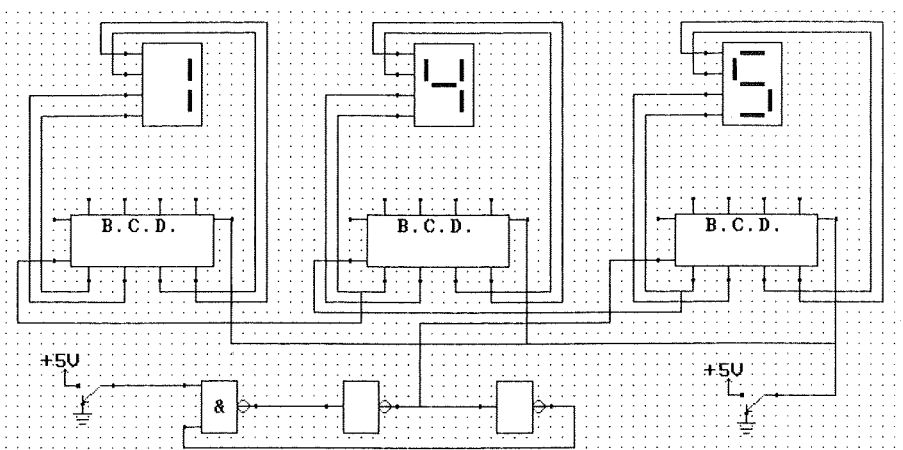
Nederst på skärmen visas hela tiden meddelanden som talar om vad man kan göra vid olika punkter i modellutvecklingen. När konstruktionen är färdig kan man undersöka de logiska operationer som utförs av modellen. Ingångens logiska signaler, vilka läggs på med hjälp av simulerade logiska switchar, ändras och färgen på anslutningslinjerna och de logiska symboler, vilka visas vid utgångsterminalerna hos komponentsymbolerna, visar de existerande logiska tillstånden.

Det som sades i början om att fysiskt bygga upp en krets från hårdvara demonstreras på ett utmärkt sätt i konstruktionsdelen. Jag använde Systemmenyn i denna sektion för att välja optionen 'Ladda existerande design'. Den design som erbjöds var 'Threedec' en krets med tre BCD-räknare vilka visade ental, tiotal och hundratal. En imponerande display av rörelse, färg och funktion. De flesta lärare kommer säkert att uppskatta de besparingar i tid, möda och pengar när man slipper producera detta med hårdvara och behöver dessutom inte oroa sig för att riskera systemet i ett experiment. Här kan eleverna experimentera och göra sina misstag på skärmen och har en betydligt större chans att få det rätt första gången när det sedan kommer till att bygga upp kopplingen på riktigt.

Programmet är bra konstruerat och använder färger och grafik effektivt. Skärmen har inget textmode i Megacycals mjukvara eftersom konstruktören, George Clayton, anser textmode som dåligt utnyttjande av datorns kapacitet. Principen hos samtliga paket från Megacycals är att använda datorn till vad den gör bäst. Grunden för programmen är därmed grafik, rörelse och interaktiv användning.

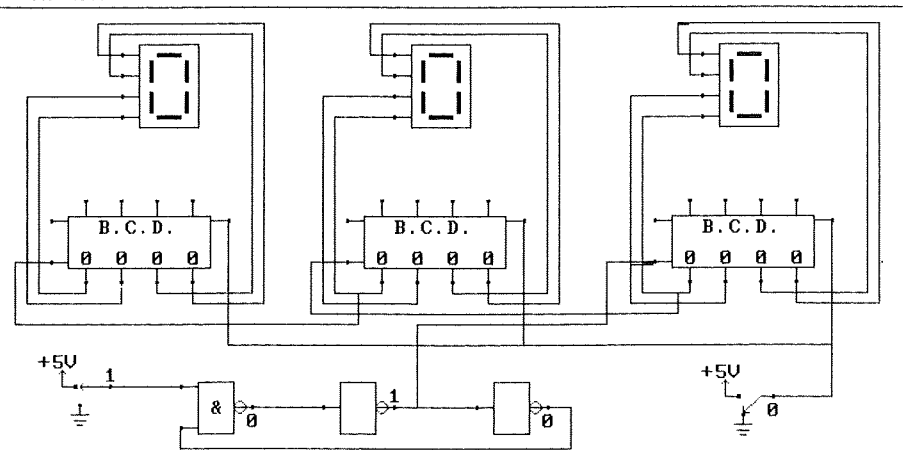
Andra paket från Megacycals på den svenska marknaden är 'Digital Devices' där man mera djupgående studerar kretsar som introducerats i Digital Electronic-paketet

COMPONENTS CONNECTIONS SCREEN SYSTEM EXIT



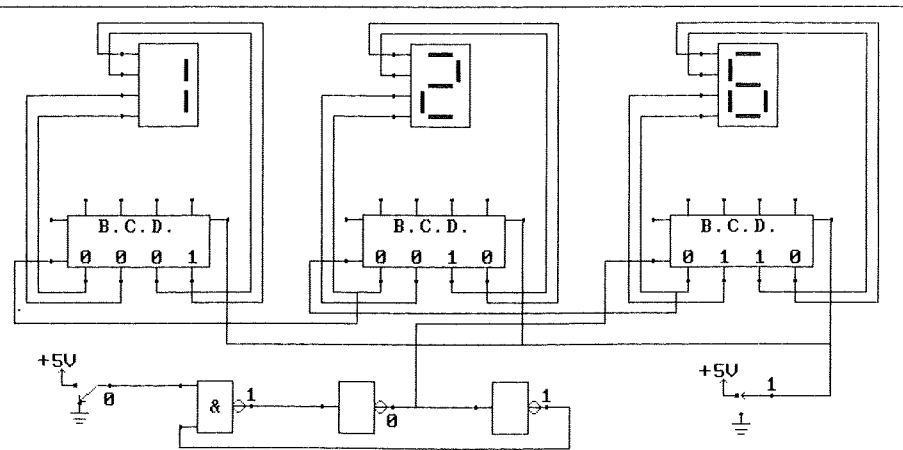
Thredec under CAD-ning...

COMPONENTS CONNECTIONS SCREEN SYSTEM EXIT



... när anslutningslinjerna är dragna...

COMPONENTS CONNECTIONS SCREEN SYSTEM EXIT



... och i funktion.

och två program om växelströmmar, AC Basics och AC Circuits. Dessa är inlärnings- och experimentpaket utan den konstruktionsmöjlighet som finns i Digital Electronics. Standarden för grafik och presentation är hög i samtliga paket och AC

Circuits innehåller en del spektakulär programmering i visningen av roterande vektorer. Paketet är ett välkommet tillskott när det gäller att lära elektronik och distribueras i Sverige av Terco AB.

SCALE MASTER

Scale Masters digitala skalpennsystem är specialdesignat för att förenkla mätningar från arkitekt- och konstruktionsritningar. Det räcker att ställa in skalan (på Arkitektur, Konstruktion eller Meter), rulla med hjulet (med ljudindikatorn av eller på) och läsa av avståndet på LCD-displayen.

Instrumentet mäter också rektangulära ytor och volymer, omvandlar skalor och dimensioner, har en inbyggd räknare och förfogar över möjligheten att rulla och ta mått i en av användaren bestämd skala.

Generalagent i (Norden är InterLinc AB, Malmö.

Telefon: 040-49 69 20.

Fax: 040-49 69 30

Kontaktman på InterLinc är

Bo Werngren.



Inbyggnadsklar mikrovågstransistor

En ny mikrovågstransistor från Philips,

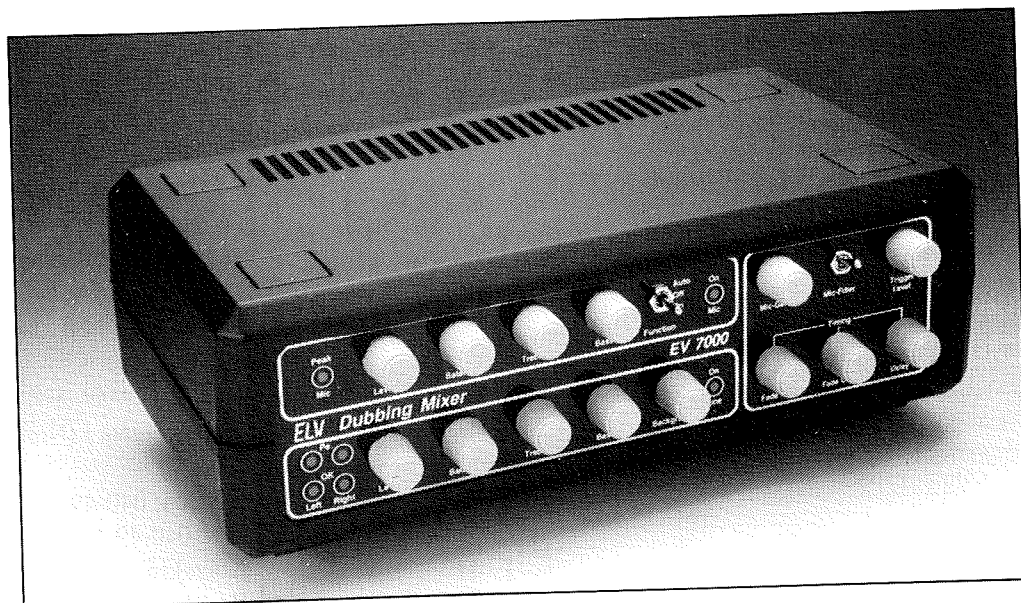
MX1011B400W, lämnar 450 W pulseffekt och är enkel att bygga in i olika konstruktioner genom att den har integrerade anpassningskretsar och dessutom liten bygghöjd, 6 mm. Transistorn levereras i flänsförsedd kapsel FO-91 med ytan 23x16 mm inkl anslutningsben.

Användningsområdet är exempelvis flygburen radar för identifiering och navigering på frekvensbandet 1,03-1,09 GHz med pulslängder upp till 500/us.

Mer information lämnas gärna av Philips Components AB
115 84 Stockholm
tel 08-782 14 00

DUBBING MIXER EV7000

DEL 1: ANSLUTNINGAR OCH KRETSBESKRIVNING



Med denna ljudmixer, konstruerad och marknadsförd som byggsats av ELV, kan man utföra en hel mängd av fading, luddubbing och röstpåläggningseffekter. Talkkanalen kan ta över musikkkanalen antingen automatiskt (genom röststyrning) eller manuellt. Fjorton kontroller och två vippomkopplare ger dig tillgång till alla de olika egenskaperna hos denna lättskötta enhet.

En dubbingmixer som denna EV7000 används ofta vid större tillställningar, film- eller diapresentationer, när en talkanal tillfälligt tar över (bakgrunds)musiken om man vill göra ett tillkännagivande eller kommentera något. En mjuk övergång mellan musik och tal kräver en fader av den typ som beskrivs här. För att förhindra olika kvalitet på ljudet hos musik- och talkkanalen har EV7000 separata tonkontroller för varje kanal. Dessutom finns det separata volym- och balanskontroller.

Funktion och kontroller

Som man kan se av bilden finns samtliga indikatorer och kontroller på frontpanelen. Ingångs- och utgångskontakterna finns på baksidan.

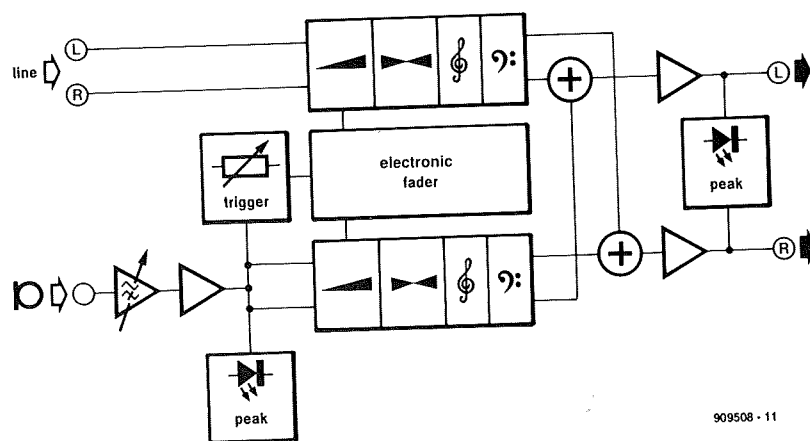
Innan enheten används skall den anslutas till nätet och till befintlig audioutrustning. En liten nätdapter med en utgång på 12 V vid 300 mA ansluts till 3,5 mm sockeln på bakpanelen. Lysdioderna 'Mic On' och 'Line On' på fronten visar att mixern är på.

Dubbingmixerna ansluts bäst mellan förförstärkaren och slutsteget. Den stereout-

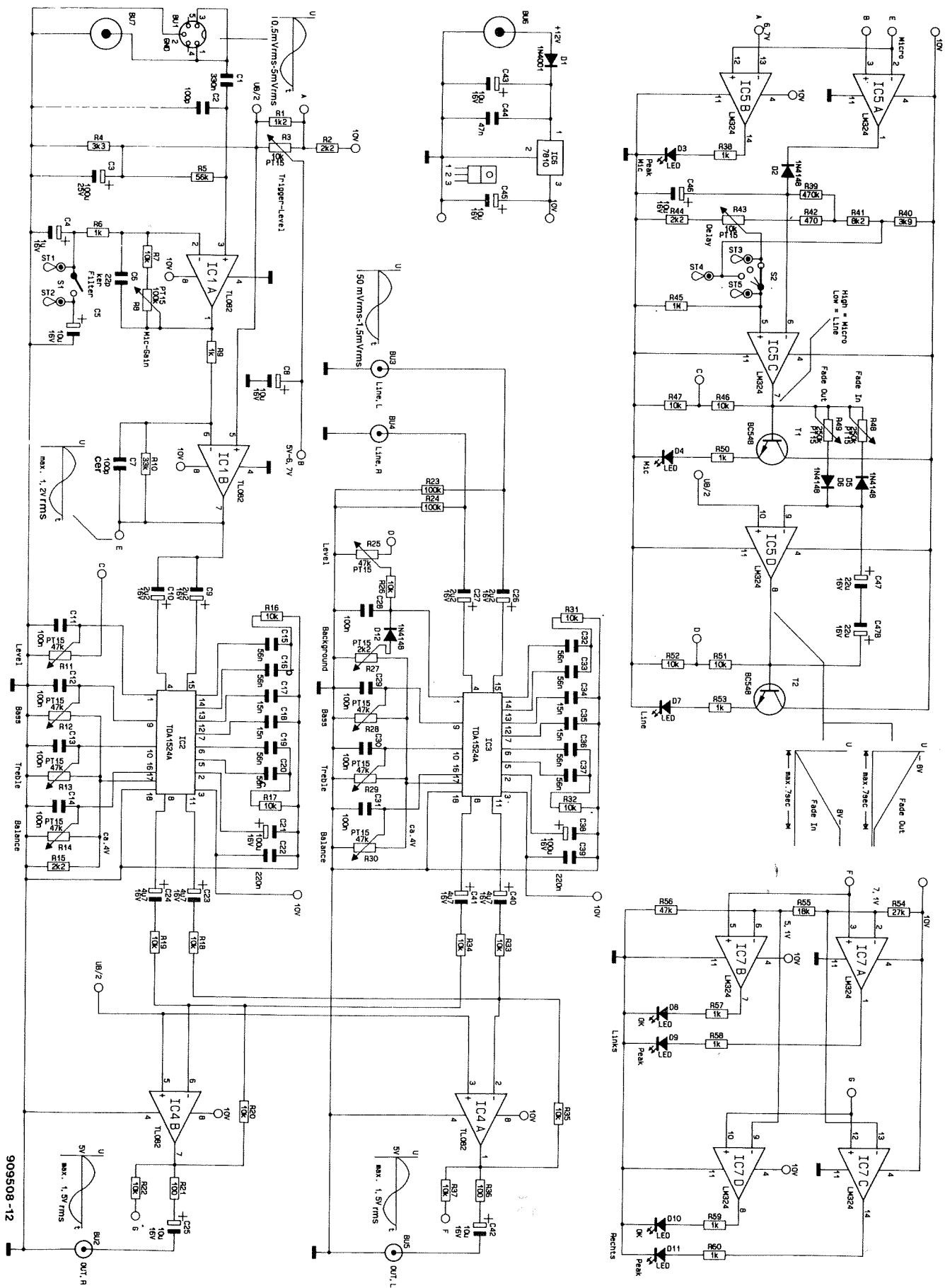
gångssignal som lämnas av förförstärkaren ansluts till phonoingångskontakterna (RCA-typ) på mixerns bakpanel. Utgångarna från mixern ansluts till slutstegets ingångar. När en monoförförstärkare används skall dess utgångssignal matas till mixerns vänstra

kanal och den högra kanalen används inte då.

Dubbingmixern har en inbyggd förstärkare som kan hantera ingångsnivåer mellan ca 50 mVrms och 1,7 Vrms. Detta betyder att i stort sett alla (linje)signalkällor kan



Figur 1. Blockschemat över dubbingmixern.



Figur 2. Kretsschemat över dubbingmixern.

anslutas.

Stereoutgångssignalen från dubbingmixern har en maxnivå på ca 1,7 Vrms och kan ställas på önskad volym inom ett område på 100 dB. Därmed kan mixern driva i stort sett alla typer av effektförstärkare.

Mixern har två parallellkopplade ingångskontakter för mikrofoner, en för 3,5 mm telejack och en för DIN-kontakt.

Kontrollerna på frontpanelen är arrangerade i tre grupper, markerade med vita ramar. Mycket av vad som följer nedan när det gäller grundfunktionerna hos mixern illustreras av blockschemat i figur 1.

Kontrollerna för **mikrofonkanalen** finns överst till vänster på fronten. Lysdioden längst till vänster visar mikrofonens toppnivå. Ton- och volymkontrollerna är endast effektiva för mikrofonkanalen. Vippomkopplaren markerad 'function' gör att man kan välja tre inställningar:

'off' kopplar bort mikrofonkanalen;

'on' kopplar in mikrofonkanalen;

'auto' frigör den automatiska tal-kontrollen (VOX). När den väljs ger denna funktion en automatisk fade-in när en viss (inställbar) mikrofonnivå överskrids. Mikrofonen tonar bort automatiskt när signalnivån faller under den inställda nivån. Tillståndet hos VOX indikeras av 'Mic On' LED:en.

Kontrollerna för **linje (line) kanalen** ligger nere till vänster på fronten. De fyra lysdioderna till vänster används som nivåindikatorer för de två utgångssignalerna. Lysdioden 'Pe' (peak = topp) skall helst förbli släckt medan lysdioderna 'OK' lyser när signalerna har tillräckligt hög nivå. Minsta rekommenderade signalnivå visas av att lysdioderna 'OK' blinkar oregelbundet. Liksom mikrofonkanalen har linjekanalens separata ton- och nivåkontroller, märkta 'background'. Den senare ställer in bakgrundsnivån hos musiksигнаlen när talkanalens aktiveras. När den är vriden helt moturs dämpas musiken helt när talkanalens tar över.

Lysdioden 'Line On' indikerar intoningen och borttoningen. Ljusstyrkan med vilken LED:en lyser ger en grov uppskattning av nivån hos bakgrundsmusiken när talkanalens tar över. När lysdioden lyser med maximal styrka ligger musikkkanalen vid maximal nivå, dvs mikrofonkanalen är bortkopplad.

Grundfunktionerna (basic functions) ställs in med kontrollerna till höger på frontpanelen. 'Mic gain' potentiometern bestämmer förstärkningen i mikrofonkanalen. Den skall ställas in i ett läge där mikrofonsignalen är tillräckligt hög när 'Mic level' kontrollen vrids till den sista tredjedelen av sin bana. Vippomkopplaren markerad 'Mic filter' gör att den låga sidan av frekvensområdet kan begränsas till ca 200 Hz. Detta mode är speciellt lämpligt när det gäller att dämpa störningar från golvet, brum och andra låga frekvenser. När filtret kopplas bort börjar frekvensområdet vid ca 20 Hz, vilket gör mikrofonsignalen lämplig även för musik. Kontrollen 'trigger level' (triggnivå) ställer in tröskeln hos den tidigare nämnda VOX-funktionen. Vrider man denna kontroll medurs blir resultatet en högre switchningströskel, dvs det krävs en högre mikrofonsignal för att dubbingmixern skall koppla in talkanalens. Triggnivåkontrollen fungerar endast när funktionsomkopplaren är ställd i läge 'auto'.

De tre tidkontrollerna i det nedre högra hörnet gör att hastigheten hos intoningen och borttoningen kan ställas in efter önskemål. Intoningskontrollen har ett område från 0 till ca 7 sekunder oberoende av den tid som ställt in med borttoningskontrollen. 'Delay' kontrollen (fördröjning) bestämmer tiden mellan slutet av talkanalens övertagande och början på musikkkanalens övertagande. Området för denna kontroll är 0 till ca 5 sekunder. Liksom VOX-nivåkontrollen är 'delay' kontrollen endast aktiv i 'auto'-mode. Den är i huvudsak avsedd att förhindra att musikkkanalen tonar in under varje kort paus i talkanalens.

Kretsbeskrivning

De viktigaste delarna i kretsschemat i figur 2 är två audioprocessor-IC av typ TDA1524A. Alla signalparametrar (volym, balans och ton) ställs in med styrspänningar.

Västra och högra linjesignalerna läggs till kontaktarna BU3 respektive BU4 och matas till ingångsbenen 4 och 15 på TDA1524A (IC3) via kopplingskondensatorerna C26 och C27. Då alla aktiva delar finns i TDA1524A behövs det endast en handfull externa kondensatorer och motstånd för att uppnå signalfunktionerna. Bas-

nivån bestäms av R31, C32 och C33 för den vänstra kanalen och R32, C36 och C37 för den högra kanalen. Diskantkontrollen behöver endast en kondensator, C34 (vänster) och C35 (höger). Bas- och diskantinställningarna styrs av elektroniska potentiometrar i TDA1524A. Dessa potentiometrar styrs i sin tur av externt pålagda likspänningar. Volymen ställs in via kontrollringängen ben 1, basnivån via ben 9, diskantnivån via ben 10 och balansen via ben 16. Vid en matningsspänning på 10 V är området för styrspänningarna ca 0,25 V till 4,0 V för samtliga dessa ingångar. Nivån på matningsspänningen påverkas dock knappast dessa inställningar då potentiometrarna som sätter ljudparametrarna, R27-R30, är anslutna till den referensspänning som lämnas av TDA1524A, ben 17. Kondensatorerna C28-C31 undertrycker kontaktstörningar när potentiometrarna vrids.

De två volymkontrollerna som arbetar på ben 1 hos IC3 bildar en speciell konfiguration där dioden D12 är en viktig komponent. Styrspänningen över löparen på potentiometer R25 matas till ben 1 hos IC3 via R26 och C28. Den positiva matningsspänningen för potentiometern lämnas av utgången från IC5 och spänningsdelaren R51-R52. I 'linje'-mode förses R25 med ca 4 V, vilket gör att hela volymområdet kan täckas. När mikrofonen kopplas in faller matningsspänningen till potentiometern till ca 0 V, vilket normalt skulle innebära total bortkoppling av musiksигнаlen. Dioden D12 håller emellertid lägsta nivån för volymkontrollens styrspänning vid 0,7 V under den nivå som är inställd med R27, nivåkontrollen för bakgrundsmusiken. Funktionen hos drivkretsen runt IC5 återkommer vi till.

Elektrolytkondensatorn C38 bildar en buffert för den interna matningsspänningen hos TDA1524A, medan C39 filtrerar den matningsspänning som läggs till kretsen.

Utgångssignalerna vid ben 11 (vänster) och ben 8 (höger) hos TDA1524A matas till summaingångarna hos den inverterande förstärkarna IC4a och IC4b via C40-R33 och C41-R34. Summeringsoperationen involverar de två linjesignalerna (vänster och höger) och mikrofonsignalen från IC2. Komponenter med värden lika dem som används för linjesignalerna tar mikrofonsignalen från utgångsbenen 8 och 11 på IC2 till ingångsbenen 2 och 6 hos IC4. De två opamparna, IC4a och IC4b används för att invertera och buffra signalerna.

Vänstra kanalens signal når utgångskontakten, BU5, via utgången från IC4a, ben 1, och R36-C42. På samma sätt når den högra signalen BU2 via ben 7 på IC4 och R21-C25.

Mikrofonsignalerna behandlas av IC2 och potentiometrarna R11-R14 på ett liknande sätt som det beskrivs för linjeförstärkaren, IC3. Matningsspänningen för volymkontrollpotentiometrarna lämnas av ben

7 på IC5c och spänningsdelaren R46-R47. De två ingångarna till IC2 drivs parallellt av utgången från opampen IC1b.

Fortsättning i nästa nummer.

LOGIKTESTARE

Den logiktestare som beskrivs här är helt byggd med ytmonterade komponenter, vilket gör den mycket kompakt som man kan se av kretskortet.

Ingången består av två komparatorer vilka arbetar med olika referensspänningar, som lämnas av separata spänningsdelare. Delaren R3-R4-R5 ger en spänning på ca 40% av matningsspänningen, U_{cc} , till ben 6 på IC1b och en på ca 16% till av U_{cc} till ben 3 på IC1a. När $U_{cc} = 5\text{ V}$ är dessa spänningar exakt tröskelspänningarna (0,8 V och 2,0 V) för TTL-komparatorerna.

På samma sätt ger delaren R6-R7-R8 23% av U_{cc} och 73% av U_{cc} till ben 3 på IC1a respektive ben 6 på IC1b. Dessa nivåer motsvarar standardtrösklarna för CMOS-komparatorer.

Den spänning som skall mätas, U_a , läggs till ben 5 på IC1b och ben 2 på IC1a och jämförs med respektive referens. Utgångarna från komparator IC1b går hög när U_a överskrider referensen medan utgången från IC1b går hög när U_a ligger under spänningen vid ben 3.

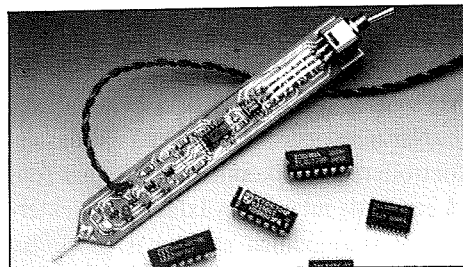
Komparatorerna följs av drivsteg, T1 och T2 för LED-displayen, D1 för 'hög' och D2 för 'låg', och också NOR-grinden IC2a

som switchar till T3 när utgången från båda komparatorerna är låg, dvs odefinierad. Detta tillstånd indikeras av D3.

De återstående grindarna i IC2 bildar en monovippa. Under tomgång finns U_{cc} vid ingången till inverteraren IC2c. Utgången från inverteraren är då låg, T4 är från och D4 släckt. Ben 4 hos IC2b är också högt men detta tillstånd ändras när en puls kommer till ben 5. Utgången från IC2b går då låg, C2 urladdas, inverteraren vippar, T4 switchar till och D4 tänds. Detta tillstånd är emellertid instabilt eftersom C2 återladdas via R13. Även om pulsen vid ben 5 är mycket kort förlänger tidskonstanten R13-C2 denna upp till ca 100 ms.

Matningsspänningen kan ligga mellan 5 V och 15 V. Vid 5 V drar kretsen ca 15 mA.

Ingångsimpedansen till testaren ligger runt 330 k Ω .



KOMPONENTLISTA

Motstånd

R1, R13 = 1M
R2 = 470k
R3 = 39k
R4, R6, R8 = 15k
R5, R9, R10, R11, R14 = 10k
R7 = 27k
R12, R15 = 1k

Kondensatorer

C1, C2 = 100n

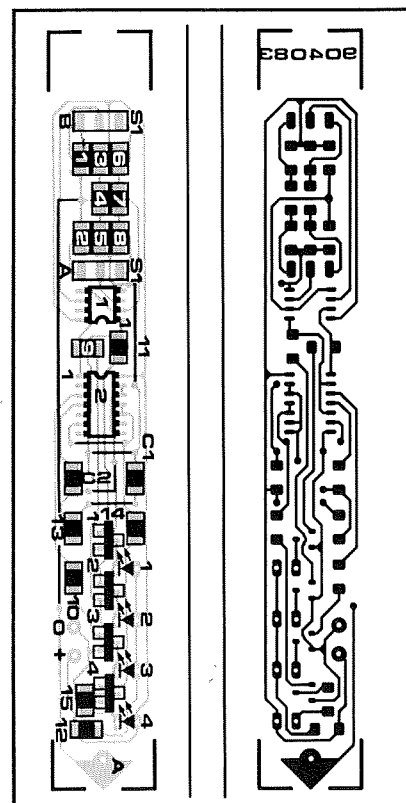
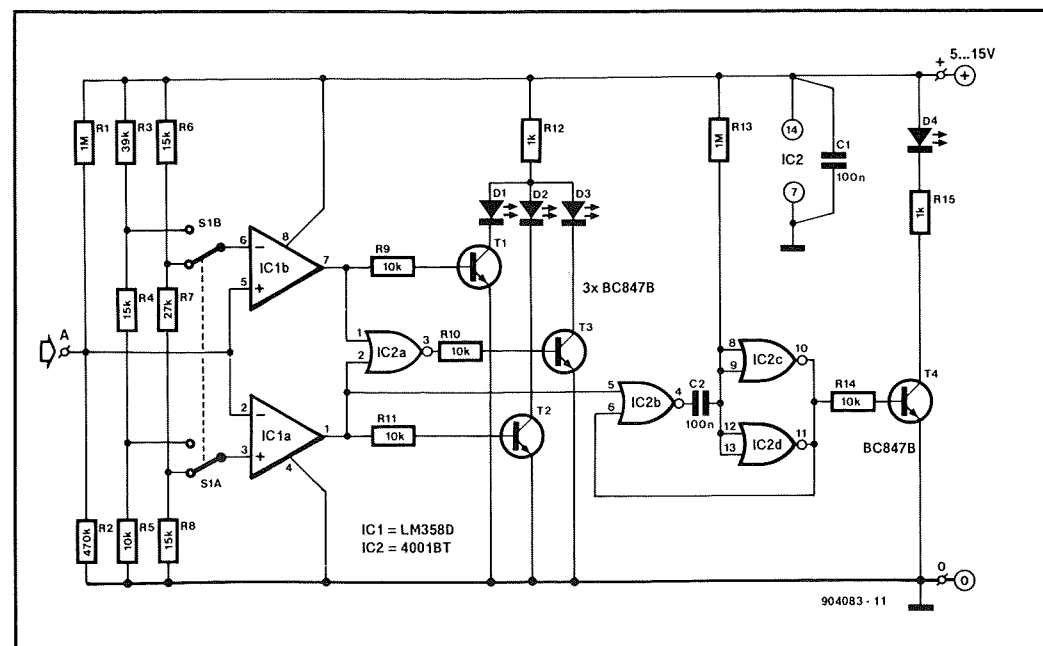
Halvledare

D1, D2 = LED, 3 mm, grön
D3 = LED, 3 mm, röd
D4 = LED, 3 mm, gul
T1-T4 = BC847B
IC1 = LM358D
IC2 = 4001BT

Övrigt

S1 = sub-miniaturswitch, 2 slut-före-bryt-kontakter

Samtliga komponenter för ytmontering.



CENTRALLÅS FÖR BILAR

De flesta nya bilar är numera försedda med centrallås antingen som standard (vanligast) eller som tillbehör och ibland kombinerat med larmsystem. Om du är en av de olyckliga som inte har råd med en ny bil just nu, men som ändå vill åtnjuta fördelarna med ett centrallås, så kan detta projekt intressant.

Det är inte alla varianter av en speciell bilmodell som är utrustade med centrallås. Det är möjligt att få dessa modifierade senare men detta är i allmänhet dyrare än att köpa en relevant sats från en bildelsfirma. I många länder finns det två olika satser att köpa, en för bara framdörrarna och en för samtliga fyra dörrar. Om det även ingår lås för bakluckan känner vi inte till.

Tvådörrarsatsen innehåller två mastermoduler som måste kopplas till öppningsmekanismen i varje dörr. Varje modul innehåller en elektrisk motor, som via en passande utväxling höjer eller sänker en låsaxel ca 50 mm. Låsaxeln måste vara mekaniskt kopplad till den existerande låsmekanismen för dörrarna. När modulerna monteras i framdörrarna kan de låsas eller låsas upp samtidigt från vilken av dörrarna som helst.

Fyra-dörrarsatsen innehåller två mastermoduler och två slavmoduler. Samtliga fyra dörrar kan låsas eller låsas upp från vilken som helst av framdörrarna medan inget av låsen på bakdörrarna styr något av de övriga låsen.

Huvudskillnaden mellan en mastermodul och en slavmodul är att den förstnämnda har ytterligare en elektrisk växlande kontakt som fastställer läget på nyckeln i låset.

Satsen innehåller också ett litet kretskort på vilket de elektroniska styrkretsarna finns monterade. Dessa kretsar tolkar läget på switcharna och styr kraften till motorerna. De kan inte modifieras för att, till exempel, styra fyra eller fem mastermoduler och dessutom är de i vissa fall inte särskilt pålitliga.

Med tanke på begränsningarna hos de elektroniska delarna i satsen kände vi att en betydligt mer sofistikerad krets inte vore i vägen. Dessutom går det att styra den här kretsen med en infraröd fjärrkontroll.

Kretsbeskrivning

Själva kretsen, se figur 1, är ganska



enkel och använder bara en handfull komponenter. den passar för att styra upp till fyra mastermoduler och två slavmoduler.

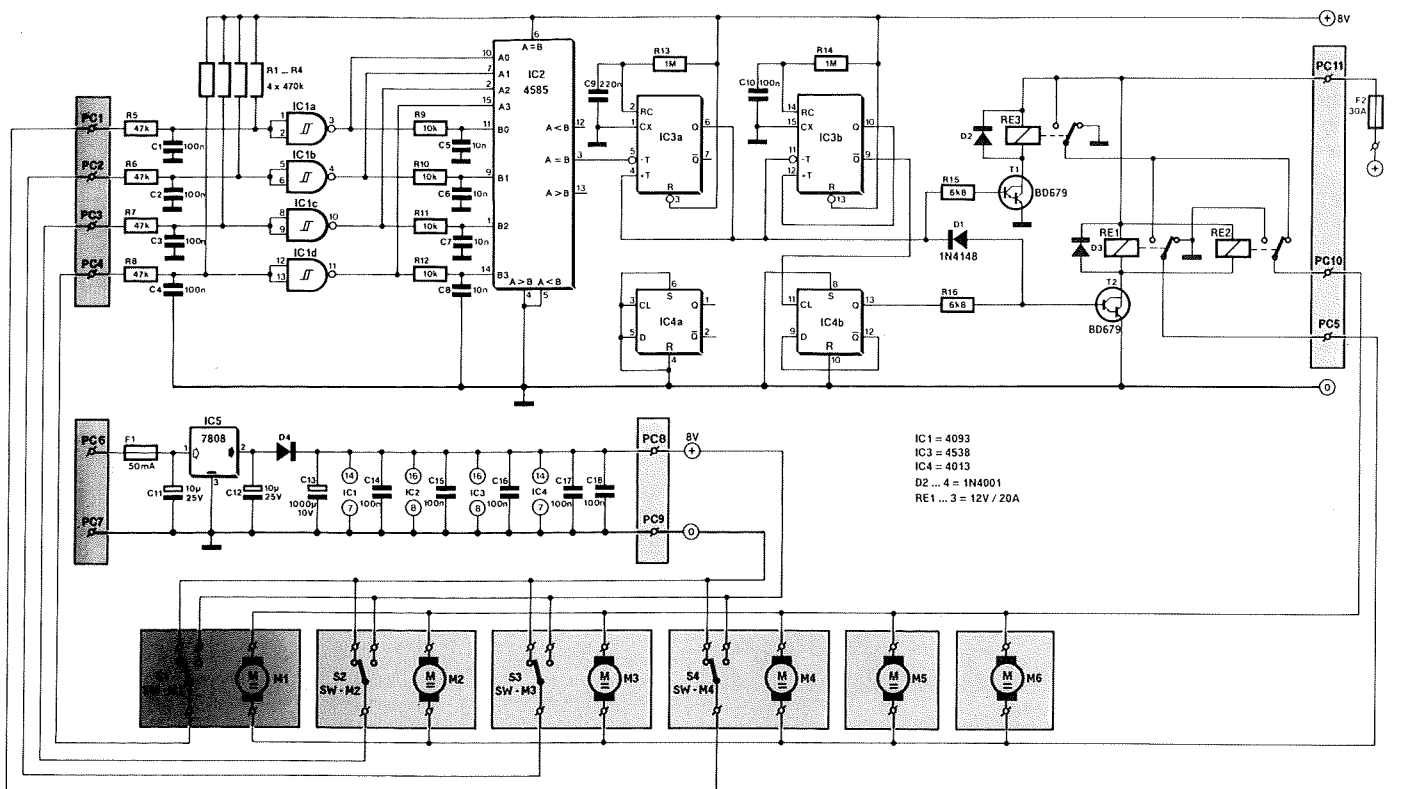
När man opererar ett lås på en masterkontrollerad dörr kommer den signal som då ges av de relevanta växlande kontakterna i mastermodulen att läggas till en av ingångarna på en fyrdubbel Schmitt-trigger, IC1, via ett lågpassfilter av RC-typ. Följden blir ett spänningshopp vid en av utgångarna från Schmitt-triggern och detta registreras vid ingångarna A0-A3 och B0-B3 hos komparatorn IC2. På grund av RC-lågpassfiltren vid ingångarna B0-B3 fördröjs signalen vid dessa ingångar något. Följaktligen ändras nivån vid A=B-utgången hos komparatorn från hög till låg och detta triggar monovippan IC3, som är en icke-återtriggningsbar 4538.

Under monotiden, som bestäms av tidskonstanten R13-C9, är utgången från monovippan hög så att transistor T1 switchas till och reläet aktiveras. Så länge som detta tillstånd förblir, och endast så länge, sluts batterimatningen till motorerna hos samtliga moduler via vilokontakterna på reläerna Re1 och Re2.

Av detta följer att monotiden måste vara tillräckligt lång för att motorerna skall hinna operera låsaxlarna och därigenom öppna eller låsa dörrarna. Å andra sidan får monotiden inte vara för lång eftersom motorerna i sitt stoppläge drar maximal ström och överhettas snabbt. Den föreslagna tiden på 220 ms har visat sig idealisk tillsammans med flera olika satser. Om ni trots allt skulle få problem med detta kan tiden ökas genom öka värdet på R13 och/eller C9 och kortas genom att minska värdet på dessa komponenter.

Motorernas rotationsriktning beror på läget hos kontakterna i Re1 och Re2. De växlande kontakterna i dessa reläer är arrangerade som reverserande switchar. Då motorerna måste ändra riktning varje gång nyckeln vrids om lagras deras senast riktning i en D-vippa, IC4b, vilken fungerar som en binär delare. När Q-utgången hos detta steg är hög och monovippan aktiv (AND-grindad via D1) vippar transistor T2 och reläerna Re1 och Re2 aktiveras.

När Q-utgången från IC4b är låg vilar reläerna Re1 och Re2 och polariteten hos spänningen över motorerna är omvänd



(reverserad).

Tillståndet hos IC4b ändras vid varje ledande flank vid $\bar{Q}$ -utgången från IC3b. Detta har den fördelen att nästa riktning för motorerna bestäms endast när motorerna har nått sina ändstopp.

Strömförsörjningen till en krets som används i en bil måste konstrueras så att den

klarar de problem som kan uppstå i en bils elektriska system. Den här kretsen behöver 8 V och detta tas från bilbatteriet via en 8 V regulator som följs av en kondensator på 1000 μF , C13, till jord. Dioden D4 förhindrar att kondensatorn laddas ur via regulatorn när bilmotorn startas. Kondensatorn ser till att kretsen förblir funktionsduglig

under minst 10 sekunder efter det batterispänningen tagits bort.

Om ni vill ha fjärrkontroll av centrallåset så måste ni avstå från en av mastermodulerna och de då fria ingången till Schmitttriggern används som ingång för fjärrkontrollen. Passande sändar- och mottagareheter för fjärrkontroll kan köpas i de flesta bildelsaffärer.

Själva bygget

Det är bäst att bygga kretsen på en bit experimentkort (verokort), se figur 2. Avkopplingskondensatorerna C14-C18 måste monteras så nära de relevanta benen på IC1-IC3 som möjligt för att inte något brus på matningslinjerna skall nå dessa CMOS-komponenter.

Reläerna kan vara av den typ som används som blinkrelä. Dessa är ganska små men klarar ändå 20 A.

Anslutningarna mellan kortet och modulerna och batteriet görs bäst med hjälp av bilkontakter av standardtyp (s.k. spadkontakter).

Kortet kan byggas in i en enkel låda av ABS-plast eller liknande.

Kompleta monteringsinstruktioner medföljer centrallåssatsen. Det huvudsakliga arbetet handlar om att göra i ordning och dra kablar till olika platser. Räkna med ett par timmar per dörr.

