

ISSN 0280-5316
ISRN LUTFD2/TFRT--5471--SE

Galvanisk balansstimulator

Imran Akhtar

Institutionen för Reglerteknik
Lunds Tekniska Högskola
April 1993

Department of Automatic Control Lund Institute of Technology P.O. Box 118 S-221 00 Lund Sweden		<i>Document name</i> MASTER THESIS	
		<i>Date of issue</i> April 1993	
		<i>Document Number</i> ISRN LUTFD2/TFRT--5471--SE	
<i>Author(s)</i> Imran Akhtar		<i>Supervisor</i> R.Johansson, M. Magnusson, P. Fransson	
		<i>Sponsoring organisation</i>	
<i>Title and subtitle</i> Galvanic Stimulator. (Galvanisk balansstimulator).			
<i>Abstract</i> <p>A voltage controlled galvanic stimulator has been constructed for experiments on human balance. The aim is to gain knowledge about the human body's balancing behavior and implementation for diagnostic purposes. The purpose is to stimulate the vestibular nerve in the inner ear, with a defined stimulus, measuring the resulting body sway, analysing the input and output signals with mathematical models, developed in control theory. The vestibular receptor organs and nerves are stimulated galvanically. Random current pulses, controlled by a computer program, are sent through by electrodes attached behind each ear. The lateral body sway is measured with a force plate, on which the person is standing with her/his feet forming a 30 degrees angle. The stimulus current is compensated for the varying resistance between different persons and over time. For this purpose a special current generator has been developed. This thesis comprises only the technical description over the current generator.</p> <p>The galvanic stimulator consist of a linear variable current generator, current display units, a isolated voltage interface (4kV), and two 220V/50Hz to DC-voltage power supplies. The stimulus pulse is controlled, from an external unit, i.e. a computer analog output port, coupled via the isolated interface to the current generator. The amplitude and polarity of the stimulus pulse decide the current amplitude and direction. The isolated voltage interface is used for protection against leakage currents from the external analog unit. The balance stimulator can reproduce short pulses, around 0.5 ms to rectangular and sinusoidal waves with frequencies up to 1kHz. Duration between input and output signals is between $60\mu s$ – $100\mu s$ and the linearity is about 0.5%. The power supply for the generator has an extra transformer (4kV-isolation) coupled before its main voltage transformer for protection against leakage currents from the 220V AC-power supply. Both the apparatus casing and the isolated transformer are grounded and have been tested against leakage currents with a high voltage test apparatus Rigel 233 at the electrical department at Lund University Hospital (1991).</p>			
<i>Key words</i>			
<i>Classification system and/or index terms (if any)</i>			
<i>Supplementary bibliographical information</i>			
<i>ISSN and key title</i> 0280-5316			<i>ISBN</i>
<i>Language</i> Swedish	<i>Number of pages</i> 88	<i>Recipient's notes</i>	
<i>Security classification</i>			

Innehåll

Sammanfattning	4
Summary	6
1. Konstantströmgenerator - krav	7
1.1 Strömgenerator - princip	7
1.2 Bryggkopplade förstärkare	8
1.3 Kretsmodell	10
2. Kretsval - komponentval	11
2.1 Bryggförstärkare	11
2.2 Summator	12
2.3 Återkopplingsförstärkare	12
3. Kretsanalys - dimensionering	14
3.1 Statisk kretsanalys - funktion	14
3.2 Regulator och komponentberäkning	16
3.4 Trimning och testning	18
4. Dynamisk kretsanalys - stegsvar	19
4.1 Stegsvär för olika RC -tid	20
4.2 Stegsvär för olika K_1	22
4.3 OP- förstärkarens fysiska betydelse	22
5. Modifierad konstruktion	24
5.1 Olika val av R_s	24
5.2 RC -tid, K_1 och stegvarsdata	25
6. Tillbehör till strömgeneratorn	27
6.1 4kV- isolerande länk - krav	27
6.2 Metoder för isolerande spänningslänk	28

7. Optolänk - blockschema	30
7.1 Ingångsbuffertsteg	31
7.2 A/D-omvandlaren	33
7.3 Sempelklockan	33
7.4 Drivsteg och optokopplare	34
7.5 Parallellregister och D/A- omvandlare	36
7.6 Utgångssteg	37
7.7 Spänningsreferens	38
8. Indikator-kretsar	40
8.1 Strömmätning	41
8.2 Diodstapelkrets	41
8.3 Strömriktningsindikator	44
8.4 Strömgränsindikator	44
8.5 Stor resistans indikator	45
9. Spänningsaggregat	48
9.1 Spänningsförsörjning +5V och +12V	48
9.2 Spänningsförsörjning ±12V och ±15V	50
10. Kylning av halvledare	53
11. Optolänk - maxutspänning	56
12. Trimning av kretskorten	57
12.1 Spänningskort +5V och +12V	57
12.2 Spänningskort ±12V och ±15V	57
12.3 Optolänk	57
12.4 Strömgenerator	58
12.5 Likriktare	59
12.6 Lysdiod drivare LM 3914	59
Referenser	60

APPENDIX

A. Uppmätta data för första prototypen	61
B. Apparatbeskrivning och handhavande	63

C. Komponentdata	67
D. Komponentlista	68

Ritningar

Kretsrutningar: ritn.nr1 - ritn.nr6

Kretskortsmönster: ritn.nr7 - ritn.nr8

Komponentmontage: ritn.nr9 - ritn.nr10

Sammankoppling och testpunkter: ritn.nr11 - ritn.nr12

Resultat av läckströmsprovning

0. Sammanfattning

En spänningstyrd stimulator har konstruerats för galvanisk stimulering av balansnerven hos människa, i studier av mänsklig balansförmåga. Avsikten är att öka förståelsen för kroppsbalansen genom att stimulera balansnerven med en yttre känd störning, mäta kroppssvaj och sedan behandla in-och ut signaler med i reglerteknik utvecklade matematiska metoder. Stimulering av balansnerven sker på galvanisk väg. Elektroder anbringas bakom vardera örat hos försökspersonen och slumpmässigt varierande strömpulser, styrda av datorprogram, skickas till elektroderna. Kroppssvajning mäts med en tryckkänslig platta, som personen står på med V-formad fotplacering. Under strömpulsens varaktighet kompenseras de resistansvariationer, som förekommer hos olika personer. För detta ändamål har en speciell strömgenerator konstruerats i samarbete med Balanslaboratoriet, ÖNH-kliniken på Lunds lasarett. Examensarbetet omfattar den tekniska beskrivningen av strömgeneratoren och dess kringenheter.

Stimulatorn består av en linjärvariabel strömgenerator och dess yttre kringenheter bestående av strömindikatorkretsar, ett isolerande gränssnitt och till 220V/50Hz-nätet anslutningsbar spänningsförsörjning. Strömgenerator-konstruktionen baseras på tekniken bryggkopplade förstärkare, där belastningen är kopplad mellan utgångarna på två förstärkare. Förstärkarna arbetar i motfas. Strömmen genom belastningen mäts och subtraheras med styrspanningen och den skillnadsspänning som då uppstår styr ut bryggförstärkaren så att konstant utström bibehålls. Fördelen med denna teknik är att hela matningsspänning utnyttjas effektivt i båda strömriktningarna och belastningen, i det här fallet försökspersonen, inte är fast ansluten till någon av matningsspänningens poler eller jord. Styrsignalen hämtas från någon yttre analog enhet, exempelvis dator, och kopplas via det isolerande gränssnittet till strömgeneratoren. Storleken och polariteten hos styrsignalen bestämmer utströmmens storlek och riktning. Stimulatorn accepterar alla möjliga kurvformer varierande från korta pulser kring 0.5 ms till fyrkant- och sinus signaler upp till 1kHz. Fördröjning mellan in- utsignal varierar mellan $60\mu s$ - $100\mu s$ beroende på den inkopplade resistansens storlek. Linjäriteten hos strömgeneratoren är kring 0.5%.

Isolering och säkerhet

Strömgeneratoren har konstruerats för att kunna anslutas till 220V spänningsnätet. Det ger väldefinierade och stabila matningsspänningar i apparaten. Men eftersom strömgeneratorutgången kopplas direkt på människokroppen, ställer det hårda krav på isolering gentemot 220V-nätet. Från sjukhusets sida krävde man minst 4kV isolering både mot 220V-nätet och mot det externa styrenheten, som också är ansluten till 220V. Följande säkerhetshöjande åtgärder har därför vidtagits i apparatkonstruktionen.

- Dubbla transformatorer i strömgeneratorns spänningsförsörjning. En 4kV-isolerande fulltransformator kopplad före spänningsförsörjningens huvudtransformator.

- En isolerande digital optolänk överför styrspänningen via optokopplare, med 5.3kV-isolering per optokopplare, till strömgeneratoren. Optolänkens primärsida har egen separat spänningsförsörjning.
- Ett transientskydd kopplad till strömgeneratoren, som håller utströmmen kring 0mA vid tillslag av huvudströmbrytaren. Detta förhindrar oavsiktlig stimulering av en ansluten försöksperson. Transientskyddets kontroll över strömgeneratoren upphör successivt först efter en fördröjning på 10 sekunder.
- Kretskort av glasfiber placerade på 12mm långa plaststolpar.
- Jordat apparathölje och fulltransformator. Anslutningar för 220V, internt i apparaten, isolerade med krympslang.

Hela apparaten har säkerhetstestats mot läckströmmar med en apparat för läckströmsprovning RIGEL 233. Testet har utförts på Lunds Lasarets Elektronikavdelning (1991).

Data: Max insignal: $\pm 10V$
 Inimpedans: $130\text{ k}\Omega$
 Max utström
 i fyra olika lägen: $\pm 4\text{ mA}$, $\pm 2\text{ mA}$
 $\pm 1\text{ mA}$, $\pm 0.5\text{ mA}$
 Linjäritet: 0.25%
 In- utsignal
 fördröjning: $60\mu s$ - $100\mu s$
 Matningsspänning: $220V/50Hz$

Summary

A voltage controlled galvanic stimulator has been constructed for experiments on human balance. The aim is to gain knowledge about the human body's balancing behavior and implementation for diagnostic purposes. The purpose is to stimulate the vestibular nerve in the inner ear, with a defined stimulus, measuring the resulting body sway, analysing the input and output signals with mathematical models, developed in control theory. The vestibular receptor organs and nerves are stimulated galvanically. Random current pulses, controlled by a computer program, are sent through by electrodes attached behind each ear. The lateral body sway is measured with a force plate, on which the person is standing with her/his feet forming a 30 degrees angle. The stimulus current is compensated for the varying resistance between different persons and over time. For this purpose a special current generator has been developed. This thesis comprises only the technical description over the current generator.

The galvanic stimulator consist of a linear variable current generator, current display units, a isolated voltage interface (4kV), and two 220V/50Hz to DC-voltage power supplies. The stimulus puls is controlled, from an external unit, i.e. a computers analog output port, coupled via the isolated interface to the current generator. The amplitude and polarity of the stimulus pulse decide the current amplitude and direction. The isolated voltage interface is used for protection against leakage currents from the external analog unit. The balance stimulator can reproduce short pulses, around 0.5ms to rectangular and sinusoidal waves with frequencies up to 1kHz. Duration between input and output signals is between $60\mu s$ - $100\mu s$ and the linearity is about 0.5%. The power supply for the generator has an extra transformer (4kV-isolation) coupled before its main voltage transformer for protection against leakage currents from the 220V AC-power supply. Both the apparatus casing and the isolated transformer are grounded and has been tested against leakage currents with a high voltage test apparatus Rigel 233 at the electrical department at Lund University Hospital (1991).

1. Konstantströmgenerator - krav

Uppgiften var att konstruera en linjärvariabel spänningsstyrd strömgenerator för ändamålet att på galvanisk väg stimulera balansnerven hos människa. Två elektroder ansluts bakom vardera örat på försökspersonen och genom att sända en konstant ström ges en vestibular störning och personen fås att svaja. Strömmens storlek och riktning skall lätt kunna ändras med styrspänningen och den maximala strömmen får inte överstiga 4 mA.

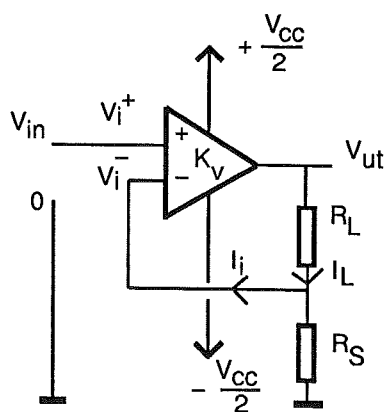
Följande gäller:

- Hudresistansen hos olika personer varierar mellan 600 - 2 k Ω , om huden har tvättats noga med sprit och om anslutningselektroderna är belagda med ledande pasta [4].
- Maximala styrspänningen är $\pm 10V$, som hämtas från en dators analogutgång.
- Maximala utströmmen är ± 4 mA, vilket ger $G_m = 0.4$ mA/V.
- Stimulatorn kommer att vara nätansluten. För största möjliga säkerhet mot läckströmmar från nätet, så inkluderas en extra isolerande fulltransformator med isolering på 4kV. Styrspänningen från datorn kopplas via en isolerande gränssnitt (4kV-isolering) till strömgeneratorn.

En tidigare byggd relästyrd strömgenerator studerades (som användes av balanslab på Lunds lasarett) [4]. Dess matningsspänning bestod av 3 stycken 9V batterier, totalt 27V. Den relativt höga matningsspänningen behövs för att kompensera de resistansvariationer som förekommer hos olika försökspersoner. Därför valdes spänningen till strömgenerator till $V_{cc} = 30V$.

1.1 Strömgenerator - princip

En enkel spänningskontrollerad strömgenerator kan konstrueras med hjälp av en operationsförstärkare.



Figur 1.1

Funktion: Spänningen V_i mellan OP:ns ingångar brukar endast vara några få millivolt och strömmen I_i mycket låg (kring nA - pA). Det gör att spänningen över R_s kommer att vara mycket nära styrspänningen V_{in} .

Lastströmmen I_L är:

$$I_L = \frac{V_{in}}{R_s} \quad (1.1)$$

När R_L varierar så varierar också inspänningen till OP:ns negativa ingång med spänningen:

$$V_i^- = I_L R_s \quad (1.2)$$

Den spänningsskillnad som då uppstår mellan V_i^+ och V_i^- förstärks k_v gånger (OP:ns råförstärkning) till V_{ut} :

$$V_{ut} = k_v(V_i^+ - V_i^-) \quad (1.3)$$

och som ger upphov till ökande eller minskande I_L för att jämvikten

$$V_{in} = V_i^+ = V_i^- = I_L R_s$$

skall bibehållas.

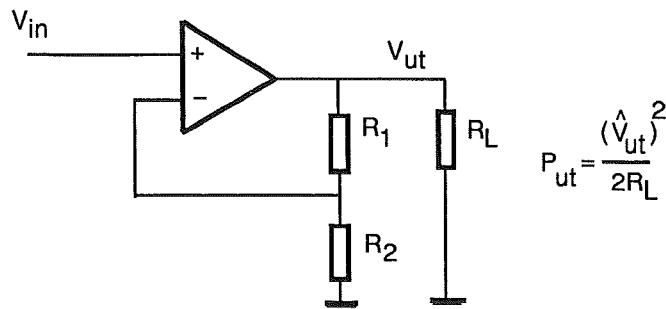
Totalt: $V_{in} > 0$: R_L ökar $\Rightarrow V_{ut}$ ökar dock högst $+V_{cc}$
 R_L minskar $\Rightarrow V_{ut}$ går mot nollnivån
 $V_{in} < 0$: R_L ökar $\Rightarrow V_{ut}$ minskar i negativ riktning
dock minst $-V_{cc}$
 R_L minskar $\Rightarrow V_{ut}$ går mot nollnivån

I den beskrivna strömgeneratorn är R_L ansluten via R_s till en fast nollnivå. Om $2V_{cc}$ är 30V, så kommer V_{ut} över R_L att variera högst till $\pm 15V$ för strömmen i båda riktningar. Antagligen kommer en sådan generator inte att kunna kompensera för de resistansvariationer som förekommer hos olika försökspersoner. Botemedlet skulle vara att dubbla spänningen till $\pm 30V$ eller $2V_{cc}=60V$. Men en sådan stor spänning är olämpligt att ha i eller i närheten av elektroder direkt anslutna på människokroppen. Därför förkastas denna enkla strömgeneratorkretsen.

1.2 Bryggkopplade förstärkare

För att kunna utnyttja hela matningsspänningen på 30V och kunna styra strömmens storlek och riktning så utvecklades, efter studier i elektroniklitteraturen, en idé med bryggkopplade förstärkare [1]. Bryggförstärkare är välkända i motorservo och audioförstärkarsammanhang. Bryggförstärkaren kan, för en begränsad matningsspänning, mata 4 gånger stor effekt till en belastning än vad det är möjligt med enkla förstärkare.

En enkel förstärkare:

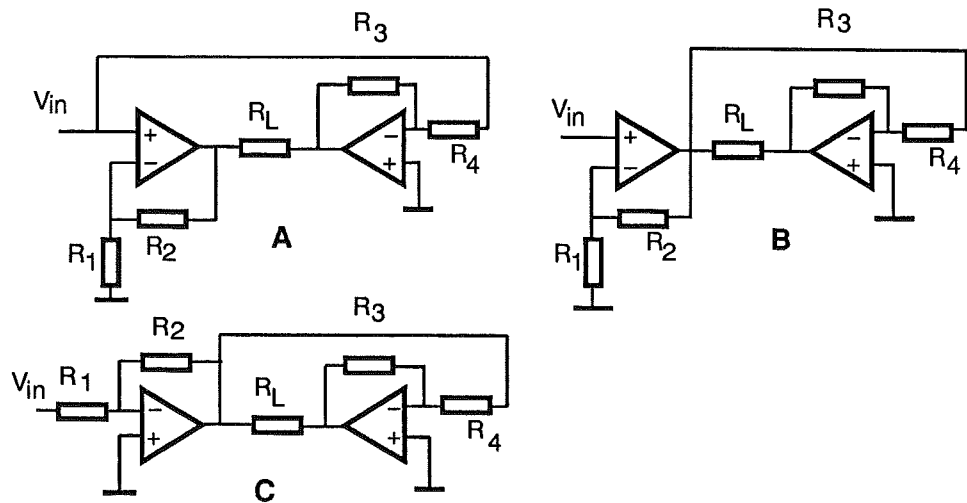


Figur 1.2

Den maximala spänningen över R_L kan bli $|V_{cc}|$. Uteffekten från förstärkaren:

$$P = \frac{V_{ut}^2}{R_L} \quad (1.4)$$

En bryggförstärkare består av två stycken förstärkare, en inverterande och en icke inverterande eller båda inverterande. Belastningen R_L är kopplad flytande likt en brygga mellan utgångarna på de båda förstärkarna.



Figur 1.3

I figur 1.3 A har förstärkarna gemensam insignal medan i figur 1.3 B och 1.3 C är den inverterande förstärkarens ingång kopplad till utgången på den första ingångsförstärkaren. De båda förstärkarna i figur 1.3 A har lika stor förstärkning medan i 1.3 B och 1.3 C har slavförstärkaren spänningsförstärkning -1 . Idealt är båda förstärkarna helt symmetriska i motfas. Förstärkningen hos den ickeinverterande förstärkaren:

$$A_{ickeinv} = 1 + \frac{R_2}{R_1} \quad (1.5)$$

hos den inverterande:

$$A_{inv} = -\frac{R_3}{R_4} \quad (1.6)$$

Om en positiv signal läggs på ingången så att $V_{in} > 0$ så ökar V_{ut} med $V_{ut} = V_{in}A_{ickeinv}$ och V_{ut}' minskar med $V_{ut}' = V_{in}A_{inv}$ (se figur 1.3.A). Eftersom förstärkningarna är lika stora så blir spänningen över R_L :

$$V_L = 2V_{ut} \quad (1.7)$$

Effekten i R_L :

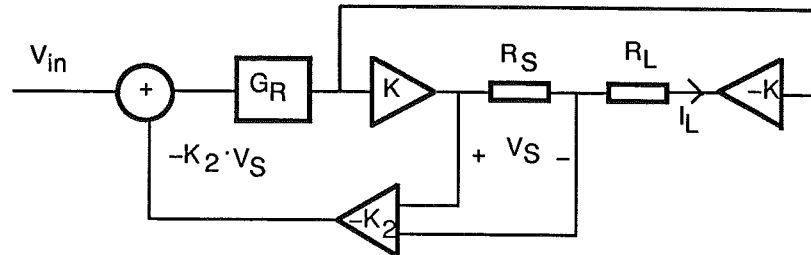
$$P = \frac{4V_{ut}^2}{R_L} \quad (1.8)$$

Effekten är alltså fyra gånger större än den enkla förstärkaren. Strömmens riktning i R_L ändras beroende på om insignalen är positiv eller negativ.

För att kunna använda bryggförstärkaren som konstantströmgenerator måste lastströmmen I_L mätas och omvandlas till en spänning V_s för att sedan jämföras med referensspänningen V_{in} för vidare kontroll. Strömmen I_L kan mätas med en resistor R_s kopplad i serie med R_L . Den spänning som då uppstår över R_s kan inte återkopplas direkt till ingångarna på bryggförstärkaren för jämförelse med V_{in} , ty bryggförstärkaren är redan internt återkopplad och har bestämd förstärkning samt R_s är flytande kopplad till två varierande potentialer. Det behövs därför en tredje förstärkare som jämför V_{in} med V_s och skickar en styrsignal till bryggförstärkaren.

1.3 Kretsmodell

Följande kretsmodell ställdes upp för det fortsatta arbetet:



Figur 1.4

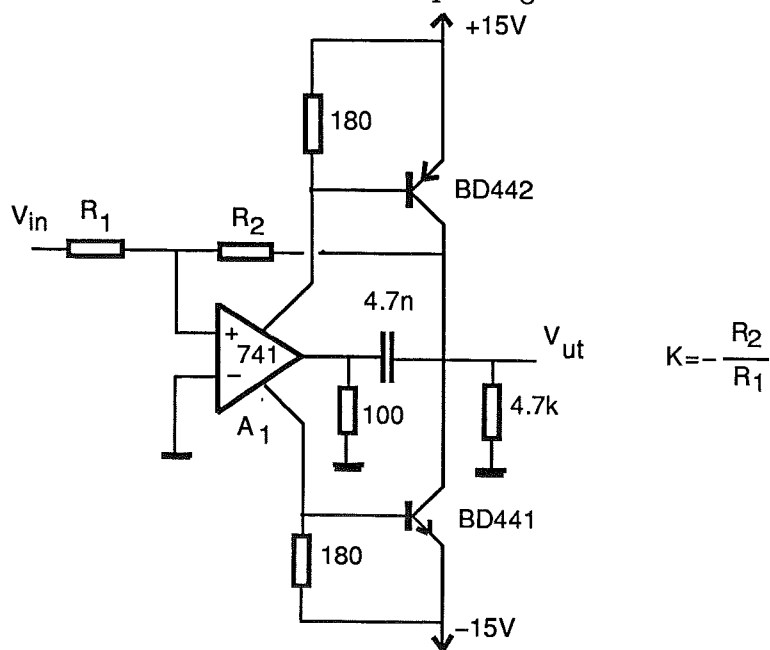
Inspänningen V_{in} summeras med den uppmätta och förstärkta spänningen V_s . Summasignalen behandlas i någon lämplig regulator G_R för att sedan styra ut bryggförstärkaren. Vid konstant inspänning V_{in} skall I_L vara konstant när R_L varierar.

2. Kretsval - komponentval

I kapitlet redovisas de komponenter som ingår i de olika delarna i strömgeneratorn. Redovisningen kommer att vara fullständig enligt den utförda arbetet även om den slutgiltigt framtagna kretsen kommer att vara något annorlunda än den tidigare redovisade versionen.

2.1 Bryggförstärkare

Till bryggförstärkaren används OP-förstärkaren 741 [3]. OP-förstärkaren kopplades med matningsspänningen $\pm 15V$ och dess maximala utspänning mättes. Det visade sig att maxutspänningen från förstärkaren var $\pm 13V$. För att kunna driva förstärkaren fullt ut till $\pm 15V$ kopplades två externa transistorer som utgångssteg till förstärkaren. Kretsschemat är hämtad från 741:ans datablad. Två stycken relativt kraftiga transistorer valdes, nämligen BD439 (NPN) , BD440 (PNP) [5]. Detta extra utgångssteg ger bättre slewrate än 741:an, dvs förmågan att ändra utspänningen per tidsenhet. Steget kan också belastas med höga utströmmar med bibehållen utspänning.



Figur 2.1

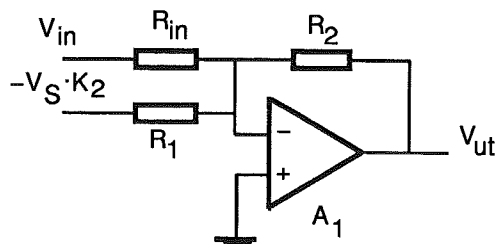
Bryggförstärkaren kopplas upp enligt figur 1.3 C i kapitel 1. Båda förstärkarna är inverterande. A_1 har förstärkningen $-R_2/R_1$ medan A_2 , som är kopplad som slavgörstärkare, har förstärkning -1. Den totala förstärkningen hos bryggan:

$$K_1 = \frac{-2R_2}{R_1} \quad (2.1)$$

Resistorerna R_2 och R_1 kan väljs godtyckligt inom $20\text{ k}\Omega$ - $100\text{ k}\Omega$. Valda värden $R_3 = R_4 = 68\text{ k}\Omega$. Värden på R_1 och R_2 bestäms när förstärkningen hos bryggan valts (figur 1.3 C).

2.2 Summator

För att summera referensspänningen med den negativt återkopplade signalen kopplas en enkel summator baserad på en OP-förstärkare.



Figur 2.2

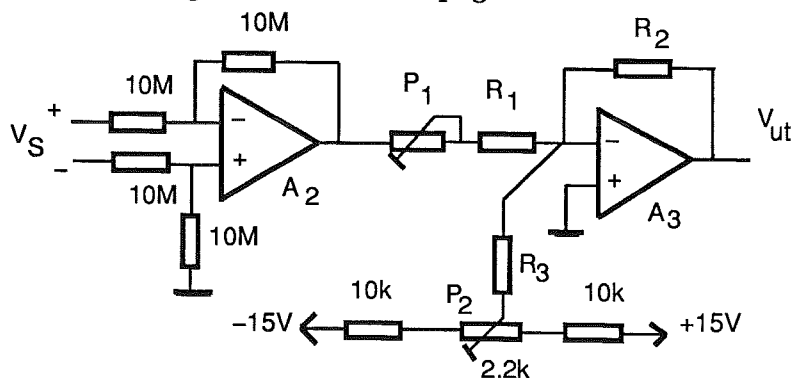
Resistorerna R_{in} , R_1 och R_2 väljs godtyckligt inom $20 \text{ k}\Omega$ - $100 \text{ k}\Omega$. Alla valda värden är $47 \text{ k}\Omega$ vilket ger utspänningen:

$$V_{ut} = -V_{in} \frac{R_2}{R_{in}} - (-V_s K_2) \frac{R_2}{R_1} = V_s K_2 - V_{in}$$

$$V_{ut} = V_s K_2 - V_{in} \quad (2.2)$$

2.3 Återkopplingsförstärkare

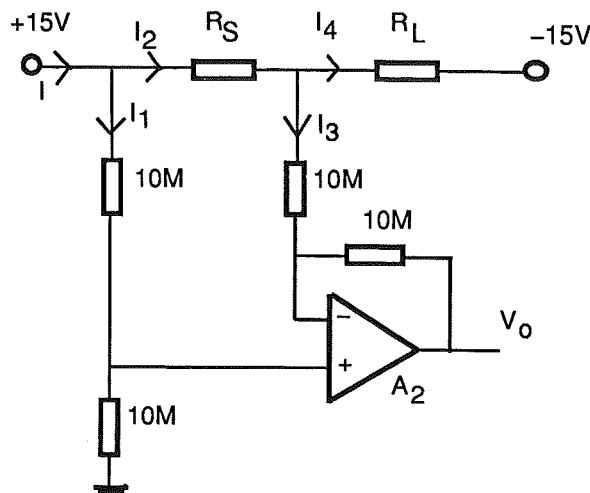
Följande förstärkarsteg har befunnits lämplig:



Figur 2.3

Förstärkaren består av två steg, ett högimpedans ingångssteg som mäter spänningen över resistorn R_s , och ett efterföljande inverterande förstärkarsteg. Förstärkaren A_2 har förstärkning $K = 1$. Anledningen är följande:

Antag att en låg konstantström på 0.1 mA skickas genom R_s och R_L (se figur 1.4) och R_L är så stor att bryggan ger maximal utspänning.



Figur 2.4

Då gäller:

$$I = I_1 + I_2 \quad (2.3)$$

$$I_2 = I_3 + I_4 \quad (2.4)$$

För att $I_2 = I_4$ så måste $I_3 \ll I_4$. Genom valet av $10 \text{ M}\Omega$ resistorer till det högimpedanta ingångssteget (figur 2.4) uppnås tillräckligt låga strömmar I_1 och I_3 . Strömmen I_1 (förstärkarens inimpedans anses mycket stor):

$$I_1 = \frac{V_{cc}/2}{R + R} = \frac{15\text{V}}{20\text{M}\Omega} = 0.75\mu\text{A} \ll 0.1\text{mA}$$

Man får på det här sättet tillräckligt god uppskattning av strömmen genom R_L . Men valet av så höga motstånd innebär att någon förstärkning inte kan byggas in i A_2 med högre återkopplingsmotstånd. Resistorer större än $10 \text{ M}\Omega$ brukar vara något instabila vilket ger osäkerhet i förstärkningen. Därför kopplas ett extra efterföljande steg in (se figur 2.3). Dess förstärkning ges av:

$$K_2 = -\frac{R_2}{R_1 + P_1} \quad (2.5)$$

Med P_1 trimmas den exakta förstärkningen in. Offset-värdet hos steget trimmas med hjälp av P_2 så att utspänningen blir 0V vid jordad ingång. Storleken på R_1 och R_2 bestäms senare.

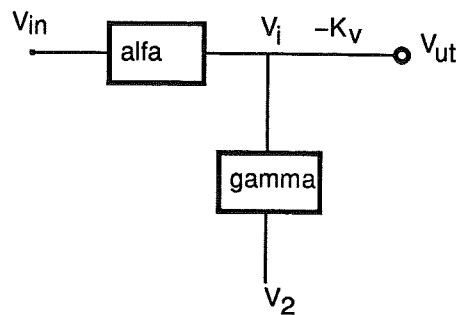
Till de beskrivna stegen valdes OP-förstärkar kretsen TL074 [5]. Kretsen TL074 innehåller 4 stycken likadana, snabba och högimpedanta JFET-OP-förstärkare.

3. Kretsanalys-dimensionering

En statisk kretsanalys görs för att bestämma utströmmen som funktion av inspänningen. Inga regulatorkopplingar av typen PID tas med här. Metoden att analysera kretsar är hämtad från "Analog Electronic Circuits, kapitel 6 [1]. Metoden kan kännas igen från kursen i reglerteknik [2] och från kursen analog- och digitalteknik [3]. Den framtagna kretsen överförs till en flödesgraf så att överföringsfunktionen lätt kan tas fram.

3.1 Statisk kretsanalys-funktion

Först analyseras, i figur 2.2 angivna, summatorkopplingen. Kopplingen överförs till följande flödesgraf:



Figur 3.1

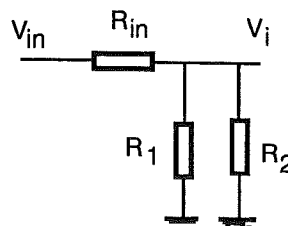
V_i : Spänningskillnaden mellan OP:ns ingångar

K_v : OP:ns råförstärkning (≥ 100000)

Det gäller:

$$V_{ut} = -K_v V_i \quad (3.1)$$

α erhålles när V_2 och V_{ut} kortsluts till jord.



Figur 3.2

$$V_i = \frac{R_1 \parallel R_2}{R_{in} + R_1 \parallel R_2} V_{in} = [R_{in} = R_1 = R_2] = \frac{\frac{R}{3}}{R + \frac{R}{3}} V_{in} = \frac{V_{in}}{3}$$

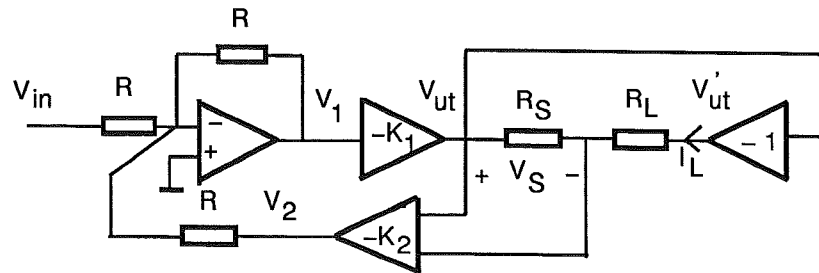
$$\Rightarrow \alpha = \frac{1}{3} \quad (3.2)$$

På samma sätt erhålles

$$\gamma = \frac{1}{3} \quad (3.3)$$

när V_{in} och V_{ut} kortsluts till jord.

Strömgeneratorkopplingen:



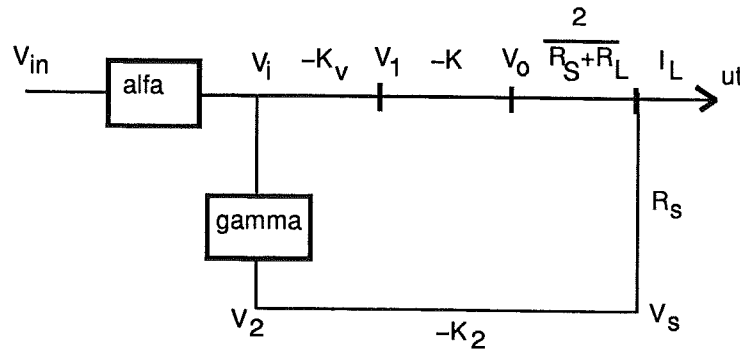
Figur 3.3

Det gäller:

$$V_{ut} = -K_1 V_1 ; V'_{ut} = -V_{ut}$$

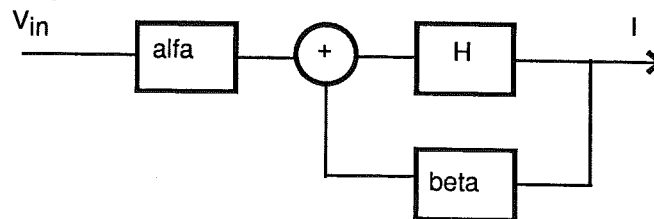
$$I_L = \frac{V_{ut} - V'_{ut}}{R_s + R_L} ; V_s = I_L R_s ; V_2 = -K_2 V_s$$

De enskilda uttrycken ger flödesgraf med insignal V_{in} och utsignal I_L :



Figur 3.4

Grafen kan jämföras med:



Figur 3.5

vars överföringsfunktion:

$$G_m = \frac{I_L}{V_{in}} = \frac{\alpha H}{1 - \beta H} \quad (3.4)$$

där

$$\beta = \gamma(-K_2)R_s$$

$$H = -K_v(-K_1) \frac{2}{R_s + R_L} = \frac{2K_v K_1}{R_s + R_L}$$

Hoch β insätts i uttrycket för G_m :

$$G_m = \frac{\alpha \frac{2K_1}{R_s + R_L}}{\frac{1}{K_v} + \gamma K_2 R_s \frac{2K_1}{R_s + R_L}} \quad (3.5)$$

K_v är som tidigare nämnt summaförstärkarens råförstärkning, som brukar vara ≥ 100000 . Om $\frac{1}{K_v}$ försummas i nämnaren på G_m så förenklas uttrycket till:

$$G_m = \frac{\alpha \frac{2K_1}{R_s + R_L}}{\gamma K_2 R_s \frac{2K_1}{R_s + R_L}} = \frac{\alpha}{\gamma K_2 R_s} = [\alpha = \gamma = \frac{1}{3}] = \frac{1}{K_2 R_s}$$

Eftersom $G_m = \frac{I_L}{V_{in}}$ så fås:

$$I_L R_s = \frac{V_{in}}{K_2} \quad (3.6)$$

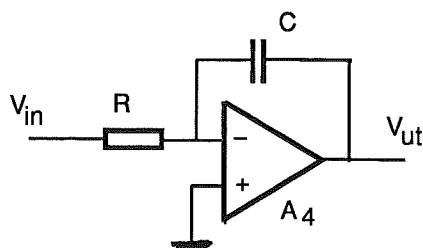
Detta innebär att spänningen över strömavkänningsmotståndet R_s är lika med inspänningen delat med förstärkningen hos återkopplingsförstärkaren. Det betyder också att spänningarna V_{in} och V_2 till summatorn kommer till beloppet att vara lika stora men i motfas och totala utspänningen från summatorn blir 0V. Om inte någon integrerande regulator införs efter summatorn, så kommer strömgeneratorn att vara instabil och ej styrbar, av följande skäl:

Antag att $V_{in} = 0V$ från början, då är $I_L = 0A$ och $V_2 = 0V$. Låt V_{in} plötsligt ökas från 0V till något värde $V_{in} = V_a$. En snabb negativ puls utgår från summatorn till bryggan. Bryggan som förut hade 0V utspänning hamnar nu i obalans så att I_L ökar genom $R_s + R_L, V_s$ över R_s och V_2 ut från återkopplingsförstärkaren. Då V_2 är i motfas till V_{in} kommer utspänningen från summatorn att minska, vilket får bryggans utspänning att minska och därmed I_L och V_2 . Minskande V_2 ger upphov till en omedelbart ökande utspänning från summatorn och samma sak sker igen. Strömgeneratorn kommer att självsvänga kring inspänningen $V_{in} = V_a$. Frekvensen bestäms av tidsfördröjningar i slingans förstärkare.

Genom att införa en integrator mellan summator och brygga så erhålls en bra statisk stabilitet. När $V_{in} > 0V$ och $V_2 = 0V$, styrs integratorn av en negativ puls från summatorn. Pulsen "pumpar" upp integratorn till ett spänningsvärde så att bryggan hamnar i obalans och I_L och V_2 ökar. Den ökande V_2 medför att pulsen från summatorn minskar, men integratorns utspänning minskar inte, ty den kräver en positiv puls eller att $|V_2| > V_{in}$ för att minska. När $V_{in} = |V_2|$ blir utspänningen från summatorn 0V men integratorn behåller sitt redan uppnådda utspänningsvärde och därmed håller bryggan i obalans. När R_L varierar så kommer I_L och V_2 också att variera, och integratorn styrs då av negativa och positiva pulser (snabba sådana) från summatorn och den styr i sin tur bryggan så att I_L hålls konstant. Det är viktigt att inkopplingen av återkopplingsförstärkaren till R_s görs rätt ty i det ena fallet kommer strömgeneratorn att fungera, med V_2 i motfas till V_{in} , medan i det andra fallet kommer bryggan att låsa sig med full obalans och utspänning.

3.2 Regulator och komponentberäkning

Som regulator har valts en enkel inverterande integrator.



Figur 3.6

Utspänningen V_{ut} :

$$V_{ut} = V_{in} \frac{-1}{sRC} \quad (3.7)$$

Värdena på R och C redovisas längre fram i den dynamiska analysen över strömgeneratorn.

Bryggförstärkning K_1

När den statiska analysen gjordes för att ta fram in- och utsignalsamband så ingick inte bryggans förstärkning K_1 i uttrycket (se figur 3.3). Bryggans förstärkning K_1 bestämmer snabbheten hos strömgeneratorn. Lämpliga komponentvärden för detta redovisas därför senare tillsammans med integrators värden. Men för att initialt kunna koppla upp och testa strömgeneratorn har K_1 godtyckligt valts till ett lågt värde enligt (se figur 2.1):

$$K_1 = -\frac{R_2}{R_1} = -1.4$$

$$\Rightarrow R_4 = 56\text{k}\Omega ; R_3 = 39\text{k}\Omega$$

Val av R_s , K_2 , R_1 och R_2

För valet av R_s gäller det att ett för lågt värde ger osäkra spänningsavläsningar vid låga strömmar, medan ett för stort värde begränsar det största värde R_L kan ha vid stora strömmar. Största värde som R_s kan ha:

Eftersom $\frac{I_L}{V_{in}} = \frac{1}{R_s K_2}$ fås

$$R_{s,max} = \frac{V_{in,max}}{I_{L,max}} = \frac{10 \text{ V}}{4 \text{ mA}} = 2.5 \text{ k}\Omega$$

för $K_2 = 1$.

Standardvärde på 2.5 k Ω saknas men det ersätts med ett motstånd på 2.2 k Ω . Motståndet är av metallfilm med 1% noggrannhet och har mycket bra långtidsstabilitet.

Återkopplingsförstärkning K_2 :

$$K_2 = \frac{1}{G_m R_s} = \frac{1}{0.4\text{mA} \cdot 2.2\text{k}\Omega} \approx 1.136$$

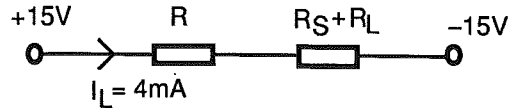
som ger R_1 och R_2 hos förstärkaren enligt (se figur 2.3):

$$K_2 = -\frac{R_2}{R_1 + P_1} = -1.136$$

Om $R_2 = 68\text{k}\Omega$ fås $R_1 + P_1 = 59.84\text{k}\Omega \Rightarrow R_1 = 56\text{k}\Omega ; P_1 = 5\text{k}\Omega$

Strömbegränsning

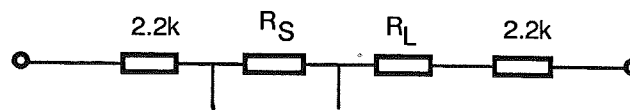
Önskemål framlades från sjukhusets tekniker om att den maximala strömmen får endast förekomma när belastningsresistansen $R_L \leq 1\text{k}\Omega$ samtidigt som bryggan är i full obalans. Detta innebär att extra resistanser får kopplas serie med R_s och R_L i bryggan. Strömmen $I_{L,max} = 4\text{mA}$ fås då bryggan har full spänning $2V_o = 30\text{V}$.



Figur 3.7

$$R = \frac{30\text{V}}{4\text{mA}} - (2.2 + 1)\text{k}\Omega = 4.3\text{k}\Omega$$

Bryggan:



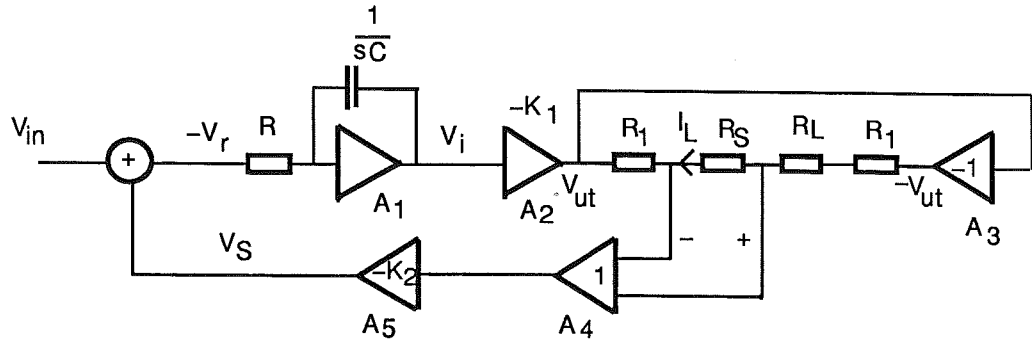
Figur 3.8

3.3 Trimning och testning

Den totala strömgeneratorkretsen (figur 1.4) trimmas genom att först kortsluta återkopplingsförstärkarens ingångar mot jord (se figur 2.3) och sedan justera offset med P_2 så att 0V erhålles på utgången vid A3. Sedan tas kortslutningen bort och en amperemeter ansluts som R_L , V_{in} sätts till 10V och med P_1 (figur 2.3) justeras maximal utström till 4 mA. Kretsens dynamiska egenskaper testas med symmetrisk fyrkantsvåg med snabb stigtid. Då kan lämpliga värden på K_1 (2.1) hos bryggförstärkaren och RC (3.7) hos integratorn bestämmas. Målet är att strömgeneratorns stegsvar skall ha snabbast möjliga stigtid samtidigt som det inte får förekomma någon som helst översläng.

4. Dynamisk kretsanalys - stegsvar

I den teoretiska analysen av strömgenerators överföringsfunktion görs några förenklingar. Förstärkarna i strömgeneratornslingan anses (relativt) mycket snabba, med tillräcklig stor bandbredd. Den dominerande polen kommer då utgöras av integratorn i generatorslingan. Därför tas inte OP-förstärkarnas poler med i den totala slingans överföringsfunktion. En jämförelse mellan beräknade stigtider och uppmätta stigtider kommer då att visa riktigheten hos den teoretiska approximationen.



Figur 4.1

Det gäller:

$$V_r = -(V_{in} + V_s) ; V_i = -\frac{V_r}{sRC} ; V_{ut} = K_1 V_i$$

$$-I = \frac{V_{ut} - (-V_{ut})}{2R_1 + R_s + R_L} = \frac{2V_{ut}}{2R_1 + R_s + R_L} ; V_s = -K_2 R_s I$$

Strömmen I kan skrivas:

$$-I = \frac{2(-K_1)\frac{-1}{sRC}(-(V_{in} + V_s))}{2R_1 + R_s + R_L} = \frac{\frac{-2K_1}{sRC}(V_{in} - K_2 R_s I)}{2R_1 + R_s + R_L}$$

\Leftrightarrow

$$I = \frac{2K_1}{RC(2R_1 + R_s + R_L)} \frac{V_{in}}{\left(s + \frac{2K_1 K_2 R_s}{RC(2R_1 + R_s + R_L)}\right)} \quad (4.1)$$

som ger:

$$G_m(s) = \frac{2K_1}{RC(2R_1 + R_s + R_L)} \frac{1}{\left(s + \frac{2K_1 K_2 R_s}{RC(2R_1 + R_s + R_L)}\right)} \quad (4.2)$$

och impulsvaret:

$$g(t) = \frac{2K_1}{RC(2R_1 + R_s + R_L)} e^{-t \frac{2K_1 K_2 R_s}{RC(2R_1 + R_s + R_L)}} \quad (4.3)$$

För en steg in vid $t = 0$:

$$V_{in}\theta(t) \quad \mathcal{L} \rightarrow \quad \frac{V_{in}}{s}$$

fås utströmmen:

$$I = \frac{V_{in}}{s} G_m(s) ; t \geq 0$$

Det gäller:

$$\mathcal{L}^{-1}\left\{\frac{b}{s(s+a)}\right\} \rightarrow \frac{b}{a}(1 - e^{-at})$$

vilket ger:

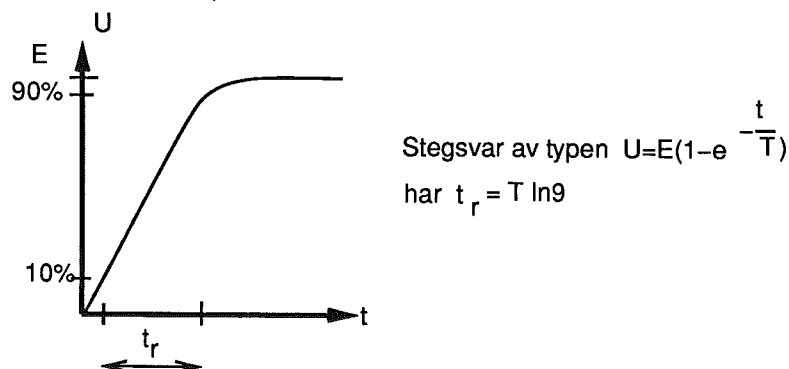
$$i(t) = \frac{V_{in}}{K_2 R_s} \left(1 - e^{-t \frac{2K_1 K_2}{RC(2R_1 + R_s + R_L)}}\right) ; t \geq 0 \quad (4.4)$$

$$i(t) \rightarrow \frac{V_{in}}{K_2 R_s} \text{ då } t \rightarrow \infty$$

4.1 Stegsvar för olika RC-tid

Stigtid:

Definition: Tid det tar för utsignalen att stiga mellan 10% till 90% av utsignalens slutvärde : t_r



Figur 4.2

Stigtiden mäts med en konstant belastning R_L ansluten till strömgeneratorutgången och en symmetrisk fyrkantsvågsignal ($\pm V$) med snabb stigtid kopplad, till ingången. Spänningen V_{ut} från bryggförstärkaren mäts med oscilloskop. V_{ut} får representera strömmen I ty den är direkt proportionell mot V_{ut} vid konstant belastning. Utsignalens stigtid mäts mellan 10% och 90% av slutvärdet, räknat från jord. För insignalen gäller:

$F=80\text{Hz}$, fyrkantsvåg
 $V_{in} = \pm 10\text{V}$, delbar med potentiometer
 stigtid = $1\mu\text{s}$

Strömgeneratoren drivs inte till sin absolut maximala utspänning.
 Teoretiskt stigtid:

$$t_r = \frac{RC(2R_1 + R_s + R_L)}{2K_1 K_2 R_s} \ln 9 \quad (4.5)$$

Där:

$$R_1 = 2.2\text{k}\Omega ; R_s = 2.2\text{k}\Omega ; K_1 = -1.403 ; K_2 = -1.136$$

Noggrannheten hos oscilloskopet är 3% .

RC integrationstid	$\pm V_{in}$ (V)	$\pm V_{ut}$ (V)	R_L	t_r teori	t_r uppmätt	Kommentar
100k 1nF=100us	10	14	470	0.215ms	0.23ms	Ingen översläng
100k 1nF=100us	1.8	14	39k	1.42ms	1.5ms	——//——
100k 470pF=47us	10	14	470	101us	0.1ms	Ingen översläng
100k 470pF=47us	1.8	14	39	0.668ms	0.84ms	——//——
56k 470pF=26.3us	10	14	470	56.6us	50us	Ingen översläng
56k 470pF=26.3us	1.8	14	39k	0.374ms	0.59ms	——//——
39k 470pF=18.3us	10	14	470	39.4us	35us	En svag tendens till översläng
56k 220pF=12.8us	10	14	470	26.5us	23us	Översläng utgör 1 – 2% av amplt.
56k 100pF=5.6us	För inspänningar <5V har stegsvaret översläng med ringning. För $V_{in} > 5V$ inträffar självsvängning. Kortare integrationstid än 5.6us ger självsvängning med ca 17.4kHz					

Tabell 1

Kommentar: Den uppmätta stigtiden följer i stort sett den teoretiskt beräknade tiden. När $R_L = 470\Omega$ ("låg resistans") är största avvikelserna kring 10%-12%, medan $R_L = 39k\Omega$ ("stor resistans") ger större avvikelse, varierande från 8% vid $RC = 100\mu s$ till ca 58% för $RC = 26.3\mu s$. Variationen hos den uppmätta stigtiden är olika för olika integrationstider. Vid "långsam" integrationstid är $t_{r,uppmätt} > t_{r,teori}$ men blir snabbare vid "snabb" RC -tid, detta gäller när $R_L = 470\Omega$. Återkopplingslingen "hinner" inte med att återföra motfasset V_s till summatorn tillräckligt snabbt vid snabba integrationstider, varför det inträffar överslängar vid korta RC -tider. Kombinationen små insignaler och stora lastresistanser R_L ger längre stigtider, eftersom små styrsignaler ger små laddningspulser till integratorn, som då integrerar långsammare. Återkopplingslingen hinner då lämna motfasset V_s till summatorn, vilket ytterligare reducerar laddningspulsernas storlek och förlänger stigtiden.

Den approximerade överföringsfunktionen gäller så länge $RC \geq 18\mu s$ vid $K_1 = -1.403$. Vid stegsvar med översläng eller när strömgeneratoren självsvänger, kan då den återkopplade signalens fördröjning i A_4 (figur 4.1) inte bortses från i in-utsignalanalysen.

4.2 Stegsvar för olika K_1

I den föregående mätserie varierades endast RC och R_L medan K_1 hölls konstant. I följande mätserie bestäms gränsen för K_1 :s storlek.

Konstanta parametrar:

$$V_{in} = \pm 10V ; V_o = \pm 14V$$

$$RC = 100k\Omega \cdot 470pF = 47\mu s; R_1 = 2.2k\Omega ; R_s = 2.2k\Omega ; R_L = 470\Omega$$

$$K_2 = -1.136$$

K_1 väljs med lämpliga motstånd till bryggförstärkaren.

$ K_1 $	t_r teori	t_r uppmätt	Kommentar
1	142us	0.14ms	Ingen översläng
1.19	119us	0.12ms	——//——
1.70	83.5us	81us	——//——
2.13	66.6us	64us	——//——
3.03	46.8us	43us	——//——
3.93	36.1us	33us	——//——
6.67	21.3us	19us	En svag översläng 1 – 2% av slut ampli.
8.48	Stegsvar med kraftig ringning. Amplituden blir klippt vid positiv utslag, medan den går ned mer än 80% av slutvärdet mot nollnivån, vid "negativ"-utslag. Ringningsfrekvens 59kHz $ K_1 $ högre än 8.48 ger självvägning. (17.2kHz)		

Tabell 2

$t_{r,uppmätt}$ följer i stort sätt väl $t_{r,teori}$. Avvikelsen mellan de båda varierar från 1.4% till 13% med växande $|K_1|$.

Någon mätning för olika K_2 görs inte eftersom K_2 måste ha värdet -1.136 för att sambandet inspänning/utström skall vara korrekt.

4.3 OP-förstärkarens fysiska betydelse

När kretsen TL074, som innehåller 4 stycken OP-förstärkare användes, hade stegsvaret ut från bryggan en översläng (dämpad med två extrempunkter), vars maxamplitud utgjorde ca 14% av den stationära slutamplituden. Detta inträffade redan då $RC = 100\mu s$. Anledningen till detta var att de höga $10M\Omega$ -motstånden i den strömavkännande förstärkaren A4, bildade tillsammans med strökapacitanser mellan förstärkarens negativa ingång och utgång en integrator. Denna integrator reducerade OP:ns bandbredd mer än det

teoretiska värdet och fördröjde den motkopplade signalen V_s till summatorn. En jämförelse mellan V_{in} och V_s visade en fördröjning på $30\mu s$. Fysiskt sett ligger TL074:s utgång nära den negativa ingången, och det ger betydande strökapacitans i kopplingar, varför höga motståndsvärden är oanvändbara om hög bandbredd eftersträvas. Genom att separat koppla upp en enkel OP-förstärkare, LF 356N [5], kunde överslängen elimineras helt. Avståndet är större mellan utgången och ingångarna på LF 356N och strökapacitansernas inverkan mindre.

5. Modifierad konstruktion

Den förut beskrivna strömgeneratorn kan genom små modifieringar förenklas ytterligare utan att dess funktion ändras påverkas. Följande ändringar görs:

- Inspänningen $\pm 10\text{V}$ minskas till $\pm 8\text{V}$ vilket ger $G_m = 4\text{mA}/8\text{V} = 0.5\text{mA}/\text{V}$ för själva strömgeneratorn. Detta förändrar ingenting ty det totala systemets G_m , från dator till elektroder, är fortfarande $0.4\text{mA}/\text{V}$.
- Den reducerade styrspänningen gör att $R_s = 2.2\text{k}\Omega$ kan minskas till $2\text{k}\Omega$ (standardvärde). De andra strömbegränsande motstånden ändras inte ty ändringen är obetydligt lågt ($+2.2\%$). Maximala spänningen över R_s blir alltså $\pm 8\text{V}$ för $\pm 4\text{mA}$ ström. Det inverterande förstärkarsteget i återkopplingslingen kan tas bort helt.
- Anslutningar över R_s för strömmätning vänds.
- I utgången på återkopplingsförstärkaren kopplas en trimpotentiometer i serie för att exakt kunna trimma in utström mot motsvarande inspänning.
- Integratorn tas bort och dess R och C komponenter kopplas över ingångsförstärkaren i bryggförstärkaren, samtidigt som dess egna förstärkningsmotstånd tas bort helt.
- Den förstärkning K_1 som bryggförstärkaren gick miste om byggs istället i summatorn så att skillnaden mellan V_{in} och V_s förstärks K_1 gånger.
- Den utmärkta J-FET OP-förstärkaren LF 356N används i både summatorn och återkopplingsförstärkare.

5.1 Olika val av R_s

Strömavkänningsmotståndet $R_s = 2\text{k}\Omega$ fungerar bra i området $0.5\text{mA} - 4\text{mA}$ men vid inställning av låga strömmar krävs det små inspänningar. Detta ger stor osäkerhet i ströminställningen. För att öka upplösningen vid små strömmar måste R_s ökas. Genom att ha flera olika inkopplingsbara R_s för olika I_{max} eller G_m , så förbättras strömgeneratorn avsevärt. Strömmar ned till $5\mu\text{A} - 10\mu\text{A}$ kan lätt inställas. Beräkning av R_s :

$$R_s = \frac{|V_{in,max}|}{I_{max}}$$

som ger för $|V_{in,max}| = 8\text{V}$:

$$I_{max} = 2\text{mA} \Rightarrow R_s = 4\text{k}\Omega ; G_m = 0.25\text{mA}/\text{V}$$

$$I_{max} = 1\text{mA} \Rightarrow R_s = 8\text{k}\Omega ; G_m = 0.125\text{mA}/\text{V}$$

$$I_{max} = 0.5\text{mA} \Rightarrow R_s = 16\text{k}\Omega ; G_m = 0.0625\text{mA}/\text{V}$$

De olika R_s kan kopplas in kring en mångpolig brytare. Begränsningen av I_{max} till olika strömmar gör att man får olika $R_{L,max}$. Deras beräknade

värde:

$$R_{L,max i} = \frac{30V}{I_{max i}} - R_{si} - 2R_1 ; R_1 = 2.2k\Omega$$

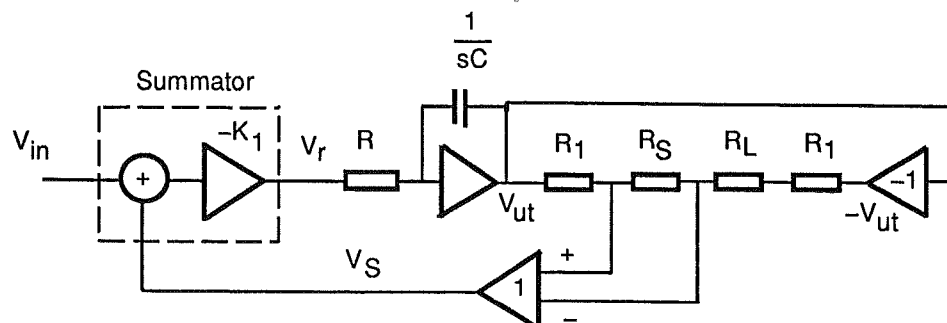
som ger:

$$R_{L,max1} = 1.1k\Omega ; R_{L,max2} = 6.6k\Omega ; R_{L,max3} = 17.6k\Omega$$

$$R_{L,max4} = 39.6k\Omega$$

5.2 RC-tid , K_1 och stegsvarsdata

I den förut beskrivna förändrade strömgeneratorkonstruktionen har styrspanningen reducerats till maximalt $\pm 8V$ och därmed har två OP-förstärkare kunnat elimineras. Teoretisk analys av generatoren ger exakt samma in-utsignal-samband som den ovan beskrivna.



Figur 5.1

Stigtid:

$$t_r = \frac{RC(2R_1 + R_s + R_L)}{2K_1K_2R_s} \ln 9$$

där:

$$R_s = 2k, 4k, 8k, 16k, \Omega ; R_1 = 2.2k\Omega$$

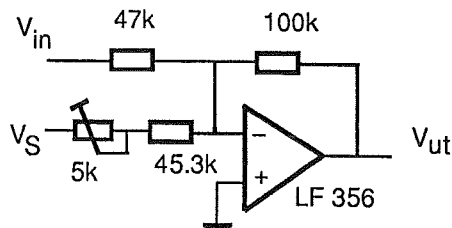
$$K_2 = 1$$

Lämpliga värden på RC-tid och K_1 väljs ur tabell 1 och 2:

$$RC = 56k\Omega \cdot 470pF \approx 26.3\mu s$$

$$|K_1| = 2.13$$

Valet av K_1 ger följande motståndsvärden hos summatorn:



Figur 5.2

Potentiometern P trimmas in för korrekt utström/inspännings-samband.
 Tabell över stegsvar hos den modifierade strömgeneratoren med kretsen uppkopplad på kretskort.

$\pm V_{in}$ (V)	$\pm V_{ut}$ (V)	R_S	R_L	t_r teori	t_r uppmätt
8	14	2k	470	46.7us	44us
2	14	2k	22k	193us	0.21ms
1	14	2k	47k	0.36ms	0.4ms
8	5.2	16k	470	17.7us	13us
8	14	16k	22k	36us	32us

Tabell 3

Skillnaden mellan teoretiska och uppmätta värden är liten men uppmätta värden visar att strömgeneratoren är något långsam vid stora R_L (och små V_{in}) och snabb när R_L är litet, jämfört med $t_{r,teori}$. Stegsvaret blir också snabbare då R_s är stor, vid konstant R_L , vilket även fås ur formeln för $t_{r,teori}$. I ingen av de ovan redovisade mätfallen inträffar översläng i stegsvaret, utan kurvan övergår i en jämn exponentialform till slutvärdet.

6. Tillbehör till strömgeneratorn

Till den konstruerade strömgeneratorn behövs det ytterligare enheter för att bli en komplett apparat.

- En 4kV-isolerande spänningslänk som överför datorns maximala styrspänning på $\pm 10V$ till strömgenerators $\pm 8V$ inspänning. Länken skall vara linjär, temperatursstabil, ha tillräcklig stor bandbredd och repeterbarhet.
- Indikeringsinstrument som visar strömstorlek, strömriktning, överskriden maxström samt en indikator som visar om en för stor resistans har kopplats in, som strömgeneratorn inte förmår att kompensera för. Indikering görs med lysdioder. Speciellt uppbyggs amperemetern med lysdioder då vanliga visarinstrument är för tröga för att kunna återge snabba steg och sinussignaler.
- Nätdel till strömgeneratorn och 4kV-isolerlänken. Spänningsförsörjningen till generatorn har en extra 4kV-isolerande fulltransformator. Strömgeneratorns indikatorer har samma spänningsförsörjning som generatorn själv. Någon extra isolerande trafo krävs inte för 4kV-isolerlänkens primärsida.

6.1 4kV-isolerande länk - krav

Styrspänningen som tas ut från datorns analogutgång överförs via ett isolerande gränssnitt till strömgeneratorn. Detta görs för att uppnå maximal säkerhet för personen som är ansluten till strömgeneratorn. Om något fel skulle uppstå på datornsida, exempelvis att nätspänningen 220V ligger i datorns analogutgång, skall detta inte ge upphov till farligt höga spänningar i strömgeneratorn och dess utgångselektroder. Vid tillverkning av länken gäller det att ha avstånd mellan länkens kopplingspunkter för in- och utgång och mycket isolerande material mellan dem.

Följande krav gäller för gränssnittet:

- 1- Länken skall överföra linjärt max $\pm 10V$ in till max $\pm 8V$ ut.
- 2- Tillräcklig stor bandbredd, så att inspänningar varierande från konstanta DC-nivåer till snabba stegsvar, med stigtider mindre än 0.5ms skall överföras.
- 3- Utspänningen skall vara noggrann, symmetrisk, brusfri, stabil och ha god repeterbarhet så att vid en konstant inspänning till länken skall vid upprepade till- och frånslag av länken inte ska medföra stor drift i utspänningen.
- 4- Länken skall ha låg uppvärmningsdrift och vara temperaturstabil så att temperaturvariationer kring $\pm 10^{\circ}C$ av rumstemperaturen ($20^{\circ}C$) inte ger alltför stor drift i utspänningen. En eventuellt acceptabel spänningsdrift skulle kunna vara kring $\pm 10mV$.
- 5- Länken skall isolera för spänningar $\geq 4kV$.

6.2 Metoder för isolerande spänningslänk

Gemensamt för olika sätt att överföra elektriska signaler mellan två elektriskt isolerande enheter är att signalen överförs via elektromagnetisk våg, ljus eller radiovågor. Den intressanta signalen, vilket oftast är av lågfrekvent karaktär (DC - 20kHz) överlagras antingen direkt över bärvågen, kallad modulation eller kodas innan den överlagras. Exempel på den först nämnda metoden är amplitud-, frekvens- och pulsbreddsmodulering (AM, FM, PWM), medan exempel den andra är digitalisering+kodning av LF-signalen före modulation med bärvågen. AM och FM är analoga metoder. De är utmärkta så länge LF-signalens frekvens och amplitudform (envelop) är av intresse medan de elektriska nivåerna saknar betydelse. De aktiva delarna i AM och FM sändare drar oftast effekt och är därför utsatta för uppvärmningsdrift och temperaturdrift. Om DC-nivåer skall överföras, så blir de tidigare nämnda kraven **3** och **4** mycket svåra att uppfylla. Test har gjorts med att driva en optokopplare i dess linjära område (AM). Uppvärmningsdriften varade i 10 - 15 min. Optolänken var starkt temperaturkänslig. Det räckte med att blåsa lätt över kopplingen för att utspänningen skulle driva 50 - 100mV. Repeterbarheten var mycket dålig, utspänningen uppnådde aldrig det tidigare värde efter från- och tillslag av matningsspänningen. Försök gjordes också med en kristallstyrd 500kHz AM-sändare. Sändar- och mottagarpolarna kopplades via en tredje isolerande fåvarvig spole. Utsignalen var utmärkt linjär, men här var uppvärmningsdriften 2 - 4 min, temperaturdriften var också något mindre jämfört med optokopplaren (ca 20 - 30 mV) och något bättre repeterbarhet. Utsignalen hade högfrekvent brus på 10 - 15 mV. För användningen av AM-kretsen krävs upprepad kontroll och kalibrering för att den skall vara pålitlig.

FM-metoden testades inte, då det är svårt att konstruera en högfrekvensoscillator som både är linjär i frekvensdrift och samtidigt temperaturstabil. Inom frekvensområdet 10Hz - 100kHz går det att konstruera linjära och temperaturstabila spänningsstyrda oscillatorer men dessa duger endast till för långsamt varierande signaler. Stegfunktioner och snabba sinussignaler går inte att överföra, utan att det inträffar betydande fördröjning och olinjäritet i utsignalen. Utsignalen har också rippel, som endast kan minimeras med mera integrering och därmed försämrade bandbredd.

Pulsbreddsmodulering testades också, men utsignalen här har också högfrekvent rippel som också endast kan elimineras med kraftig LP-filtrering med resultat av ökad olinjäritet och sämre bandbredd.

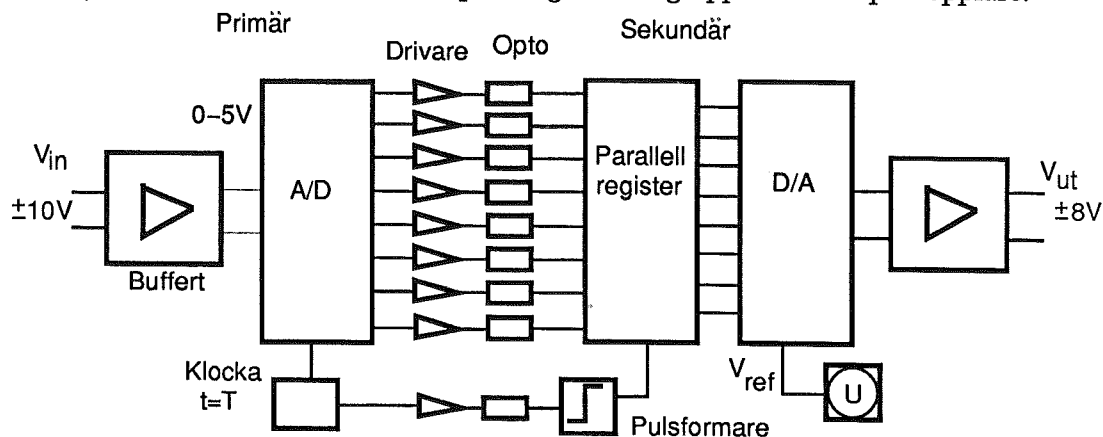
Den bästa metoden som synes är alltså digitalisering av den analoga signalen och sedan åter digital till analog omvandling (A/D & D/A). Visserligen blir utsignalen diskret med 2^N nivåer (N: antal binära bitar) men upplösningen kan väljas beroende på vilken noggrannhet problemet kräver. För de flesta tekniska problem är 8-bitars noggrannhet fullt tillräckligt. Högre bitsystem ställer hårda krav på kretskonstruktionen. Den analoga signalen som skall digitaliseras måste vara fri från digitala impulsstörningar för att inte betydande bitomvandlingsfel skall uppstå, ty upplösningen är stor vid 10- 12- eller 16-bitars system. I ett digitalt brusigt system går gränsen för upplösningen vid 12-bitar.

Digitala system har hög stabilitet, repeterbarhet och lågt temperaturberoende. Detta beror på att de flesta funktioner hos A/D- och D/A omvandlare integreras på en liten kiselbricka (oftast 3x3 mm). Referensspänningar och

referensströmmar hämtas från stabila resistornät. De flesta halvledarefunktioner som ingår såsom komparatorer, digitala grindar, och digitala switchar har olinjär funktion. En OP-förstärkare ingår också, speciellt i A/D-omvandlare, men eftersom den är integrerad liknar dess olika halvledare varandra vilket bidrar till lågt offsetfel. Integrering på liten kiselbricka gör att kretsen får jämn temperatur över hela brickan och vid varierande temperatur ändras de olika komponenternas elektriska data lika mycket, varför en korrekt bitomvandling alltid kan erhållas vid ett brett temperaturområde (0 - 70°C).

7. Optolänk - blockschema

Till den isolerande länken har ett 8-bitarssystem valts. Det ger upplösning på 256 diskreta nivåer, i strömområdet $\pm 4\text{mA}$ eller ca 0.031mA/bit . Linjäritetsfelet blir också 0.031mA eller 0.39% , eftersom omvandlingsfelet hos A/D-omvandlaren är ± 1 bit. Spänningsisolering uppnås med optokopplare.



Figur 7.1

Primärsida:

Insignalen på $\pm 10\text{V}$ från datorn eller någon annan yttre spänningskälla delas ned och omvandlas till $0 - 5\text{V}$ och kopplas via buffertsteg till A/D-omvandlaren. Anledningen till omvandlingen $0 - 5\text{V}$ är att alla de kommersiellt förekommande A/D-omvandlarna har sin effektiva matningsspänning $+5\text{V}$ och accepterar därför endast maximala insignaler på $+5\text{V}$. Det behövs inte någon LP-filtrering för förbehandling av signalen eftersom den maximala stimuleringsfrekvensen är inte mer än $5 - 6\text{Hz}$ sinus. A/D-omvandlaren ger för inspänningen motsvarande 8-bitars binära kod. De binära utgångarna från A/D-omvandlaren kopplas vidare till drivstegen som driver lysdioderna i de isolerande optokopplarna. En klocka ger sampelfrekvens till A/D-omvandlaren. Sampelfrekvensen är vald till 20kHz för att systemet skall kunna återge snabba steg med kort fördröjning. Klockans utsignal kopplas också via drivsteg och optokopplare till sekundärsidan, för synkronisering med primärsidan. Matningsspänning till buffertsteg är vald till $+12\text{V}$ och för A/D-omv. $+5\text{V}$.

Sekundärsida:

Utsignalen från optokopplarna kopplas vidare först till ett parallellt 8-bitars register, bestående av D-vippor, och sedan vidare till D/A-omvandlaren. Anledningen till användningen av ett register före D/A-omvandlaren är att de i detta fallet valda optokopplarna har varierande stig- och falltider ($5 - 13\mu\text{s}$). Utan parallellregistret kommer det att uppstå, vid binärkodändringen, stora spänningpulser i utgången på D/A-omvandlaren eftersom dess omvandlingstid är mycket snabb ($0.3\mu\text{s}$). Genom att först vänta ut kodändringen och sedan trigga in den via snabba D-vippor till D/A-omvandlaren, elimineras dessa pulser helt. Triggpulser till D-vipporna hämtas från klockan på primärsidan via optokopplare och en snabb pulsformare. D/A-omvandlaren är av s.k. multiplicerande typ vilket innebär att maximala utspänningen från

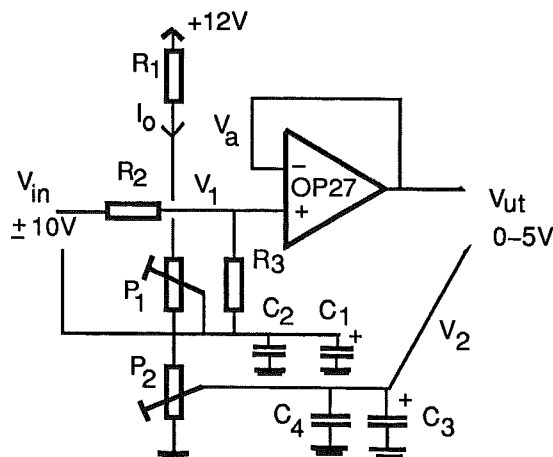
den kan ställas in godtyckligt med en extern referensspänning (dock högst till V_{cc}). En utgångsförstärkare omvandlar utsignalen från D/A-omv. till utspänning $\pm 8V$. Referensspänningen hämtas från en stabil spänningsregulator. Matningsspänningen till sekundärkretsen är vald till $\pm 12V$.

Här följer nu fullständig beskrivning av kretskonstruktionen över optolänkens olika delar. Alla komponenter har valts ur ELFA-katalogen [5]. Data över de använda komponenterna återges i appendix D.

7.1 Ingångsbuffertsteg

Signalen från datorn $\pm 10V$ delas ned och omvandlas till, för A/D-omvandlaren passande, utsignal $0 - 5V$. Detta innebär att $+10V$ från datorn ger $+5V$ ut och $-10V$ ger $0V$ ut. När spänningen från datorn är $0V$ är utsignalen $2.5V$ till A/D-omvandlaren. Signalen $0 - 5V$ kopplas via en snabb buffertförstärkare till A/D-omvandlaren.

Schema:



Figur 7.2

Funktion och beräkning:

Med P_1 och P_2 skapas två referensspänningar, nämligen $V_1 = \frac{V_{cc}}{2} = 6V$ och $V_2 = 3.5V$. Valet av V_2 beror på att när $V_{in} = 0V$ skall $V_{ut} - V_2 = 2.5V$, men $V_{ut} = V_a = V_1$ (icke-inv. buffert) varför det hela ger $V_2 = V_1 - 2.5V = 3.5V$.

Med R_2 och R_3 delas V_{in} så att V_{ut} ändras med $\pm 2.5V$ från sitt viloläge när V_{in} ändras $\pm 10V$. Eftersom $V_{ut} = V_a$ kommer V_a ändras $\pm 2.5V$ i förhållandet till V_1 . Det ger delningsförhållandet för R_2 och R_3 :

$$\frac{R_3}{R_2 + R_3} = \frac{10V}{2.5V} = 4$$

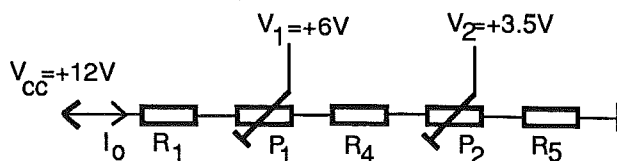
Om $R_2 = 100k\Omega$ fås $R_3 = 33.3k\Omega$. R_3 ersätts med $15k\Omega + 20k\Omega$ potentiometer. Inimpedans till bufferten: $Z_{in} = 133.3k\Omega$

Strömmen I_0 väljs inom $2 - 3mA$ för att få låg strömförbrukning.

Om $R_1 = 2.2k\Omega$ fås I_0 (uppskattat):

$$I_0 = \frac{V_{cc} - V_1}{2.2k\Omega} \approx 2.7mA$$

Potentiometrarna P_1 och P_2 väljs till 500Ω vardera för att få lågt spänningsfall över dem och därmed möjliggöra finjustering. Detta innebär att ytterligare resistorer kopplas i serie med R_1 , P_1 och P_2 .



Figur 7.3

Antag att både P_1 och P_2 står i mittläget när $V_1=6V$ och $V_2=3.5V$:
Det ger:

$$I_0 = \frac{6V}{2.2k\Omega + \frac{500}{2}} \approx 2.45mA$$

$$V_1 - V_2 = I_0(R_4 + \frac{P_1}{2} + \frac{P_2}{2}) \Rightarrow R_4 = \frac{2.5V}{2.45mA} - \frac{500}{2} - \frac{500}{2} \approx 0.52k\Omega$$

$$V_2 = I_0(R_5 + \frac{P_2}{2}) \Rightarrow R_5 = \frac{3.5V}{2.45mA} - \frac{500}{2} \approx 1.18k\Omega$$

R_4 väljs till 511Ω och R_5 till $1.2k\Omega$.

Till buffertförstärkare används den snabba och relativt temperaturokänsliga OP-förstärkaren OP-27.

Signalavkopplings- och stabiliseringskondensatorerna väljs beroende på parallellresistansens storlek och frekvensområden som skall avkopplas. Följande värden är lämpliga då $R_{paralloll}$ är kring $1 - 2k\Omega$:

Elektrolyt: $1\mu F - 10\mu F$

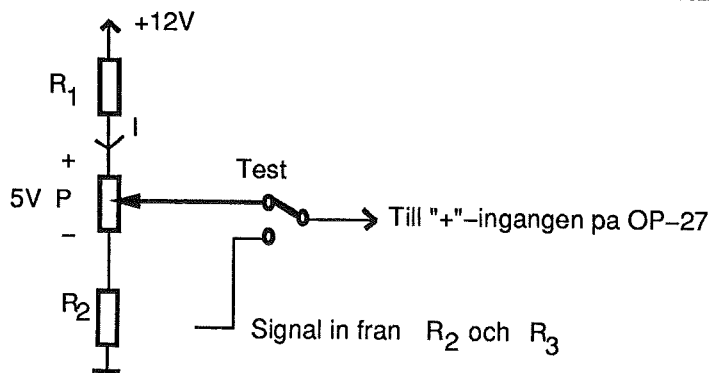
Plast och keramik: $10F - 0.1\mu F$

Dessa värden gäller så länge referensspänningar inte är utsatta för kraftiga belastningstransienter.

Valda C :

$$\begin{cases} C_1 = 10\mu F \\ C_2 = 0.1\mu F \\ C_3 = 1\mu F \\ C_4 = 22\mu F \end{cases}$$

En manuell kontroll byggs in för test av optolänken och strömgeneratorns funktion, utan yttre styrsignal. Kontrollen utgörs av en vridpotentiometer. Med en brytare kopplas potentiometern in till buffertförstärkaren.



Figur 7.4

Om $P=4.7\text{k}\Omega$ fås:

$$I = \frac{5\text{V}}{4.7\text{k}\Omega} \approx 1.06\text{mA}$$

$$R_1 = R_2 = \frac{1}{2} \frac{12\text{V} - 5\text{V}}{1.06\text{mA}} \approx 3.29\text{k}\Omega$$

R_1 och R_2 väljs till $3.3\text{k}\Omega$ (1%).

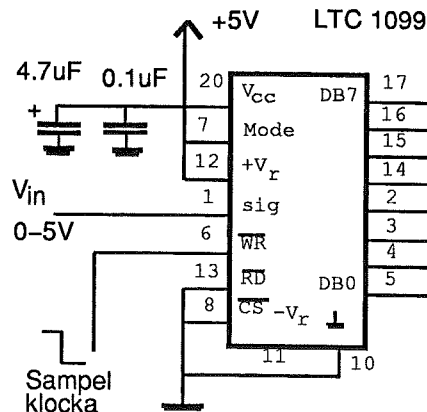
Vid uppkoppling skall spänningen över P vara $\geq 5\text{V}$.

Brytaren skall vara låsbar i läget "signal in" för undvikande av oavsiktliga stimuleringsströmmar. De båda ändlägena på potentiometern ger $\pm 8\text{V}$ och mittläget 0V .

7.2 A/D-omvandlaren

LTC 1099 från Linear Technology är en speciell typ av A/D-omvandlare som baseras på den s.k. halv-flash tekniken. Den analoga insignalen jämförs med 16×16 spänningsnivåer i 31 stycken snabba komparatorer, vars utgångar styr en snabb fast grindlogik. I grindlogiken sker en snabb omvandling till en 8-bitars binärkod. Kretsen har inbyggd sample/hold-krets för varje komparator, vilket förenklar kretskonstruktionen avsevärt. Varje S/H-krets består av en analog switch och en kapacitans på 1 - 2pF. Vid varje negativ sampelpuls från sampelklockan, samplas och A/D-omvandlas ett nytt analogt värde på en tid av ca $2.5\mu\text{s}$. Det gäller för den externa signalkällan eller OP-förstärkaren att vara snabb och ha låg utimpedans, eftersom dess utgång blir utsatt för en kraftig belastningstransient.

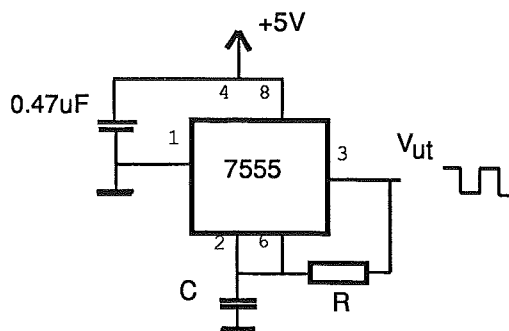
Databladet till LTC 1099 ger följande enkla s.k. "stand-alone" koppling.



Figur 7.5

7.3 Sampelklockan

Som klocka för A/D- och D/A-omvandlaren valdes CMOS-timerkretsen 7555. Denna krets är effektsnål, pålitlig, och frekvensstabil. Kretskonstruktionen är också enkel, endast en resistor och en kondensator behövs för att få en stabil fyrkantsvågsoscillator.



Figur 7.6

Oscillatorfrekvensen ges av:

$$f \approx \frac{1}{1.4RC} \quad (7.1)$$

Om $f=20\text{kHz}$ och $R=10\text{k}\Omega \Rightarrow C \approx 3.6\text{nF}$

Genom uppkoppling och testning fastställdes $C = 3\text{nF}$.

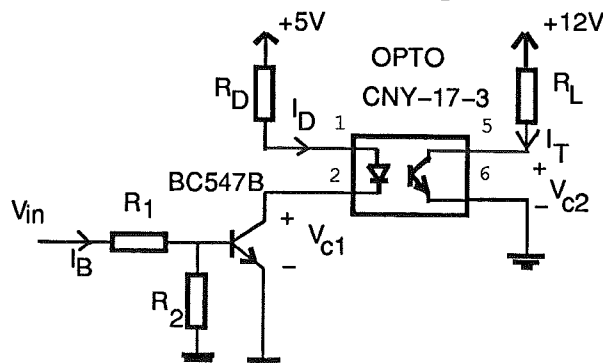
Den relativt högt valda sampelfrekvensen 20kHz tillåter att återge alla möjliga kurvformer från DC till snabba steg med fördröjning på ca $50 - 70\mu\text{s}$.

7.4 Drivsteg och Optokopplare

Drivsteg till optokopplare består av en diskret bipolär transistor, BC547B. Det ger enklare kretsmönster och sparar plats på kretskortet. För valet av optokopplare gällde att den skulle uppfylla två viktiga krav:

1. Optokopplaren skall isolera för spänningar $\geq 4\text{kV}$.
2. Klara av hög switchfrekvens, och därmed ha snabba stig-och falltider.

Endast en av de många optokopplare i ELFA-katalogen uppfyllde de båda kraven, nämligen CNY-17-3. Denna optokopplare består av en IR-diod på primärsidan och en IR-känslig bipolär transistor på sekundärsidan.



Figur 7.7

Funktion

Transistorn T_1 arbetar som en strömbrytare. När signalen på R_1 till transistorn är $+5\text{V}$ motsvarande en binär 1:a, leder T_1 med utspänning $V_{c1} \approx 0.05 - 0.1\text{V}$. En ström I_D går i primärkretsen och IR-dioden i optokopplaren CNY-17-3 lyser. Fotonströmmen från lysdioden ger upphov till basström i optokopplarens transistor så att den bottenar. Utspänningen V_{c2} från optotransistorn blir låg, dess storlek bestäms av R_L . Optolänken inverterar en

logisk nivå från primär till sekundärsidan, varför en extra inverterare behövs i sekundärkretsen, efter optolänken, för att erhålla en korrekt logisk nivå. Detta kan lätt ordnas i den efterföljande parallellregistret eftersom både icke-inverterande och inverterande utgångar är tillgängliga. Vid dimensionering av R_D och R_L gäller att utspänningen skall ha snabbast möjliga stig- och falltider, samtidigt som signalen kan alternera mellan $V_{cc} = 12V$ och nära $0V$. De här kraven är delvis motstridiga, eftersom optotransistorn har inbyggda parasitkapacitanser, som måste uppladdas och urladdas snabbt genom lågt värde på R_L , men utsignalen skall samtidigt uppnå $0V$ genom (relativt) högt värde på R_L . En testkoppling av drivare, optokopplare och den förut beskrivna 20kHz sampelklockan kopplades upp för att bestämma lämpliga värden på R_D och R_L .

Beräkning:

R_1 valdes till $15k\Omega$ för att inte belasta A/D-omv. utgångar alltför mycket. Diod strömmen valdes först till $I_D = 10mA$ (normalt för lysdioder).

Transistorn BC547B:

$$\begin{cases} h_{fe} = 300 \\ V_{BE} = 0.6V \\ V_{cc} = 5V \end{cases}$$

$$I_B = \frac{V_{cc} - V_{BE}}{R_1} \approx 0.29mA$$

$$I_C = h_{fe} I_B \approx 88mA > I_D = 10mA$$

Optolysdiod:

$$\begin{cases} I_D = 10mA \\ V_D = 1.1V, \text{ för IR - diod} \\ V_{CEsat} = 0.1V, \text{ för BC547B} \end{cases}$$

$$R_D = \frac{V_{cc} - V_D - V_{CEsat}}{I_D} \approx 380\Omega$$

Optotransistorn:

$$\begin{cases} I_T = 5mA \\ V_{cc} = +12V \\ V_{CEsat} = 0.1V, \text{ för optotransistorn} \end{cases}$$

$$R_L = \frac{V_{cc} - V_{CEsat}}{I_T} \approx 2.38k\Omega$$

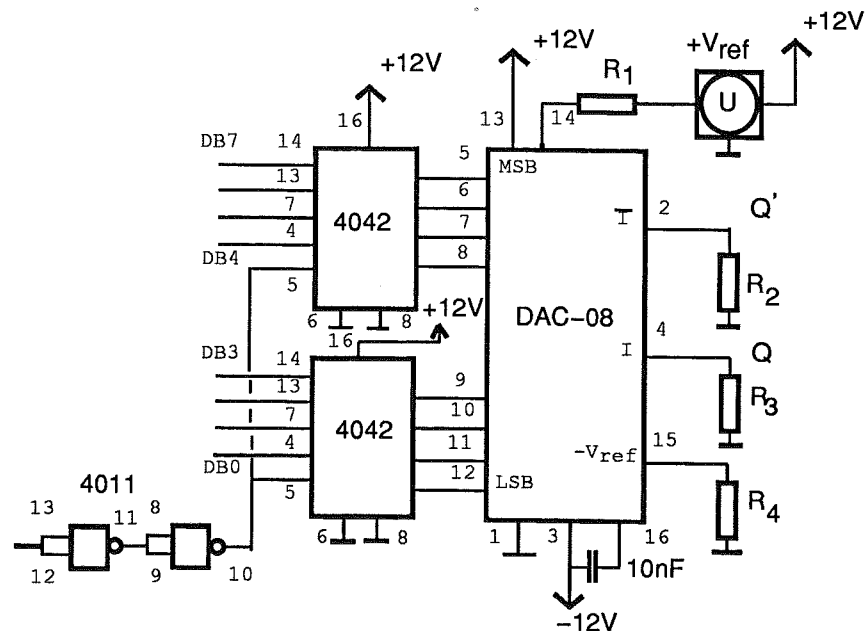
De ovan beräknade värden används som utgångsvärden för testkopplingen. Genom att mäta 20kHz signalen ut från optotransistorn, dess amplitud och exponentiella stig- och falltider, och successivt byta ut R_L för olika R_D bestämdes följande två lämpliga värden för R_D och R_L :

$$a : \begin{cases} R_{D1} = 470\Omega \\ R_{L1} = 1.2k\Omega \end{cases} \quad b : \begin{cases} R_{D2} = 560\Omega \\ R_{L2} = 1.5k\Omega \end{cases}$$

Båda värden ger stig- och falltider varierande från $5 - 15\mu s$ och utsignalen $0.05V - 1.3V$ vid låg logisk nivå. Mätningen genomfördes på alla 9

optokopplare som hade införskaffats. Spridningen i komponentdatan mellan olika optokopplare ger variationen i utsignalens stig- och falltider. Resistansdata givet i punkt a ovan används för att överföra klocksignalen eftersom det ger snabba flanker medan data angivna i punkt b används för att koppla binära data från A/D-omvandlaren, ty högre resistanser ger lägre strömförbrukning. Resistansen R_2 i kopplingsschemat testades fram till $4.7\text{k}\Omega$ genom att mäta V_{C1} vid 20kHz . R_2 ger möjlighet till snabbare urladdning av T_1 :s ingångskapacitans vid frånslag. När insignalen till A/D-omvandlaren är 2.5V motsvarande 0V från datorn, är den binära koden ut från A/D-omv. 127_{10} eller 0111111_2 . Denna kod ger upphov till att hela 7 stycken optokopplare i den inverterande länken kommer att vara aktiva. Uppskattad vilostromförbrukning hos inverterande länken blir ca 49mA på primärsidan och 54mA på sekundärsidan (för $R_D = 560\Omega$, $R_L = 1,5\text{k}\Omega$).

7.5 Parallellregister och D/A-omvandlare



Figur 7.8

De binära signalerna från optokopplarna kopplas direkt till dataingångarna för parallellregistret. Registret består av CMOS-kretsarna 4042. Varje 4042 innehåller 4 stycken D-vippor med båda deras komplementära utgångar Q och Q' tillgängliga. Alla 4 D-vippor triggas med en gemensam klocksignal. Positiv eller negativ flank kan väljas.

Klocksignalen från optokopplaren på sekundärsidan har exponentiell stigande och fallande flanker. För att trigga parallellregistret på ett säkert sätt, formas klocksignalen i CMOS kretsen 4011. Kretsen 4011 innehåller 4 stycken NAND-grindar. Genom att koppla 2 stycken NAND-grindar efter varandra, erhålles en pulsformare som för en exponentiellt stigande och fallande insignal ger fyrkantsvåg med mycket skarpa flanker. Klocksignalen från pulsformaren kopplas till ben 5 på kretsarna 4042. D-vipporna i 4042 är inställda för negativ flanktriggning, genom att ben 6 är kopplad till jord. Det nya binära värdet triggas in i registret efter ca halva klockperioden, när A/D-omvandlaren har

fått sin negativa sampelpuls. Vid $f_s=20\text{kHz}$ är halva klockperioden $25\mu\text{s}$ vilket är tillräckligt mycket större än den långsammaste optokopplarens omslagstid $15\mu\text{s}$.

Som tidigare beskrivits inverterar optolänken de logiska nivåerna. Därför kopplas de inverterande utgångarna Q' från kretsarna 4042 till D/A-omvandlaren. DAC-08 från Burr Brown är vald som D/A-omvandlare. Dess funktion består i att den ingående 8-bitars binärkoden kopplar in 8 stycken strömmar, via analoga switchar, för summering över resistor R . Strömmarna är indelade genom successiv halvering ($\frac{I_0}{2}, \frac{I_0}{4}, \frac{I_0}{8}, \dots$) och de skapas via ett stabilt resistornät och extern referensspänning. Anledning till valet av DAC-08 är att den har 2 komplementära utgångar, vid ben 2 och ben 4. När ingående binärkoden är 0000000_2 är strömmen maximal vid ben 2 medan den är 0A vid ben 4 och tvärtom när binärkoden är 1111111_2 . Strömmarnas riktning är in mot ben 2 och ben 4, vilket ger negativa utspänningar från utgångarna mot en yttre nollnivå. För att skapa symmetrisk $\pm 8\text{V}$ spänning, fasvänds spänningen från den ena utgången och summeras med negativa utspänningen från den andra utgången. Utspänningens maxnivå kan ställas in med referensspänningen U . Om alla resistorer R_1, R_2, R_3, R_4 väljes lika fås utsignalen till:

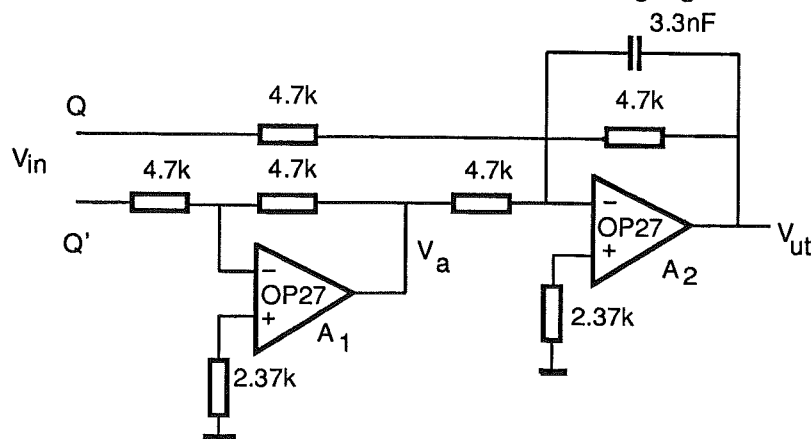
$$V_{ut} = - \sum_{k=1}^8 \frac{D_k}{2^k} V_{ref} \quad (7.2)$$

från både ben 2 och ben 4. Motstånden R_1, R_2, R_3 och R_4 väljes till $4,7\text{k}\Omega$ (1%).

Kondensator C på 10nF utgör en kompensationskondensator för D/A-omvandlaren. Om C utelämnas, så självsvänger D/A-omvandlaren.

7.6 Utgångssteg

För att få en symmetrisk utsignal, fasvänds utsignalen från en av D/A-omv. utgångar och summeras med signalen från den andra utgången.



Figur 7.9

OP:n A_1 fasvänder signalen från ben 4 till positiv nivå ($K_{A_1} = -1$). Summering av de båda signalerna sker i summatorn A_2 . En kondensator på 3.3nF kopplad över A_2 "mjukar upp" stegen vid signaländringar.

Utspänningen V_{ut} :

$$V_Q = -\frac{D_{10}}{256} V_{ref} ; D_{10} : 0 - 255_{10} \quad (7.3)$$

$$V_{Q'} = -\frac{255 - D_{10}}{256} V_{ref} \quad (7.4)$$

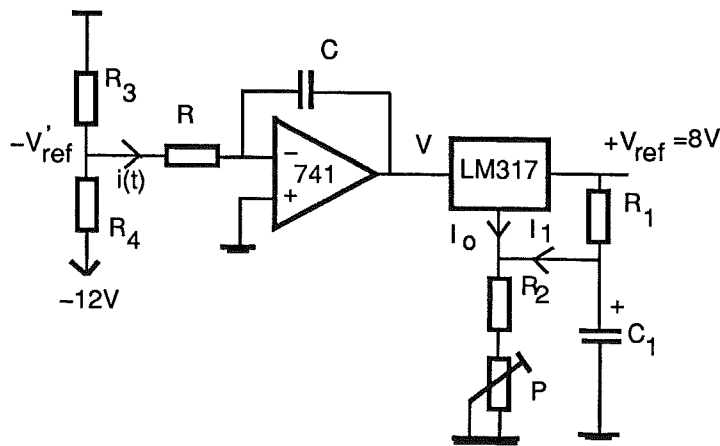
efter A_2 :

$$V_{ut} = -\left(-\frac{D_{10}}{256} V_{ref} + \frac{255 - D_{10}}{256} V_{ref}\right) \Leftrightarrow$$

$$V_{ut} = \frac{2D_{10} - 255}{256} V_{ref} ; D_{10}; 0 - 255_{10} \quad (7.5)$$

7.7 Spänningsreferens

Referensspänningen till D/A-omvandlaren skall vara temperaturstabil och ha god repeterbarhet. En 3-bens spänningsregulator LM317L passar utmärkt för detta ändamålet. Med hjälp av två externa resistorer och en trimpotentiometer kan referensspänningen exakt trimmas in. Från sjukhusets sida ställde man kravet att styrspänningen ut från isolerlänken skall stiga långsamt från 0V när strömgeneratorapparaten slås på, detta för att undvika att den anslutna försökspersonen blir utsatt för en oavsiklig stimulering. Det bestämdes att spänningen skall stiga linjärt under en tid av 8 - 10 sekunder. Linjär spänningsramp kan lätt ordnas genom att koppla en integrator, baserad på OP:n 741, till LM317L.



Figur 7.10

För linjära integratorn gäller:

$$V = -\int_0^T \frac{i(t)}{C} dt ; \text{ där } i(t) = \frac{-V'_{ref}}{R} \quad (7.6)$$

Efter insättning av $i(t)$:

$$V = \frac{V'_{ref} T}{RC} \quad (7.7)$$

Enligt databladet för LM317L krävs att inspänningen V skall vara minst ca 1.5V högre än utspänningen för ett korrekt värde på $+V_{ref}$. Detta innebär

att integratorn måste integrera från 0V till utspänningen $V=(8+1.5)V=9.5V$, under en tid av 8 - 10sek. Om spänningen $-V'_{ref}$ väljs tillräckligt lågt, kan långa integrationstider erhållas utan att behöva ha stora R och C värden.

Integratorn:

$$\begin{cases} V_{cc} = -12V \\ V'_{ref} = -0.5V \\ V = 9.5V \\ R = 470k\Omega \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} R_3 = 1k\Omega \\ R_4 = 22k\Omega \\ C = 1.0\mu F \end{cases}$$

Utspanning från LM317L:

$$V_{ref} = \frac{1.25}{R_1}(R_2 + P) + 1.25 + I_0(R_2 + P); (V) \quad (7.8)$$

där $I_0 \approx 50\mu A$ enligt datablad. Om $R_1 = 330\Omega$ och $V_{ref}=8V$ fås:

$$R_2 + P \approx 1.78k\Omega \Rightarrow 1k\Omega + 1k\Omega \text{ potentiometer}$$

Kondensator för spänningsstabilisering $C_1=4.7\mu F$ enligt datablad.

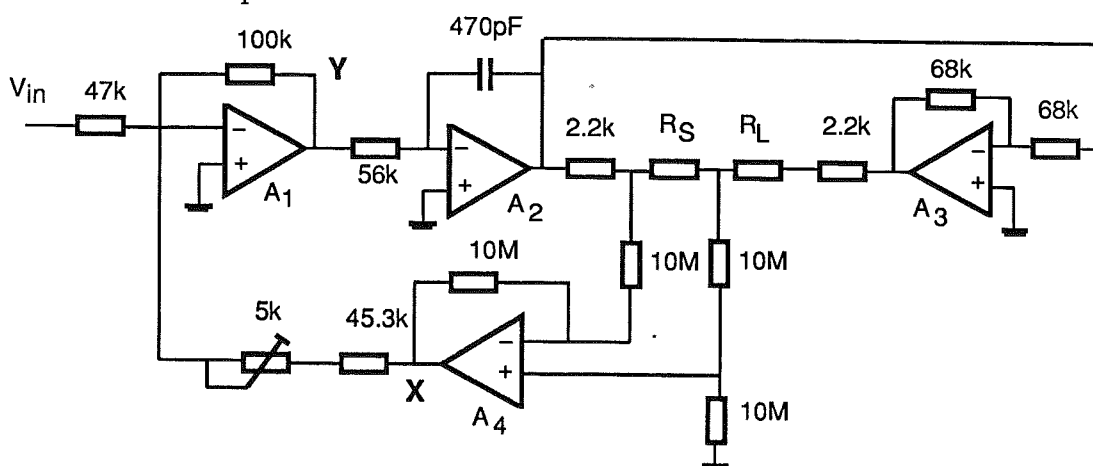
Uppkoppling och testning av totala referensspänningskretsen gav att $V_{ref}=8V$ uppnåddes på en tid av ca 9 sekunder.

8. Indikator-kretsar

I den inledande beskrivningen över de extra kretsar som kompletterar strömgeneratorn, angavs följande indikator instrument.

- Indikering av strömstorlek (A-meter)
- Strömriktningsindikering
- Maximal strömgräns
- Stor resistans/öppen utgång

Från strömgeneratorn hämtas signalerna för indikatorinstrumenten från två punkter: Punkt X efter förstärkaren A_4 för strömavkänning. Punkt Y efter summatorn A_1 .



Figur 8.1

Strömmätning: I punkt X är spänningen $V_s = R_s I$, eftersom A_4 har förstärkningen $K = 1$. Spänningen $V_s = -V_{in}$ och $\max |\pm 8|V$. Mätning i punkt X ger indikering av strömstorlek, riktning och maxströmgräns.

Stor resistansindikering: Då $V_{in} = -V_s$, kommer utspänningen från summatorn (punkt Y) att vara 0V under normala förhållanden, då strömgeneratorn förmår att kompensera för R_L . Men i de fall då R_L är stor eller ingen R_L är inkopplad (öppen utgång), kommer strömmen I inte upp till den nivå som motsvarar V_{in} . Bryggan kommer att vara i maximal obalans med $2V_0 = 2V_{cc}$. Detta innebär att $|V_s| < |V_{in}|$ och en skillnadsspänning uppstår ut från summatorn. Den är:

$$\Delta V = -\frac{100}{4.7}(V_{in} + V_s) ; (V) \quad (8.1)$$

där V_s är i motfas till V_{in} .

Genom att mäta $\pm \Delta V$ och jämföra den med fasta referensspänningar $\pm \Delta V_{ref}$, kan en indikering göras för en "stor" R_L .

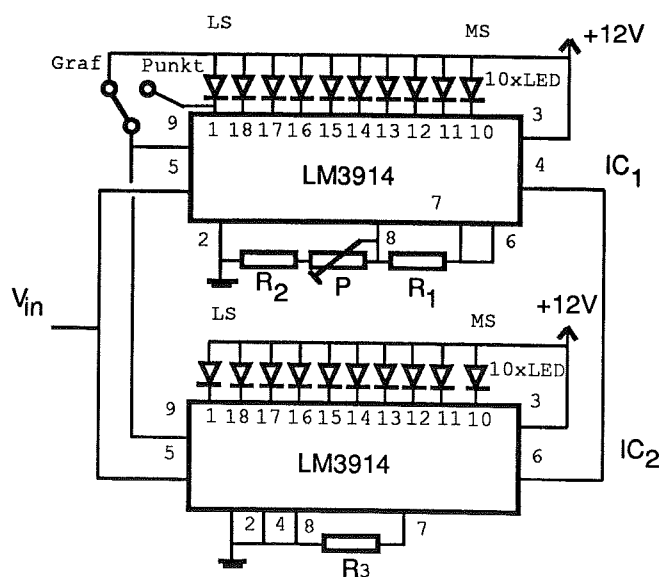
8.1 Strömmätning

Stimuleringsignalen från datorn varierar från konstanta DC-nivåer, sinusvängningar till snabba steg. Sinusfrekvenserna kommer att vara upp till 5 - 6Hz. Repetitionstiderna mellan stegsignalerna varierar slumpmässigt inom 1 - 10 sek. För att återge de varierande signalerna som motsvarande strömstorlek används en lysdiodskala bestående av 20 lysdioder. Ett enkelt visarinstrument ger indikeringsfel redan vid frekvensen 1Hz och felet ökar med ökande frekvens. En lysdiodskala är snabb och noggrann. Nackdelen är den diskreta upplösningen och kretskomplexiteten. Skalans begränsning utgörs också av ögats förmåga att uppfatta snabba variationer. Men eftersom det är av stor betydelse att den stimuleringsström, som går igenom försökspersonen, verkligen motsvarar den pålagda styrspänningen, är det starkt motiverat att ha en indikator för detta, även om den är krånglig till sin uppbyggnad och har begränsad upplösning.

Här följer en fullständig funktionsbeskrivning över de olika indikatorkretsarna. Dimensioneringsberäkningar över enskilda resistansvärden utelämnas ty beräkningarna baseras som tidigare ofta redovisat på enkla spänningsdelningar och resistansval ur E24-serien. Lämpligt framtagna resistansvärden anges därför direkt i texten.

8.2 Diodstapelkrets

Uppbyggnaden av lysdiodskalan görs med två kaskadkopplade IC-kretsar:- LM3914



Figur 8.2

Funktion: Varje LM3914 känner av den analoga inspänningen V_{in} och driver linjärt 10 stycken lysdioder. En variabel intern spänningsreferens ger maxnivån för indikeringen av insignalen. Presentationen kan ske antingen som en vandrande ljuspunkt eller en ljusstapel. Flera LM 3914 kan kaskadkopplas för analoga skalor med upp till 100 dioders upplösning. I kretsen IC_1 bestäms maxnivån för insignalen via den interna V_{ref} till +8.0V (ty $4mA \Leftrightarrow 8.0V$), m.h.a R_2 , P och R_1 . IC_1 sammankopplas med IC_2 via ben 4 på IC_1 till

ben 6 på IC_2 . På detta sätt hamnar $V_{ref}/2=4.0V$ över IC_2 . Kretsen IC_2 indikerar för $V_{in} \leq 4.0V$ medan IC_1 indikerar för $4.0V \leq V_{in} \leq 8.0V$. Modeingången, ben 9 på IC_1 och IC_2 sammankopplas och kopplas till en brytare för valet av presentationen ljuspunkt eller ljusstapel. Resistorerna R_1 och R_2 bestämmer lysdiodströmmen, som här valts till 8mA. Formler för beräkning av resistansvärden:

$$I_D = \frac{12.5}{R_1} ; V_{ref} = 1.25(1 + \frac{R_2 + P}{R_1})$$

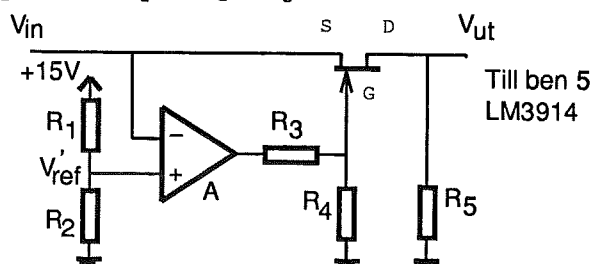
Uppkoppling och mätning av I_D och V_{ref} gav följande värden:

$$\begin{cases} R_1 = 2.2k\Omega \\ R_2 = 10k\Omega \\ P = 1k\Omega \\ R_3 = 1.8k\Omega \end{cases}$$

Diodströmmen var ca 8.4mA för testkopplingen. Lysdiodernas färg valdes gult, för tydlig indikering även i stark motljus.

Signalavkopplingskrets för IC_2 (LM3914)

I indikeringsläget "ljuspunkt" indikerar IC_2 (LM3914) med sin mest signifikanta lysdiod för inspänningar $V_{in} > 4.0V$, samtidigt som IC_1 också indikerar. Anledningen är att IC_1 och IC_2 utgör två oberoende separata enheter, sammankopplade endast via referensspänning och insignal. Önskemål framlades att ingen indikering från IC_2 får ske när V_{in} överstiger $\frac{V_{ref}}{2}$, i läget "ljuspunkt". Detta kräver en yttre styrkrets till signalingången på IC_2 , som för $V_{in} > 4.0V$ kopplar ben 5 på IC_2 till jord.



Figur 8.3

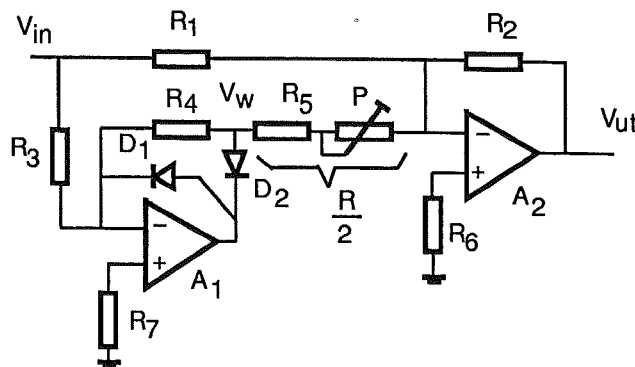
Funktion: En komparator A känner av, jämför V_{in} med en referensspänning V'_{ref} något större än IC_2 :s $\frac{V_{ref}}{2}=4.0V$ och styr sedan ut en fälteffekttransistor (FET). När $V_{in} < V'_{ref}$, är utsignalen från komparatorn positiv och FET leder V_{in} vidare ut till IC_2 . Då $V_{in} > V'_{ref}$ kopplas FET ifrån av negativ spänning från komparatorn och ben 5 på IC_2 kopplas till jord via R_5 . Ledningsresistansen för FET brukar vara 100 - 150 Ω och om R_5 väljs mycket större än 150 Ω , så uppstår det nästan inget spänningsfall över FET. Frånslagsresistansen hos FET är alltid $>20M\Omega$ (försumbar ledning om $R_5 \ll 20M\Omega$). Komparatorn A utgörs av OP:n 741, medan FET är vald till BF256. Följande resistansvärden har bestämts:

$$\begin{cases} R_1 = 4.7\text{k}\Omega \\ R_2 = R_3 = 12\text{k}\Omega \\ R_4 = 10\text{k}\Omega \\ R_5 = 100\text{k}\Omega \end{cases}$$

Resistanserna R_3 och R_4 skall dela ned utspänningen från 741:s $\pm 13.5\text{V}$ för att inte överstiga maxgränsen för FET:s $-V_{GS}$. För $V_{in}=8\text{V}$ blir $V_{GS}=-14.1\text{V}$, som effektivt stryper FET:n.

Likriktare

Lysdioddrivarkretsen LM 3914 kräver en enkel positiv insignal, eftersom den har enkel matningsspänning. Den symmetriska ($\pm 8\text{V}$) utsignalen från förstärkaren för strömavkänning måste då ha sin negativa hälft, -8V fasvänd för att den skall kunna återges på lysdiodskalan. En s.k. precisionslikriktare, baserad på två stycken OP-förstärkare passar utmärkt för detta ändamål.



Figur 8.4

Funktion OP:n A_1 arbetar som en inverterande likriktare med förstärkning $K_{A_1} = -1$. När insignalen är positiv är D_1 backkopplad (\approx avbrott) medan D_2 leder. Utspänningen i punkt w: $V_w = -V_{in}$. Vid negativ insignal leder D_1 medan D_2 är backkopplad. Punkten w är då kopplad via R_4 till virtuell jord, varför $V_w = 0\text{V}$. OP:n A_2 arbetar som en inverterande summator, dess utsignal:

$$V_{ut} = -V_{in} - 2V_w \quad (8.2)$$

När V_{in} positiv: $V_w = -V_{in} \Rightarrow V_{ut} = -V_{in} - 2V_{in} = V_{in}$.

och när V_{in} negativ: $V_w = 0\text{V} \Rightarrow V_{ut} = -(-V_{in}) = V_{in}$.

Således fås alltid en positiv utsignal oberoende av insignalens polaritet med lika stor absolutvärde som insignalens.

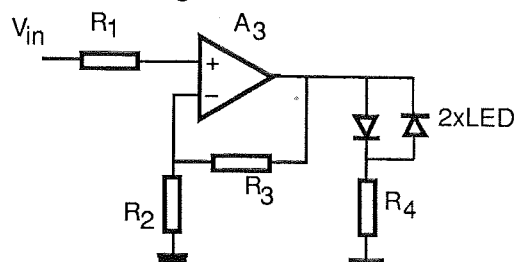
Resistorn $\frac{R}{2}$ delas upp i R_1 och P för att man exakt ska kunna trimma in likriktaren för positiva insignaler och därmed få bort eventuella förstärkningsfel i A_1 . Valda komponenter:

$$\begin{cases} R_1 = R_2 = 100\text{k}\Omega \\ R_3 = R_4 = 6.8\text{k}\Omega \\ R_5 = 47\text{k}\Omega \\ P = 5\text{k}\Omega \\ R_6 = 3.48\text{k}\Omega \quad R_7 = 24.9\text{k}\Omega \end{cases}$$

Resistorerna R_2 och R_3 är offsetkompenserande. Dioderna är valda till IN4148.

8.3 Strömriktningsindikator

En strömriktningsindikator kan enkelt konstrueras med en komparator som känner av polariteten hos den till strömmen motsvarande spänning och driver två stycken lysdioder (LED). Beroende på polariteten hos spänningen så lyser en av dioderna. Nackdelen hos komparatorn är att vid inspänningar kring 0V saknar den en väldefinierad utsignal.



Figur 8.5

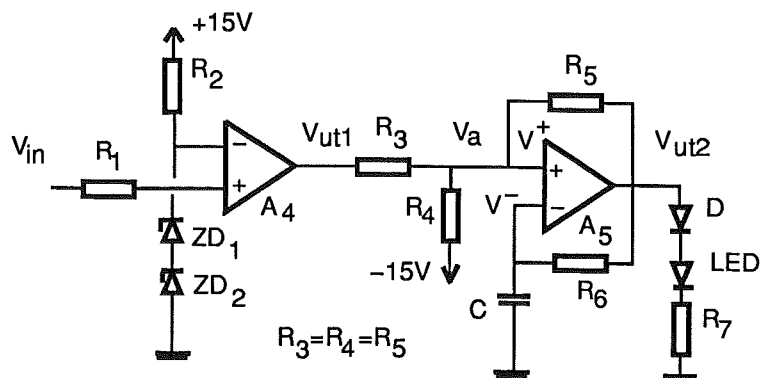
Kretsen är en OP kopplad som en icke-inverterande förstärkare. Med R_2 och R_3 definieras en förstärkning, som är tillräckligt högt för att kunna driva lysdioder vid små inspänningar, samtidigt som utspänningen fås till 0V när inspänningen är noll. Därmed fås en väldefinierad utnivå för insignaler kring 0V. Bestämda komponentvärden:

$$\begin{cases} R_1 = R_2 = 4.7\text{k}\Omega \\ R_3 = 1\text{M}\Omega \\ R_4 = 680\Omega \end{cases}$$

Förstärkningen för steget är ca 214 och vid inspänningar mellan -4mV - +10mV, är båda lysdioder släckta vilket ger god indikering på att V_{in} är kring 0V. Dioderna lyser klart först när $V_{in} \approx \pm 20\text{mV}$ (uppmätta värden). R_1 är en resistor för offsetkompensering.

8.4 Strömgränsindikator

En speciell indikator byggs in som markerar uppnådd strömgräns $\geq 4\text{mA}$. Indikatorn arbetar oberoende av LM 3914 kretsarna och visar strömgräns med en blinkande röd lysdiod. Anledningen till att inkludera en sådan typ av indikator är att lysdiodskalan inte ger någon information huruvida utströmmen överskrider 4mA samt att även ha en oberoende indikation på uppnådd strömgräns.



Figur 8.6

Funktion: Insignalen V_{in} jämförs med V_{ref} i komparatorn A_4 . V_{ref} bildas av stabil zenerreferens ZD_1 och ZD_2 , detta för att ändringar i matningsspänningen inte skall påverka strömgränsmarkeringen. En fyrkantsvågsoscillator bildas av A_5 . Oscillatorn är en standardkoppling för en enkel OP. Återkopplingen via R_5 tillsammans med R_3 och R_4 ger en konstant referensspänning V^+ på plusingången på A_5 , medan R_6 och C ger en exponentiell varierande spänning V^- på minusingången. Utspänningen V_{ut2} från oscillatorn slår om varje gång som $|V^-|$ uppnår, och överskrider $|V^+|$, efter en viss integrationstid $\frac{T}{2}$. Om $R_3 = R_4 = R_5$ så ges frekvensen av:

$$f = \frac{1}{2 \ln(2) R_6 C} \quad (8.3)$$

Så länge $V_{in} < V_{ref}$ i A_4 så är $V_{ut1} = -13.5V$ (maxutspänningen från A_4 och A_5 ligger alltid $|1.5|V$ under $|V_{cc}|$). Oscillatorn A_5 svänger inte och LED:en släckt. Anledningen är att $V^+ < V^-$ hos A_5 , varför oscillatorn är låst med negativ utspänning. Så fort $V_{in} > V_{ref}$, stiger V_{ut1} från A_4 till $+13.5V$ och oscillatorn frigörs för självsvängning. Lämplig blinkfrekvens hos oscillatorn är vald till 15Hz.

ZD_1 och ZD_2 har valts till 5.1V och 3.0V. Båda ger tillsammans med R_2 en $V_{ref} = +8.12V$ (mätt med DVM). Den valda V_{ref} gör att optolänken trimmas för maximal utspänning $\geq \pm 8.12V$, så att funktionen hos strömgränsindikator kan testas. Komponentvärden:

$$\begin{cases} R_1 = 6.8k\Omega \\ R_2 = 2.2k\Omega \\ R_3 = R_4 = R_5 = R_6 = 100k\Omega \\ R_7 = 680\Omega \\ C = 0.47\mu F \end{cases}$$

Dioden D utgör som skyddsdiode för LED:en mot höga backspänningar.

8.5 "Stor resistans" indikator

En "stor resistans" indikator inkluderas i apparaten för att ge en tidig signal om att strömgeneratorn ej längre förmår att kompensera för den inkopplade resistansen R_L . Detta kommer att vara till god hjälp för detektering av sådana fel som dålig kontakt mellan elektroder-försöksperson, hög resistans hos elektroder och avbrott i anslutningsledningar. Insignalen för indikatorn hämtas från punkt Y efter summatoren (se figur 8.1).

Följande gäller efter summatorn då R_L är stor:

$$\Delta V = -\frac{100}{47}(V_{in} + V_s) \quad \text{då } |V_s| < |V_{in}|$$

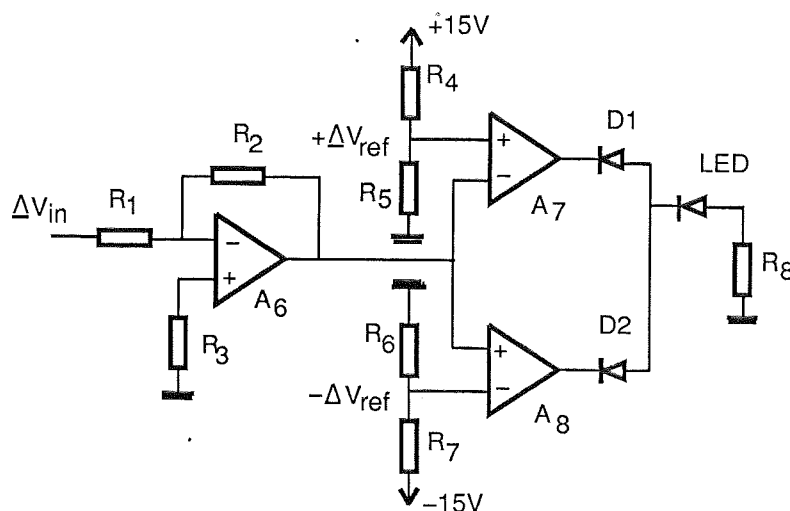
Spänningen $\pm \Delta V$ jämförs med fasta referensspänningar $\pm \Delta V_{ref}$. Utgår från följande data:

$$\begin{cases} V_{in0} = 3V \\ I_0 = 1.5mA \\ G_m = 0.5mA/V \end{cases}$$

Indikering får först ske när strömmen $I_0=1.5mA$ har sjunkit med 5%, vilket ger följande:

$$\begin{cases} I_{0.95} = 1.425mA \\ \pm \Delta V \approx \pm 0.319V \end{cases}$$

Spänningen $\pm \Delta V$ jämförs med $\Delta V_{ref} = \pm 0.319V$. Men att dela ned $\pm 15V$ till $\pm 0.319V$ är svårt p.g.a resistanstoleranser, varför $\pm \Delta V$ måste förstärkas 10 ggr.



Figur 8.7

Spänningen V_{in} förstärks 10 ggr i A_6 och jämförs sedan med $\pm \Delta V_{ref}$ i komparatorerna A_7 och A_8 . Dioderna D_1 och D_2 bildar tillsammans en logisk ELLER-grind. Så länge $|V_{in}| < |V_{ref}|$, utgångarna från A_7 och A_8 höga och D_1 och D_2 backkopplade, med lysdioden släckt. Men så fort $+V_{in} > +V_{ref}$ eller $-V_{in} < -V_{ref}$ så går någon av utgångarna från A_7 och A_8 låg och lysdioden lyser. När någon av D_1 och D_2 leder tillsammans med LED:en, är den andra dioden backkopplad och förhindrar därmed kortslutning mellan A_7 och A_8 's utgångar. Resistansvärden:

$$\begin{cases} R_1 = R_3 = 10k\Omega \\ R_2 = 100k\Omega \\ R_4 = R_6 = 4.7k\Omega \\ R_7 = R_8 = 17.4k\Omega \end{cases}$$

ELLER-grind dioderna utgörs av IN4148. Spänningsändringen $\Delta V = \pm 0.319V$ motsvaras av en strömändring på $I = \pm 0.075mA$. Detta innebär att vid en "stor resistans"-indikering är den procentuella avvikelser mindre vid strömmar $I_{ut} > 1.5mA$ medan den ökar för $I_{ut} < 1.5mA$. Relativa felet följer en $0.075/I_{ut}$ -kurva när $G_m = 0.5mA/V$. Det ökande felet vid låga strömmar

kompenseras av att strömgeneratorn klarar av större R_L vid låga strömmar än vid höga strömmar. Om det önskas en snävare tolerans i indikeringen av "stor resistans" vid låga strömmar, kan strömgeneratorn kopplas om till högre upplösning.

I de förut beskrivna indikeringskretsarna har det använts sammanlagt 8 OP-förstärkare. För minimering av antalet komponenter och därmed plats på kretskortet, byggs kretsarna kring två stycken IC-kretsar LM 324 med 4 OP-förstärkare i vardera kretsen.

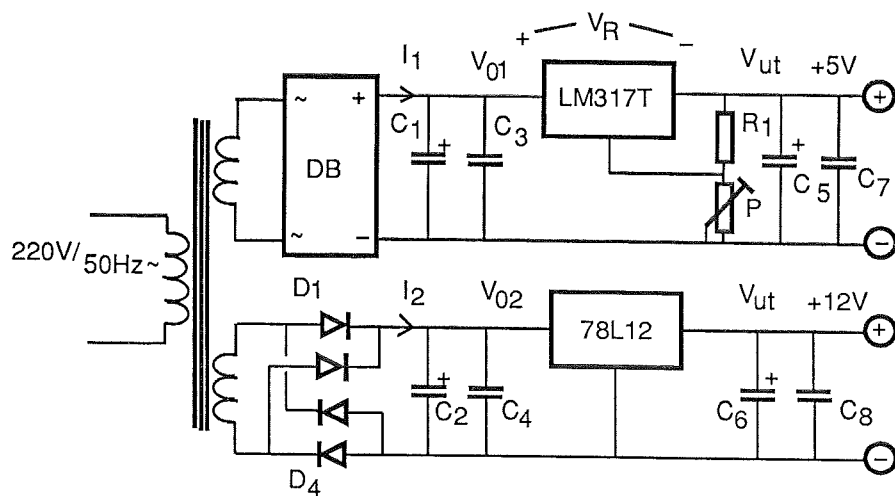
9. Spänningsaggregat

Spänningsförsörjningen till strömgeneratoren, som är anslutningsbar till 220V/50Hz, baseras på konventionell konstruktion av transformatorer, likriktare, stabiliseringskondensatorer och 3-bens spänningsregulatorer. En extra isolerande fulltransformator kopplas in före spänningsförsörjningen för strömgeneratoren för att hindra läckströmmar från 220V-nätet. Den isolerande fulltrafon har 4kV-isolering mellan primär och sekundärsidan och maximal belastningseffekt på 120VA. Isolertrafons metallkärna jordas som ytterligare skyddsåtgärd mot läckströmmar. Likspänningar för de olika kretsarna:

- +12V Buffertsteg på ingången
- +5V A/D-omvandlare + optokopplare
- ±12V Optolänkens sekundärsida
- ±15V Strömgeneratoren + indikeringskretsar

Nättransformatorn till optolänkens primärsida kopplas direkt till 220V-nätet medan trafo för ±12V och ±15V kopplas till nätet via den ovan beskrivna isolertrafon.

9.1 Spänningsförsörjning +12V och +5V



Figur 9.1

Nätspänningen 220V/50Hz transformeras ned till lämplig spänning V_{rms} och halvågsliriktas med en diodbrygga. Spänningen från diodbryggan är en rippelspänning ($f = 100\text{Hz}$) och den jämnas därför ut med en stor kondensator C till spänning $V_0 = \sqrt{2} V_{rms}$. En efterföljande 3-bens regulator omvandlar V_0 till V_{ut} och håller V_{ut} konstant under varierande belastningar. Transformatorn och kondensatorn dimensioneras med hänsyn till utspänningen V_{ut} och maximal förekommande belastningsström.

För att skapa +5V spänning används en variabel LM317T-regulator istället för en enkel 7805, eftersom A/D-omvandlaren utnyttjar sin matningsspän-

ning också som referensspänning och måste därför anpassas exakt till buffertstegets maximala utspänning. Buffertsteget kan drivas med en enkel fast 78L12-regulator utan några problem. Uppskattad strömförbrukning hos A/D-omvandlare och optokopplare:

$$\begin{aligned} I_{A/D} &= 7\text{mA} \quad (\text{enligt datablad}) [5] \\ I_{\text{opto}} &\approx 7\text{mA} \quad \text{per optokopplare ; antal}=9 \\ I_{\text{reg.}} &= 5\text{mA} \quad \text{för LM317T} \\ \Rightarrow I_{\text{tot}} &\approx 75\text{mA} \end{aligned}$$

En transformator med sekundärspänning $2 \times 9V_{\text{rms}}$ väljs. Den helvägslikriktade utspänningen blir $V_0 = \sqrt{2} \cdot 9 \approx 12.7\text{V}$ vid fullast. Uttagen effekt i ena lindningen, vid konstant V_0 blir då $P = V_0 I_{\text{tot}} \approx 0.95\text{W}$. Detta kan också ses som den momentana topp effekten som uttas från trafoen vid full utspänning. I valet av en trafo krävs att dess maximala belastningseffekt är större än $2 \cdot 0.95 \approx 1.9\text{W}$. Ur ELFA-katalogen väljs en trafo:

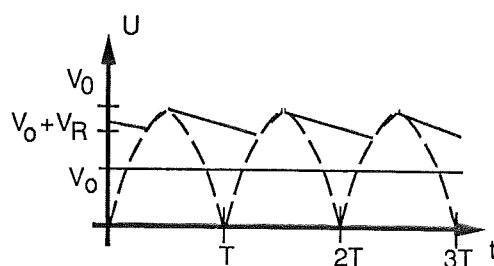
Fabrikat: HAHN Primär: 220V/50Hz
Effektal: 4.5VA Sekundär: $2 \times 9V_{\text{rms}}$ (belastad)
Obelastad: $2 \times 12.6V_{\text{rms}}$

Trafoen med effektal 4.5VA väljs för att klara av de korta effekttoppar som uppstår när både stabiliseringskondensatorn uppladdas och belastningen drar ström. Effektalet ger 2.25VA/lindning och maximal belastningsström $0.25A_{\text{rms}}$ /lindning. Helvägslikriktade spänningen $V_0 \approx 17.8\text{V}$.

Stabiliseringskondensatorer:

Eftersom spänningsregulatorn håller en konstant utspänning, blir belastningsströmmen konstant vid konstant belastning. Följande samband gäller för en linjär urladdning av en stabiliseringskondensator:

$$C = \frac{I_{\text{utmax}}}{f_{\text{rippel}}(V_0 - V_R - V_{\text{ut}})} \quad (9.1)$$



Figur 9.2

V_R är minsta spänning över spänningsregulatorn vid maximal belastningsström.

C_1 för +5V : C_1 väljes så stor att vid en belastningsström $I_1 = 150\text{mA}$, får det minst förekomma $V_R = 3\text{V}$ över spänningsregulatorn LM317T. Spänningen V_0 kommer att minska något vid fullast, men den antas vara konstant i beräkningen. Rippelfrekvensen $f_{\text{rippel}} = 100\text{Hz}$ för 50Hz växelspanning:

$$\left\{ \begin{array}{l} V_0 = 17.8\text{V} \\ V_R = 3\text{V} \\ V_{ut} = 5\text{V} \\ I_{utmax} = 0.15\text{A} \end{array} \right. \Rightarrow C_1 \approx 153\mu\text{F}$$

Väljer standardvärde $C_1 = 220\mu\text{F}/25\text{V}$

C_2 för 12V : Uppmätt strömförbrukning hos buffertsteget: $I = 6.5\text{mA}$. Väljer att dimensionera C_2 m.a.p 50mA utström. V_0 och V_R är samma som förut, vilket ger $C_2 \approx 179\mu\text{F}$. Väljer standardvärde $220\mu\text{F}/25\text{V}$.

R_1 och P för LM317T, +5V:

Databladet ger:

$$V_{ut} = 1.25\left(1 + \frac{P}{R_1}\right) ; \text{ (V)} \quad (9.2)$$

Om $R_1 = 220\Omega$ fås $P = 660\Omega$. Väljer $P = 1\text{k}\Omega$ trimpotentiometer.

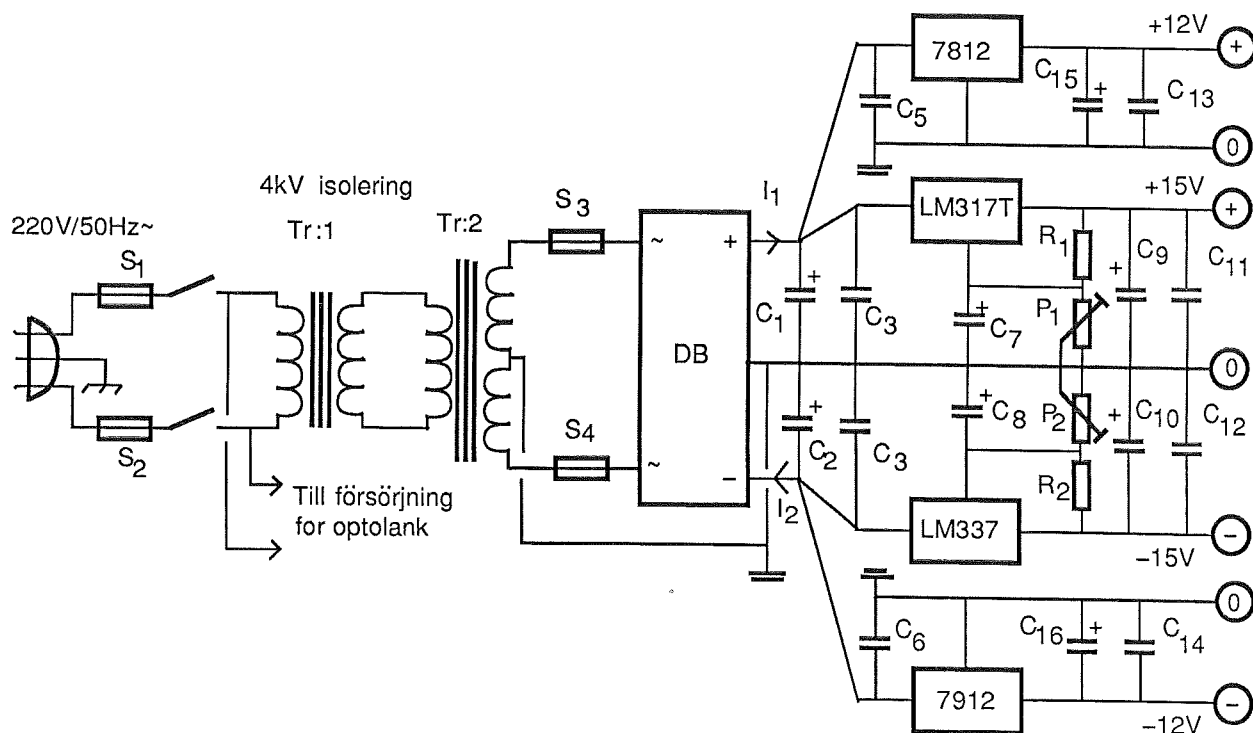
De övriga kondensatorer väljs enligt databladets rekommenderade värden. Deras uppgift är att kortsluta högfrekventa övertoner i rippelspänningen samt stabilisera spänningsregulatorernas funktion.

$$\left\{ \begin{array}{l} C_3 = C_4 = C_7 = C_8 = 0.1\mu\text{F} \\ C_5 = 47\mu\text{F}/25\text{V} \\ C_6 = 10\mu\text{F}/25\text{V} \end{array} \right.$$

Likriktardioder $D_1..D_4$ och diodbryggan DB_1 har valts till 1N4001 respektive B40C1500/1000.

9.2 Spänningsförsörjning $\pm 12\text{V}$ och $\pm 15\text{V}$

Spänningsaggregatet byggs upp på samma sätt som den förut beskrivna med den skillnaden, att utspänningen är nu symmetrisk kring en nollnivå. Strömförbrukningen hos optolänken, indikator och strömgeneratorkretsarna är o-symmetrisk. På "+"-sidan på både +12V och +15V är strömförbrukningen stor p.g.a drivningen av optokopplare och 20-stycken lysdioder, medan strömmen överstiger knappt 60 mA på "-"-sidan.



Figur 9.3

Uppmätt max strömförbrukning på lab-kretsen:

- +15V : $I_{1max} = 0.25A$ (strömgenerator och indikatorkretsar)
- 15V : $I_{2max} = 45.7mA$
- +12V : $I_{3max} = 87.7mA$ (optokopplare)
- 12V : $I_{4max} = 14.1mA$

Från positiva uttaget på diodbryggan blir $I_{utmax}^+ \approx 0.34A$ medan $I_{utmax}^- \approx 60mA$. En transformator med sekundärspänning $2 \times 18V_{rms}$ väljs. Den något högt valda sekundärspänningen tillåter en högre spänningsripple före spänningsregulatorerna vid stor strömuttag och ger därmed relativt lågt värde på stabiliseringskondensatorerna. Men ett alltför högt värde på sekundärspänningen ger onödigt stora förlusteffekter hos regulatorerna. Trafon dimensioneras m.a.p 500mA strömuttag. Momentan effekt som trafon skall kunna leverera:

$$P_{utmom} = 2V_0 I_{utmax} = 2 \cdot \sqrt{2} \cdot 18V \cdot 0.5A \approx 25.5W$$

Ur ELFA-katalogen väljs en ringkärnetrafo på $2 \times 18V_{rms}$ och 30VA av fabrikat ISKRA. En ringkärnetrafo har lägre vikt, mindre dimensioner och lågt ströfält än en konventionell trafo.

Stabiliseringskondensatorer

Dimensioneringen sker på samma sätt som tidigare med formeln för linjär urladdning av en kondensator vid rippelfrekvens på 100Hz.

dimensioneras med hänsyn till lägre strömuttag, $I_{utmax} = 100\text{mA}$. Det ger $C_2 \approx 133\mu\text{F}$. I uppkoppling och testning av spänningskretsen kunde C_1 minskas till $330\mu\text{F}/40\text{V}$ utan att utspänningen från regulatorn påverkades vid maximalt strömuttag. C_2 valdes till $220\mu\text{F}/40\text{V}$. De relativt låga kondensatorvärdena ger också som fördel, förutom mindre dimensioner, att kretsfunktionen dör ut snabbare när huvudströmbrytaren slås av. C_1 kan säkert väljas till ett lägre värde, men då blir kretsen känslig för belastningsstörningar på nätspänningen. Maximala rippelspänningen över C_1 uppgick till $5V_{tt}$ vid strömuttag på 0.34A .

$$\begin{cases} C_3 = C_4 = C_5 = C_6 = 0.1\mu\text{F} \\ C_{11} = C_{12} = C_{13} = C_{14} = 0.1\mu\text{F} \\ C_{10} = C_{15} = C_{16} = 10\mu\text{F}/40\text{V} \\ C_9 = 47\mu\text{F}/40\text{V} \end{cases} \quad \begin{cases} C_1 = 330\mu\text{F}/40\text{V} \\ C_2 = 220\mu\text{F}/40\text{V} \end{cases}$$

R_1 och P_1 för LM317T: $V_{ut} = 1.25(1 + \frac{P_1}{R_1})$ (V); $V_{ut} = +15\text{V}$; vald $R_1 = 240\Omega$ det ger:

$$\begin{cases} R_1 = 240\Omega \\ P'_1 = 1\text{k}\Omega \\ R'_1 = 2.2\text{k}\Omega \end{cases} \quad \text{där } P_1 = P'_1 + R'_1$$

R_2 och P_2 för LM337: Beräkningen är exakt densamma som för LM317T ovan. Det ger därför:

$$\begin{cases} R_2 = 240\Omega \\ P'_2 = 1\text{k}\Omega \\ R'_2 = 2.2\text{k}\Omega \end{cases} \quad \text{där } P_2 = P'_2 + R'_2$$

Säkringar S_1, S_2, S_3, S_4 :

Isolationstrafo: $P_{max}=120\text{VA}$, $I_{max}=0.54\text{A} \Rightarrow S_1 = S_2 = 630\text{mA}$, tröga.

Sekundärkrets: väjer $S_3 = S_4=630\text{mA}$, snabba.

10. Kylning av halvledare

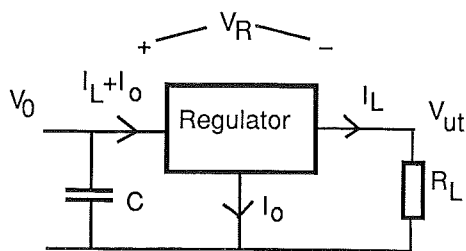
Halvledarkretsarna i späningsförsörjningen och lysdioddrivningen är utsatta för relativt stora strömmar, varför de kommer att behöva extra kylning. Utan extra kylning skulle den av förlusteffekten orsakade värmen inte avledas tillräckligt snabbt, utan orsaka smältskador på halvledarkristallen och förkorta livslängden hos komponenten. Kylbehovet avgörs av storleken på förlusteffekten.

Ett kylelements förmåga att avleda värme till omgivningen uttrycks som termisk resistans, enhet K/W eller °C/W. Denna termiska resistans gäller för övergången mellan kylarens yta och det omgivande mediet, i detta fall luft. På samma sätt finns det termisk resistans mellan halvledarchipet och kapslingen hos en elektronikkomponent. Storleken på den termiska resistansen mellan två material avgörs av kontaktytornas storlek, hur hårt sammanpressade ytorna är och vilken värmekonduktivitet, som materialen har. I övergången till luft avgörs också kylelementets placering, luftens temperatur och hastighet över kyltan. Följande samband gäller [3]:

$$T_j - T_a = (\Theta_{jc} + \Theta_{cs} + \Theta_{sa}) \cdot P_f ; \quad \left\{ \begin{array}{l} P_f : \text{komponentens förlusteffekt} \\ T_j : \text{halvledarchipets temperatur} \\ T_a : \text{luftens temperatur} \\ \Theta_{jc} : \text{Termisk resistans : chipkapsling} \\ \Theta_{cs} : \text{kapsling - kylelement} \\ \Theta_{sa} : \text{Kylelement - luft} \end{array} \right.$$

T_j väljs mellan 60°C - 100°C beroende på förlusteffekten och tillgängliga utrymmen för kylelementets placering. Om effektutvecklingen är stor men utrymmet litet, kan man kanske tillåta sig något högre temperatur hos halvledarkristallen, medan vid låga effekter är det onödigt att ha hög temperatur hos kristallen.

Effektberäkning och dimensionering: De i späningsaggregaten använda regulatorerna har inbyggd termisk säkring [3]. Säkringen träder i funktion först när temperaturen i halvledarkristallen har höjts till ca 100°C och utspänningen från regulatorn faller till 0V. För att hindra att säkringen skall träda i funktion redan vid låga belastningsströmmar måste späningsregulatorn kylas. Regulatorn kan då leverera större effekt. Maximal förlusteffekt för regulatorerna är angiven till 15W med extra kylning. Som det tidigare har beskrivits under rubriken "Stabiliseringskondensatorer", så uppstår det en triangelformad rippelspänning över C (se figur 9.2), när en stor belastning kopplas till späningsregulatorn. Förlusteffekten hos regulatorn kan delas upp i två delar, en som kommer från likspänning och en från triangelvägen:



Figur 10.1

$$P_f = V(I_L + I_0) + \frac{2}{T} \int_0^{\frac{T}{2}} v_{rippel}(t) \cdot (I_L + I_0) dt$$

där

$$\begin{cases} \Delta V = V_R \\ I_L : \text{belastningsström} \\ v_{rippel}(t) : \text{triangelvåg} \\ I_0 : \text{viloström} \end{cases}$$

Triangelvågens max höjd: $V_{rippel} = V_0 - V_R - V_{ut}$.

P_f kan skrivas:

$$P_f = V_R(I_L - I_0) + \frac{V_0 - V_R - V_{ut}}{2}(I_L + I_0) \quad (10.1)$$

Beräkning av max förlusteffekt hos regulatorerna görs med de V_0, V_R, V_{ut}, I_L och I_0 som förut användes för beräkning av kondensatorer samt några uppmätta spännings och viloströmsvärden. För dimensionering av kylelementens Θ_{sa} utgås från följande data (enligt datablad):

$$\begin{cases} T_j = 60^\circ\text{C} \\ T_a = 25^\circ\text{C} \end{cases} \quad \begin{cases} \Theta_{jc} = 4^\circ\text{C/W} \text{ för LM317T, LM337, 78XX \& 79XX} \\ \Theta_{cs} = 0.5^\circ\text{C/W} \text{ metallkontakt} \\ \text{mellan kapsel och kylare} \end{cases}$$

LM317T för +5V:

$$\begin{cases} V_0 = 17.8\text{V} \\ V_R = 3\text{V} \\ I_L = 0.15\text{A} \\ I_0 = 5.65\text{mA} \end{cases} \Rightarrow (\text{enligt formel}) P_f \approx 1.23\text{W}$$

och Θ_{ea} :

$$\Theta_{sa} = \frac{T_j - T_a}{P_f} - \Theta_{jc} - \Theta_{cs} \approx 24^\circ\text{C/W}$$

På samma sätt fås värden för övriga kretsar:

7812 för +12V:

$$\left\{ \begin{array}{l} V_0 = 25.5V \\ V_{rippel} = 5V_{tt} \\ I_L = 87.7mA \\ I_0 = 5mA \end{array} \right. \Rightarrow P_f \approx 1.02W ; \Theta_{sa} \approx 30.5^\circ C/W$$

LM317T för +15V:

$$\left\{ \begin{array}{l} V_0 = 25.5V \\ V_{rippel} = 5V_{tt} \\ I_{Lmax} = 0.25A \\ I_0 = 5.2mA \end{array} \right. \Rightarrow P_f = 2.04W ; \Theta_{sa} \approx 12.7^\circ C/W$$

Effektberäkning för kretsarna 78L12, 7912 och LM337 gav 36mW, 0.24W och 0.48W. De här låga förlusteffekterna kan kretsarna klara av utan kylelement, varför dessa element utesluts.

Ur Bejokens lagerkatalog8 [6] valdes följande kylelement:

$$\begin{array}{ll} 7812, \text{ LM317T för } +5V: & \Theta_{sa} = 13^\circ C/W \\ \text{LM317T för } +15V & : \Theta_{sa} 9^\circ C/W \end{array}$$

Lysdiod drivare LM3914: Varje krets driver 10 stycken lysdioder:

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{cc} = 15V \\ V_{Diod} = 1.7V \\ I_D = 7mA \end{array} \right. \Rightarrow P_f = 10(V_{cc} - V_{Diod})I_D \approx 0.93W$$

Det ger $\Theta_{tot} \approx 37.6^\circ C/W$. Data saknas för LM3914:s Θ_{jc} och Θ_{cs} , men en lämplig kylelement för IC-kretsar valdes med: $\Theta_{sa} = 24^\circ C/W$. En grov uppskattning av temperatur gjordes hos kylelementet, fast monterad med kylpasta på LM3914, genom att känna av elementet med blöt fingertopp. Kylelementet kändes ljum ($30^\circ C - 35^\circ C$), när kretsen drevs med full last (alla 10 lysdioder tända).

Alla kylelementen monteras fast på respektive halvledare med värmeledande silikonpasta för god termisk kontakt.

11. Optolänk - maxutspänning

Strömgeneratoren har, som tidigare beskrivits, utrustats med en strömgränsindikator, detta för att ge operatören en tydlig signal om uppnådd maxström. I indikatorn jämförs till strömmen motsvarande spänning mot en referensspänning på 8.12V. Denna indikatorfunktion måste normalt kunna testas i läge TEST, med den inbyggda vridpotentiometern P4. Detta innebär att maximala utspänningen från optolänken skall trimmas till större värde än $V_{Zref} = 8.12V$. Utspänningen från optolänken är symmetrisk $\pm V_{ut}$ där de 256 diskreta stegen är uppdelade i 128 steg för $+V_{ut}$ och 128 steg för $-V_{ut}$. Utspänningen från optolänken:

$$V_{ut} = V_{ref} \left(\frac{2D_{10} - 255}{256} \right) ; D_{10} : 0 - 255_{10}$$

Till beloppet maxutspänning:

$$|V_{utmax}| = V_{ref} \frac{255}{256} = \left| \frac{V_{ut} 255}{2D_{10} - 255} \right|$$

Om $V_{ut} = \pm 8V$ motsvaras av koderna $D'_{10} = 3_{10}$ för -8V och $D''_{10} = 255 - 3 = 252_{10}$ för +8V, fås $|V_{utmax}|$:

$$|V_{utmax}| = \frac{8V \cdot 255}{2 \cdot 252 - 255} = \left| \frac{8V \cdot 255}{2 \cdot 3 - 255} \right| \approx 8.19V$$

$|V_{utmax}| = 8.19V$ kommer att kunna aktivera strömgränsindikatorn eftersom $V_{Zref} = 8.12V$.

Annan kod för $\pm 8V$, $D'_{10} = 2_{10}$ och $D''_{10} = 253_{10}$ kan inte användas, eftersom $V_{utmax} \approx 8.13V$ ligger alldeles för nära komparatorns omslagpunkt. På grund av komponenttoleranser i zenerdioderna fås kanske ingen omslag hos komparatorn ($V_{Zref} > V_{utmax}$).

I trimningen av optolänken skall den externa inspänning på primärsidan +10V ge binär kod $252_{10} = 11111100_2$ och -10V ge $3_{10} = 00000011_2$ ut från A/D-omvandlaren. Referensspänningen till D/A-omvandlaren skall trimmas till:

$$V_{ref} = \frac{8V \cdot 256}{2 \cdot 252 - 255} \approx 8.22V$$

12. Trimning av kretskorten

Kretskorten trimmas i ordning med först spänningskorten, optolänken och sist strömgeneratorkortet. Spänningskorten skall först ha monterats tillsammans med transformator, brytare och säkringar i en låda. Korten för optolänken och strömgeneratorn får inte först vara anslutna till spänningskorten.

Försiktighet måste iakttas vid trimningsarbetet så att 220V-spänningsförande delar inte berörs med händerna. Isolera med krympslang.

Trimningsarbetet förutsätter att alla komponentmontage på kretskorten har gjorts noggrant. Korten trimmas tillsammans med den givna handledningen och ritningarna över komponentmontage. Alla ledningar och kopplingar kontrolleras noggrant innan nätspänningen slås på.

12.1 Spänningskort +5V och +12V

Ritning nr.10 "komponentmontage" , kort nr.3.

A. Mät med digitalvoltmeter spänningen vid uttaget för +12V. Anteckna det erhållna värdet.

B. Mät vid uttaget för +5V. Trimma P9 för utspänning +5.00V

12.2 Spänningskort $\pm 12V$ och $\pm 15V$

Ritning nr.10 , kort nr.4 .

A. Kontrollera utspänningen vid uttaget för $\pm 12V$. Mätningen skall ske mellan "+", "0" och "-", "0".

B. Mät vid uttaget för $\pm 15V$. Anslut mellan "+", "0" och trimma med P10 för +15.00V ut.

C. Anslut sedan till "-", "0" och trimma P11 för -15.00V ut.

12.3 Optolänk

Ritning nr.12 , kort nr.2 . Siffror angivna i parantesen i instruktionen är uppmätta värden på första apparatprototypen.

A. Anslut +5V och +12V matningsspänning från kort nr.3 till primärsidan av optolänken. Ge akt på polariteten.

B. Kontrollera med digitalvoltmetern (DVM) spänningen över +12V polerna och anteckna värdet. (12.06V)

C. Mät spänningen över P4 (extern vridpotentiometer) och anteckna värdet. (5.03V)

D. Trimma P9 på spänningskortet nr.3, ritn.nr.10, så att utspänningen från +5V uttaget har exakt samma värde som mätningen i punkt C. ovan. (5.03V)

E. Koppla brytaren B2 (Ext.sig/test) i läge "Ext.sig.". Anslut digitalvoltmetern mellan Tp.4 och J2 (jord2) och trimma P6 till exakt hälften av den spänning som uppmättes i punkt B. ovan. (6.03V)

F. Mät mellan Tp.7 och Tp.5 och trimma P7 till exakt hälften av den spänning som uppmättes i punkt C ovan. (2.515V)

G. Kontrollera med DVM det binära koden ut från A/D-omvandlaren. Mät med skarp nål kontakt vid $15k\Omega$ -motstånden R73 - R80. Värdet skall vara $0111111_2 = 127_{10}$ ("1" \Leftrightarrow "+5V"). Den binära koden skall motsvara 0V inspanning på "Ext.sig.". Efterjustera med P7 om det binära koden inte stämmer.

H. Koppla brytaren B2 i läge "Test". Vrid P4 maximalt i båda ändlägena och mät den binära koden ut från A/D-omvandlaren. I det ena läget skall koden vara 0000000_2 medan i det andra 1111111_2 .

I. Koppla B2 i läge "Ext.sig.". Koppla en yttre spänning +10.00 V till Ingången. Mät binärkoden ut från A/D-omvandlaren och trimma med P5 tills koden $1111110_2 = 252_{10}$ erhåles. Vänd anslutningarna för yttre spänningen så att insignalen blir -10.00V. Kontrollera att binärkoden är $0000011_2 = 3_{10}$ ut från A/D-omvandlaren.

J. Anslut $\pm 12V$ till sekundärsidan av optolänken, från kort4, ritn.nr.10. Ge akt på polariteten.

K. Anslut +10.00V till primärsidan tillsammans med brytaren i läge "Ext.sig.". Mät med DVM mellan Tp.6 och J3. Trimma P8 för utspänning +8.00V. Koppla -10.00V in på primärsidan och kontrollera att utspänningen är -8.00V.(mellan -7.99V till -8.01V)

L. Koppla brytaren B2 i läge "TEST". Vrid P4 maximalt i båda ändlägen och kontrollera att utspänningen från Tp.6 och J3 är $\pm 8.19V$.

När optolänken är färdigtrimmad, kopplas utsignalen från länken till strömgeneratoren. Alla andra ledningsanslutningar mellan kretskorten, extern omkopplare och utgång görs enligt ritning nr.11 "Sammankoppling av kretskorten".

12.4 Strömgeneratoren

Ritning nr.12, kort1.

A. Anslut $\pm 15V$ matningsspänning från kort.4 ritn.nr.10.

B. Koppla brytaren B2 till läge test i optolänken. Mät utspänningen med DVM från optolänken i Tp.6 - J3. Vrid potentiometern P4 så att utspänningen kring ca 4V erhålls.

C. Anslut en amperemeter (av digital typ) till strömgeneratorns utgång. Strömvalsbrytaren B4 ställs i läget 4mA (se rit.nr.1).

D. Trimma P1 så att utströmmen blir exakt hälften av det inställda värdet i punkt B ovan ($4V \cdot 0.5 = 2mA$).

E. Kontrollera olika strömmar för olika styrspänningar. Den relativa avvikelser bör vara mindre än 0.5%.

12.5 Likriktare

Fortsättning från ovan.

F. Kortslut strömgeneratorutgången med en bygeltråd. Lägg på en styrspänning mellan 2V - 4V. Mät med DVM mellan Tp.1 - J1 och anteckna spänningsvärdet.

G. Mät mellan Tp2 - J1. Trimma P2 till en utspänning som erhållits i punkt F ovan. Kontrollera med olika in- och utspänningar, både negativa och positiva.

12.6 Lysdiod drivare LM3914

Fortsättning från ovan.

H. På baksidan av kort 5 rit.nr.10 är trimpotentiometern P3 tillgänglig tillsammans med en testpunkt Tp.3. Mät mellan Tp.3 och J1.

I. Justera interna referensspänningen till LM3914 med P3 till 7.97V.

J. Mät mellan Tp.2 - J1 och kontrollera lysdiodskalan för olika styrspänningar och strömmar.

Referenser.

- [1] Northorp Robert B. (1989): *Analog Electronic Circuits, Analysis and Application*, Addison-Wesley, Reading, Mass.
- [2] ÅSTRÖM K. J. (1968): *Reglerteori*, Almkvist & Wiksell, Stockholm.
- [3] HANSSON B. OCH I. JOHANSSON (1987): *Analog mikroelektronik*, Institutionen för Tillämpad Elektronik, KF Sigma, Lund.
- [4] WIKLUND JOAKIM (1988): "A Study of the Body Sway Induced in Humans by Galvanic Stimulation of the Vestibular Nerve," Examensarbete CODEN: LUTFD2/(TRFT-5392), Institutionen för Reglerteknik, Lund.
- [5] KATALOG: ELFA 90/91, "Allt mellan antenn och jord," Radio & Television AB, Solna.
- [6] KATALOG: BEJOKEN AB LAGERKATALOG8 (1990):, Malmö.

APPENDIX

A. Uppmätta data för första prototypen

Styrspänning-utström

Strömgeneratoren trimmades med $V_{in} = \pm 3.00V$ för $I_{ut} = \pm 1.50mA$ för $R_s = 2k\Omega$. Styrspänningen uppmättes direkt över ingången på strömgeneratoren. Både spänning och ström mäts med digitalmultimeter METEX 3530, med 0.5%+1 siffras noggrannhet.

Tabell:

Uppmätt		Teoretiskt
$V_{in}(V)$	$I_{ut}(mA)$	$I_{ut}(mA)$
± 0.528	+0.261 -0.264	± 0.264
± 1.008	+0.502 -0.504	± 0.504
± 3.00	+1.500 -1.500	± 1.50
± 4.00	+1.998 -1.998	± 2.00
± 6.00	+3.01 -3.00	± 3.00
± 8.00	+4.01 -4.00	± 4.00

Uppmätta värden visar god noggrannhet mellan in-utsignal.

"Stor resistans" indikator

Lysdioden till indikatorn ger ljussignal när utströmmen har sjunkit med 5% från $I_{ut0} = 1.5mA$.

Uppmätt:

$$I_{ut0} = +1.499mA \text{ dioden lyste vid } I_{ut} = 1.422mA \Rightarrow 5.1\%$$

$$I_{ut0} = -1.501mA \text{ dioden lyste när } I_{ut} = 1.423mA \Rightarrow 5.2\%$$

Strömriktningsindikator

Båda lysdioderna lyser inte när inspänningen är inom $-4mV - +20mV$. Detta ger en god indikering på att utströmmen är försumbart lågt.

Helvägslikriktare till strömindikering

In-utspänningssamband för helvägslikriktaren, uppmätt med digitalmultimeter METEX 3530, 0.5%+1 siffrans noggrannhet. Först trimmades likriktaren med inspänningen $V_{in} = +1.00V$ för $V_{ut} = +1.00V$.

$V_{in}(V)$	$V_{ut}(V)$
± 0.204	+0.206 -0.204
± 0.503	+0.504 -0.505
± 1.504	+1.502 -1.504
± 1.986	+1.982 -1.988
± 4.00	+3.99 -4.01
± 5.00	+4.99 -5.00
± 6.00	+5.98 -6.00
± 8.00	+7.98 -8.00

Effekt och strömförbrukning

I_o när $V_{in}=0$ och I_{max} när $V_{in} = +10V$ till optolänken.

Primärsida:	+5V ; $I_o = 61.5mA$	$I_{max} = 69.5mA$
	+12V ; $I_o = 6.5mA$	
Sekundärsida:	+15V ; $I_o = 39.5mA$	$I_{max} = 0.25mA$
	-15V ; $I_o = 19.7mA$	$I_{max} = 45.7mA$
	+12V ; $I_o = 79.8mA$	$I_{max} = 87.7mA$
	-12V ; $I_o = 12.5mA$	$I_{max} = 14.13mA$

Totala effektförbrukning hos optolänken och strömgenerator

$P_o = 2.4W$ där ca 38% av effekten konsumeras av optokopplare.

$P_{max} = 6.1W$ där ca 58% av effekten förbrukas av optokopplare och lysdioder.

Fördröjning mellan optolänkens in-utgång: $50\mu s - 70\mu s$

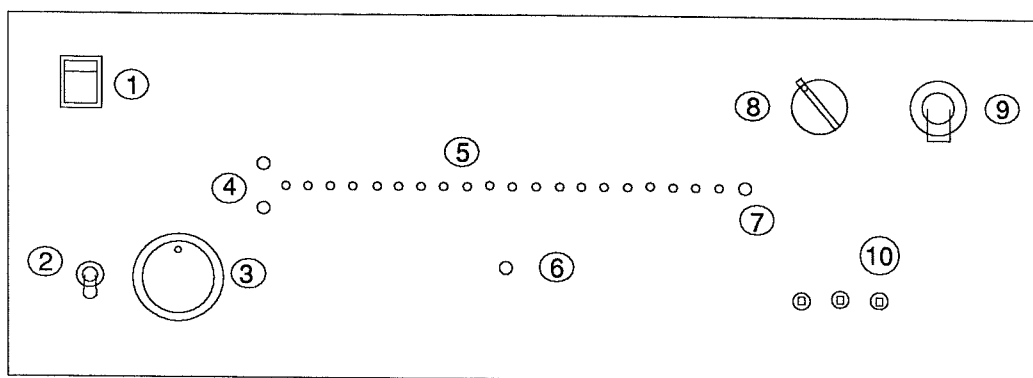
B. Apparatbeskrivning och handhavande

Strömgeneratoren är konstruerad för styrning via en yttre styrsignal (max $|\pm 10|V$). Styrsignalen kan antingen vara kontrollerad av en datorprogram eller från någon fast elektronisk enhet. Signalens amplitud och polaritet bestämmer utströmmens storlek och riktning. Maximala utströmmen hos generatoren kan ställas in i fyra olika lägen ($\pm 0.5mA$, $\pm 1mA$, $\pm 2mA$, $\pm 4mA$). Det är viktigt att rätt maxutströmsområde väljs för en vald utström. För en given utström kan styrspanningen beräknas enligt:

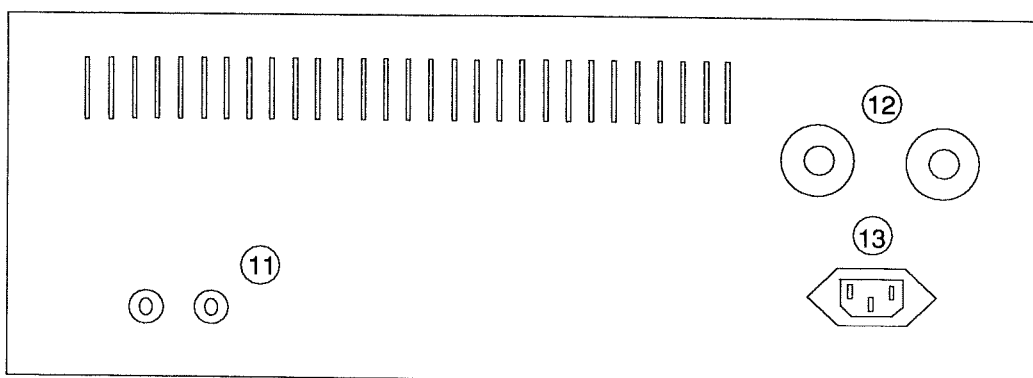
$$V_c = \frac{10}{I_{utmax}} I_{ut} \text{ (V) där } \begin{cases} I_{ut} : \text{utströmmens storlek} \\ I_{utmax} : \text{inställd maxutström} \end{cases}$$

Välj området I_{omax} närmast högre än utströmmen I_o .

Strömgeneratoren är utrustad med transientskydd, som håller utströmmen kring $0mA$ vid tillslag av huvudströmbrytaren. Transientskyddets kontroll över strömgeneratoren upphör (successivt) först efter en fördröjning på 10 sekunder.



Front



bak

Framsidan

1. Huvudströmbrytare.

2. Låsbar brytare för valet mellan extern styrsignal eller intern testsignal (EXT.SIG./TEST).

3. Potentiometer för intern test av strömgeneratorns funktion (TEST).

4. Diodindikatorer för strömriktning Höger/ Vänster. Vid 0V styrspänning och 0mA utström är båda lysdioderna släckta.

5. Diodskala som visar utströmmens storlek i procent, jämfört med den inställda max utströmmen.

6. Röd lysdiod som med konstant sken ger indikering för stor inkopplad resistans eller att strömgeneratorns utgång är öppen. Vid 0V styrspänning fås ingen indikering även om strömgeneratorns utgången är öppen (STOR RESISTANS/ÖPPEN UTGÅNG).

7. Strömgränsindikator som med snabbt blinkande rödlysdiod visar överskriden maxström.

8. Brytare för inställning av olika maxutström. Upplösningen I_{ut}/V_{styr} blir högre vid lägre inställning av maxutström.

9. Brytare för presentation av graf eller punkt hos lysdiodskalan.

10. Strömgeneratorutgångar.

Baksidan

11. Ingång för yttre analog styrsignal. Maximala inspänningen är $|\pm 10|V$.

12. Säkringshållare för tröga 630mA säkringar.

13. Apparatintag för 220V/50Hz växelström.

Handhavande

A. Anslut den externa styrsignalkällan på baksidan av strömgeneratorn (se punkt 11 i beskrivningen ovan).

B. Anslut apparaten till 220V nätet via apparatintaget bakom strömgeneratorn.

C. Beräkna styrspänningen för den valda stimuleringsströmmen enligt ovan givna formeln. Välj maxströmsområdet närmast över den valda stimuleringsströmmen och programera den externa styrenheten (ex. dator) för den beräknade styrspänningen. I datorprogram väljs inställningen av maxutström enligt den givna instruktionen i programmet (se punkt 8 ovan).

D. Koppla den läsbara brytaren "EXT.SIG./TEST" i läget "EXT.SIG." för extern kontroll (se punkt 2 ovan).

E. Slå på huvudströmbrytaren. Strömgeneratoren är klar för styrning först efter 10 sekunders fördröjning. Alla lysdioder skall vara släckta vid 0V styrsignal.

F. Försökspersonen förbereds genom att ansluta kolelektroder bakom vardera örat hos personen med elektriskt ledande lim. Personen skall stå på en tryckkänslig platta med slutna ögon och händerna korslagda över bröstet. Anslutningsledningarna från elektroderna kopplas till strömgeneratorns utgångarna. Ledningen från höger örat kopplas till höger utgången på generatoren och ledningen från vänster örat till vänster utgången.

G. Kontrollera alla ledningar och brytarinställningar. Starta programmet hos styrenheten. Under programmets gång får inte någon av brytarinställningarna rubbas. Kontrollera på lysdiodskalan utströmmens storlek och riktning.

H. Efter avslutat program körning kopplas anslutningsledningarna bort från strömgeneratorns utgångarna.

Varningssignaler

Strömgränsindikator: Om strömgränsindikatordioden börjar blinka under pågående stimulering, samtidigt som diodskalan ger utslag för maxutström, *koppla då omedelbart bort anslutningsledningar till elektroder från strömgenerator utgången och stäng av apparaten.* Detta tyder på något allvarligt har inträffat i elektroniken. Felet kan ha två orsaker:

1. Något komponentfel i strömgeneratorelektroniken som har orsakat låsning hos generatoren för maxutström.
2. Fel i den externa styrenheten som ger maximal styrsignal $|\pm 10|V$ till strömgeneratoren.

I båda fallen ovan måste apparaten eller enheten undersökas närmare.

Stor resistans/Öppen utgång: Indikatorn skall normalt vara släckt under pågående stimulering. Men indikering fås när det råder dålig elektrisk kontakt mellan elektroder och hud, eller om anslutningsledningarna råkar ha avbrott. I det ena fallet fås viss utström medan vid avbrott på ledningarna är utströmmen 0mA. Detta kan ses på lysdiodskalan och strömriktningsvisarna.

Apparattest

Strömgeneratorns funktion kan enkelt kontrolleras med den inbyggda vridpotentiometern och en digital amperemeter.

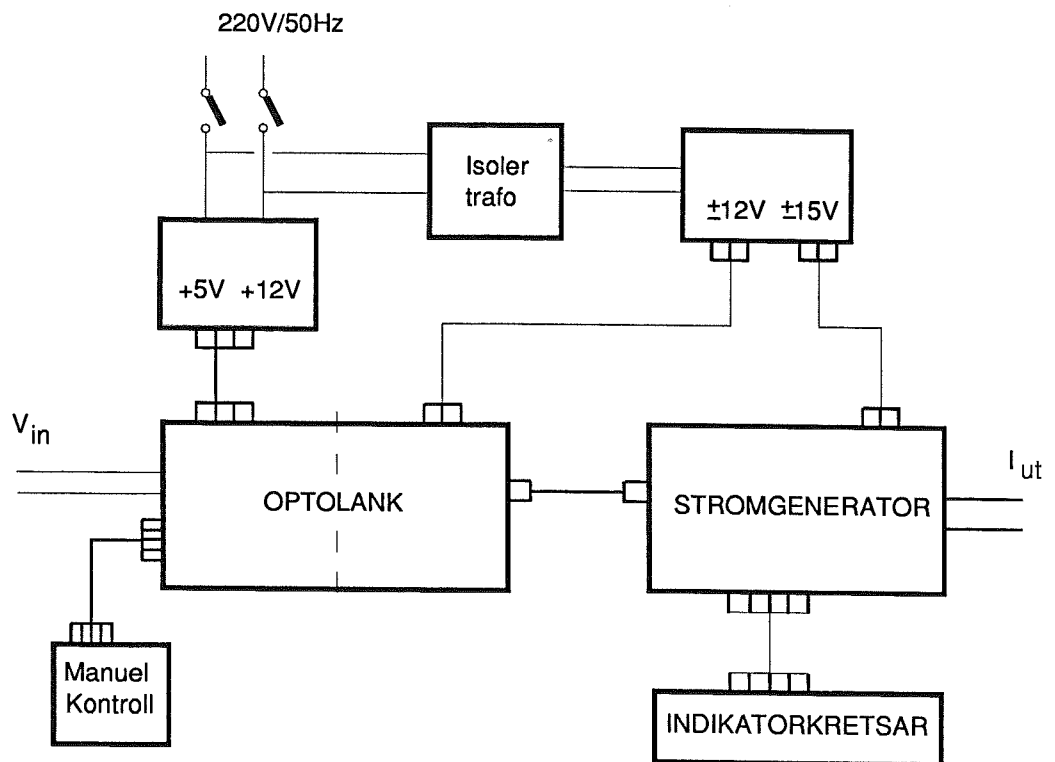
1. Koppla brytaren "EXT.SIG./TEST" i läget "TEST". Anslut amperemetern till strömgeneratorns utgång.

2. Vrid potentiometern till båda ändlägen och kontrollera utströmmens storlek ($\pm 4mA$). Vid maximal vridning till ändlägen skall strömgränsindikatorn blinka med utströmmen kring ± 4.06 . Välj lägre max utström och kontrollera utströmmen.

3. Kontrollera lysdiodskalan och jämför utslaget med det avlästa ström-värdet på amperemetern. De gröna strömriktningsdioderna skall ge indikering för positiv och negativ utström (Höger/Vänster). Båda strömriktningsdioderna skall vara släckta då utströmmen är ca 0mA.

4. Indikatoren för "STOR RESISTANS/ÖPPEN UTGÅNG" kontrolleras med amperemetern bortkopplad från generatorutgången och med potentiometern inställd för någon utström.

BLOCKSCHEMA



C. Komponentdata

A/D-omvandlare LTC 1099

Upplösning	8-bitars binärkod
Omvandlingstid	2.5 μ s
Max bitfel	± 1 LSB
Slewrate V_{in}	20V/ μ s
V_{cc}	+5V

D/A-omvandlaren DAC-08

Omvandlingstid	100ns
Linjäritet	0.19%
Temp. koeff.	10 ppm/ $^{\circ}$ C
Slewrate	8mA/ μ s
V_{cc}	$\pm 4.5V - \pm 18V$

OP-förstärkare OP-27

FB-produkt	8MHz
Ingångsbrus	80 nV _{pp}
CMRR	126dB
Temp. drift	0.2V/ $^{\circ}$ C
V_{cc}	$\pm 3V - \pm 22V$

Timerkrets 7555

V_{cc}	2 - 18V
Tomgangsström	80 μ A
Max utström	100mA
Temp. koeff.	50ppm/ $^{\circ}$ C
Max frekvens	500kHz

Optokopplare CNY-17-3

Isolationsspänn .	5.3kV
I_{diod} max	50mA
V_{CE} max	70V
I_C max	50mA
I_C / I_{foton}	100
Max frekvens	80kHz

D. Komponentlista

Motstånd 1% metallfilm

R1	47k	R11	2k	R21	33k	R31	10k
R2	100k	R12	2k	R22	68k	R32	47k
R3	39k	R13	4.7k	R23	10M	R33	100k
R4	56k	R14	3.3k	R24	10M	R34	100k
R5	33k	R15	16k	R25	10M	R35	24.9k
R6	180	R16	2.2k	R26	10M	R36	10k
R7	180	R17	68k	R27	45.3k	R37	12k
R8	150	R18	150	R28	4.7k	R38	4.7k
R9	2.2k	R19	180	R29	4.7k	R39	12k
R10	2k	R20	180	R30	2.37k	R40	10k

R41	1.8k	R51	4.7k	R61	4.7k	R71	10k
R42	10k	R52	1M	R62	680	R72	15k
R43	2.2k	R53	680	R63	3.3k	R73	15k
R44	2.2k	R54	10k	R64	3.3k	R74	15k
R45	100k	R55	100k	R65	2.2k	R75	15k
R46	100k	R56	10k	R66	100k	R76	15k
R47	100k	R57	10k	R67	15k	R77	15k
R48	100k	R58	17.4k	R68	1k	R78	15k
R49	100k	R59	4.7k	R69	1k	R79	15k
R50	680	R60	17.4k	R70	1.2k	R80	15k

R81	4.7k	R91	560	R101	1.5k	R111	470k
R82	4.7k	R92	560	R102	1.5k	R112	1k
R83	4.7k	R93	560	R103	1.5k	R113	22k
R84	4.7k	R94	560	R104	1.5k	R114	4.7k
R85	4.7k	R95	560	R105	1.5k	R115	4.7k
R86	4.7k	R96	560	R106	1.5k	R116	4.7k
R87	4.7k	R97	560	R107	1.5k	R117	4.7k
R88	4.7k	R98	560	R108	1.5k	R118	4.7k
R89	4.7k	R99	560	R109	1.5k	R119	2.37k
R90	470	R100	1.5k	R110	330	R120	2.37k

R121	4.7k
R122	220
R123	240
R124	2.2k
R125	2.2k
R126	240
R127	4.7k
R128	4.7k
R129	4.7k

Trimpotentiometer

P1	5k Cermet
P2	5k
P3	1k
P5	20k
P6	500
P7	500
P8	1k
P9	1k
P10	1k
P11	1k

Vridpotentiometer P4 : 4.7k lin

Kondensatorer. Alla kondensatorvärden $\geq 1\mu\text{F}$ är av elektrolyt typ

C1	470pF	C15	22nF	C29	10 μF	C43	4.7 μF
C2	4.7nF	C16	1.5nF	C30	220 μF	C44	0.1 μF
C3	4.7nF	C17	1.5nF	C31	0.1 μF	C45	330 μF
C4	4.7 μF	C18	0.1 μF	C32	47 μF	C46	220 μF
C5	0.1 μF	C19	10 μF	C33	0.1 μF	C47	0.1 μF
C6	4.7 μF	C20	0.1 μF	C34	10 μF	C48	4.7 μF
C7	0.1 μF	C21	10 μF	C35	0.1 μF	C49	10 μF
C8	0.1 μF	C22	0.1 μF	C36	0.1 μF	C50	0.1 μF
C9	0.1 μF	C23	4.7 μF	C37	220 μF	C51	0.1 μF
C10	4.7 μF	C24	1 μF	C38	0.1 μF	C52	10 μF
C11	0.1 μF	C25	1 μF	C39	10 μF	C53	0.1 μF
C12	10 μF	C26	3.3nF	C40	0.1 μF	C54	0.47 μF
C13	0.1 μF	C27	10nF	C41	0.1 μF		
C14	1 μF	C28	0.1 μF	C42	47 μF		

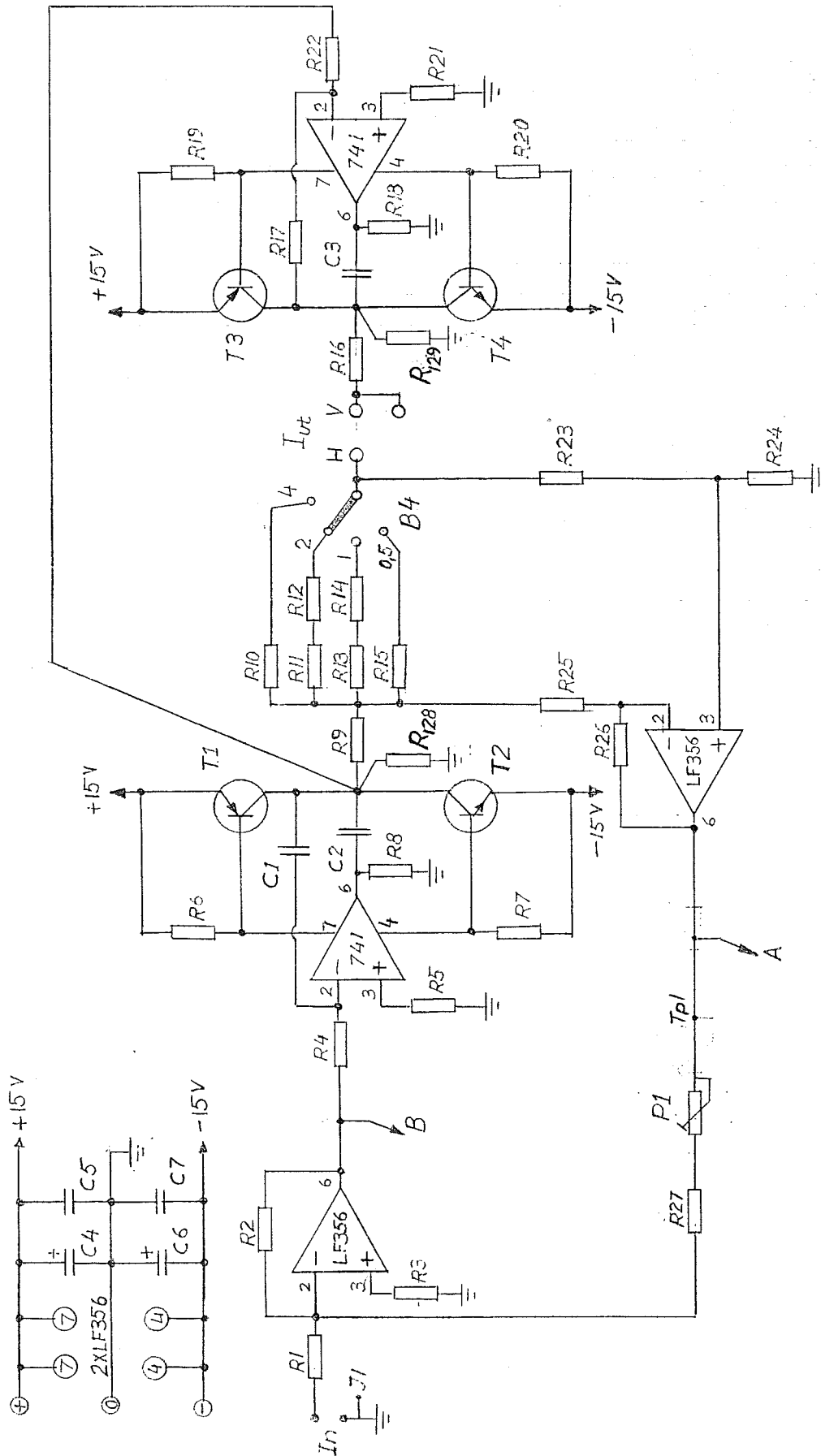
Halvledare

T ₁ , T ₃	BD440 (PNP)
T ₂ , T ₄	BD439 (NPN)
T ₅	BF256C (FET)
T ₆ , ... , T ₁₄	BC 547B (NPN)
OK ₁ , ... , OK ₉	CNY-17-3 Optokopplare
Operations förstärkare	LF 356 , LF 356 , 741 , 741 , 741 .LM324 , LM 324 , OP-27 , OP-27
Lysdioddrivare	LM 3914 , LM 3914
Timer	7555
Nand & D-vippa	4011 , 4042 , 4042
A/D-omvandlare	LTC 1099
D/A-omvandlare	DAC-08
Spännings regulator	LM317L , LM 317T , LM 317T , LM 337 , 78L12 , 7812 7912
DB1 , DB2	B40C1500/1000 diodbrygga
D ₁ , ... , D ₅	1N4148 diod
D ₆ , ... , D ₉	1N4001 diod
LED ₁ , LED ₂₄	Röd lysdiod diam =5mm
LED ₂ , LED ₃	Grön lysdiod diam =5mm
LED ₄ , ... , LED ₂₃	Gul lysdiod diam =5mm 20 stycken

Transformatorer: Tr.1 : 4.5VA 2 x 9V rms
Tr.2 : 120VA 1:1 4kV isolationstrafo
Tr.3 : 30VA 2 x 18V rms

Spänningstyrd konstantströmsgenerator

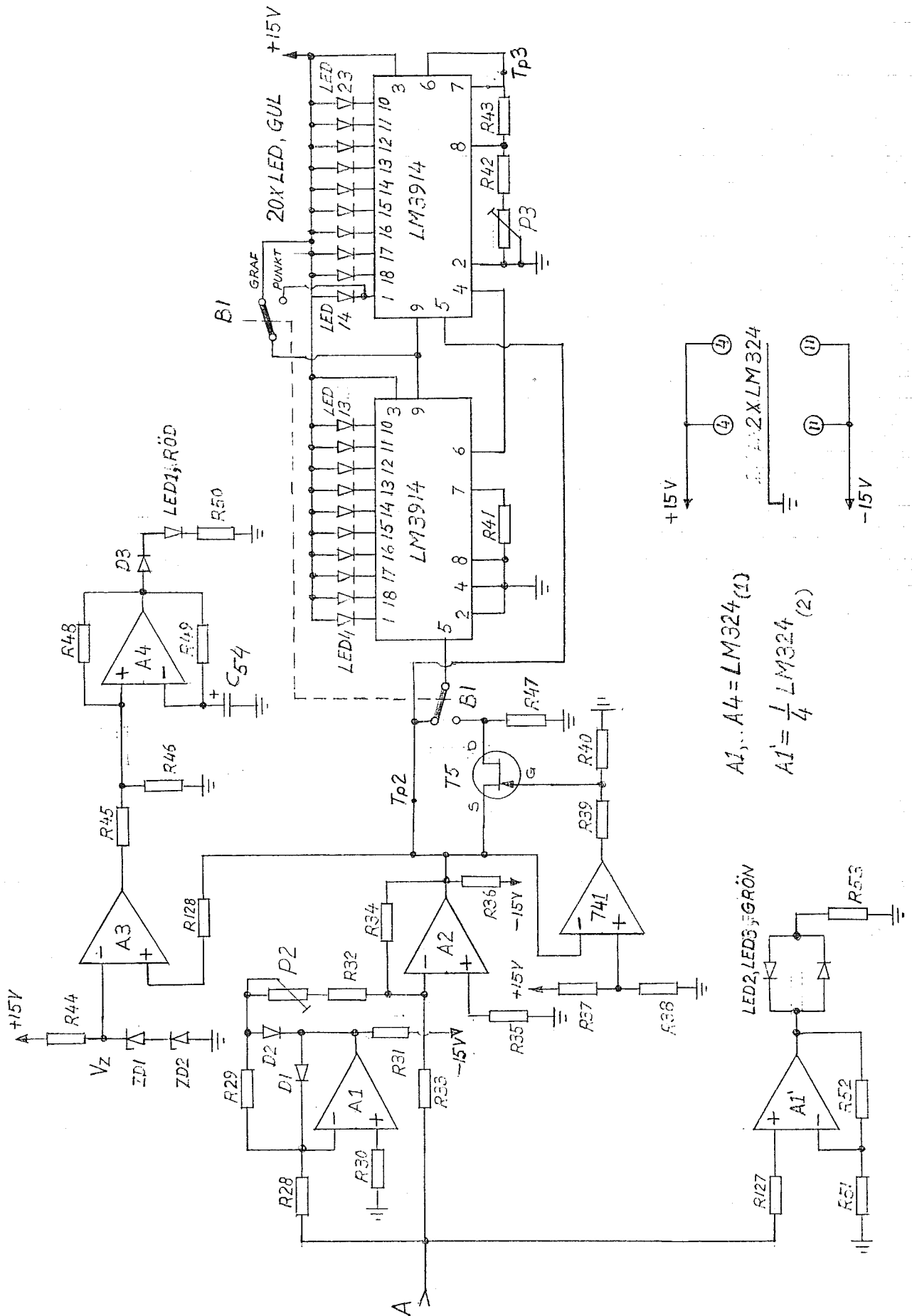
rit.nr. 1



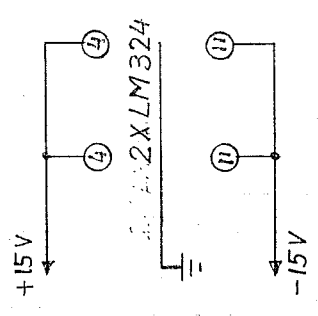
Indikering

- strömstorlek
- strömriktning
- ström gräns

ritning 2

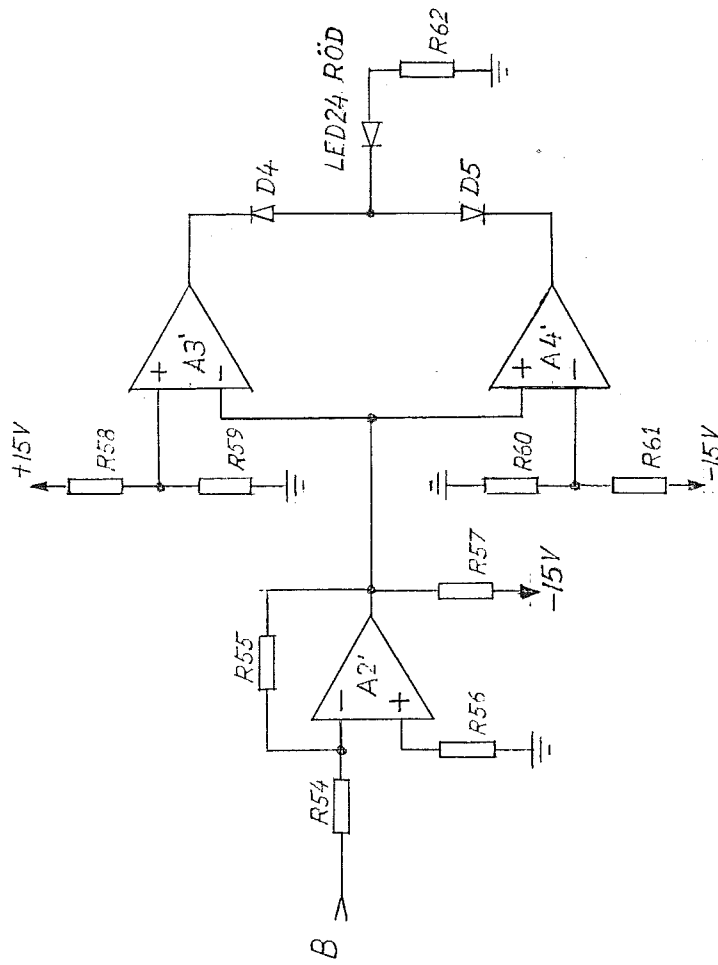


$A1, \dots, A4 = LM324(1)$
 $A1' = \frac{1}{4} LM324(2)$



Indikator
- stor resistans / öppen utgång

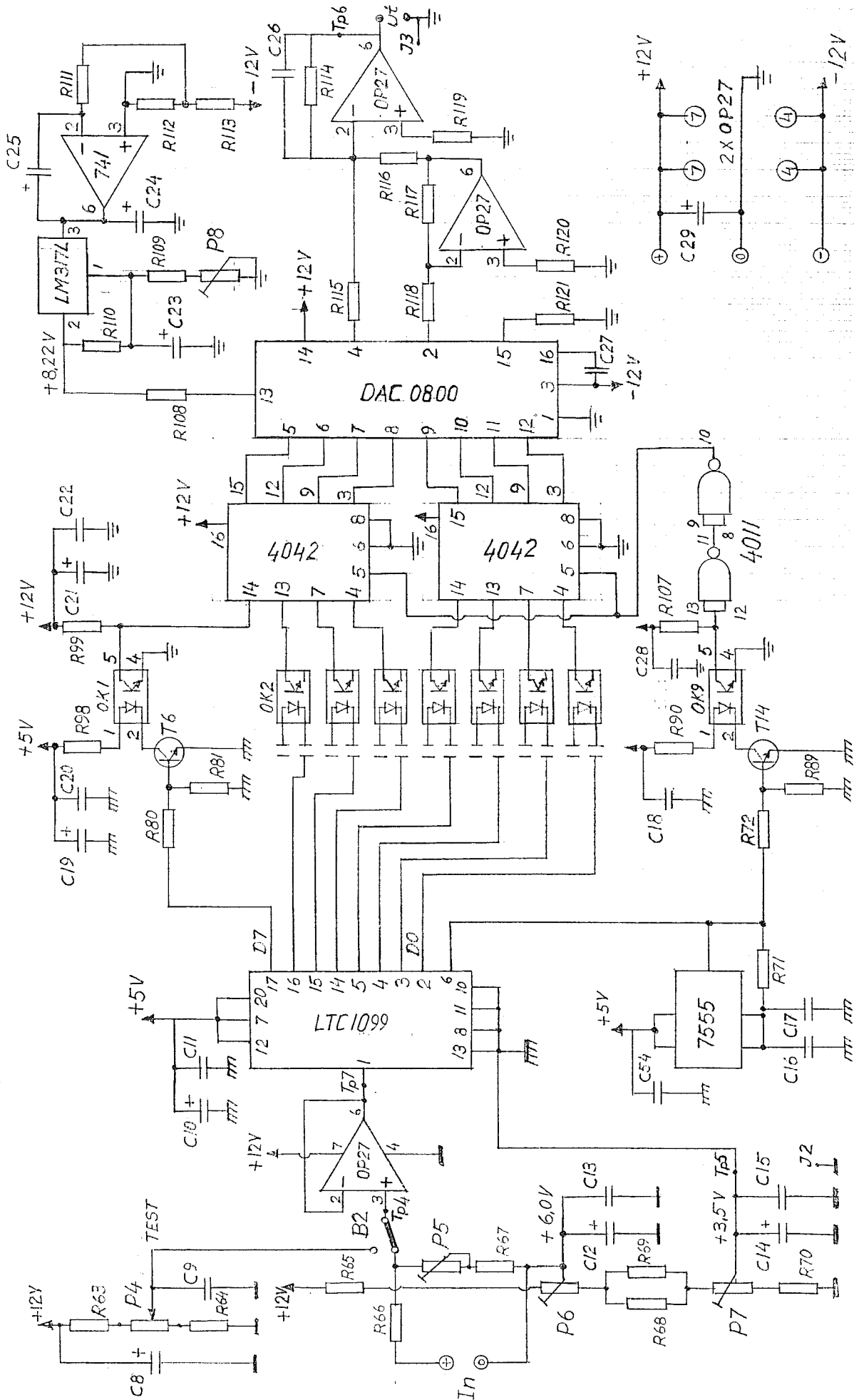
rit.nr. 3



$A2', \dots, A4' = \frac{3}{4} \text{ LM324 (2)}$

Optolänk

rit. nr. 4

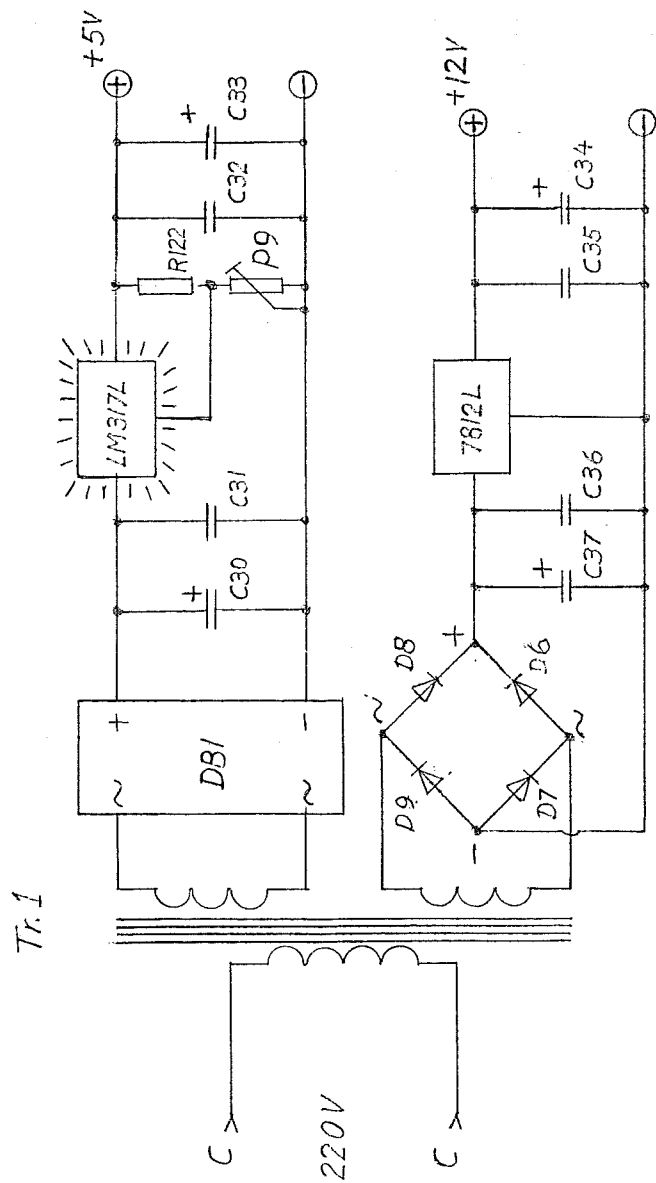


olika separata jordpunkter



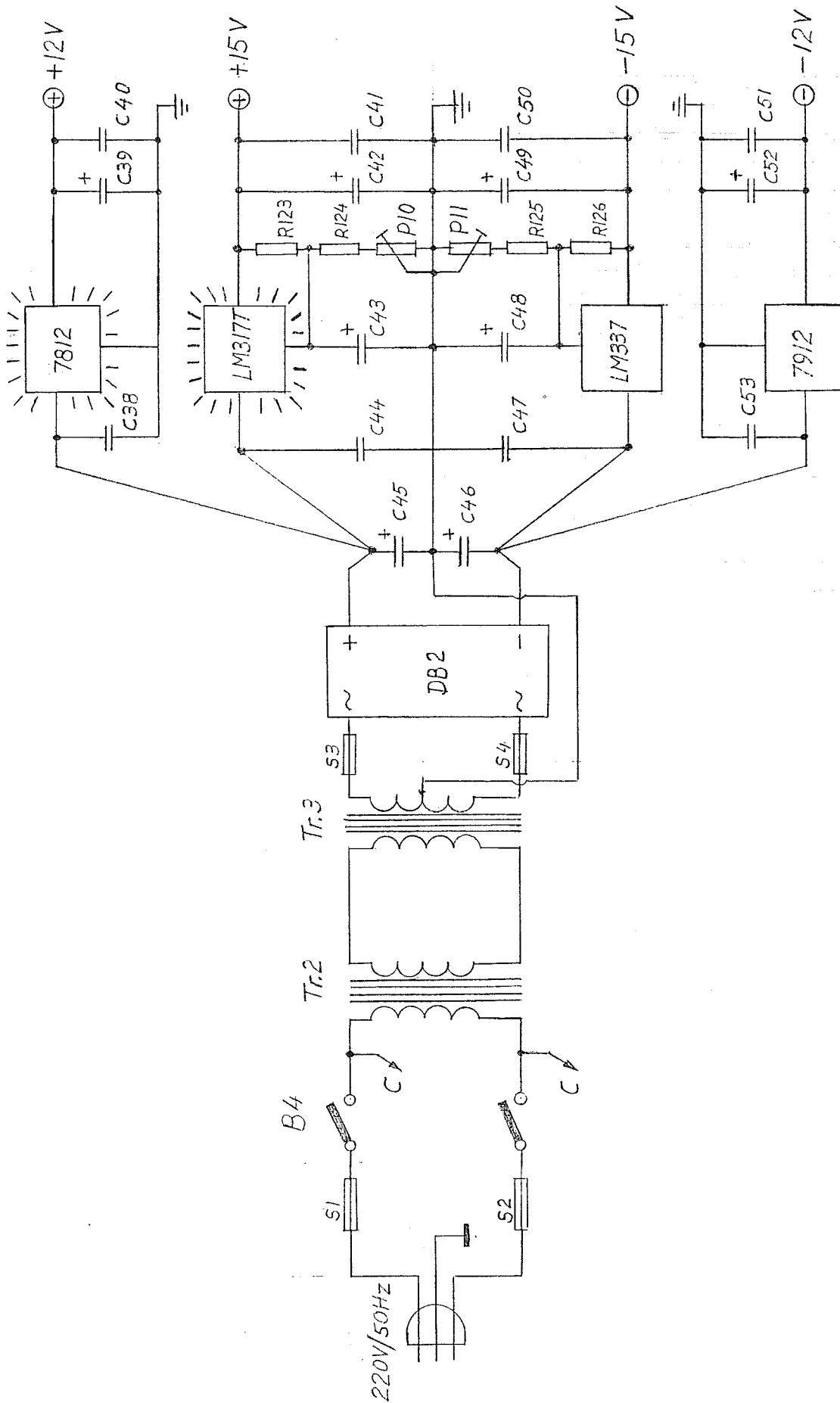
+12V & +5V Spänningsförsörjning

rit.nr. 5



±12V & ±15V Spänningsförsörjning

r/f.t.nr. 6



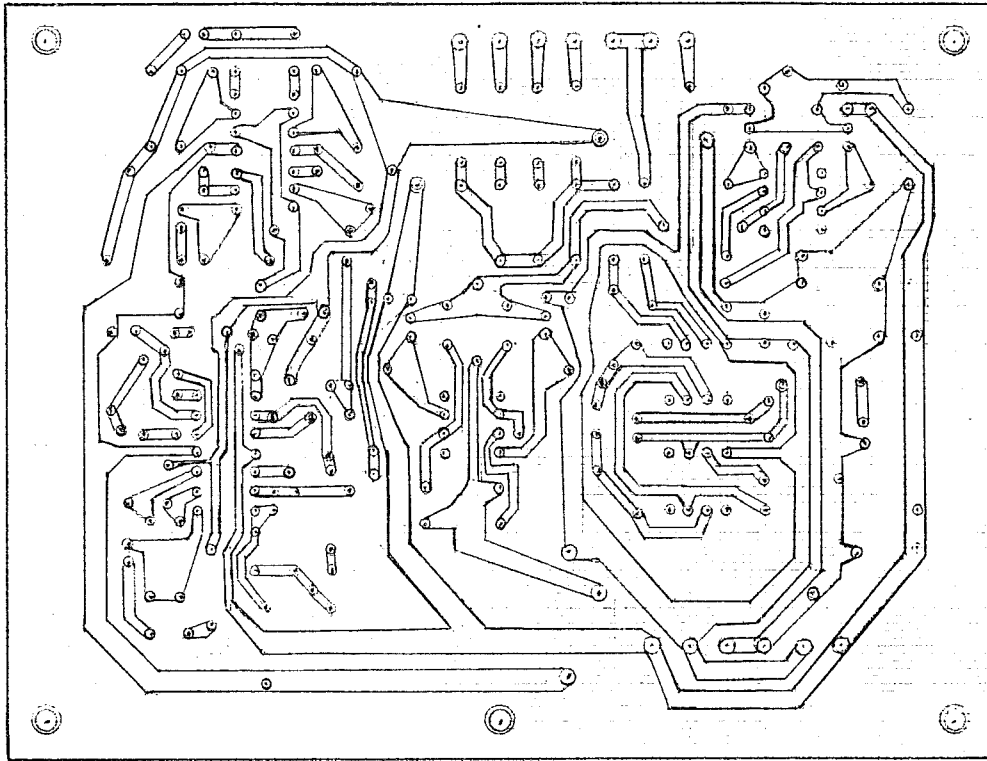
Kretskortmönster

rit.nr. 7

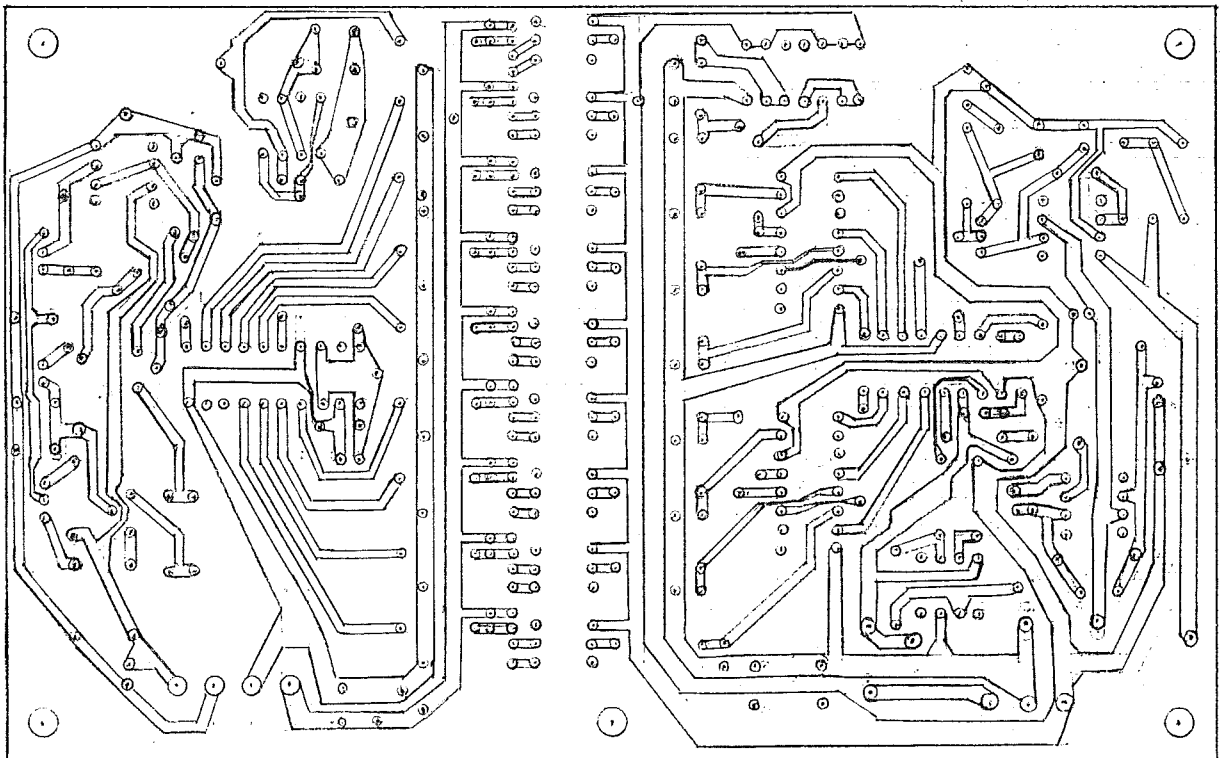
kort1: strömgenerator

kort2: Optolänk

kort1



kort2

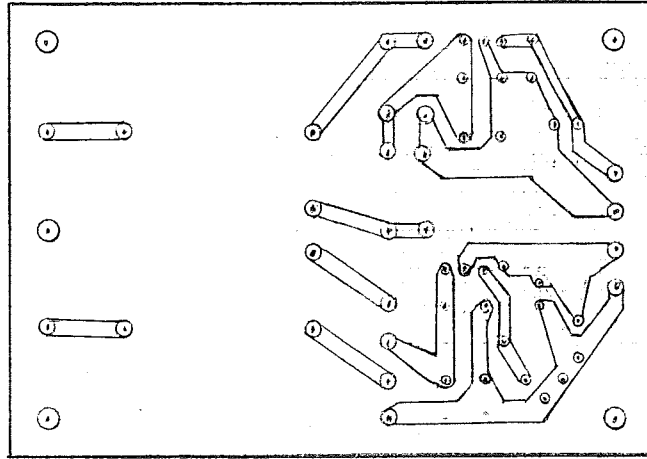


Kretskartmönster

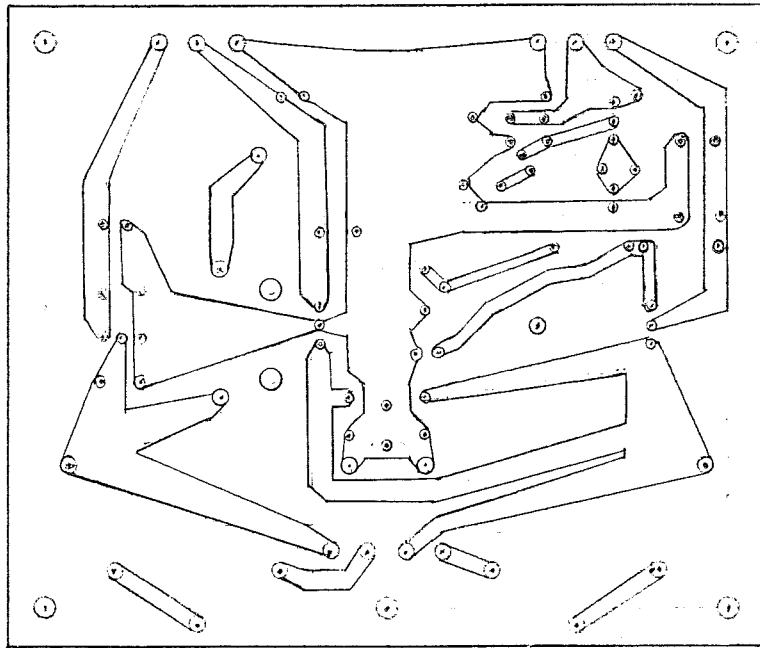
rit.nr. 8

Kort 3: +12V & +5V Kort 5: ström-
Kort 4: ±12V & ±15V indikator

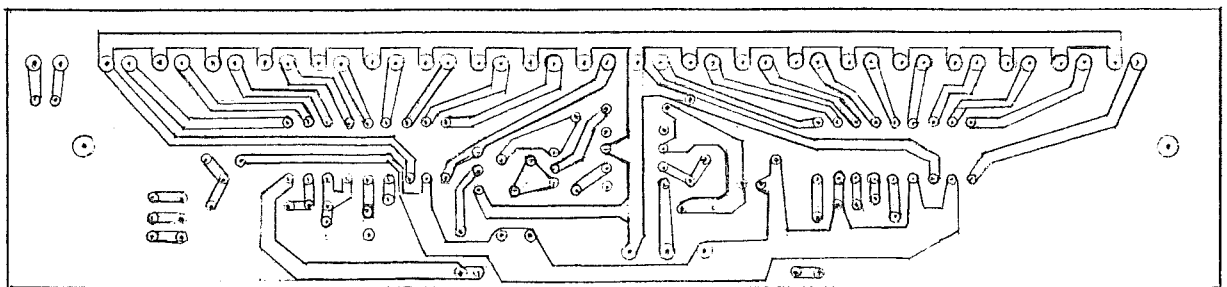
Kort 3



Kort 4



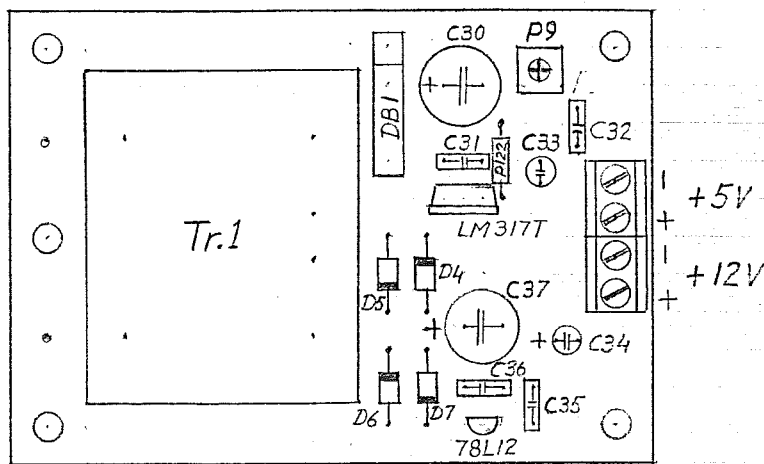
Kort 5



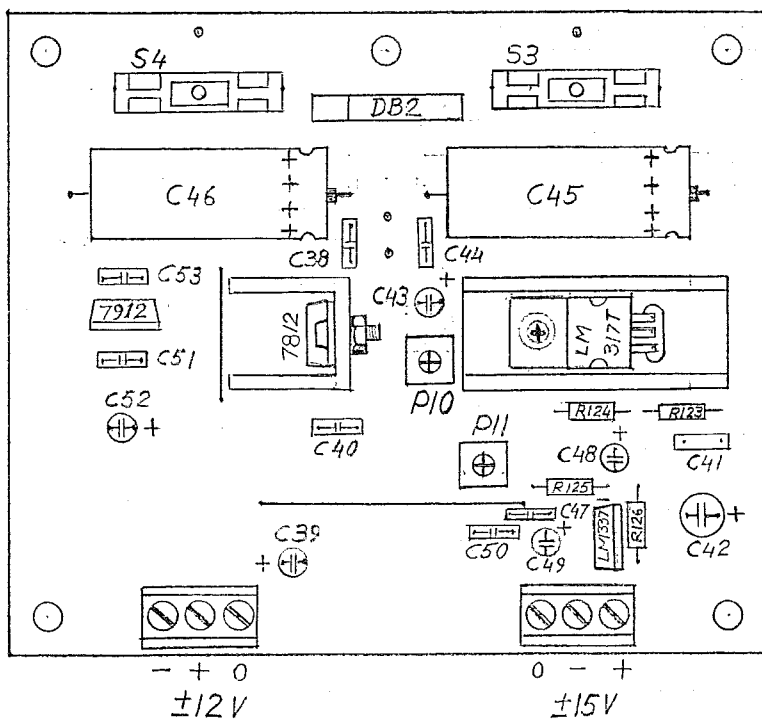
Komponentmontage

kort 3: +12V & +5V kort 5: ström-indikator
 kort 4: ±12V & ±15V

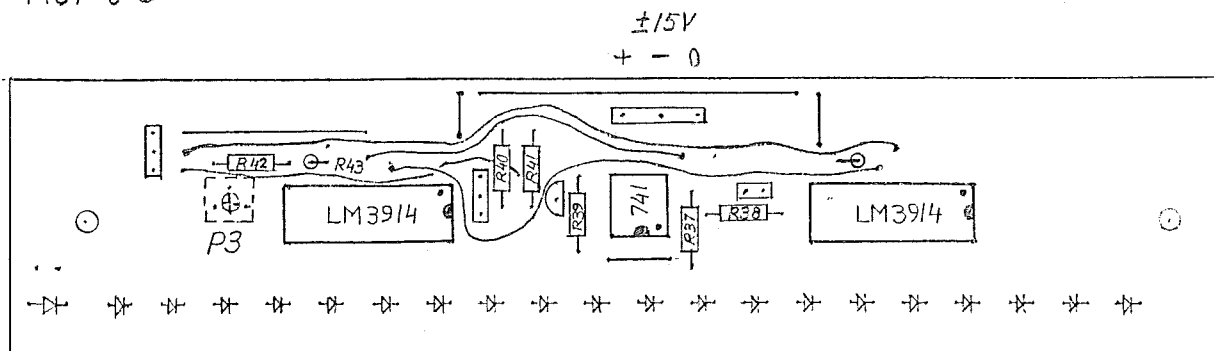
kort 3

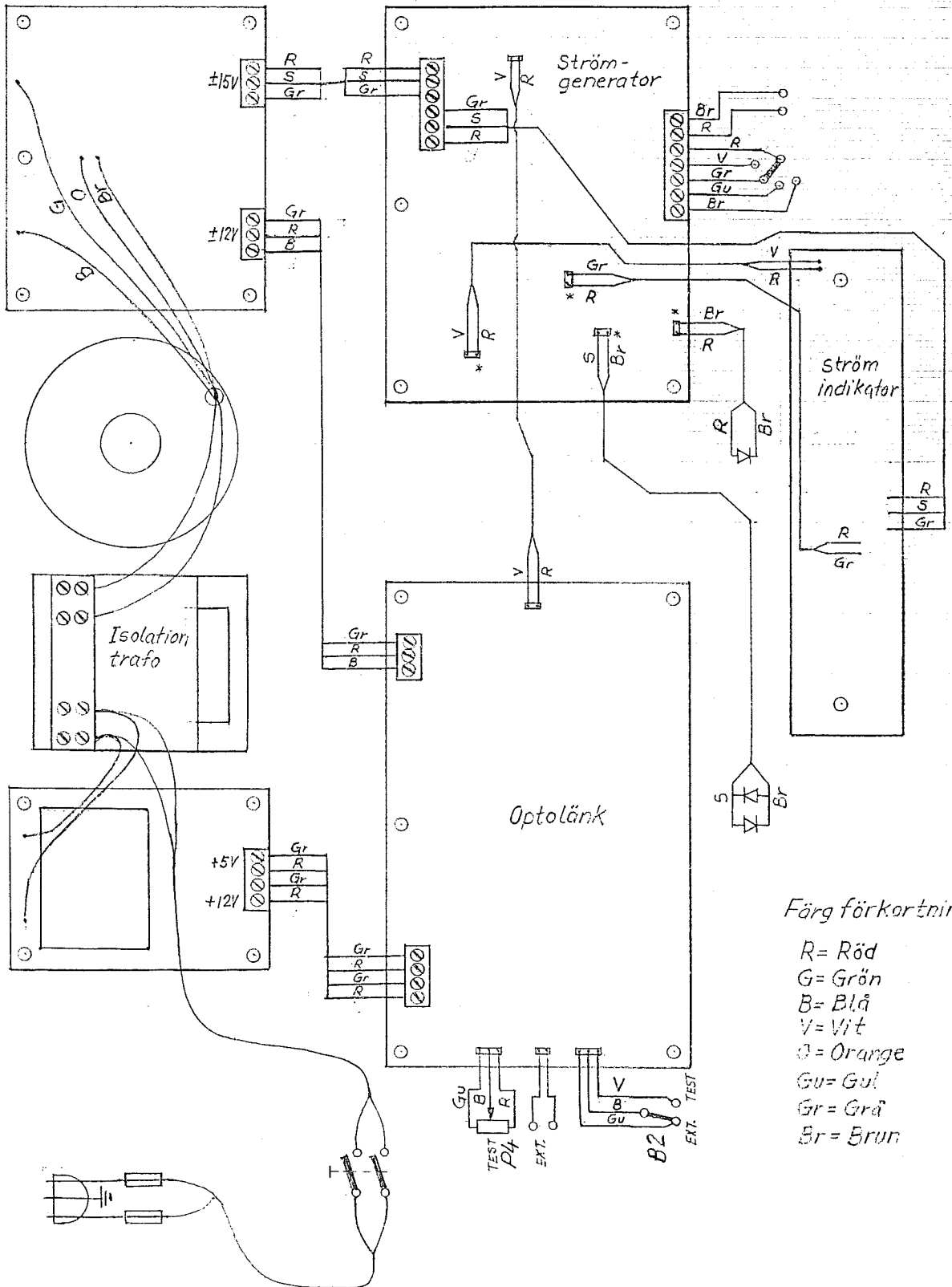


kort 4



kort 5





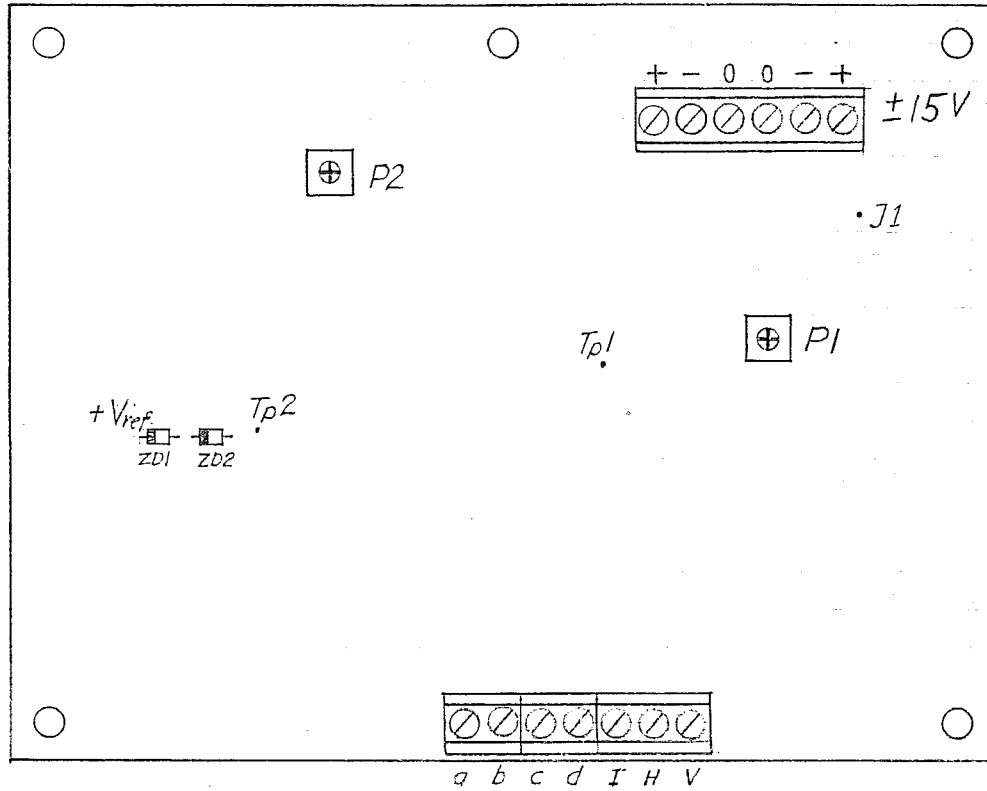
Färg förkortning

- R= Röd
- G= Grön
- B= Blå
- V= Vit
- O= Orange
- Gu= Gul
- Gr= Grå
- Br= Brun

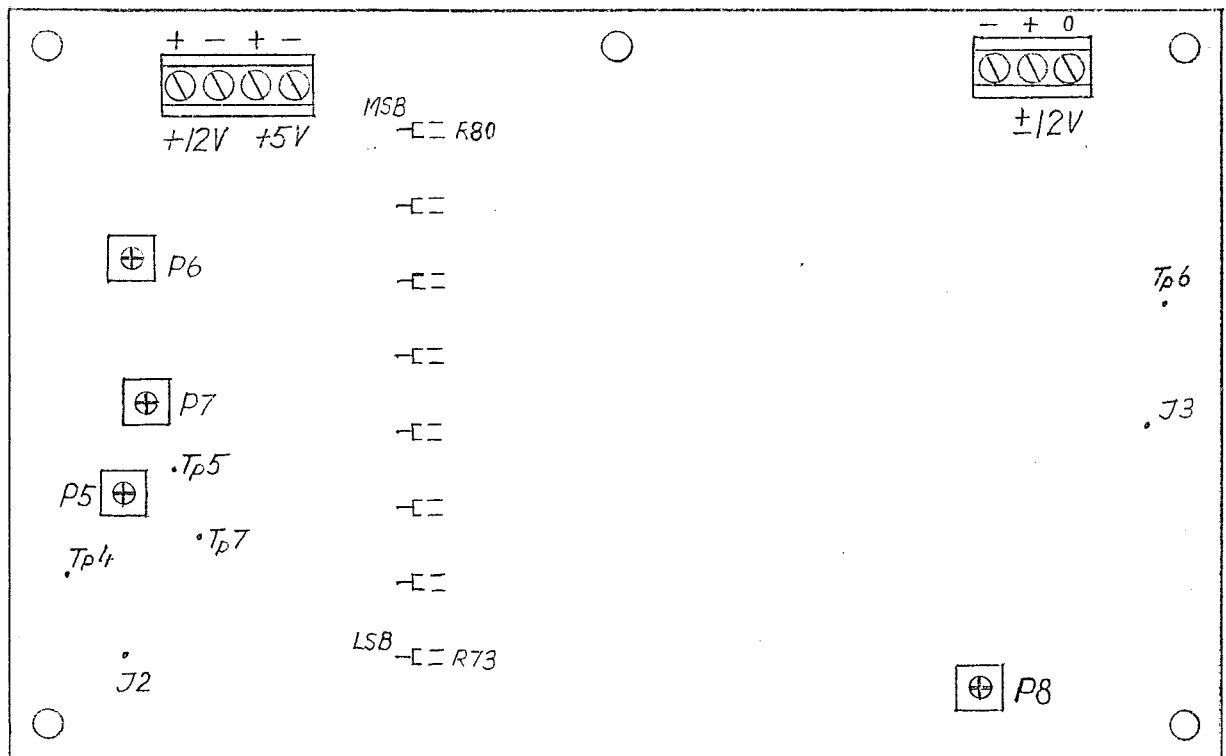
Testpunkter och trimpotentiometrar
för mätning och trimning

rit.nr 12

kort1



kort2



Electrical Safety Test Record, Rigel Model 233

Equipment: *Stimulator, Balans lab*

Serial No:

Class: *1* Type: *BF*

Test No.	Test Date →								
2	Mains Volts			<i>220V</i>					
3	Ins. MΩ	Mains part.			<i>∞</i>				
4		Applied pa.			<i>∞</i>				
5	Earth Cont. Ω			<i>< 0,1</i>					
6	Earth Leakage μA.	Normal	N			<i>< 10</i>			
			R			<i>< 10</i>			
7	Earth Leakage μA.	Supply o/c	N			<i>< 10</i>			
			R			<i>< 10</i>			
8	Enclosure Leakage μA.	Normal	N			<i>20</i>			
			R			<i>20</i>			
9	Enclosure Leakage μA.	Earth o/c	N			<i>< 10</i>			
			R			<i>< 10</i>			
10	Enclosure Leakage μA.	Supply o/c	N			<i>< 10</i>			
			R			<i>< 10</i>			
11	Patient Leakage μA.	Normal	N			<i>< 10</i>			
			R			<i>< 10</i>			
12	Patient Leakage μA.	Earth o/c	N			<i>< 10</i>			
			R			<i>< 10</i>			
13	Patient Leakage μA.	Supply o/c	N			<i>< 10</i>			
			R			<i>< 10</i>			
14	Patient Auxiliary μA.	Normal	N			<i>< 10</i>	<i>(Hör merks stimulatorströmmen)</i>		
			R			<i>< 10</i>			
15	Patient Auxiliary μA.	Earth o/c	N			<i>< 10</i>			
			R			<i>< 10</i>			
16	Patient Auxiliary μA.	Supply o/c	N			<i>< 10</i>			
			R			<i>< 10</i>			
17	Mains on A.P. μA.	Mains N	N			<i>< 10</i>			
			R			<i>< 10</i>			
18	Mains on A.P. μA.	Mains R	N			<i>< 10</i>			
			R			<i>< 10</i>			

RIGEL

Order Reference: 233-853

Provningsprotokoll

Apparat:..... Inventariernr.....

Kontroll utförd av:..... Datum:.....

TEST	KLASS I			KLASS II			TESTBESKRIVNING	DAT.	DAT.	DAT.
	B	BF	CF	B	BF	CF				
1.							Mät spänningen i nätuttag.			
2.	X	X	X				Isolationsresistans, Nät till hölje			
3.		X	X				Isolationsresistans Pat till jord.			
4.	X	X	X				Skyddsjordsresistans.			
5.	0.5	0.5	0.5				Jordläckström NC			
6.	1.0	1.0	1.0				Jordläckström SFC.			
7.	0.1	0.1	0.01	0.1	0.1	0.01	Läckström från höljet NC.			
8.	0.5	0.5	0.5				Läckström fr höljet SNC (jorden).			
9.	0.5	0.5	0.5				Läckström fr höljet SFC (ledare).			
10.	0.1	0.1	0.01	0.1	0.1	0.01	Patientläckström NC.			
11.	0.5	0.5	0.05				Patientläckström SFC (jorden).			
12.	0.5	0.5	0.05	0.5	0.5	0.05	Patientläckström SFC (ledare).			
13.	0.1	0.1	0.01	0.1	0.1	0.01	Patientmätström NC.			
14.	0.5	0.5	0.05				Patientmätström SFC (jorden).			
15.	0.5	0.5	0.05	0.5	0.5	0.05	Patientmätström SFC (ledare).			
16.		5.0	0.05		5.0	0.05	Nätspänning på patient SFC.			
17.		5.0	0.05		5.0	0.05	Rev nätspänning på patient SFC.			
18.	5.0			5.0			Nätspänning på SIP/SOP, SFC.			
19.	5.0			5.0			Rev nätspänning på SIP/SOP, SFC.			

NC = "Normal Condition" (Normalfall).

SFC = "Singel Fault Condition" (Första fel).

X = Prov skall utföras för apparater som svarar mot ovanstående KLASS och TYP.

Siffror = Prov skall utföras för apparater som svarar mot ovanstående KLASS och TYP. Siffrorna visar max tillåtet värde, mA.

Kommentar/Åtgärd:.....

.....

.....

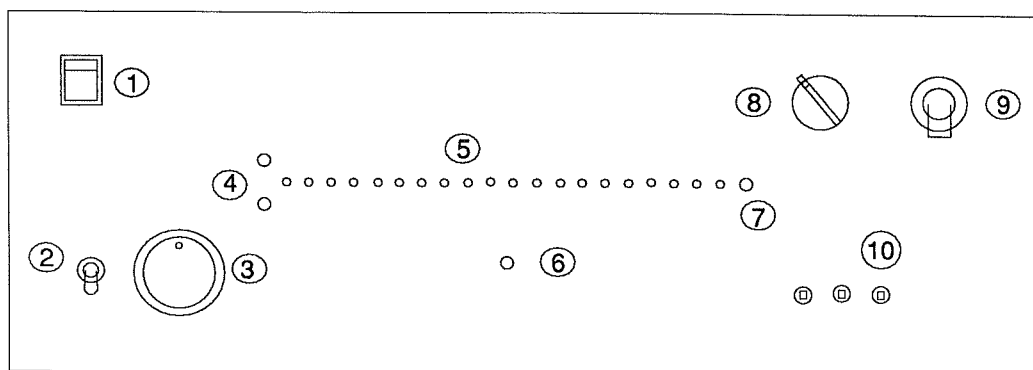
B. Apparatbeskrivning och handhavande

Strömgeneratoren är konstruerad för styrning via en yttre styrsignal (max $|\pm 10|V$). Styrsignalen kan antingen vara kontrollerad av en datorprogram eller från någon fast elektronisk enhet. Signalens amplitud och polaritet bestämmer utströmmens storlek och riktning. Maximala utströmmen hos generatoren kan ställas in i fyra olika lägen ($\pm 0.5mA$, $\pm 1mA$, $\pm 2mA$, $\pm 4mA$). Det är viktigt att rätt maxutströmsområde väljs för en vald utström. För en given utström kan styrspänningen beräknas enligt:

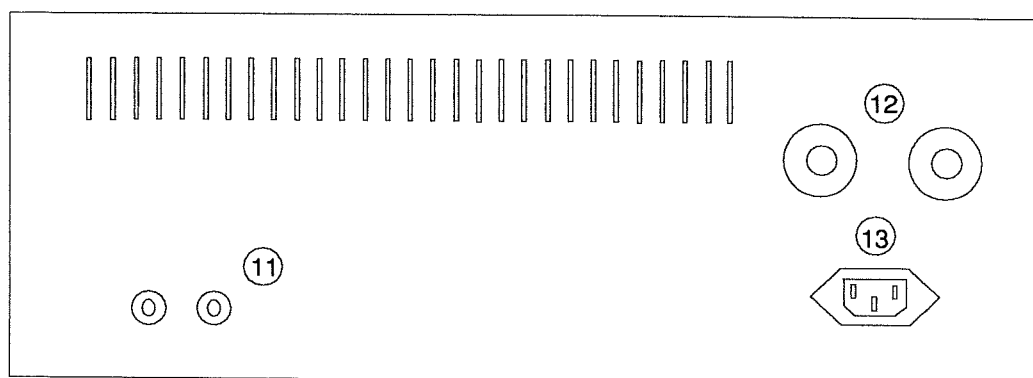
$$V_c = \frac{10}{I_{utmax}} I_{ut} \text{ (V) där } \begin{cases} I_{ut} : \text{utströmmens storlek} \\ I_{utmax} : \text{inställd maxutström} \end{cases}$$

Välj området I_{omax} närmast högre än utströmmen I_o .

Strömgeneratoren är utrustad med transientskydd, som håller utströmmen kring $0mA$ vid tillslag av huvudströmbrytaren. Transientskyddets kontroll över strömgeneratoren upphör (successivt) först efter en fördröjning på 10 sekunder.



Front



bak

Framsidan

1. Huvudströmbrytare.

2. Låsbar brytare för valet mellan extern styrsignal eller intern testsignal (EXT.SIG./TEST).

3. Potentiometer för intern test av strömgeneratorns funktion (TEST).

4. Diodindikatorer för strömriktning Höger/ Vänster. Vid 0V styrspänning och 0mA utström är båda lysdioderna släckta.

5. Diodskala som visar utströmmens storlek i procent, jämfört med den inställda max utströmmen.

6. Röd lysdiod som med konstant sken ger indikering för stor inkopplad resistans eller att strömgeneratorns utgång är öppen. Vid 0V styrspänning fås ingen indikering även om strömgeneratorns utgången är öppen (STOR RESISTANS/ÖPPEN UTGÅNG).

7. Strömgränsindikator som med snabbt blinkande rödlysdiode visar överskriden maxström.

8. Brytare för inställning av olika maxutström. Upplösningen I_{ut}/V_{styr} blir högre vid lägre inställning av maxutström.

9. Brytare för presentation av graf eller punkt hos lysdiodskalan.

10. Strömgeneratorutgångar.

Baksidan

11. Ingång för yttre analog styrsignal. Maximala inspänningen är $|\pm 10|V$.

12. Säkringshållare för tröga 630mA säkringar.

13. Apparatintag för 220V/50Hz växelström.

Handhavande

A. Anslut den externa styrsignalkällan på baksidan av strömgeneratorn (se punkt 11 i beskrivningen ovan).

B. Anslut apparaten till 220V nätet via apparatintaget bakom strömgeneratorn.

C. Beräkna styrspänningen för den valda stimuleringsströmmen enligt ovan givna formeln. Välj maxströmsområdet närmast över den valda stimuleringsströmmen och programmera den externa styrenheten (ex. dator) för den beräknade styrspänningen. I datorprogram väljs inställningen av maxutström enligt den givna instruktionen i programmet (se punkt 8 ovan).

D. Koppla den läsbara brytaren "EXT.SIG./TEST" i läget "EXT.SIG." för extern kontroll (se punkt 2 ovan).

E. Slå på huvudströmbrytaren. Strömgeneratoren är klar för styrning först efter 10 sekunders fördröjning. Alla lysdioder skall vara släckta vid 0V styrsignal.

F. Försökspersonen förbereds genom att ansluta kolelektroder bakom vardera örat hos personen med elektriskt ledande lim. Personen skall stå på en tryckkänslig platta med slutna ögon och händerna korslagda över bröstet. Anslutningsledningarna från elektroderna kopplas till strömgenerators utgångarna. Ledningen från höger örat kopplas till höger utgången på generatoren och ledningen från vänster örat till vänster utgången.

G. Kontrollera alla ledningar och brytarinställningar. Starta programmet hos styrenheten. Under programmets gång får inte någon av brytarinställningarna rubbas. Kontrollera på lysdiodskalan utströmmens storlek och riktning.

H. Efter avslutat program körning kopplas anslutningsledningarna bort från strömgenerators utgångarna.

Varningssignaler

Strömgränsindikator: Om strömgränsindikator-dioden börjar blinka under pågående stimulering, samtidigt som diodskalan ger utslag för maxutström, *koppla då omedelbart bort anslutningsledningar till elektroder från strömgenerator utgången och stäng av apparaten.* Detta tyder på något allvarligt har inträffat i elektroniken. Felet kan ha två orsaker:

1. Något komponentfel i strömgeneratorelektroniken som har orsakat läsning hos generatoren för maxutström.
2. Fel i den externa styrenheten som ger maximal styrsignal $|\pm 10|V$ till strömgeneratoren.

I båda fallen ovan måste apparaten eller enheten undersökas närmare.

Stor resistans/Öppen utgång: Indikatorn skall normalt vara släckt under pågående stimulering. Men indikering fås när det råder dålig elektrisk kontakt mellan elektroder och hud, eller om anslutningsledningarna råkar ha avbrott. I det ena fallet fås viss utström medan vid avbrott på ledningarna är utströmmen 0mA. Detta kan ses på lysdiodskalan och strömriktningsvisarna.

Apparattest

Strömgenerators funktion kan enkelt kontrolleras med den inbyggda vridpotentiometern och en digital amperemeter.

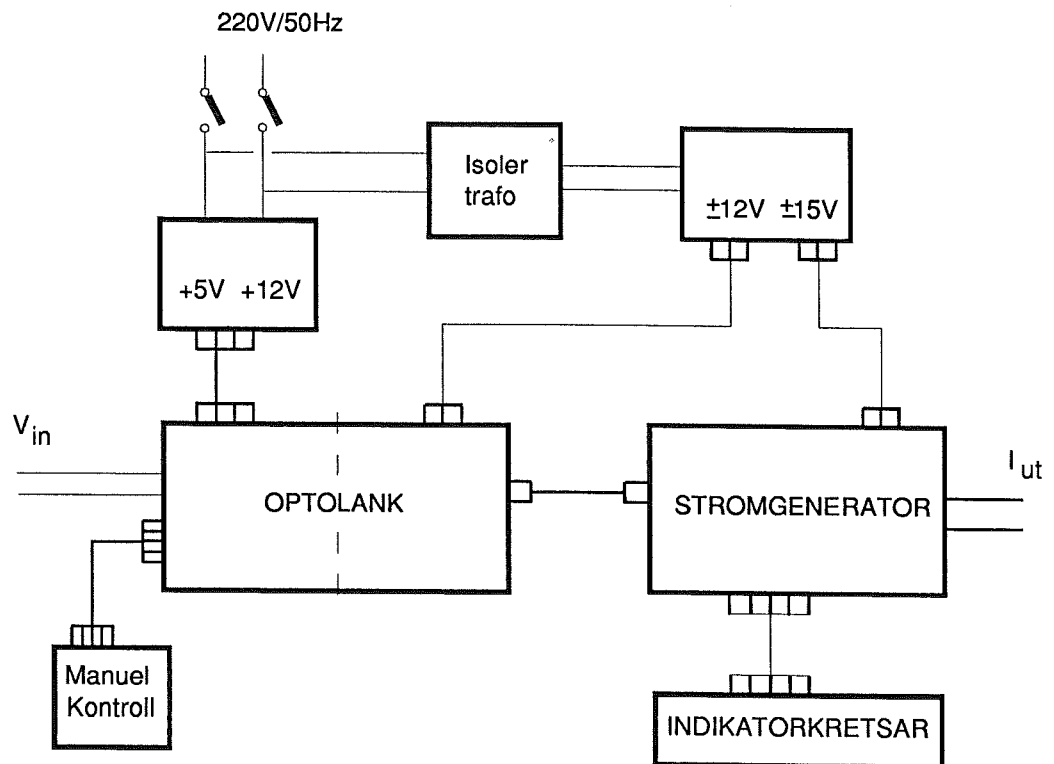
1. Koppla brytaren "EXT.SIG./TEST" i läget "TEST". Anslut amperemetern till strömgenerators utgång.

2. Vrid potentiometern till båda ändlägen och kontrollera utströmmens storlek ($\pm 4mA$). Vid maximal vridning till ändlägen skall strömgränsindikatorn blinka med utströmmen kring ± 4.06 . Välj lägre max utström och kontrollera utströmmen.

3. Kontrollera lysdiodskalan och jämför utslaget med det avlästa ström-värdet på amperemetern. De gröna strömriktningsdioderna skall ge indikering för positiv och negativ utström (Höger/Vänster). Båda strömriktningsdioderna skall vara släckta då utströmmen är ca 0mA.

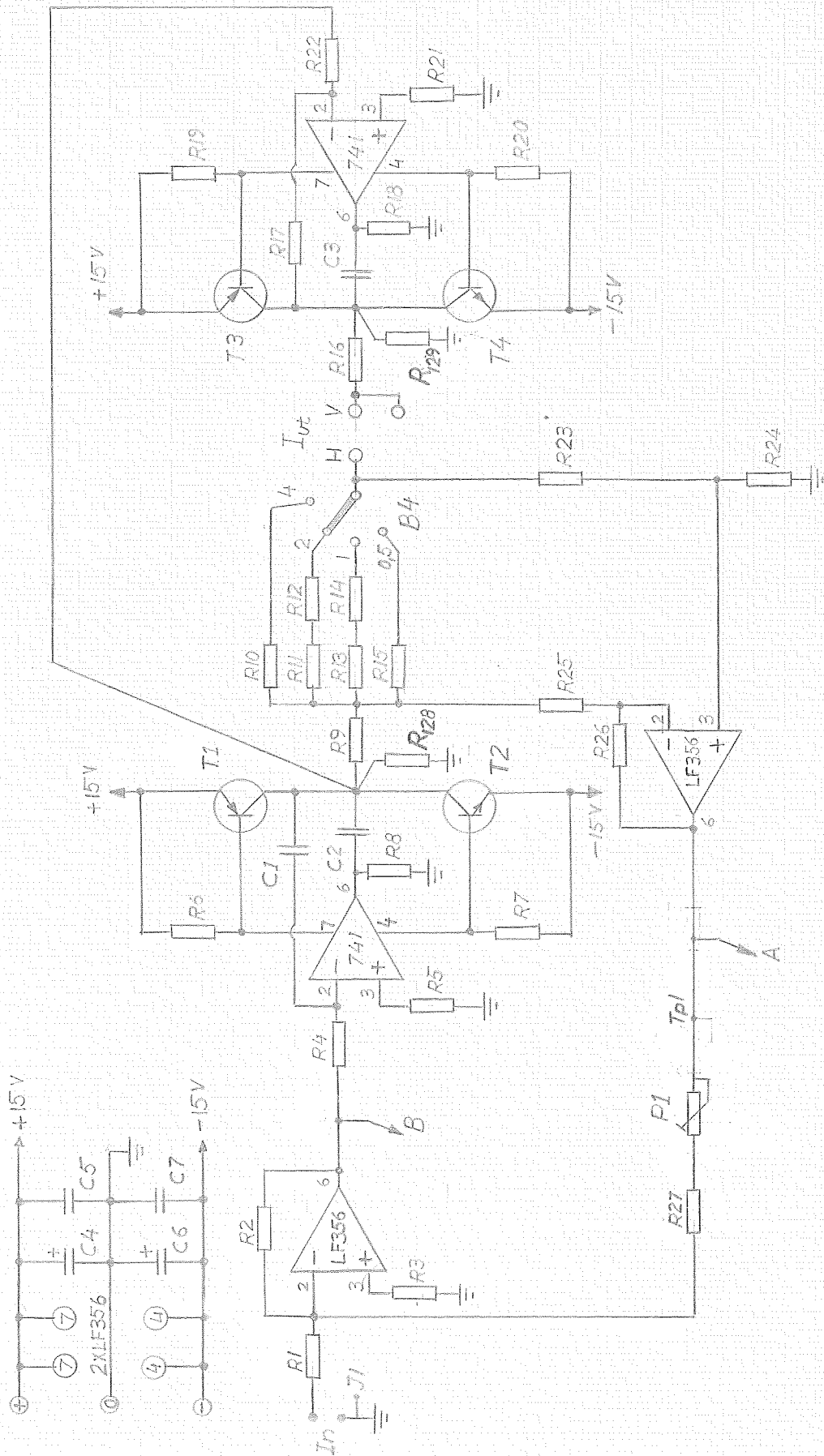
4. Indikatoren för "STOR RESISTANS/ÖPPEN UTGÅNG" kontrolleras med amperemetern bortkopplad från generatorutgången och med potentiometern inställd för någon utström.

BLOCKSCHEMA



Spänningstyrd konstantströmsgenerator

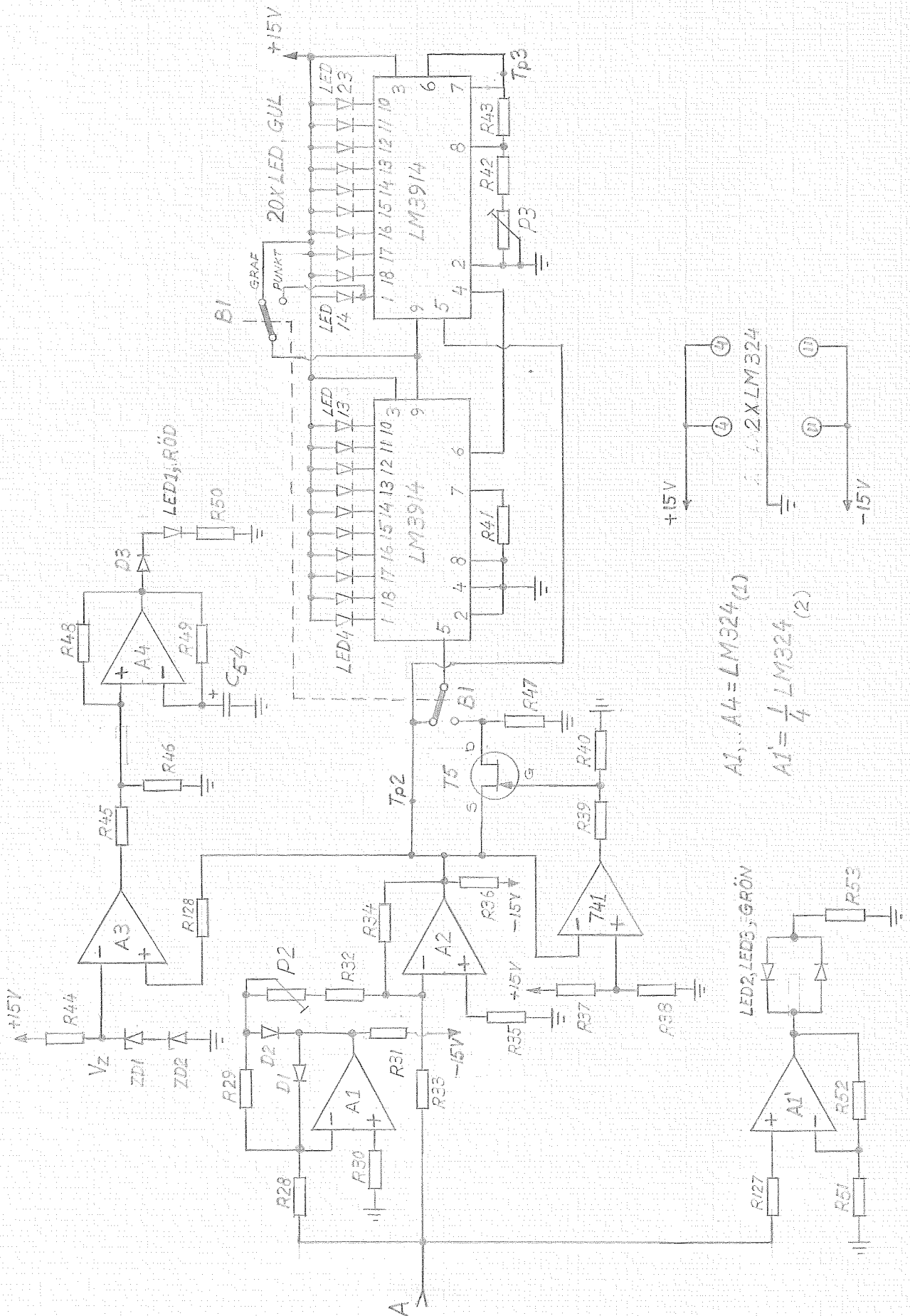
rit.nr. 1



Indikering

- strömstorlek
- strömriktning
- ström gräns

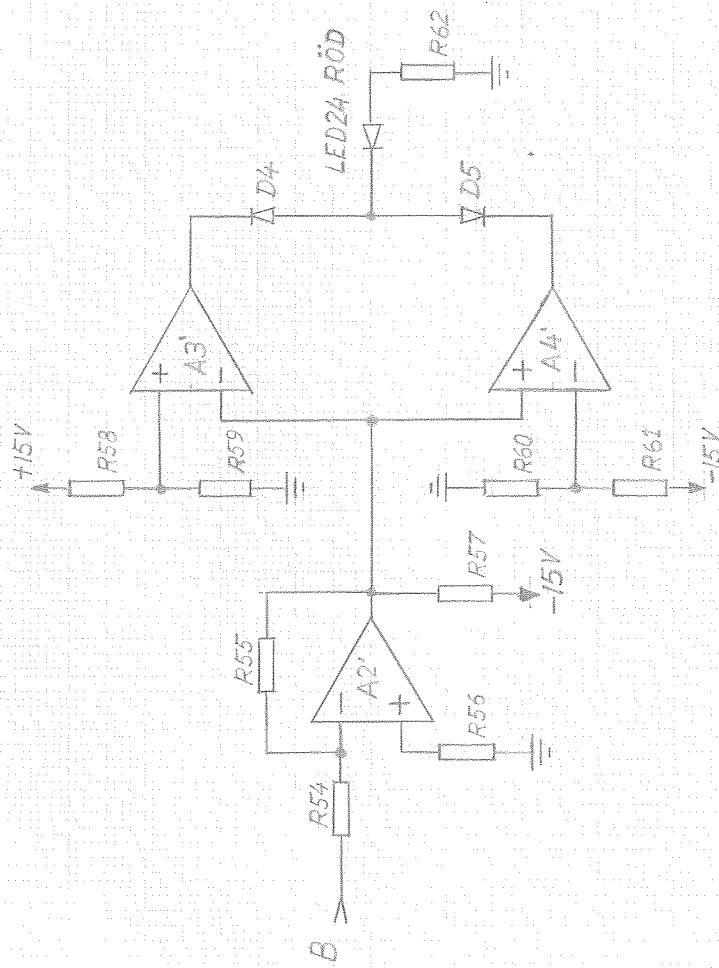
rit.nr 2



$A_3, A_4 = LM324(1)$

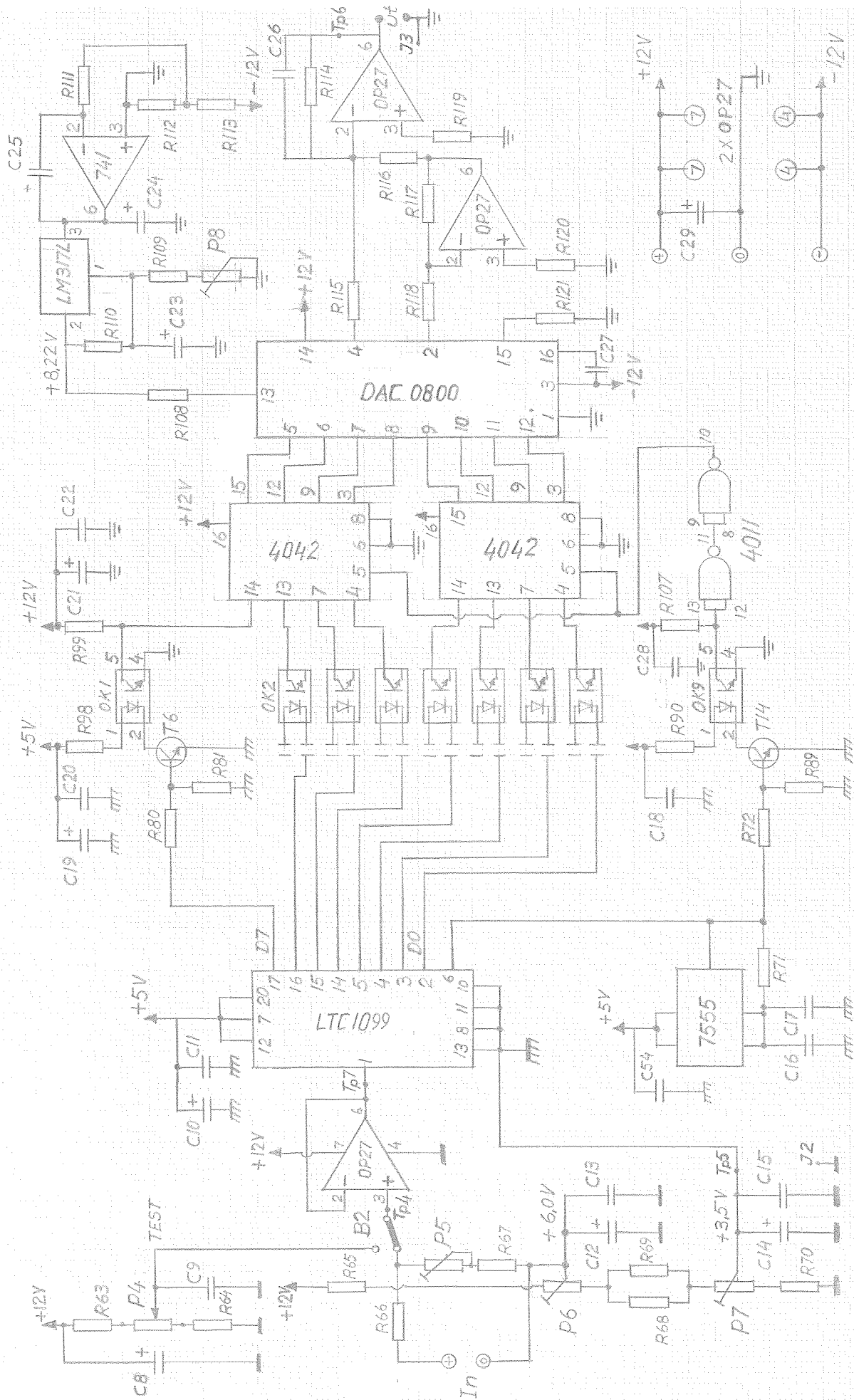
$I_1 = \frac{1}{4} LM324(2)$

LED2, LED5, GAÖN



$$A2', A4' = \frac{3}{4} \text{ LM324 (2)}$$

Optolänk

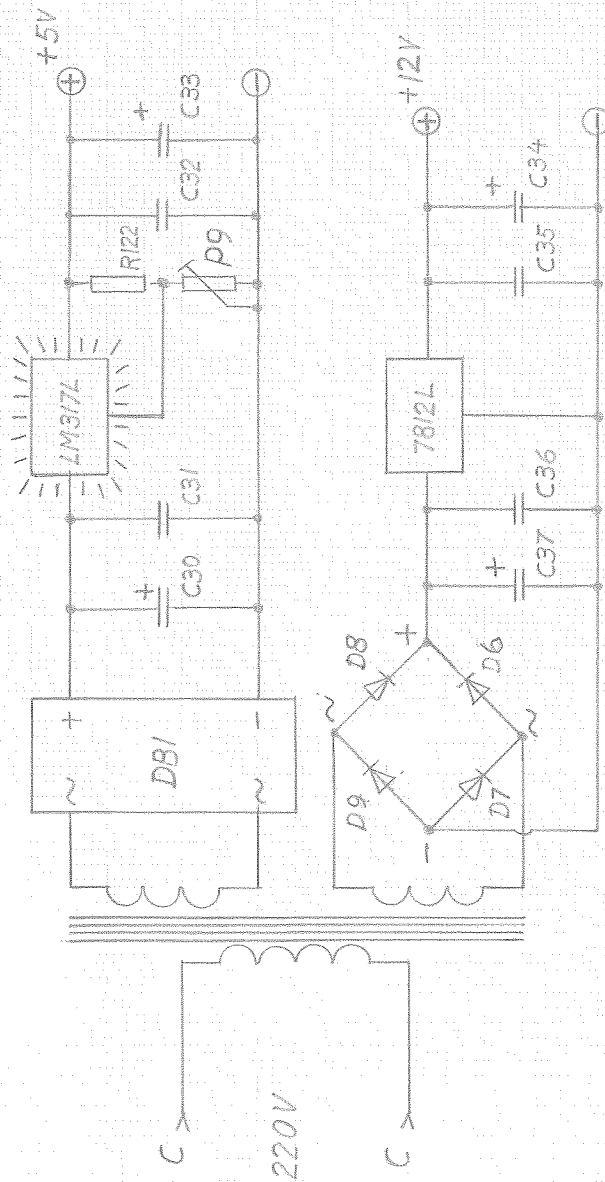


olika separata jordpunkter

+12V & +5V Spänningsförsörjning

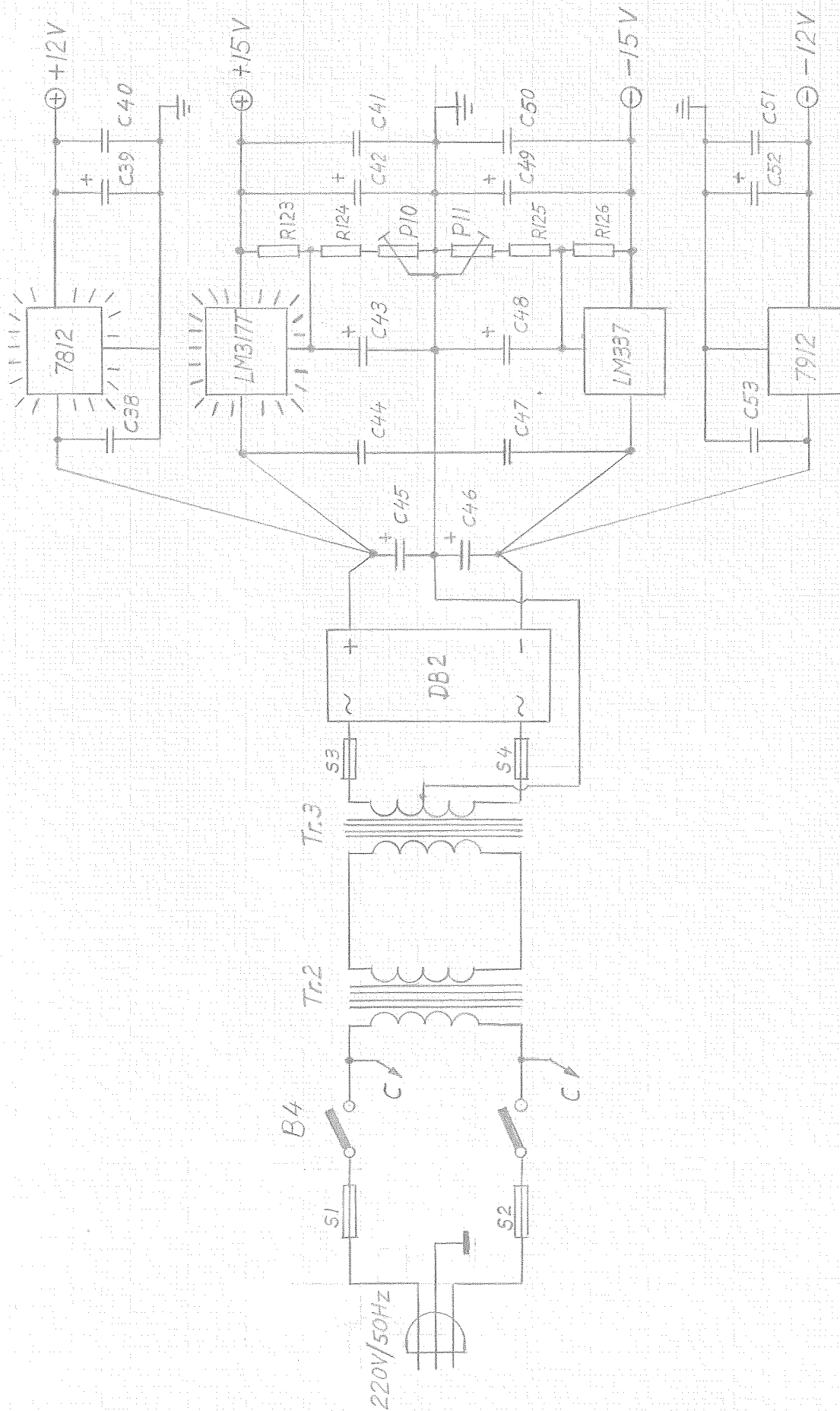
rit.nr. 5

Tr.1



$\pm 12V$ & $\pm 15V$ Spänningsförsörjning

rit. nr. 6



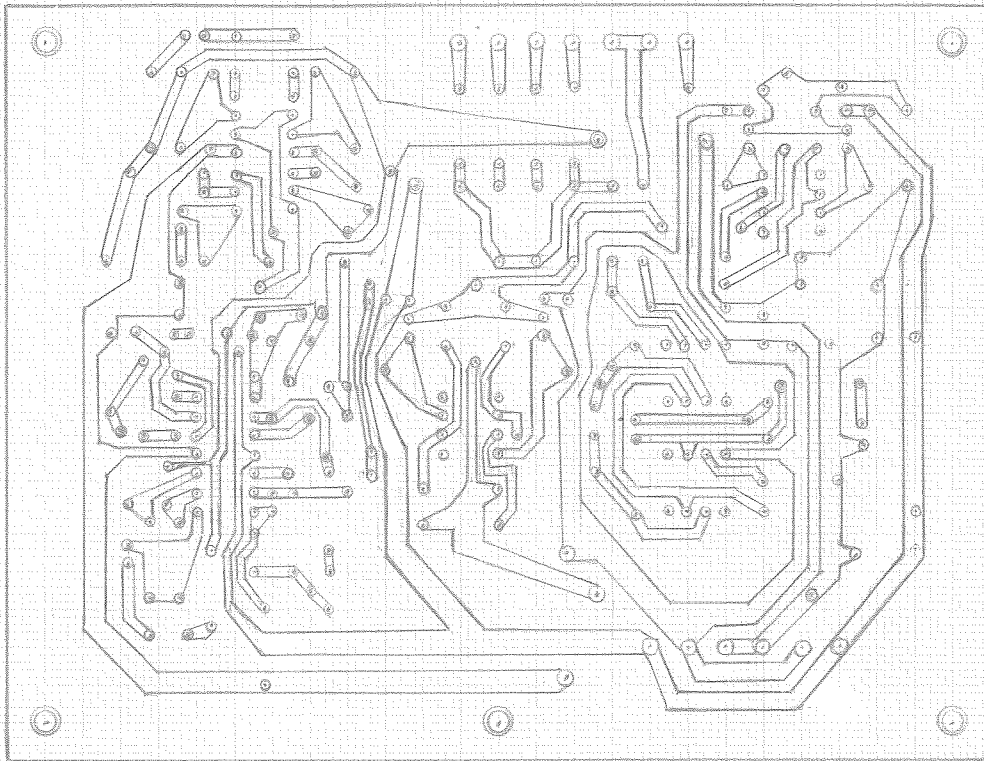
Kretskortmönster

rit.nr. 7

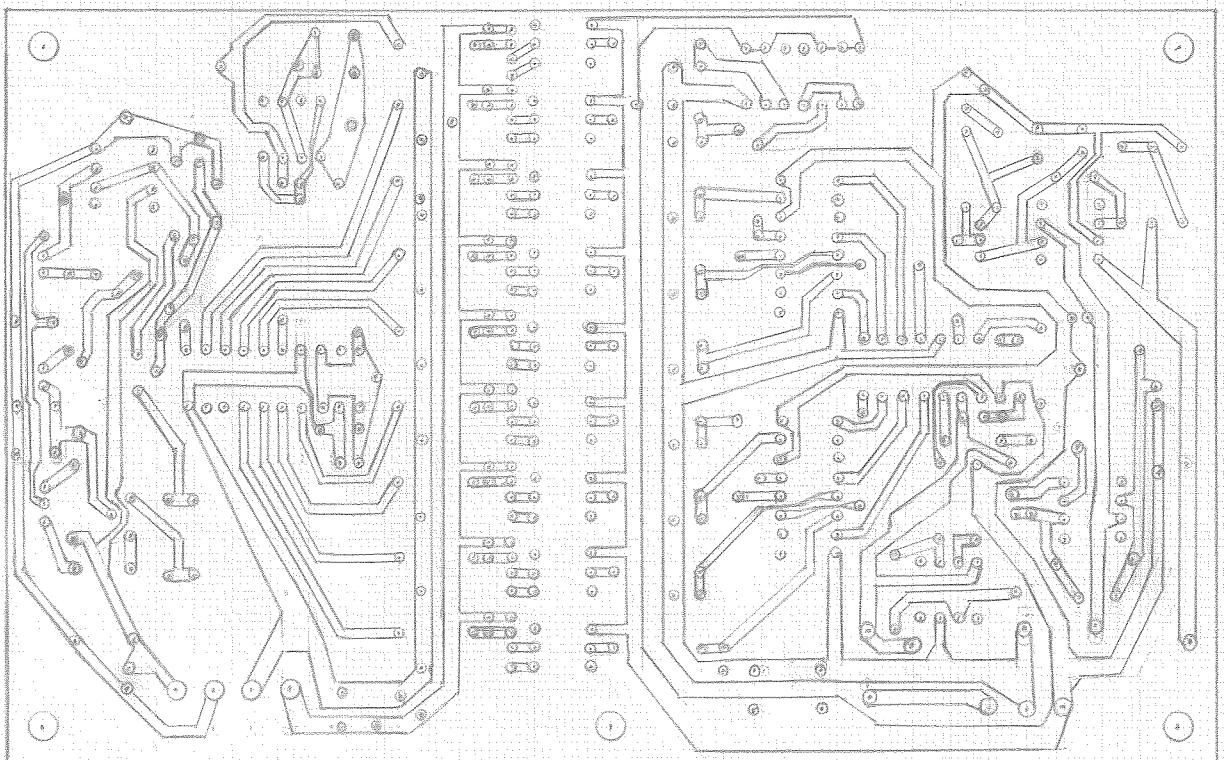
kort1: strömgenerator

kort2: Optolänk

kort1

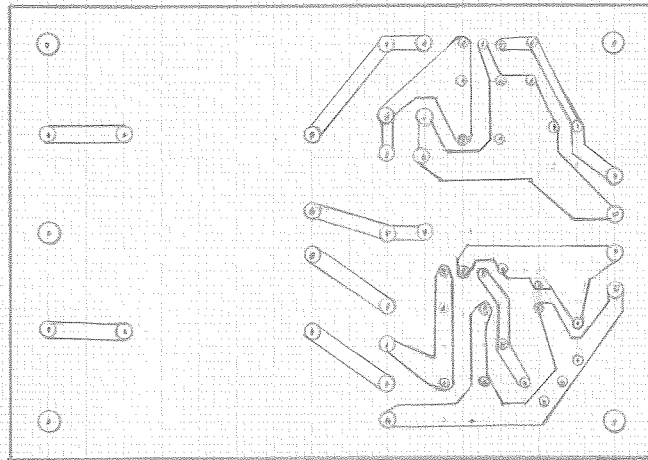


kort2

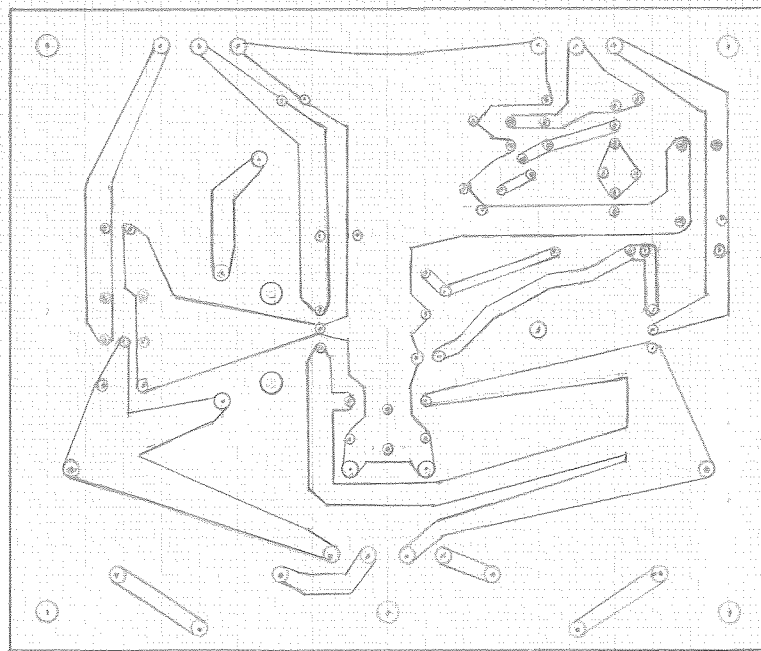


kort3: +12V & +5V kort5: ström-
kort4: ±12V & ±15V indikator

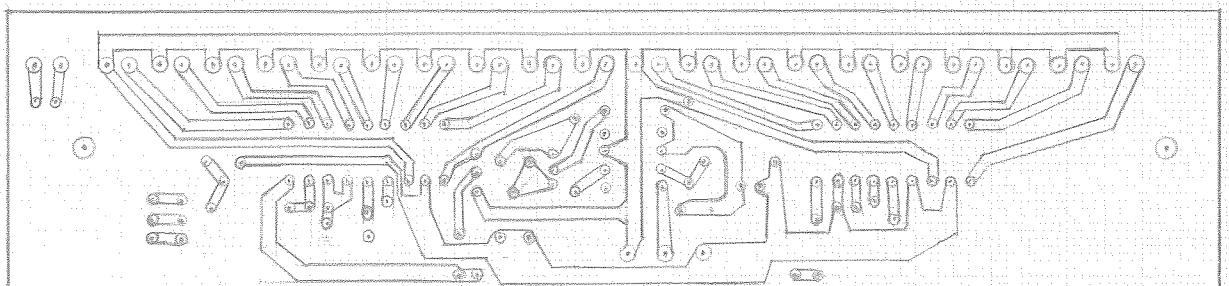
kort3



kort4



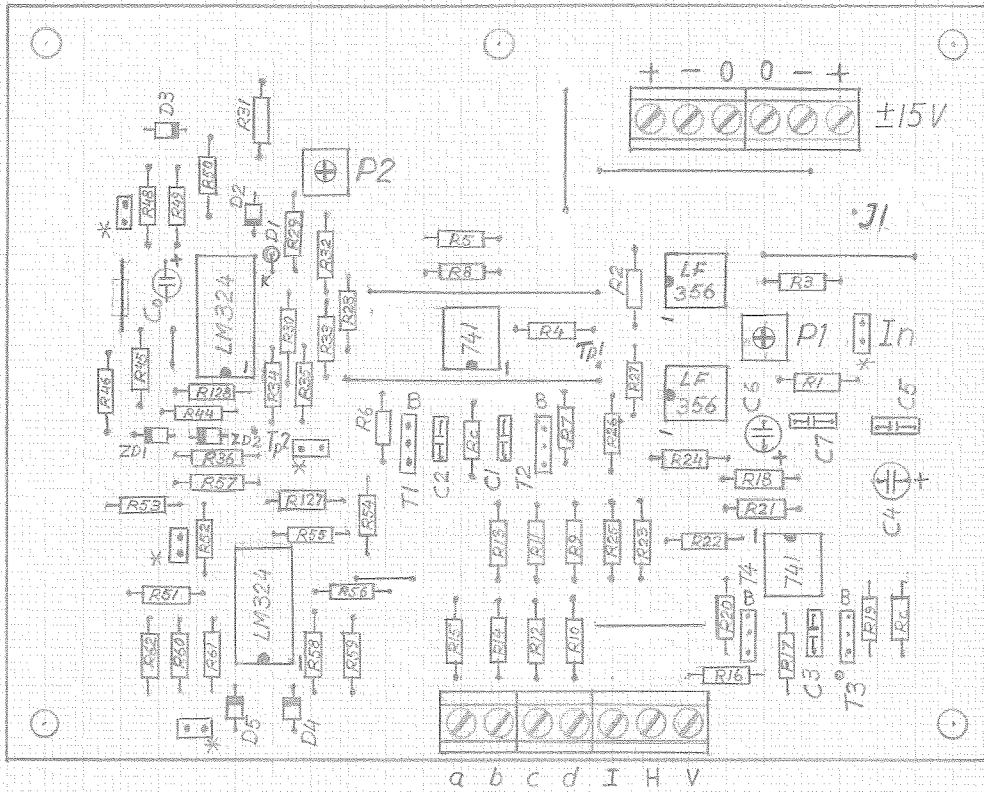
kort5



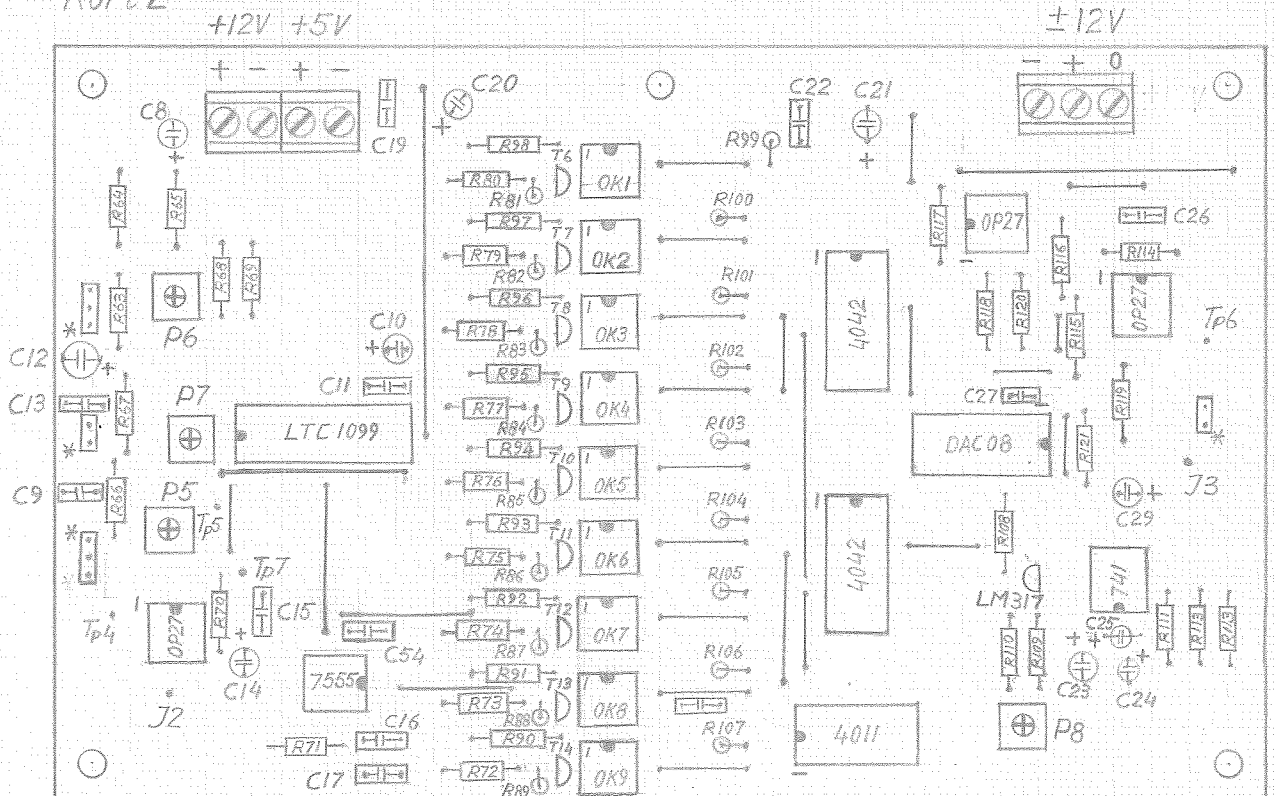
kort1: strömgenerator

kort2: Optolänk

kort 1

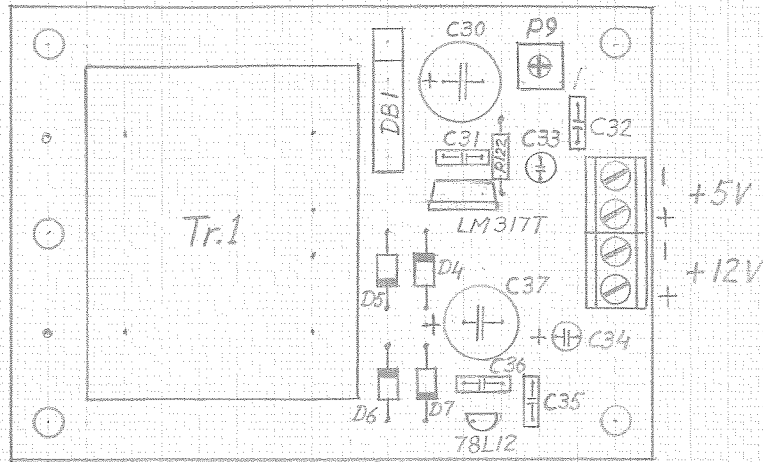


kort 2

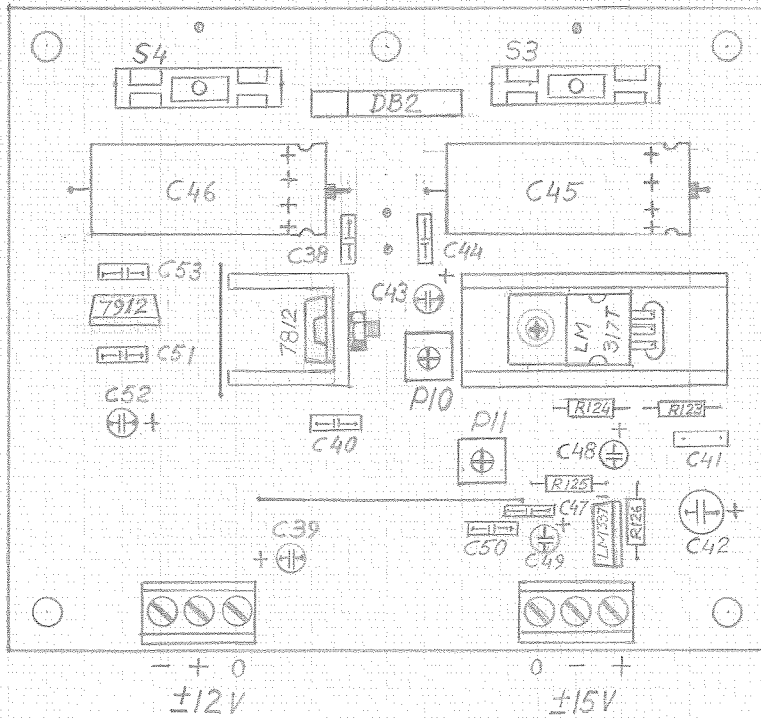


kort 3: +12V & +5V
kort 4: ±12V & ±15V
kort 5: ström-indikator

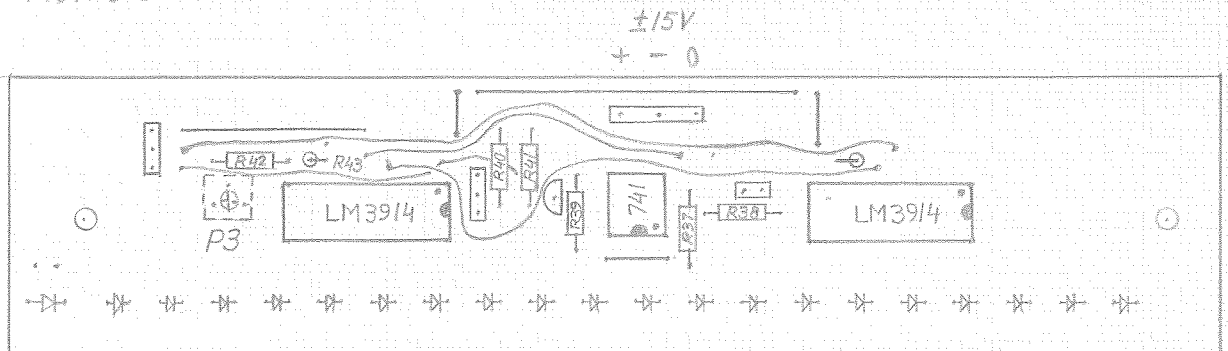
kort 3

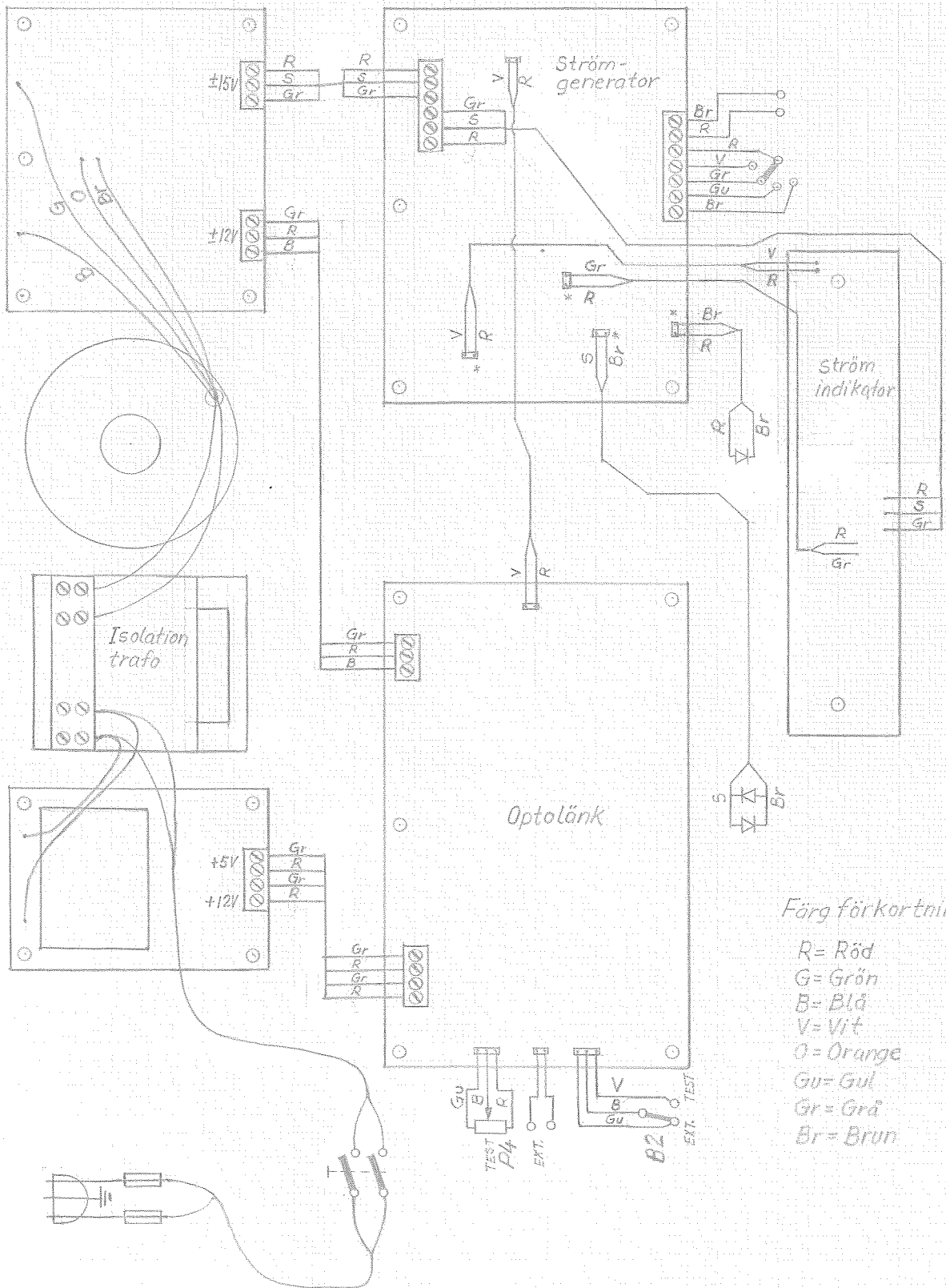


kort 4

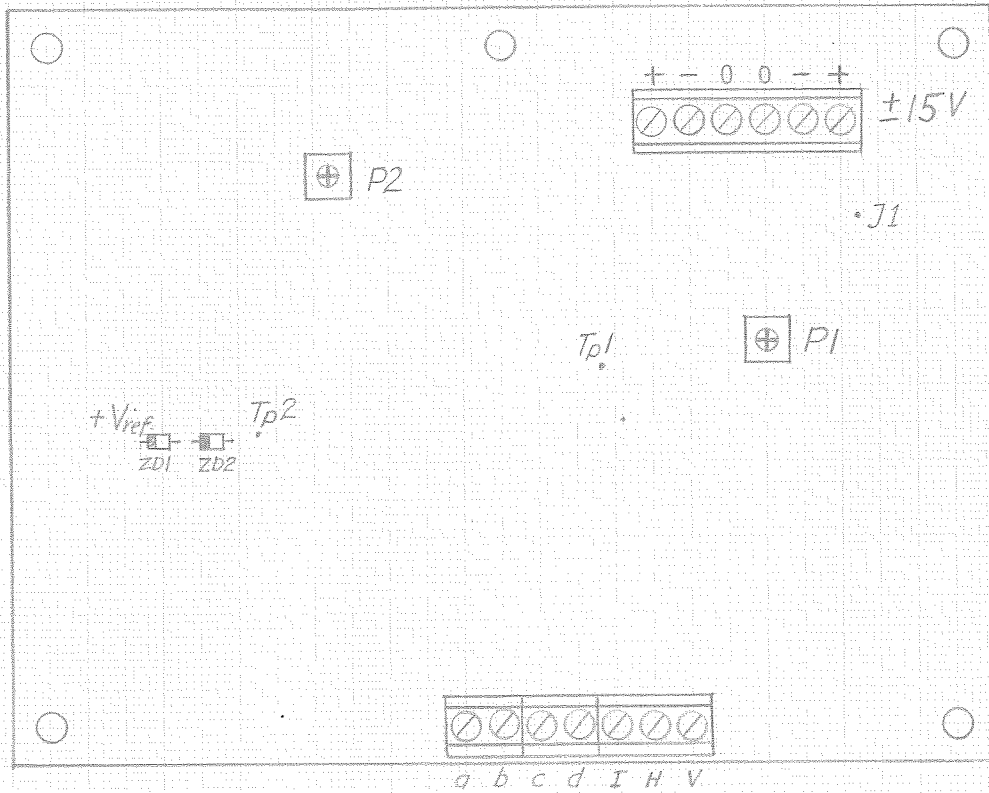


kort 5

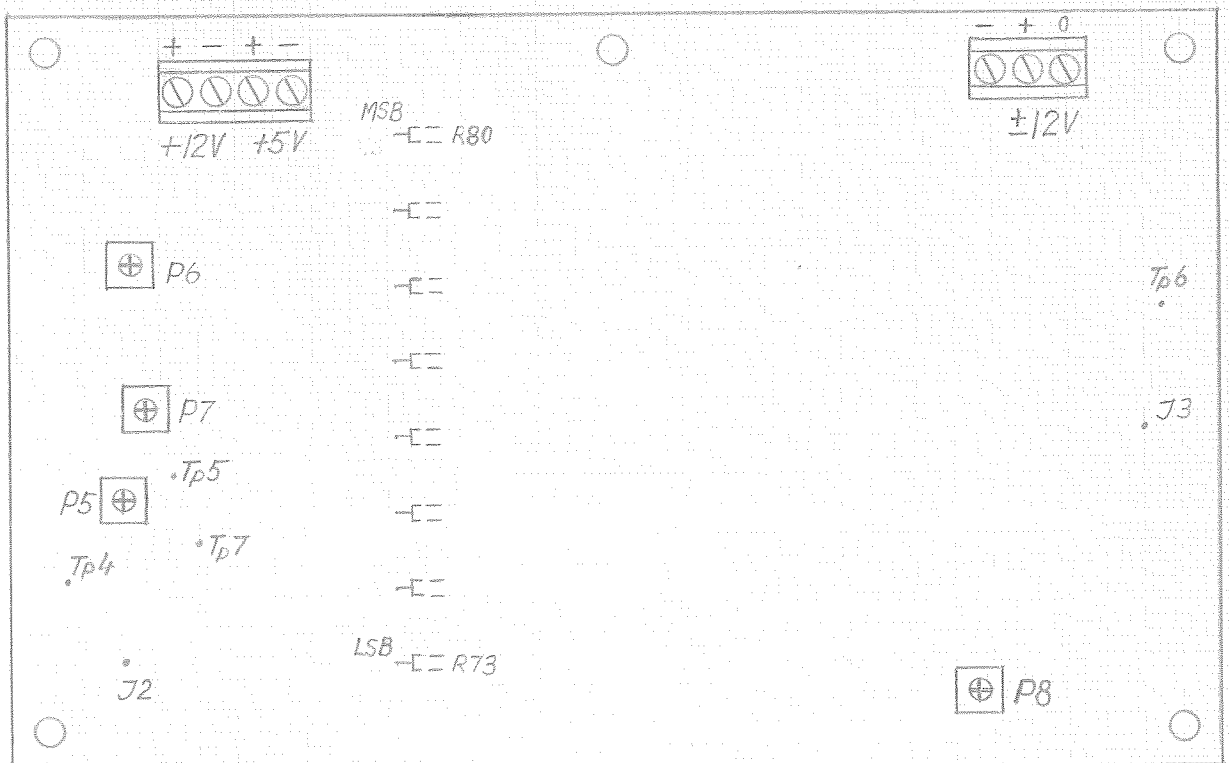




Kort 1



Kort 2



Electrical Safety Test Record, Rigel Model 233

Equipment: *Stimulator, Balans lab*

Serial No:

Class: *1* Type: *BF*

Test No.	Test Date								
2	→ 910919	Mains Volts	220V						
3	Ins. MΩ	Mains part.	∞						
4		Applied pa.	∞						
5	Earth Cont. Ω	< 0,1							
6	Earth Leakage μA.	Normal	N	< 10					
			R	< 10					
7	Earth Leakage μA.	Supply o/c	N	< 10					
			R	< 10					
8	Enclosure Leakage μA.	Normal	N	20					
			R	20					
9	Enclosure Leakage μA.	Earth o/c	N	< 10					
			R	< 10					
10	Enclosure Leakage μA.	Supply o/c	N	< 10					
			R	< 10					
11	Patient Leakage μA.	Normal	N	< 10					
			R	< 10					
12	Patient Leakage μA.	Earth o/c	N	< 10					
			R	< 10					
13	Patient Leakage μA.	Supply o/c	N	< 10					
			R	< 10					
14	Patient Auxiliary μA.	Normal	N	< 10	(Har mats stimulatorströmmen)				
			R	< 10					
15	Patient Auxiliary μA.	Earth o/c	N	< 10					
			R	< 10					
16	Patient Auxiliary μA.	Supply o/c	N	< 10					
			R	< 10					
17	Mains on AP: μA.	Mains N	N	< 10					
			R	< 10					
18	Mains on AP: μA.	Mains R	N	< 10					
			R	< 10					

RIGEL

Order Reference: 233-853

Provningsprotokoll

Apparat:..... Inventariernr.....

Kontroll utförd av:..... Datum:.....

TEST	KLASS I			KLASS II			TESTBESKRIVNING	DAT.	DAT.	DAT.
	B	BF	CF	B	BF	CF				
1.							Mät spänningen i nätuttag.			
2.	X	X	X				Isolationsresistans, Nät till hölje			
3.		X	X				Isolationsresistans Pat till jord.			
4.	X	X	X				Skyddsjordsresistans.			
5.	0.5	0.5	0.5				Jordläckström NC			
6.	1.0	1.0	1.0				Jordläckström SFC.			
7.	0.1	0.1	0.01	0.1	0.1	0.01	Läckström från höljet NC.			
8.	0.5	0.5	0.5				Läckström fr höljet SNC (jorden).			
9.	0.5	0.5	0.5				Läckström fr höljet SFC (ledare).			
10.	0.1	0.1	0.01	0.1	0.1	0.01	Patientläckström NC.			
11.	0.5	0.5	0.05				Patientläckström SFC (jorden).			
12.	0.5	0.5	0.05	0.5	0.5	0.05	Patientläckström SFC (ledare).			
13.	0.1	0.1	0.01	0.1	0.1	0.01	Patientmätström NC.			
14.	0.5	0.5	0.05				Patientmätström SFC (jorden).			
15.	0.5	0.5	0.05	0.5	0.5	0.05	Patientmätström SFC (ledare).			
16.		5.0	0.05		5.0	0.05	Nätspänning på patient SFC.			
17.		5.0	0.05		5.0	0.05	Rev nätspänning på patient SFC.			
18.	5.0			5.0			Nätspänning på SiP/SOP, SFC.			
19.	5.0			5.0			Rev nätspänning på SiP/SOP, SFC.			

NC = "Normal Condition" (Normalfall).

SFC = "Singel Fault Condition" (Första fel).

X = Prov skall utföras för apparater som svarar mot ovanstående KLASS och TYP.

Siffror = Prov skall utföras för apparater som svarar mot ovanstående KLASS och TYP. Siffrorna visar max tillåtet värde, mA.

Kommentar/Åtgärd:.....

.....

.....