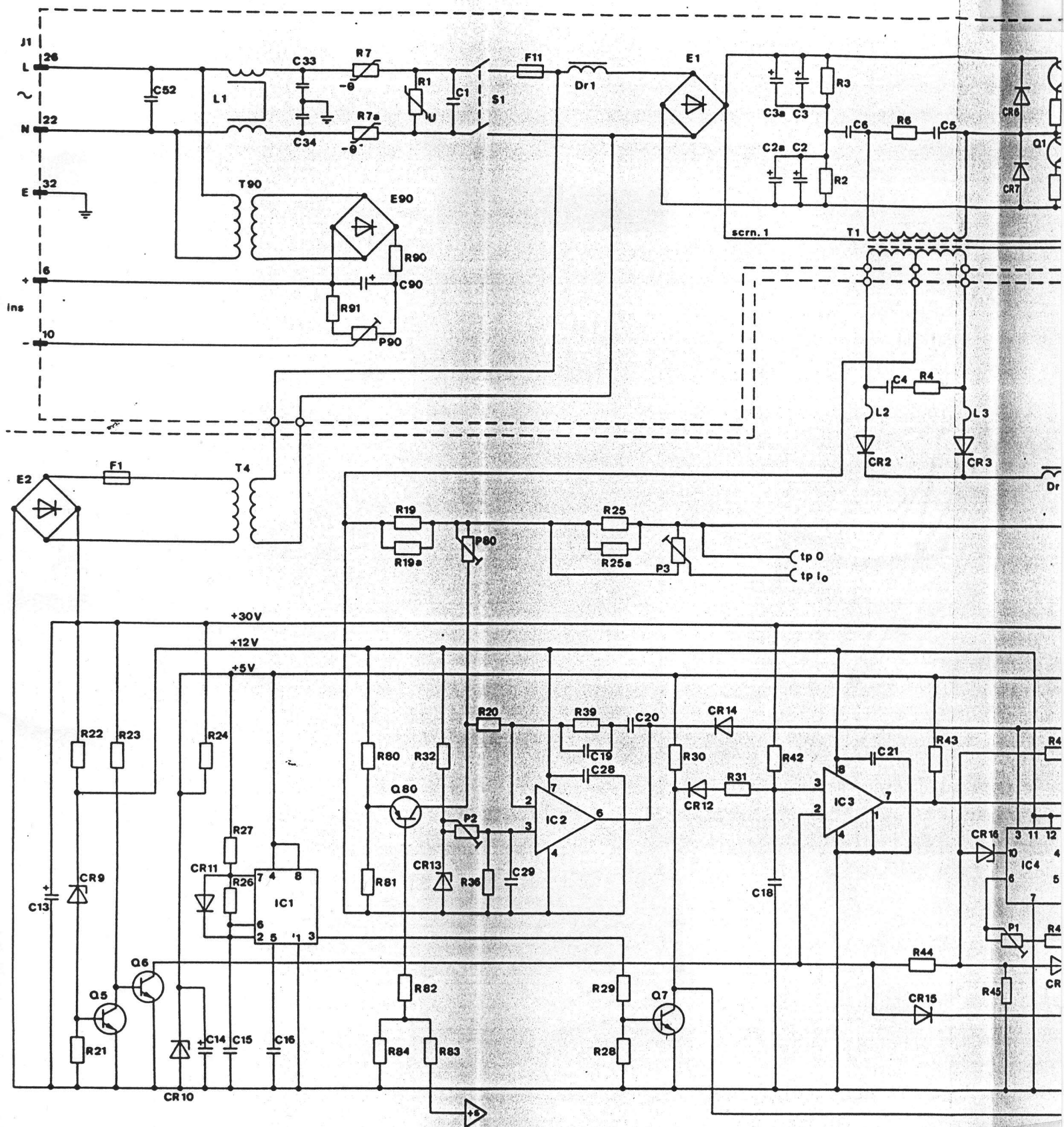


DAMM NMT900 BASE STATION SYSTEM

200004

PS914 POWER SUPPLY 14V







TPS 29D/220/14-15

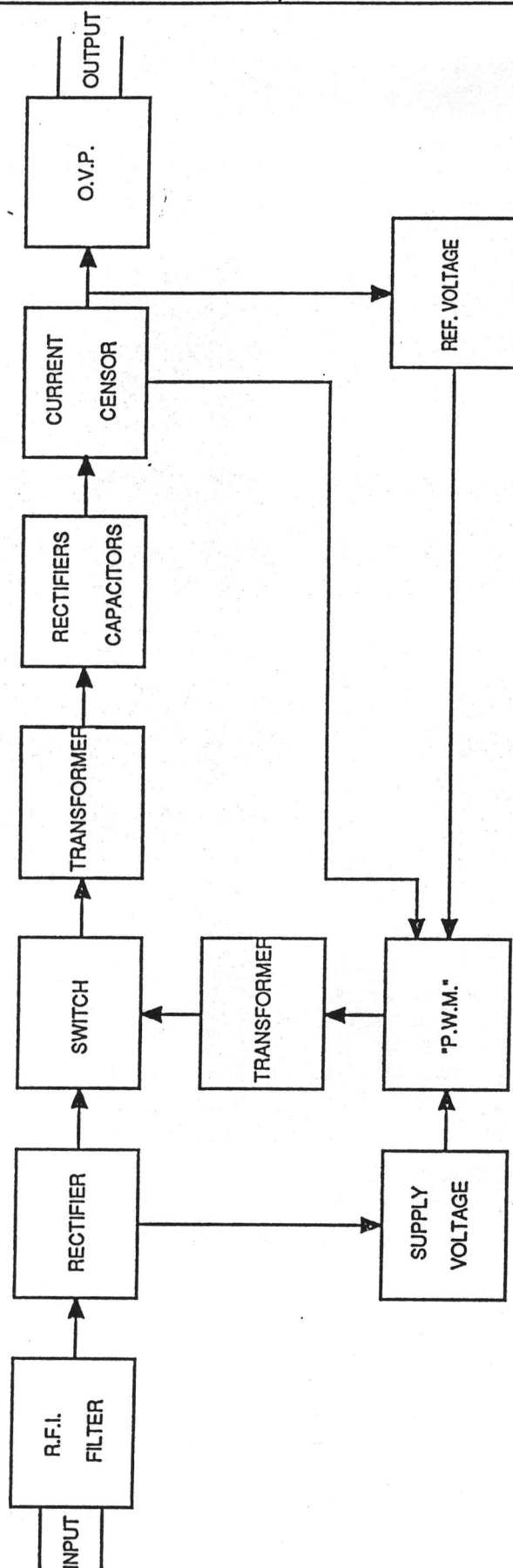
27.11.87

Specifikation

Sag 190

Input	:	220 V AC +/- 20 %, 50 Hz.
Output	:	14 V / 15 A Type 1. 28 V / 10 A Type 2.
Operating condition	:	Continuous with naturel convection.
Line regulation (Vin 165-275 V)	:	< 1 mV Type 1 & 2.
Load regulation	:	< 375 mV. Type 1. (load 3 - 15 A). < 275 mV. Type 2. (load 2 - 10 A).
Output ripple	:	80 mVp.p. Type 1. 100 mV p.p. Type 2.
noise	:	< 8 mV p.p. Type 1. < 15 mV p.p. Type 2.
Efficiency	:	Min. 80 %.
MTBF	:	Min. 50000 Hours.
Soft start	:	Build in.
Over voltage protection	:	Build in.
Current limiter	:	The power supplies are overload protected by use of a built-in electronic current limiter.
Temperature range	:	-10.....+70 Degrees of Centigrade.
R.F.I.	:	Below VDE 871 B.
Construction	:	Cassette 3HE 21 TE 345 mm depth.
Connection	:	Two DIN 41612 H15.
Front	:	Switch on/off. Fuse Power LED (Yellow) Metering jacks for current and voltage.

Isolation between input and output is min. 2.5 kV. DC.
Isolation between input and chassis is min. 2.5 kV. DC.
Isolation between output and chassis is min. 1.0 kV. DC.



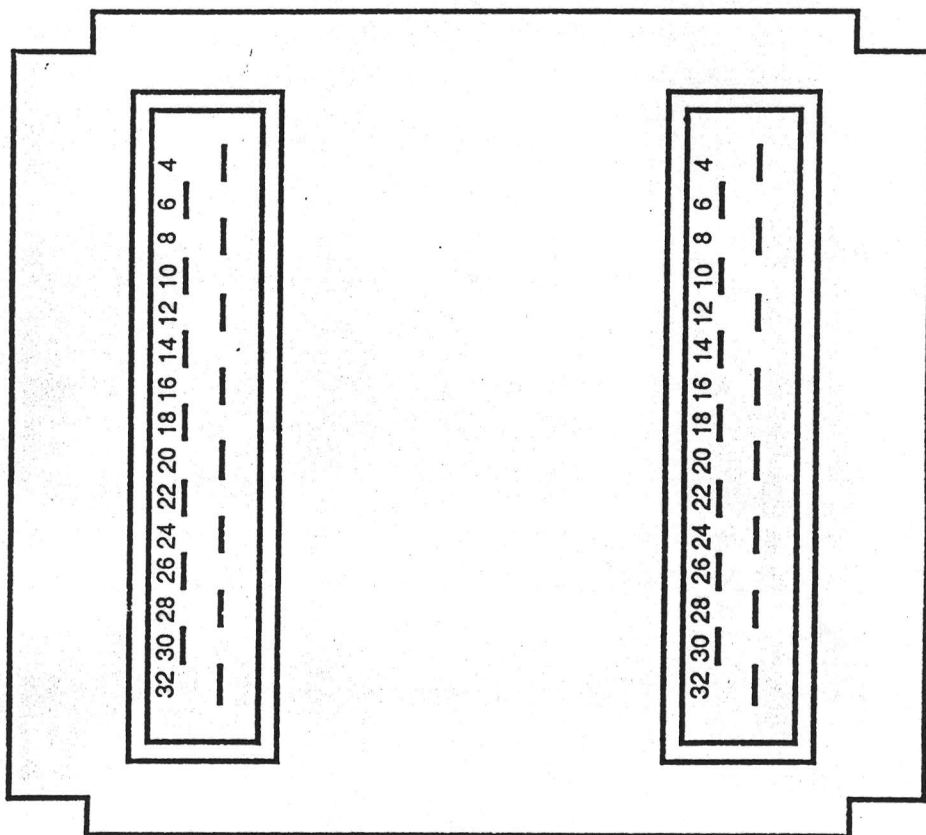


TPS 29D/220/14-15

27.11.87

Konnektorforbindelser

Sag 190



Sekundær

Primær

0 V : ~~24~~-26-28-30-32

\perp 32

14 V : 14-16-~~18-20-22-24-26-28-30-32~~ 4-6-8-10-12

L 26

~~20-22-24-26-28-30-32~~

N 22

DET. REF. 6

DET. OUT 10

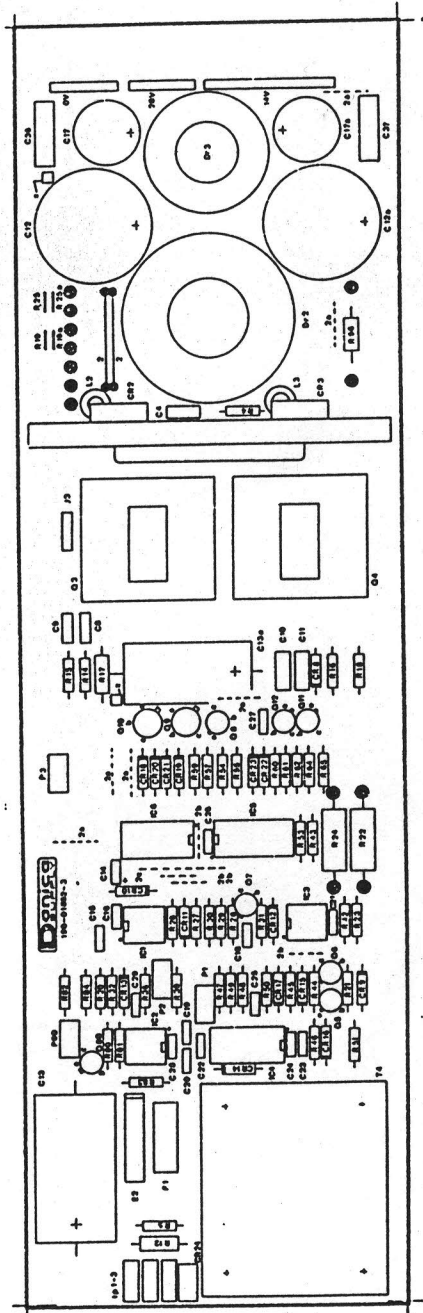


TPS 29D/220/14-15

27.11.87

Komponent layout/sekundær

Sag 190



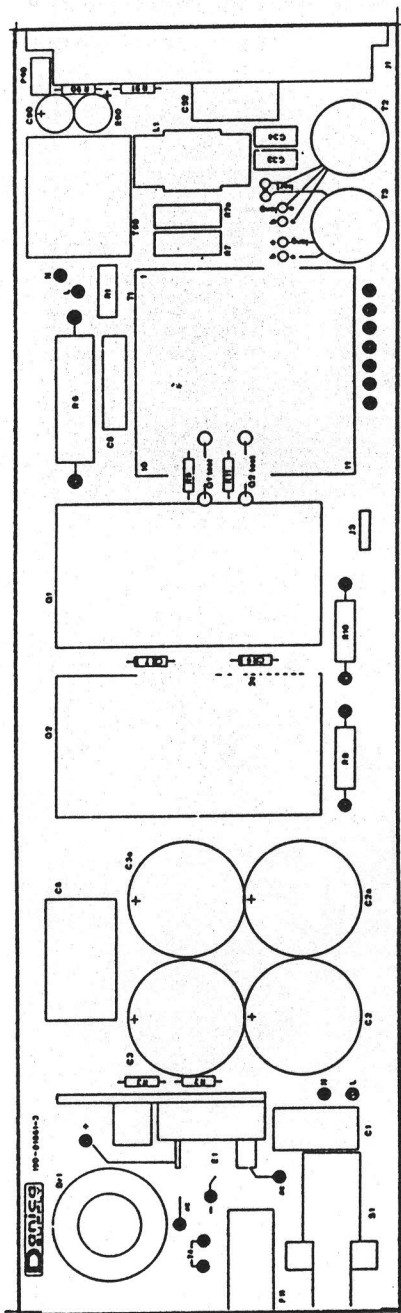


TPS 29D/220/14-15

27.11.87

Komponent layout/primær

Sag 190





TPS 29D/220/14-15

27.11.87

Test-procedure

Sag 190

Udgangsripple:

Det undersøges, hvor langt spændingerne til styrekredsløb og effekttrin kan reguleres ned før udgangsspændingen begynder at falde fra V_o ved fuld belastning ($I_{ud} = 10\text{ A}$ eller 15 A).

<u>E ripple</u>	:	
100 Hz	:	max. 50 mVp.p.
>100 Hz	:	max. 2 mVp.p.

Minimum indgangsspændinger:

Det undersøges, hvor langt spændingerne til styrekredsløb og effekttrin kan reguleres ned før udgangsspændingen begynder at falde fra V_o ved fuld belastning ($I_{ud} = 10\text{ A}$ eller 15 A).

$V_{C13}\text{ min}$:	21.8 V
$V_{C2,C3}\text{ min}$:	165 V.

Indstilling af strømbegrænser:

Strømforsyningen leveres generelt til 27 A, så strømbegrænseren indstilles ved justering af P2.

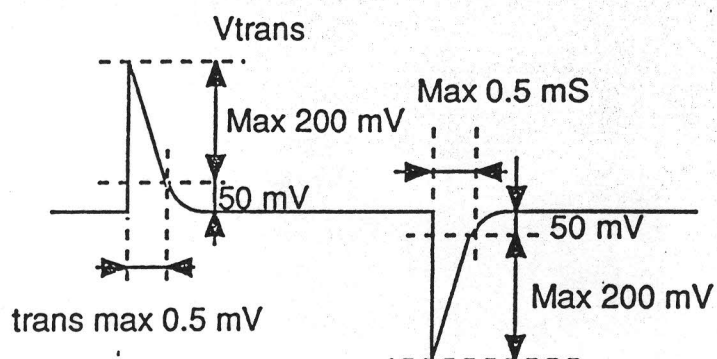
Den statiske belastningsafhængighed

Den statiske belastningsafhængighed måles ved at ændre strømmen fra 0.0 A til I_{\max} :

$$R_{ud} = \frac{\Delta E_{ud}}{\Delta I}$$

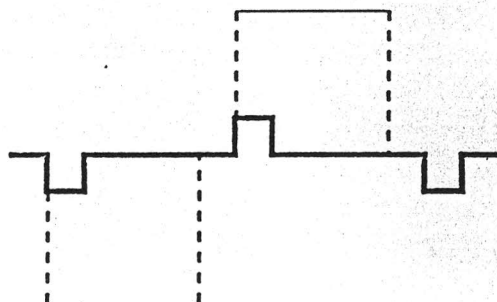
Transientresponse:

Transientresponse ved $I = 10\% - 100\%$ af I_{\max} .



Afprøvning af effektttrin sammen med styretrin
Igangsætning af effektttrin og måling af virkningsgrad:

Udgangen, terminalerne af C12, forbindes til en belastning på ca. 1 Ω i serie med et amperemeter (fuldt udslag 50 A). Indgangsterminalerne 1 og 2 forbindes til 5 stk. TPS 3e i serie med spændingen skruet ned til 0 V. Medens der skrues op for spændingen på TPS 3e'erne, langsomt sweep fra 0 - 300 V, iagttages V_{CE} på Q2.

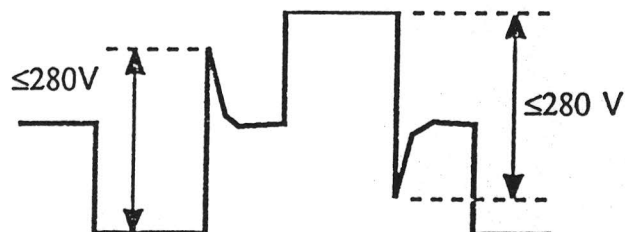


Selv med lav forsyningsspænding skal man kunne se den karakteristiske kurveform over Q2. Udgangsspændingen indstilles til V_{nom} og strømmen øges til I_{nom} . Såfremt strømbegrænseren forhindrer dette, justeres P2.

Nu måles virkningsgraden:

$$\eta = \frac{P_{ud}}{P_{ind}} \times 100 \%$$

Med $I_{ud} = I_{max}$ noteres oversvinget V_{CE} over Q2.

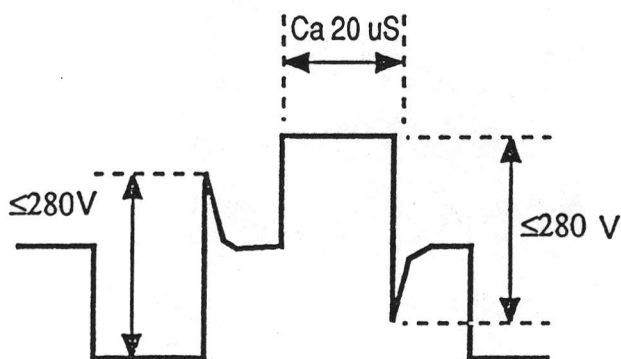


Kontrol af overspændingsbeskyttelsen :

Mens man iagttager signalerne på Q9 og Q10, forbindes terminalerne 7 og 10 til en laboratoriespændingsforsyning. Spændingen øges langsomt fra V_{nom} og opefter, indtil signalerne på Q9 og Q10 forsvinder.

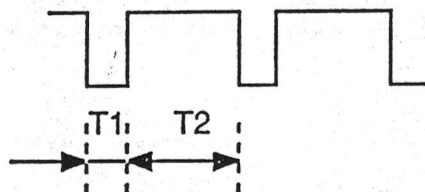
Kontrol af driverkredsløbet:

For at sikre, at effekttransistorerne Q1 og Q2 under alle omstændigheder får tilstrækkelig styring, måles basisstrømmen til Q1 ved at måle spændingen over en modstand på 0.5Ω indskudt mellem baserne og styretransformerne. Under målingen skal laboratorieforsyningen tilsluttet terminalerne 7 og 10 være indstillet på ca. 4 V, P1 skal være drejet i højre yderstilling, og spændingen over C13 skal være indstillet til 25 V. Under disse betingelser skal impulsbredden antage den maksimale værdi og energitilførslen til T2 og T3 vil antage den minimale værdi. Basisstrømmene I_{BQ1} og I_{BQ2} skal da se således ud:



Kontrol af oscillatorfrekvens og duty-cycle:

Oscillatorsignalet iagttages på kollektoren af Q7 med et oscilloskop.



Måleværdierne skal ligge inden for følgende grænser:

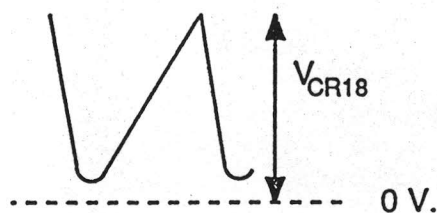
$$t_1 : 4.5 - 5.5 \mu\text{S}$$

$$t_2 : 18.5 - 21.5 \mu\text{S}$$

$$f = \frac{1}{t_1 + t_2} = 37.0 - 43.5 \text{ kHz.}$$

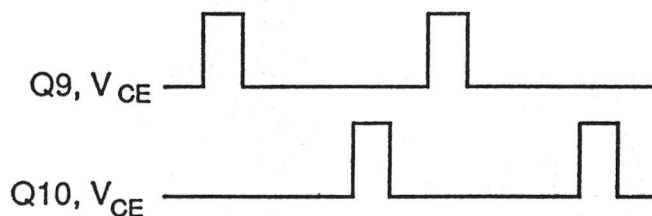
Kontrol af Rampespænding over C18:

Rampespændingen iagttages med oscilloscope ved anvendelse af probe i stilling 1:10. Med $V_{C13} = 30 \text{ V}$ skal rampespændingen ligge inden for grænserne $V_{C18} : 5.0 \text{ V} - 6.0 \text{ V}$.



Det undersøges nu om signalerne er nået frem til Q9 og Q10.

$$t = 1.5 - 3.0 \mu\text{S}$$



Impulsbredden skal være $1.5 \mu\text{S} - 3.0 \mu\text{S}$ som tegn på, at impulsbegrænserkredsløbet med CR15 fungerer når der ikke er spænding på senseterminalerne. P1 skal herunder være drejet i højre yderstilling.



TPS 29D/220/14-15

27.11.87

Test-procedure

Sag 190

Afprøvning af styrekredsløb, Testopst. 1Kontrol af forsyningsspændinger.

Printets terminaler 5-6 tilsluttes en laboratoriestrømforsyning (TPS 3e el. lign.). Spændingen reguleres langsomt op, samtidig iagttages spændingerne over zenerdioderne CR9 og CR10. Hvis spændingerne overstiger de tilladte niveauer udskiftes zenerdioderne før udgangsspændingen reguleres yderligere op. Spændingerne fra katoden af CR9 til -S (terminal 9) og fra katoden af CR10 til -S skal ligge inden for følgende værdier :

V_{C13}	V_{CR9}		V_{CR10}	
	Min.	Max.	Min.	Max.
23 - 25 V	11.8 V	13.5 V	4.8 V	5.2 V



TPS 29D/220/14-15

27.11.87

Beskrivelse

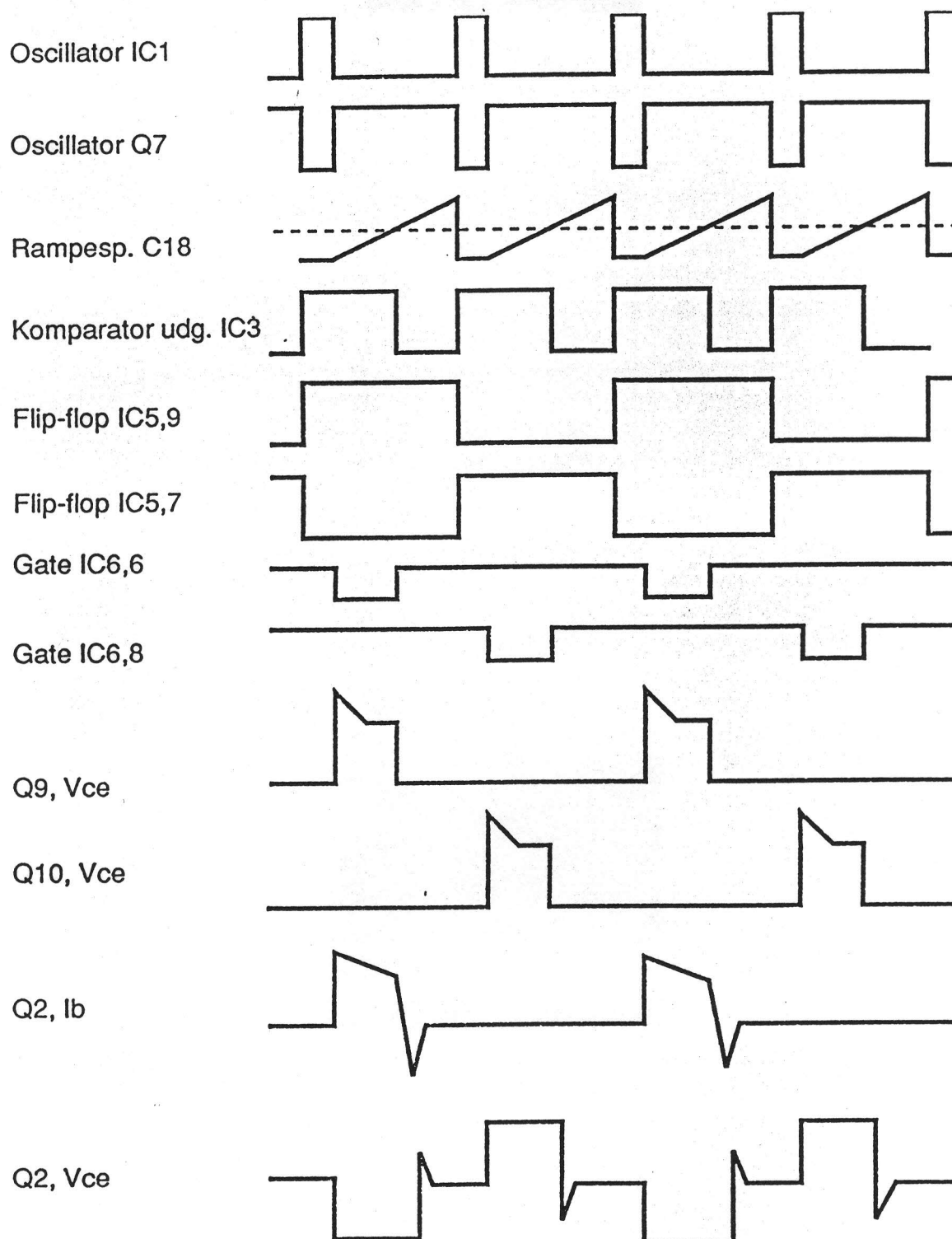
Sag 190

Under opstart blokerer Q5 og Q6 sammen med zenerdiode CR9 udgangsspændingen fra IC4. Der kommer altså ingen styring til effekttrinnet, før forsyningsspændingerne til styretrinnet har nået de rigtige værdier.

Overspændingsbeskyttelsen varetages af Q11 og Q12, der fungerer som en thyristorkobling, sammen med zener dioden CR22. Når udgangsspændingen overstiger V_{max} leder CR22 og Q11 og Q12 går "on". Via Q8 lægges indgangene 1 og 13 lavt på gatene. IC6 og styringen til effekttrinnet blokeres.

Transistorerne Q3 og Q4 fungerer som konstantstrømsgeneratorer. Når Q9 er "on" vil strømmens forøgelse i T3' s primærvikling være bestemt af forsyningsspændingen og primærselvinduktionen indtil strømmen når værdien givet ved Q4 med tilhørende komponenter R18 og CR8.

Fig. 3.



Oscillatoren IC1 - Q7 bestemmer switchfrekvensen FI. Den ene periode styrer Q1 i effekttrinnet, den efterfølgende periode styrer Q2. Dette sker ved at oscillatorsignalet gates sammen med Q og \bar{Q} signalet fra "flip-flop'en" IC5, som styres af oscillatoren. Udgangsspændingen fra IC4, der er proportional med fejlspændingen, sammenlignes med en rampespænding af komperatoren IC3. Rampespændingens frekvens er lig med oscillatorfrekvensen og synkron med denne. Se fig.2 og fig. 3 .

I den tid, rampespændingen er lavere end udgangsspændingen fra IC4, er komperatorudgangen høj. Dette signal gates sammen med "flip-flop"-ens" og oscilatorens udgangssignaler, hvorved gatens udgangssignaler på IC6,6 og IC6,8 kommer til at se ud som vist i impulsdiagrammet fig.3. Når gate-udgangen IC6,6 går lav, går Q9 "off". Den magnetiske energi, der i den forudgående tid er oplagret i T3 bliver nu frigivet så Q2 får tilført en basisstrøm som vist fig.3 I det øjeblik Q9 går "on" igen, skifter basisstrømmen til Q2 polaritet, og Q2 går "off". I næste oscillatorperiode er det IC6,8 der går lav, og man får et tilsvarende forløb som foran beskrevet.

Forstærkeren IC2 sammenligner spændingen over strømmålemodstanden R19 med V_{ref2} . Når VR19 overstiger V_{ref2} klampes udgangsspændingen på IC4 til en lavere værdi, hvorved impulsbredden på udgangen af komperatoren og strømimpulsen gennem Q1 og Q2 reduceres. Dette medfører en reduktion af udgangseffekten, hvilket igen betyder at udgangsspændingen V_{ud} vil falde.

Såfremt udgangsspændingen af en eller anden grund skulle overstige V_{max} vil den indbyggede overspændingsbeskyttelse via gatene holde Q9 og Q10 "on", så energioverførslen gennem Q1 og Q2 standses.

Detaller vedr. styrekredsløbet

Spændingsregulatoren IC4 er en CA 723 der har indbygget reference. Dioden CR15 klamper udgangsspændingen fra IC4 under opstart, hvorved impulsbredden på udgangen af IC3 holdes på en lav værdi. Impulsbredden vil så kunne øges, efterhånden som udgangsspændingen stiger. Dette kredsløb sikre sammen med strømbegrænseren en blød opstart af enheden, da strømbegrænseren også måler opladestrømmen til udgangskondensatoren C12.

Fig. 2. : Styretrin

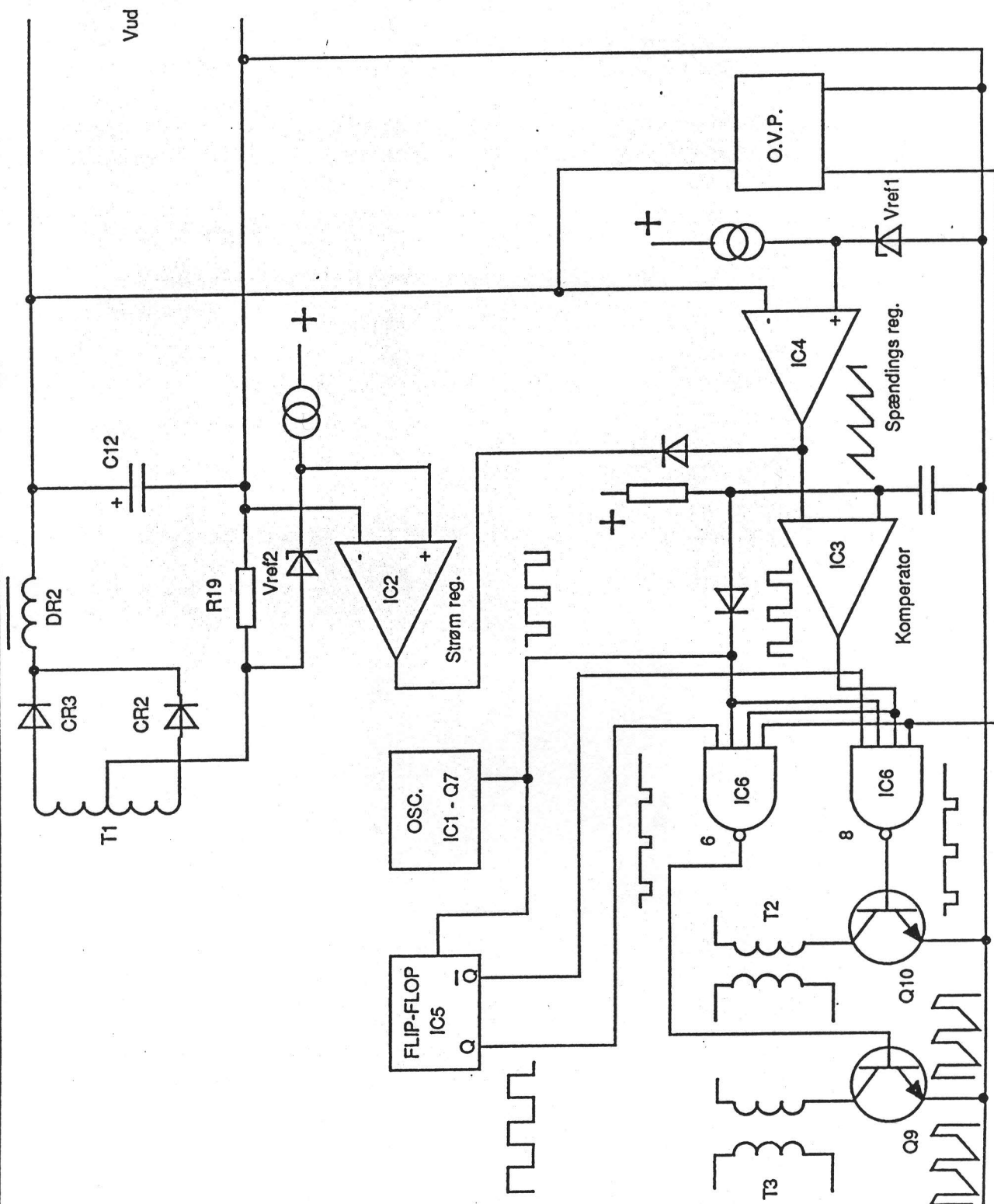
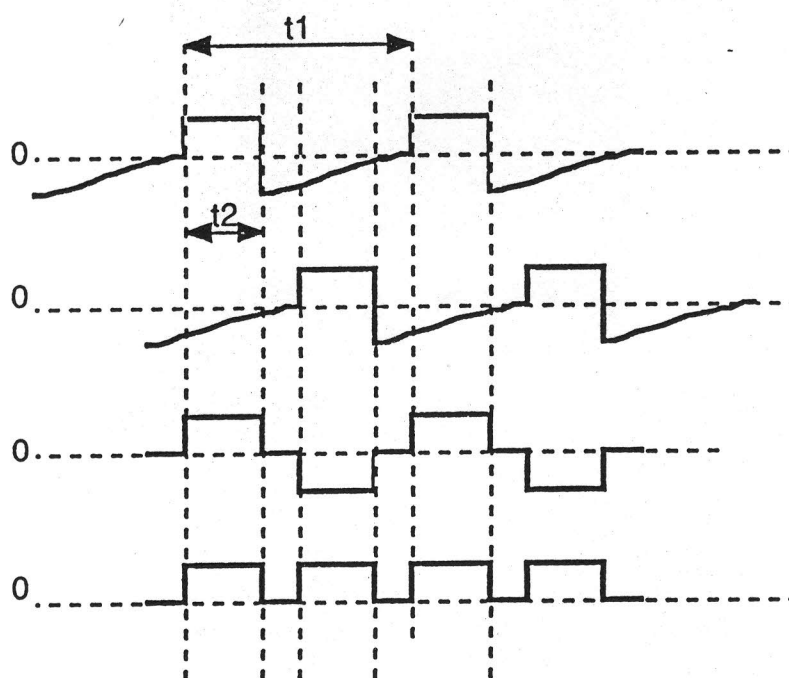
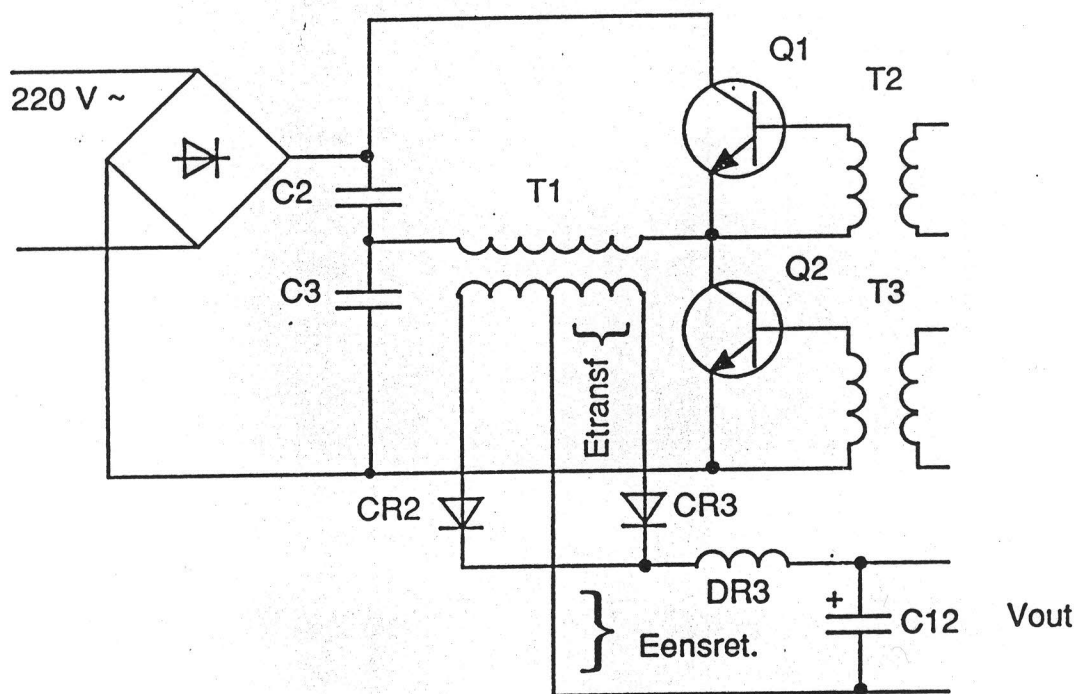


Fig. 1. : Regulator, effekttrin



Strømforsyningen er en såkaldt primærswitchende regulator, d.v.s. at netspændingen ensrettes og udglattes. Derefter "switcher" et impulsbreddemoduleret effekttrin DC-spændingen ved en frekvens på ca. 20 kHz, som herefter nedtransformeres i en siferrittransformer.

Effekttrinnet er en bro-kobling med transistorerne Q1 og Q2 i de to brogrene og kondensatorerne C2 og C3 i de andre to brogrene. Transformeren T1 er anbragt imellem de to brogrene. Fordelen ved denne opstilling er, dels at den maksimale spænding over transistorerne er lig med Batterispændingen V_B og ikke $2 \times V_B$ som i sædvanlige push-pull trin, dels at man får en bedre virkningsgrad i transformeren, der kun har en primærvikling som fører strømmen fra både Q1 og Q2 på skift. Q1 og Q2 får hver deres styresignal fra skilletransformerne T2 og T3.

Switchfrekvensen som er

$$f_1 = \frac{1}{t_1} = 20 \text{ kHz.}$$

er konstant, hvorimod ledetiden t_2 for transistorerne er afhængig af den energi, der ønskes overført. Er der ingen belastning på udgangen, vil t_2 være ganske ringe. Er belastning maksimal og netspændingen minimal, vil t_2 antage sin maksimale værdi som er beregnet til

$$t_2(\text{max}) = \frac{t_1}{2} - 5 \mu\text{S} = \frac{50}{2} - 5 = 20 \mu\text{S}$$

Der vil således forløbe mindst $5 \mu\text{S}$ fra det tidspunkt, hvor styringen fjernes fra Q1, til Q2 får styring. Dette er for ikke at risikere, at Q1 og Q2 skal komme til at lede samtidig selv ved maksimal "storage" og "fall-time". Skiftetiderne gøres kortest mulig ved at give Q1 og Q2 bakspænding i "off" perioderne, så "switch" tabene holdes på et minimum.

Sekundærspændingen på T1 dobbeltensrettes af dioderne CR2 og CR3, som er en speciel type med lav spænding i gennemgangsretningen.

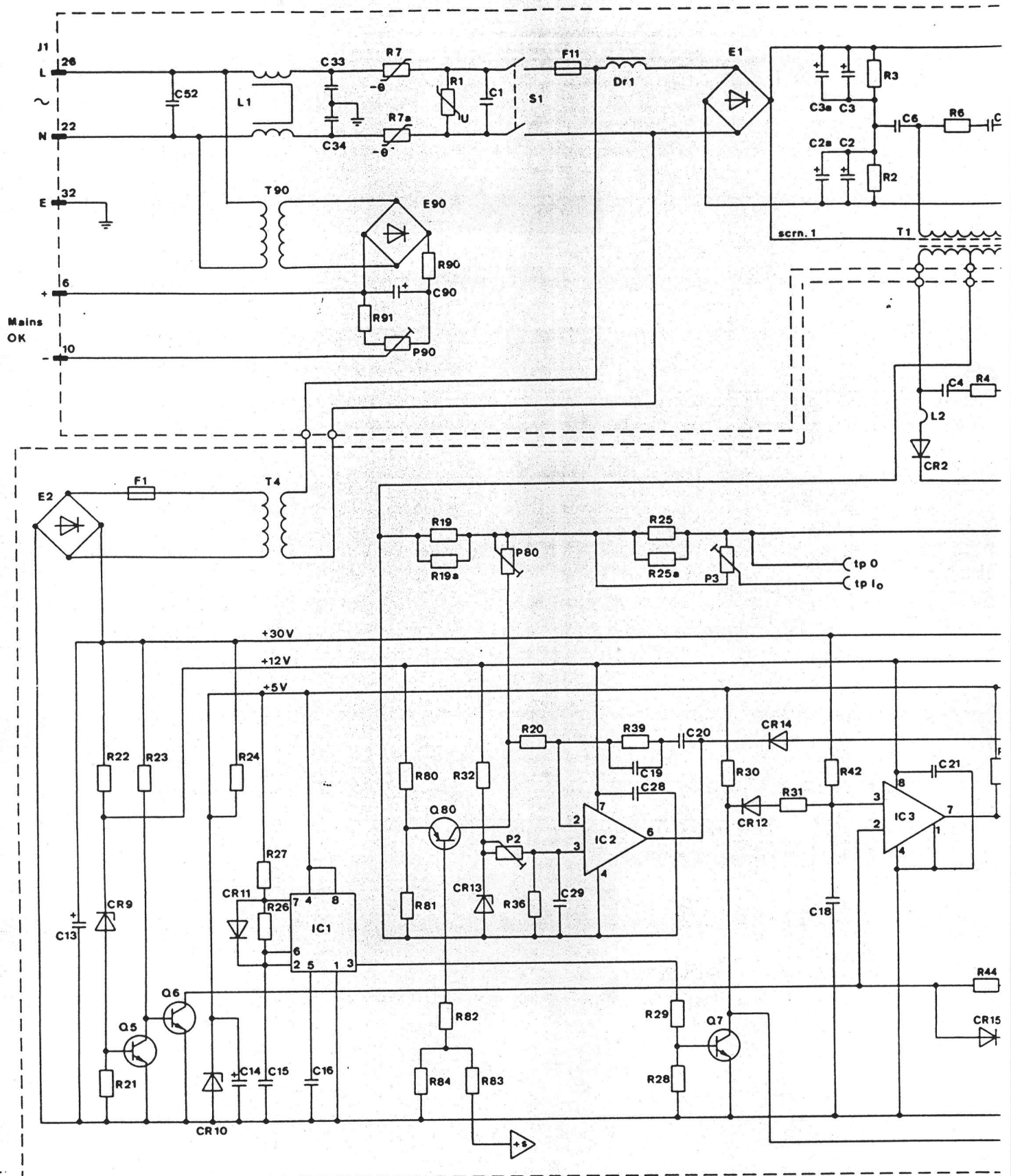
Styrettrinnet sammenholder udgangsspændingen med en referencespænding V_{ref1} og omsætter fejlspændingen ($V_{ref1} - V_{ud}$) til et impulsbreddemoduleret signal til styring af effekttrinnet.

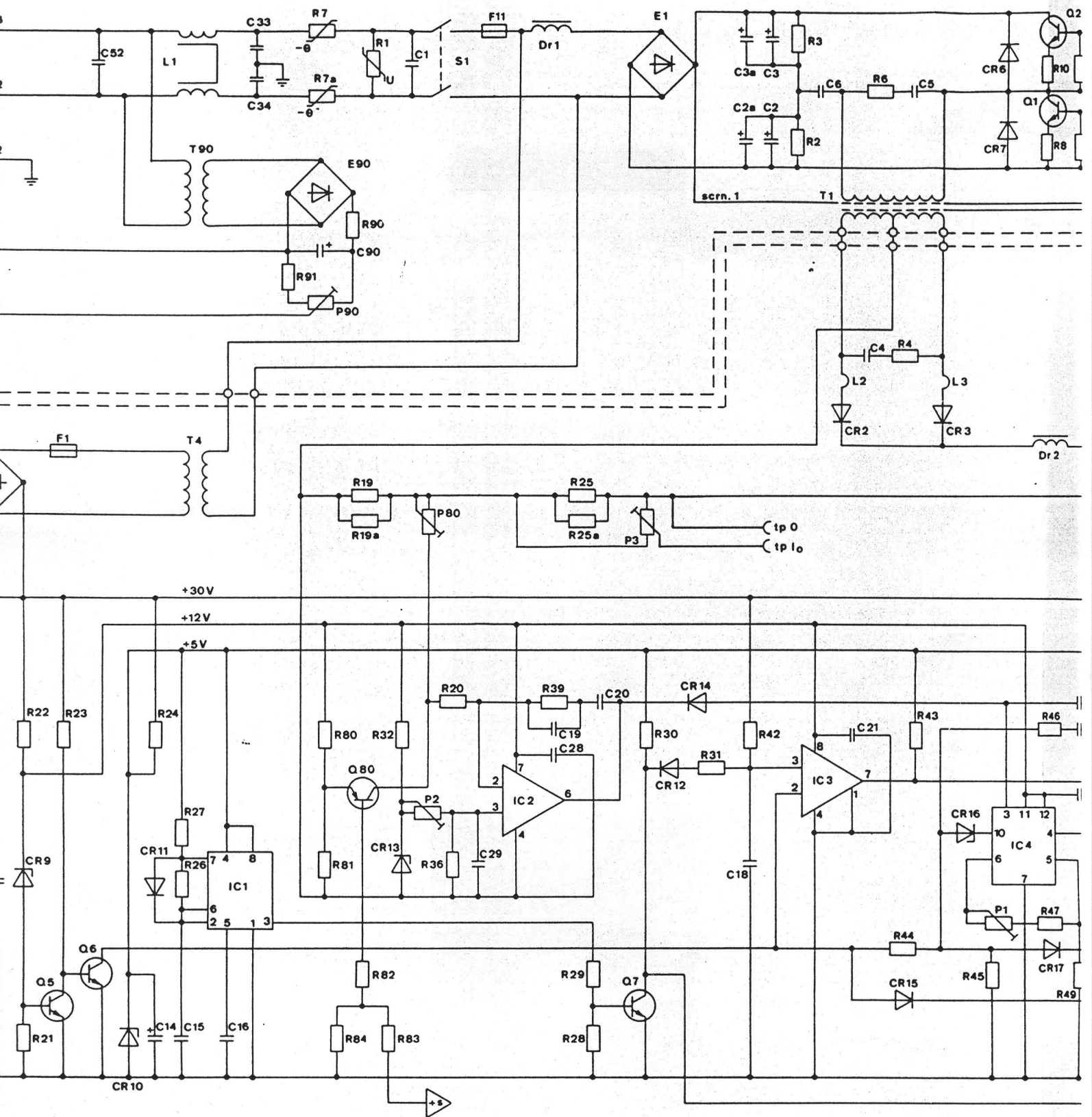
DAMM NMT900 BASE STATION SYSTEM

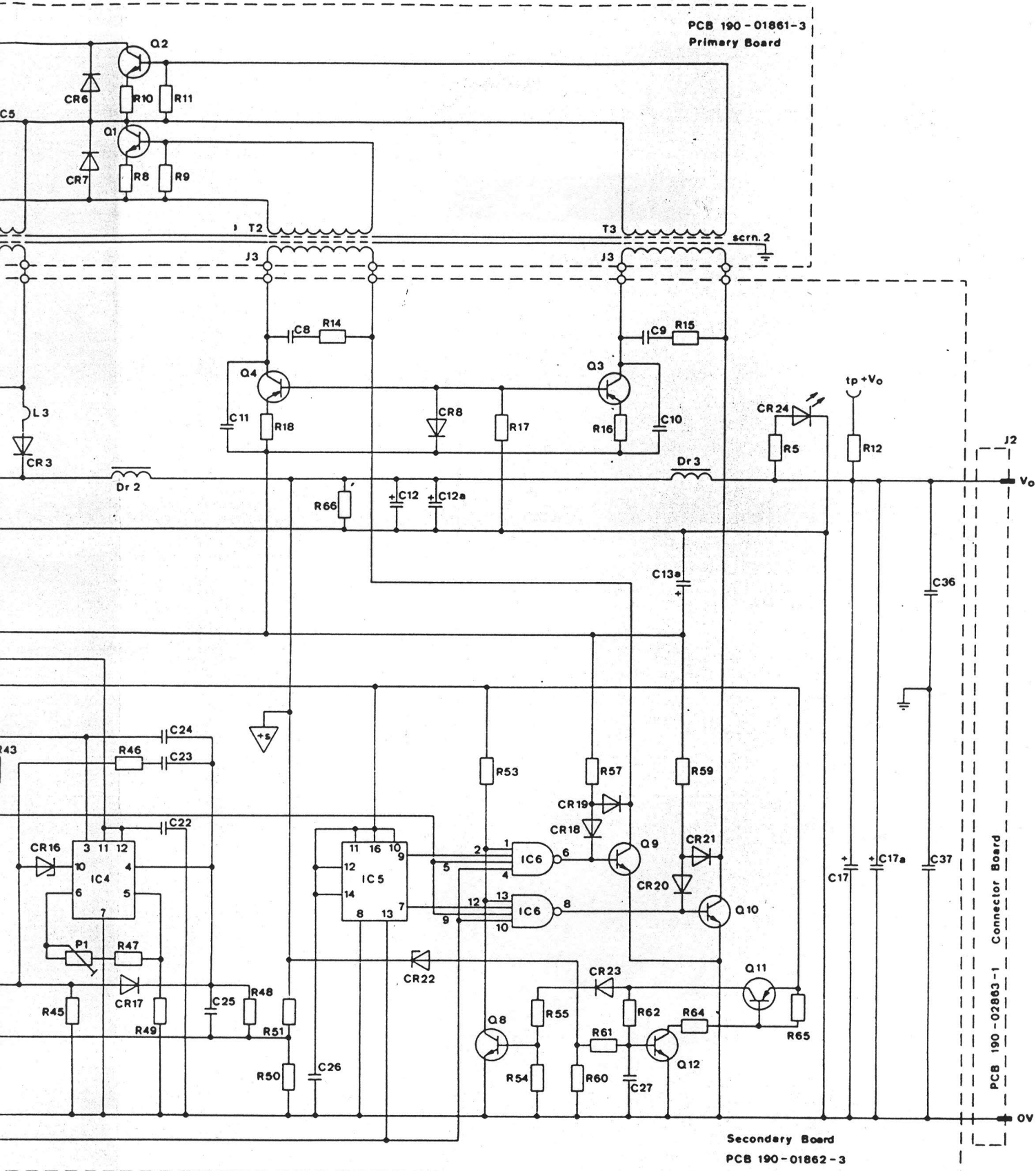
200005

PS928 POWER SUPPLY 28V









1. <i>1st-8th</i> Reconfigured 2. <i>1st-8th</i> 12x13 pin foot 3. <i>1st-8th</i> 12x13 pin foot (K4, 4g 5 standard)			Mktg Design Appr.	Date 11/11/81	Sign. [Signature]
TPS 29D			Revision 480-280888-2 No. 404.180.000.0 Drawing of		



TPS 29D/220/28-10

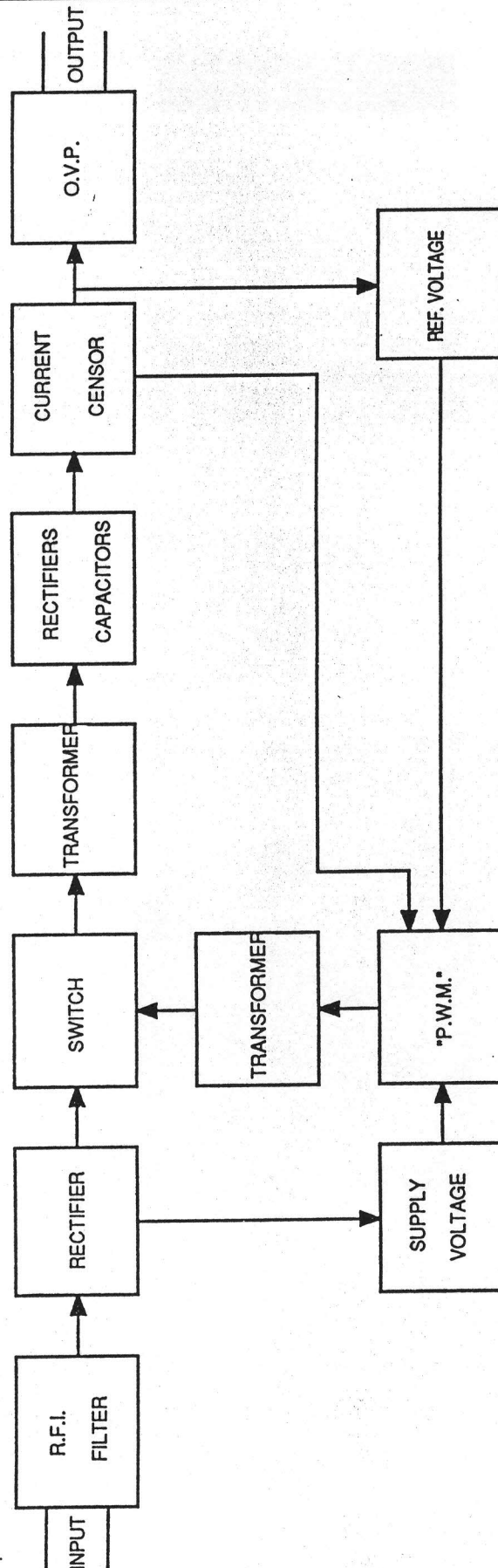
26.11.87

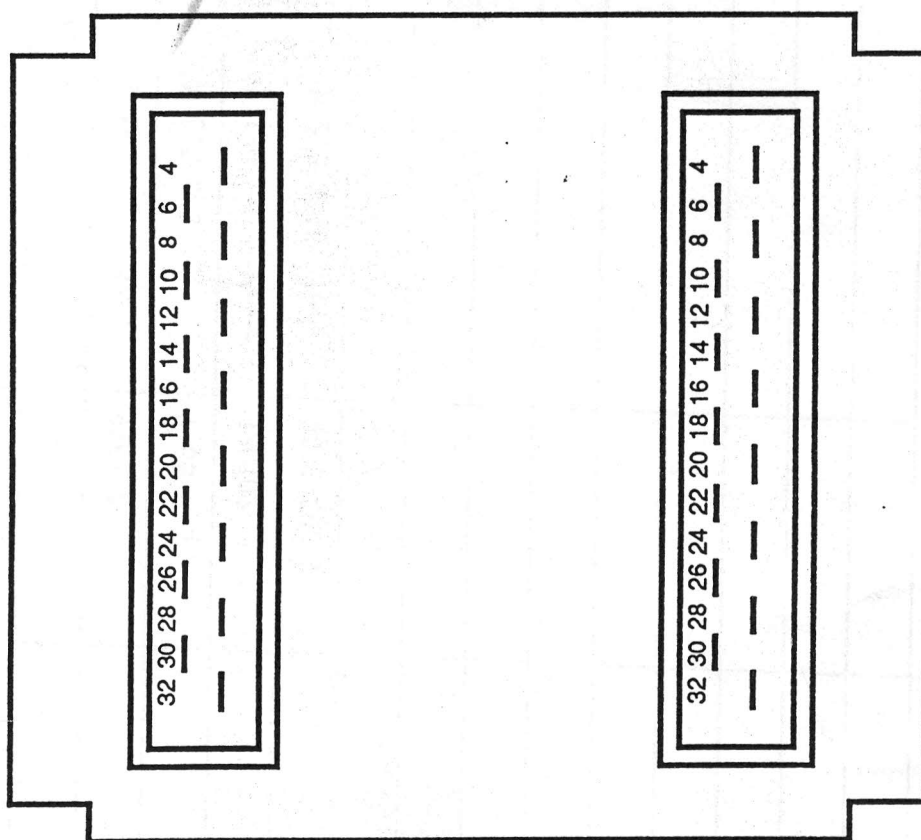
Specifikation

Sag 190

Input	:	220 V AC +/- 20 %, 50 Hz.
Output	:	14 V / 15 A Type 1. 28 V / 10 A Type 2.
Operating condition	:	Continuous with naturel convection.
Line regulation (Vin 165-275 V)	:	< 1 mV Type 1 & 2.
Load regulation	:	< 375 mV. Type 1. (load 3 - 15 A). < 275 mV. Type 2. (load 2 - 10 A).
Output ripple	:	80 mVp.p. Type 1. 100 mV p.p. Type 2.
noise	:	< 8 mV p.p. Type 1. < 15 mV p.p. Type 2.
Efficiency	:	Min. 80 %.
MTBF	:	Min. 50000 Hours.
Soft start	:	Build in.
Over voltage protection	:	Build in.
Current limiter	:	The power supplies are overload protected by use of a built-in electronic current limiter.
Temperature range	:	-10.....+70 Degrees of Centigrade.
R.F.I.	:	Below VDE 871 B.
Construction	:	Cassette 3HE 21 TE 345 mm depth.
Connection	:	Two DIN 41612 H15.
Front	:	Switch on/off. Fuse Power LED (Yellow) Metering jacks for current and voltage.

Isolation between input and output is min. 2.5 kV. DC.
Isolation between input and chassis is min. 2.5 kV. DC.
Isolation between output and chassis is min. 1.0 kV. DC.





Sekundær

Primær

0 V : ~~32~~-26-28-30-32

⊥ 32

~~28-30-32~~

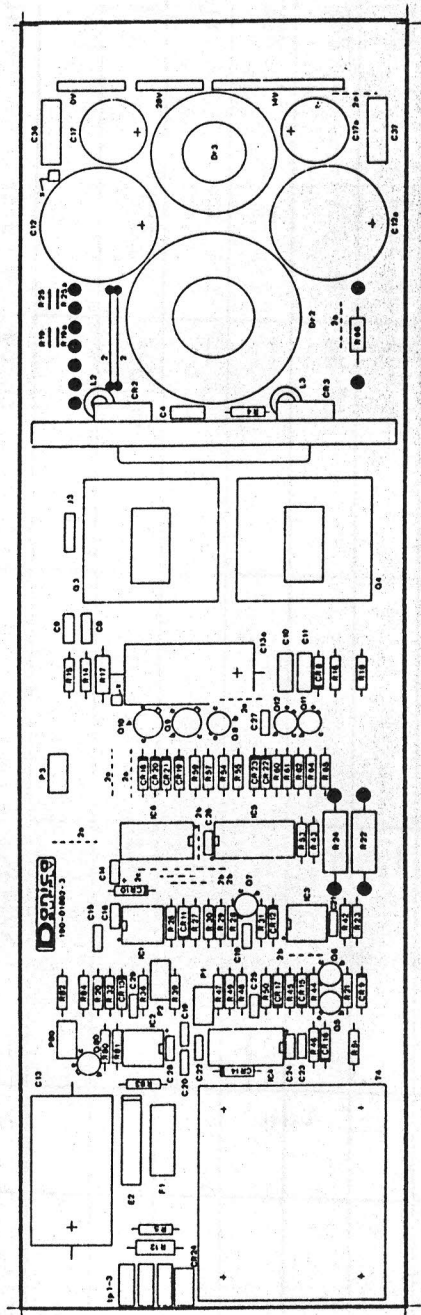
L 26

28 V : ~~28-30-32~~ 18-20-22-24

N 22

~~28-30-32~~

~~28-30-32~~





STYKLISTE

190-1004

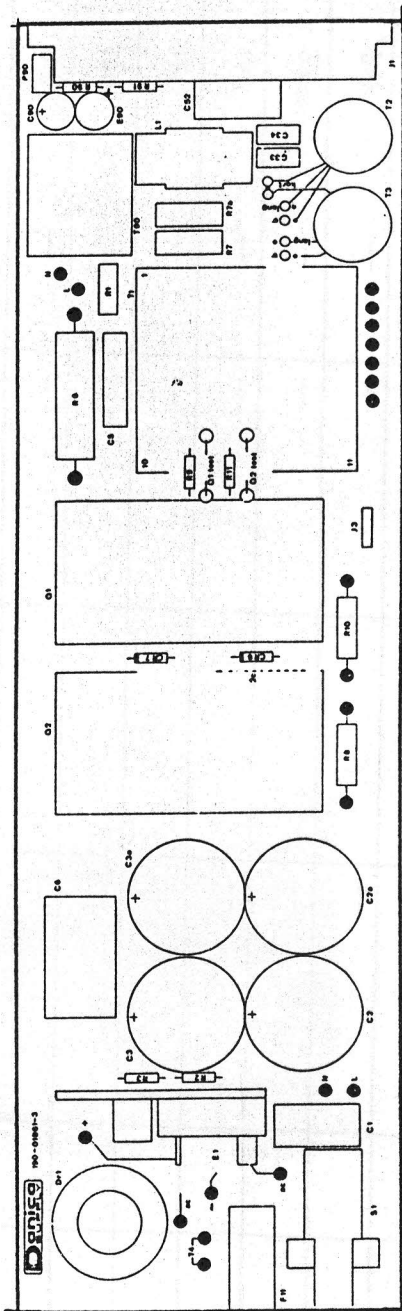
dato 13.07.87

blad 12 af 25

Stykliste for: monteret print 190-01862-3 sekunder

benyttes i : TPS 29 D In 220V AC out 28V DC / 10A

stk.	REF.	Beskrivelse	Leverandør type	Danica type no	Fabrikat	pris	mangler	taget frå	res.
1	R4	modstand 22R	0.25 W	SFR 25	Philips				
1	R5	2k7	0.5 W	SFR 25 H	---				
1	R12	modstand 1k	1.6 W	PR 37	Philips				
1	R14	modstand 1k	0.25 W	SFR 25	Philips				
1	R15	1k	---	---	---				
1	R16	33R	---	---	---				
1	R17	2k2	1.6 W	PR 37	---				
1	R18	33R	0.25 W	SFR 25	---				
1	R19	manganin ø 1 x 5		KL=15mm	1 perle				
1	R19a	ø 1 x 5		KL=15mm	1 perle				
1	R20	modstand 1k	0.25 W	SFR 25	Philips				
1	R21	680R	0.25 W	---	---				
1	R22	560R	5.00 W	AC 05	---				
1	R23	10k	0.25 W	SFR 25	---				





STYKLISTE

190-1004

dato 13.07.87
blad 13 af 25

Stykliste for: monteret print 190-01862-3 sekundær

benyttes i : TPS 29 D In 220V AC out 28V DC / 10A

stk.	REF.	Beskrivelse	Leverandør type	Danica type no	Fabrikat	pris	mangler	taget frå	res.
1	R24	modstand 560R 5.00 W	AC 05		Philips				
1	R25	--- manganin ø 1 x 5	KL = 15 mm						
1	R25a	--- --- ø 1 x 5	KL = 15 mm						
1	R26	--- 1% 10k2 0.25 W	MR 25		Philips				
1	R27	--- 1% 1k33 ---	---		---				
1	R28	--- 470R ---	SFR 25		---				
1	R29	--- 1k ---	---		---				
1	R30	--- 4k7 ---	---		---				
1	R31	--- 220R ---	---		---				
1	R32	--- 2k2 ---	---		---				
1	R36	modstand 56R 0.25 W	SFR 25		Philips				
1	R39	modstand 68k 0.25 W	SFR 25		Philips				
1	R42	modstand 39k 0.25 W	SFR 25		Philips				



TPS 29D/220/28-10

26.11.87

Test-procedure

Sag 190

Udgangsripple:

Det undersøges, hvor langt spændingerne til styrekredsløb og effekttrin kan reguleres ned før udgangsspændingen begynder at falde fra V_o ved fuld belastning ($I_{ud} = 10\text{ A}$ eller 15 A).

<u>E ripple</u>	:	
100 Hz	:	max. 50 mVp.p.
>100 Hz	:	max. 2 mVp.p.

Minimum indgangsspændinger :

Det undersøges, hvor langt spændingerne til styrekredsløb og effekttrin kan reguleres ned før udgangsspændingen begynder at falde fra V_o ved fuld belastning ($I_{ud} = 10\text{ A}$ eller 15 A).

$V_{C13}\text{ min}$:	21.8 V
$V_{C2,C3}\text{ min}$:	165 V.



STYKLISTE

190-1004

dato 13.07.87

blad 14 af 25

Stykliste for: monteret print 190-01862-3 sekunder

benyttes i : TPS 29 D In 220V AC out 28V DC / 10A

stk.	REF.	Beskrivelse	Leverandør type	Danica type no	Fabrikat	pris	mangler	taget frå	res.
1	R43	modstand 4k7 0.25 W	SFR 25		Philips				
1	R44	-- 22k --	--		--				
1	R45	-- 4k7 --	--		--				
1	R46	-- 100k --	--		--				
1	R47	-- 5k6 --	--		--				
1	R48	-- 10k --	--		--				
1	R49	-- 1% 18k2 --	MR 25		--				
1	R50	-- 1% 1k91 --	--		--				
1	R51	-- 1% 9k76 --	--		--				
1	R53	modstand 4k7 0.25 W	SFR 25		Philips				
1	R54	-- 3k3 0.25 W	--		--				
1	R55	-- 10k --	--		--				
1	R57	modstand 1% 3k48 0.25 W	MR 25		Philips				
	R58	ikke monteret							

Indstilling af strømbegrænser:

Strømforsyningen leveres generelt til 27 A, så strømbegrænseren indstilles ved justering af P2.

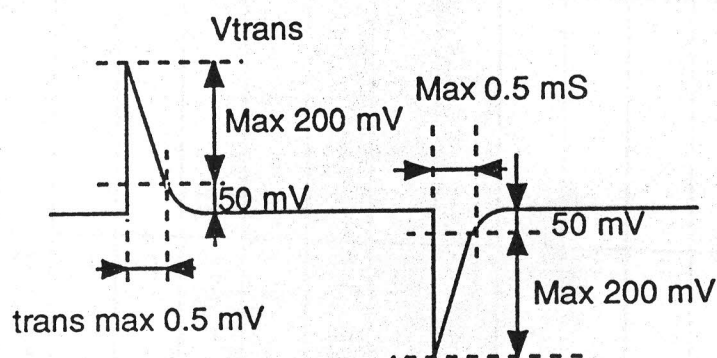
Den statiske belastningsafhængighed

Den statiske belastningsafhængighed måles ved at ændre strømmen fra 0.0 A til I_{\max} :

$$R_{ud} = \frac{\Delta E_{ud}}{\Delta I}$$

Transientresponse:

Transientresponse ved $I = 10\% - 100\%$ af I_{\max} .





STYKLISTE

190-1004

dato	14.07.87
------	----------

blad 15 af 25

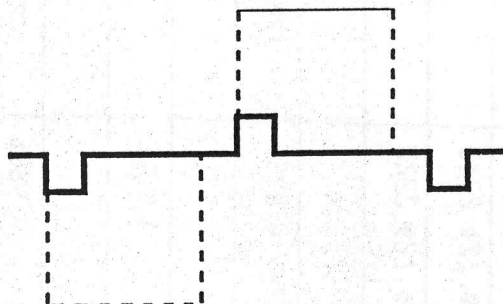
Styl 1 liste for: monteret print 190-01862-3 sekundær

benyttes i : TPS 29 D In 220V AC out 28V DC / 10A

[illegible]

Afprøvning af effektrin sammen med styretrin
Igangsætning af effektrin og måling af virkningsgrad:

Udgangen, terminalerne af C12, forbindes til en belastning på ca. 1Ω i serie med et amperemeter (fuldt udslag 50 A). Indgangsterminalerne 1 og 2 forbindes til 5 stk. TPS 3e i serie med spændingen skrues ned til 0 V. Medens der skrues op for spændingen på TPS 3e'erne, langsomt sweep fra 0 - 300 V, iagttages V_{CE} på Q2.

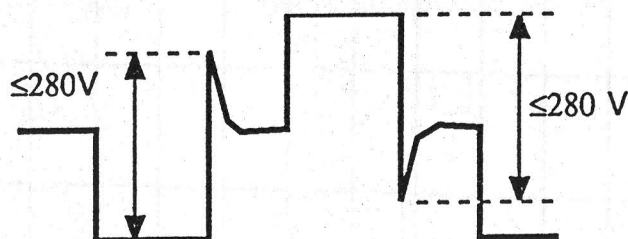


Selv med lav forsyningsspænding skal man kunne se den karakteristiske kurveform over Q2. Udgangsspændingen indstilles til V_{nom} og strømmen øges til I_{nom} . Såfremt strømbegrænseren forhindrer dette, justeres P2.

Nu måles virkningsgraden:

$$\eta = \frac{P_{ud}}{P_{ind}} \times 100 \%$$

Med $I_{ud} = I_{max}$ noteres oversvinget V_{CE} over Q2.





STYKLISTE

190-1004

dato 14.07.87

blad 16 af 25

Stykliste for: monteret print 190-01862-3 sekundær benyttes i : TPS 29 D In 220V AC out 28V DC / 10A

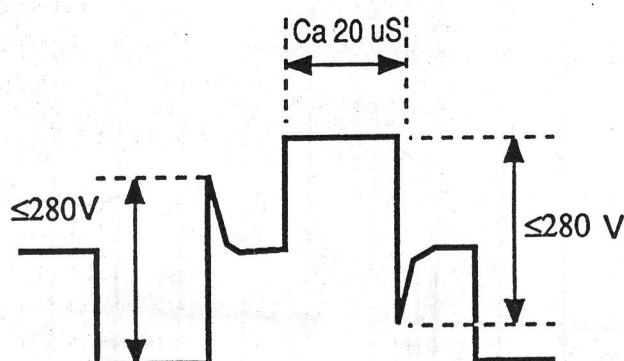
stk.	REF.	Beskrivelse	Leverandør type	Danica type no	Fabrikat	pris	mangler	taget frå	res.
1	P2	trimpot 10k 10dret	3386 V		Bourns				
1	P3	-- 100R --	3386 V		--				
1	P80	trimpot 200R	3386 V		Bourns				
1	C4	kond. 1n/400V MKT	B32520-A6102-k	lukket type	Siemens				
1	C8	kond. 470p/630V	2222 427 44701	styroflex	Philips				
1	C9	-- 470p/630V --	2222 427 44701	--	--				
1	C10	-- 100n/250V MKT	B32520-A3104-k	lukket type	Siemens				
1	C11	-- 100n/250V MKT	B32520-A3104-k	--	--				
1	C12	-- 2200u/50V	ECES IHG 222Q	ø 30.5 x 25	Panasonic				
1	C12a	-- 2200u/50V	ECES IHG 222Q	ø 30.5 x 25	--				
1	C13	-- aksial 1000u/40V	PEG 123		Rifa				
1	C13a	-- 470u/40V	PEG 123		--				
1	C14	kond. solid alu. 22u/10V	2222 122 54229		Philips				

Kontrol af overspændingsbeskyttelsen :

Mens man iagttager signalerne på Q9 og Q10, forbindes terminalerne 7 og 10 til en laboratoriespændingsforsyning. Spændingen øges langsomt fra V_{nom} og opetter, indtil signalerne på Q9 og Q10 forsvinder.

Kontrol af driverkredsløbet:

For at sikre, at effekttransistorerne Q1 og Q2 under alle omstændigheder får tilstrækkelig styring, måles basisstrømmen til Q1 ved at måle spændingen over en modstand på 0.5Ω indskudt mellem baserne og styretransformerne. Under målingen skal laboratorieforsyningen tilsluttet terminalerne 7 og 10 være indstillet på ca. 4 V, P1 skal være drejet i højre yderstilling, og spændingen over C13 skal være indstillet til 25 V. Under disse betingelser skal impulsbredden antage den maksimale værdi og energitilførslen til T2 og T3 vil antage den minimale værdi. Basisstrømmene I_{BQ1} og I_{BQ2} skal da se således ud:





STYKLISTE

190-1004

dato 14.07.87

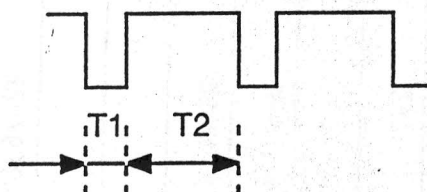
blad 17 af 25

Stykliste for: monteret print 190-01862-3 sekundær benyttes i : TPS 29 D In 220V AC out 28V DC / 10A

stk.	REF.	Beskrivelse	Leverandør type	Danica type no	Fabrikat	pris	mangler	taget frå	res.
1	C15	kond. 5% 2n7 styroflex	2222 427 42702		Philips				
1	C16	-- 10n/63V sib.	B37449-N6103-S2		Siemens				
1	C17	kond. el-lyt 470u/50V lodret	CESFM1H 471	ø 16 x 35.5	Marcon				
1	C17a	-- -- 470u/50V --	CESEM1H 471	--	--				
1	C18	kond. 5% 2n7 styroflex	2222 427 42702		Philips				
1	C19	-- ker. 470p/100V gu1	2222 630 19471		--				
1	C20	-- 10n/63V sib.	B37449-N6103-S2		Siemens				
1	C21	-- 22n/63V sib.	B37449-F6223-S2		--				
1	C22	-- 22n/63V sib.	B37449-F6223-S2		--				
1	C23	kond. ker. 220p/100V gu1	2222 630 19221		Philips				
1	C24	-- -- 150p/100V gu1	2222 630 19151		--				
1	C25	-- 22n/63V sib.	B37449-F6223-S2		Siemens				
1	C26	-- 22n/63V sib.	B37449-F6223-S2		--				
1	C27	-- 100n/63V sib.	B37449-F6104-S2		--				
1	C28	-- 22n/63V sib.	B37449-F6223-S2		--				
1	C29	-- 100n/63V sib.	B37449-F6104-S2		--				

Kontrol af oscillatorfrekvens og duty-cycle:

Oscillatorsignalet iagttages på kollektoren af Q7 med et oscilloskop.



Måleværdierne skal ligge inden for følgende grænser:

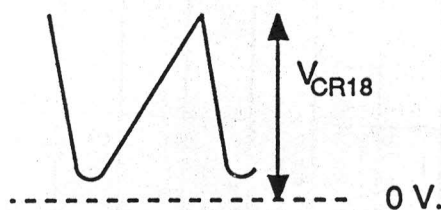
$$t_1 : 4.5 - 5.5 \mu S$$

$$t_2 : 18.5 - 21.5 \mu S$$

$$f = \frac{1}{t_1 + t_2} = 37.0 - 43.5 \text{ kHz.}$$

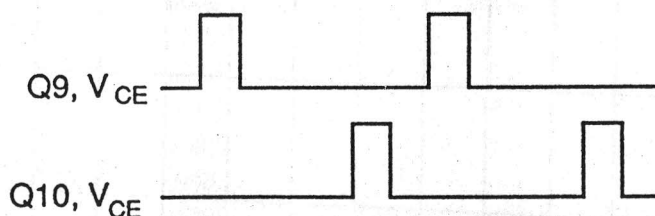
Kontrol af Rampespænding over C18:

Rampespændingen iagttages med oscilloscope ved anvendelse af probe i stilling 1:10. Med $V_{C13} = 30 \text{ V}$ skal rampespændingen ligge inden for grænserne $V_{C18} : 5.0 \text{ V} - 6.0 \text{ V}$.



Det undersøges nu om signalerne er nået frem til Q9 og Q10.

$$t = 1.5 - 3.0 \mu S$$



Impulsbredden skal være $1.5 \mu S - 3.0 \mu S$ som tegn på, at impulsbegrænserkredsløbet med CR15 fungerer når der ikke er spænding på senseterminalerne. P1 skal herunder være drejet i højre yderstilling.



STYKLISTE

190-1004

dato 14.07.87
blad 18 af 25

Stykliste for: monteret print 190-01862-3 sekunder benyttes i : TPS 29 D In 220V AC out 28V DC / 10A

stk.	REF.	Beskrivelse	Leverandør type	Danica type no	Fabrikat	pris	mangler	taget frå	res.
1	C36	kond. 20% 22n/630V	MKC-10		Wima				
1	C37	--- 20% 22n/630V	MKC-10		---				
1	CR2	diode DOP-3 isoleret hus	BYT 30 PI-300		CSF				
1	CR3	--- Dop-3 isoleret hus	BYT 30 PI-300		---				
1	CR8	zener 2V7 0.4 W	BZX 55C 2V7		AEG				
1	CR9	--- 12V 1.5 W	BZX 85 C 12V		---				
1	CR10	--- 2% 5V1 1.5 W	BZX 85 B 5V1 2%		---				
1	CR11	diode	1N4148						
1	CR12	---	1N4148						
1	CR13	zener 5V1 0.4 W	BZX 55 C 5V1		AEG				
1	CR14	diode	1N4148						
1	CR15	---	1N4148						
1	CR16	zener 4V7 0.4 W	BZX 55 C 4V7		AEG				



TPS 29D/220/28-10

26.11.87

Test-procedure

Sag 190

Afprøvning af styrekredsløb. Testopst. 1
Kontrol af forsyningsspændinger.

Printets terminaler 5-6 tilsluttes en laboratoriestrømforsyning (TPS 3e el. lign.). Spændingen reguleres langsomt op, samtidig iagttages spændingerne over zenerdioderne CR9 og CR10. Hvis spændingerne overstiger de tilladte niveauer udskiftes zenerdioderne før udgangsspændingen reguleres yderligere op. Spændingerne fra katoden af CR9 til -S (terminal 9) og fra katoden af CR10 til -S skal ligge inden for følgende værdier :

V_{C13}	V_{CR9}		V_{CR10}	
	Min.	Max.	Min.	Max.
23 - 25 V	11.8 V	13.5 V	4.8 V	5.2 V



STYKLISTE

190-1004

dato 14.07.87

blad 19 af 25

Styklister for: monteret print 190-01862-3 sekundær benyttes i : TPS 29 D In 220V AC out 28V DC / 10A

stk.	REF.	Beskrivelse	Leverandør type	Danica type no	Fabrikat	pris	mangler	taget frå	res.
1	CR17	diode	1N4148						
1	CR18	--	1N4148						
1	CR19	--	BAV 21						
1	CR20	--	1N4148						
1	CR21	--	BAV 21						
1	CR22	zener 36V 1.5 W	BZX 85 C 36V		AEG				
1	CR23	diode	1N4148						
1	CR24	lysdiode i hus gul	PBL 035 7024		Shurter				
1	Q3	transistor	TO-220 D45 H11						
1	Q4	--	TO-220 D45 H11						
1	Q5	--	TO-18 2N2222A						
1	Q6	--	TO-18 2N2222A						
1	Q7	--	TO-18 2N2222A						
1	Q8	--	TO-18 2N2222A						
1	Q9	--	TO-39 BSW 67		SGS				



TPS 29D/220/28-10

26.11.87

Beskrivelse

Sag 190

Under opstart blokerer Q5 og Q6 sammen med zenerdiode CR9 udgangsspændingen fra IC4. Der kommer altså ingen styring til effekttrinnet, før forsyningsspændingerne til styretrinnet har nået de rigtige værdier.

Overspændingsbeskyttelsen varetages af Q11 og Q12, der fungerer som en thyristorkobling, sammen med zenerdioden CR22. Når udgangsspændingen overstiger V_{\max} leder CR22 og Q11 og Q12 går "on". Via Q8 lægges indgangene 1 og 13 lavt på gatene. IC6 og styringen til effekttrinnet blokeres.

Transistorerne Q3 og Q4 fungerer som konstantstrømsgeneratorer. Når Q9 er "on" vil strømmens forøgelse i T3's primærvikling være bestemt af forsyningsspændingen og primærselelvinduktionen indtil strømmen når værdien givet ved Q4 med tilhørende komponenter R18 og CR8.



STYKLISTE

190-1004

dato 14.07.87

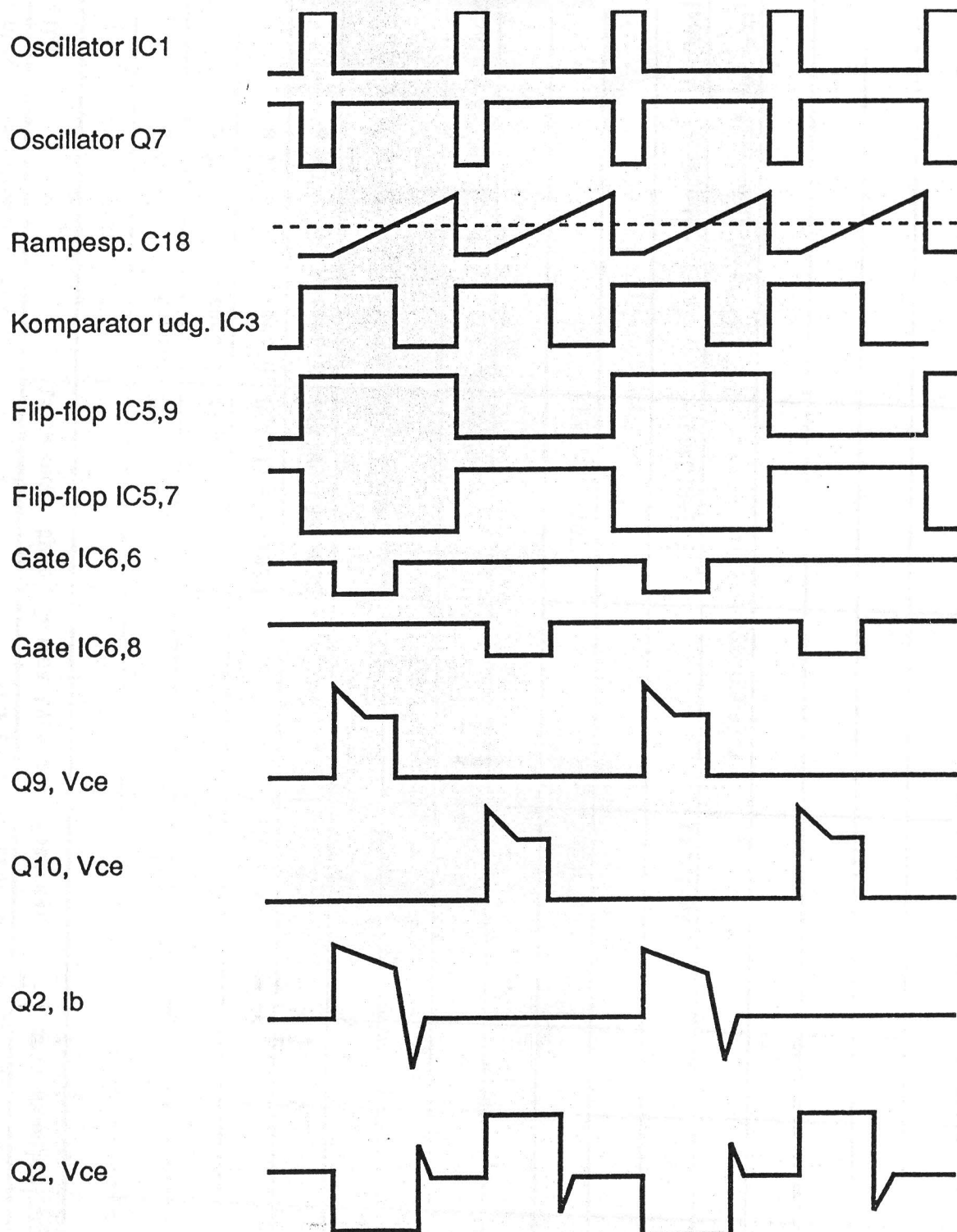
blad 20 af 25

Stykliste for: monteret print 190-01862-3 sekundær

benyttes i : TPS 29 D In 220V AC out 28V DC / 10A

stk.	REF.	Beskrivelse	Leverandør type	Danica type no	Fabrikat	pris	mangler	taget frå	res.
1	Q10	transistor	TO-39	BSW 67	SGS				
1	Q11	--	TO-18	2N2907 A					
1	Q12	--	TO-18	2N2222A					
1	Q80	transistor		2N2907 A					
1	IC1	timer		CA 555 / NE 555	RCA / SGS				
1	IC2	Bi-FET Op-amp		CA 3140	RCA				
1	IC3	komparator	TO-5	LM 211					
1	IC4	spændingsregulator		CA 723 CE	RCA				
1	IC5	dobbelt flip-flop		74 LS 112					
1	IC6	dobbelt 4-indgang nand-gate		7422					
1	E2	ensretterbro		B40 C 1500/1000	rektangler	Fagor/Siemens			
1	T4	transformer		DT 7869-1	190-028650	Dan-Trafo			

Fig. 3.



Oscillatoren IC1 - Q7 bestemmer switchfrekvensen FI. Den ene periode styrer Q1 i effekttrinnet, den efterfølgende periode styrer Q2. Dette sker ved at oscillatorsignalet gates sammen med Q og \bar{Q} signalet fra "flip-flop'en" IC5, som styres af oscillatoren. Udgangsspændingen fra IC4, der er proportional med fejlspændingen, sammenlignes med en rampespænding af komperatoren IC3. Rampespændingens frekvens er lig med oscillatorfrekvensen og synkron med denne. Se fig.2 og fig. 3 .

I den tid, rampespændingen er lavere end udgangsspændingen fra IC4, er komperatorudgangen høj. Dette signal gates sammen med "flip-flop - ens" og oscilatorens udgangssignaler, hvorved gatens udgangssignaler på IC6,6 og IC6,8 kommer til at se ud som vist i impulsdiagrammet fig.3. Når gate-udgangen IC6,6 går lav, går Q9 "off". Den magnetiske energi, der i den forudgående tid er oplagret i T3 bliver nu frigivet så Q2 får tilført en basisstrøm som vist fig.3 I det øjeblik Q9 går "on" igen, skifter basisstrømmen til Q2 polaritet, og Q2 går "off". I næste oscillatorperiode er det IC6,8 der går lav, og man får et tilsvarende forløb som foran beskrevet.

Forstærkeren IC2 sammenligner spændingen over strømmålemodstanden R19 med V_{ref2} . Når VR19 overstiger V_{ref2} klampes udgangsspændingen på IC4 til en lavere værdi, hvorved impulsbredden på udgangen af komperatoren og strømimpulsen gennem Q1 og Q2 reduceres. Dette medfører en reduktion af udgangseffekten, hvilket igen betyder at udgangsspændingen V_{ud} vil falde.

Såfremt udgangsspændingen af en eller anden grund skulle overstige V_{max} vil den indbyggede overspændingsbeskyttelse via gatene holde Q9 og Q10 "on", så energioverførslen gennem Q1 og Q2 standses.

Detaller vedr. styrekredsløbet

Spændingsregulatoren IC4 er en CA 723 der har indbygget reference. Dioden CR15 klamper udgangsspændingen fra IC4 under opstart, hvorved impulsbredden på udgangen af IC3 holdes på en lav værdi. Impulsbredden vil så kunne øges, efterhånden som udgangsspændingen stiger. Dette kredsløb sikre sammen med strømbegrænseren en blød opstart af enheden, da strømbegrænseren også måler opladestrømmen til udgangskondensatoren C12.

Fig. 2. : Styretrin

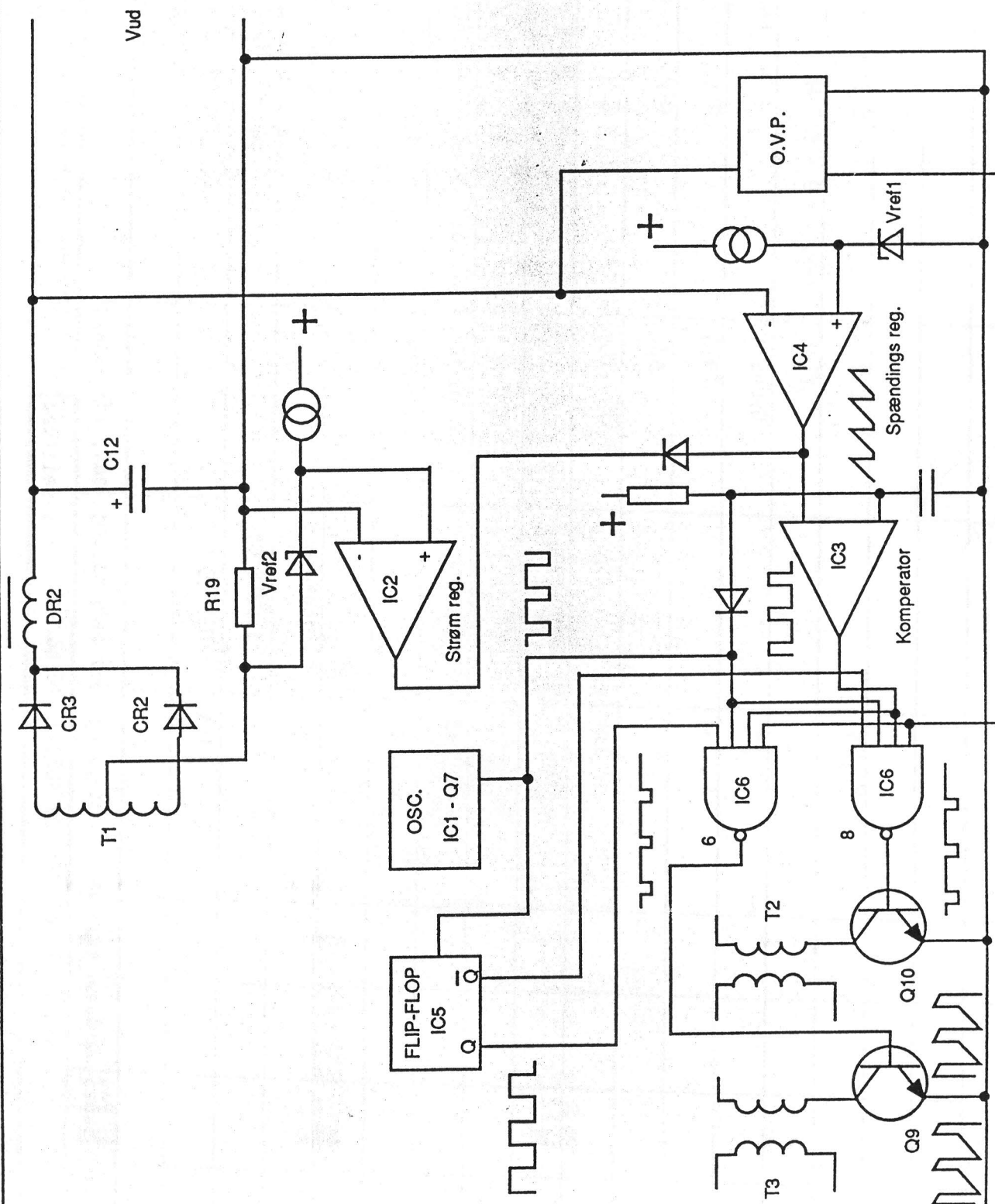
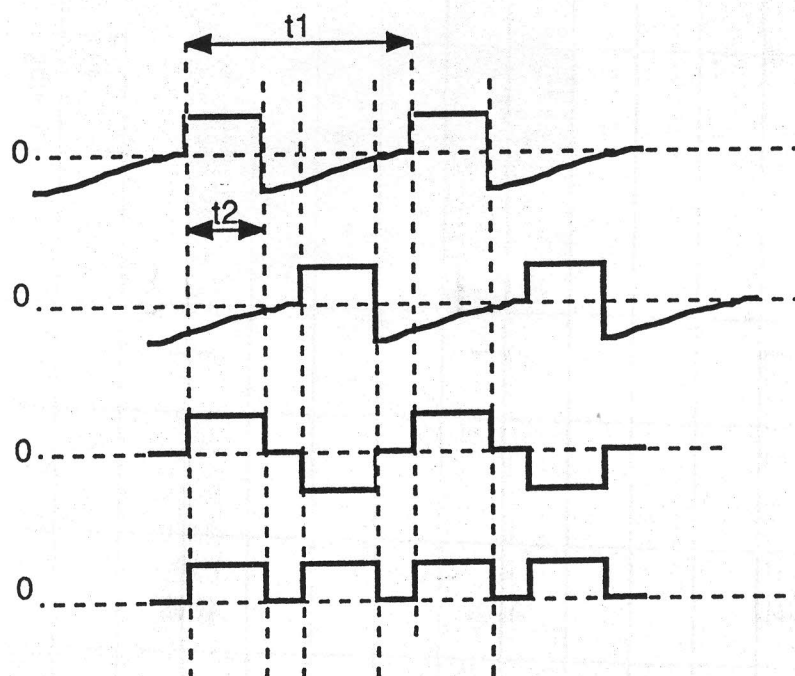
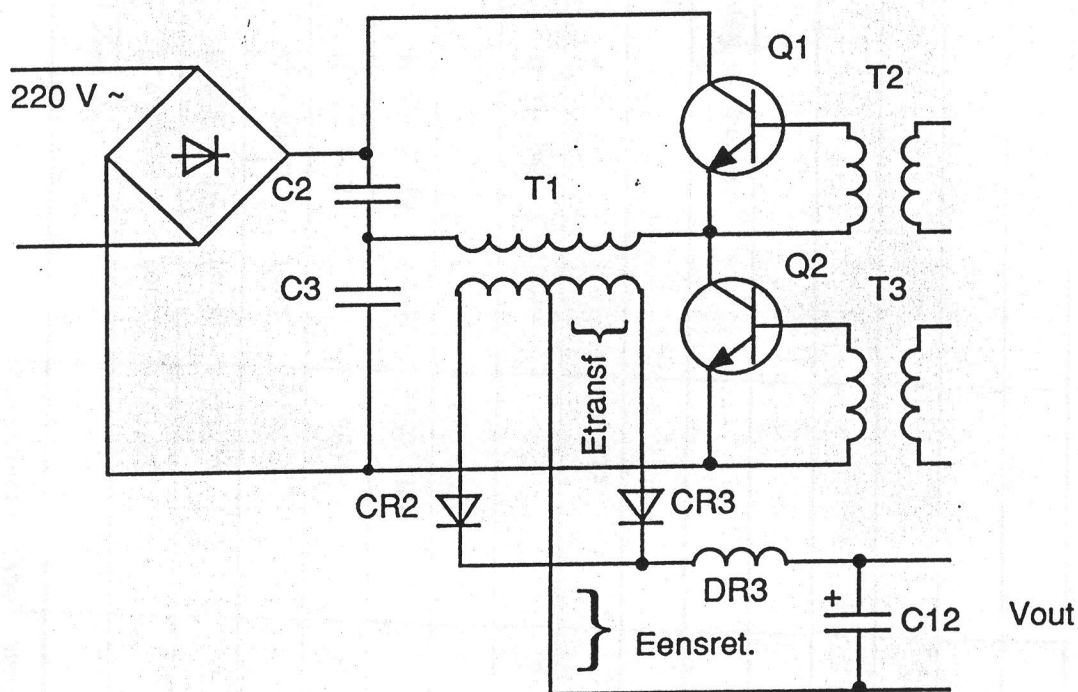
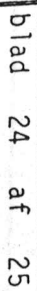


Fig. 1. : Regulator, effektttrin





benyttes i : TPS 29 D In 220V AC out 28V DC / 10A

[illegible]

Strømforsyningen er en såkaldt primærswitchende regulator, d.v.s. at netspændingen ensrettes og udglattes. Derefter "switcher" et impulsbreddemoduleret effekttrin DC-spændingen ved en frekvens på ca. 20 kHz, som herefter nedtransformeres i en sif-ferrittransformer.

Effekttrinnet er en bro-kobling med transistorerne Q1 og Q2 i de to brogrene og kondensatorerne C2 og C3 i de andre to brogrene. Transformeren T1 er anbragt imellem de to brogrene. Fordelen ved denne opstilling er, dels at den maksimale spænding over transistorerne er lig med Batterispændingen V_B og ikke $2 \times V_B$ som i sædvanlige push-pull trin, dels at man får en bedre virkningsgrad i transformeren, der kun har en primærvikling som fører strømmen fra både Q1 og Q2 på skift. Q1 og Q2 får hver deres styresignal fra skilletransformerne T2 og T3.

Switchfrekvensen som er

$$f_1 = \frac{1}{t_1} = 20 \text{ kHz.}$$

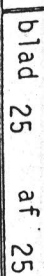
er konstant, hvorimod ledetiden t_2 for transistorerne er afhængig af den energi, der ønskes overført. Er der ingen belastning på udgangen, vil t_2 være ganske ringe. Er belastning maksimal og netspændingen minimal, vil t_2 antage sin maksimale værdi som er beregnet til

$$t_2(\text{max}) = \frac{t_1}{2} - 5 \mu\text{S} = \frac{50}{2} - 5 = 20 \mu\text{S}$$

Der vil således forløbe mindst $5 \mu\text{S}$ fra det tidspunkt, hvor styringen fjernes fra Q1, til Q2 får styring. Dette er for ikke at risikere, at Q1 og Q2 skal komme til at lede samtidig selv ved maksimal "storage" og "fall-time". Skiftetiderne gøres kortest mulig ved at give Q1 og Q2 bakspænding i "off" perioderne, så "switch" tabene holdes på et minimum.

Sekundærspændingen på T1 dobbeltensrettes af dioderne CR2 og CR3, som er en speciel type med lav spænding i gennemgangsretningen.

Styrettrinnet sammenholder udgangsspændingen med en referencespænding V_{ref1} og omsætter fejlsændingen ($V_{ref1} - V_{ud}$) til et impulsbreddemoduleret signal til styring af effekttrinnet.



benyttes i : TPS 29 D In 220V AC out 28V DC / 10A

[illegible]

28V → 14V Mod

