

P

O

W

S

E

U

R

P

P

L

Y

Indholdsfortegnelse

1. Grundlæggende powersupply principper
 - 1-1 Transformer
 - 1-1 Ensretning
 - 1-4 Udglatning, filtrering
 - 1-7 Spændingsdobler
 - 1-8 Spændingsstabilisering
 - 1-9 Parallelregulator
 - 1-11 Serieregulator
 - 1-13 Sikringskredsløb
2. Switch-mode princippet
 - 2-1 Tiddeling
 - 2-2 Blokdiagram
 - 2-3 Pulsbreddemodulation, frekvensmodulation
 - 2-4 Filtrering
 - 2-4 Feed-forward-converter
 - 2-5 Fly-back-converter
3. Sekundær switch-mode
 - 3-1 Step-down-modul
 - 3-4 Pulsbreddemodulator
 - 3-6 Opstartkredsløb
 - 3-7 Strømbegrænser
 - 3-8 Filtrering
 - 3-10 Step-up-modul
 - 3-12 Diagram, step-down
 - 3-13 Diagram, step-up
 - 3-14 Datablad, Styrekreds, NE5561

4. Primær switch-mode
- 4-1 Blokdiagram
 - 4-1 Transformering
 - 4-2 Galvanisk adskillelse
 - 4-3 Filtrering
 - 4-3 Feed-forward-converter
 - 4-5 Fly-back-converter
 - 4-7 To-transistor-convertere
 - 4-9 Push-pull-converter
 - 4-10 Ripplefri converter
 - 4-13 Isoleret DC-DC-converter fra Powerbox
 - 4-14 Transformator
 - 4-15 Optisk kobling
 - 4-16 Pulsbreddemodulator
 - 4-17 Strømbegrænser
 - 4-18 Diagram, Powerbox DC-DC-converter
 - 4-19 Philips PE 1112/50
 - 4-19 Blokdiagram
 - 4-20 Netdel
 - 4-21 Switch-kredsløb
 - 4-22 Filter-kredsløb
 - 4-23 Styrekredsløb
 - 4-25 Driver-kredsløb
 - 4-26 Strømføler-kredsløb
 - 4-27 Kontrol-kredsløb
 - 4-29 Hjælpeforsyning
 - 4-30 Printtegning og komponentplacering

5. DC-DC konverter

5-1 Formål

5-2 Eksempler

6. Batterilader

6-1 Konstantstrømsgenerator

6-2 Eksempel 1

6-3 Eksempel 2, med ekstra kredsløb

6-4 Ladekredsløb

6-5 Overvågningskredsløb for ladestrøm

6-6 Overvågningskredsløb for lav batterispænding

6-7 Datablad, Serieregulator, LM317

6-14 Datablad, Shuntregulator, TL431

7. Støjproblemer

7-1 Udbredelse

7-1 EMI

7-2 Støjspændingstyper

7-2 Årsager til EMI

7-4 Bekæmpelse af EMI

7-4 Indgangsfilter

7-6 Udgangsfilter

7-8 Afskærmning

8. Komponenter

- 8-3 Bipolar transistor
- 8-4 Delay-tider
- 8-5 Begrænsning af delays
- 8-7 Strøm og spænding
- 8-7 SOA-karakteristik
- 8-9 RBSOA-karakteristik
- 8-10 RC-snobber-kredsløb
- 8-10 Field effekt transistor
- 8-11 Stige- og faldtider
- 8-12 SOA-karakteristik
- 8-13 Gate turn-off, GTO
- 8-15 Dioder
- 8-15 Spændingsfald
- 8-16 Recovery time
- 8-17 Spolen
- 8-17 Spolekerner
- 8-19 Kernens mætning
- 8-21 Hysteres
- 8-21 Hvirvelstrømme
- 8-22 Transformatoren
- 8-22 Kernemateriale
- 8-23 Kernens udformning
- 8-27 Datablad, Diode, BY229F
- 8-39 Datablad, Diode, BYV29F
- 8-48 Datablad, Schottky, BYV143
- 8-57 Datablad, Bipolar transistor, BUW12
- 8-65 Datablad, FET, BUZ80
- 8-72 Datablad, GTO, BT157

1. Grundlæggende powersupply-principper

Da næsten alt elektronisk udstyr skal forsynes med en DC-spænding, og en stor del af det tilsluttes lysnettet, er der naturligvis behov for et kredsløb, som kan omsætte lysnettets spænding og frekvens til jævnspænding; en spændingsforsyning eller powersupply. Ved en powersupply forstår man normalt et kredsløb tilsluttet 220V/50 Hz på indgangen, og med een eller flere DC-spændinger på udgangen. Undervejs er der sket følgende:

Transformerering

Ensretning

Udglatning og brumfiltrering

Spændingsstabilisering.

Transformerering.

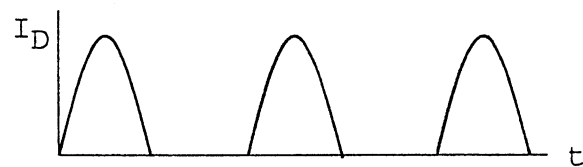
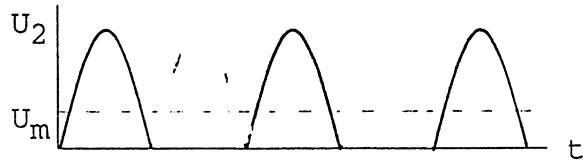
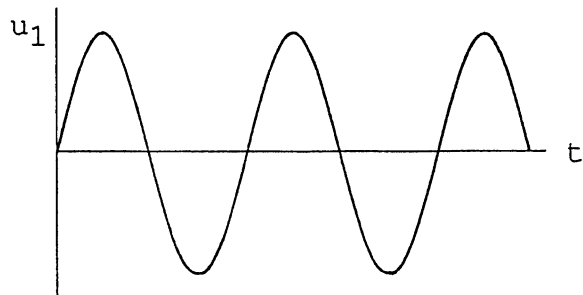
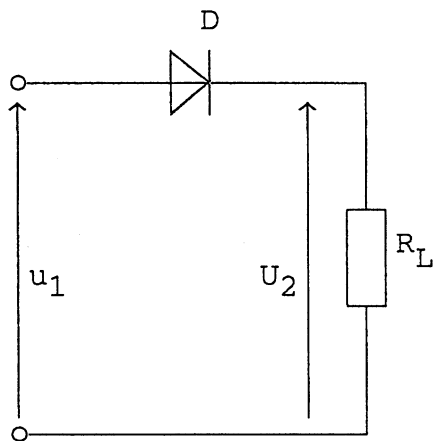
Transformereringen foregår i de lineære og i visse switch-mode powersupplies i en nettransformator, som omsætter netspændingen til een eller flere vekselspændinger af en størrelse, som er passende til den/de ønskede jævnspændinger.

I andre typer switch-mode-powersupplies sker transformereringen i forbindelse med stabiliseringen. Transformereringen foregår her ved en langt højere frekvens, og transformatoren er af en helt anderledes beskaffenhed.

Ensretning.

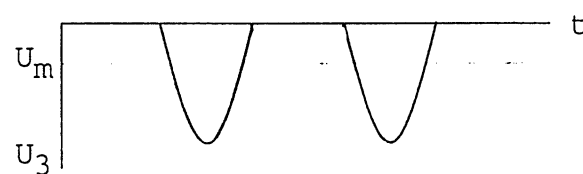
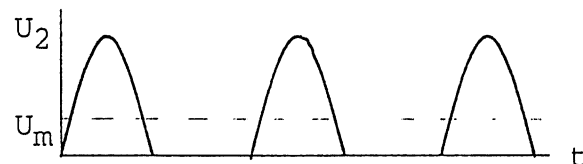
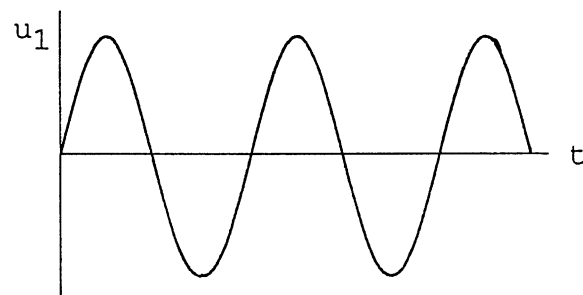
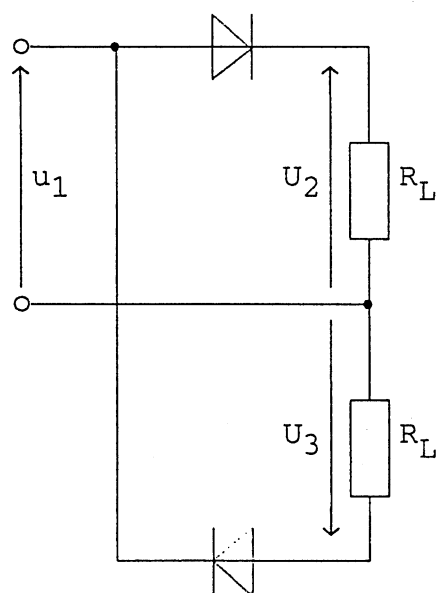
Enkeltensretning.

Ensretningen udføres alt efter behovet efter forskellige principper. Fælles for dem alle er dog, at dioden er den centrale komponent. Den simpleste form er enkeltensretningen, hvor een diode leder ved sinusspændingens ene halvperiode og spærre ved den anden. Man får så en pulserende jævnspænding og jævnstrøm, hvis polaritet er bestemt af hvordan dioden er vendt. Målt med et universalinstrument vil DC-spændingen være lig med AC-spændingens halve middelværdi, minus diodespændingsfaldet.



Enkelt ensretter.

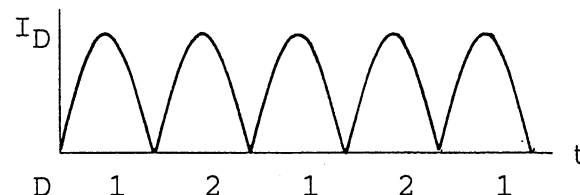
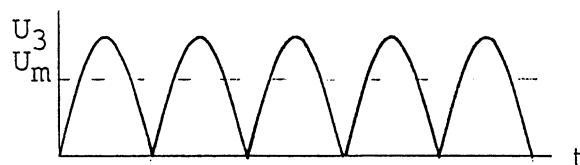
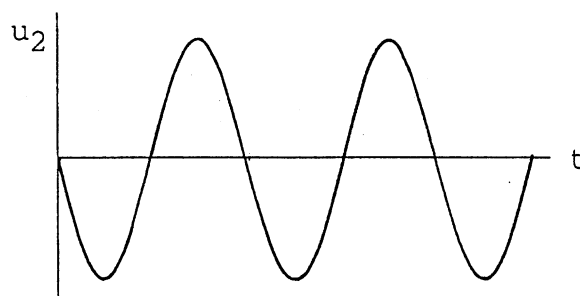
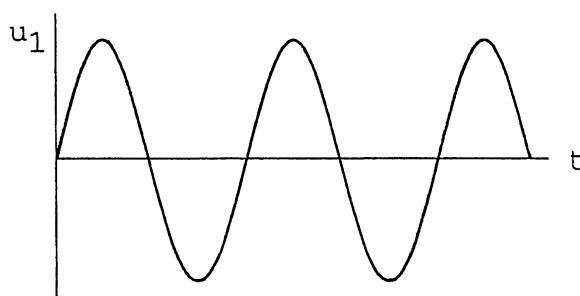
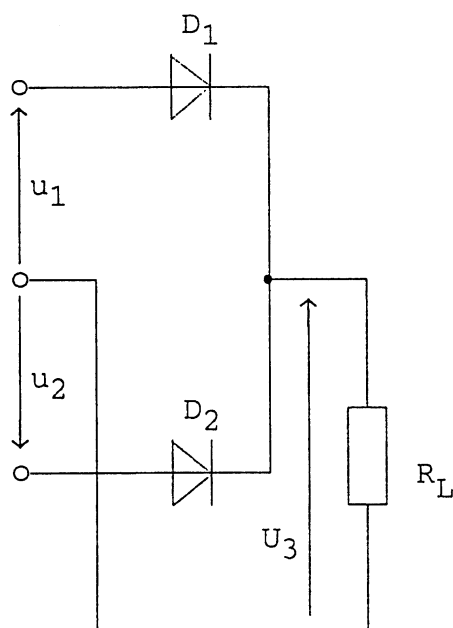
Ved anvendelse af to dioder kan man lave en nem og billig splitsupply med en positiv og en negativ spænding med fælles stel. DC-spændingerne er her ligeledes lig med AC-spændingens halve middelværdi, minus diodespændingsfaldet.



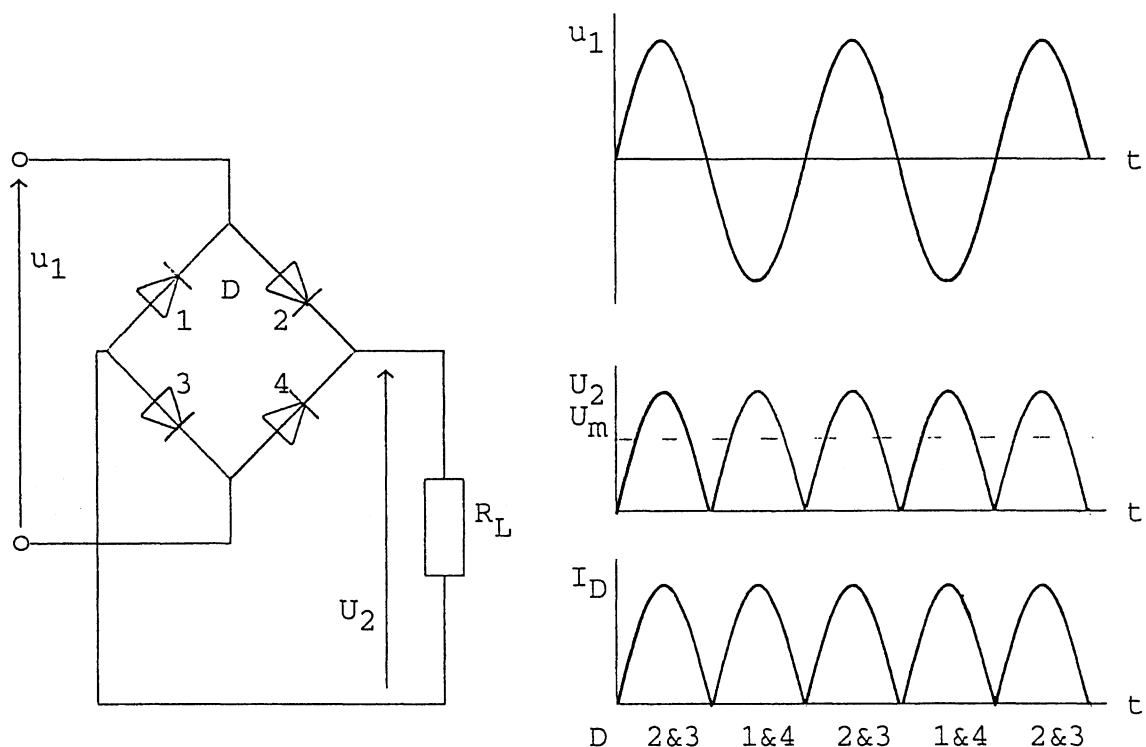
Splitsupply.

Dobbeltensretning.

Ved dobbeltensretning udnytter man begge sinuskurvens halvperioder. Det kan realiseres med en transformator med midtpunktsudtag og to dioder, også kaldet en modtakensretter, eller med fire dioder i en brokoblet ensretter. Metoden med den brokoblede ensretter har den ulempe, at strømmen skal igennem to dioder, hvilket fordobler diodespændingsfaldet. Med begge metoder får vi en pulserende DC-spænding, som målt med et universalinstrument, er lig med AC-spændingens middelværdi, minus diodespændingsfaldet. Brumspændingens frekvens er det dobbelte af netfrekvensen.



Modtakensretter.



Brokoblet ensretter.

Udglatning, brumfiltrering.

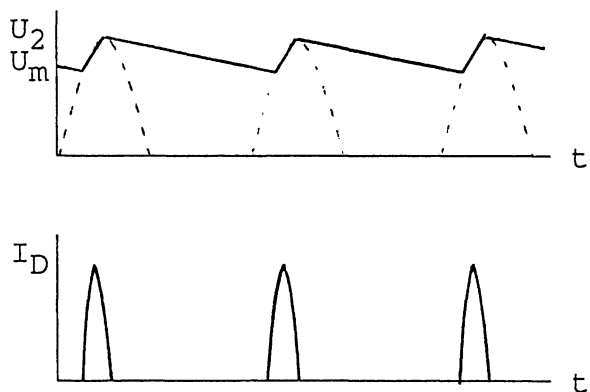
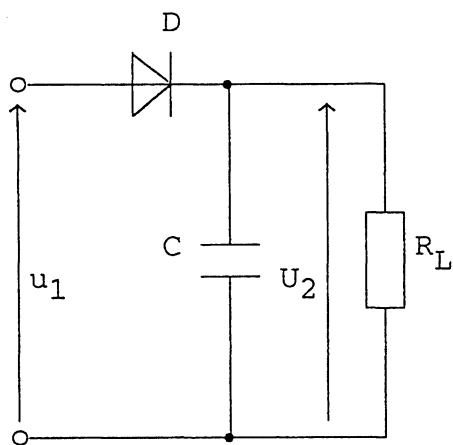
Ladekondensator.

Den pulserende DC-spænding skal udglattes for at kunne anvendes. Dette kan gøres med en ladekondensator, som oplades af strømstødene fra ensretteren og aflades af belastningen.

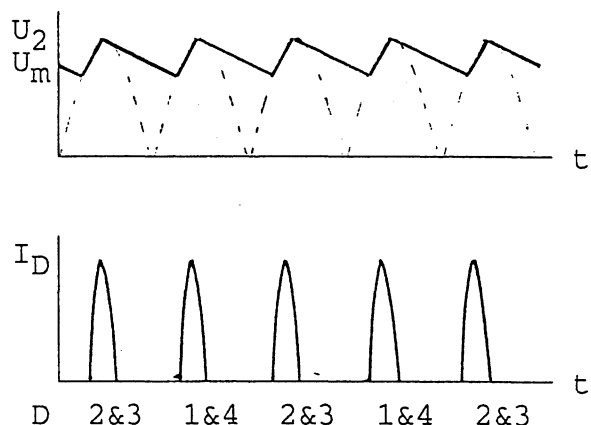
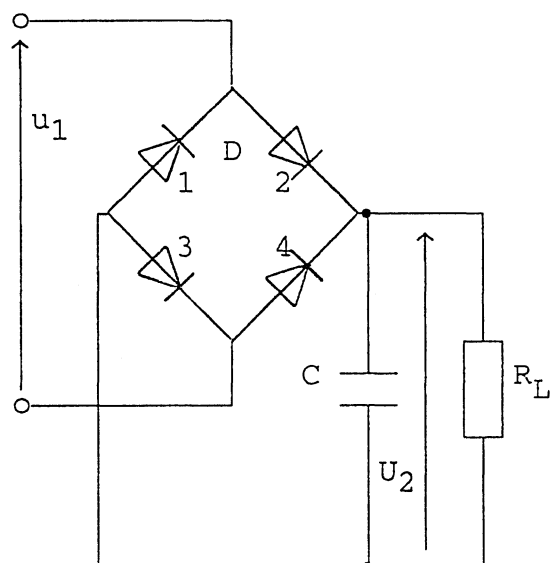
Ladekondensatoren dimensioneres, så tidskonstanten, bestemt af ladekondensator og belastning, under afladning er betydeligt større end under opladning, hvor tidskonstanten er bestemt af ladekondensatoren og den indre modstand i transformator og ensretter.

Kravene til ladekondensatoren er større ved enkeltensretteren end ved dobbeltensretteren, da tiden mellem ladestrømstødene er den dobbelte.

Uden belastning vil kondensatoren blive opladt til AC-spændingens spids-værdi minus diodespændingsfald. Ved belastning vil DC-spændingens maksimum tilnærmelsesvis ligge på denne værdi, og minimumspændingen vil afhænge af belastning, ladekondensator og ensrettertype.



Enkeltensretter med ladecondensator.



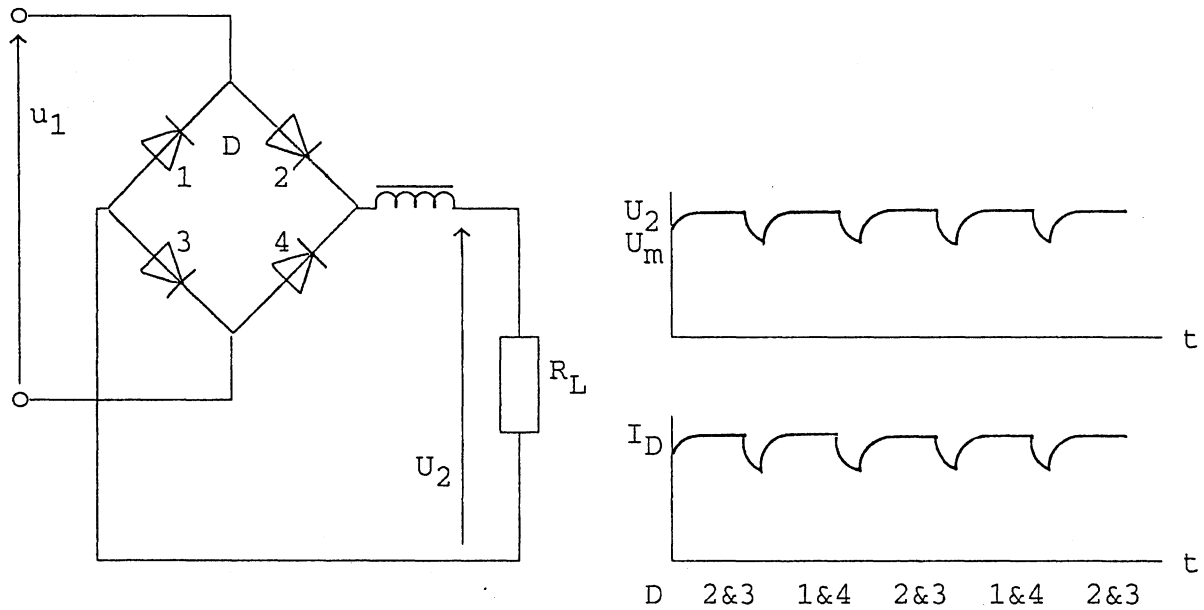
Dobbeltensretter med ladecondensator.

Diode eller dioderne i ensretteren er kun forspændt i lederetning, når spændingen på ladecondensatoren er diodespændingsfaldet mindre end den aktuelle spænding fra transformator. Det bevirker, at strømstødene gennem dioden bliver meget kortvarige og tilsvarende større. Diode skal derfor dimensioneres således, at den kan klare disse spidsstrømme. Desuden skal den kunne tåle AC-spændingens spids-spids-værdi i spærreretningen, da den i værste tænkelige tilfælde har indgangsspændingens negative spids-værdi på anoden, mens ladecondensatoren på katoden er opladt til den positive spidsværdi.

Drosselspole.

Ved at anvende en drosselspole til udglatning af spændingen, kan man undgå disse store spidsstrømme. Spolen indsættes i serie med belastningen.

En kombination af seriespole og parallelkondensator er også mulig.

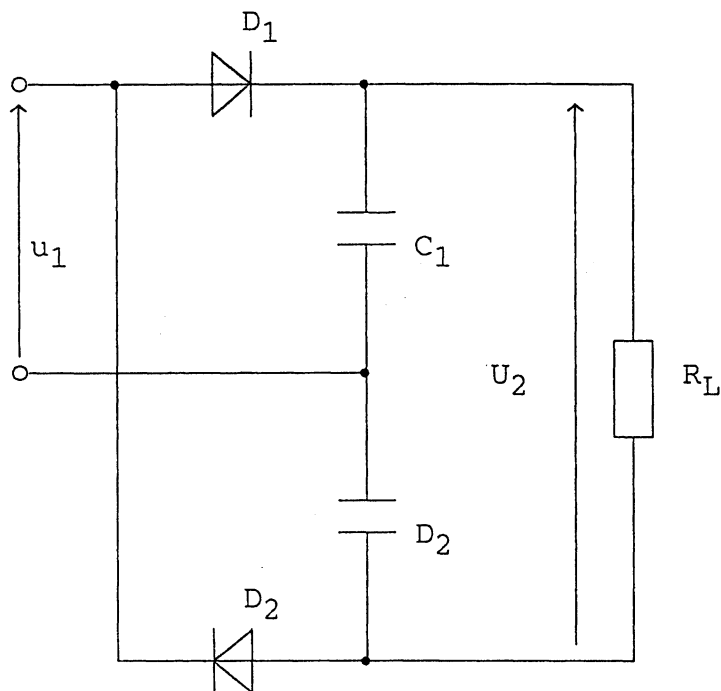


Ensretter med drosselspole.

Spændingsdobler.

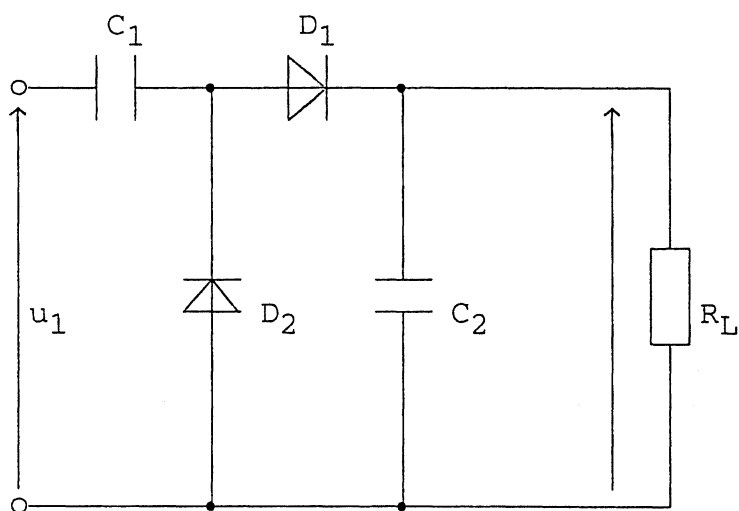
Ved specielle koblinger af ensrettere og ladecondensatorer kan man opnå en fordobling eller flerdobling af spændingen.

Delon-koblingen er faktisk den samme som splitsupplyen, blot uden anvendelse af midtpunktet.



Spændingsdobler efter Delong-princippet.

Kaskade-koblingen er en anden type spændingsdobler. Her vil flere kredsløb efter hinanden give mulighed for en mangedobling af indgangsspændingen.



Spændingsdobler efter kaskade-princippet.

Spændingsstabilisering.

Stabiliseringen har følgende formål:

1. At sikre konstant udgangsspænding uanset variationer i belastningsstrømmen
2. At sikre konstant udgangsspænding uanset variationer i indgangsspændingen
3. At reducere ripplespænding.

Belastningsvariationer.

Varitioner i belastningsstrømmen kan forekomme som langsomme og langvarige strømændringer, hvis f. eks. en motor startes, eller hurtige og kortvarige som f. eks. i en computer, hvor niveauskift mellem "1" og "0" afstedkommer variationer i strømforbruget.

Indgangsspændingsvariationer.

Indgangsspændingen kan variere, dels på grund af ændringer på forsyningsnettet, dels på grund af ændringer i belastningen generelt i installationen. Den nominelle spænding på lavspændingsforsyningsnettet er 220V. Spændingen må afvige fra denne værdi med +10%, -6%. Ved årsskiftet 92-93 ændres den nominelle spænding til 230V. Samtidig ændres den tilladte procentvise afvigelse til +5%, -10%. Situationen er således den samme, den nominelle spænding har bare fået et nyt navn.

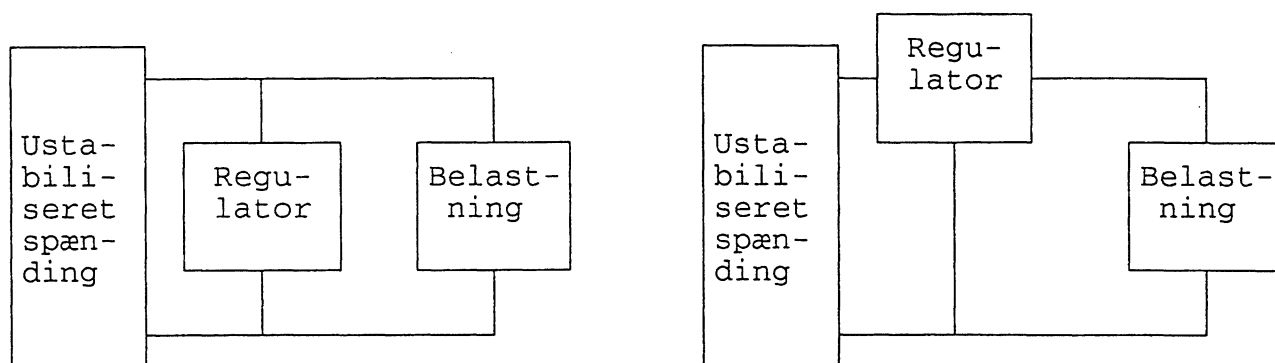
Ripplespænding.

Ripplespænding er en rest af netfrekvensen og harmoniske heraf, og kan i vikeligheden bedst beskrives som hurtige netspændingsvariationer.

Stabiliseringsprincipper.

Stabiliseringen kan foretages på mange forskellige måder men, 2 hovedprincipper er:

1. Parallelregulering, hvor regulatoren sidder parrallelt med belastningen.
2. Serieregulering, hvor regulatoren sidder i serie med belastningen.

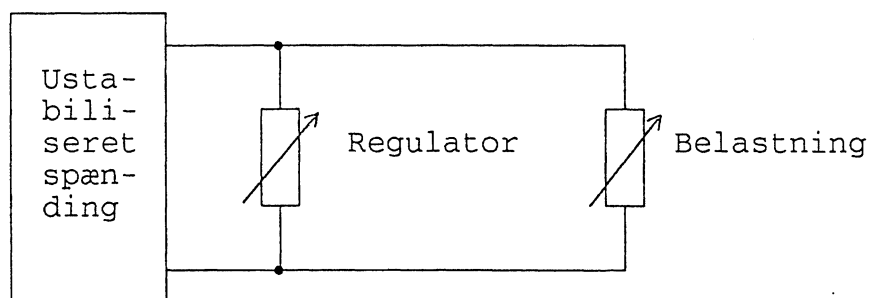


Blokdiagram af parallel- og serieregulator.

Parallelregulator.

I parallelregulatoren er princippet en strømdeling. Belastningen og regulatoren sidder som to parallelle, variable modstande. Bliver belastningsmodstanden mindre og strømmen dermed større, bliver regulatormodstanden større, således at den totale strøm er konstant.

I tilfælde af ændringer af indgangsspændingen kompenserer parallelregulatoren også for det ved at ændre modstand, så strømmen i belastningen og dermed spændingen over den ikke ændres.

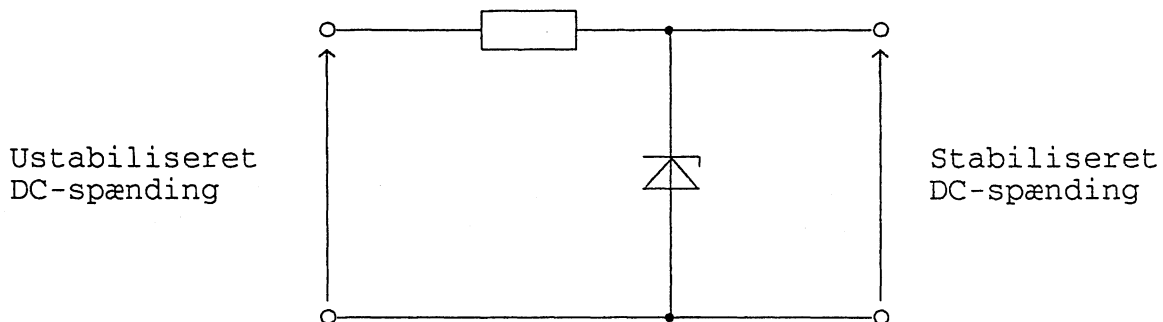


Principdiagram af parallelregulator.

Zenerdiode.

Den simpleste parrallelregulator består af en modstand og en zenerdiode. Her er tale om et kredsløb, som anvendes i forbindelse med små strømme. Kredsløbet ses ofte anvendt til at skabe en referencespænding i forbindelse med serieregulatorer.

Er der brug for stabilisering af større strømme, kan man lave en strømforstærkning med een eller flere transistorer.



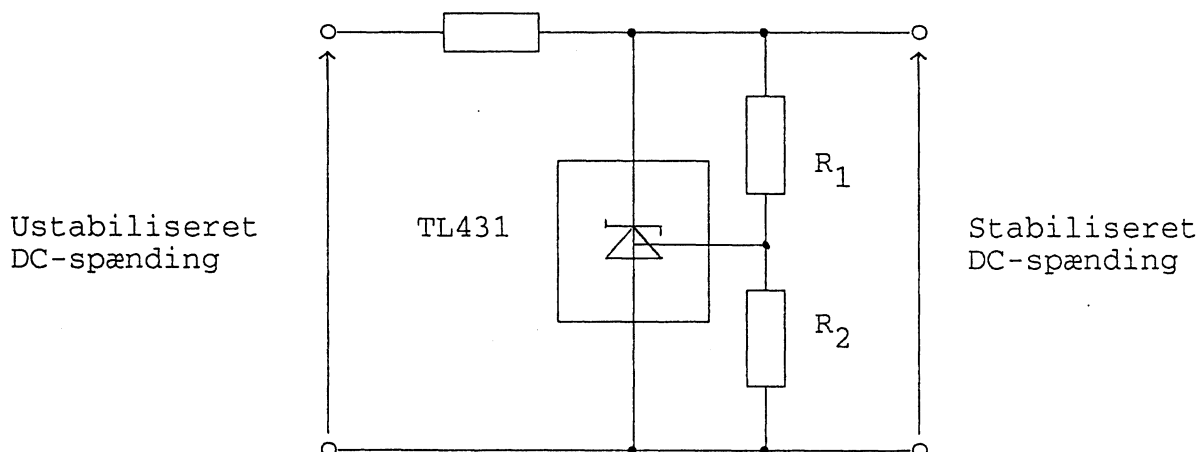
Parallelregulatorer med zenerdiode.

Integreret shunt-regulator.

En mere avanceret parrallelregulator kan være udført med en integreret shuntregulator, og her kan udgangsspændingen være variabel ved hjælp af 2 modstande.

En shuntregulator vil med sin katodespænding forsøge at påvirke omgivelserne, til den har den korrekte spænding (datablad) på referenceindgangen.

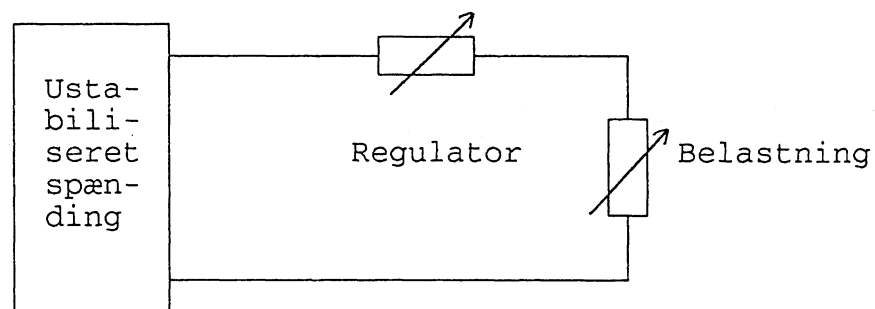
I det viste eksempel med TL431 er referencespændingen 2,5V og ohms lov og modstandene R_1 og R_2 bestemmer udgangsspændingen.



Eksempel på integreret shuntregulator.

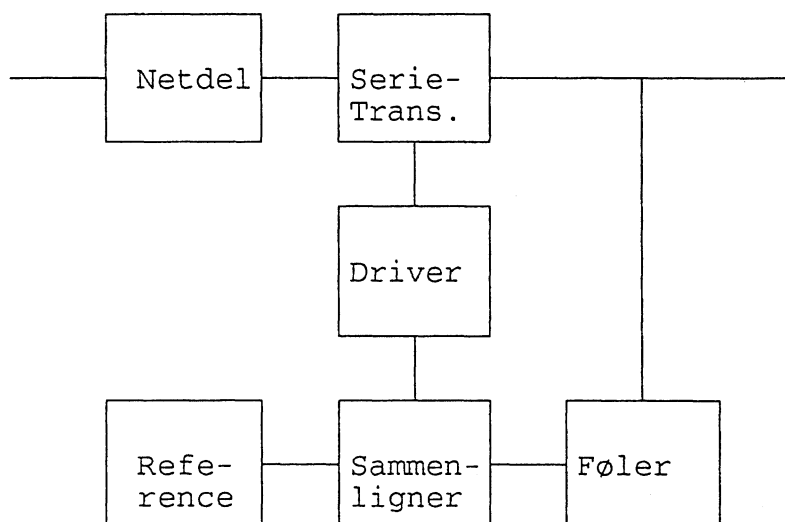
Serieregulator.

I serieregulatoren er princippet en spændingsdeling. Belastningen sidder her som to serieforbundne, variable modstande. Bliver belastningsmodstanden mindre, og dermed spændingen over den, bliver regulatormodstanden tilsvarende mindre, sådan at spændingsdelingen atter giver det rigtige resultat. Hvis indgangsspændingen ændrer sig, ændres regulatormodstanden, så spændingen over belastningen er konstant.



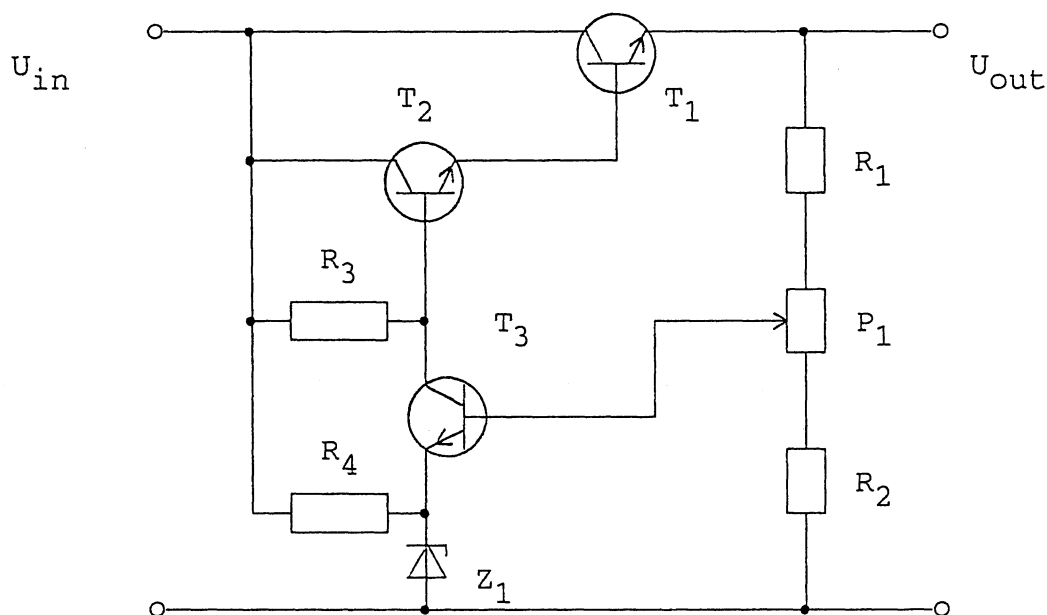
Principdiagram af serieregulator.

En serieregulator kan være udført på forskellig vis, men et viste blokdiagram vil ofte kunne genkendes.



Blokdiagram for en serieregulator.

I en traditionel powersupply kan seriestabiliseringen være udført med diskrete komponenter.

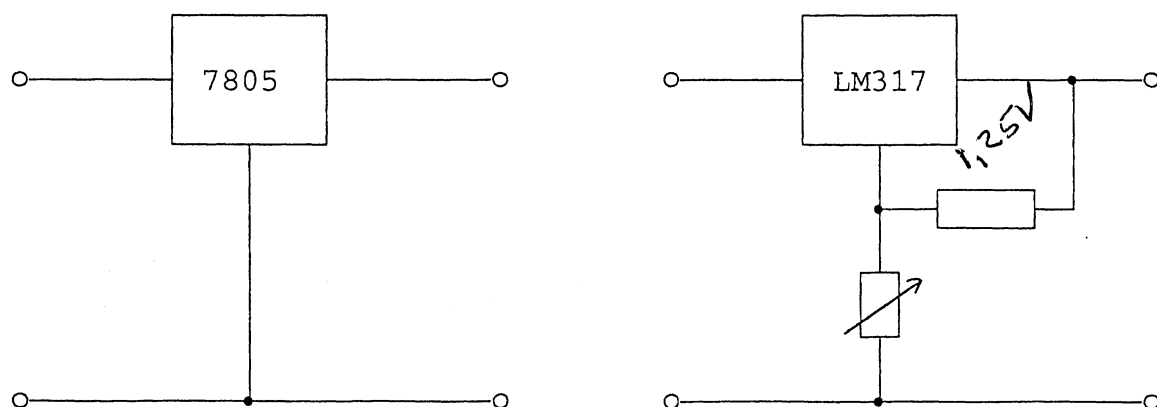


Serieregulator med diskrete komponenter.

På basis af T3 skal spændingen være zenerspændingen plus transistorens BE-spænding. Spændingsdeleren, R1, R2 og P1 bestemmer udgangsspændingen.

Integrerede serieregulatorer er også almindelige, med såvel konstant som variabel udgangsspænding. Reguleringsprincippet er det samme som ved shuntregulatoren. Mellem udgangen og referenceindgangen skal der være en bestemt spænding (datablad), og denne vil regulatoren forsøge at opretholde ved at gå mere eller mindre on.

En kombination af integrerede regulatorer og diskrete komponenter ses også ofte anvendt i serieregulatorer.

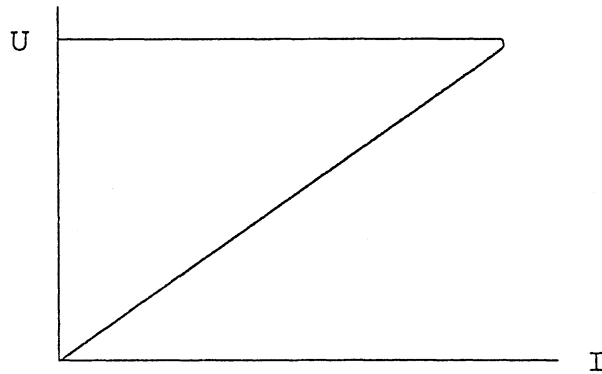


Eksempler på integrerede serieregulatorer.

Sikringskredsløb.

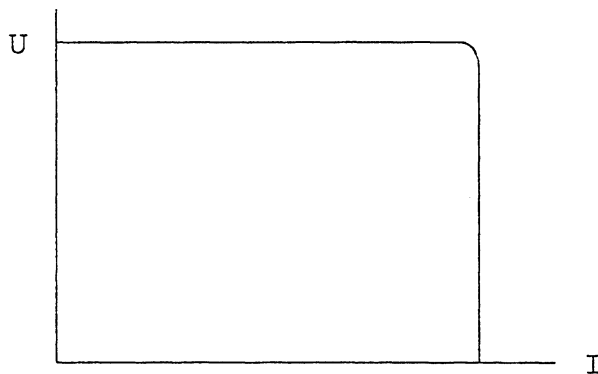
Ofte er der i stabiliseringen indbygget et sikringskredsløb, som afbryder spændingen, hvis strømmen overstiger en bestemt værdi.

Et sådan kredsløb kaldes strømbegrænser med fold-back. Har kredsløbet været aktiveret, er det nødvendigt at afbryde indgangsspændingen, eller på anden måde starte regulatoren op påny.



Karakteristik for en strømbegrænser med fold-back.

Der kan også være tale om et strømbegrænserkredsløb, som sænker spændingen ved en bestemt strøm, således at strømmen aldrig kan overstige denne værdi. Her vil spændingen atter stige, så snart strømmen igen er indenfor det tilladelige.



Karakteristik for en strømbegrænser uden fold-back.

Sikringskredsløbene er der for at beskytte, dels komponenterne i stabiliseringskredsløbet, dels belastningen.

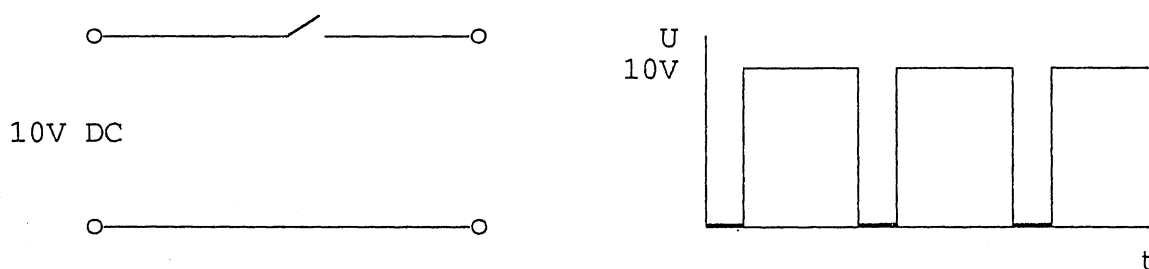
Funktion kan være et separat kredsløb, eller den kan være integreret i stabiliseringskredsløbet.

2. Switch-mode princippet

Switch-mode kan direkte oversættes til "kontakt metode". Navnet kommer af at en switch-mode-regulator er opbygget omkring en kontaktfunktion.

Tiddeling.

Hvor der ved traditionel parallel- og seriestabilisering er tale om henholdsvis strøm- og spændingsdeling, er der ved switch-modestabilisering tale om tidsdeling. Hvis man f. eks. har 10V til rådighed, og det man har brug for er 7,5V, kan man lede strømmen gennem en kontakt, som er sluttet 75% af tiden og afbrudt 25% af tiden. Middelværdien af udgangsspændingen vil nu være 7,5V.



Switch-mode princip.

Udglatning og filtrering.

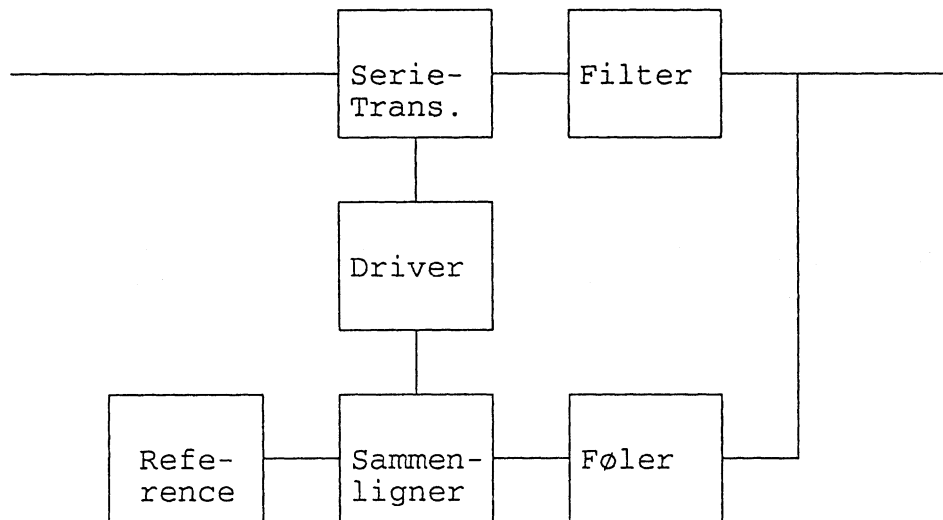
Tilbage er der at foretage en udglatning og filtrering af den pulserende DC-spænding. Hvis frekvensen, hvormed kontakten påvirkes, er høj, kan dette gøres med forholdsvis små spoler og kondensatorer.

Opbygning.

Switch-mode-regulatorer kan være opbygget hele vejen igennem med diskrete komponenter, som et integreret kredsløb med nogle få udvendige passive komponenter eller som et integreret styrekredsløb med udvendig switch-transistor og forskellige andre aktive og passive komponenter. Den sidst nævnte mulighed er nok den mest fremherskende.

Blokdiagram.

Blokdiagrammet for en serieregulator efter switch-modeprincippet afviger ikke væsentligt fra de lineære serieregulatorer. Metoden, hvorefter de enkelte blokke udfører deres funktion, er derimod meget anderledes.



Blokdiagram for switch-mode-regulator.

Serietransistor.

Serietransistorens opgave er at optræde som kontakt (switch). Den er on i den del af tiden, som er påkrævet for at holde den korrekte udgangsspænding. I on-tilstanden skal modstanden i transistoren være lille, helst nul ohm, og i off-tilstanden skal den være stor, helst uendelig. Desuden skal skiftetiderne mellem de to tilstande være så kort som muligt. Alt dette for at der afsættes mindst muligt effekt i transistoren.

Driver.

Driveren skal levere basisstrøm til serietransistoren, og der stilles selvfølgelig samme krav til den, hvad angår hurtighed, som til serietransistoren.

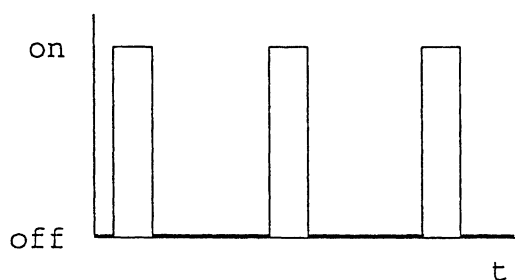
Føler, reference og sammenligner.

Føleren er ofte traditionelt opbygget som en spændingsdeler med to eller flere modstande. Referencen kan være en zenerdiode. Ofte ses reference og sammenligner sammenbygget i en IC.

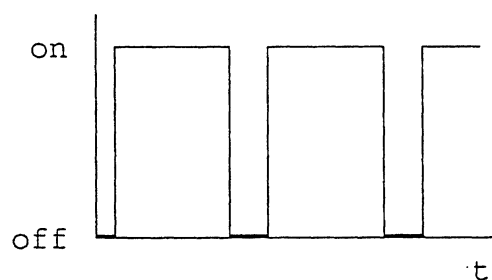
Sammenligneren skal på vanlig vis sammenligne to DC-spændinger, referencespændingen og udgangsspændingen via følerkredsløbet. Resultatet af sammenligningen afleveres som en firkantimpuls, der skal styre driver og serietransistor.

Pulsbredde-modulation, frekvens-modulation.

Impulsen kan være med konstant frekvens og varierende pulstid, og kaldet pulsbredde-moduleret, PWM (puls width modulated), eller med konstant pulstid og varierende frekvens, kaldet frekvens-moduleret, PDM (puls density modulated).

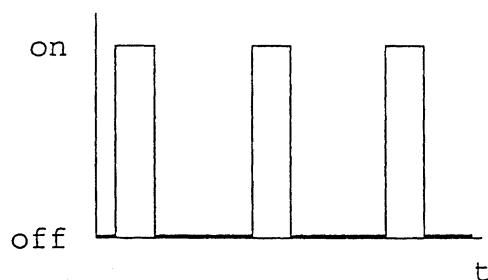


Lille belastning

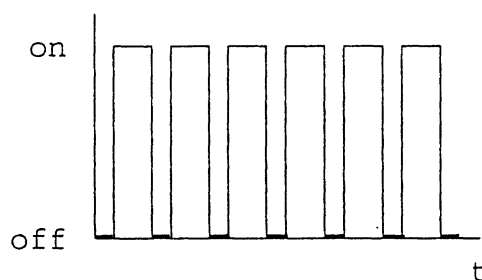


Stor belastning

Styring af serietransistor med pulsbredde-modulation.



Lille belastning



Stor belastning

Styring af serietransistor med frekvensmodulation.

Filtrering.

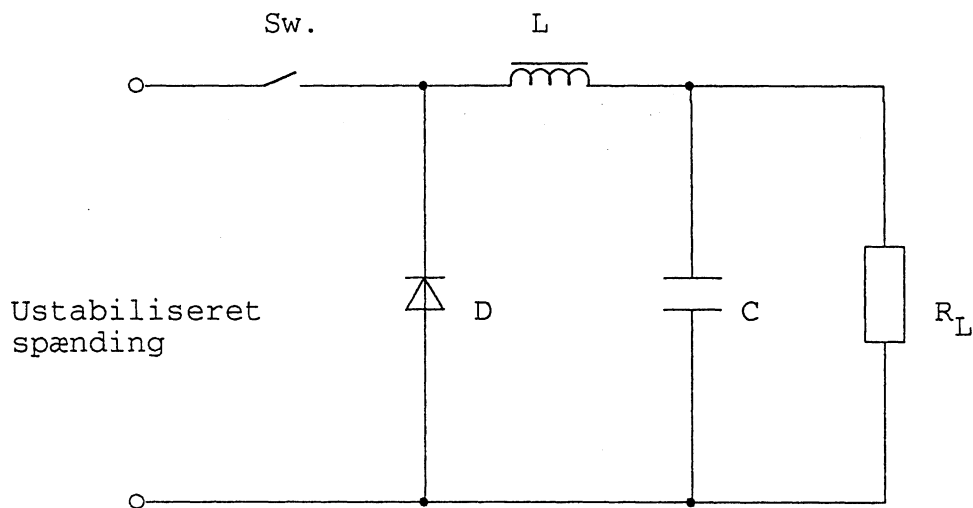
Filtreringen af den pulserende DC-spænding foregår med spoler og kondensatorer. Spoler er mere attraktive komponenter her, end ved filtrering af 50 og 100Hz ripple, fordi frekvensen her er meget højere, og spolerne derfor kan være fysisk meget mindre. Desuden indgår een eller flere dioder i filterkredsløbet.

Der skelnes mellem to grundprincipper, afhængig af hvorledes energien overføres til belastningen.

1. Feed-forward-converter.
2. Fly-back-converter.

Feed-forward-converter.

I feed-forward-converteren overføres energien fra kilden til spolen, kondensatoren og belastningen, når kontakten er sluttet.

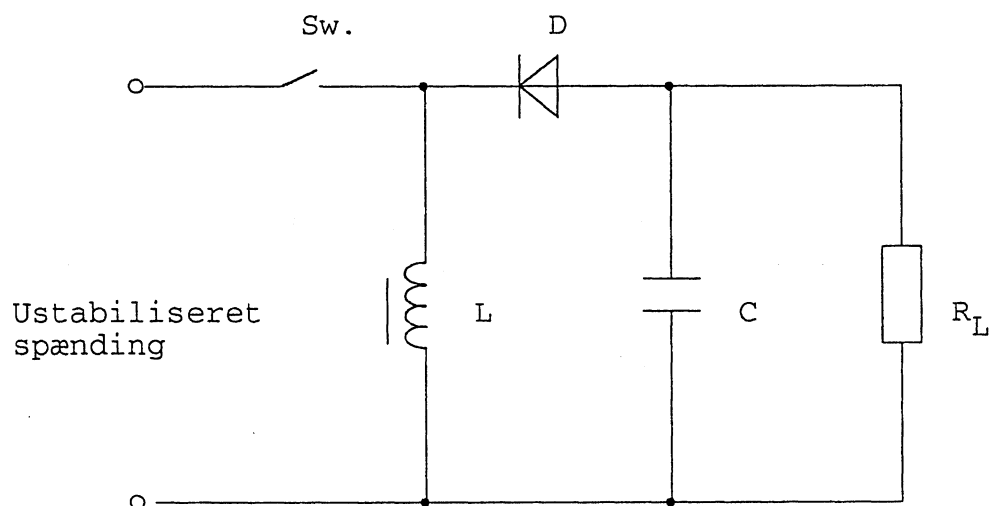


Feed-forward-converter.

Når kontakten er sluttet, er dioden forspændt i spærreretningen. Der flyder en strøm gennem spolen til kondensatoren og belastningen, hvorved der opstår et magnetfelt omkring spolen. Når kontakten afbrydes, vil strømmen i spolen fortsætte p.g.a. dette magnetfelt, og der vil induceres en spænding med modsat polaritet over spolen. Dioden forspændes i lederetning og spolen ligger nu parallelt med kondensatoren, og de afgiver begge energi til belastningen.

Fly-back-converter.

I Fly-back converteren mellemlagres al energi i spolen.



Fly-back-converter.

Når kontakten er sluttet, er dioden forspændt i spærreretningen, og kondensatoren er alene om at afgive energi til belastningen. Der flyder en strøm i spolen, og der opstår et magnetfelt omkring den.

Når kontakten afbrydes, vil dette magnetfelt sørge for, at strømmen i spolen fortsætter. Der induceres en spænding med modsat polaritet, dioden forspændes i lederetning, og energi overføres til kondensator og belastning.

Sikringskredsløb.

I lighed med liniære spændingsforsyninger, er switch-mode forsyninger ofte udstyret med sikringskredsløb. Der kan her også være tale om både sikring ved at sænke spændingen og hermed begrænse strømmen, og helt at fjerne spændingen og hermed strømmen.

3. Sekundær switch-mode powersupply.

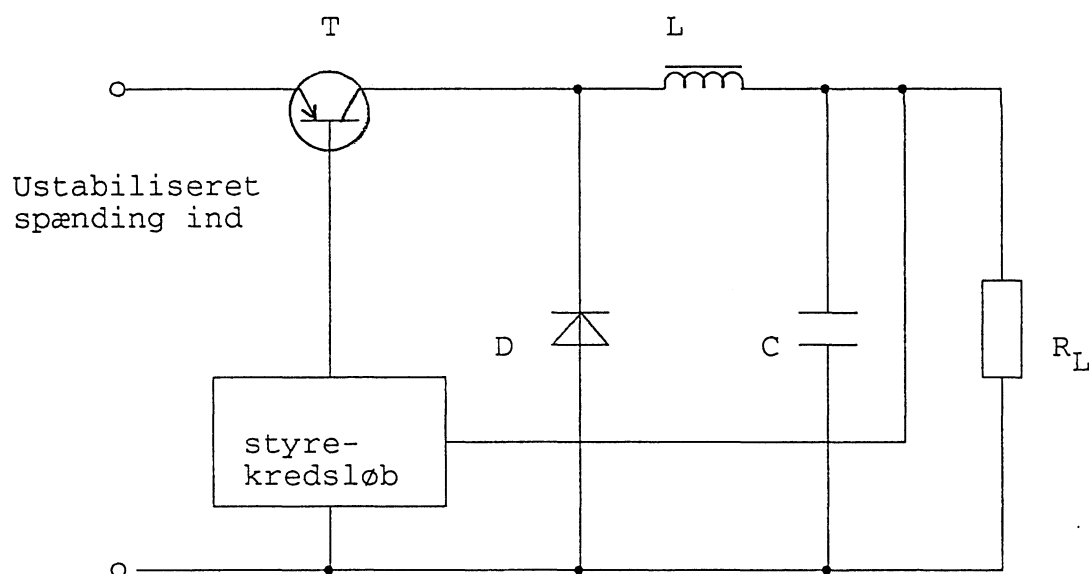
Man skelner mellem to hovedgrupper af switch-mode powersupplies. Forskellen ligger i, om transformeringen af spændingen sker før eller efter switch-mode reguleringen.

I sekundær switch-mode forsyningen sidder switch-modereguleringen på transformatorens sekundær side, altså efter transformatoren. Det har den fordel at kredsløbet arbejder med forholdsvis små spændinger

POWERBOX step down og step up modulerne, som vi vil tage udgangspunkt i her, er sådanne sekundær-switchede regulatorer, og dermed velegnede til eksperimenter.

Step down modulet.

Navnet step down fortæller, at udgangsspændingen altid vil være mindre end indgangsspændingen.



Principdiagram for step-down modulet.

Virkemåde:

Transistoren, der fungerer som switch, styres on og off af styrekredsløbet med en bestemt frekvens, switch-frekvensen. Når transistoren er on, oplades kondensatoren.

Som udgangspunkt forestiller vi os, at kondensatoren er opladt til den værdi, som vi ønsker at kredsløbet skal afgive. Transistoren er off, og belastningen aflader kondensatoren. Udgangsspændingen kobles tilbage til styrekredsløbet, som næste gang transistoren styres on, holder transistoren on netop så længe, at kondensatoren oplades til den korrekte udgangsspænding.

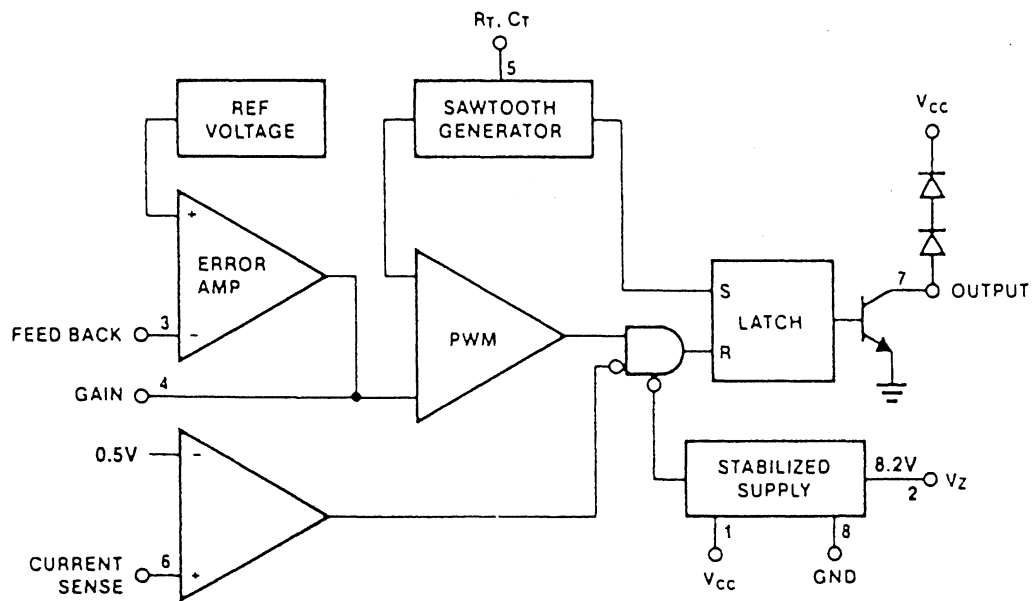
Udgangsspændingen vil aldrig være helt konstant, heller ikke ved konstant indgangsspænding og belastning. Den vil altid være overlejret med en AC-spænding bestående af switch-frekvensen og harmoniske heraf.

Styrekredsløbet.

Styrekredsløbet kan principielt være opbygget af diskrete komponenter, men jo flere komponenter og hermed ledningsforbindelser i form af komponentben og printbaner, des større problemer med støj. Derfor findes hovedparten af kredsløbet normalt i en IC, hvilket også er tilfældet her. Det er ikke ualmindeligt, at en liniær serieregulator er anvendt i styrekredsløbet, men oftest er det en IC specielt fremstillet til formålet.

I Powerbox modulerne er anvendt ICen NE5561. Kredsen dækker blokfunktionerne: Reference, sammenligner og strømbegrænser.

Sammenlignerfunktionen sammenligner referencespændingen med udgangsspændingen via føleren, og afleverer resultatet i form af en puls med en duty-cycle, som er afhængig af forholdet mellem referencespænding og udgangsspænding.



Blokdiagram over NE5561.

Kredsen indeholder:

Reference

Savtandgenerator

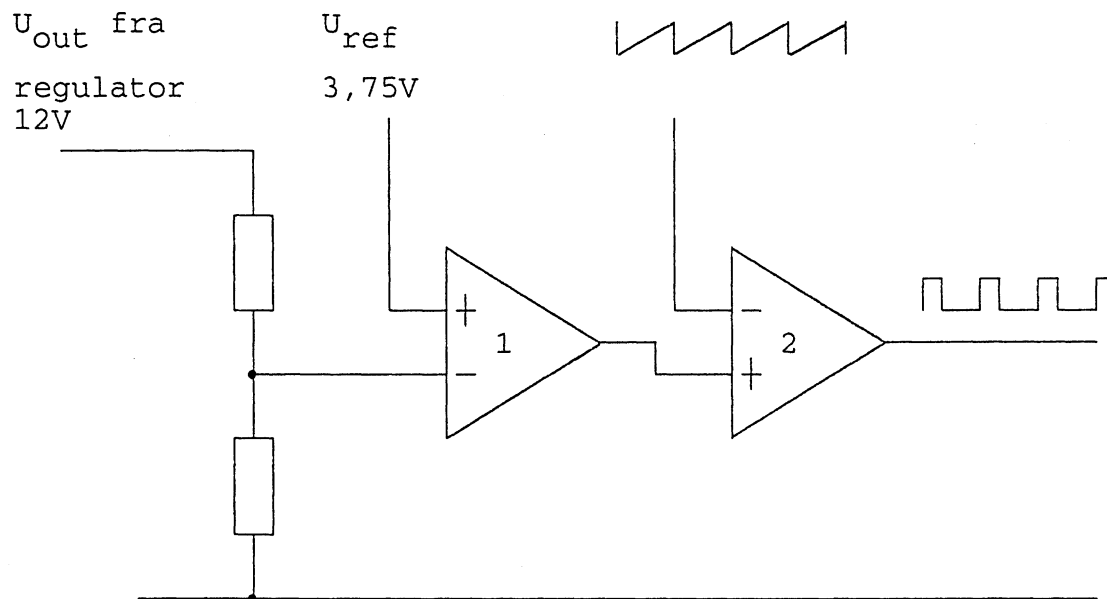
Pulsbreddemodulator

Strømbegrænserkredsløb

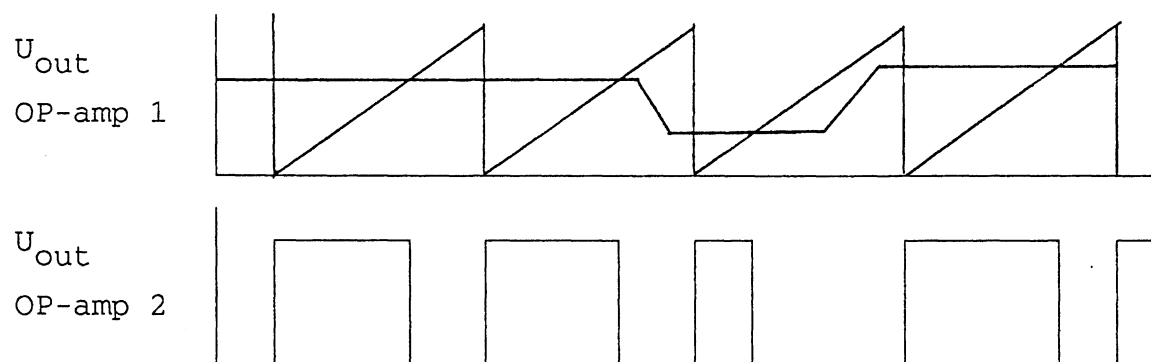
Stabiliseret spændingsforsyning

Pulsbreddemodulator.

Pulsbreddemodulatoren omsætter spændingsvariationer til variationer i et puls-pauseforhold.



Principdiagram af pulsbreddenmodulator.



Pulsdiagrammer for pulsbreddenmodulator.

Virkemåde:

Operationsforstærker 1 får tilført den interne referencespænding på 3,75V (typ.) på plus-indgangen.

Udgangsspændingen fra switch-modedeforsyningen føres til minus-indgangen via føleren, en spændingsdeler dimensioneret således at spændingen til operationsforstærkeren bliver 3,75V (=referencespændingen), når udgangsspændingen er 12V.

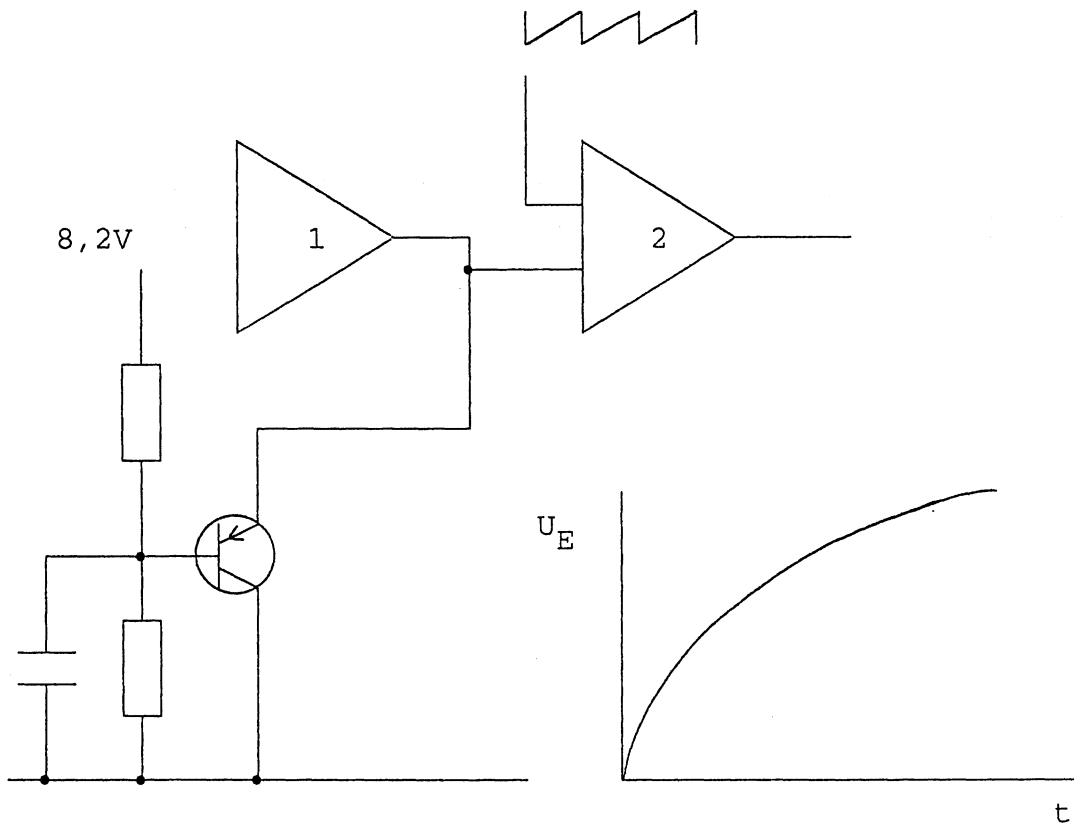
Hvis udgangsspændingen falder, falder følerspændingen tilsvarende og afviger dermed fra referencespændingen. Denne afvigelse forstærkes i operationsforstærkeren, hvis udgang er tilsluttet plus-indgangen på operationsforstærker 2.

Denne operationsforstærkers minus-indgang tilføres en savtandspænding, med en repetitionsfrekvens på ca 60kHz. På savtandkurvens posetivt gående flanke vil operationsforstærker 2 afgive "1" indtil savtanden når niveauet på plus-indgangen. Herefter vil den afgive "0" indtil begyndelsen af næste posetivt gående flanke.

Varigheden af "1", som er bestemmende for, hvor længe switch-transistoren er on, er bestemt af niveauet på plus-indgangen og dermed af følerspændingen og regulatorens udgangsspænding.

Opstartkredsløb.

I en opstartssituation vil udgangsspændingen være 0V. Dette vil bevirke, at pulsbreddemodulatoren vil afgive tilnærmelsesvis 100% pulstid, indtil udgangsspændingen er oppe på den nominelle værdi. Da dette kan føre til overbelastning af switch-transistoren, mætning af spolekærner og overshoot på udgangen, er der mulighed for at begrænse dutycycle for pulsbreddemodulatoren.



Principdiagram for opstartkredsløb.

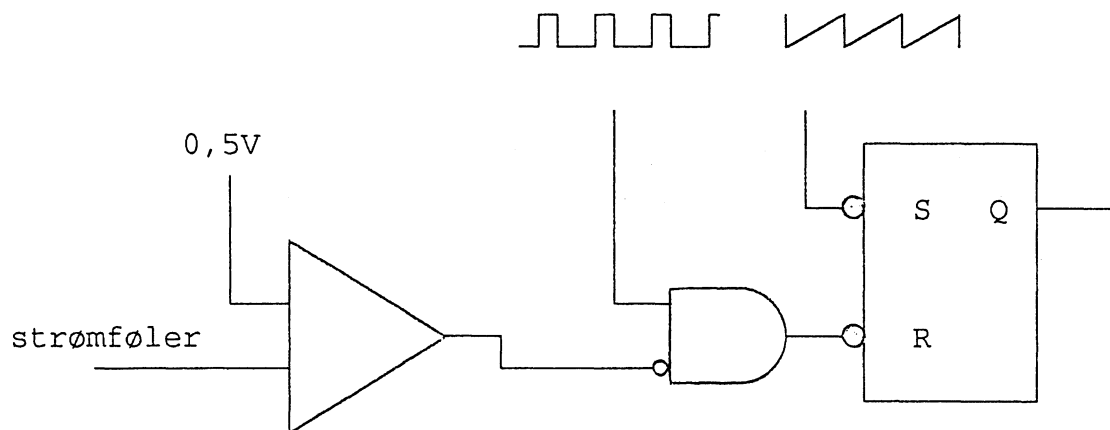
Virkemåde:

Punktet mellem de to operationsforstærkere i pulsbreddemodulatoren er ført ud på ben 4, gain. Her er det muligt at fastlægge et maksimum niveau for udgangsspændingen fra operationsforstærker 1, og dermed en maksimum pulsvarighed.

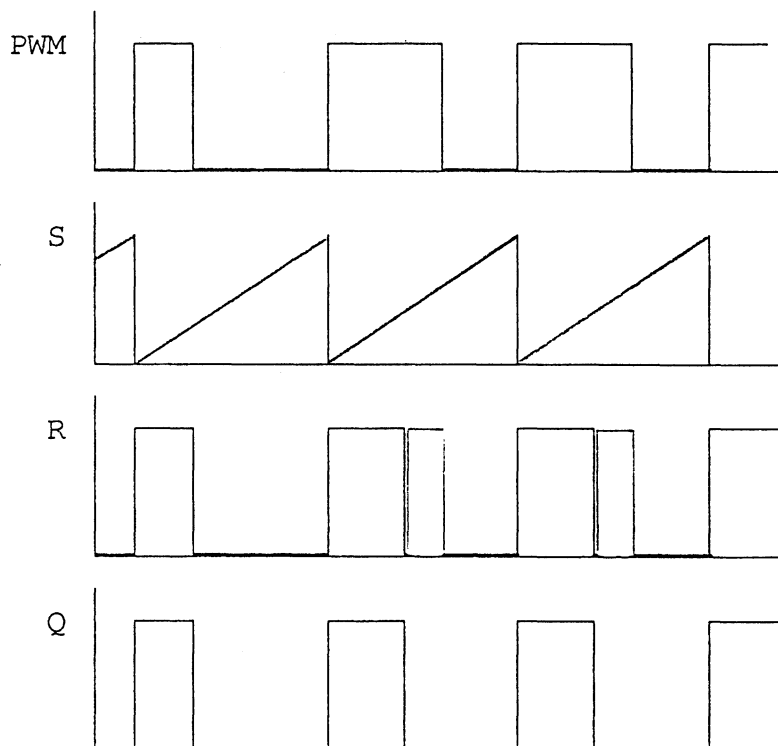
Ved hjælp af et RC-led fås ved opstart, en eksponentielt voksende spænding på gain-indgangen via en transistor i jordnet kollektorkobling, hvilket vil give en nansom opstart af regulatoren. Når kondensatoren er opladt, bestemmer spændingsdeleren og BE-spændingen maksimumniveauet på gain-indgangen.

Strømbegrænser.

Strømbegrænseren kontrollerer, hver gang switch-transistoren er on, om strømmen er indenfor det tilladte. Hvis det ikke er tilfældet, styres transistoren omgående off, og forbliver off, indtil næste sweep starter.



Principdiagram for strømbegrænser.



Pulsdiagram for strømbegrænserkredsløb.

Virkemåde:

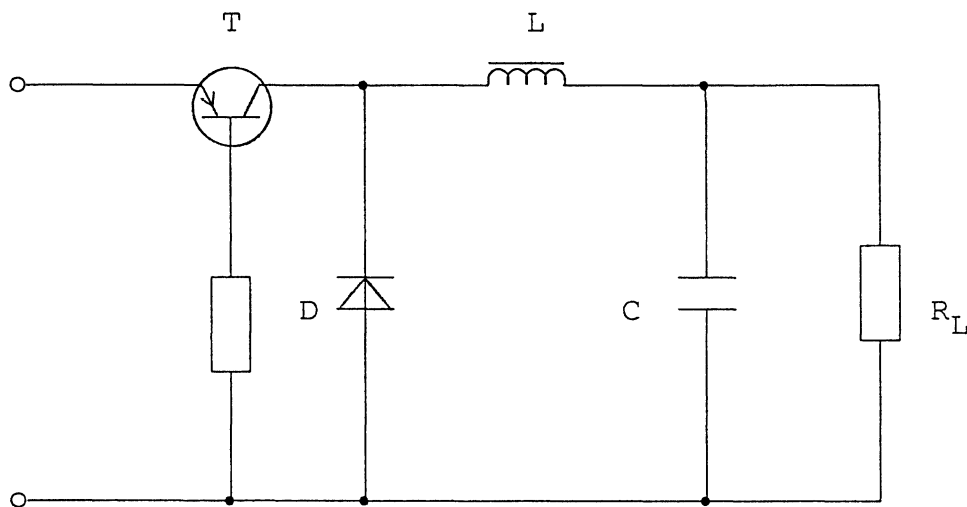
Signalet fra strømføleren (her en transformator hvor primærspolen sidder i serie med filterspolen) ensrettes og føres til plus-indgangen på en komparator. Minus-indgangen er internt i IC'en tilsluttet 0,5V. Under normale forhold afgiver komparatoren et "0" til AND-gatens inverterede indgang. Det bevirker at AND-gaten frit lader signalet fra pulsbreddemodulatoren passere.

Flip-Floppen sættes til "1" af savtandens stejle flanke og forbliver "1", indtil den resettes af firkantpulsens bagflanke.

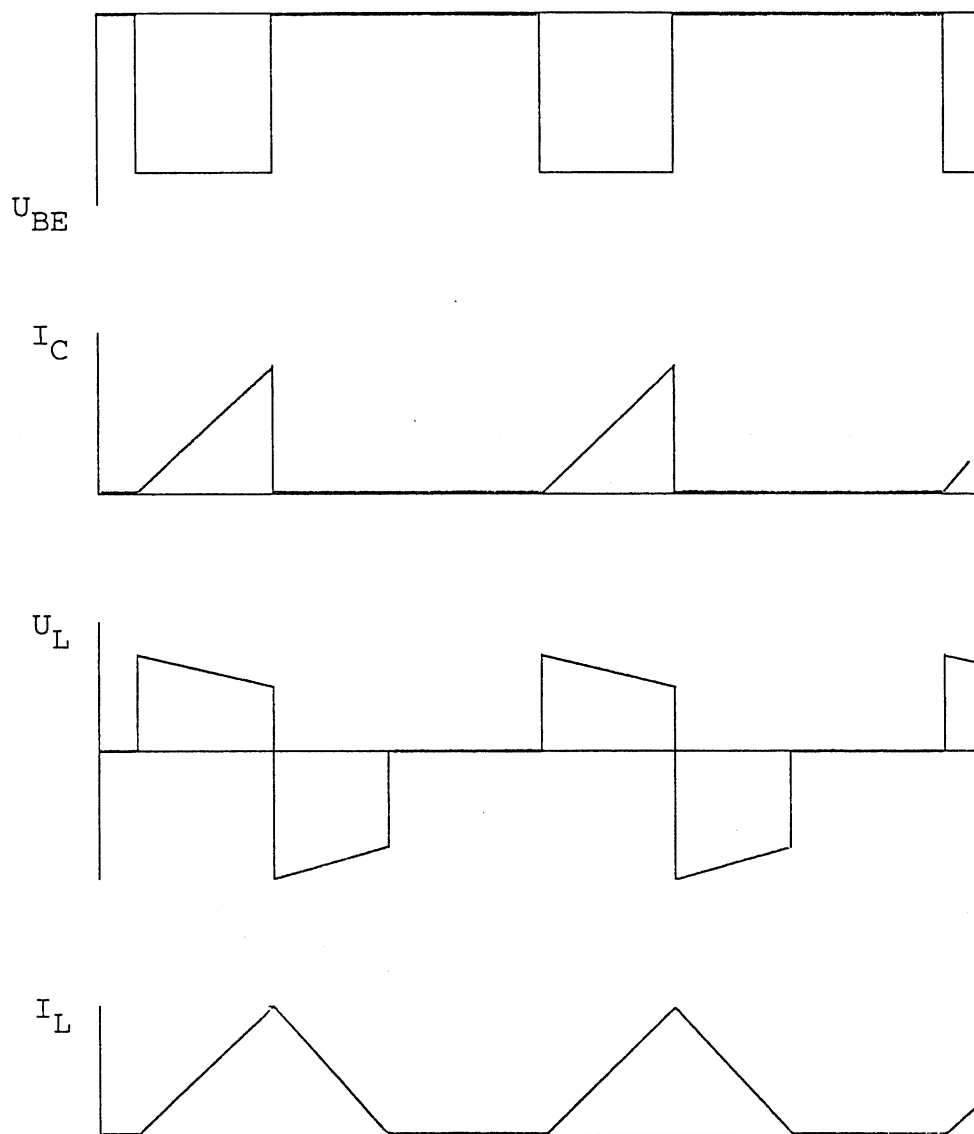
Overstiger signalet fra strømføleren 0,5V, vil komparatoren skifte til "1", og AND-gatens udgang bliver "0". Dette vil resette Flip-Floppen, og den vil forblive resat, selvom strømfølerens spænding falder til under 0,5V, indtil næste sweep begynder, hvor den atter sættes af savtanden.

Filtrering.

Som tidligere nævnt er udgangsspændingen fra switchkredsløbet en pulserende DC-spænding, hvor puls-pause forholdet afgør energiindholdet. Det er derfor nødvendigt med en effektiv udglatning og filtrering.



Principdiagram for filtreringen.



Pulsdiagrammer for filtreringen.

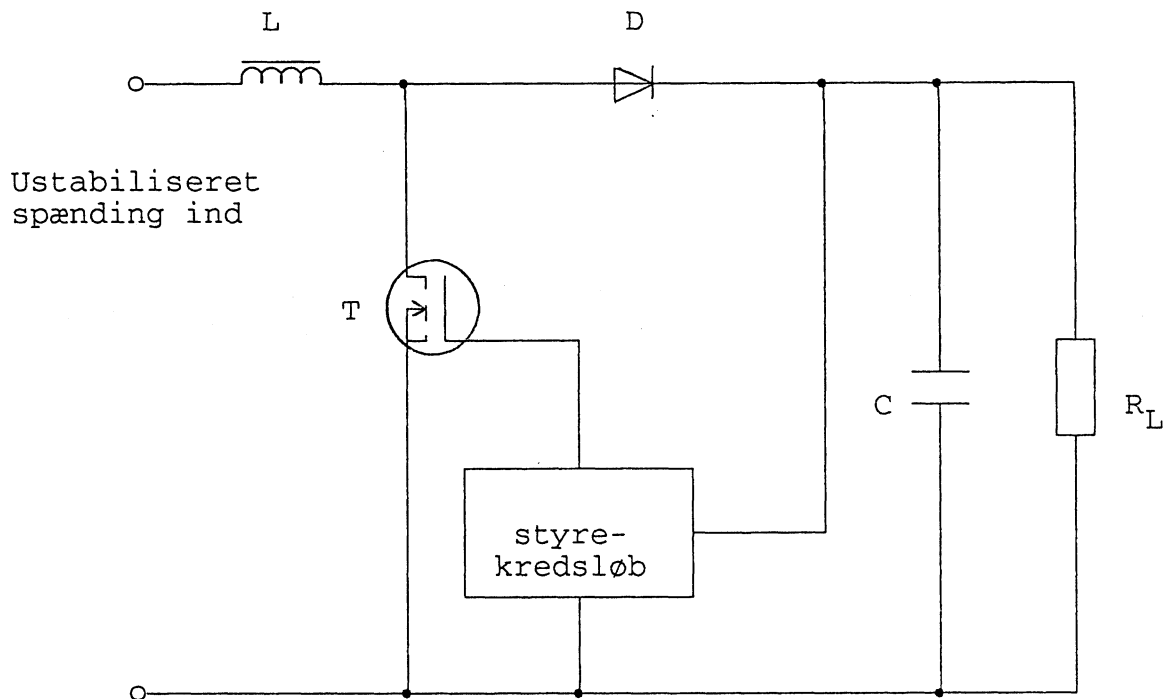
Virkemåde:

Når switchtransistoren går on, forspændes dioden i spærreretningen. Der ligger en spænding over spolen med plus mod transistoren, der løber strøm til kondensatoren og belastningen, og strømmen i spolen vokser op.

Når transistoren går off, vil spolen forsøge at bibeholde strømmen, hvorved der induceres en spænding over den med modsat polaritet. Dette bevirker, at dioden forspændes i lederetning, og spolens negative side lægges til stel og spolen leverer strøm til kondensator og belastning.

Step-up-modulet.

Navnet step-up fortæller at udgangsspændingen er højere end indgangsspændingen.



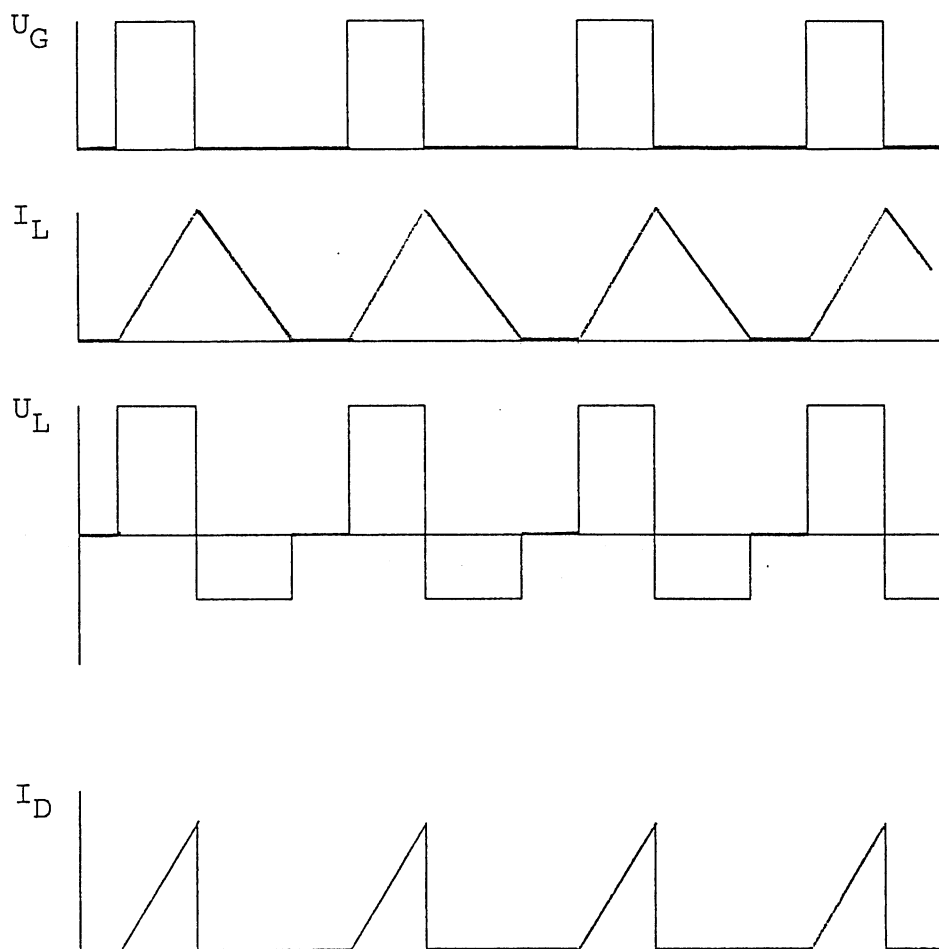
Principdiagram for step-up-modulet.

Styrekredsløbet svarer stort set til det beskrevet under step-down-modulet. Som switch-transistor er her anvendt en MOS-FET, men kravene med hensyn til skiftetider og on- og off-modstand er de samme.

Filtrering.

I filterkredsløbet er der en væsentlig afvigelse i forhold til step-down-modulet.

Spolen sidder her før transistoren, og transistoren sidder til stel, således at hele indgangsspændingen bliver lagt over spolen, når transistoren er on.



Pulsdiagrammer for filtrering.

Virkemåde:

Når transistoren er on, er dioden forspændt i spærreretning, og der er altså ingen forbindelse mellem indgangsspændingen og udgangsspændingen. Kondensatoren er alene om at levere energi til belastningen, og dioden sørger for, at kondensatoren ikke aflades gennem switchen. Spolens ene ende er lagt til stel, og hele indgangsspændingen ligger således over spolen. Strømmen vokser op i spolen, og et magnetfelt opstår. Når transistoren går off, induceres en spænding med modsat polaritet over spolen. Spændingen bliver så stor at strømmen ikke ændres; d.v.s. spændingen er afhængig af belastningen. Denne spænding ligger i serie med indgangsspændingen, dioden er forspændt i lederetning, og der går strøm til kondensator og belastning. Der er således mulighed for at få en højere udgangsspænding end indgangsspændingen. Da der naturligvis er overensstemmelse mellem tilført og afgiven effekt, vil indgangsstrømmen være større end udgangsstrømmen. Dertil kommer effekttabet i kredsløbet. Man kan betragte kredsløbet som en jævnstrømstransformator hvor $I_{ind} \cdot U_{ind} = I_{ud} \cdot U_{ud}$.

I lighed med step-down-modulet er transistorens on-tid afhængig af, hvor stor udgangsspændingen er i forhold til den nominelle værdi. Udgangsspændingen vil altså heller ikke her være konstant, men altid indeholde en vis mængde ripple.

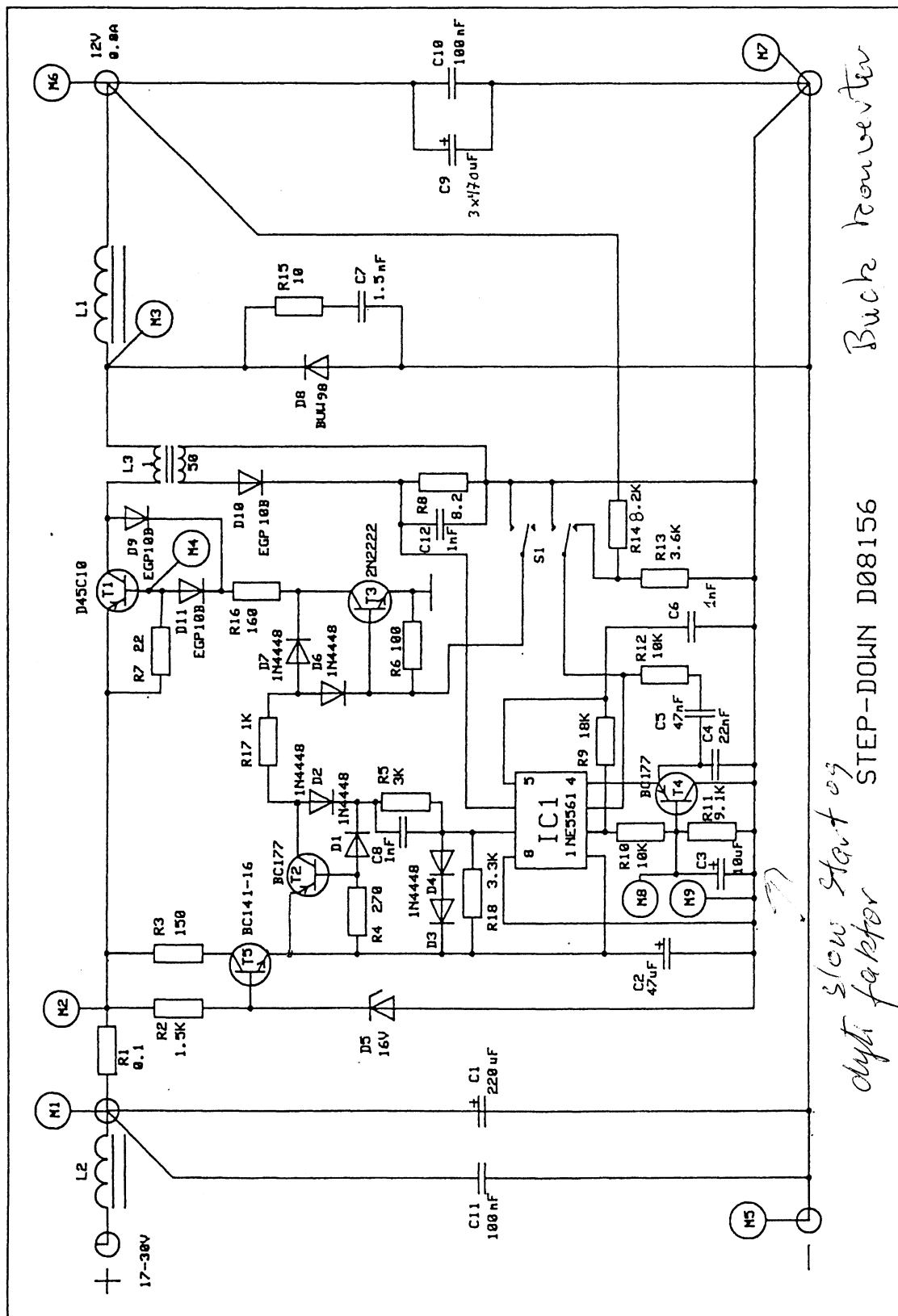


Diagram for POWERBOX step-down-modul.

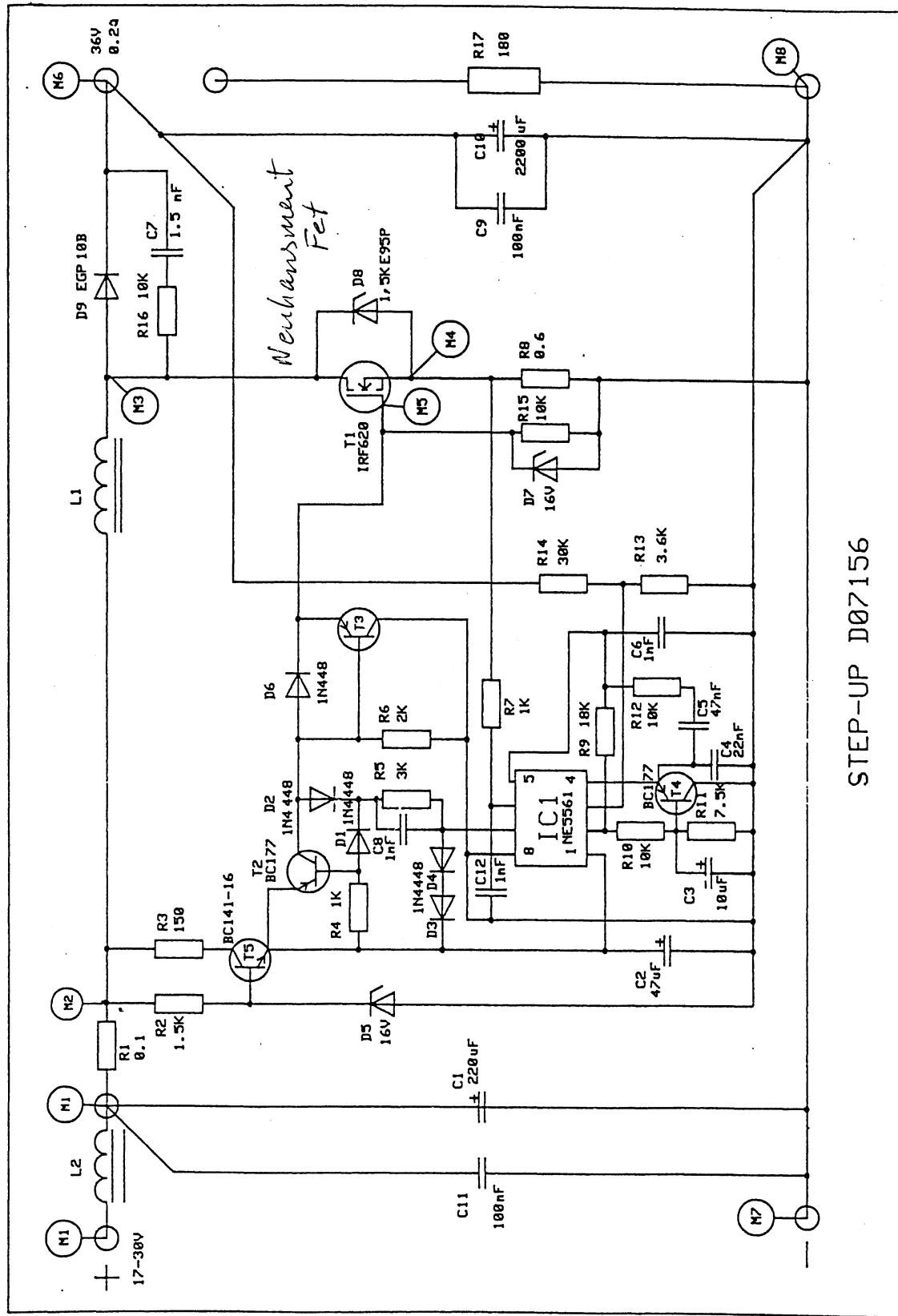


Diagram for POWERBOX step-up-modul.

DESCRIPTION

The NE5561/SE5561 is a control circuit for use in switched mode power supplies. It contains an internal temperature compensated supply, PWM, sawtooth oscillator, over-current sense latch, and output stage. The device is intended for low cost SMPS applications where extensive housekeeping functions are not required.

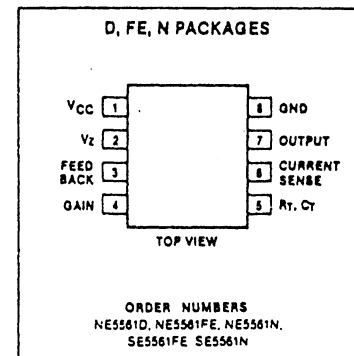
FEATURES

- Micro-miniature (D) package
- Pulse-width modulator
- Current limiting (cycle by cycle)
- Sawtooth generator
- Stabilized power supply
- Double pulse protection
- Internal temperature compensated reference

APPLICATIONS

- Switched mode power supplies
- D/C motor controller inverter
- DC/DC converter

PIN CONFIGURATION

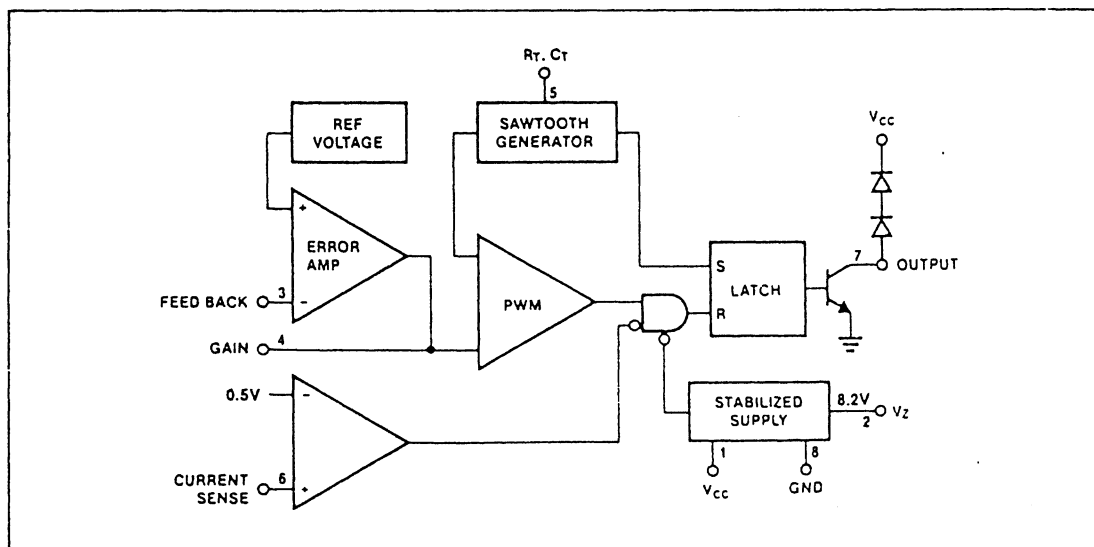


ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

PARAMETER	RATING	UNIT
Supply ¹		
Voltage forced mode	+ 18	V
Current fed mode	30	mA
Output transistor (at 20-30V max)		
Output current	40	mA
Output voltage	$V_{CC} + 1.4V$	V
Output duty cycle	98	%
Max. total power dissipation	0.75	W
Operating temperature range		
SE5561	- 55 to + 125	°C
NE5561	0 to 70	°C

NOTE 1: See Voltage/Current fed supply characteristic curve.

BLOCK DIAGRAM



Datablad for NE5561.

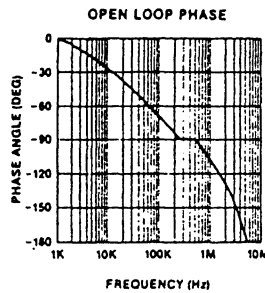
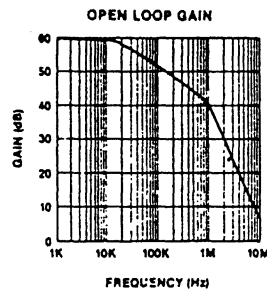
DC ELECTRICAL CHARACTERISTICS $V_{CC} = 12V$, $T_A = 25^\circ C$ unless otherwise specified.

SYMBOL AND PARAMETER	TEST CONDITIONS	SE5561			NE5561			UNIT	
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max		
REFERENCE SECTION									
V_{REF} Internal ref voltage	$T_A = 25^{\circ}C$	3.69	3.75	3.84	3.57	3.75	3.96	V	
	Over temp.	3.65		3.88	3.55		3.98	V	
V_Z Internal zener ref	$I_L = 7mA$	7.8	8.2	8.8	7.8	8.2	8.8	V	
Temp coefficient of V_{REF}			± 100			± 100		ppm/ $^{\circ}C$	
Temp. coefficient of V_Z			± 200			± 200		ppm/ $^{\circ}C$	
OSCILLATOR SECTION									
Frequency range	Over temp.	50		100k	50		100k	Hz	
Initial accuracy			12			12		%	
Duty cycle range	$f_o = 20kHz$	0		98	0		98	%	
CURRENT LIMITING (I_{IN})									
	Pin 6 = 250mV	$T_A = 25^{\circ}C$		- 2	- 10		- 2	- 10	μA
		Over temp.			- 20			- 20	μA
Single pulse inhibit delay	Inhibit delay time for 20% overdrive at	$I_{OUT} = 20mA$		0.88	1.10		0.88	1.10	μs
		$I_{OUT} = 40mA$		0.7	0.8		0.7	0.8	μs
Current limit trip level		.400	.500	.600	.400	.500	.600	V	
ERROR AMPLIFIER									
Open loop gain			60			60		dB	
Feedback resistor		10k			10k			Ω	
Small signal bandwidth			3			3		MHz	
Output voltage swing (V_{OH})		6.2			6.2			V	
Output voltage swing (V_{OL})				0.7			0.7	V	
OUTPUT STAGE									
Output current	Over temp.	20			20			mA	
V_{ce} Sat	$I_C = 20mA$, Over temp.			0.4			0.4	V	
SUPPLY VOLTAGE/CURRENT									
I_{CC}	$I_Z = 0$, voltage forced	$T_A = 25^{\circ}C$		10.0			10.0	mA	
		Over temp.		13.0			13.0	mA	
V_{CC}	$I_{CC} = 10mA$, current fed	20.0	21.0	22.0	19.0	21.0	24.0	V	
	$I_{CC} = 30mA$ current	20.0		30.0	20.0		30.0	V	
LOW SUPPLY PROTECTION									
Pin 1 threshold		8	9	10.5	8	9	10.5	V	

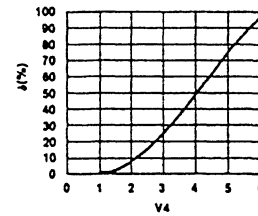
Datablad for NE5561.

TYPICAL PERFORMANCE CHARACTERISTICS

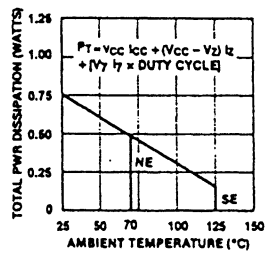
ERROR AMPLIFIER



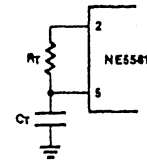
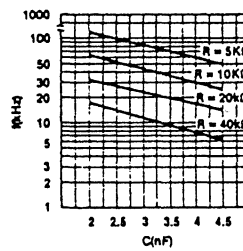
TRANSFER CURVE OF PULSE-WIDTH MODULATOR DUTY CYCLE VS INPUT VOLTAGE



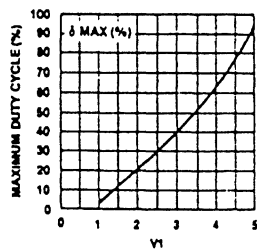
POWER DERATING CURVE



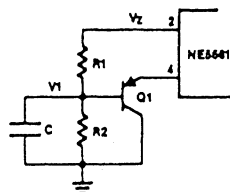
TYPICAL FREQUENCY PLOT VS R_T AND C_T



MAXIMUM DUTY CYCLE VS BASE VOLTAGE ON Q1

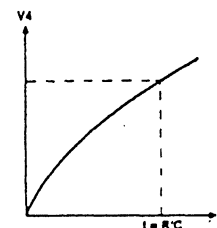


START-UP CIRCUIT



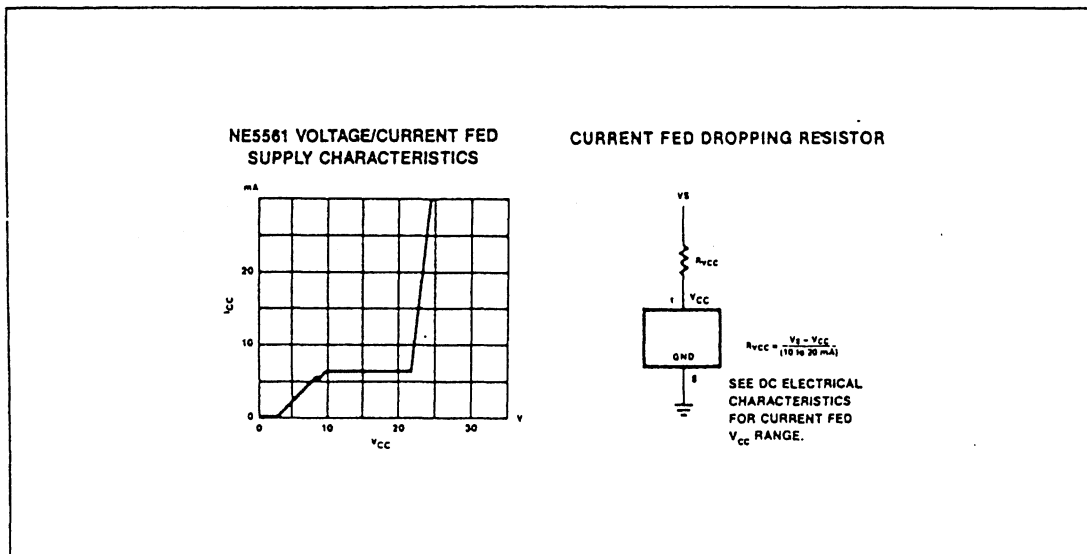
δ_{max} is a function of $f \left(\frac{R_2}{R_1 + R_2} V_2 - V_{BE Q1} \right)$

SLOW START VOLTAGE



Datablad for NE5561.

TYPICAL PERFORMANCE CHARACTERISTICS (Continued)



NE5561 Start-Up

The start-up, or initial turn on, of this device requires some degree of external protective duty cycle limiting to prevent the duty cycle from initially going to the extreme maximum ($\delta > 90\%$). Either over-current limit or slow start circuitry must be employed to limit duty cycle to a safe value during start-up. Both may be used if desired.

To implement slow-start, the start-up circuit can be used. The divider R1 and R2 sets a voltage, buffered by Q1, such that the output of the error amplifier is clamped to a maximum output voltage, thereby limiting the maximum duty cycle. The addition of capacitor C will cause this voltage to ramp up slowly when power is applied, causing the duty cycle to ramp up simultaneously.

Over-current limit may be used also. To limit duty cycle in this mode, the switch current is monitored at pin 6 and the output of the 5561 is disabled on a cycle by cycle basis when current reaches the programmed limit. With current limit control of slow-start, the duty cycle is limited to that value just allowing maximum switch current to flow. (Approximately 0.50V measured at pin 6.)

APPLICATIONS

5V, 0.5A Buck Regulator Operates from 15V

The converter design shows how simple it is to derive a TTL supply from a system supply of 15V (see Figure 1). The NE5561 drives a 2N4920 PNP transistor directly to provide switching current to the inductor.

Overall line regulation is excellent and covers a range of 12V to 18V with minimal change ($< 10 \text{ mV}$) in the output operating at full load.

As with all NE5561 circuits, the auxiliary slow start and δ_{max} circuit is required, as evidenced by Q1. The δ_{max} limit may be calculated by using the relationship (Figure 5a, b).

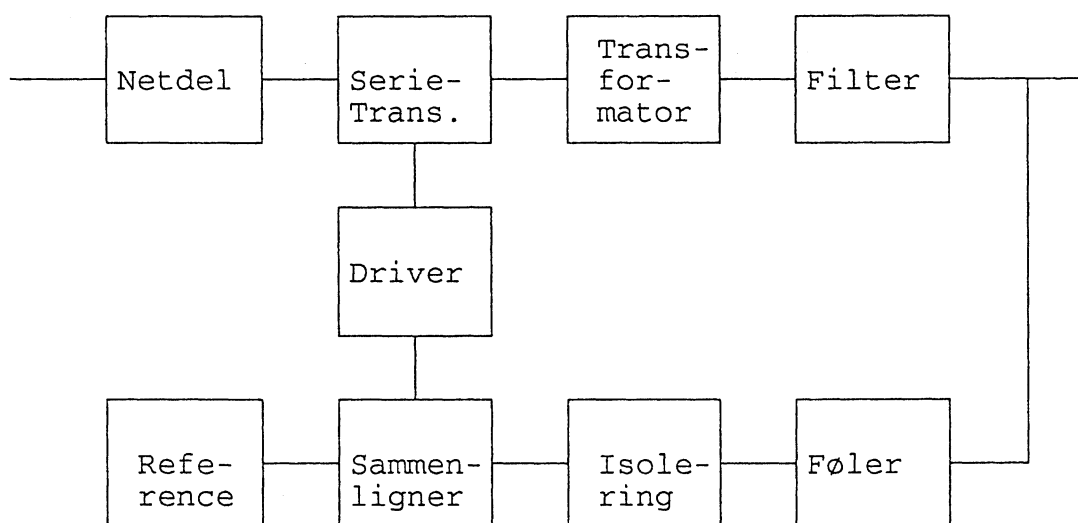
$$\frac{R_2}{R_1 + R_2} (8.2\text{V}) = V_{\delta(max)}$$

The maximum duty cycle is then determined from the pulse-width modulator transfer graph, and R1, R2 are defined from the desired conditions.

Datablad for NE5561.

4. Primær switch-mode powersupply.

I en primær-switched powersupply sker spændingsstabiliseringen før transformeringen. Det vil sige, at switch-mode reguleringen sidder på transformatorens primærside. Netspændingen ensrettes og udglattes direkte, og "klippes" derefter i småstykker af switchen. Det medfører at DC-spændingen, som kredsløbet skal arbejde med, bliver temmelig høj.



Blokdiagram af primær-switched powersupply.

Transformerering.

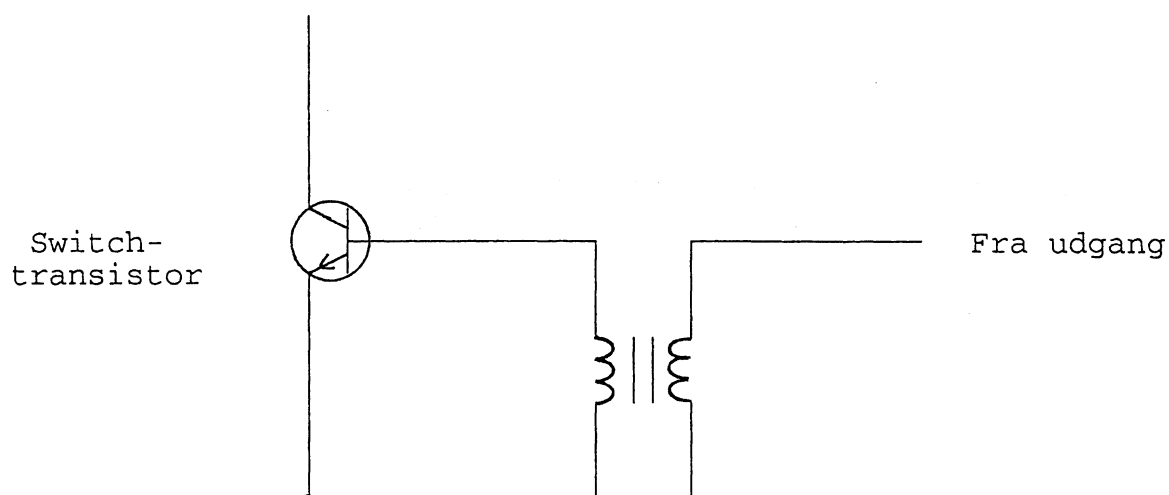
Til gengæld kommer transformeringen til at foregå ved en meget højere frekvens, hvilket medfører, at transformatoren kan udføres fysisk meget mindre end en traditionel 50Hz-transformator.

Flere udgangsspændinger.

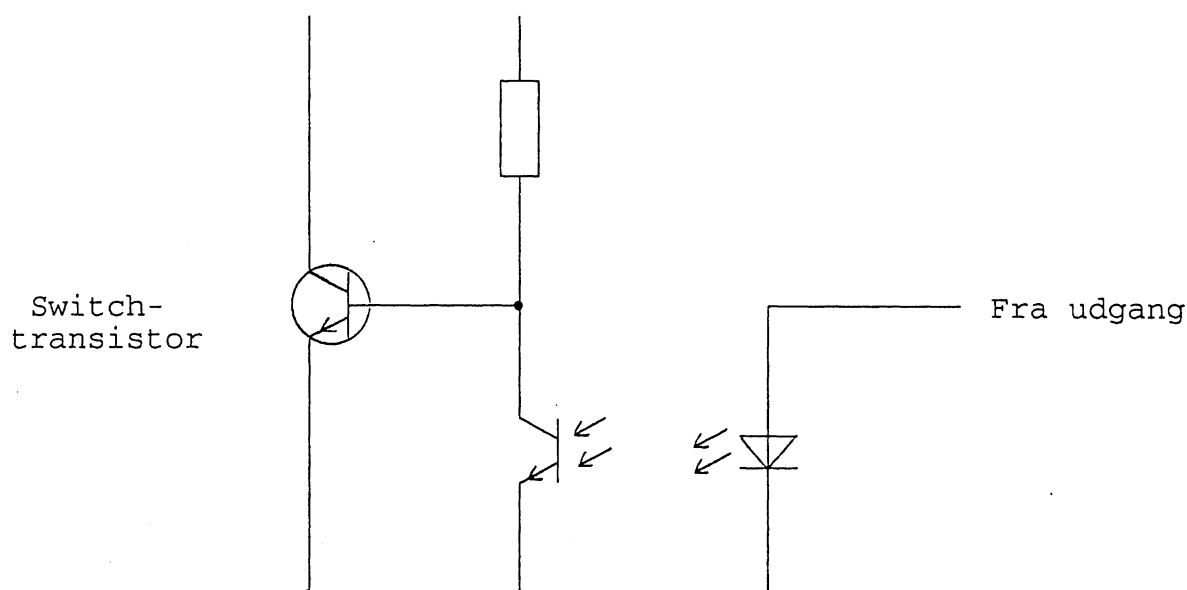
Transformatoren skal selvfølgelig sørge for at udgangsspændingen får den rette værdi, og i tilgift får man mulighed for at få flere separate udgangsspændinger, ved at udruste transformatoren med et tilsvarende antal separate sekundærviklinger.

Galvanisk adskillelse.

Udover at tilpasse spændingen skal transformatoren skabe galvanisk adskillelse mellem indgangs- og udgangsspænding. Ligesom sekundærswitchen, skal primærswitchen styres af et kredsløb, som holder øje med udgangsspændingen. Også her er det nødvendigt at sikre galvanisk adskillelse. Det kan gøres inductivt med en transformator, eller optisk med en optokobler.



Eksempel på induktiv tilbagekobling.



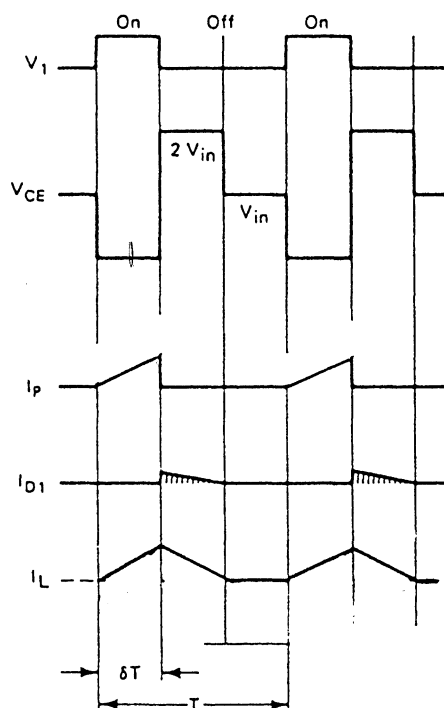
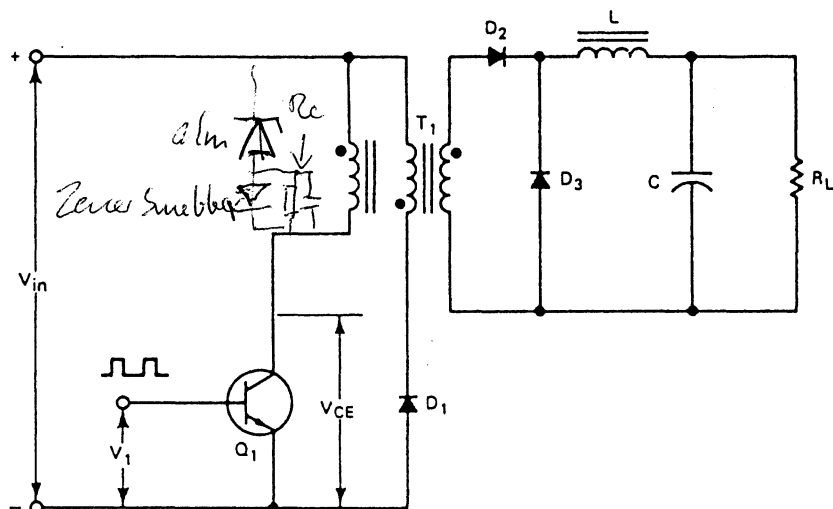
Eksempel på optisk tilbagekobling.

Filtrering.

Også i forbindelse med primær-switching kan filtreringen foregå efter feed-forward princippet, hvor energien overføres fra kilden, mens kontakten er sluttet, eller fly-back princippet, hvor energien mellemlagres i spolen, og overføres til ladecondensatoren og belastningen, mens kontakten er off.

Feed-forward-converter.

I den primær-switchede feed-forward-converter er der tilføjet en transformator og to dioder i forhold til det vi kender fra den sekundær-switchede.



Eksempel på primær-switched feed-forward converter, med pulsdigrammer.

Virkemåde:

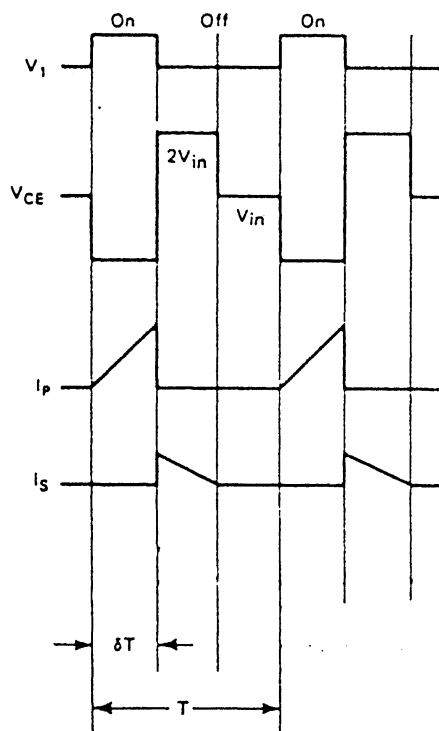
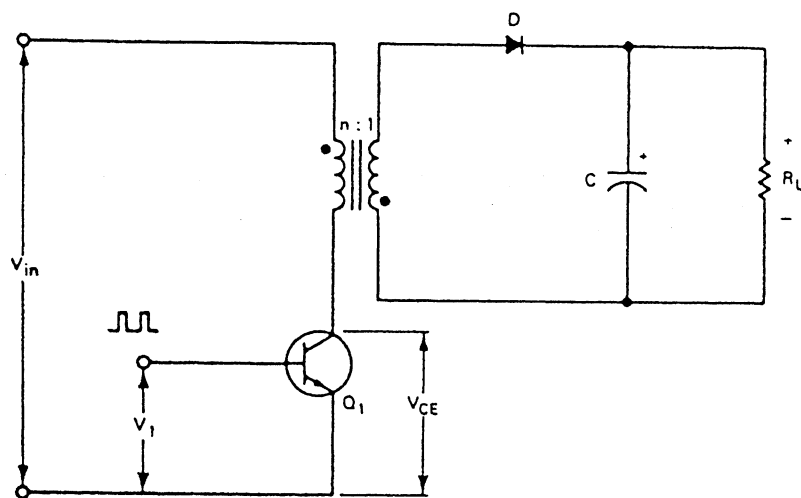
Når Q1 går on vokser strømmen op i primærviklingen. Sekundærviklingen har samme fase som primærviklingen og sekundærstrømmen vokser op i samme retning gennem D2. Derved opbygges strømmen også i spolen og energi oplagres i denne. D3 er forspændt i spærreretningen.

Når Q1 går off, inducerer transformatoren en modsat polariseret spænding over såvel primær som sekundær vikling. D2 forspændes i spærreretningen og D3 i lederetningen. Spolen ligger nu parrallelt med kondensator og belastning og afgiver sin energi.

D1 og den tredje vikling på transformatoren, som har samme vindingstal som primærviklingen, hindrer DC-magnetisering af kernen, ved at returnere transformatorens magnetiske energi til indgangen.

Fly-back-converter.

Den primær-switchede fly-back-converter ligner til forveksling den vi kender fra den sekundær-switchede. Den eneste forskel er at spolen er blevet til en transformator. Her er det altså samme komponent, der sørger for transformering, galvanisk adskillelse og filtrering.



Eksempel på primær-switched fly-back-converter, med pulsdigrammer.

Virkemåde:

Når Q1 går on, vokser strømmen op i primær viklingen. Sekundærviklingen er modsat faset, dioden bliver forspændt i spærreretning, og der går altså ingen sekundær strøm. Energien oplagres i transformatoren, og kondensatoren er alene om at levere strøm til belastningen. Når transistoren går off, inducerer transformatoren en spænding med modsat polaritet. Nu går der ingen primær strøm, men til gengæld er dioden forspændt i lederetning, og transformatoren afgiver sin oplagrede energi til kondensator og belastning.

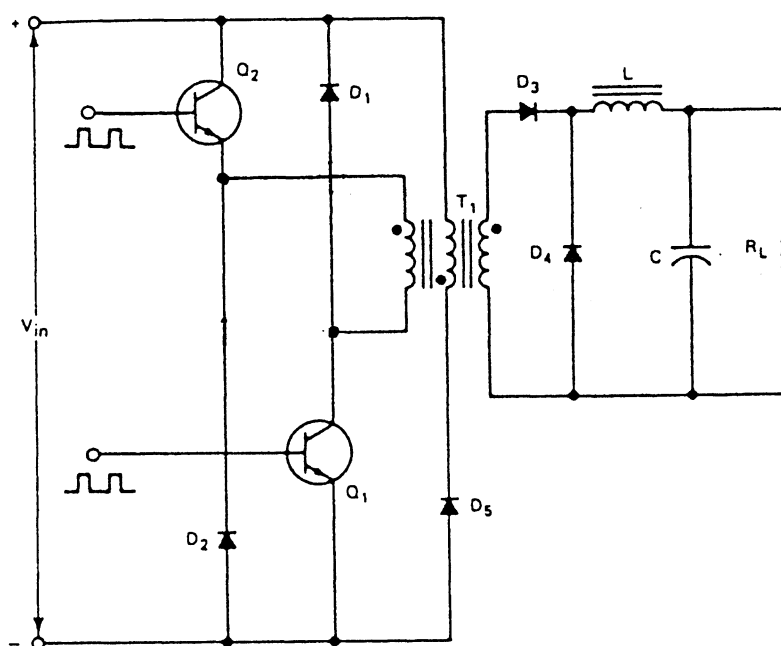
Variationer.

Oftentimes one encounters switch-mode-regulators, which do not immediately appear as the examples shown. Upon closer inspection it often turns out that they are variations on the same theme, arising because the designer has wished to take special considerations into account.

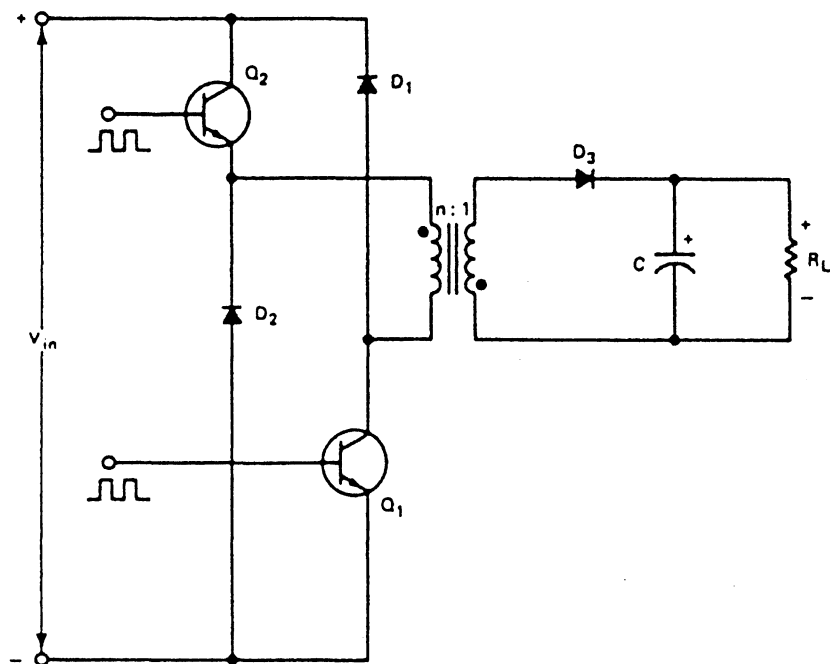
To-transistor converter.

Due to the large collector-emitter voltages across the switch-transistors, one is often faced with a variant, where the voltage is shared between two transistors.

The two-transistor principle can be used in feed-forward, as well as in fly-back-converter.



To-transistors feed-forward-converter.

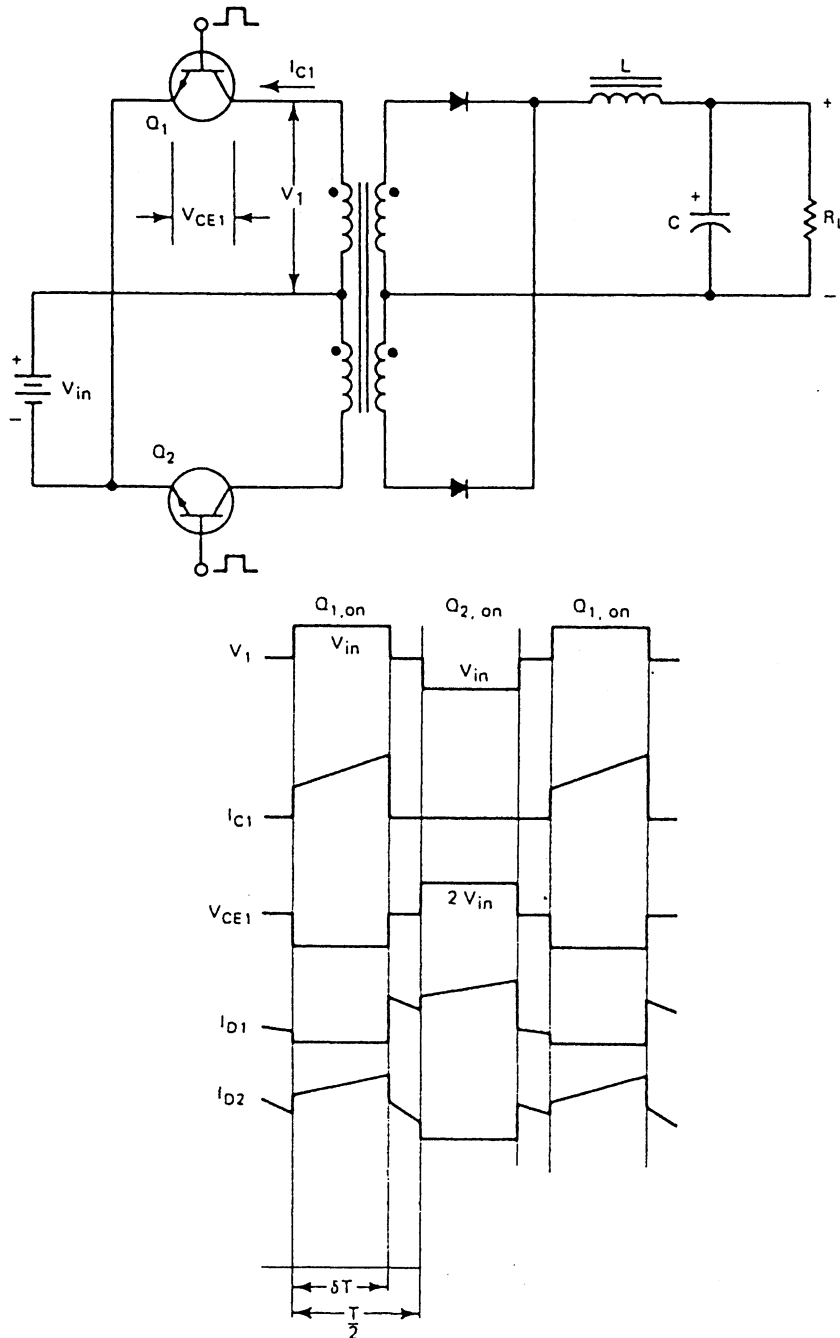


To-transistors fly-back-converter.

Begge transistorer går on samtidig, og dioderne forspændes i spærretetning. Når transistorerne går off, sørger dioderne for at den inducerede spænding fra transformatoren og indgangsspændingen fordeles over transistorerne.

Push-pull converter.

I push-pull converteren er der også to switch-transistorer, men her arbejder de i modfase. Det er her meget vigtigt at dutycycle ikke overskrider 0,5, eller 50% da det vil forårsage, at transistorerne vil være on samtidig og dermed overbelastes.

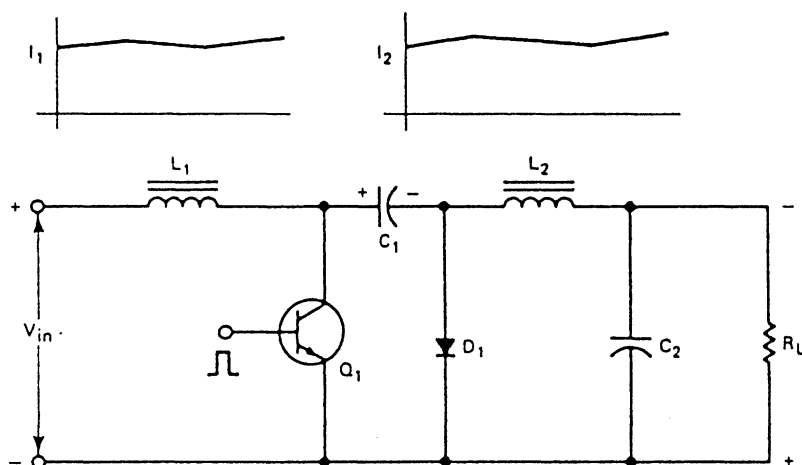


Eksempel på push-pull-converter, med pulsdigrammer.

Ripplefri converter.

Alle de indtil nu beskrevne switch-mode regulatorer har den uheldige egenskab til fælles, at udgangsspændingen aldrig vil være fri for ripplespænding hidrørende fra switchfrekvensen. Indenfor de sidste år er der imidlertid dukket et nyt converterprincip op. Det kaldes Ćuk-converter-princippet, efter dets opfinder, Dr. S. Ćuk. Med et præcist transformatordesign er det muligt at reducere ripplespændingen tilnærmelsesvis til nul.

38 HIGH-FREQUENCY SWITCHING POWER SUPPLIES



Grundprincippet i Ćuk-converteren.

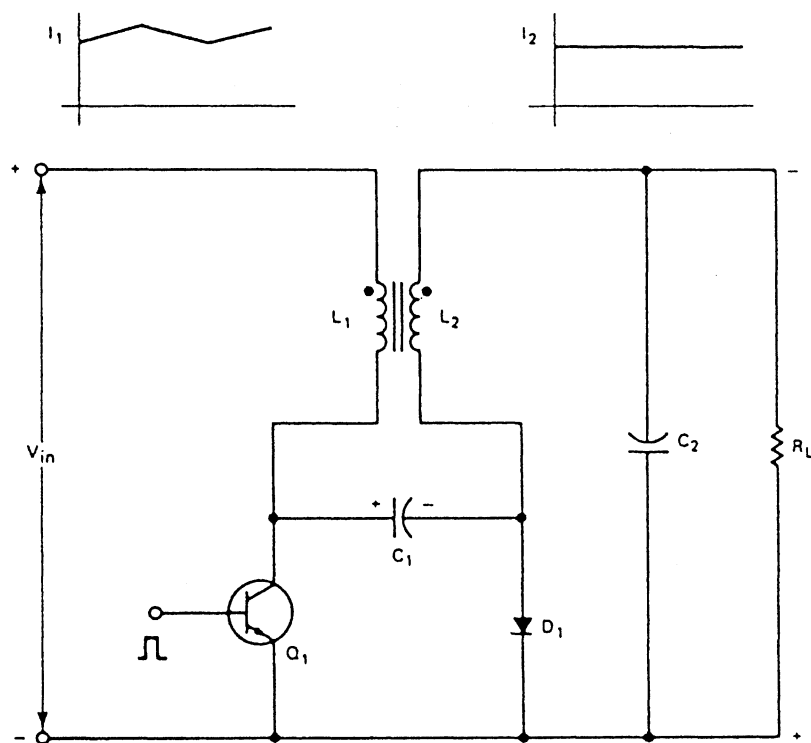
Virkemåde:

Mens transistoren er off, er dioden på sædvanlig vis forspændt i lederetningen af den inducerede spænding fra L_2 . C_1 oplades gennem L_1 af indgangsspændingen.

Når transistoren går on, lægges C_1 parrallelt med dioden, som nu er bliver forspændt i spærreretningen. C_1 driver en strøm gennem L_2 .

Spolernes og kondensatorernes modsatte "ladekurver" bevirker at strømmene, I_{L1} og I_{L2} bliver ens og næsten konstante, og ripplespændingen på udgangen minimal.

Ripplespændingen kan imidlertid reduceres endnu mere, ved at placere de to spoler på samme kerne.

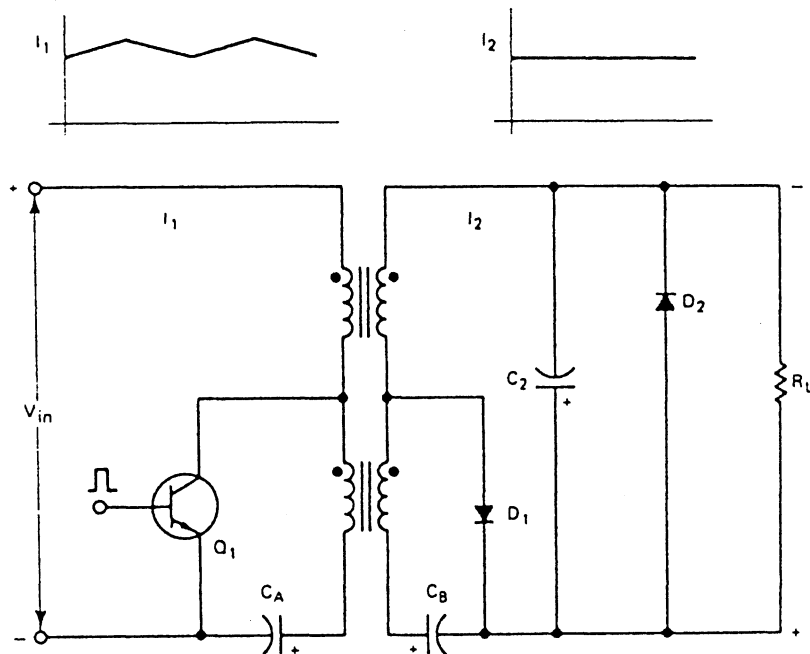


Ćuk-converter med induktiv kobling mellem spolerne.

De to strømme vil nu påvirke hinanden, og ved at dimensionere forholdet mellem viklingstallet korrekt, kan man fuldstændig udbalancere strømvariationerne i L_2 .

Isoleret Ćuk-converter.

Det viste eksempel er udmærket hvis man kan leve med at udgangsspændingen ikke er isoleret fra indgangsspændingen, og i øvrigt har modsat polaritet. Hvis ikke må vi bygge videre på kredsløbet.



Isoleret Ćuk-converter.

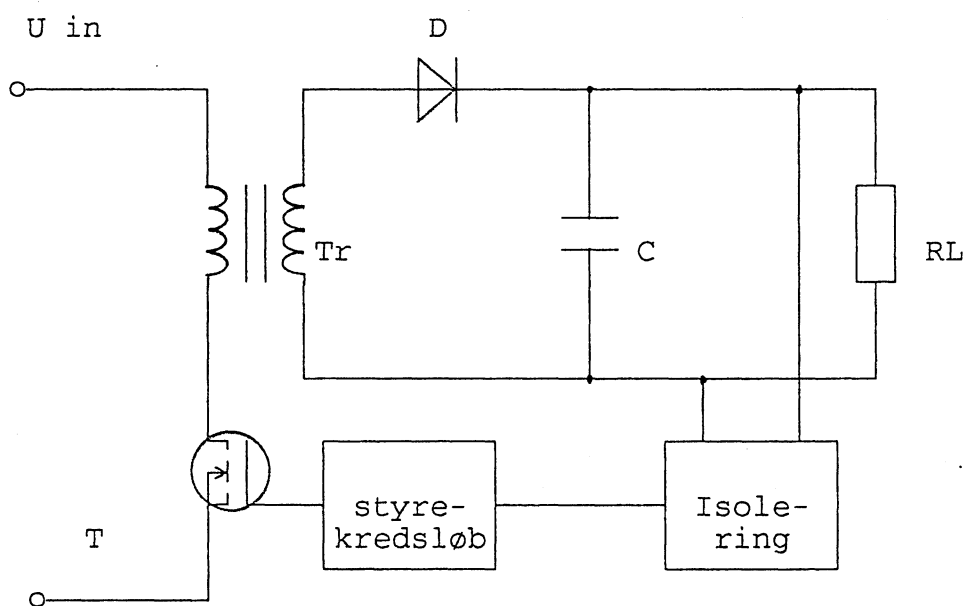
Kondensatoren C_1 er nu delt i to, og desuden flyttet til den anden side af switch-transistoren. Tillige er der indført en transformator, men virkningen er stadig den samme.

Udover at Ćuk-converteren leverer en ripplefri spænding, har den den uheldige egenskab, at udgangsspændingen har forkert polaritet i opstartøjeblikket. Derfor er der indført dioden D_2 , som begrænser denne spænding til ca 1V.

Isoleret DC-DC-konverter fra POWERBOX.

Dette modul indeholder en 5 volts forsyning og en split-supply på +&-12 volt, opbygget efter fly-back-princippet. De to forsyninger er indbyrdes galvanisk adskilte, og begge er galvanisk adskilte fra indgangsspændingen. Ingen af spændingerne er højere end indgangsspændingen, men det ville sagtens kunne realiseres da, det blot er et spørgsmål om vindingstal på transformatoren.

Modulet skal forsynes med ustabiliseret DC-spænding på 17-30V. Det er altså ikke en ægte primær-switched regulator, da en transformering før regulatoren er nødvendig, men principperne hvorefter den fungerer er de samme som for primær-switching, og den lave spænding gør den velegnet til eksperimenter.



Principdiagram af DC-DC-modulet.

Selve switch-kredsløbet er på flere punkter identisk med det vi kender fra step-up-modulet. Der er dog visse væsentlige forskelle:

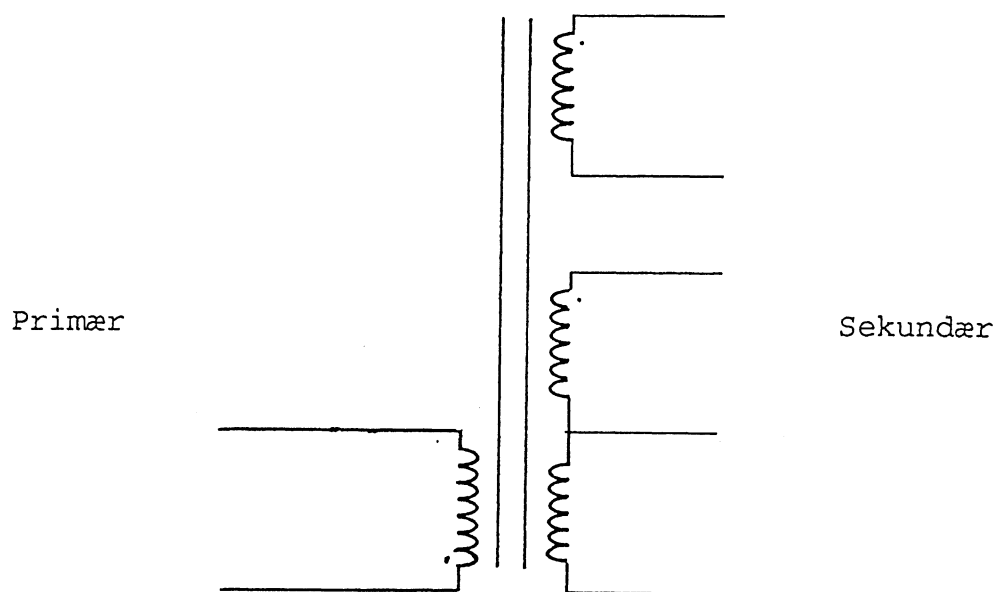
Spolen L1 er her en transformator, som induktivt overfører energi til belastningen.

Føleren overfører sit signal optisk til styrekredsløbet via en optokobler.

Koblingen mellem føleren og pulsbreddemodulatoren er anderledes end i step-up-modulet.

Transformator.

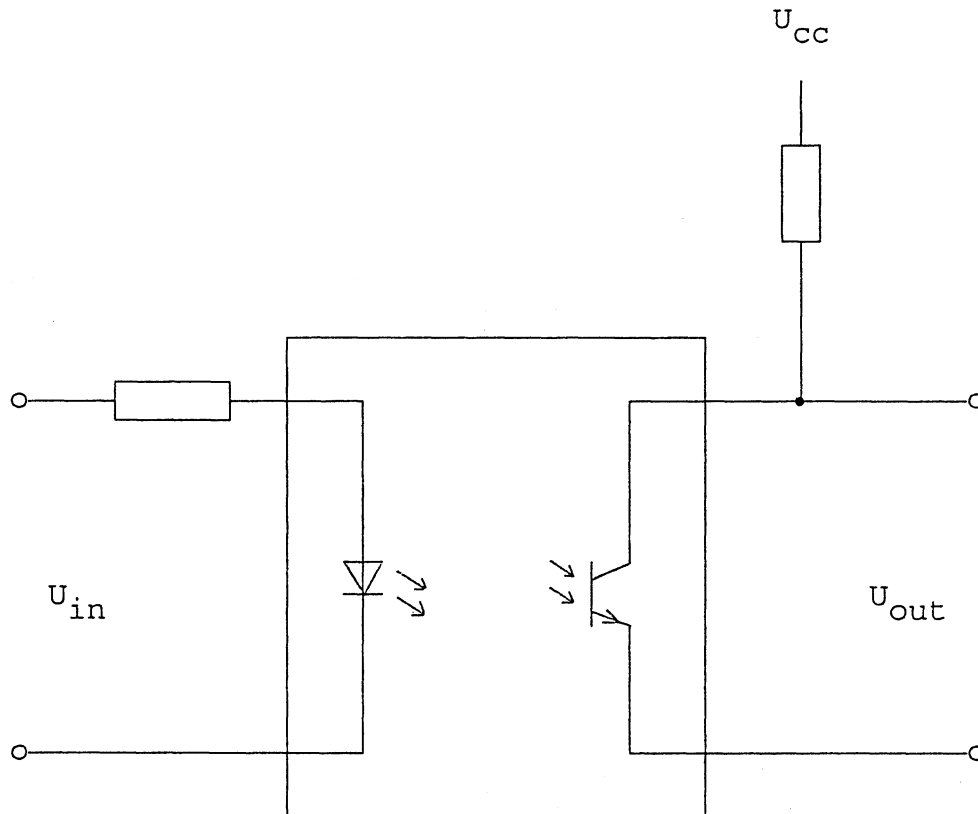
Transformatoren og optokobleren sikrer galvanisk adskillelse mellem ind- og ud-gangsspænding. Transformatoren giver desuden galvanisk adskillelse mellem de to forsyninger. Prikkerne ved transformatoren viser, hvordan viklingerne er faset i forhold til hinanden.



Transformatoren i DC-DC-modulet.

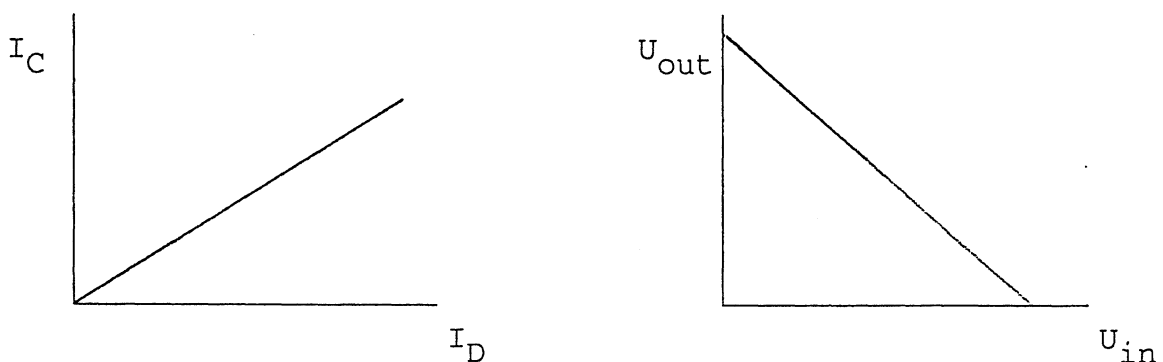
Optisk kobling.

Optokobleren indeholder en lysdiode og en lysfølsom transistor, som er placeret således i forhold til hinanden, at lyset fra dioden påvirker kollektorstrømmen i transistoren, uden de to komponenter har elektrisk forbindelse med hinanden.



Optokoblerkredsløb.

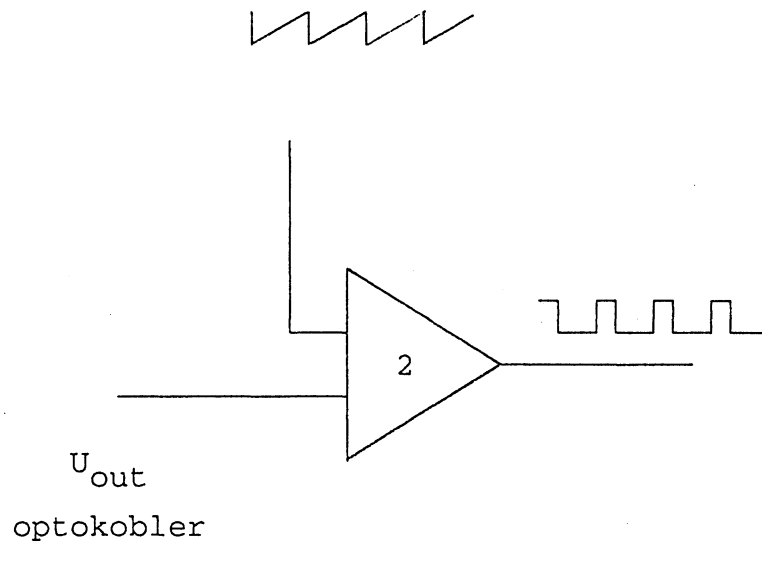
Set udefra optræder optokobleren næsten som en transistor. Kollektorstrømmen er ligefrem proportional med diodestrømmen.



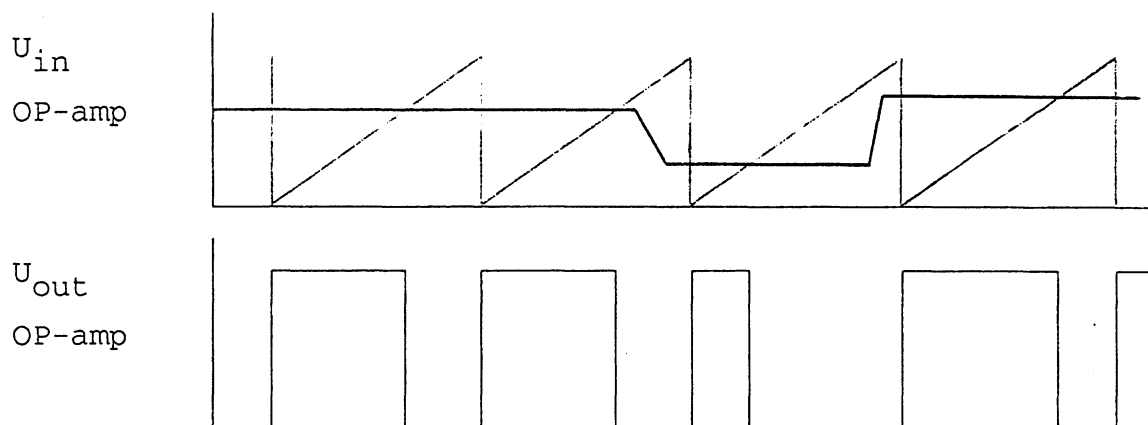
Karakteristik for optokobler.

Pulsbreddemodulator, PWM.

Den første operationsforstærker i IC-en springes over. Såvel forstærkning som fasedrejning foregår i stedet i et kredsløb omkring optokobleren.



Principdiagram af pulsbreddemodulator.



Pulsdiagrammer for pulsbreddemodulator.

Virkemåde:

Kollektorspændingen for transistoren i optokobleren, som er omvendt proportional med kollektorstrømmen, bestemmer niveauet på operationsforstærkerens plus-indgang. På minus-indgangen tilføres en savtandspænding med en repetitionsfrekvens på ca 60kHz. På savtandkurvens skrå flanke vil operationsforstærkeren afgive "1" indtil savtanden når niveauet på plus-indgangen. Herefter vil den afgive "0" indtil begyndelsen af næste skrå flanke. Varigheden af pulsen, som bestemmer transistorens on-tid, er bestemt af niveauet på plus-indgangen og dermed af konverterens udgangsspænding.

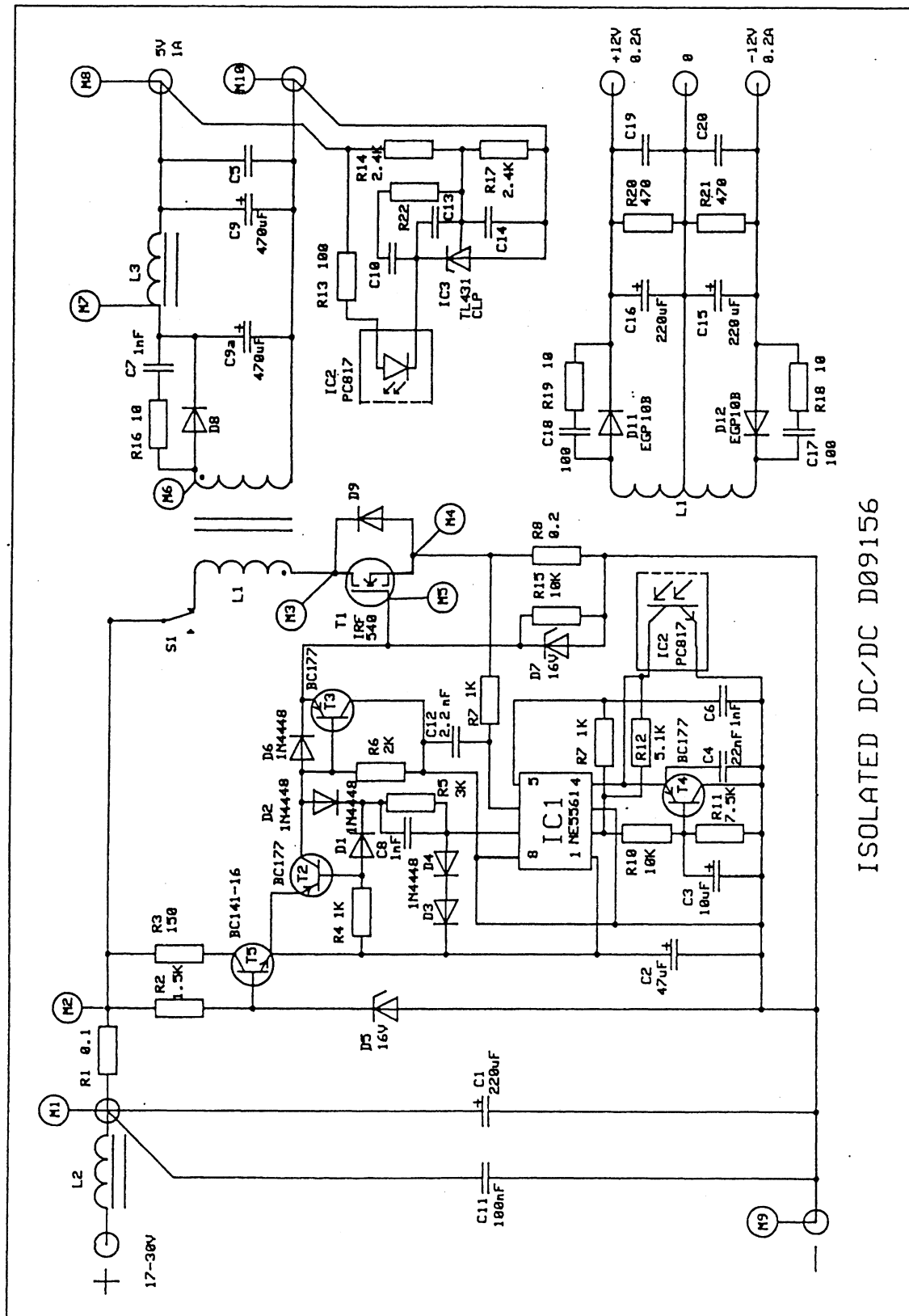
Vi forestiller os at konverteren arbejder med en lille belastning og nominel spænding på udgangen. Der går strøm i lysdioden og den lyser. Fototransistoren er aktiv, men ikke mættet. Konverterens udgangsspænding falder nu lidt p.g.a. øget belastning. Det bevirker at lysdioden lyser mindre, fototransistoren trækker mindre strøm, og kollektorspændingen stiger. Savtandspændingen skal nu op på dette højere niveau, før operationsforstærkeren skifter til "0" på udgangen. Pulstiden er blevet længere, og dermed transistorens on-tid.

Føleren registrerer kun spændingsvariationer på 5 volts udgangen. ± 12 volt udgangen er derfor ikke særlig stabil.

Strømbegrænser.

Strømbegrænseren er opbygget som i step-up-modulet, d.v.s. med en følermodstand i serie med switchen. Læg mærke til at føleren sidder på primærsiden. Den føler altså ikke en bestemt udgangsstrøm, men på summen af dem alle. Man kan altså godt komme ud for en situation, hvor een udgang afgiver en strøm som er højere end den nominelle, hvis de øvrige belastes mindre.

Diagram over POWERBOX DC-DC-konverter.



Philips PE 1112/50

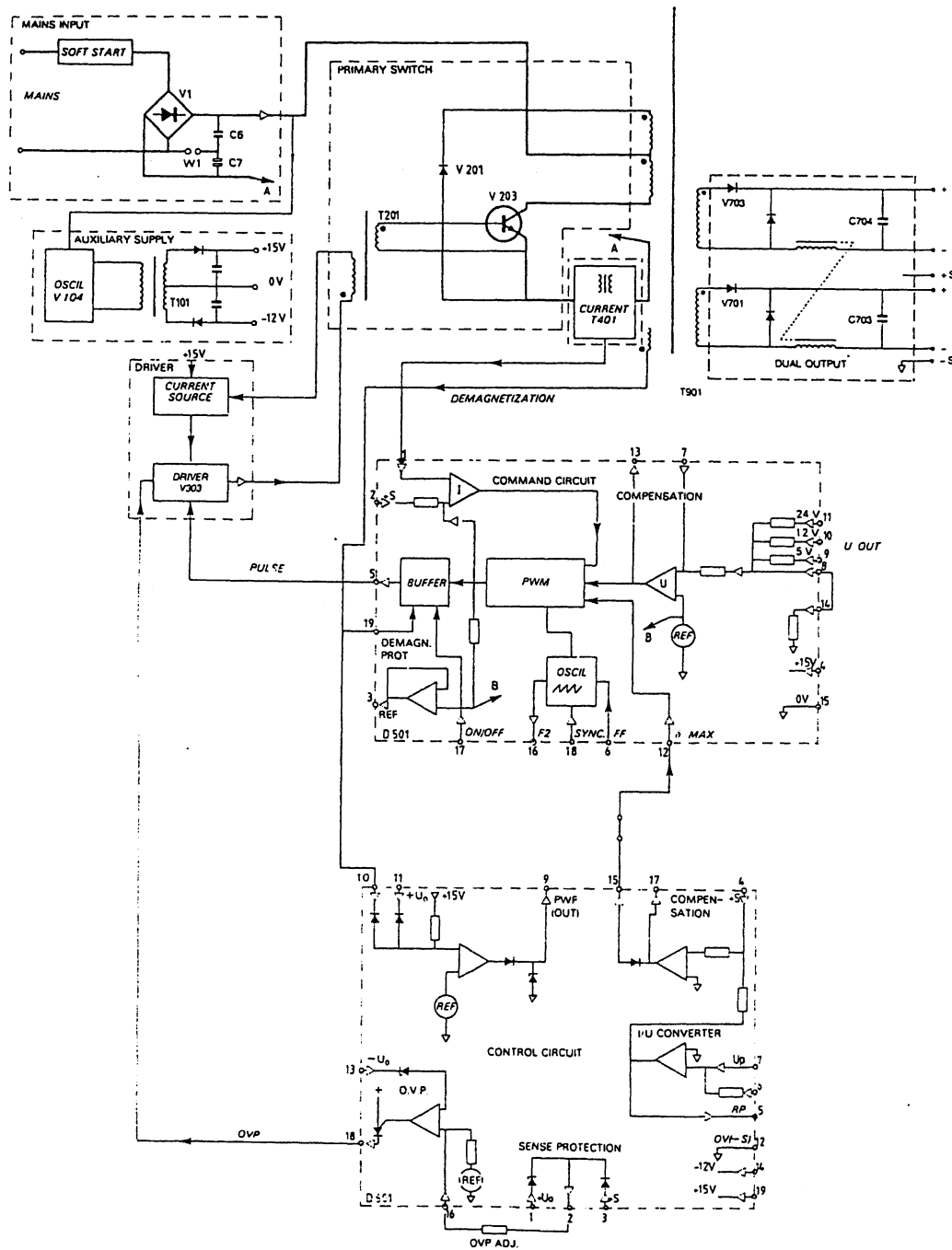
Denne powersupply er en primær-switched feed-forward-converter, med følgende data.

Udgangsspændingen

5V -0,+1%

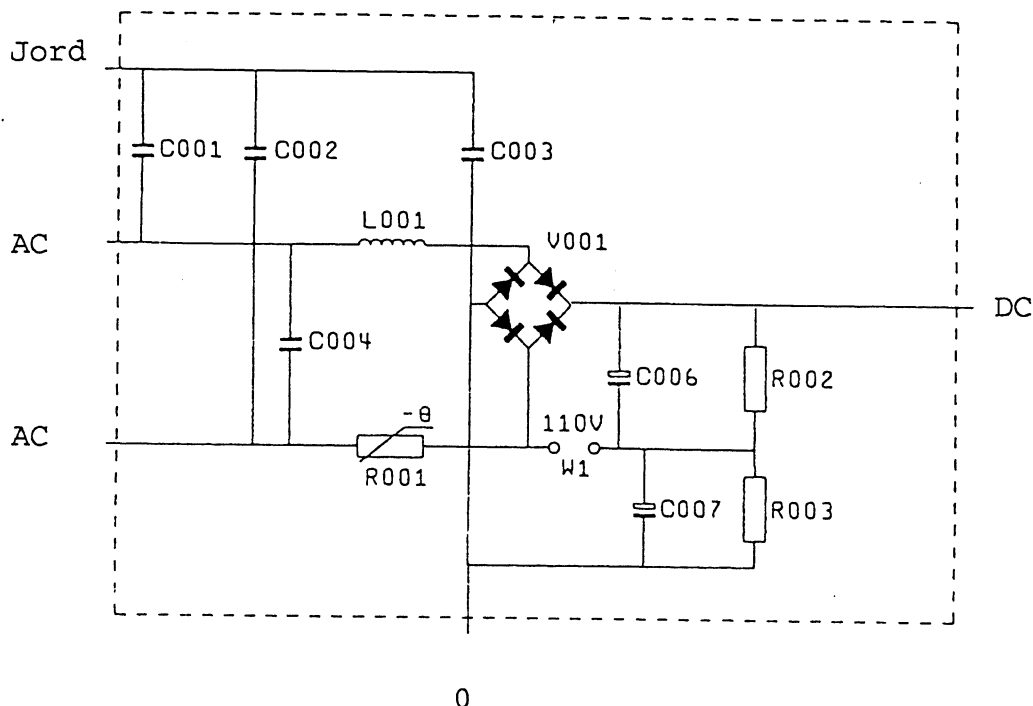
Maksimal belastningsstrøm

12A



Blokdiagram for PE 1112/50

Netdel.

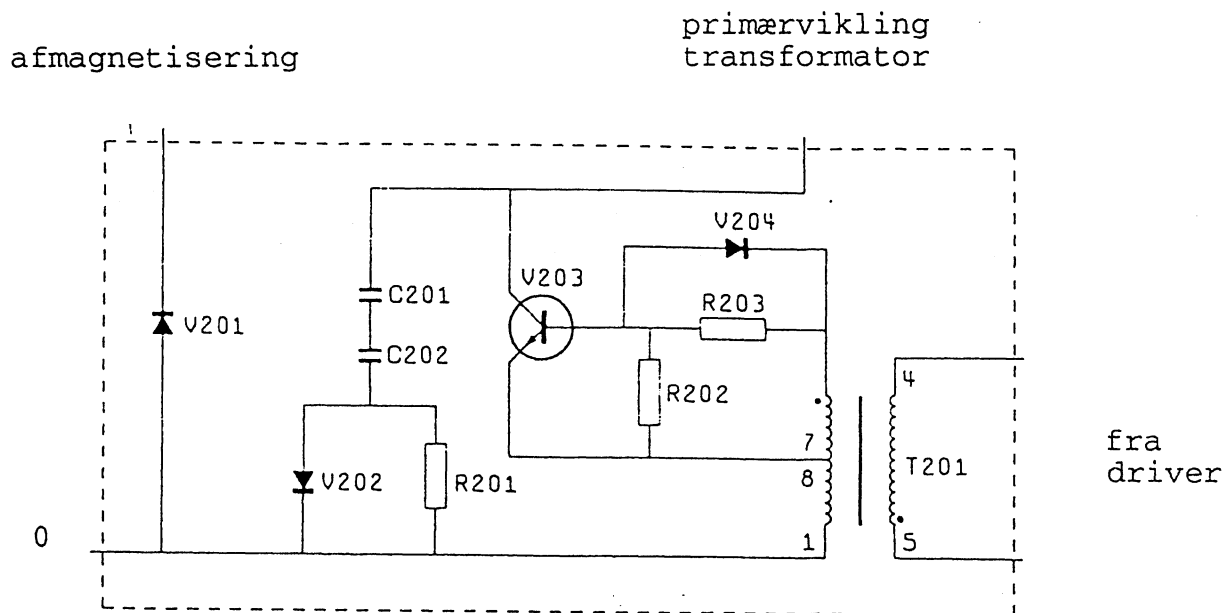


Netspændingen, 220V ensrettes i den brokoblede ensretter, V001, og udglattes af lade-kondensatorerne, C006 og C007. R002 og R003 fordeler DC-spændingen over kondensatorerne. Ved 110V netspænding monteres kortslutningen, W1, og kredsløbet virker som spændingsdobler.

Ved opstart er lade-kondensatorerne helt afladt, og der vil gå en meget stor strøm. Denne strøm begrænses af R001, en NTC-modstand, som er forholdsvis stor i opstartøjeblikket. Der er derfor et spændingsfald over modstanden, og der afsættes effekt i den. Modstanden opvarmes herved, og modstanden reduceres til næsten 0 ohm. Herefter er spændingsfaldet ligeledes næsten 0V.

Kondensatorerne, C001, C002, C003, C004 samt spolen, L001 danner et EMI-filter, som begrænser støjen fra powersupplien til lysnettet.

Switch-kredsløb.

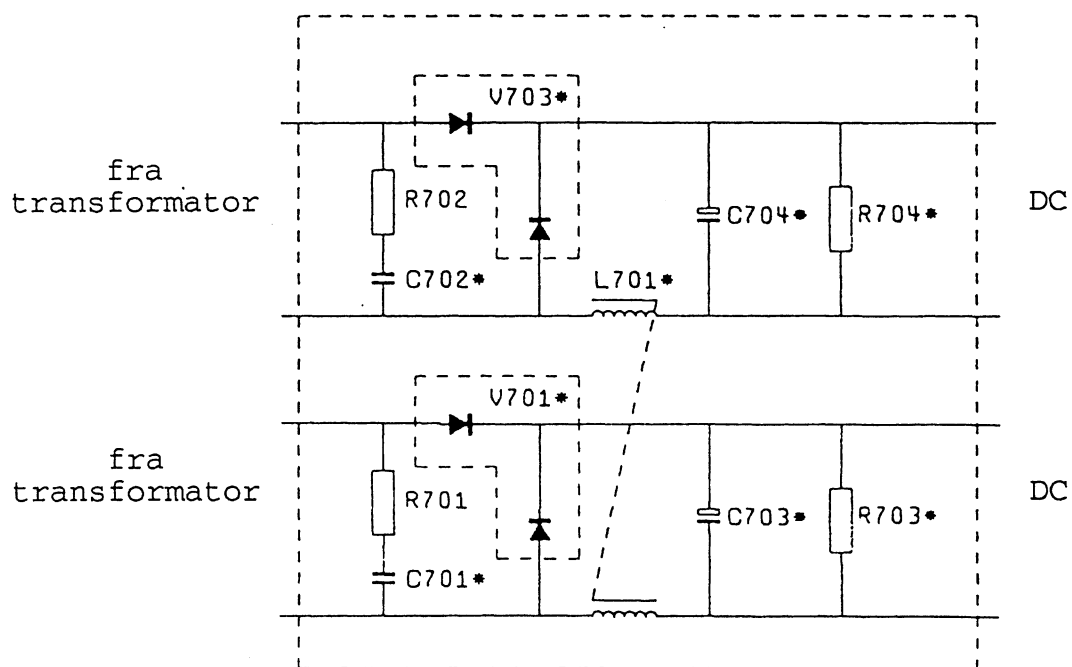


Switch-mode-regulatoren er af Feed-forward-typen. Transistoren styres on af en positiv puls fra transformatoren, T201. Basisstrømmen begrænses af R203. Transistoren trækker collectorstrøm gennem primærviklingen på powertransformatoren, T901 (ikke vist her), og over sekundærviklingen induceres der en spænding, som ensrettes og filtreres i filterkredsløbet.

En negativ rettet puls fra T201 styrer transistoren off. Dioden V204 forspændes nu i lederetning, og basis reverseres kraftigt, så transistoren hurtigt går off.

Dioden V201 er forbundet til en ekstra vikling på powertransformatoren, og afmagnetiserer denne mens transistoren er off.

Filter-kredsløb

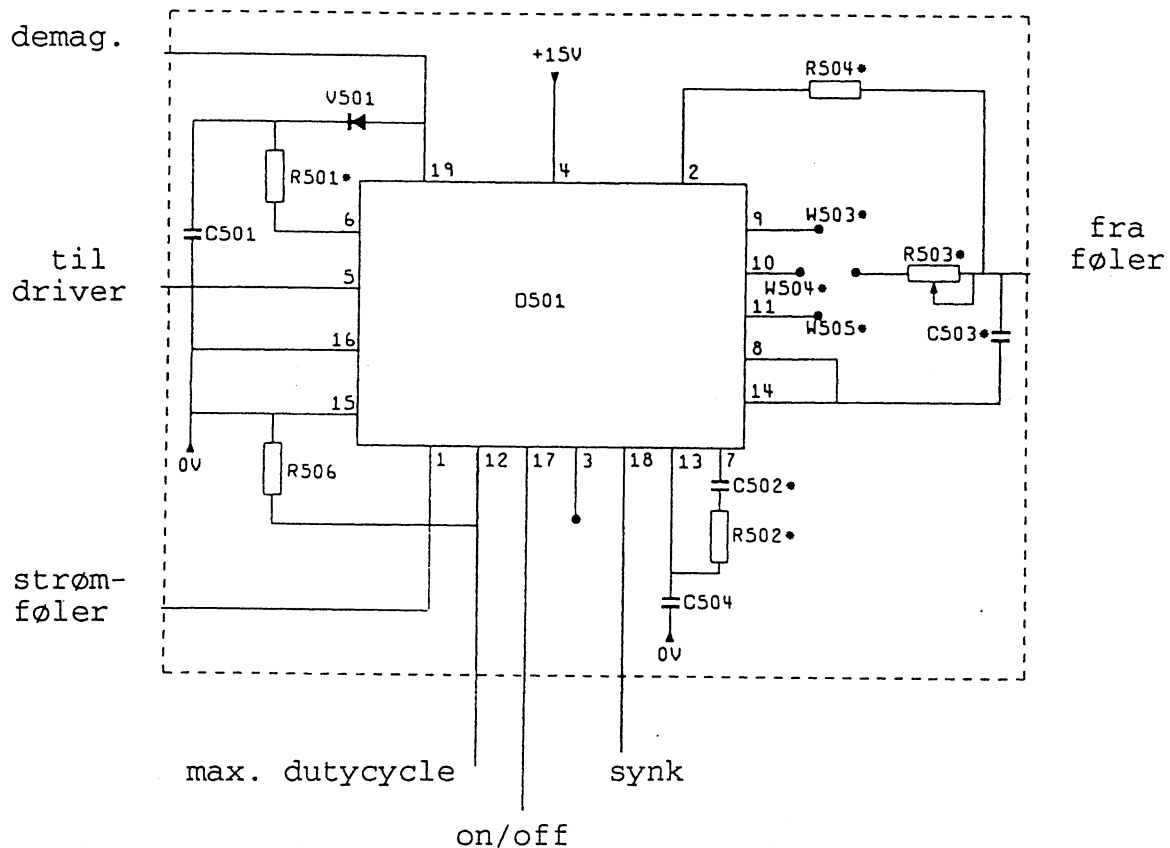


Regulatoren er som nævnt af feed-forward-typen. Regulatoren har to ens, separate udgangsspændinger, som kobles parallelt.

Serie-dioderne er forspændt i lederetning når Switch-transistoren er on, og ladekondensatorerne oplades. Når transistoren er off, skifter spændingen fra transformatoren polaritet, og dioderne forspændes i spærretetning. Filterspolen L701 inducerer en spænding, som forspænder parallel-dioderne (frehjulsdiode) i lederetning. Spoler og ladekondensatorer ligger nu parallelt, og afgiver energi til belastningen.

C701 og C702 beskytter dioderne mod overspænding og begrænser EMI.

Styrekredsløb.



D501 er en tykfilm-kreds, som indeholder følgende funktioner:

Fejlspændingsforstærker (indgange: ben 8,9,10 og 11)

Savtandgenerator med synkronisering (indgang: ben 18)

Pulsbreddemodulator (PWM) med følgende indgange:

ben 1: strømføler

ben 6: overspændingssikring

ben 12: maksimum duty-cycle

ben 17: ON/OFF-kontrol (fjernbetjening)

ben 19: demagnetiseringsbeskyttelse

Referencespænding (ben 3)

Udgangstrin (ben 5)

Styrekredsen forsynes med 15V (ben 4, stel på ben 15)

Fejlspændingsforstærkeren.

Udgangsspændingen føres via "sense"-terminalerne til forstærkeren, og deles af R503 og modstande internt i kredsen. Der er mulighed for at koble spændingsdeleren til een af tre standardspændinger: 5V med W503 sluttet, (anvendt her), 12V med W504 sluttet og 24V med W505 sluttet. Finjustering af udgangsspændingen sker med R503. Udgangssignalet fra fejlspændingsforstærkeren føres til pulsbreddemodulatoren.

Savtandgeneratoren.

Generatorens frekvens er internt bestemt til ca 50kHz. Savtandgeneratoren kan synkroniseres med en lavere frekvens på ben 18.

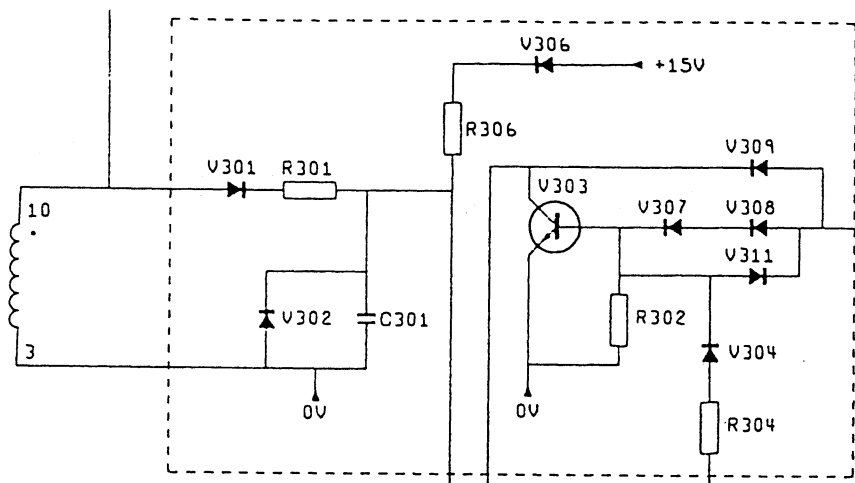
Pulsbreddemodulator.

DC-spændingen fra fejlspændingsforstærkeren og savtandspændingen sammenlignes i pulsbreddemodulatoren, og resultatet beskrives på ben 5, med en firkant-puls med dutycycle bestemt af spændingen fra fejlspændingsforstærkeren. Pulsen er fasevendt, således at pausen er udtryk for, at switch-transistoren skal være on. Maksimum duty-cycle lægges fast med en DC-spænding på ben 12. Powertransformatoren møttes ved ca 50% dutycycle, og dette må ikke ske, da det vil bevirke, at switch-transistoren overbelastes. Hvis transformatoren går i mætning på trods af dutycycle-begrænsningen via ben 12, registreres det på ben 19, og pulserne til udgangen blokeres.

Desuden begrænses maksimum dutycycle i tilfælde af forøget netspænding, ved at savtandspændingens maksimumniveau begrænses via ben 6.

Signalet på strømfølerindgangen, ben 1 sammenlignes med spændingen på ben 2, som følger udgangsspændingen. Forskellen mellem de to signaler forstærkes op og sammenlignes med savtandspændingen. I tilfælde af for stort strømforbrug begrænses switch-transistorens on-tid, og dermed udgangsspændingen og -strømmen. I tilfælde af kortslutning af udgangen falder spændingen på ben 2, og en strømbegrænsning med fold-back træder i kraft.

Driver-kredsløb.



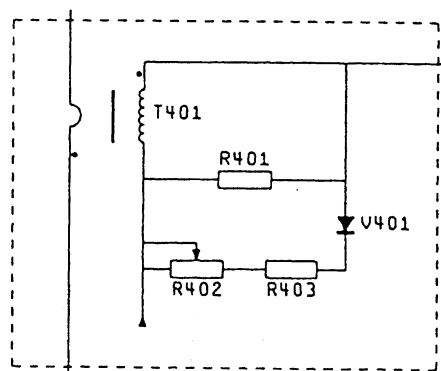
Signalet fra pulsbreddemodulatoren føres til drivertransistorens basis. I pulstiden er V303 on og trækker strøm gennem T201. Sekundærviklingen på T201 er modsat polariseret så switch-transistoren er styret off med en negativ spænding.

Dioden V302 er forspændt i spærreretningen, og C301 oplades gennem R306.

Når V303 går off, inducerer T201 en modsat polariseret spænding, negativ til switch-transistor, som går on, og positiv ben 4. V301 er forspændt i lederetning, og C301 oplades stadig, men nu med induceret spænding fra powertransformatoren. Næste gang driver-transistoren går on, aflades C301 delvis. Dette sker gennem T201, og den negative spænding, som induceres til switch-transistorens basis øges herved, og skiftetiden reduceres.

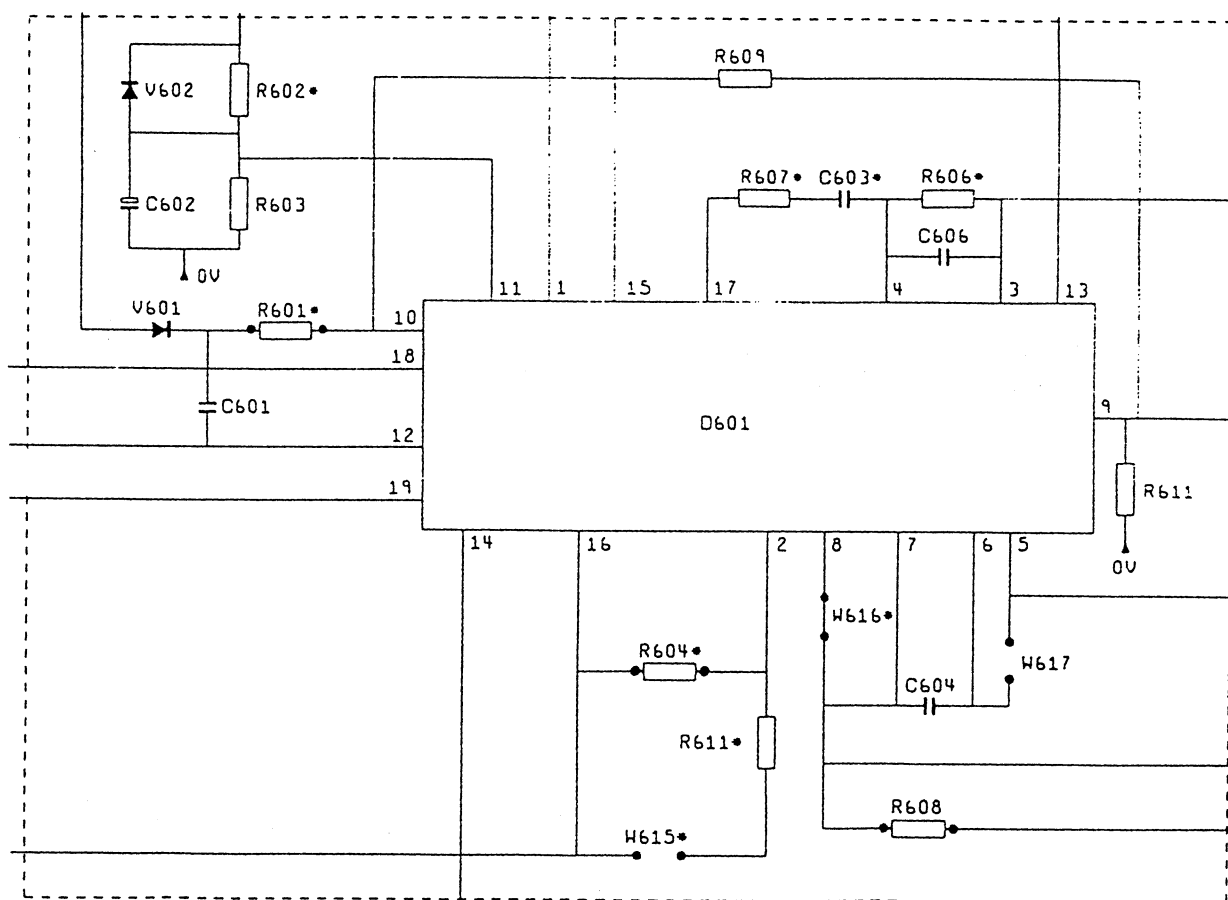
Dioderne, V307, V308, V309 sikrer at transistoren ikke kan mættes fuldstændigt, og derfor er hurtigere til at gå off igen.

Strømføler-kredsløb.



Strømføleren fungerer ved at collectorstrømmen til switch-transistoren ledes gennem en primærviklingen på T401. Over sekundærviklingen induceres en spænding, som er ligefrem proportional med collectorstrømmen. Med R402 kan spændingen justeres, og dermed niveauet hvor strømbegrænseren skal træde i funktion.

Kontrol-kredsløb.



D601 er et tykfilmkredsløb, som indeholder følgende funktioner:

Overspændingsbeskyttelse, OVP (indgange: ben 13 og ben 16 via ben 1 og 2, udgang: ben 18)

"sense" beskyttelse (indgange: ben 3 og 17)

Termisk beskyttelse (indgang: ben 16)

Power failure - (indgange: ben 10 og 11, udgang: ben 9)

Programmering af spænding; med spænding eller modstand (indgange: ben 5 og 7)

Overspændingsbeskyttelse.

Kontrolkredsløbet følger på udgangsspændingen med ben 1, plus og ben 13, minus. Ugangsspændingen sammenlignes med en intern reference, og hvis den overstiger denne, aktiveres en thyristor, som blokerer pulserne til drivertransistoren ved at lægge en posetiv spænding ud på ben 18.

"Sense" beskyttelse.

Hvis spændingsforskellen mellem en "sense"-terminal og del tilsvarende udgangsterminal overstiger 0,6V, aktiveres overspændingskredsløbet.

Termisk beskyttelse.

En PTC-modstand tilsluttet ben 16 er placeret internt i powersupplyen. Hvis temperaturen stiger, stiger modstanden i PTC-en og spændingen på ben 16, og overspændingskredsløbet aktiveres.

Power failure.

Når alt fungerer normalt, er der et "1" på ben 9. Hvis netspændingen, falder skifter signalet på ben 9 til "0", hvilket er besked om, at udgangsspændingen kun vil kunne opretholdes i 5mSek.

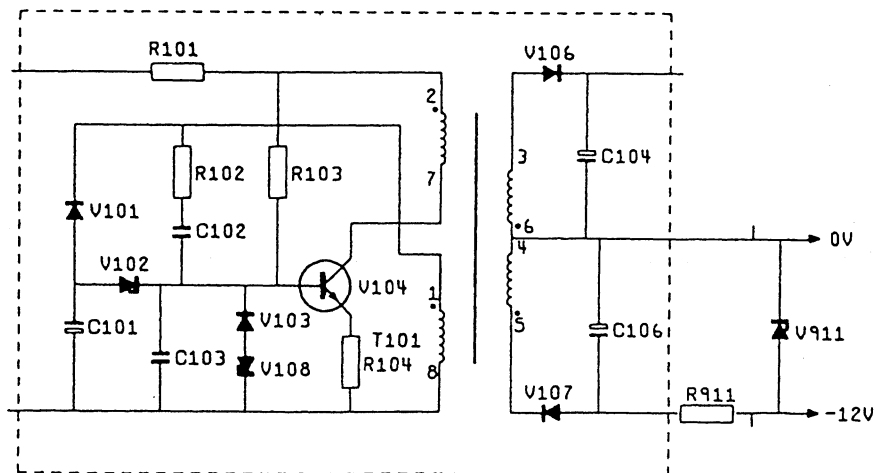
Kredsløbet følger på udgangsspændingen med ben 11 via spændingsdeleren R602 og 603, og spændingen fra powertransformatoren, vikling 3-10 med ben 10 via V601, C601 og R601.

Ved opstart er udgangsspændingen på plads efter højst 500mSek. Kondensatoren C602 forsinker spændingen til ben 11 yderligere ca 100mSek, hvorefter ben 9 går på "1". I tilfælde af en kortslutning på udgangen, aflades C602 omgående og ben 9 går på "0". Hvis spændingen ladekondensatorerne i netdelen falder, registreres det på ben 10 og ben 9 går på "0". Ladekondensatorerne har nu energi nok til at holde spændingen indenfor det specificerede i mindst 5mSek.

Programmering af spænding.

Med en ekstern DC-spænding (0-10V) mellem ben 12 og ben 7 via modstanden R608, er det muligt at påvirke dutycycle og dermed udgangsspændingen. Det samme er muligt med en modstand (0-10kohm) mellem ben 5 og ben 7.

Hjælpeforsyning.



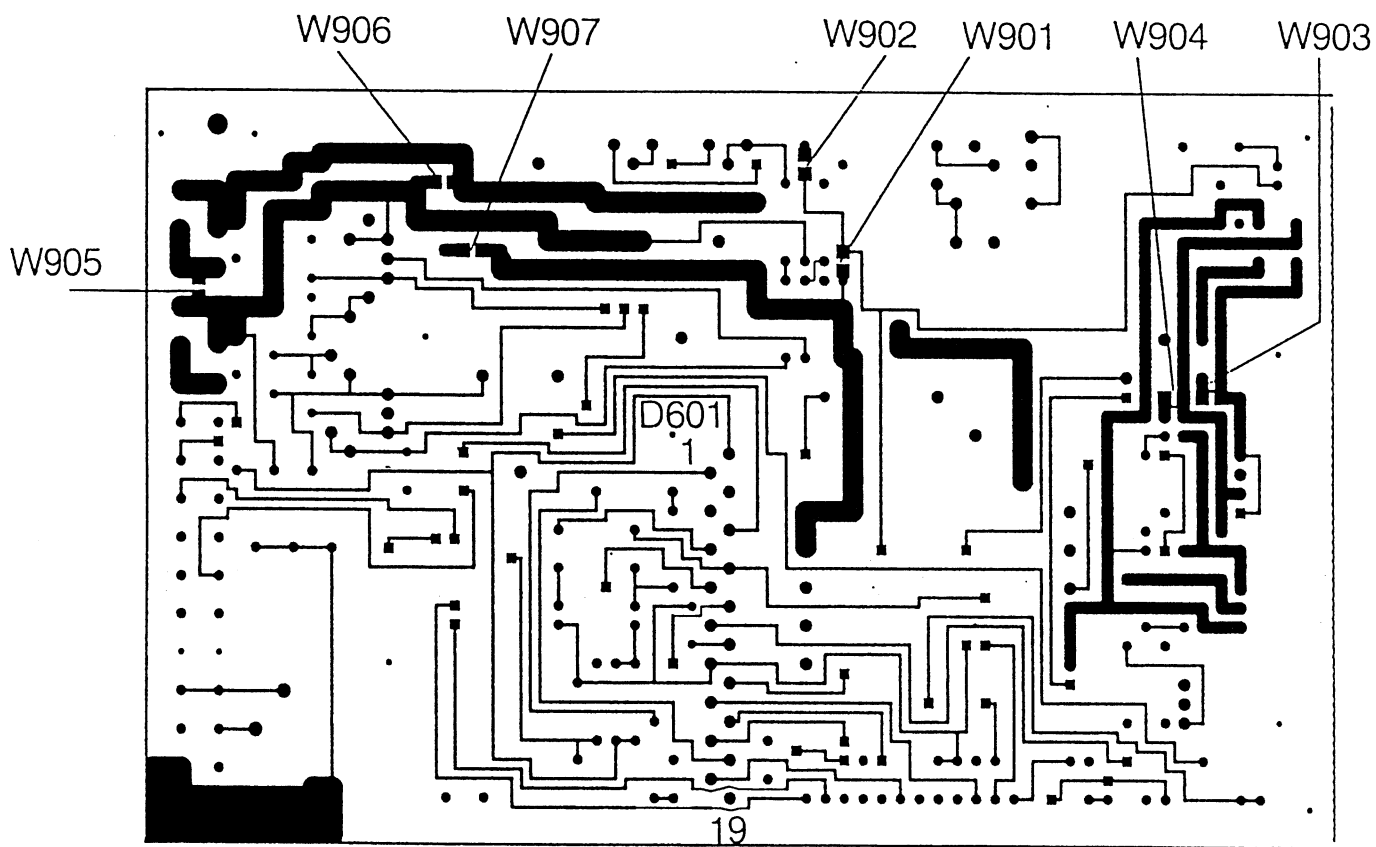
Kontrolkredsløbene spændingsforsynes af en uafhængig hjælpeforsyning, som består af en oscillator, transformator og ensretterkredsløb.

Kredsløbet er tilsluttet den ensrettede netspænding. Switch-transistoren får basisstrøm gennem R101 og R103, og trækker collectorstrøm gennem primærspolen, 2-7. Mens strømmen vokser op i spolen falder spændingen over den.

Over transformatorens vikling, 1-8 induceres en spænding, som nu giver basisstrøm til transistoren, ved at C102 lades op gennem R102. Denne strøm falder dog og på et tidspunkt bliver den så lille at transistoren går off, og spændingerne over transformatorens viklinger skifter polaritet. På sekundær viklingerne ensrettes og udglattes spændingerne af dioderne V106 og V107, henholdsvis C104 og C106.

Den negative spænding på transformatorens ben 2 forhindrer transistoren i straks at gå on. Når transformatoren har afleveret sin energi, får transistoren atter basisstrøm via R101 og R103, og forløbet starter forfra.

C101 oplades under off-tiden til ca -5V. Hvis denne negative spænding overstiger zenerspændingen, 6,2V for V102, får den indflydelse på basisstrømmen og mindsker dermed on-tiden.



U_p PROGRAMMING

OVP ADJ PE 1113/50

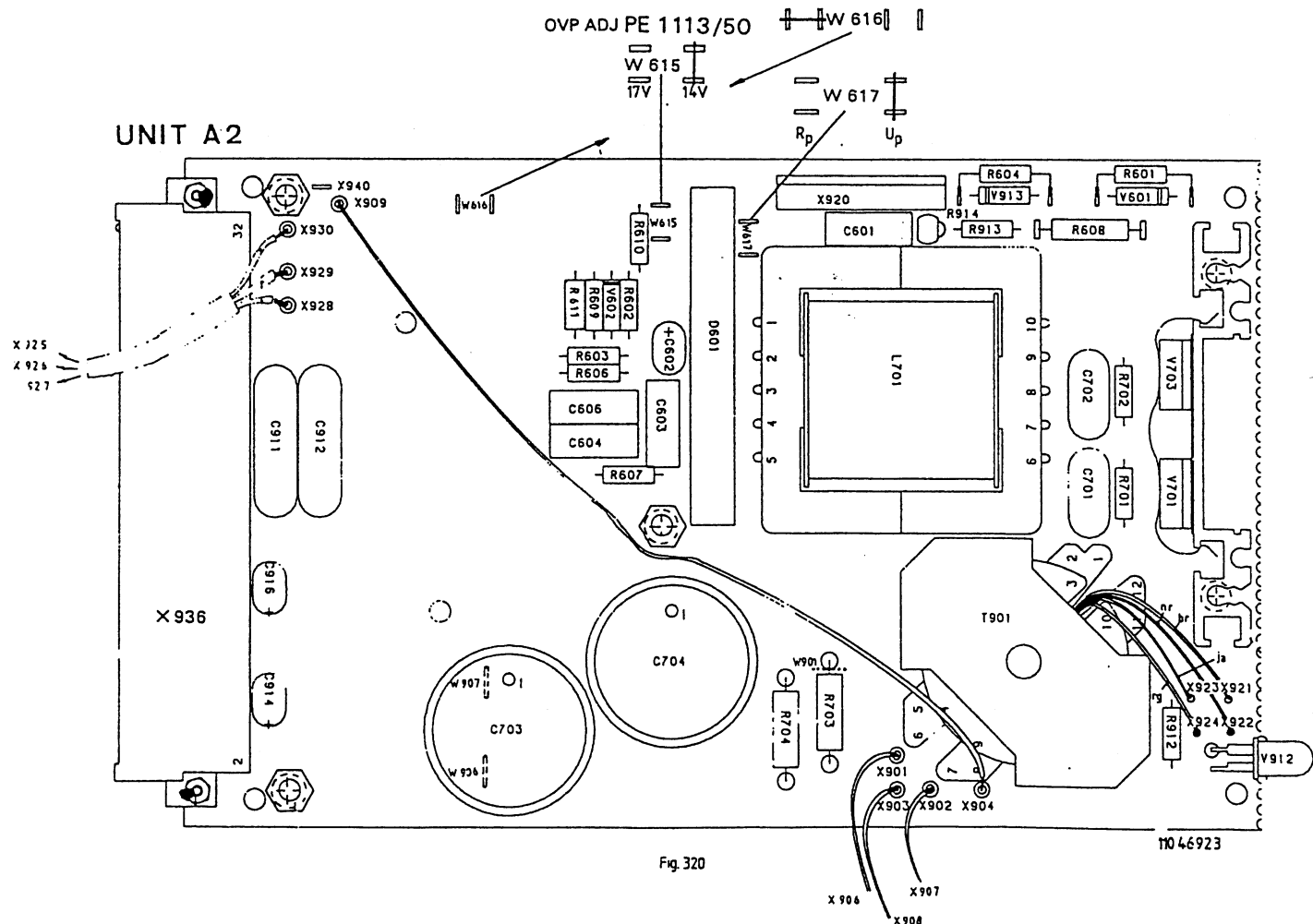


Fig. 320

Printtegning og komponentplacering for Unit 2.

LOCAL SENSING

REMOTE SENSING

PE 1112/50

PE 1113/50 DUAL OUTPUT

PE 1114/50

PE 1113/50 APPLICATION
SERIES CONNECTIONS

PF 1112/50

PE 1113/50 SINGLE OUTPUT

PE 1113/50 SINGLE OUTPUT

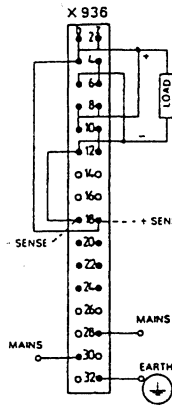


Fig. 223

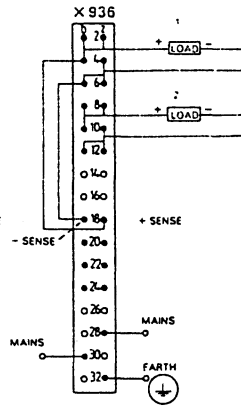


Fig. 224

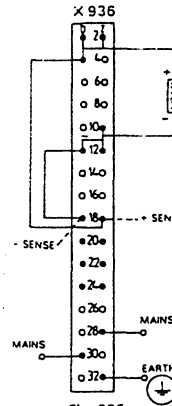


Fig. 225

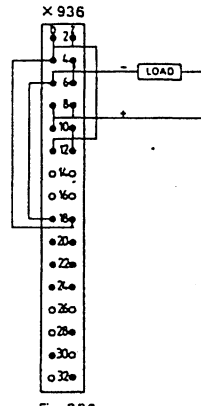


Fig. 226

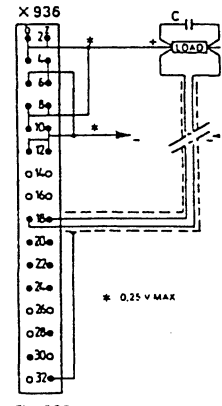


Fig. 230

REMOTE SENSING

REMOTE ON-OFF

PE 1113/50 DUAL OUTPUT

PE 1114/50

WITH TTL SIGNAL

WITH CONTACT

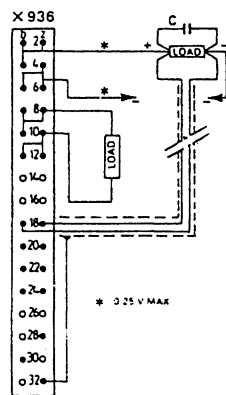


Fig. 231

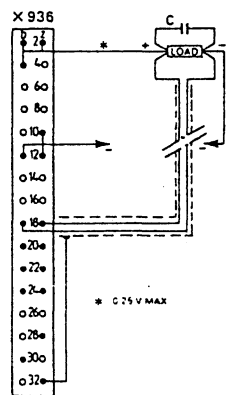


Fig. 232

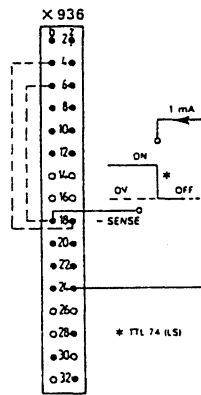


Fig. 260

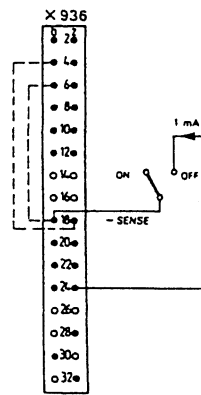


Fig. 261

ENERGY RESERVE

U₀ PROGRAMMING

SYNCHRONISATION

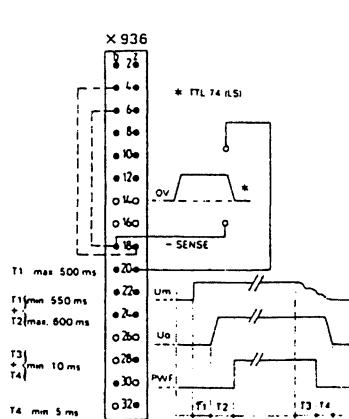


Fig. 267

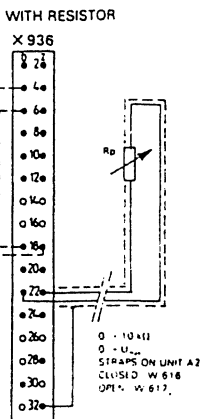


Fig. 274

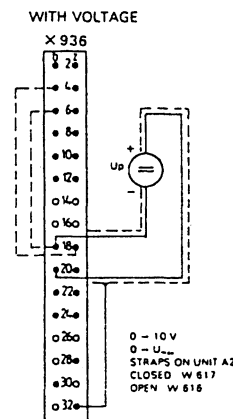


Fig. 279

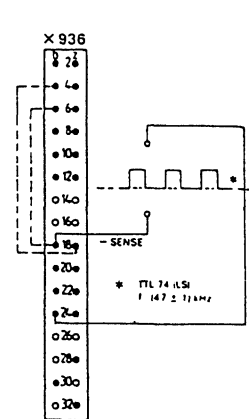


Fig. 295

Forbindelsesskema for Philips PS.

5. DC - DC konvertere.

I mange tilfælde kan der være behov for at ændre een DC-spænding til en anden, og her kommer DC-DC-konverterne ind i billedet. I virkeligheden er stabiliseringen i enhver powersupply jo en DC-DC-konverter, blot er der her som regel kun tale om en sænkning af spændingen.

Imidlertid kan der også opstå behov for andre former for ændringer af spændingen:

Ændring til højere spænding

Ændring af polaritet

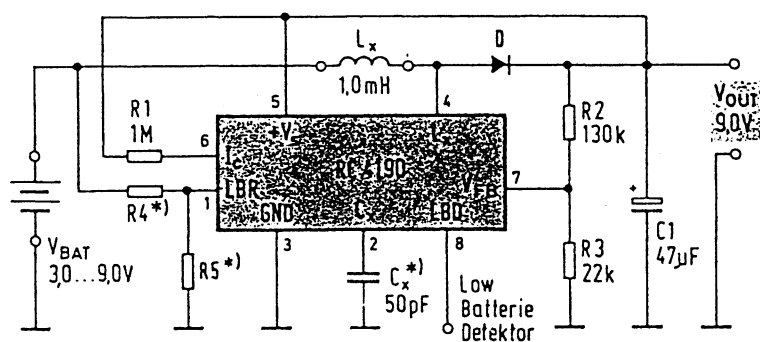
Galvanisk adskillelse af to eller flere kredsløb

Ændring til flere spændinger

Kombinationer af ovennævnte

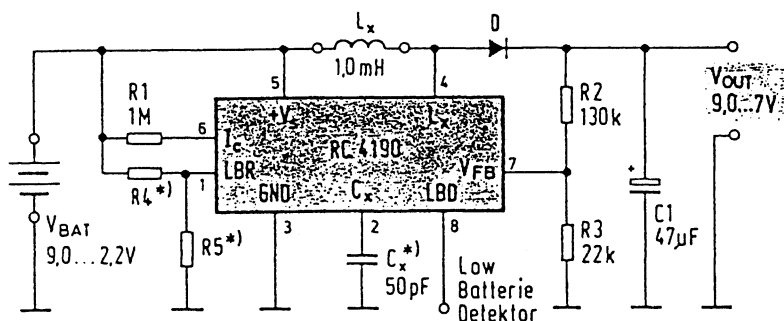
Hvis man f. eks. i et microprocessor- eller TTL-kredsløb har brug for at indføre en Digital til Analog-konverter, eller blot en operationsforstærker, kan der nemt blive behov for såvel højere spænding som omvendt polaritet.

I batteridrevet udstyr kan det også være meget nyttigt med en DC-DC-konverter. Er der brug for at indføre modificationer, er man ikke nødvendigvis bundet af den valgte batterispænding, og ved konstruktion har man mulighed for at vælge f. eks. to 1,5 volts elementer (størrelse, pris) og så konvertere spændingen til den ønskede værdi.



Eksempel på 3V - 9V -konverter.

Endelig skal det nævnes, at det også er muligt at udruste batteridrevet udstyr med en konverter med en udgangsspænding svarende til batteriernes nominelle værdi. Dette sikrer fuld spænding uanset batteriernes tilstand og omgivelsestemperatur. Samtidig giver det en økonomisk gevinst, da batterierne kan anvendes længere.

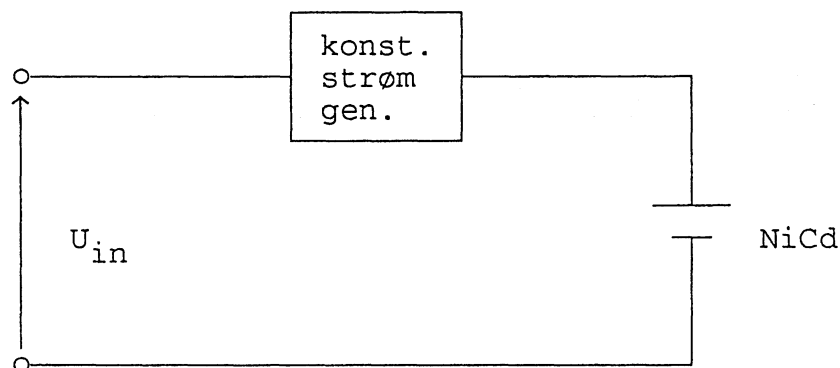


Kredsløb som holder batterispændingen.

6. Batteriladere.

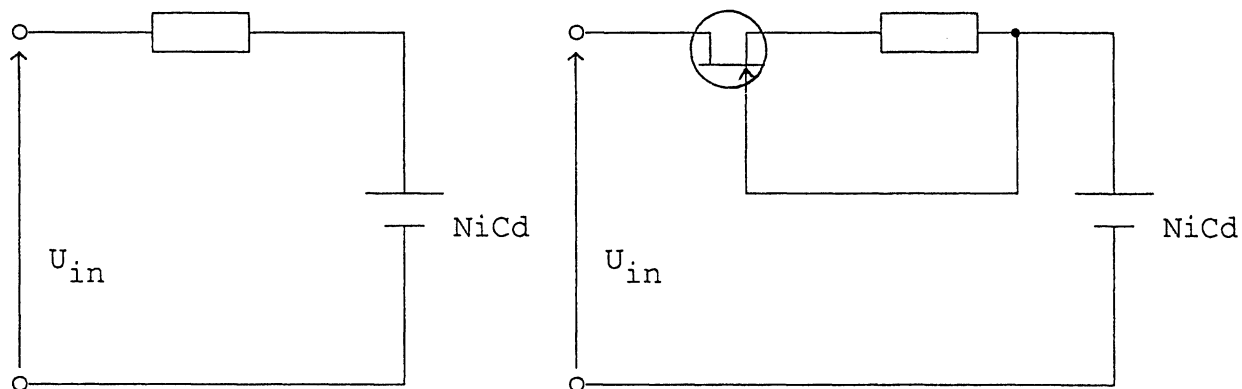
Da det bliver mere og mere almindeligt at anvende opladelige batterier, er der et tilsvarende stigende forbrug af batteriladere. Det gælder såvel løse ladeagregater til ditto batterier, som ladekredsløb indbyggede i de respektive apparater, der mere eller mindre automatisk sørger for optimal opladning.

Princippet er såre enkelt, nemlig en konstantstrømsgenerator, som leverer den rigtige ladestrøm for det aktuelle batteri.



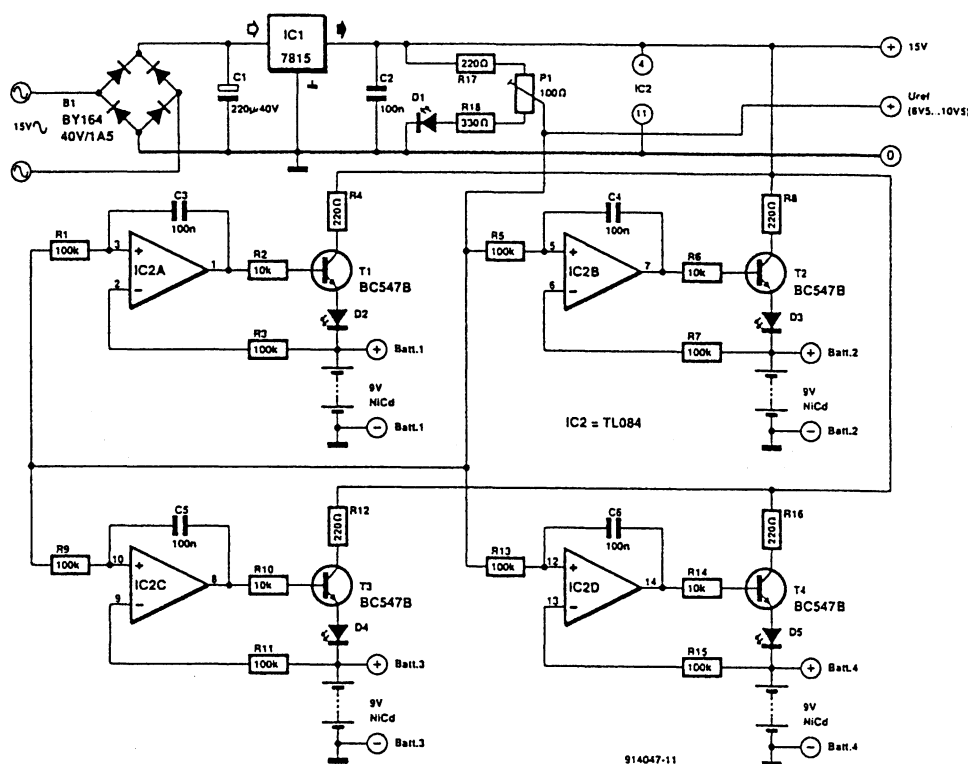
Principdiagram for batterilader.

Konstantstrømsgeneratoren kan være en modstand, hvad den ofte er i billige hjemmeladere, eller et aktivt kredsløb opbygget omkring transistorer eller operationsforstærkere.



Eksempler på konstantstrømsgeneratorer.

Kredsløbet kan være udstyret med forskellige overvågningssystemer, som afbryder eller sænker ladestrømmen, når batterispændingen når en bestemt værdi.



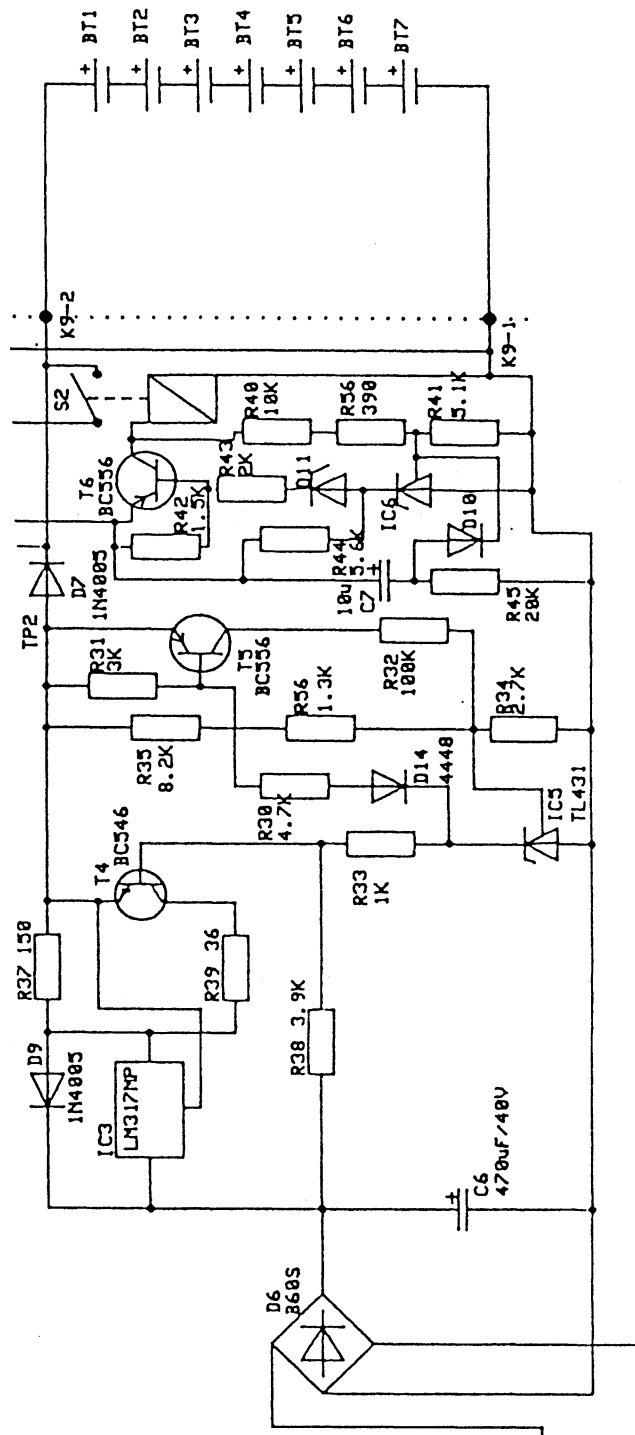
Eksempel på batterilader.

Virkemåde:

Spændingsforsyningen til laderen består af en integreret liniær regulator - 7815, som leverer 15V. Laderen kan lade op til fire 9V batterier med hver sin konstantstrømsgenerator. Her er anvendt transistorer som konstantstrømsgenerators. Hver transistor styres af en komparator, hvis plus-indgange via 100kΩ er tilsluttet en referencespænding, som er variabel med P1. Minus-indgangene er sluttet til hver sit batteri ligeledes via 100kΩ.

Under opladning stiger batterispændingen langsomt. Når spændingen overstiger niveauet for referencespændingen, skifter komparatorernes udgangsspænding fra maksimal til minimal, og derved styres transistorerne off, og ladningen ophører. Så snart ladestrømmen er afbrudt falder batterispændingen en smule, komparatoren skifter atter niveau, og ladningen genoptages. Dette fortsætter, og en lysdiode for hvert batteri indikerer, hvor hurtigt komparatoren skifter. Når frekvensen er ca. 1 Hz er batteriet fuldt opladet.

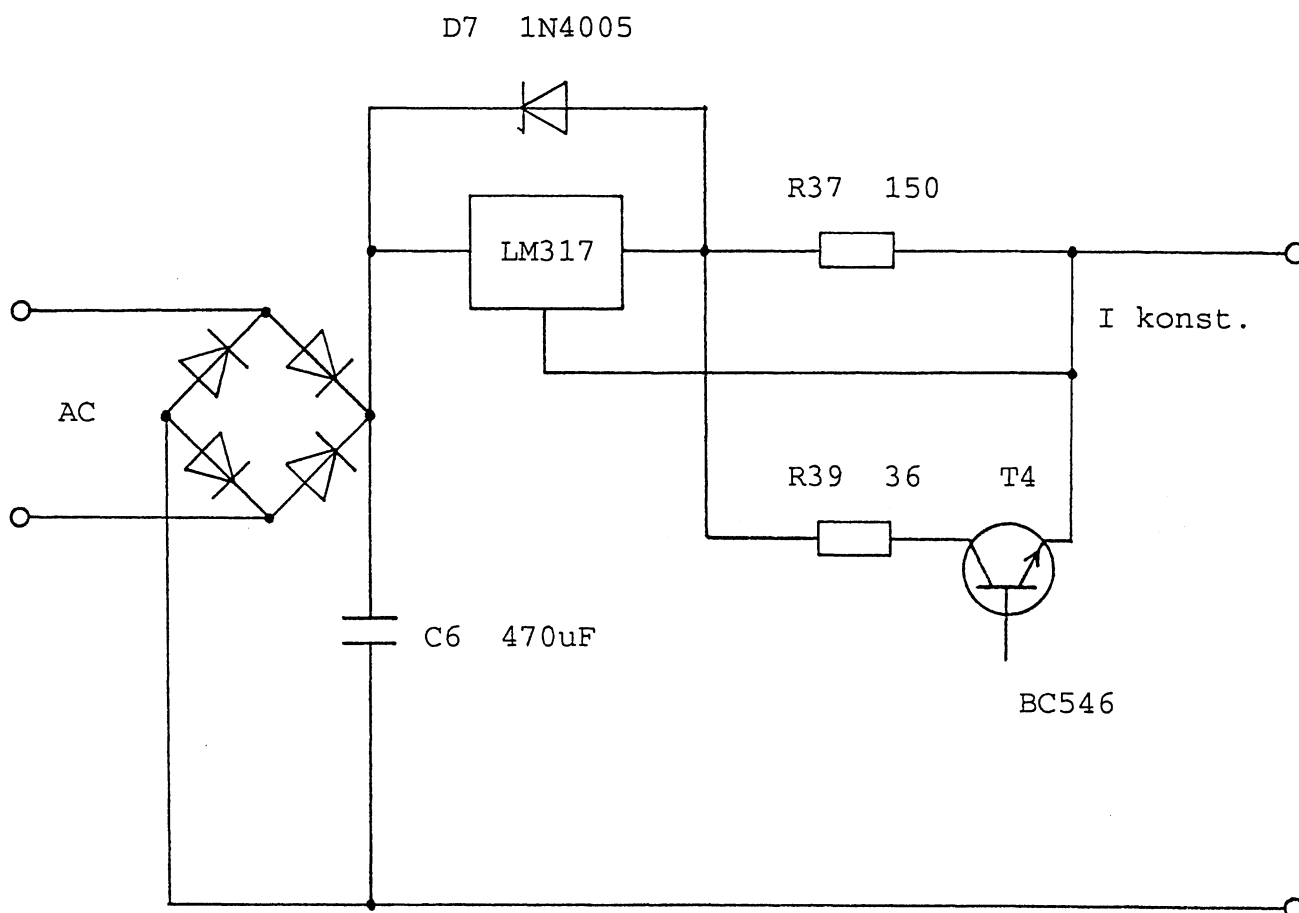
Kondensatorerne fra komparatorernes udgange til plus-ingangene øger skiftetiden, således at batterispændingen kan nå at stabilisere sig, inden ladningen genoptages.



Eksempel på batterilader.

Virkemåde:

Kredsløbet kan opdeles i tre dele: Ladekredsløb som oplader batterierne, overvågningskredsløb som holder øje med batterispændingen og styrer ladestrømmen under opladningen, og overvågningskredsløb som afbryder forsyningen til forbrugeren hvis batterispændingen bliver for lav.



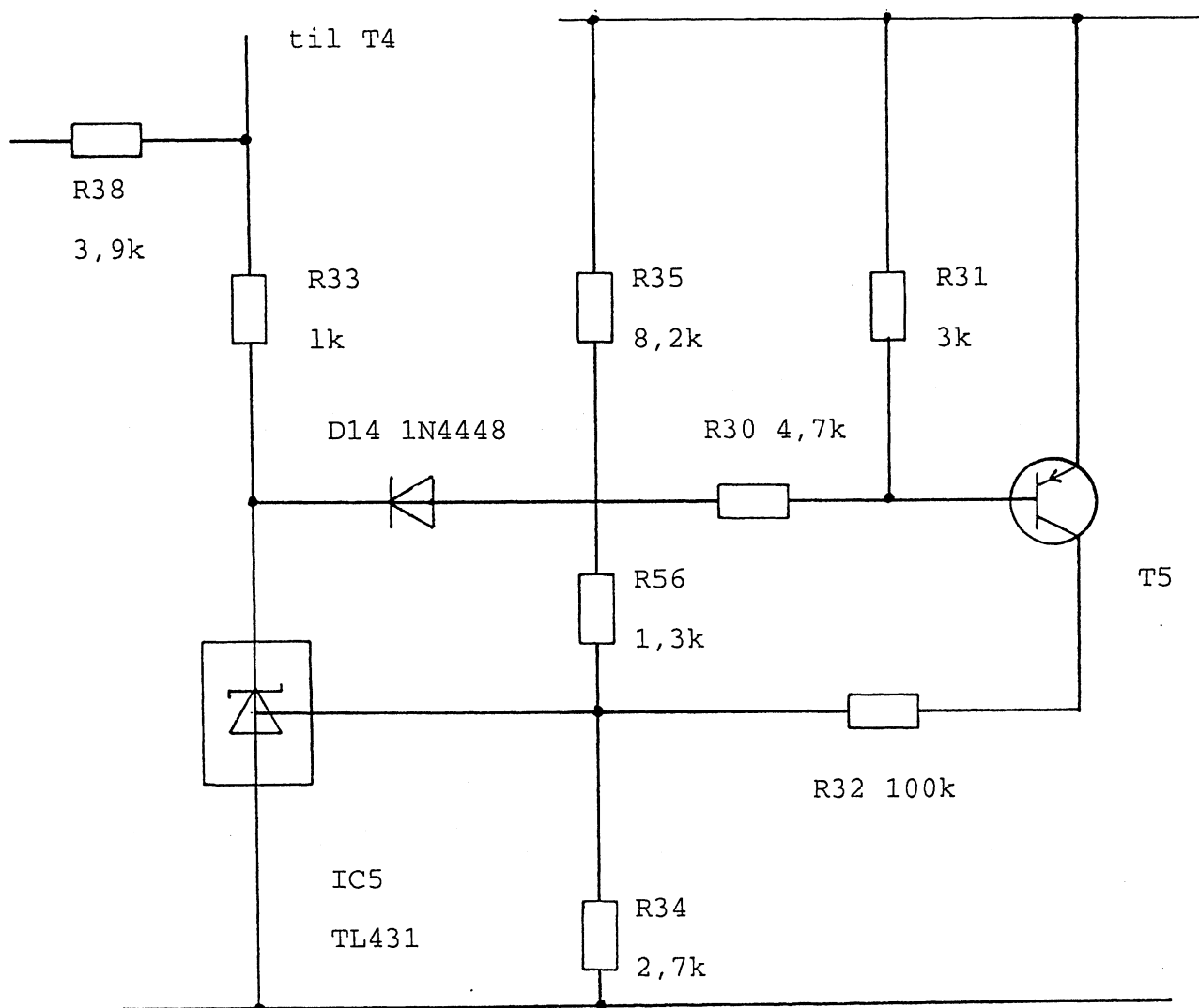
Ladekredsløb

Virkemåde:

Ladekredsløbet består af ensretter og ladekondensator efterfulgt af en integreret linjär spændingsregulator, LM317 koblet som konstantstrømsgenerator. Regulatoren vil altid tilstræbe at udgangsspændingen er 1,25V højere end spændingen på styrebenet, hvilket ifølge ohms lov vil give en konstant strøm bestemt af modstanden R37, eller R37 parallelt med R39 når T4 er on.

Ladestrøm når T4 er off: $1,25 : 150 = 8,3\text{mA}$

Ladestrøm når T4 er on: $1,25 : 150 \parallel 36 = 43\text{mA}$

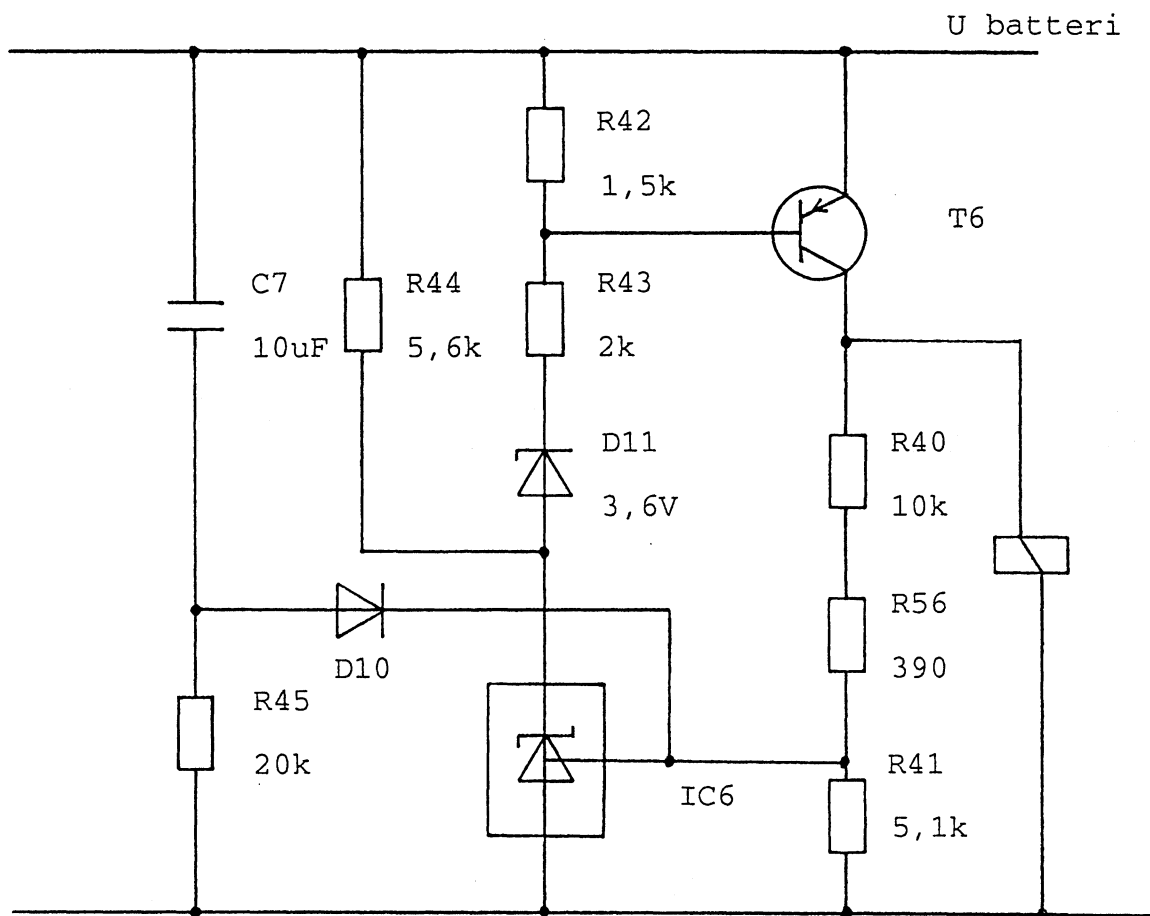


Overvågningskredsløb for ladestrøm.

Virkemåde:

Ved start af opladning af helt afladte batterier er batterispændingen og dermed spændingen på referenceindgangen af IC5 lav. IC5 er off og T4 trækker basisstrøm gennem R38. T4 er on og lægger R39 parallelt med R37. Dette giver en ladestrøm på 43mA.

Når batterispændingen når en værdi på ca 10,6V, er der ca 2,5V på referenceindgangen på IC5. Katodespændingen på denne begynder at falde. Det trækker basisspændingen på T5 ned, og T5 trækker referencespændingen op - o.s.v. IC5 trækker basisspændingen på T4 ned, og T4 går off. Ladestrømmen er nu bestemt af R37 alene og = 8,3mA.



Overvågningskredsløb for lav batterispænding

Ved opstart er spændingen i punktet mellem C7 og R45 lig med batterispændingen. Denne spænding overføres via D10 til referencebenet på IC6. Spændingen på katoden på IC6 falder, hvilket bevirker at T6 trækker basisstrøm og går on. Kollektorspændingen på T6 stiger til ca batterispændingen, power-on-relæet trækker, og referenceindgangen på IC6 får spænding fra spændingsdeleren.

Når C7 er ladet op, er D11 forspændt i spærreretning og dermed uden indflydelse på referencespændingen på IC6.

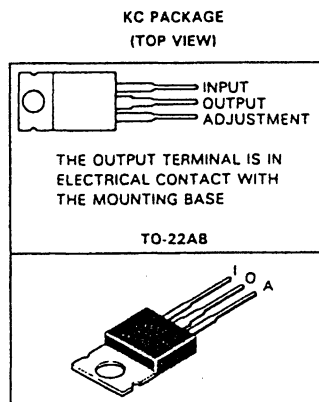
Hvis batterispændingen falder til under 7,6V, falder referencespændingen til IC6 til under 2,5V. IC6 forsøger at kompensere ved at øge katodespændingen, men det bevirker, at T6 trækker mindre basisstrøm, og den går mod off. Referencespændingen falder endnu mere - o.s.v

LM217, LM317 3-TERMINAL ADJUSTABLE REGULATORS

D2212, SEPTEMBER 1977—REVISED FEBRUARY 1988

- | | |
|--|--|
| <ul style="list-style-type: none"> • Output Voltage Range Adjustable from 1.2 V to 37 V • Output Current Capability of 1.5 A Max • Input Regulation Typically 0.01% Per Input-Volt Change • Output Regulation Typically 0.1% | <ul style="list-style-type: none"> • Peak Output Current Constant Over Temperature Range of Regulator • Popular 3-Lead TO-220AB Package • Ripple Rejection Typically 80 dB • Direct Replacement for National LM217 and LM317 |
|--|--|

terminal assignments



description

The LM217 and LM317 are adjustable 3-terminal positive-voltage regulators capable of supplying 1.5 A over a differential voltage range of 3 V to 40 V. They are exceptionally easy to use and require only two external resistors to set the output voltage. Both input and output regulation are better than standard fixed regulators. The devices are packaged in a standard transistor package that is easily mounted and handled.

In addition to higher performance than fixed regulators, these regulators offer full overload protection available only in integrated circuits. Included on the chip are current limit, thermal overload protection, and safe-area protection. All overload protection circuitry remains fully functional even if the adjustment terminal is disconnected. Normally, no capacitors are needed unless the device is situated far from the input filter capacitors in which case an input bypass is needed. An optional output capacitor can be added to improve transient response. The adjustment terminal can be bypassed to achieve very high ripple rejection, which is difficult to achieve with standard 3-terminal regulators.

Besides replacing fixed regulators, these regulators are useful in a wide variety of other applications. The primary applications of each of these regulators is that of a programmable output regulator, but by connecting a fixed resistor between the adjustment terminal and the output terminal, each device can be used as a precision current regulator. Even though the regulator is floating and sees only the input-to-output differential voltage, use of these devices to regulate output voltages that would cause the maximum-rated differential voltage to be exceeded if the output became shorted to ground is not recommended. The TL783 is recommended for output voltages exceeding 37 V. Supplies with electronic shutdown can be achieved by clamping the adjustment terminal to ground, which programs the output to 1.2 V where most loads draw little current.

PRODUCTION DATA documents contain information current as of publication date. Products conform to specifications per the terms of Texas Instruments standard warranty. Production processing does not necessarily include testing of all parameters.

**TEXAS
INSTRUMENTS**
POST OFFICE BOX 655012 • DALLAS, TEXAS 75265

Copyright © 1982, Texas Instruments Incorporated

2-9

Datablad for serieregulator, LM317.

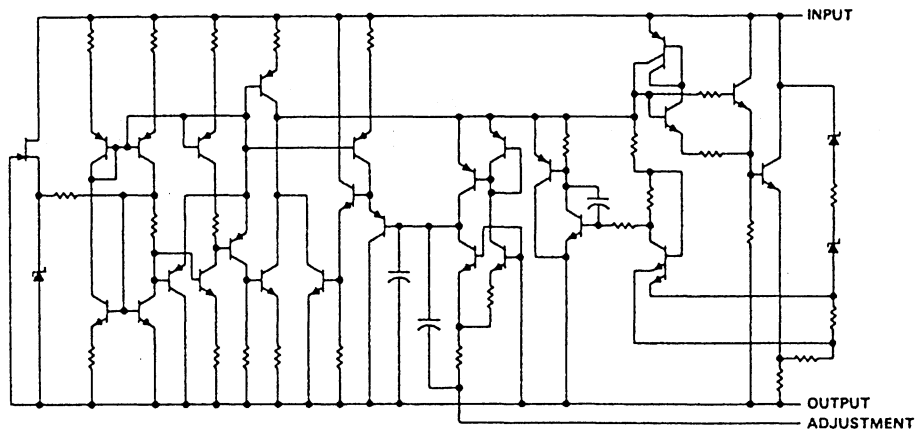
LM217, LM317 3-TERMINAL ADJUSTABLE REGULATORS

The LM217 and LM317 are characterized for operation from -25°C to 150°C and from 0°C to 125°C , respectively.

schematic

2

Data Sheets



absolute maximum ratings over operating temperature range (unless otherwise noted)

	LM217	LM317	UNIT
Input-to-output differential voltage, $V_I - V_O$	40	40	V
Continuous total dissipation at 25°C free-air temperature (see Note 1)	2000	2000	mW
Continuous total dissipation at (or below) 25°C case temperature (see Note 1)	20	15	W
Operating free-air, case, or virtual junction temperature range	-25 to 150	0 to 125	$^{\circ}\text{C}$
Storage temperature range	-65 to 150	-65 to 150	$^{\circ}\text{C}$
Lead temperature 1.6 mm ($1/16$ inch) from case for 10 seconds	260	260	$^{\circ}\text{C}$

NOTE 1: For operation above 25°C free-air or case temperature, refer to Figures 15 and 16. To avoid exceeding the design maximum virtual junction temperature, these ratings should not be exceeded. Due to variations in individual device electrical characteristics and thermal resistance, the built-in thermal overload protection may be activated at power levels slightly above or below the rated dissipation.

recommended operating conditions

	LM217		LM317		UNIT
	MIN	MAX	MIN	MAX	
Output current, I_O	5	1500	10	1500	mA
Operating virtual junction temperature, T_J	-25	150	0	125	$^{\circ}\text{C}$

LM217, LM317
3-TERMINAL ADJUSTABLE REGULATORS

electrical characteristics over recommended ranges of operating virtual junction temperature (unless otherwise noted) (see Note 2)

PARAMETER	TEST CONDITIONS ¹	LM217			LM317			UNIT
		MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
Input regulation (See Note 3)	$V_I - V_O = 3 \text{ V to } 40 \text{ V}$, See Note 4 $T_J = \text{MIN to MAX}$ $I_O = 10 \text{ mA to } 1.5 \text{ A}$	0.01	0.02		0.01	0.04		%/V
Ripple rejection	$V_O = 10 \text{ V}$, $f = 120 \text{ Hz}$	65			65			dB
	$V_O = 10 \text{ V}$, $f = 120 \text{ Hz}$, 10- μF capacitor between ADJ and ground	66	80		66	80		
Output regulation	$I_O = 10 \text{ mA to } 1.5 \text{ A}$, $T_J = 25^\circ\text{C}$, See Note 4 $V_O \leq 5 \text{ V}$	5	15		5	25		mV
	$V_O > 5 \text{ V}$	0.1	0.3		0.1	0.5		%
	$I_O = 10 \text{ mA to } 1.5 \text{ A}$, See Note 4 $V_O \leq 5 \text{ V}$	20	50		20	70		mV
	$V_O > 5 \text{ V}$	0.3	1		0.3	1.5		%
Output voltage change with temperature	$T_J = \text{MIN to MAX}$	1			1			%
Output voltage long-term drift (see Note 5)	After 1000 h at $T_J = \text{MAX}$ and $V_I - V_O = 40 \text{ V}$	0.3	1		0.3	1		%
Output noise voltage	$f = 10 \text{ Hz to } 10 \text{ kHz}$, $T_J = 25^\circ\text{C}$	0.003			0.003			%
Minimum output current to maintain regulation	$V_I - V_O = 40 \text{ V}$	3.5	5		3.5	10		mA
Peak output current	$V_I - V_O \leq 15 \text{ V}$	1.5	2.2		1.5	2.2		A
	$V_I - V_O \leq 40 \text{ V}$, $T_J = 25^\circ\text{C}$	0.4			0.15	0.4		
Adjustment-terminal current		50	100		50	100		μA
Change in adjustment-terminal current	$V_I - V_O = 2.5 \text{ V to } 40 \text{ V}$, $I_O = 10 \text{ mA to } 1.5 \text{ A}$	0.2	5		0.2	5		μA
Reference voltage (output to ADJ)	$V_I - V_O = 3 \text{ V to } 40 \text{ V}$, $I_O = 10 \text{ mA to } 1.5 \text{ A}$, $P \leq 15 \text{ W}$	1.2	1.25	1.3	1.2	1.25	1.3	V

¹Unless otherwise noted, these specifications apply for the following test conditions: $V_I - V_O = 5 \text{ V}$ and $I_O = 0.5 \text{ A}$. For conditions shown as MIN or MAX, use the appropriate value specified under recommended operating conditions.

NOTES: 2. All characteristics are measured with a 0.1- μF capacitor across the input and a 1- μF capacitor across the output.

3. Input regulation is expressed here as the percentage change in output voltage per 1-V change at the input.

4. Pulse testing techniques are used to maintain the junction temperature as close to the ambient temperature as possible. Thermal effects must be taken into account separately.

5. Since long-term drift cannot be measured on the individual devices prior to shipment, this specification is not intended to be a guarantee or warranty. It is an engineering estimate of the average drift to be expected from lot to lot.

2
Data Sheets

LM217, LM317
3-TERMINAL ADJUSTABLE REGULATORS

TYPICAL APPLICATION DATA

2

Data Sheets

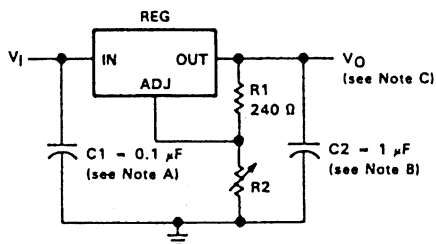


FIGURE 1. ADJUSTABLE VOLTAGE REGULATOR

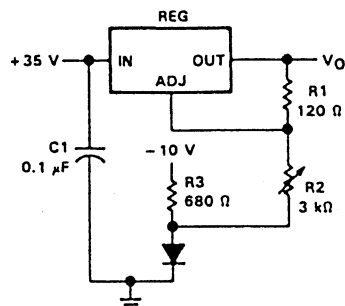
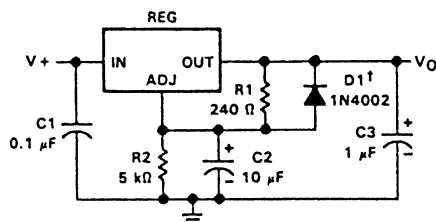


FIGURE 2. 0-V to 30-V REGULATOR CIRCUIT



D1 discharges C2 if output is shorted to ground.

FIGURE 3. ADJUSTABLE REGULATOR CIRCUIT WITH IMPROVED RIPPLE REJECTION

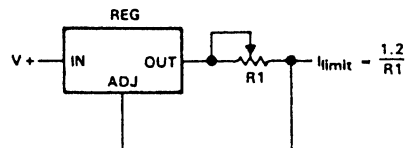


FIGURE 4. PRECISION CURRENT LIMITER CIRCUIT

- NOTES: A. Use of an input bypass capacitor is recommended if regulator is far from filter capacitors.
B. Use of an output capacitor improves transient response but is optional.
C. Output voltage is calculated from the equation: $V_O = V_{ref} \left(1 + \frac{R2}{R1} \right)$
 V_{ref} equals the difference between the output and adjustment terminal voltages.

TYPICAL APPLICATIONS

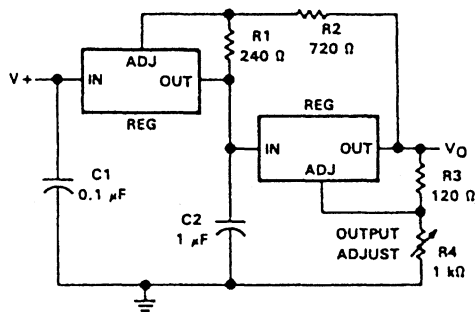


FIGURE 5. TRACKING PREREGULATOR CIRCUIT

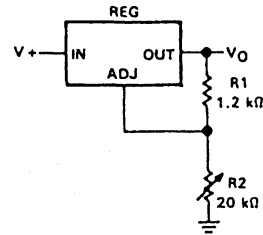


FIGURE 6. 1.2 to 20-V REGULATOR CIRCUIT WITH MINIMUM PROGRAM CURRENT

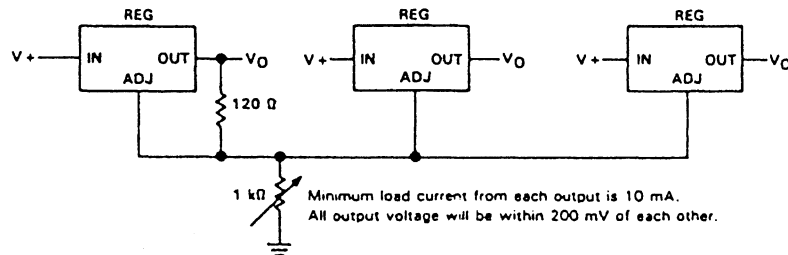
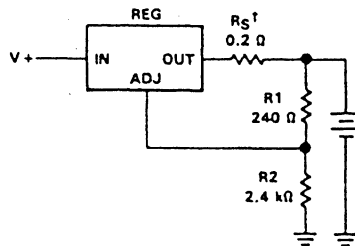


FIGURE 7. ADJUSTING MULTIPLE ON-CARD REGULATORS WITH A SINGLE CONTROL



[†]R_S controls output impedance of charger

$$Z_{OUT} = R_S \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right)$$

The use of R_S allows low charging rates with a fully-charged battery.

FIGURE 8. BATTERY CHARGER CIRCUIT

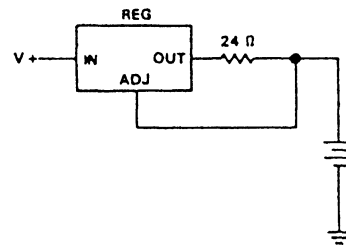
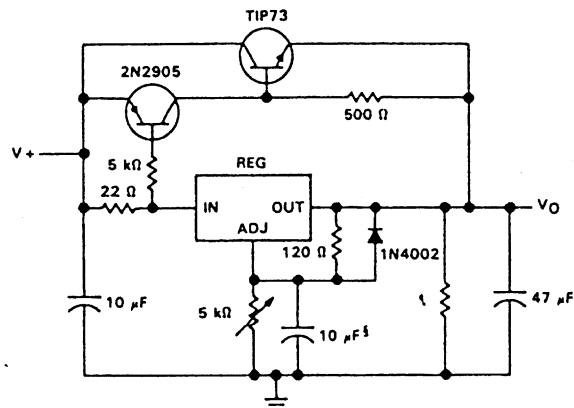


FIGURE 9. 50-mA CONSTANT-CURRENT BATTERY CHARGER CIRCUIT

LM217, LM317
3-TERMINAL ADJUSTABLE REGULATORS

TYPICAL APPLICATIONS



†Minimum load current is 30 mA.
‡Optional capacitor improves ripple rejection

FIGURE 14. HIGH-CURRENT
ADJUSTABLE REGULATOR

THERMAL INFORMATION

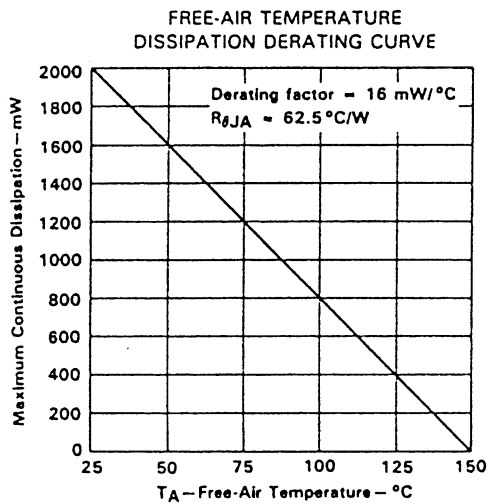


FIGURE 15

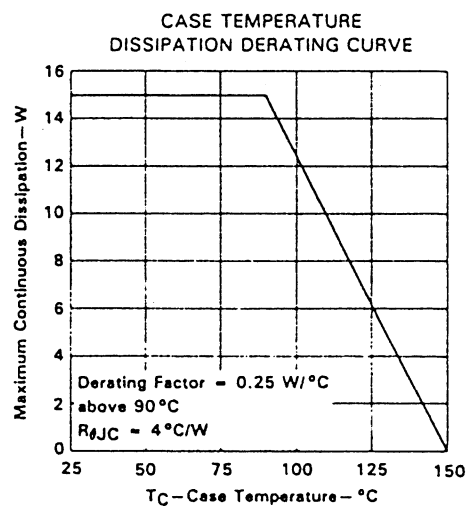


FIGURE 16

LM217, LM317
3-TERMINAL ADJUSTABLE REGULATORS

TYPICAL APPLICATIONS

2

Data Sheets

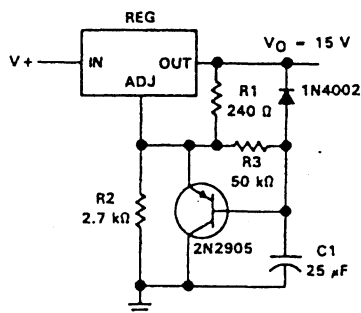


FIGURE 10. SLOW-TURN-ON 15-V
REGULATOR CIRCUIT

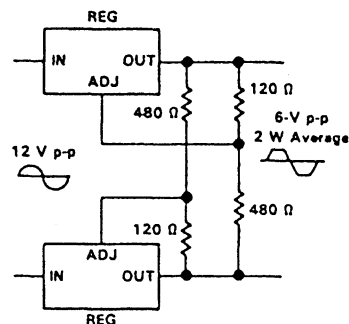
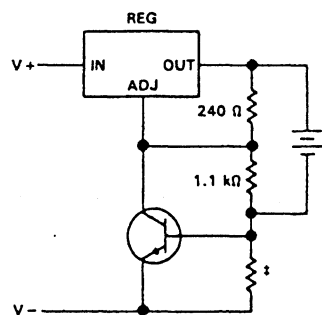


FIGURE 11. A-C VOLTAGE
REGULATOR CIRCUIT



[†]This resistor sets peak current (0.6 A for 1 Ω)

FIGURE 12. CURRENT-LIMITED
6-V CHARGER

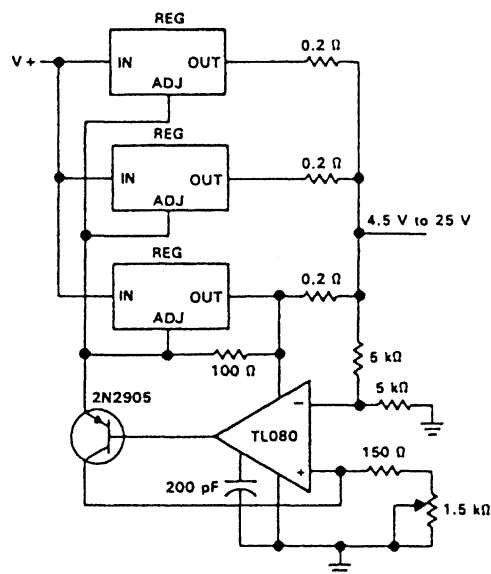


FIGURE 13. ADJUSTABLE 4-A
REGULATOR

TL431M, TL431I, TL431AI, TL431C, TL431AC ADJUSTABLE PRECISION SHUNT REGULATORS

D2410, JULY 1978—REVISED AUGUST 1988

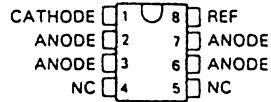
- Equivalent Full-Range Temperature Coefficient . . . 30 ppm/°C
- Temperature Compensated for Operation Over Full Rated Operating Temperature Range
- Adjustable Output Voltage
- Fast Turn-On Response
- Sink Current Capability . . . 1 mA to 100 mA
- Low (0.2 Ω Typ) Dynamic Output Impedance
- Low Output Noise

description

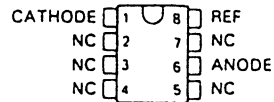
The TL431 and TL431A are three-terminal adjustable shunt regulators with specified thermal stability over applicable industrial and commercial temperature ranges. The output voltage may be set to any value between V_{ref} (approximately 2.5 V) and 36 V with two external resistors (see Figure 16). These devices have a typical output impedance of 0.2 Ω . Active output circuitry provides a very sharp turn-on characteristic, making these devices excellent replacements for zener diodes in many applications.

The TL431M is characterized for operation over the full military temperature range of -55°C to 125°C. The TL431I and TL431AI are characterized for operation from -40°C to 85°C, and the TL431C and TL431AC are characterized for operation from 0°C to 70°C.

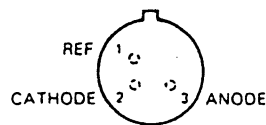
TL431I, TL431AI, TL431C, TL431AC . . . D PACKAGE
(TOP VIEW)



TL431M . . . JG PACKAGE
(TOP VIEW)

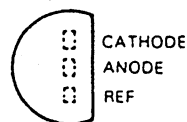


TL431M . . . LD PACKAGE
(TOP VIEW)

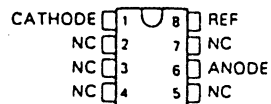


THE ANODE IS IN ELECTRICAL CONTACT WITH THE CASE.

TL431I, TL431AI, TL431C, TL431AC . . . LP PACKAGE
(TOP VIEW)

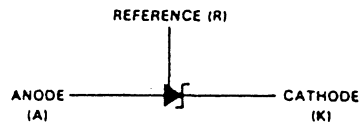


TL431I, TL431AI, TL431C, TL431AC . . . P PACKAGE
(TOP VIEW)



NC—No internal connection

symbol



PRODUCTION DATA documents contain information current as of publication date. Products conform to specifications per the terms of Texas Instruments standard warranty. Production processing does not necessarily include testing of all parameters.

TEXAS
INSTRUMENTS

POST OFFICE BOX 655012 • DALLAS, TEXAS 75265

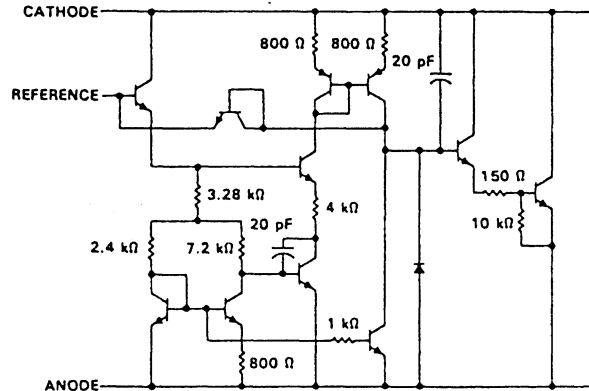
Copyright © 1982, Texas Instruments Incorporated

2-111

Datablad for serieregulator, TL431.

TL431M, TL431I, TL431AI, TL431C, TL431AC ADJUSTABLE PRECISION SHUNT REGULATORS

schematic



Component values are nominal.

absolute maximum ratings over operating free-air temperature range (unless otherwise noted)

Cathode voltage (see Note 1)	37 V
Continuous cathode current range	-100 mA to 150 mA
Reference input current range	-50 μ A to 10 mA
Continuous power dissipation	See Dissipation Rating Tables 1 and 2
Operating free-air temperature range: TL431C, TL431AC	0°C to 70°C
TL431I, TL431AI	-40°C to 85°C
TL431M	-55°C to 125°C
Storage temperature range	-65°C to 150°C
Lead temperature 1,6 mm (1/16 inch) from case for 60 seconds: LD or JG package	300°C
Lead temperature 1,6 mm (1/16 inch) from case for 10 seconds: D, LP, or P package	260°C

NOTE 1: Voltage values are with respect to the anode terminal unless otherwise noted.

DISSIPATION RATING TABLE 1—FREE-AIR TEMPERATURE

PACKAGE	$T_A \leq 25^\circ\text{C}$ POWER RATING	DERATING FACTOR ABOVE $T_A = 25^\circ\text{C}$	$T_A = 70^\circ\text{C}$ POWER RATING	$T_A = 85^\circ\text{C}$ POWER RATING	$T_A = 125^\circ\text{C}$ POWER RATING
D	825 mW	6.6 mW/°C	528 mW	429 mW	
JG	1050 mW	8.4 mW/°C	672 mW	546 mW	210 mW
LD	275 mW	2.2 mW/°C	176 mW	143 mW	55 mW
LP	775 mW	6.2 mW/°C	496 mW	403 mW	
P	1000 mW	8.0 mW/°C	640 mW	520 mW	

DISSIPATION RATING TABLE 2—CASE TEMPERATURE

PACKAGE	$T_C \leq 25^\circ\text{C}$ POWER RATING	DERATING FACTOR ABOVE $T_C = 25^\circ\text{C}$	$T_C = 125^\circ\text{C}$ POWER RATING
LD	1550 mW	12.4 mW/°C	310 mW

recommended operating conditions

	MIN	MAX	UNIT
Cathode voltage, V_{KA}	V_{ref}	36	V
Cathode current, I_K (for regulation)	1	100	mA

2-112

TEXAS
INSTRUMENTS
POST OFFICE BOX 655012 • DALLAS, TEXAS 75265

Datablad for serieregulator, TL431.

TL431M, TL431I, TL431C
ADJUSTABLE PRECISION SHUNT REGULATORS

electrical characteristics at 25°C free-air temperature (unless otherwise noted)

PARAMETER	TEST CIRCUIT	TEST CONDITIONS	TL431M			TL431I			TL431C			UNIT
			MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
V_{ref}	Reference input voltage	$V_{KA} = V_{ref}$, $I_K = 10 \text{ mA}$	2400	2495	2600	2440	2495	2550	2440	2495	2550	mV
$V_{ref(dev)}$	Deviation of reference input voltage over full temperature range ¹	$V_{KA} = V_{ref}$, $I_K = 10 \text{ mA}$, $T_A = \text{full range}^1$		22			5	30		4	17	mV
ΔV_{ref}	Ratio of change in reference input voltage to the change in cathode voltage	$\Delta V_{KA} = 10 \text{ V} - V_{ref}$ $\Delta V_{KA} = 36 \text{ V} - 10 \text{ V}$		-1.4	-3		-1.4	-2.7		-1.4	-2.7	mV/V
I_{ref}	Reference input current	$I_K = 10 \text{ mA}$, $R_1 = 10 \text{ k}\Omega$, $R_2 = \infty$		-1	-2.3		-1	-2		-1	-2	μA
$I_{ref(dev)}$	Deviation of reference input current over full temperature range ¹	$I_K = 10 \text{ mA}$, $R_1 = 10 \text{ k}\Omega$, $R_2 = \infty$, $T_A = \text{full range}^1$		2	8		2	4		2	4	μA
I_{min}	Minimum cathode current for regulation	$V_{KA} = V_{ref}$		0.4	1.5		0.4	1		0.4	1	mA
I_{off}	Off-state cathode current	$V_{KA} = 36 \text{ V}$, $V_{ref} = 0$		0.1	3		0.1	1		0.1	1	μA
r_{ref}	Dynamic impedance ³	$V_{KA} = V_{ref}$, $I_K = 1 \text{ mA}$ to 100 mA, $f \leq 1 \text{ kHz}$		0.2	0.9		0.2	0.5		0.2	0.5	Ω

¹ Full temperature range is -55°C to 125°C for the TL431M, -40°C to 85°C for the TL431I, and 0°C to 70°C for the TL431C.

² The deviation parameters $V_{ref(dev)}$ and $I_{ref(dev)}$ are defined as the differences between the maximum and minimum values obtained over the rated temperature range. The average full-range temperature coefficient of the reference input voltage, αV_{ref} , is defined as:

$$|\alpha V_{ref}| \left(\frac{\text{ppm}}{^\circ\text{C}} \right) = \frac{\left(\frac{V_{ref(dev)}}{V_{ref} @ 25^\circ\text{C}} \right) \times 10^6}{\Delta T_A}$$

where ΔT_A is the rated operating free-air temperature range of the device.

αV_{ref} can be positive or negative depending on whether minimum V_{ref} or maximum V_{ref} , respectively, occurs at the lower temperature (see Figure 8).

Example: Max $V_{ref} = 2496 \text{ mV}$ @ 30°C, Min $V_{ref} = 2492 \text{ mV}$ @ 0°C, $V_{ref} = 2495 \text{ mV}$ @ 25°C, $\Delta T_A = 70^\circ\text{C}$ for TL431C

$$|\alpha V_{ref}| = \frac{\left(\frac{4 \text{ mV}}{2495 \text{ mV}} \right) \times 10^6}{70^\circ\text{C}} = 23 \text{ ppm}/^\circ\text{C}$$

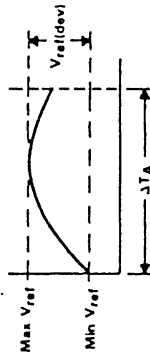
Because minimum V_{ref} occurs at the lower temperature, the coefficient is positive.

³ The dynamic impedance is defined as:

$$r_{ref} = \frac{\Delta V_{KA}}{\Delta I_K}$$

When the device is operated with two external resistors (see Figure 2), the total dynamic impedance of the circuit is given by:

$$r_{ref} = \frac{\Delta V}{\Delta I} = r_{ref} \left(1 + \frac{R_1}{R_2} \right)$$



TL431M, TL431I, TL431AI, TL431C, TL431AC ADJUSTABLE PRECISION SHUNT REGULATORS

PARAMETER MEASUREMENT INFORMATION

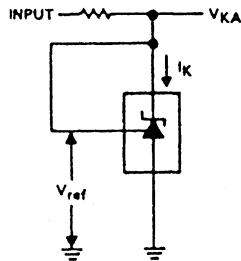


FIGURE 1. TEST CIRCUIT FOR $V_{KA} = V_{ref}$

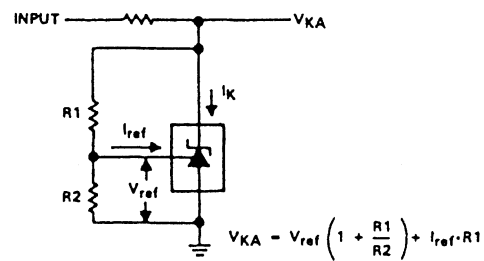


FIGURE 2. TEST CIRCUIT FOR $V_{KA} > V_{ref}$

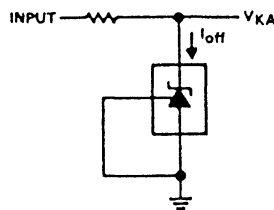


FIGURE 3. TEST CIRCUIT FOR I_{off}

Data Sheets 2

TYPICAL CHARACTERISTICS

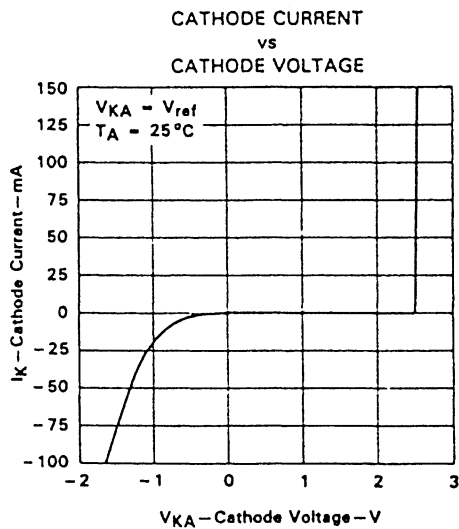


FIGURE 4

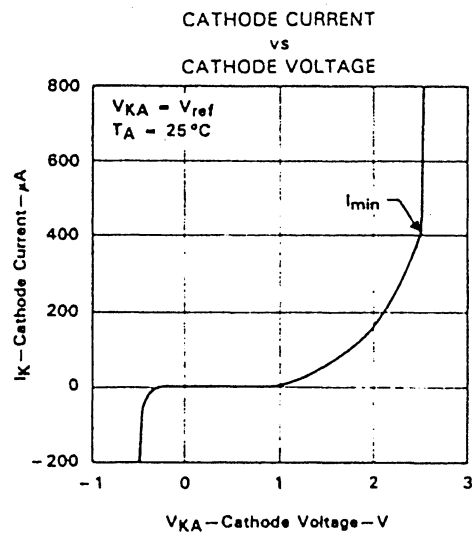


FIGURE 5

TEXAS
INSTRUMENTS
POST OFFICE BOX 655012 • DALLAS, TEXAS 75265

2-115

Datablad for serieregulator, TL431.

TL431AI, TL431AC ADJUSTABLE PRECISION SHUNT REGULATORS

2 Data Sheets

electrical characteristics at 25°C free-air temperature (unless otherwise noted)

PARAMETER	TEST CIRCUIT	TEST CONDITIONS	TL431AI			TL431AC			UNIT
			MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
V_{ref}	Reference input voltage	$V_{KA} = V_{ref}$, $I_K = 10 \text{ mA}$	2470	2495	2520	2470	2495	2520	mV
$V_{ref}(\text{dev})$	Deviation of reference input voltage over full temperature range †	$V_{KA} = V_{ref}$, $I_K = 10 \text{ mA}$, $T_A = \text{full range}^\dagger$		5	25		4	15	mV
$\frac{\Delta V_{ref}}{\Delta V_{KA}}$	Ratio of change in reference input voltage to the change in cathode voltage	$\Delta V_{KA} = 10 \text{ V} - V_{ref}$		-1.4	-2.7		-1.4	-2.7	mV —
I_{ref}	Reference input current	$I_K = 10 \text{ mA}$, $R_1 = 10 \text{ k}\Omega$, $R_2 = 10 \text{ V}$		-1	-2		-1	-2	V
$I_{ref}(\text{dev})$	Deviation of reference input current over full temperature range †	$I_K = 10 \text{ mA}$, $R_1 = 10 \text{ k}\Omega$, $R_2 = \infty$, $T_A = \text{full range}^\dagger$		2	4		2	4	μA
I_{min}	Minimum cathode current for regulation	$V_{KA} = V_{ref}$		0.8	2.5		0.8	1.2	μA
I_{off}	Off-state cathode current	$V_{KA} = 36 \text{ V}$, $V_{ref} = 0$		0.4	0.7		0.4	0.6	mA
$ z_{ka} $	Dynamic impedance ‡	$V_{KA} = V_{ref}$, $I_K = 1 \text{ mA}$ to 100 mA, $f \leq 1 \text{ kHz}$		0.1	0.5		0.1	0.5	μA
				0.2	0.5		0.2	0.5	Ω

†Full temperature range is -40°C to 85°C for TL431AI and 0°C to 70°C for TL431AC.

‡The deviation parameters $V_{ref(dev)}$ and $I_{ref(dev)}$ are defined as the differences between the maximum and minimum values obtained over the rated temperature range. The average full-range temperature coefficient of the reference input voltage, αV_{ref} , is defined as:

$$|\alpha V_{ref}| \left(\frac{\text{ppm}}{^\circ\text{C}} \right) = \frac{\left(\frac{V_{ref(dev)}}{V_{ref} @ 25^\circ\text{C}} \right) \times 10^6}{\Delta T_A}$$

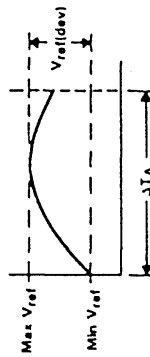
where ΔT_A is the rated operating free-air temperature range of the device.

αV_{ref} can be positive or negative depending on whether minimum V_{ref} or maximum V_{ref} , respectively, occurs at the lower temperature.

§The dynamic impedance is defined as: $|z_{ka}| = \frac{\Delta V_{KA}}{\Delta I_K}$

When the device is operating with two external resistors, see figure 2, the total dynamic impedance of the circuit is given by:

$$|z'| = \frac{\Delta V}{\Delta I}, \text{ which is approximately equal to } |z_{ka}| \left(1 + \frac{R1}{R2} \right)$$



Datablad for serieregulator, TL431.

TL431M, TL431I, TL431AI, TL431C, TL431AC
ADJUSTABLE PRECISION SHUNT REGULATORS

TYPICAL CHARACTERISTICS

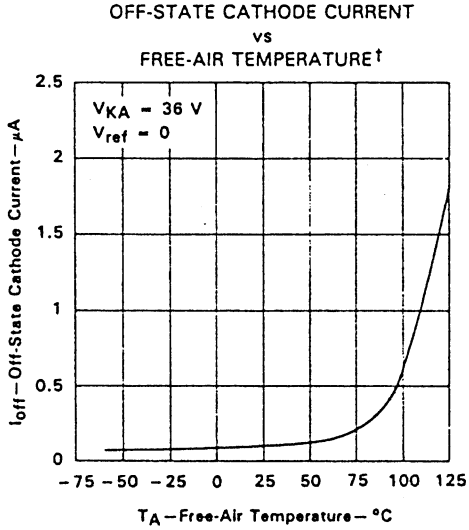


FIGURE 6

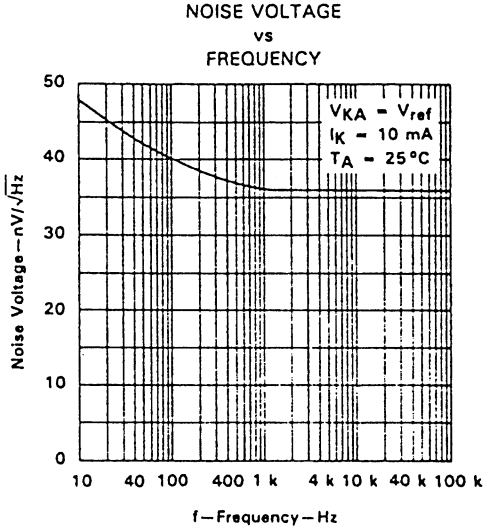


FIGURE 7

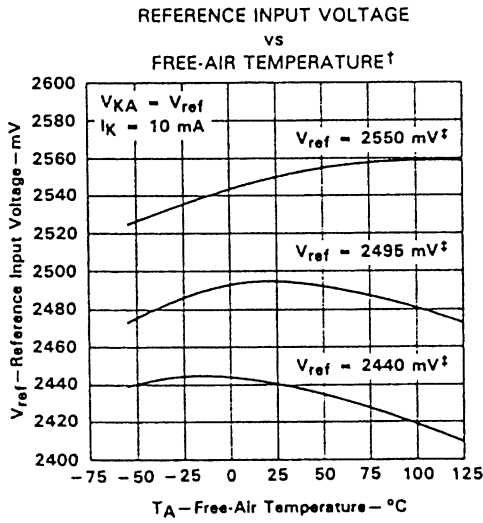


FIGURE 8

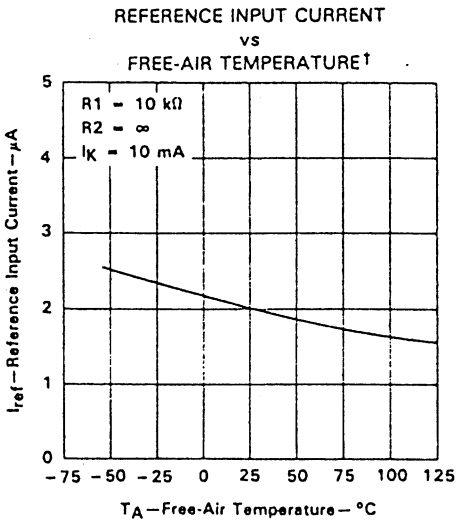


FIGURE 9

†For TL431I, TL431AI, TL431C, and TL431AC, the data applies only for the portions of the curves that lie within their recommended operating temperature ranges.

‡Data is for devices having the indicated value of V_{ref} at $I_K = 10\text{ mA}$, $T_A = 25^{\circ}\text{C}$.

TL431M, TL431I, TL431AI, TL431C, TL431AC ADJUSTABLE PRECISION SHUNT REGULATORS

TYPICAL CHARACTERISTICS

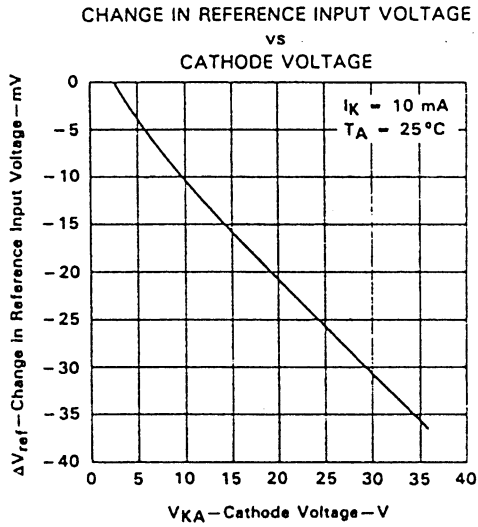


FIGURE 10

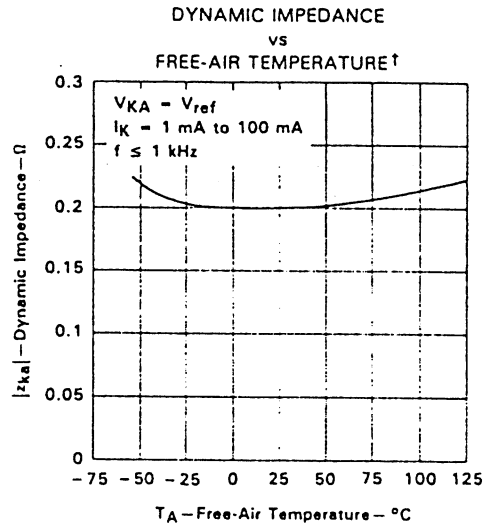


FIGURE 11

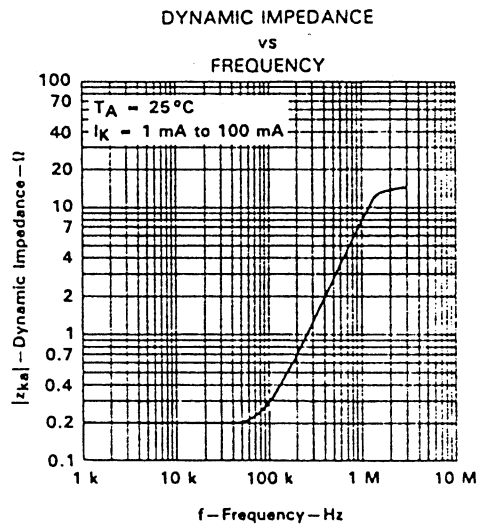
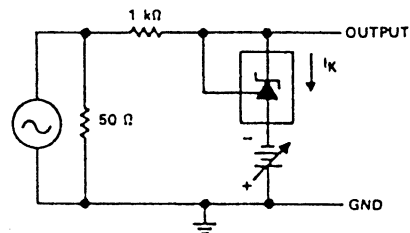


FIGURE 12



†For TL431I, TL431AI, TL431C, and TL431AC, the data applies only for the portions of the curves that lie within their recommended operating temperature ranges.

Data Sheets **2**

Datablad for serieregulator, TL431.

TL431M, TL431I, TL431AI, TL431C, TL431AC
ADJUSTABLE PRECISION SHUNT REGULATORS

TYPICAL CHARACTERISTICS

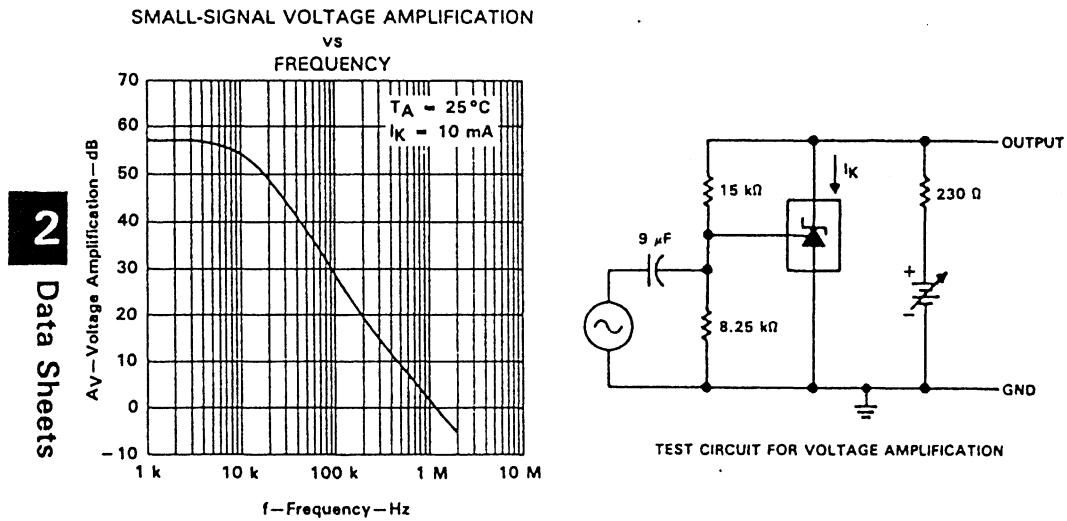


FIGURE 13

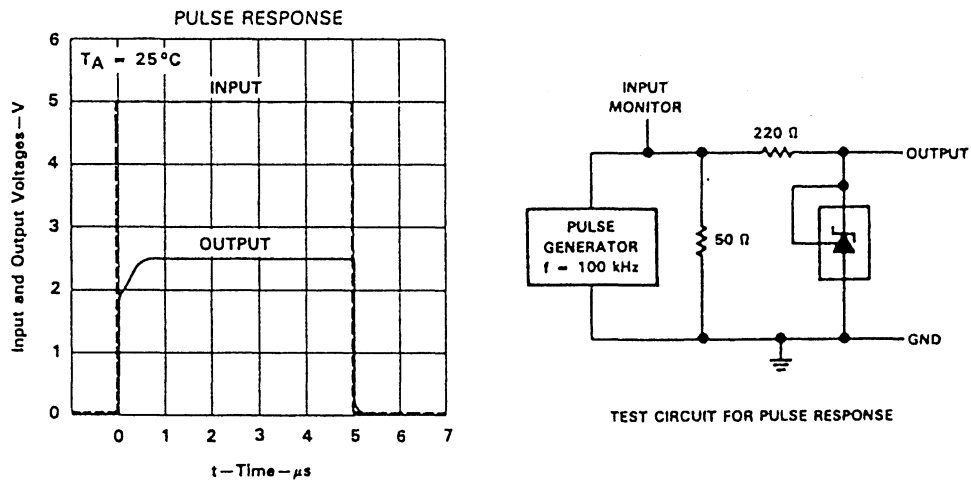
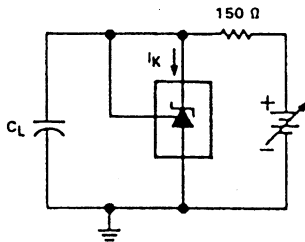


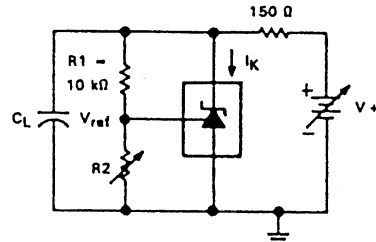
FIGURE 14

TL431M, TL431I, TL431AI, TL431C, TL431AC
ADJUSTABLE PRECISION SHUNT REGULATORS

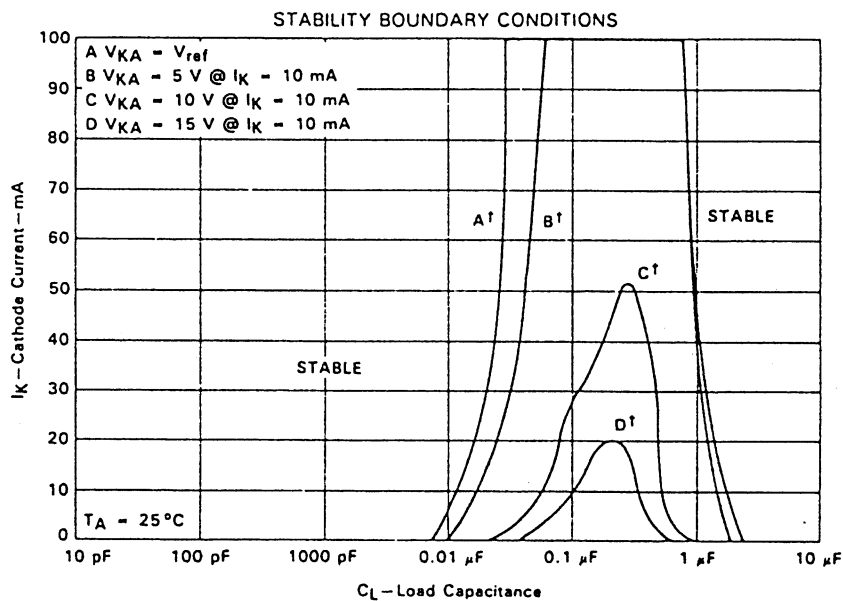
TYPICAL CHARACTERISTICS



TEST CIRCUIT FOR CURVE A BELOW



TEST CIRCUIT FOR CURVES B, C, AND D BELOW



[†] The areas under the curves represent conditions that may cause the device to oscillate. For curves B, C, and D, R_2 and V_+ were adjusted to establish the initial V_{KA} and I_K conditions with $C_L = 0$. V_+ and C_L were then adjusted to determine the ranges of stability.

FIGURE 15

TL431M, TL431I, TL431AI, TL431C, TL431AC
ADJUSTABLE PRECISION SHUNT REGULATORS

TYPICAL APPLICATIONS

2

Data Sheets

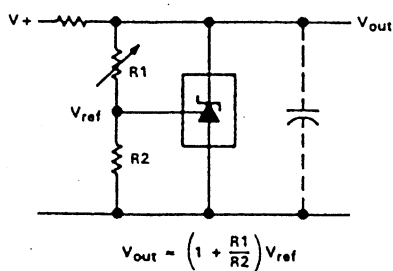


FIGURE 16. SHUNT REGULATOR

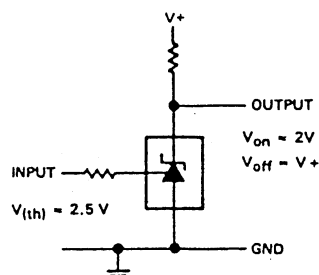


FIGURE 17. SINGLE-SUPPLY
COMPARATOR WITH
TEMPERATURE-COMPENSATED
THRESHOLD

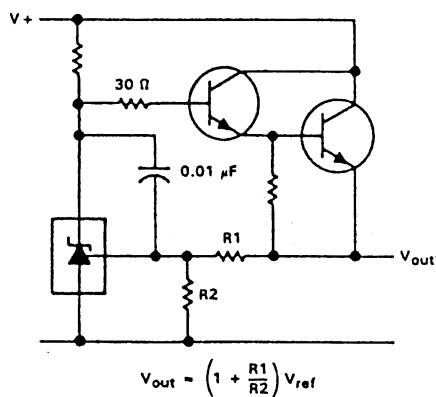


FIGURE 18. SERIES REGULATOR

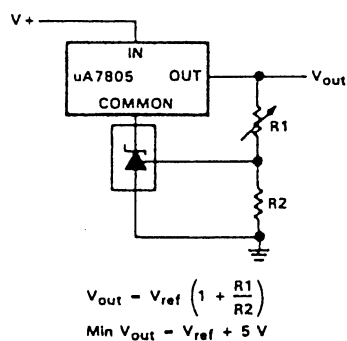


FIGURE 19. OUTPUT CONTROL OF
A THREE-TERMINAL
FIXED REGULATOR

TL431M, TL431I, TL431AI, TL431C, TL431AC
ADJUSTABLE PRECISION SHUNT REGULATORS

TYPICAL APPLICATIONS

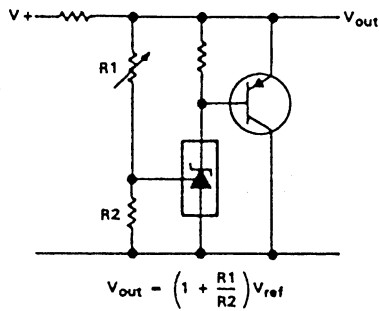


FIGURE 20. HIGHER-CURRENT SHUNT REGULATOR

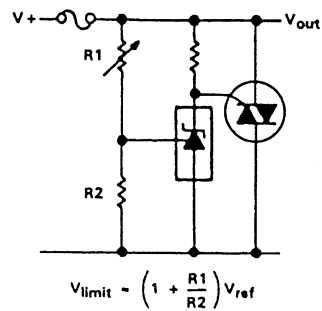


FIGURE 21. CROW BAR

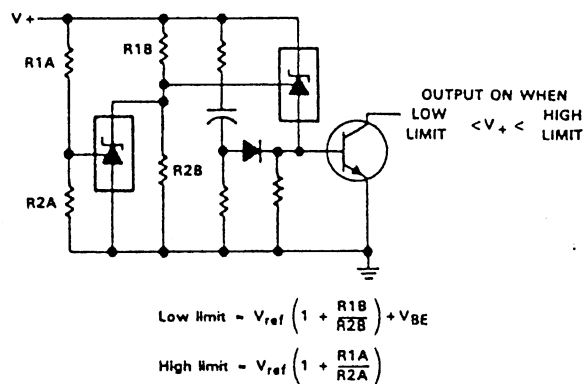


FIGURE 22. OVER-VOLTAGE/UNDER-VOLTAGE PROTECTION CIRCUIT

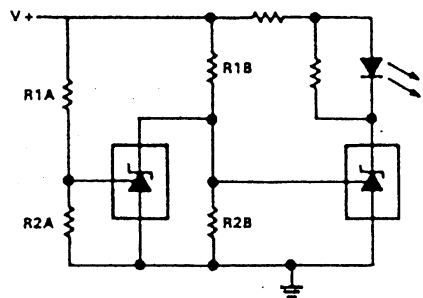
2
Data Sheets

TL431M, TL431I, TL431AI, TL431C, TL431AC
ADJUSTABLE PRECISION SHUNT REGULATORS

TYPICAL APPLICATIONS

2

Data Sheets

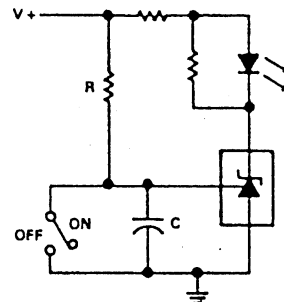


$$\text{Low limit} = V_{ref} \left(1 + \frac{R1B}{R2B} \right)$$

$$\text{High limit} = V_{ref} \left(1 + \frac{R1A}{R2A} \right)$$

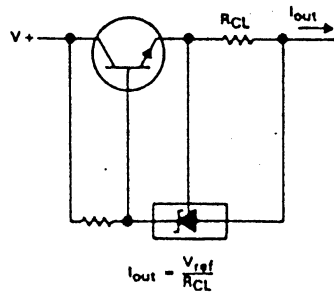
LED ON WHEN
LOW LIMIT < V+ < HIGH LIMIT

FIGURE 23. VOLTAGE MONITOR



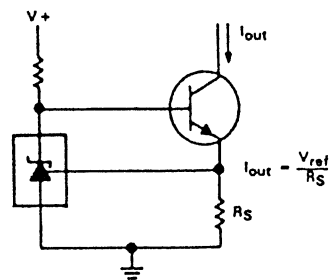
$$\text{Delay} = R \cdot C \cdot \ln \frac{V+}{(V+) - V_{ref}}$$

FIGURE 24. DELAY TIMER



$$I_{out} = \frac{V_{ref}}{R_{CL}}$$

FIGURE 25. CURRENT LIMITER OR CURRENT SOURCE



$$I_{out} = \frac{V_{ref}}{R_S}$$

FIGURE 26. CONSTANT-CURRENT SINK

7. Støjproblemer.

Udover at levere DC-spændinger, har en powersupply den uheldige egenskab, at den producerer en del støj. Man kan sige at støjen er et problem i tre retninger, nemlig:

Tilbage til lysnettet

Ud til belastningen

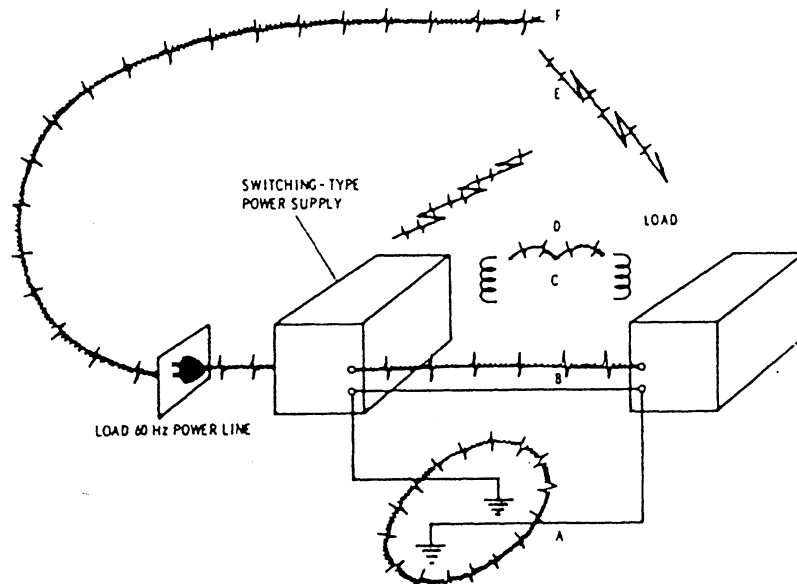
Udstråling i rummet

Støjen, som kan genere henholdsvis belastningen og lysnettet, er elektriske signaler, som forefindes på powersupplyens ind- og udgangsklemmer.

Den udstrålede støj er elektromagnetiske signaler, som kan være til stor gene for al anden elektronik, ikke mindst kommunikationsudstyr, som netop fungerer på grundlag af slige signaler.

Desuden kan magnetfelter omkring transformatorer og spoler virke forstyrrende på omgivelserne.

I daglig tale benævnes støjen EMI, elektromagnetisk interferens.



Hvordan EMI spredes fra en powersupply.

Støjspændingstyper.

Den elektriske støj optræder dels som differentielle eller symmetriske støjspændinger mellem indgangs- henholdsvis udgangsklemmerne indbyrdes, dels som common-mode eller asymmetriske støjspændinger mellem hver klemme og stel.

Differentielle støjspændinger.

Differentiel støj er meget lavimpedansede signaler. Internt i spændingsforsyningen er der mellem indgangs- og udgangsklemmerne store kapaciteter, som er meget små modstande overfor støjen.

Common-mode støjspændinger.

Med common-mode støjspændinger mellem hver enkelt terminal og jord, forholder det sig anderledes. Disse signaler opstår over den impedans, der er mellem ind- og udgangsklemmerne og stel, bestående af bl. a. spredningskapaciteterne i forbindelse med transformator, spoler ledningsforbindelser og komponenter på køleplade. Disse kapaciteter er, selv overfor støjen at betragte som forholdsvis små, og deres modstand dermed stor.

Årsager til EMI.

Strømændringer.

Hver gang en strøm ændrer værdi, produceres, ved induktion i komponenter, tilledninger, printbaner, ect., en vis mængde støj, EMI. Der er tre faktorer, som har indflydelse på støjmængden:

Jo større strømændringen er, des mere støj produceres.

Jo oftere strømmen ændres, des mere støj produceres.

Jo hurtigere strømmen ændres, des mere støj produceres.

I forbindelse med switch-mode-regulatorer, er det almindeligt, at vi påvirker alle tre faktorer i en uheldig retning. Ofte anvendes en switch-mode-powersupply, når vi har brug for store strømme, fordi den fylder og vejer mindre end en liniær powersupply. Det afstedkommer naturligvis store strømændringer i kredsløbet under funktion, dog meget afhængig af hvilken type switch-mode-regulator, der er anvendt.

Ligeledes af hensyn til den fysiske størrelse bestræber vi os på at switche på så høj frekvens som muligt, og for at begrænse effekttabet i transistorer og dioder tilstræber vi så korte skiftetider som muligt.

Ydermere anvender vi en ensretnings- og udglatningsteknik, som medfører at strømtransporten fra lysnettet foregår i nogle meget kortvarige, men store strømstød.

Tidligere var det en god skik, at man begrænsede disse strømstød ved at indsætte en sikringsmodstand mellem ensretteren og ladekondensatoren. Det havde til hensigt at beskytte dioderne, men det havde sandelig også en begrænsende indflydelse på støjproduktionen.

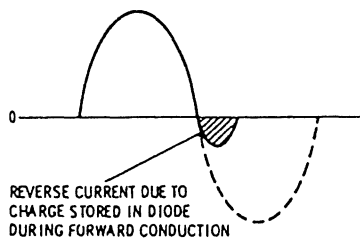
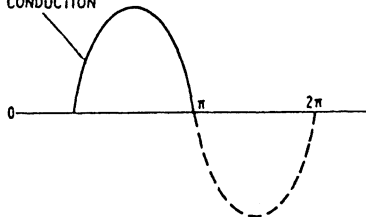
Kravet om større effektivitet har gjort disse sikringsmodstande til et noget historisk, og det er muliggjort af nye diodetyper, hvor store spidsstrømme ikke er et problem.

Halvleder-komponenter.

En stor del af den støj, der opstår i en spændingsforsyning, forårsages af dioder og transistorer. Det er en udbredt misforståelse, at når blot man holder sig til liniære spændingsforsyninger, er der ingen problemer med støj, og at støjproblemerne med switchede spændingsforsyninger er næsten uovervindelige. Begge dele er forkert. Man behøver blot at betragte spændingen over en zenerdiode med et oscilloskop, for at få et indtryk af hvor megen støj en sådan kan præstere. Ensretterdioder producerer ligeledes en masse støj under drift. Når en diode er forspændt i lederetning oplades kapaciteten i PN-overgangen. Denne ladning forårsager en kortvarig, men ikke ubetydelig, modsat rettet strøm når dioden forspændes i spærretetning. Det er denne afladning, som genererer støj.

Udover at producere støj bevirker afladningen af diodens egen kapacitet at der afsættes effekt i dioden, og den bliver varm. Ved 50Hz ensretning er det ikke noget større problem, men ved højere frekvenser, 50kHz - 100kHz, som anvendes i switch-mode sammenhænge, bliver det til temmelig megen effekt, der afsættes i dioden. Mængden af støj bliver selvfølgelig også større ved øget frekvens.

CURRENT THROUGH
RECTIFIER DIODE DURING FORWARD
CONDUCTION



Ideel ensretning

Virkelighed

Strømforhold for ensretter diode under drift.

Mekanik.

Den mekaniske opbygning af en powersupply har også stor betydning for hvor meget støj den producerer. Jo mere konstruktøren begrænser sig med hensyn til lange ledninger, komponentben og lignende, des mindre er støj kan der induceres.

Hvis en transistor eller diode i et switch-kredsløb, monteres direkte på apparatets chassis, med en isolationsskive imellem, opstår der en kondensator, hvorover der opstår en støjspænding. Denne støj kan dæmpes ved at lægge en metalplade ind i mellem chassis og komponent, isoleret fra begge og ført til DC-stel.

Ripple-spænding.

Ripple-spænding er også altid til stede i større eller mindre grad, hvad enten det alene drejer sig om 50Hz og harmoniske heraf, eller tillige en meget højere switch-frekvens med tilhørende overtoner.

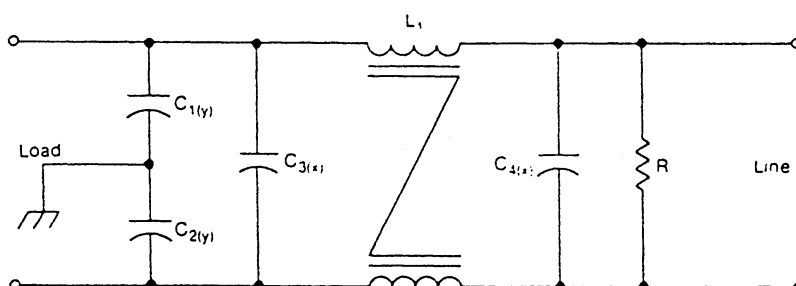
Bekæmpelse af EMI.

Den bedste måde at bekæmpe et onde er at forhindre det i at opstå. Det gælder også EMI i forbindelse med powersupplies. Ved at anvende de rigtige komponenter, kan vi nå et stykke hen ad vejen. Hurtige transistorer og dioder, med små indre kapaciteter, er en selvfølge i switch-mode regulatorer, og i enhver reparationssituation er det naturligt at holde sig til originale komponenter, og mekanisk monteringsmåde, hvis man ønsker at undgå problemer.

Den støj, som uvægerligt opstår, gælder det om at dæmpe mest muligt. Det gælder både spændingerne i forhold til lysnettet og belastningen, og udstrålingen til omgivelserne.

Filter på indgangen.

Indgangsfilter bestående af spoler og kondensatorer er obligatorisk i forbindelse switch-mode-powersupplies og ønskværdigt i forbindelse med en hver powersupply.



Eksempel på net-filter.

Kondensatorerne C1 og C2, kaldet y-kondensatorer, skal dæmpe common-mode støjspænding i forhold til jord. De er forholdsvis små, da det er meget højimpedansede signaler, de skal håndtere. Kondensatorerne C3 og C4, kaldet x-kondensatorer, danner sammen med drosselspolerne et effektivt filter, som begrænser den differentiale støjspænding mellem de to terminaler til lysnettet. Her er signalet jo meget lavimpedanset, så kondensatorerne er større.

Komponentværdierne er naturligvis afhængige af hvilket frekvensområde, der skal begrænses.

Typiske komponentværdier:

Cx: 100nF til 2µF

Cy: 2,2nF til 33nF

L: 1,8mH v. 25A - 47mH v. 0,3A

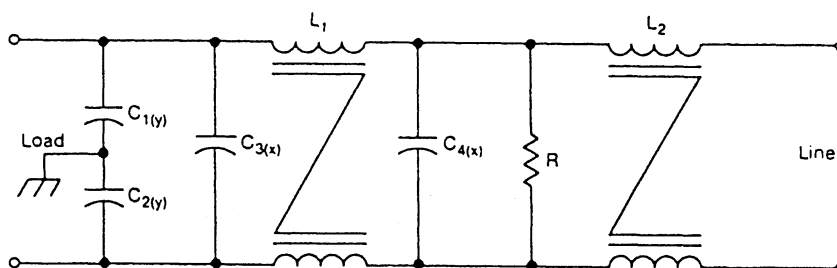
Modstanden i indgangen har intet med filtervirkningen at gøre. Den har til opgave at fjerne en eventuel ladning på kondensatorerne, når forbindelsen til 220V brydes.

Modstandens værdi bestemmes udfra formlen:

$$R = \frac{1}{2,21C}$$

hvor C er summen af X-kondensatorer.

En mere effektivt filter vist i næste illustration.



Eksempel på net-filter.

Filter på udgangen.

Filterkredsløbet, som udglatter den pulserende DC-spænding, er i sig selv et EMI-filter, men som tidligere beskrevet, vil der altid være en rest af netfrekvensen og switch-frekvensen tilbage, foruden harmoniske heraf.

Behovet for yderligere filtrering på udgangen er meget afhængigt hvad DC-spændingen skal bruges til. Immuniteten overfor EMI på DC-forsyningen er meget forskellig fra kredsløb til kredsløb.

Elektrolytkondensatoren, som sidder parrallelt med udgangsterminalerne, virker jo principielt som en effektiv afkobling for AC, med faldende reaktans og dermed stigende effektivitet med stigende frekvens. Virkeligheden er imidlertid en helt anden.

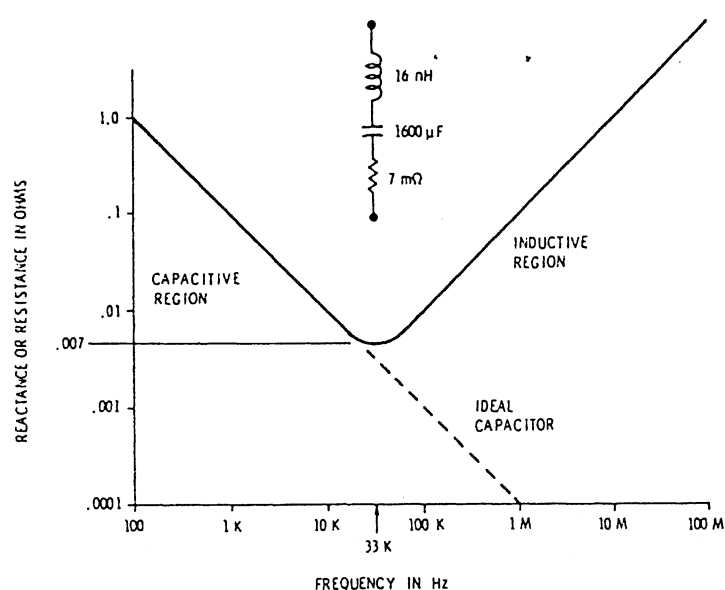
En elektrolytkondensator består af tre egenskaber:

en kapacitet, C

en selvinduktion, ESL (equivalent series inductance)

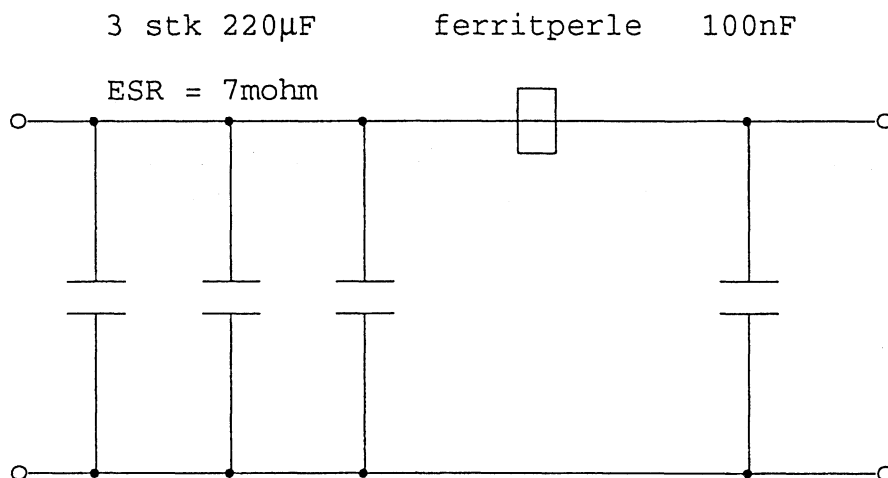
en indre modstand, ESR (equivalent series resistance)

Den indre modstand bevirker at afkoblingen generelt bliver dårligere end ved en ideel kondensator. Kombinationen af de tre egenskaber bevirker, at komponenten kun ved lave frekvenser opfører sig helt som en kondensator. Ved den frekvens hvor $X_L = X_C$ ophæver de to reaktanser hinanden, og impedansen er lig ESR. Ved stigende frekvens får selvinduktionen mere og mere indflydelse, og impedansen stiger. Det betyder at ved stigende frekvens bliver afkoblingen dårligere.



Impedansforhold for en elektrolytkondensator.

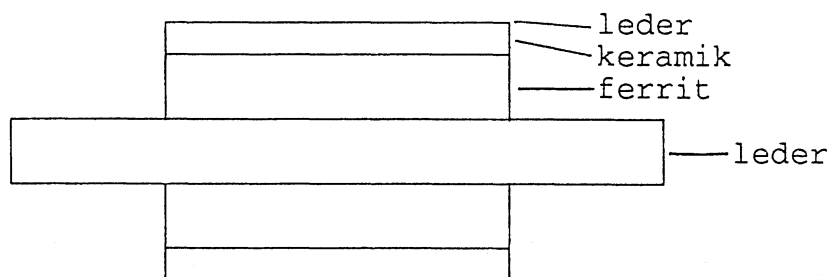
Problemerne kan løses ved at parrallelkoble flere mindre elektrolytkondensatorer. Foruden at kapaciteterne parrallelkobles også de enkelte elektrolytkondensators ESR. Herved reduceres den totale ESR. Desuden parrallelkobles en meget mindre kondensator, gerne keramisk, med meget mindre ESL og dermed lavere impedans ved højere frekvenser. Virkningen kan forøges ved at tilføje en lille spole, eventuelt i form af en ferritperle på ledningen mellem elektrolytkondensatoren og den keramiske kondensator.



Parrallelle filterkondensatorer.

En anden måde at begrænse EMI på DC-udgangen er at føre terminalerne ud af powersupplyen via gennemføringsfiltre. Et gennemføringsfilter er en videreudvikling af den gammelkendte gennemføringskondensator, som består af en leder omgivet af keramik med et metallag yderst.

Gennemføringsfiltret er udført på samme måde, men imellem lederen og keramiklaget er der et ferritlag, så kondensatoren nu er suppleret med en spole.



Principiel opbygning af gennemføringsfilter.

Generelt skal man være opmærksom på, at enhver filtrering efter det punkt, hvorfra føleren fører udgangsspændingen tilbage til styrekredsløbet til switchen, vil virke forringende på stabiliseringen. Det gælder iøvrigt også forbindelsesledningerne mellem powersupplyen og belastningen. Ved at tilslutte føleren så sent i kredsløbet som muligt, eventuelt helt ude ved belastningen, opnår man den bedste stabilisering.

Synkronisering af switch-frekvens.

Den rest EMI, der er tilbage, kan til tider interferere med signaler, som håndteres i belastningen. Dette problem kan af og til løses ved at synkronisere switchen med en oscillator i belastningen. I en video-monitor f.eks. kan man synkronisere powersupplyens switch-frekvens med linieafbøjningsfrekvensen, hvorved interferensmuligheden elimineres.

Afskærmning.

Begrænsningen af udstrålingen til omgivelserne realiseres ved hjælp af afskærmning. Virkningen heraf er i almindelighed vanskelig at kontrollere, da det kræver specielt modtagerudstyr.

Den grundlæggende ide i afskærmning er, at det elektromagnetiske signal skal ramme et elektriskledende materiale med en meget lavere impedans end signalet selv. En del vil blive reflekteret, hovedparten absorberet og forhåbentlig et minimum trænge igennem afskærmningen.

Som for ethvert andet filter gælder det også her, at det ikke er muligt at fjerne et signal, men at dæmpe det.

Effektiviteten af afskærmningen er bl.a. afhængig af de førnævnte impedanser.

Elektromagnetiske bølger i frit rum har en impedans på ca. 377ohm i en afstand fra kilden på mindst 10 gange bølgelængden. Ved kortere afstande, afhænger impedansen af hvordan signalet er opstået.

Er signalet genereret ved en høj spænding og en lav strøm, er impedansen høj og signalet benævnes et elektrisk felt. Er det modsatte tilfældet, er signalet relativt lavimpedanset og benævnes et magnetisk felt.

Det elektriske felt kan afskærmes med tynde elektriske ledere, som eksempelvis er malet på plastic eller pap, da signalerne herfra let reflekteres. Signalerne fra det magnetiske felt derimod vil i høj grad trænge igennem en tynd afskærmning, og en effektiv afskærmning kræver et tykkere ledende materiale.

8. Komponenter.

I switch-mode-powersupplies anvendes stort set de samme komponenter, som man også ser anvendt i liniære supplies.

Men da såvel transformering som stabilisering kan foregå ved temmelig høje frekvenser, stilles der nogle andre krav til komponenterne, end sædvanligt. Der vil derfor i dette kapitel være en nærmere omtale af følgende komponenter:

Bipolar transistor

Field effekt transistor, FET

Gate turn-off, GTO

Diode

Spole

Transformator

Desuden er der eksempler i form af diverse datablade.

Transistor.

Transistortyper.

I tidens løb er der blevet anvendt såvel thyristorer som transistorer til switch-funktionen i switch-mode-powersupplies, men i langt størstedelen af konstruktionerne er der anvendt transistorer. Tidligere mest bipolare transistorer, men i de senere år i større og større udstækning field effekt transistorer, FET.

Transistordata.

I switch-mode-regulatoren anvendes transistoren som kontakt. I den forbindelse er der fire data, som vi er specielt interesserede i:

1. Modstanden i transistoren når den er on.
2. Modstanden i transistoren når den er off.
3. Den tid det tager at nå fra on-tilstand til off-tilstand.
4. Den tid det tager at nå fra off-tilstand til on-tilstand.

Alle fire data er bestemmende for hvor megen effekt, der afsættes i transistoren. Dette har naturligvis indflydelse på regulatorens virkningsgrad, men også på hvor meget transistoren belastes, og dermed hvor stor køleplade, den skal udrustes med. Dette har igen indflydelse på den fysiske størrelse og udformning af den pågældende powersupply.

Dertil kommer at der også stilles krav til transistoren med hensyn til strøm og spænding. Når transistoren er on, går der en strøm igennem den, og når den er off, ligger der en spænding over den. Disse strømme og spændinger kan blive ganske store, og det skal transistoren selvfølgelig kunne leve op til.

Bipolar transistor.

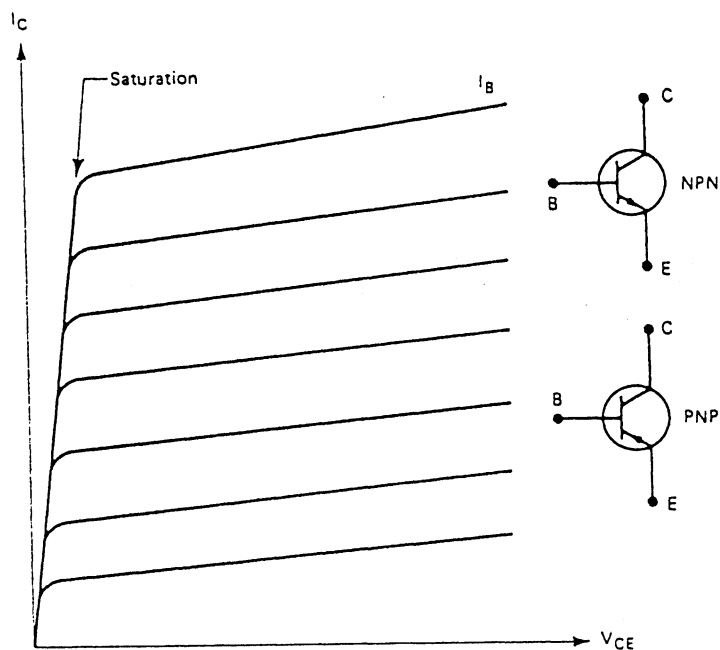
Den bipolare transistor er en strømstyret komponent, hvilket vil sige, at der skal gå en strøm i basis, for at der kan gå strøm i collektoren. Forholdet mellem de to strømme bestemmes af transistorens strømforstærkning, h_{FE} .

$$h_{FE} = \frac{I_C}{I_B}$$

Transistoren kan anvendes på to måder:

Som liniær komponent, hvor den ikke bringes i mætning

Som switch, hvor den bringes i mætning.



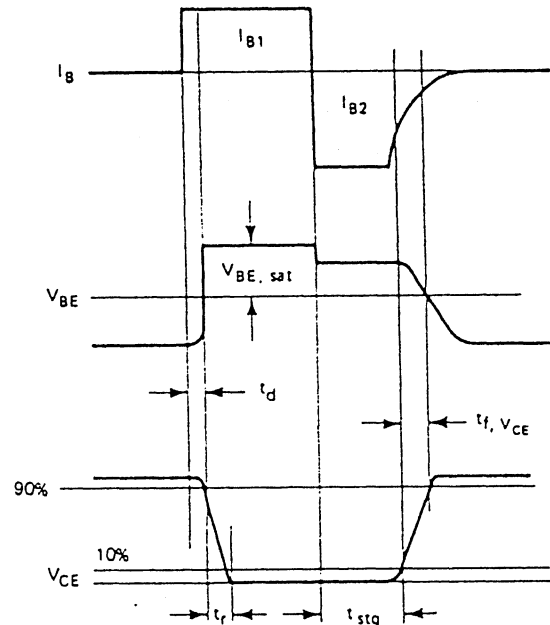
Typisk output-karakteristik for en bipolar transistor.

Output-karakteristikken viser, at i mætningsområdet kan en given basisstrøm køre transistoren on, og tillade en stor collektorstrøm, uden at der er synderlig stor collektor-emitterspænding.

Delay tider.

I switch-sammenhænge bringes transistoren on med en basisstrøm, og tilbage til off-tilstanden med en modsat rettet basisstrøm, reverseret basisstrøm.

At bringe transistoren fra den ene tilstand til den anden, tager en hvis tid p.g.a indre kapaciteter, som skal op- og aflades.

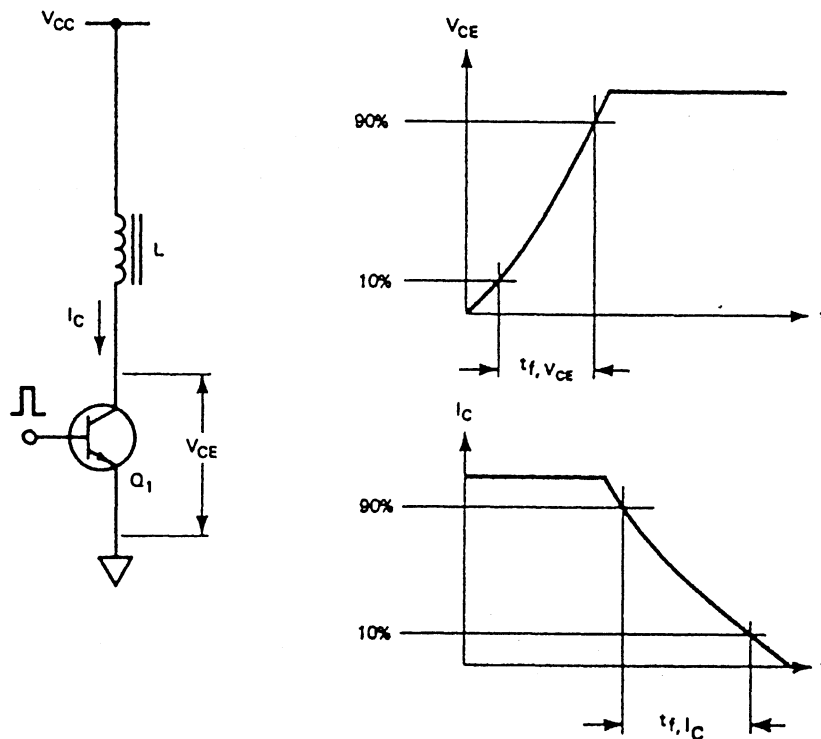


Sammenhængen mellem basis-emitter strømme og spændinger, og collector-emitter spænding ved ren ohmsk belastning.

- t_d , delay time:** Defineres som den tid der går fra I_B er etableret, til V_{CE} er faldet til 90% af fuld værdi.
- t_r , rise time:** Defineres som den tid det tager V_{CE} at falde fra 90% til 10% af fuld værdi.
- t_{stg} , storage time:** Defineres som den tid, der går fra basisstrømmen er reverseret, til V_{CE} er steget til 10 % af fuld værdi.
- $t_{f, V_{CE}}$ fall time:** Defineres som den tid, det tager for V_{CE} at stige fra 10% til 90% af fuld værdi.

Collectorstrømmens forløb vil, ved ren ohmsk belastning modsvare collector-emitter spændingen.

I virkeligheden er belastningen, når transistoren anvendes i en switch-mode-regulator, induktiv, og det giver et noget andet forløb. Spolen vil forsøge at opretholde strømmen, mens U_{CE} vokser op, og først aftage, når spændingen er på plads. Dette tager til gengæld kortere tid end ved den ohmske belastning, da spolen, ved at opretholde strømmen sikrer hurtigere opladning af kapaciteten mellem basis og collector.

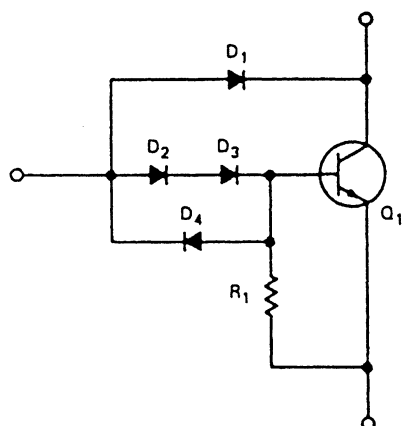


Strøm- og spændingsforhold ved en bipolar transistor med induktiv belastning.

Begrænsning af delays.

Det fremgår tydeligt af illustrationen på forrige side, at den længste delay-tid er storage time, tiden fra I_B er reverseret, til U_{CE} begynder at stige. Derfor vil transistorens egenskaber forbedres væsentligt, hvis vi kan reducere denne tid. Dette er muligt ved en kombination af stor modsat rettet basisstrøm og begrænsning af transistorens mætningsgrad.

Det sidste kan gøres ved at tilføje nogle antimætningsdioder, også kaldet Baker-clampere i forbindelse med switch-transistoren.

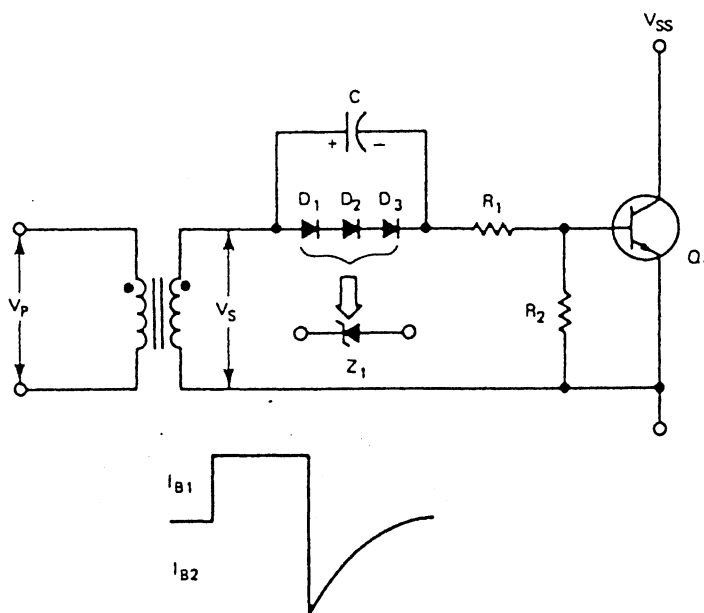


Eksempel på begrænsning af transistors mætningsgrad.

Vi antager at alle dioder har et spændingsfald på $0,6V$. Når transistoren er on, er basisniveauet $1,2V$ lavere end indgangssignalet. Kollektorspændingen er $0,6V$ lavere end indgangssignalet, og dermed $0,6V + U_{BE}$ højere end emitterspændingen. Transistoren er hermed hindret i at gå helt i mætning. D4 leder når transistoren skal reverseres.

Alle dioder skal være tilstrækkeligt hurtige til den aktuelle switch-frekvens. Desuden skal D1 kunne klare spændinger svarende til transistorens maksimale UCE.

Reversering af basisstrøm kan realiseres på flere måder, men den simpleste er nok ved at forbinde en speed-up- kondensator parallelt med en modstand eller een eller flere dioder i serie med basis.



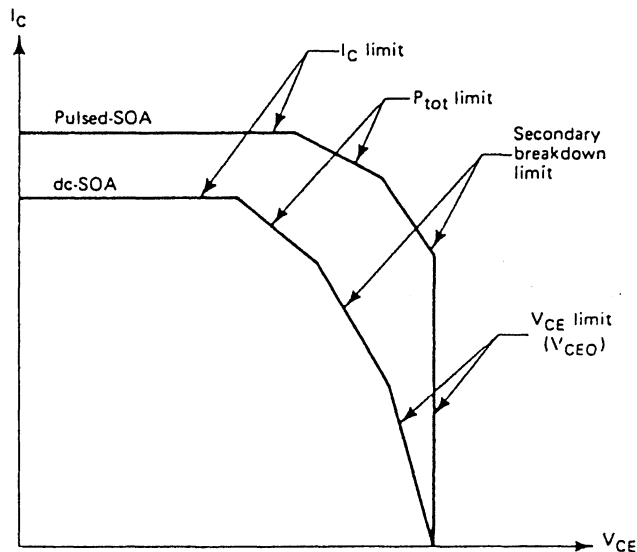
Eksempel på reversering af basisstrøm.

Collektor-emitter-strøm og- spænding.

Switch-transistoren skal dimensioneres således, at den kan klare de spidsstrømme og -spændinger den aktuelle konstruktion udsætter den for. Størrelsen af disse strømme og spændinger afhænger af indgangsspændingen, den aftagne strøm og typen af switch-mode regulator.

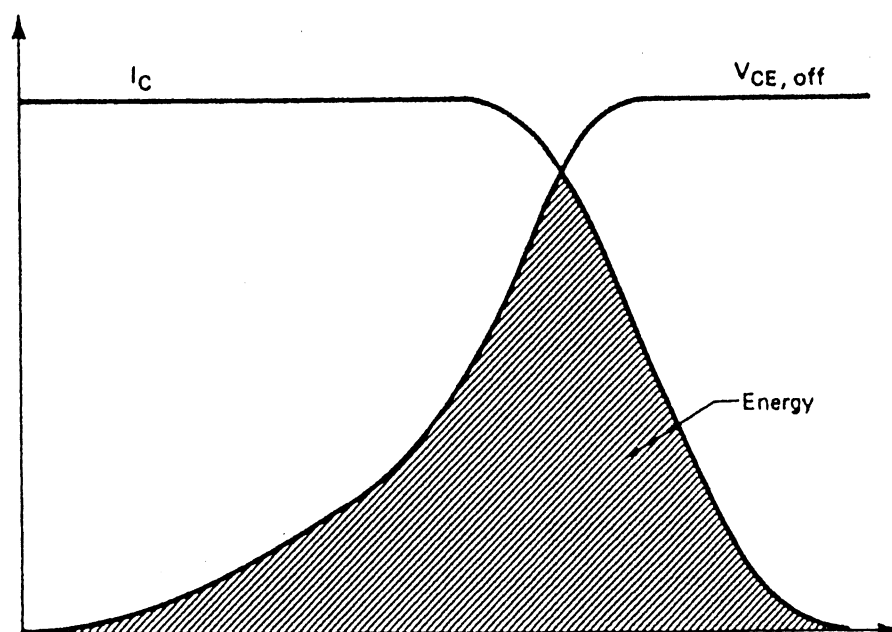
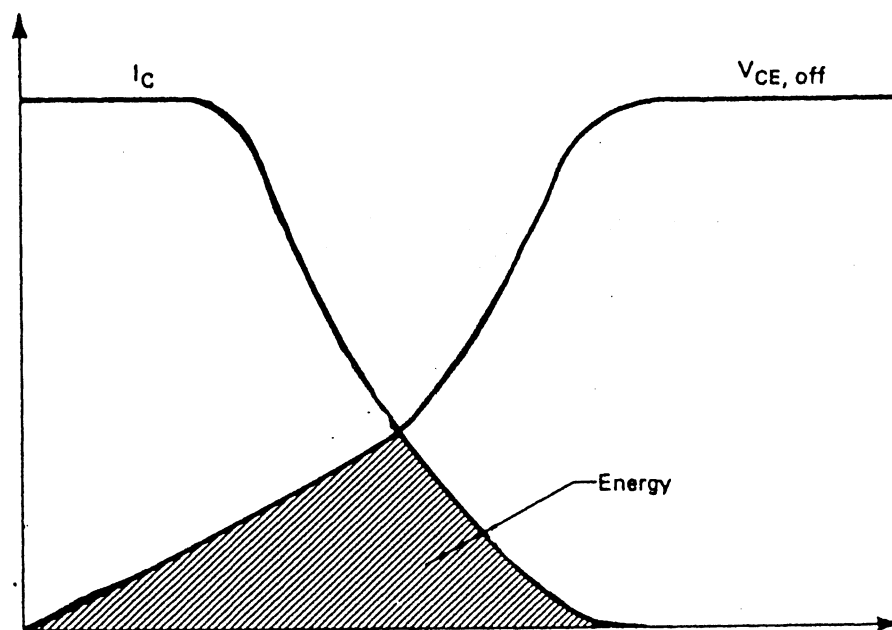
En transistor stresses voldsomt, når den vedvarende udsættes for skiftevis stor collektorstrøm og collektor-emitterspænding. P.g.a. ujævn strømfordeling opstår der nogle varme pletter i krystallet, og da temperaturkoefficienten er negativ, betyder det bedre ledeegenskab og dermed endnu højere temperatur. Hvis ikke dette undgås, bliver resultatet et nedbrud, som kaldes forward-biased secondary breakdown.

Dette sammen med de øvrige begrænsninger, max. UCE, max IC og max P_{tot}., giver en "safe operation area" (SOA)-karakteristik, som man som konstruktør bør holde sig indenfor.



Eksempel på en SOA-karakteristik.

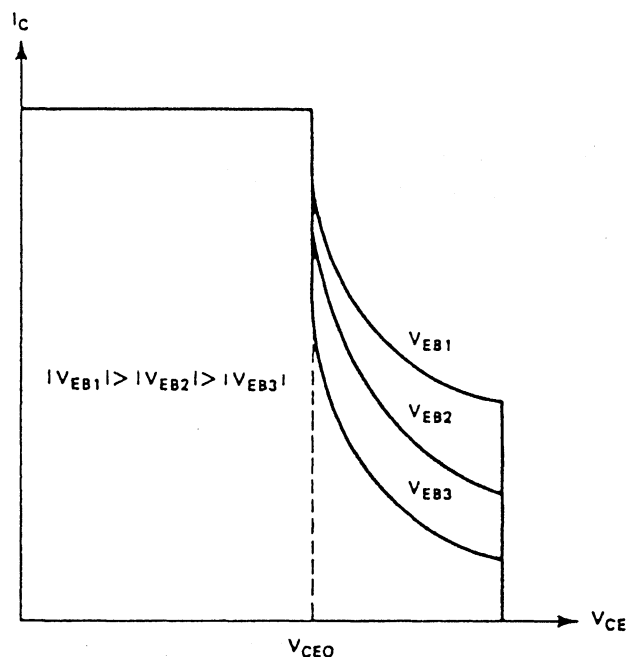
Som tidligere nævnt bevirker den induktive belastning af transistoren, at collectorstrømmen, når transistoren går off, først aftager, når collector-emitterspændingen har nået maksimum.



Turn-off-karakteristik ved ohmsk og induktiv belastning.

Denne forsinkelse af collectorstrømændringen medfører at der afsættes effekt i transistoren i noget længere tid, end hvis belastningen havde været ren ohmsk. Denne effekt begrænses ved at reversere base-emitterspændingen under turn-off.

Disse faktorer giver os en "safe operation area" karakteristisk for transistoren når base-emitter er forspændt i spærreretningen, RBSOA.



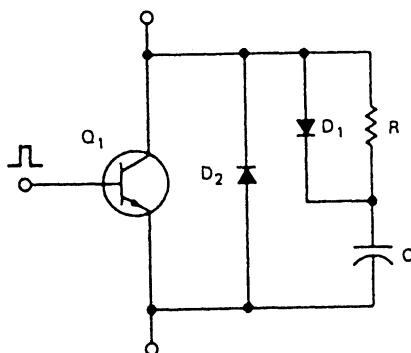
Eksempel på RBSOA-karakteristik.

Hvis vi bevæger os udenfor denne karakteristik, risikerer vi at overbelaste transistoren. Der er to metoder til at undgå dette:

1. at styre transistoren off ved lav collectorstrøm
2. at reducere collectorstrømmen ved stigende collector-emitterspænding

Den første mulighed er den, der anvendes i resonansconvertere.

I feed-forward- og fly-back-convertere tages den anden mulighed i brug, og kan realiseres med et såkaldt RC-snobber-kredsløb.

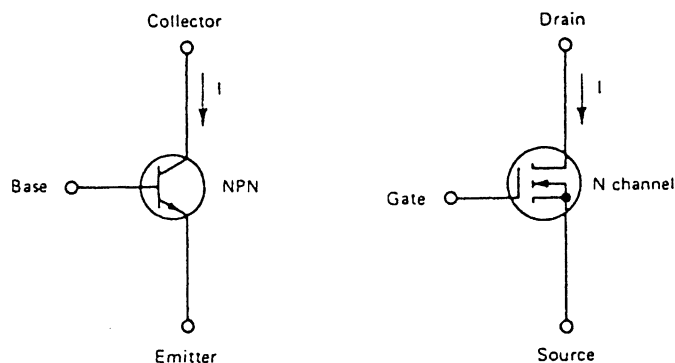


Eksempel på RC-snubber-kredsløb.

Mens transistoren er on, aflades kondensatoren gennem modstanden. Når transistoren går off, oplades kondensatoren, og kompenserer således for den induktive belastning.

Field effekt transistor, FET.

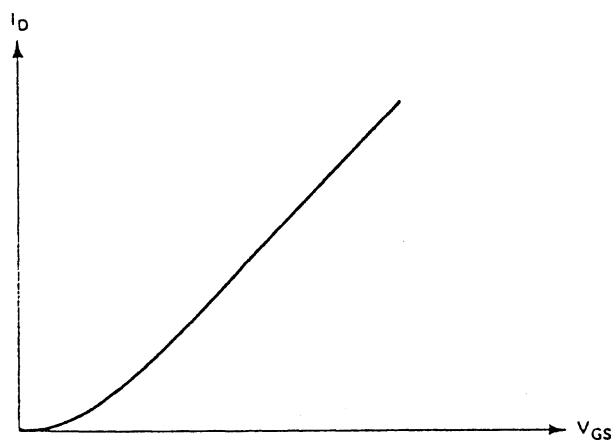
Skønt FET-en har været kendt og anvendt i mange år, er det dog først indenfor de sidste år, at power-MOSFET-en har vundet indpas i switch-mode-teknikken. Med power-MOSFET-en har vi fået en effekt-transistor, som er hurtig og uden problemer med termisk bortløb.



N-kanal MOSFET sammenlignet med NPN-transistor.

FET-en er i modsætning til den bipolare transistor, en spændingsstyret komponent. Det betyder, at der ikke skal drives nogen strøm gennem gaten for at bringe transistoren on, der skal blot skabes en spændingsforskel mellem source og gate. Der er altså ikke tale om nogen strømforstærkning, h_{FE} .

Stejlhed.



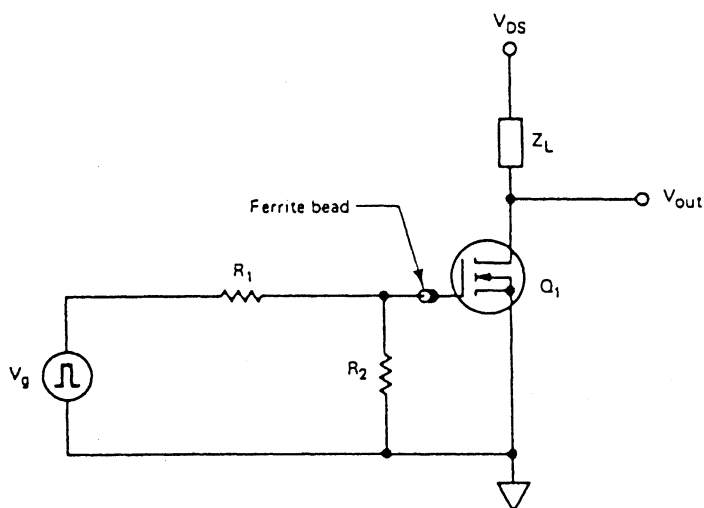
Drainstrømmens afhængighed af gate-sourcespændingen.

Hvor meget drainstrømmen ændres, når gate-sourcespændingen ændres, beskriver FET-ens stejlhed, Y_{fs}

$$Y_{fs} = \frac{\Delta I_D}{\Delta V_{GS}}$$

Stige- og faldtider.

Det er dog en sandhed med visse modificationer, at der ikke går strøm i gaten. Dels går der altid en lille lækstrøm, dels er der internt i transistoren kapaciteter mellem gate og source, henholdsvis gate og drain som skal op- og aflades.



FET anvendt som switch.

FET-ens stige- og faldtider er bestemt af hvor hurtigt disse indre kapaciteter op- og aflades, og det er igen bestemt af udgangsimpedansen i driverkredsløbet til FET-en.

$$t_r = t_f = 2,2 R_g C_{iss}$$

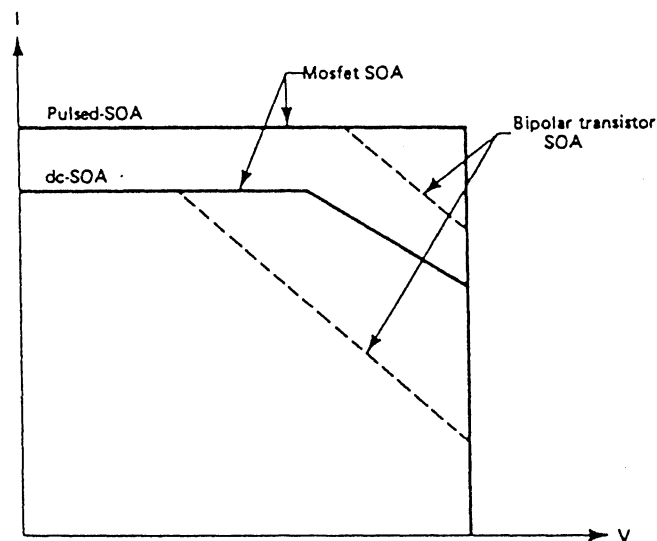
R_g = driverkredsløbets udgangsimpedans

C_{iss} = FET-ens indre kapaciteter

Da der ikke er nogen delay- eller storage-time i en FET, er det i princippet konstruktøren der bestemmer skiftetiderne.

Strømme og spændinger.

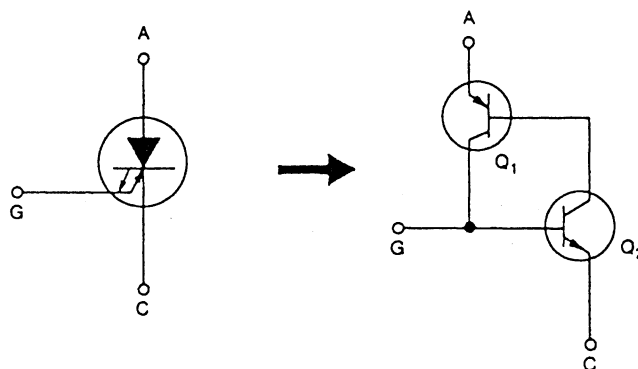
Da der ikke er nogen strømforstærkning i FET-en, er der heller ikke mulighed for secondary breakdown. FET-ens SOA-karakteristik får derfor et lidt andet udseende.



Eksempel på SOA-karakteristik for FET.

Gate turn-off, GTO.

GTO-en er en firelags-halvleder, som er nær beslægtet med en silicon controlled switch, SCR. Funktionen kan bedst forklares v.h.a. et ekvivalent-diagram.



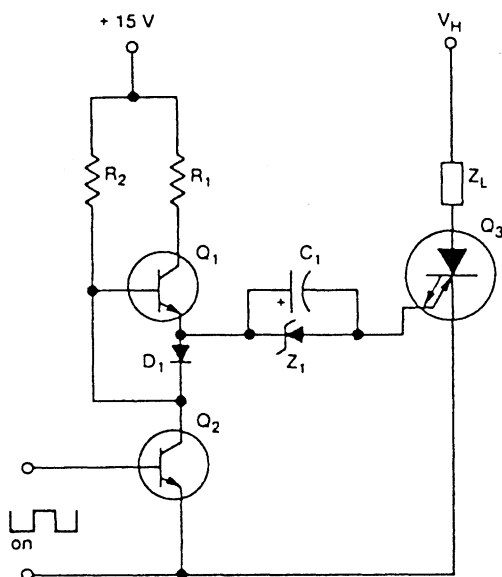
GTO-en og dens ekvivalent-diagram.

Vi tager udgangspunkt i at begge transistorer er off. Med en positiv spænding på G bringes Q2 til at lede. Den trækker nu collectorstrøm gennem basis på Q1, som ligeledes går on. Q1 trækker nu collectorstrøm gennem basis på Q2, og begge transistorer er on, og forbliver on selvom spændingen på G fjernes.

Med en negativ spænding er det muligt at blokere Q2. Derved forsvinder basisstrømmen til Q1, og begge transistorer er off.

Driverkredsløb.

Driverkredsløb til en GTO kan udføres relativt simpelt.



Eksempel på driverkredsløb til en GTO.

Virkemåde:

Når Q2 er off, virker Q1 som en konstantstrømsgenerator, der leverer gatestrøm til GTO-en og lader C1 op til zenerspændingen. Når Q2 går on lægges C1 til stel, og leverer nu en negativ spænding til GTO-en. Q1 er off da basis er lagt til stel.

GTO-en kan klare store spændinger og strømme, og har iøvrigt en meget lille anode-katodespænding i on-tilstanden, og derfor afsættes der kun lidt effekt i den.

Dioder.

Også til dioderne i switch-mode-regulatorerne stilles der store krav. De skal:

være hurtige til at gå on og off

have lille spændingsfald i lederetningen

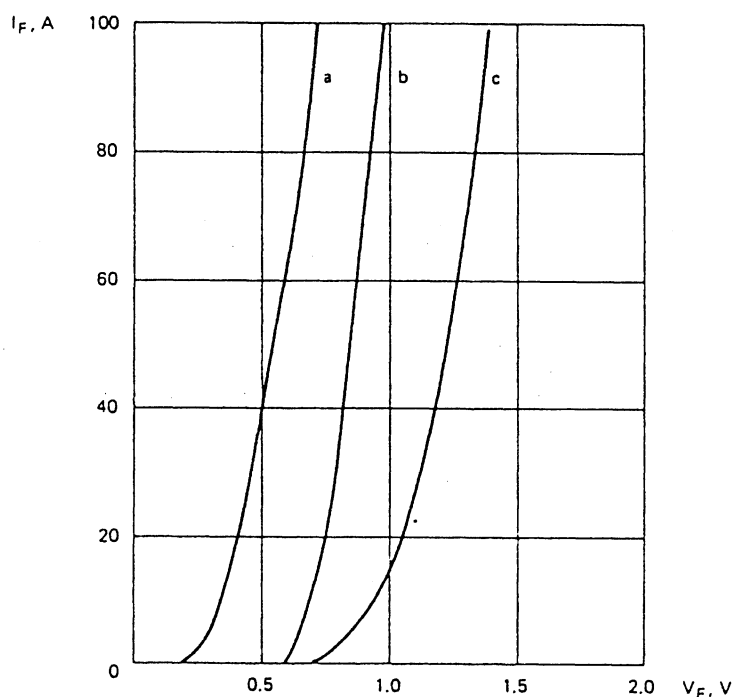
kunne tåle stor strøm i lederetning

kunne tåle stor spænding i spærreretningen

Almindelige dioder, som anvendes i liniære kredsløb, lever ikke op til disse krav, især ikke med hensyn til hurtighed.

Der er tre typer dioder som finder anvendelse i switch-mode-kredsløb:

1. High-efficiency fast recovery dioder
2. High-efficiency very fast recovery dioder
3. Schottky dioder

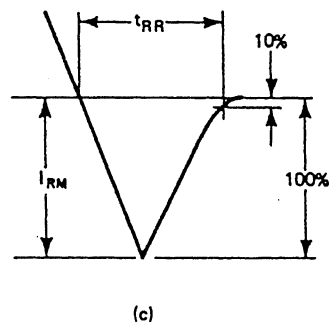
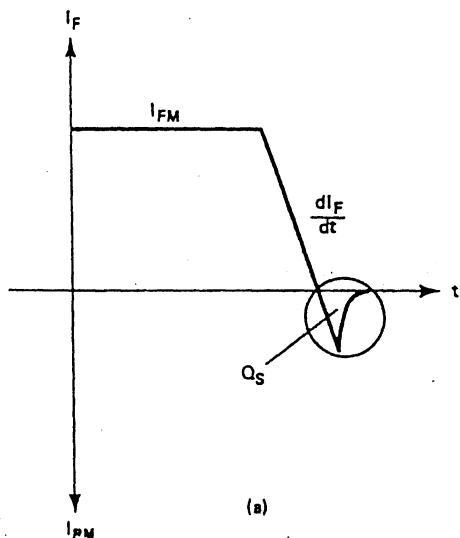


Karakteristik for a: schottky, b: fast, c: very fast recoverydioder, forspændt i lederetning.

Som det ses på karakteristikken, har schottky-dioden det laveste spændingsfald, og dermed det mindste tab. Desværre kan den ikke tåle særlig stor spænding i spærreretningen, max. ca 100V, og derfor ses den oftest i forbindelse med regulatorer med forholdsvis lav udgangsspænding, f.eks. 5V. Desuden har den en større lækstrøm end de to andre typer.

Recovery time.

Når en diode er forspændt i lederetningen, oplades dens kapacitet, og når den derefter atter forspændes i spærretetningen, skal denne ladning aflades igen. Den tid der går hermed, kaldes diodens reverse recovery time.



Eksempel på reverse recovery time.

Recovery time har betydning for højeste switch-frekvens, effekt der afsættes i dioden og mængden af EMI.

Spoler og transformatorer.

Spolen.

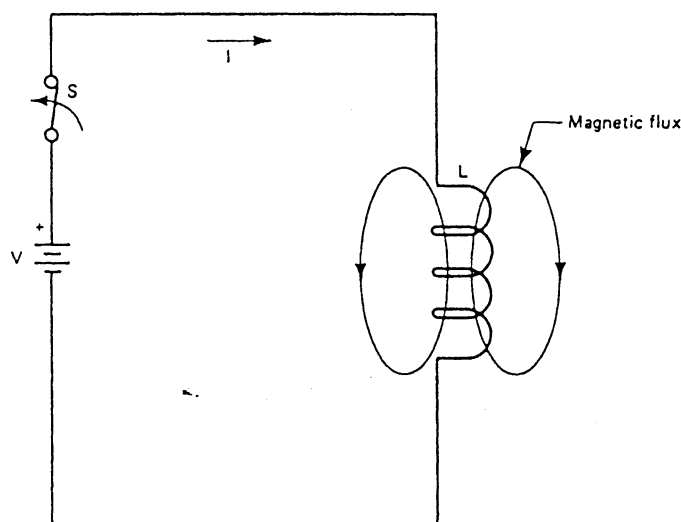
Spolen er en komponent, der ligesom kondensatoren er i stand til at oplagre en mængde energi. Spolen oplagrer energien som et magnetfelt. Når spolen "oplades", ved at den tilsluttes en spænding, vokser der en strøm op igennem den, og der opstår et magnetfelt omkring den. Idet spændingen fjernes, aftager magnetfeltet i styrke. Det bevirker, at der induceres en spænding med modsat polaritet over spolen, og den vil afgive sin energi i form af en elektrisk strøm. Spolen gemmer altså ikke sin energi, men afgiver den straks, d.v.s. at det er en dynamisk energi. Spolen vil forsøge at opretholde strømmen, og spændingen over spolen er afhængig af den modstand strømmen skal igennem, og altså ikke nødvendigvis den samme som før.

Spolens evne til at oplagre energien kaldes dens selvinduktion.

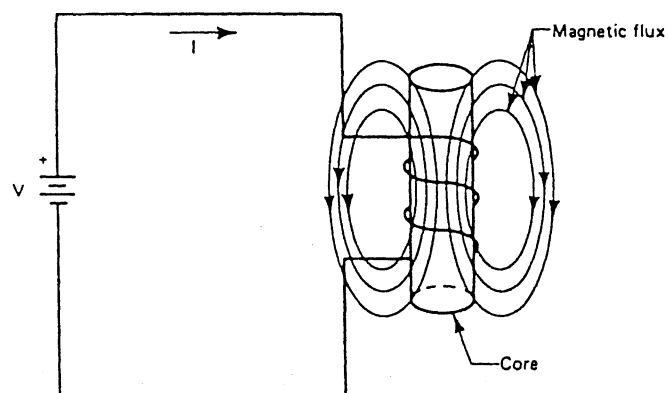
Kerner.

Spolen kan være en luftspole, altså uden kerne, og når den tilsluttes en spænding, opstår der et magnetfelt af en vis styrke omkring den. Hvis spolen udrustes med en kerne af magnetiserbart materiale, vil spolens selvinduktion stige, og magnetfeltets styrke forøges. Det skyldes, at den magnetiske modstand i kernen er mindre, end i luften, og den magnetiske strøm bliver derfor større.

Kernematerialets evne til at lade sig magnetisere kaldes dets permeabilitet, og benævnes μ .

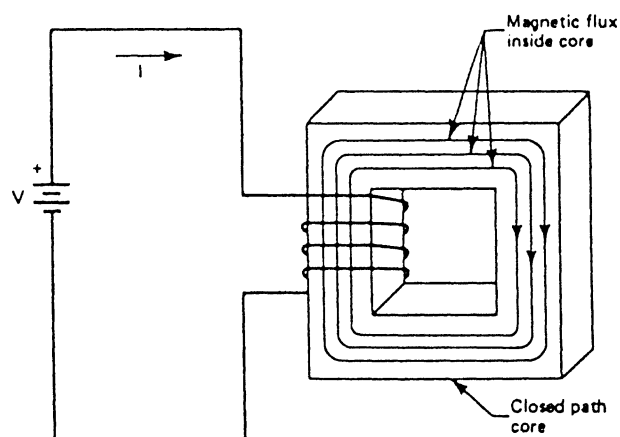


Luftspole.



Spole med kerne.

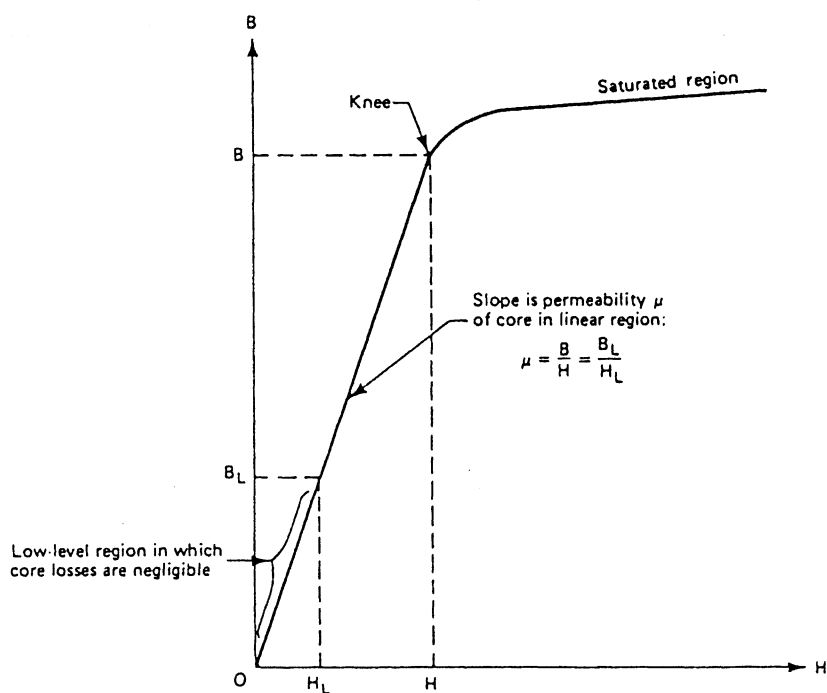
Hvis kernen ydermere udformes som en helt lukket ring, bliver den magnetiske modstand endnu mindre, og magnetfeltets styrke større.



Spole med lukket kerne.

Kernens mætning.

Desværre er det forbundet med visse ulemper at øge en spoles magnetfelt ved hjælp af en kerne. Magnetfeltets styrke tiltager mens strømmen vokser op i spolen, men på et tidspunkt er det ikke muligt at magnetisere kernen yderligere; kernen er mættet, og spolens selvinduktion falder til en værdi svarende til selvinduktionen uden kerne.



Magnetiseringskurve for jernkerne.

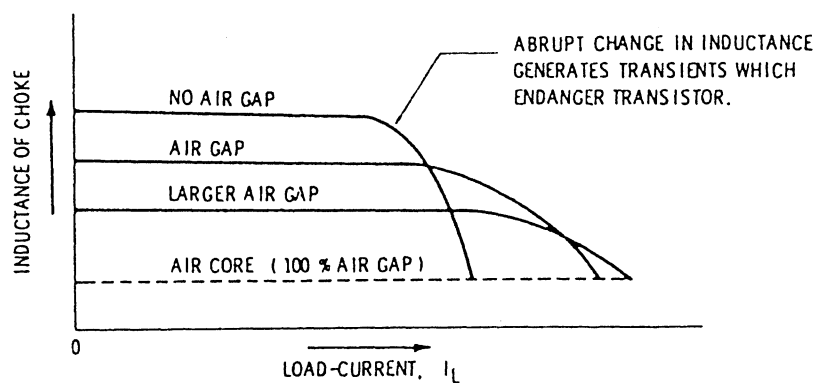
B = magnetfeltets styrke

H = den magnetiske strømstyrke

μ = materialets permeabilitet

Indtil knæpunktet sker opbygningen af magnetfeltet nogenlunde liniært, men her efter er det ikke muligt at magnetisere kernen yderligere, og hvis strømmens tiltagen fortsætter, opbygges feltet videre, som var der tale om en luftspole.

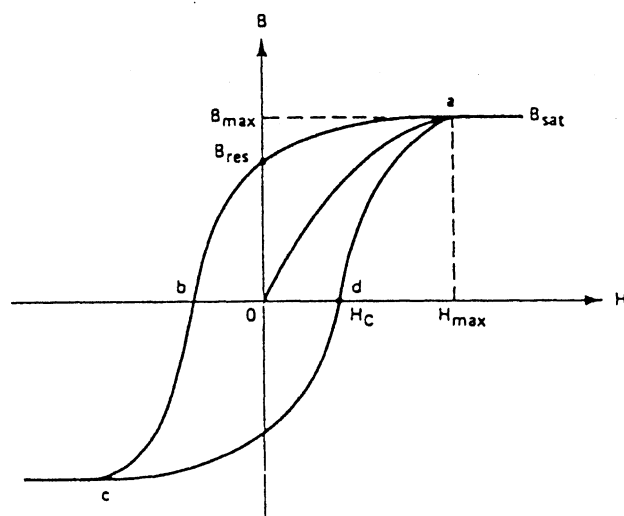
Ved at indføre en luftspalte i den lukkede kerne, kan man flytte knæpunktet, så det er muligt at fortsætte magnetfeltopbygningen længere, men med en lavere elektrisk og magnetisk strøm.



Eksempler på mætningspunkter ved forskellige kerner.

Hysteresese.

En anden ulempe ved spoler med kerner er, at kernematerialet har en vis evne til at bevare en lille del af magnetismen, efter at strømmen i spolen er hørt op. Denne evne kaldes materialets remanens. For at fjerne denne rest er det nødvendigt at sende en modsat rettet strøm gennem spolen. Dette fænomen kan beskrives grafisk med en såkaldt hysteresekurve.



Hysteresekurve.

Hvis vi forestiller os en situation, hvor kernematerialet er helt afmagnetiseret, tager vi udgangspunkt i 0 . Når kernen magnetiseres følger vi kurven til punktet a , hvor kernen er mættet. Når det magnetiske felt aftager, følges kurven til B_{res} . Dette angiver størrelsen af det magnetiske felt, remanensen, når den magnetiske strøm er lig 0 . Vi følger kurven til b , som angiver størrelsen af den magnetiske strøm, koersitivkraften, der skal til for at fjerne magnetismen. Følger vi kurven videre, magnetiseres kernen i modsat retning, og historien gentages.

Den energi, der skal bruges til at overvinde remanensen, er et tab, der afsættes som varme i kernen.

Hvirvelstrømme.

Kernematerialet er foruden en god magnetisk leder, en god elektrisk leder. Det giver anledning til at der induceres en elektrisk strøm i den. Denne strøm kaldes hvirvelstrøm, og er ligeledes et tab, som afsættes i kernen som varme. Hvirvelstrømmen kan nedsættes ved at dele kernen op i mange dele, som er elektrisk isoleret fra hinanden.

Transformatoren.

Ved at placere to eller flere spoler på samme kerne får vi en transformator.

Når een af spolerne tilsluttes en spænding, opbygges et magnetfelt, som inducerer en spænding over de øvrige spoler. Når magnetfeltet aftager i styrke, induceres modsat polariserede spændinger over samtlige spoler. Forholdet mellem spændingerne er ligefrem proportionalt med vindingsforholdet.

I forbindelse med switch-mode-powersupplies har transformatoren de samme funktioner, som vi kender fra liniære supplies, nemlig:

at sikre galvanisk adskillelse

at transformere spænding

at transformere strøm

at transformere impedans

Selvom funktionerne er de samme, så er den fysiske udformning af transformatorerne i switch-mode-regulatorer væsentligt forskellig fra nettransformatorerne.

Dels er switch-frekvensen meget højere end netfrekvensen, dels er det ikke sinuskurver der skal transformeres.

Det er valget af kernemateriale, kernens størrelse og udformning, der er anderledes.

Ved stigende frekvens bliver hvirvelstrømtabet et større problem. I en nettransformator anvendes valset jern som kerne. De enkelte lameller er isoleret fra hinanden med lak eller oxyd.

Kernemateriale.

I en kerne til anvendelse ved højere frekvenser skal kernen deles i endnu mindre dele, og her kommer ferritmateriale ind i billedet. Ferrit er et mørkegråt eller sort keramisk materiale, der er fremstillet af metaloxyder, som er findelt, sintret, og sammenpresset, eventuelt limet sammen.

Metallerne, som danner grundlag for oxyderne er typisk legeringer af jern, mangan, zink, kobber, nikkel, kobolt eller magnesium.

Ferrit har stor elektrisk modstand, og derfor små hvirvelstrømtab.

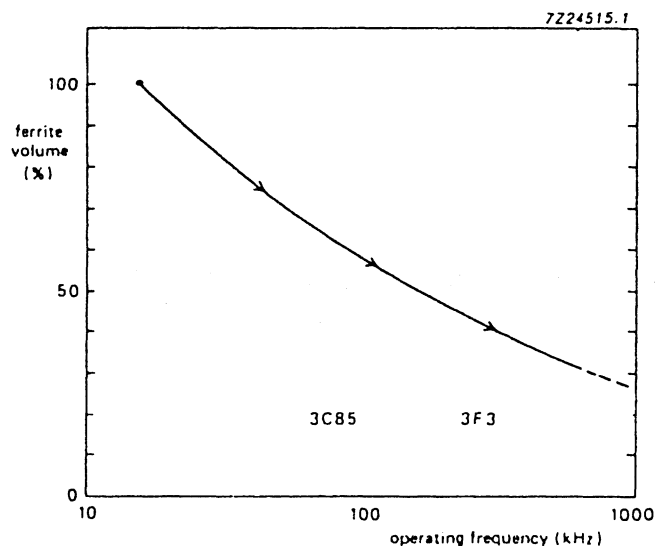
Ferritmateriale har stor permeabilitet, men den er ikke ens ved alle frekvenser. Det er derfor vigtigt at man vælger et ferritmateriale, der dækker det aktuelle frekvensområde. Frekvensområdet er afhængigt af metallegeringen, der er anvendt ved fremstillingen.

Kernens størrelse.

Når transformeringsforegår ved en højere frekvens, skal

energien overføres i mindre portioner. Det medfører at kernen skal rumme en langt mindre magnetisk energi, og derfor kan være meget mindre. Det samme gælder iøvrigt kerner i filterspoler.

Det er selvfølgelig årsagen til at switch-mode-powersupplies fylder og vejer langt mindre end tilsvarende lineære, men det er samtidig grunden til at man til stadighed tilstræber at øge switch-frekvensen.

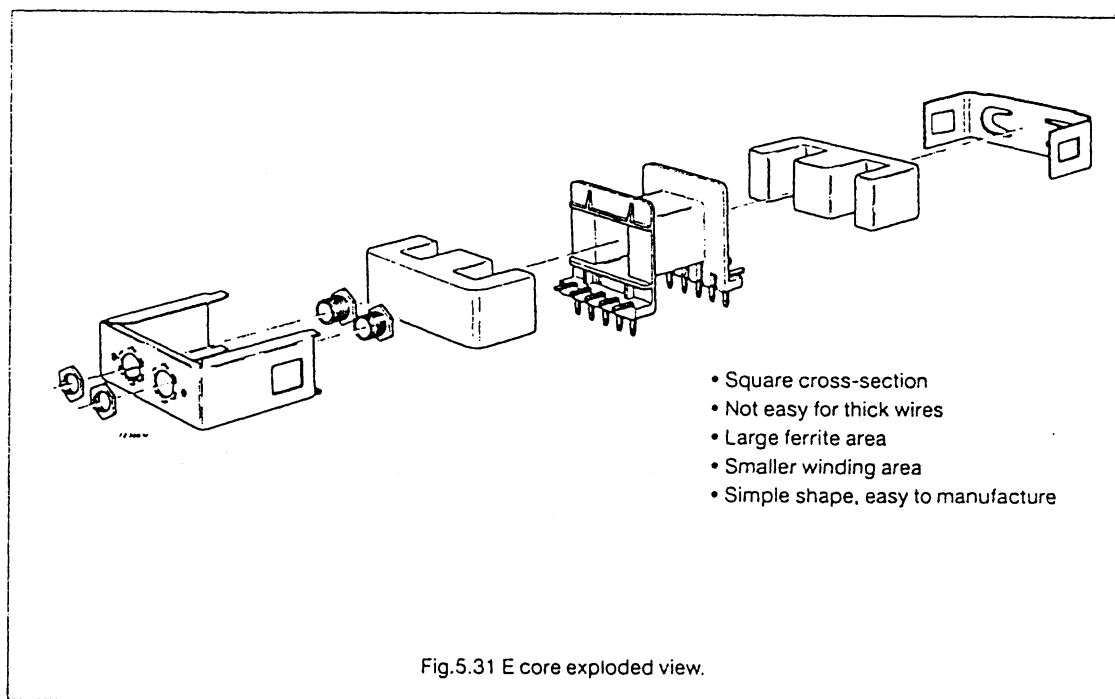


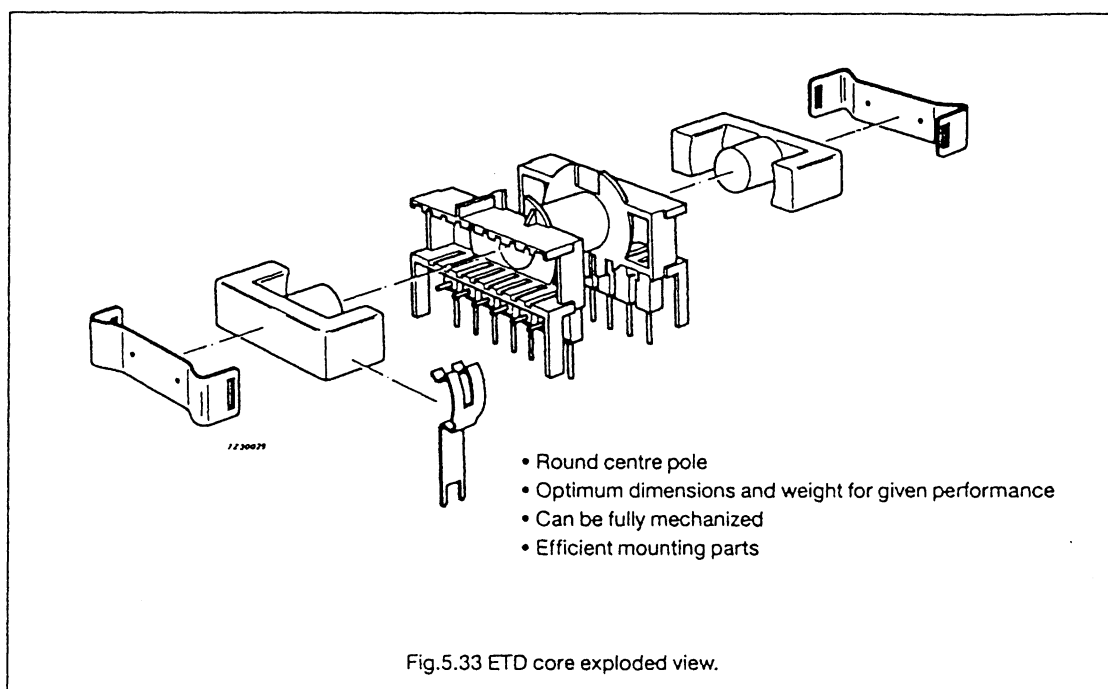
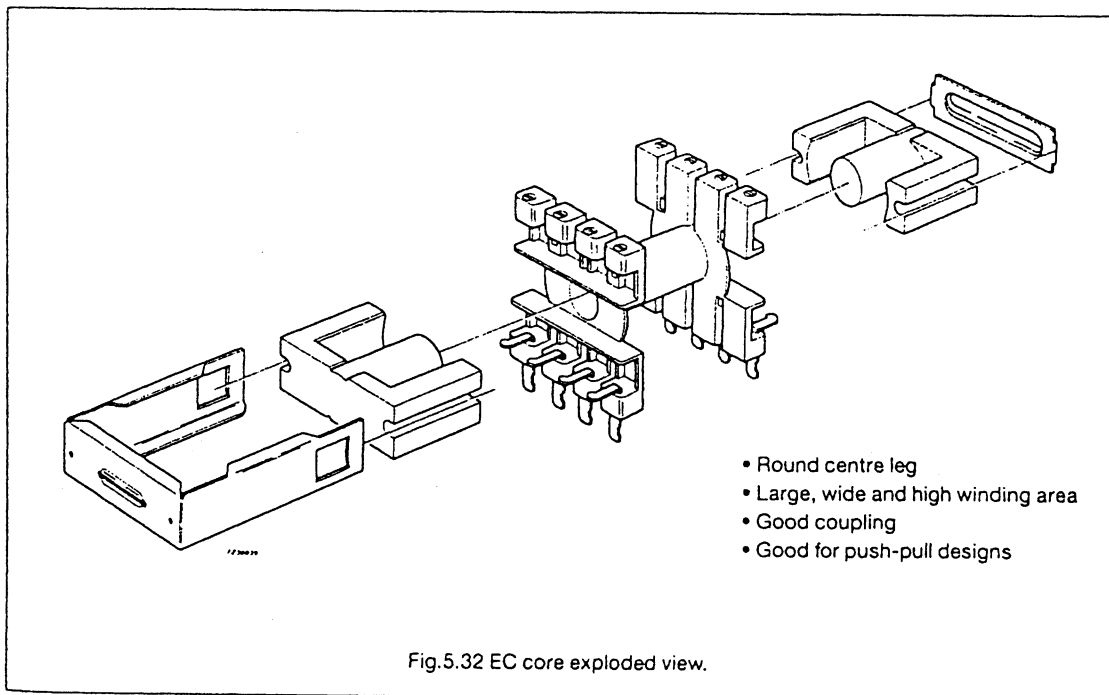
Sammenhængen mellem switch-frekvens og kernestørrelse.

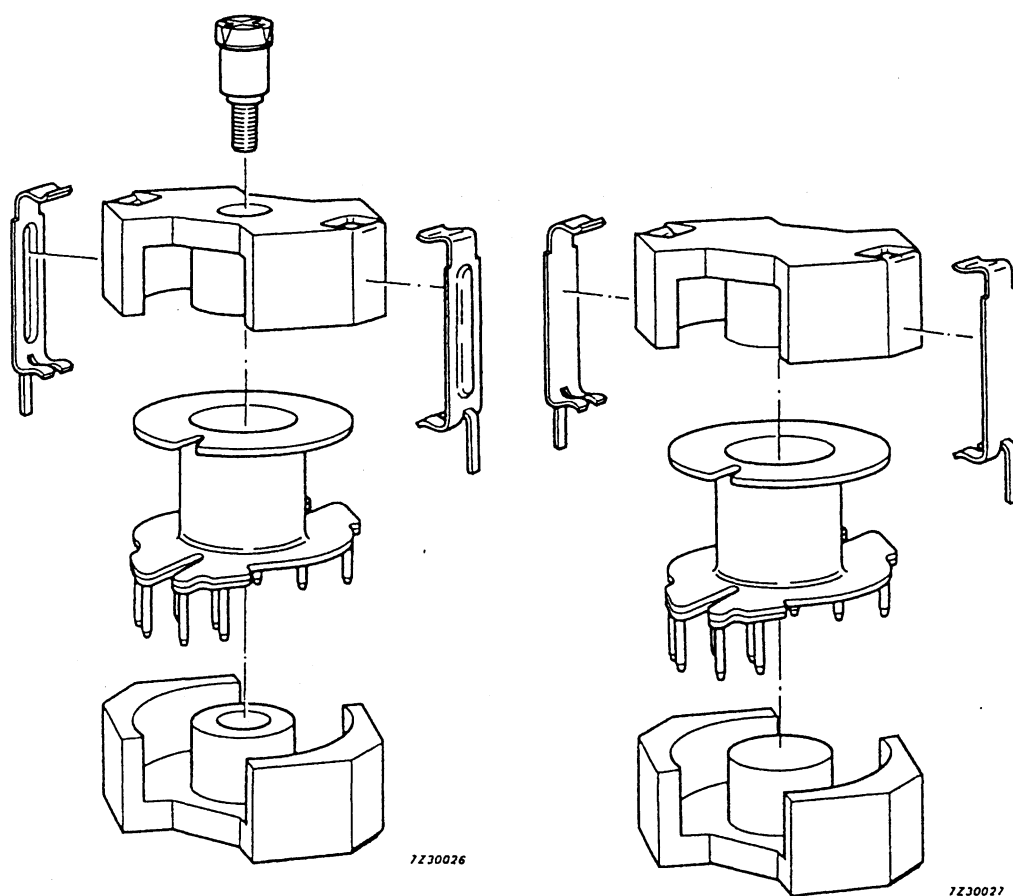
Kernens udformning.

Ferritkerner fås i mange forskellige størrelser og udformninger, som hver især tager hensyn til forskellige krav.

De efterfølgende illustrationer viser eksempler på ferritkerner fra Philips.

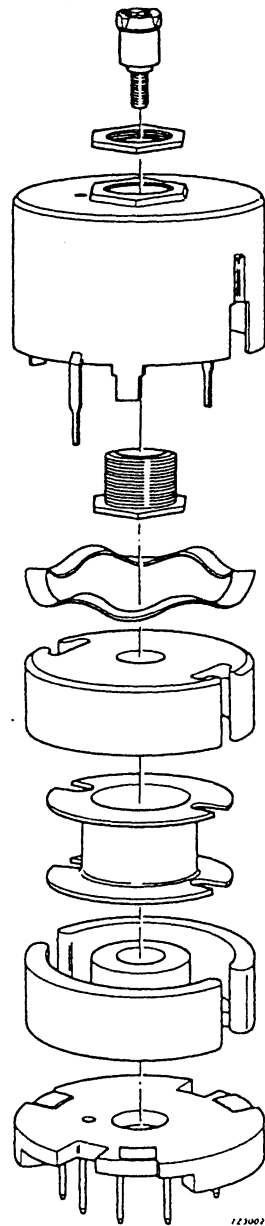






- Good screening
- Wider slots to get leads out
- Simple mounting system
- Easy for automatic winding
- Small surface area on PCB
- Good for high frequency low power

Fig.5.34 RM core exploded view.



- Excellent screening
- Short winding length
- Difficult to get leads out
- Mains insulation very difficult
- Good for high frequency low power

1230028

Fig.5.35 P core exploded view.

FAST SOFT-RECOVERY ELECTRICALLY ISOLATED RECTIFIER DIODES

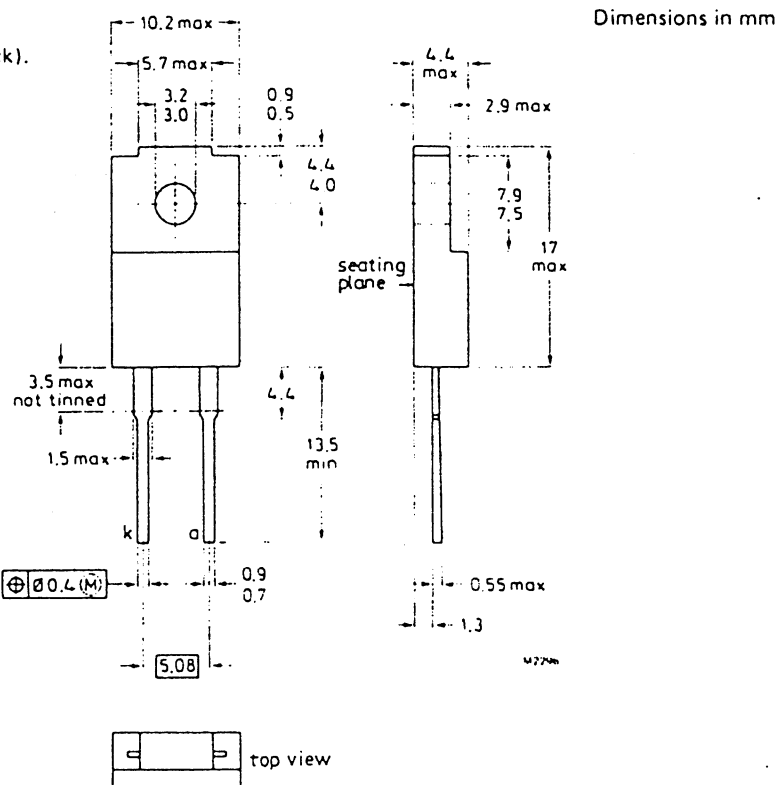
Glass-passivated, double-diffused rectifier diodes in full-pack plastic envelopes, featuring fast reverse recovery times and non-snap-off characteristics. Their electrical isolation makes them ideal for mounting on a common heatsink alongside other components without the need for additional insulators. They are intended for use in chopper applications as well as in switched-mode power supplies and as efficiency diodes and scan rectifiers in television receivers.

QUICK REFERENCE DATA

		BY229F-200				
		400	600	800		
Repetitive peak reverse voltage	V_{RRM} max.	200	400	600	800	V
Average forward current	$I_F(AV)$ max.	7				A
Non-repetitive peak forward current	I_{FSM} <	60				A
Reverse recovery time	t_{rr} <	150				ns

MECHANICAL DATA

Fig.1 SOT-186 (full-pack).



BY229F SERIES

RATINGS

Limiting values in accordance with the Absolute Maximum System (IEC134).

Voltages (Note 1)

		BY229F-200	400	600	800	
Non-repetitive peak reverse voltage	V_{RSM}	max. 200	400	600	800	V
Repetitive peak reverse voltage	V_{RRM}	max. 200	400	600	800	V
Crest working reverse voltage	V_{RWM}	max. 150	300	500	600	V
Continuous reverse voltage	V_R	max. 150	300	500	600	V

Currents

Average forward current assuming

zero switching losses (Note 2)

square wave; $\delta = 0.5$; up to $T_{hs} = 90^\circ\text{C}$

sinusoidal; up to $T_{hs} = 93^\circ\text{C}$

$I_{F(AV)}$	max.	7	A
$I_{F(AV)}$	max.	6.25	A

R.M.S. forward current

$I_{F(RMS)}$	max.	10	A
--------------	------	----	---

Repetitive peak forward current

$t_p = 20 \mu\text{s}$; $\delta = 0.02$

I_{FRM}	max.	135	A
-----------	------	-----	---

Non-repetitive peak forward current

half sine-wave; $T_j = 150^\circ\text{C}$ prior to

surge; with reapplied V_{RWM} max

$t = 10 \text{ ms}$

$t = 8.3 \text{ ms}$

I_{FSM}	max.	60	A
I_{FSM}	max.	65	A

$I^2 t$ for fusing ($t = 10 \text{ ms}$)

$I^2 t$	max.	18	$\text{A}^2 \text{s}$
---------	------	----	-----------------------

Temperatures

Storage temperature

T_{stg}	-40 to +150	$^\circ\text{C}$
-----------	-------------	------------------

Junction temperature

T_j	max. 150	$^\circ\text{C}$
-------	----------	------------------

ISOLATION

Peak isolation voltage from all
terminals to external heatsink

V_{isol}	max.	1000	V
------------	------	------	---

Isolation capacitance from cathode
to external heatsink (Note 3)

C_p	typ.	12	pF
-------	------	----	----

Notes

1. To ensure thermal stability: $R_{th j-a} < 15 \text{ K/W}$ for continuous reverse voltage.
2. The quoted temperatures assume heatsink compound is used.
3. Mounted without heatsink compound and 20 Newtons pressure on the centre of the envelope.

THERMAL RESISTANCE

From junction to external heatsink with minimum of 2 kgf (20 Newtons) pressure on the centre of the envelope,

without heatsink compound	$R_{th\ j-h}$	=	7.2	K/W
with heatsink compound	$R_{th\ j-h}$	=	5.5	K/W

Free-air operation

The quoted value of $R_{th\ j-a}$ should be used only when no leads of other dissipating components run to the same point.

Thermal resistance from junction to ambient in free air, mounted on a printed circuit board

$R_{th\ j-a}$	=	55	K/W
---------------	---	----	-----

CHARACTERISTICS

$T_j = 25\ ^\circ\text{C}$ unless otherwise specified

Forward voltage

$I_F = 20\ \text{A}$	V_F	<	1.85	V*
----------------------	-------	---	------	----

Reverse current

$V_R = V_{RWM\ max}; T_j = 125\ ^\circ\text{C}$	I_R	<	0.4	mA
---	-------	---	-----	----

Reverse recovery when switched from

$I_F = 1\ \text{A}$ to $V_R \geq 30\ \text{V}$ with $-dI_F/dt = 50\ \text{A}/\mu\text{s}$, recovery time

t_{rr}	<	150	ns
----------	---	-----	----

$I_F = 2\ \text{A}$ to $V_R \geq 30\ \text{V}$ with $-dI_F/dt = 20\ \text{A}/\mu\text{s}$ recovered charge

Q_s	<	0.7	μC
-------	---	-----	---------------

Maximum slope of the reverse recovery current

$I_F = 2\ \text{A}, -dI_F/dt = 20\ \text{A}/\mu\text{s}$	$ dI_R/dt $	<	60	$\text{A}/\mu\text{s}$
--	-------------	---	----	------------------------

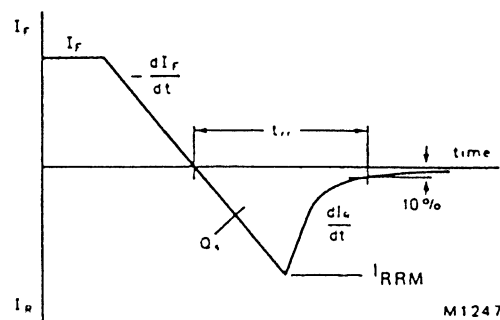


Fig.2 Definition of t_{rr} and Q_s .

*Measured under pulse conditions to avoid excessive dissipation.

MOUNTING INSTRUCTIONS

1. The device may be soldered directly into the circuit, but the maximum permissible temperature of the soldering iron or bath is 275 °C; the heat source must not be in contact with the joint for more than 5 seconds. Soldered joints must be at least 4.7 mm from the seal.
2. The leads should not be bent less than 2.4 mm from the seal, and should be supported during bending. The bend radius must be no less than 1 mm.
3. Mounting by means of a spring clip is the best mounting method because it offers a good thermal contact under the crystal area and slightly lower $R_{th\ j-h}$ values than screw mounting. The force exerted on the top of the device by the clip should be at least 2 kgf (20 Newtons) to ensure good thermal contact and must not exceed 3.5 kgf (35 Newtons) to avoid damage to the device.
4. If screw mounting is used, it should be M3 cross-recess pan head.
 Minimum torque to ensure good thermal contact: 5.5 kgf (0.55 Nm)
 Maximum torque to avoid damage to the device: 8.0 kgf (0.80 Nm)
5. For good thermal contact, heatsink compound should be used between baseplate and heatsink. Values of $R_{th\ j-h}$ given for mounting with heatsink compound refer to the use of a metallic-oxide loaded compound. Ordinary silicone grease is not recommended.
6. Rivet mounting.
 It is not recommended to use rivets, since extensive damage could result to the plastic, which could destroy the insulating properties of the device.
7. The heatsink must have a flatness in the mounting area of 0.02 mm maximum per 10 mm. Mounting holes must be deburred.

OPERATING NOTES

The various components of junction temperature rise above ambient are illustrated in Fig.3.

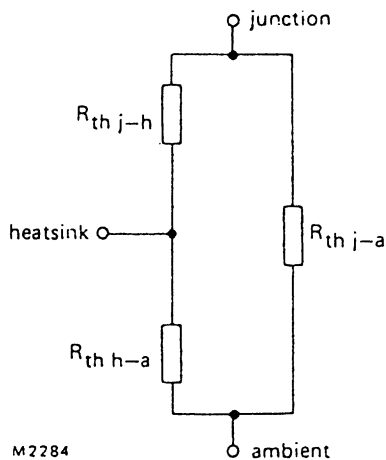


Fig.3.

Any measurement of heatsink temperature should be immediately adjacent to the device.

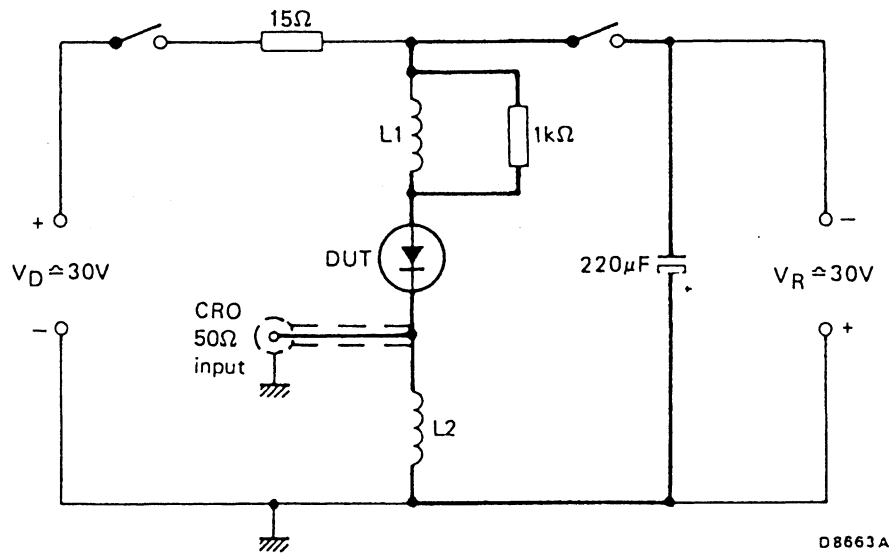


Fig.4 Simplified circuit diagram of practical apparatus to test softness of recovery.

NOTES

1. Duty factor of forward current should be low, $< 2\%$.
2. dI_F/dt is set by $L1$, $1.5 \mu H$ gives $20 A/\mu s$.
3. dI_R/dt is measured across $L2$, $200 nH$ gives $5 A/\mu s/V$.
4. Wiring shown in heavy should be kept as short as possible.

BY229F SERIES

SQUARE-WAVE OPERATION

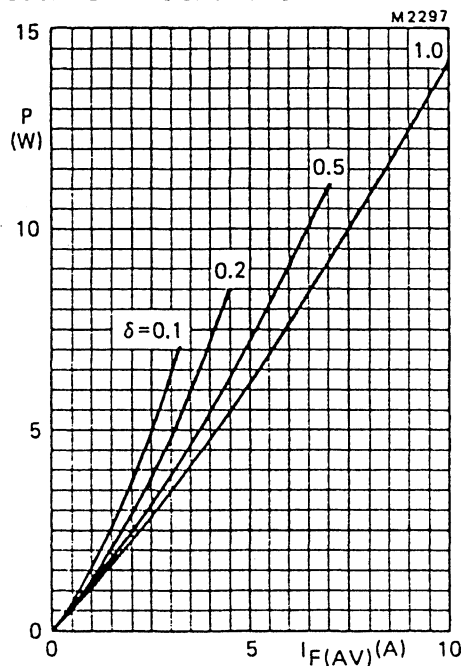
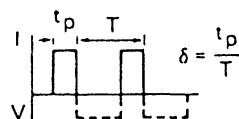


Fig.5 Power rating.

The power loss in the diode should first be determined from the required forward current on the $I_{F(AV)}$ axis and the appropriate duty cycle.

Having determined the power (P), use Fig.7 (if heatsink compound is not being used) or Fig.8 (if heatsink compound is being used) to determine the heatsink size and corresponding maximum ambient and heatsink temperatures.

Note: P = power including reverse current losses but excluding switching losses.



$$I_{F(AV)} = I_{F(RMS)} \times \sqrt{\delta}$$

SINUSOIDAL OPERATION

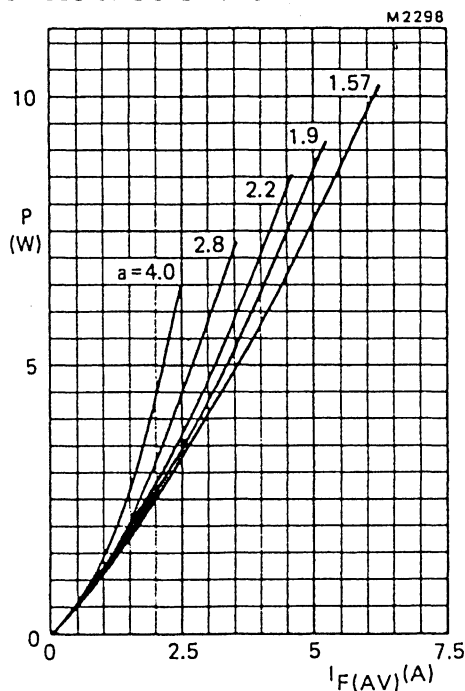


Fig.6 Power rating.

The power loss in the diode should first be determined from the required forward current on the $I_{F(AV)}$ axis and the appropriate form factor.

Having determined the power (P), use Fig.7 (if heatsink compound is not being used) or Fig.8 (if heatsink compound is being used) to determine the heatsink size and corresponding maximum ambient and heatsink temperatures.

Note: P = power including reverse current losses but excluding switching losses.

$$a = \text{form factor} = I_{F(RMS)} / I_{F(AV)}$$

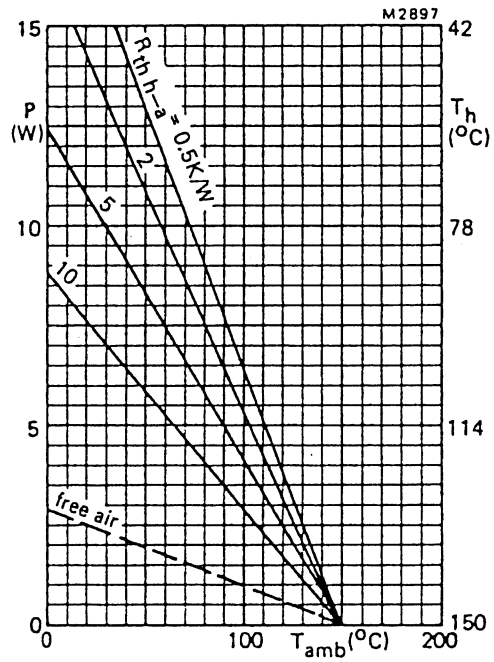


Fig.7 Heatsink rating;
without heatsink compound.

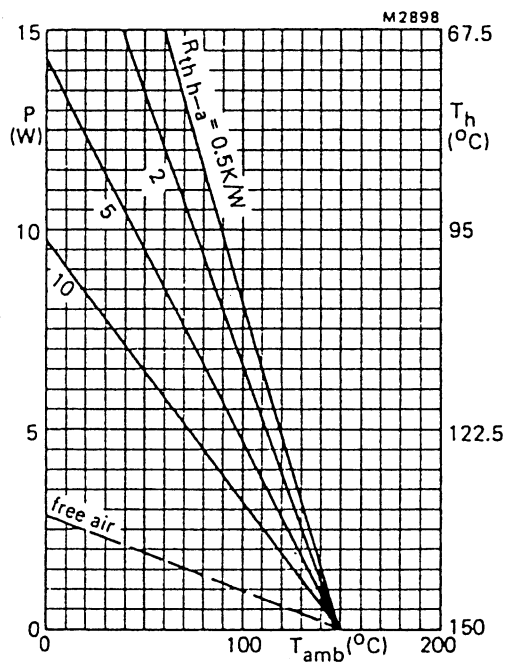


Fig.8 Heatsink rating;
with heatsink compound.

BY229F SERIES

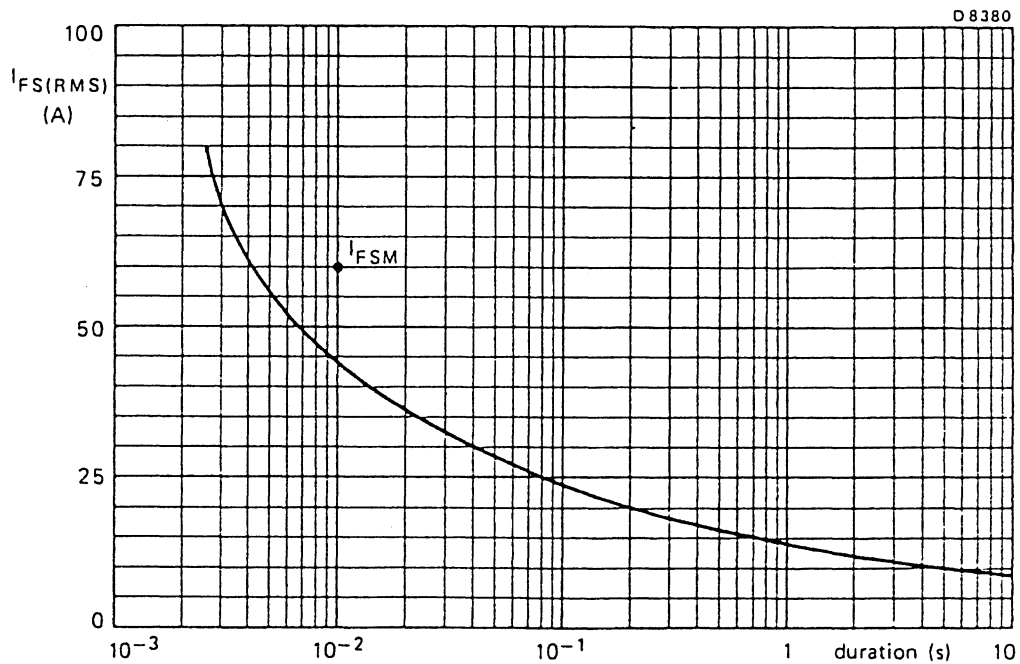


Fig.9 Maximum permissible non-repetitive r.m.s. forward current based on sinusoidal currents ($f = 50$ Hz); $T_j = 150$ °C prior to surge; with reapplied V_{RWMmax} .

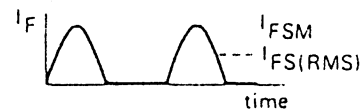
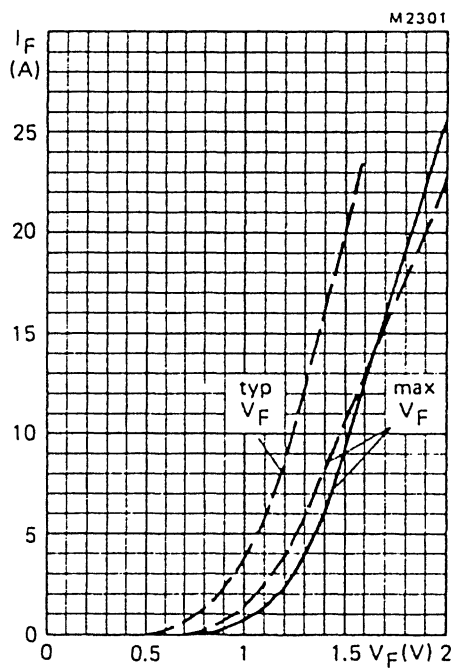


Fig.10 — $T_j = 25$ °C; - - - $T_j = 125$ °C.

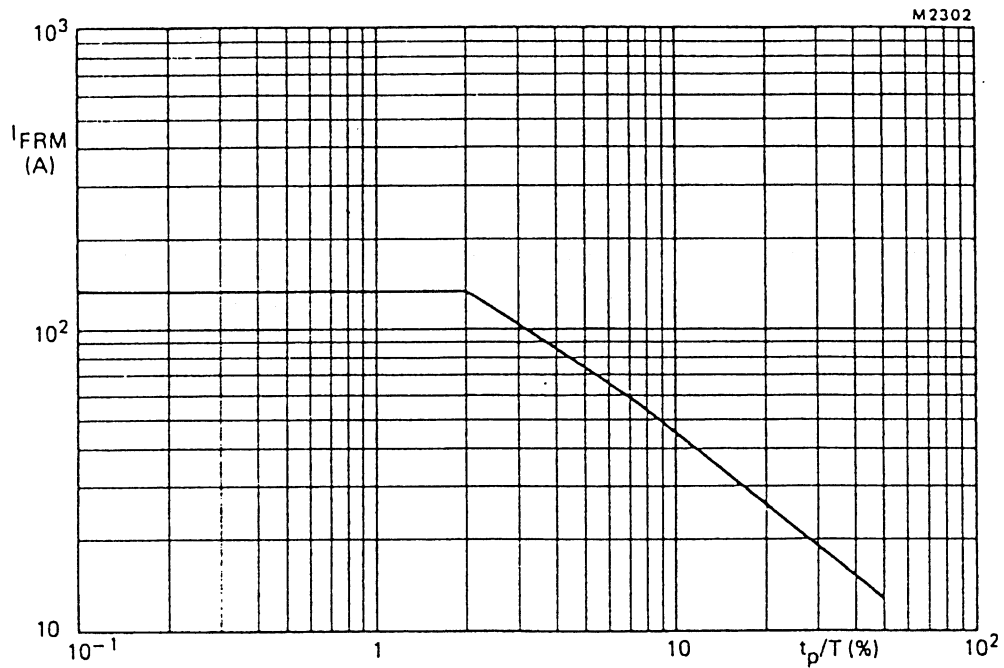
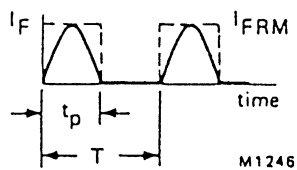


Fig.11 Maximum permissible repetitive peak forward current for square or sinusoidal currents;
 $1 \mu s < t_p < 1$ ms.



Definition of I_{FRM}
 and t_p/T .

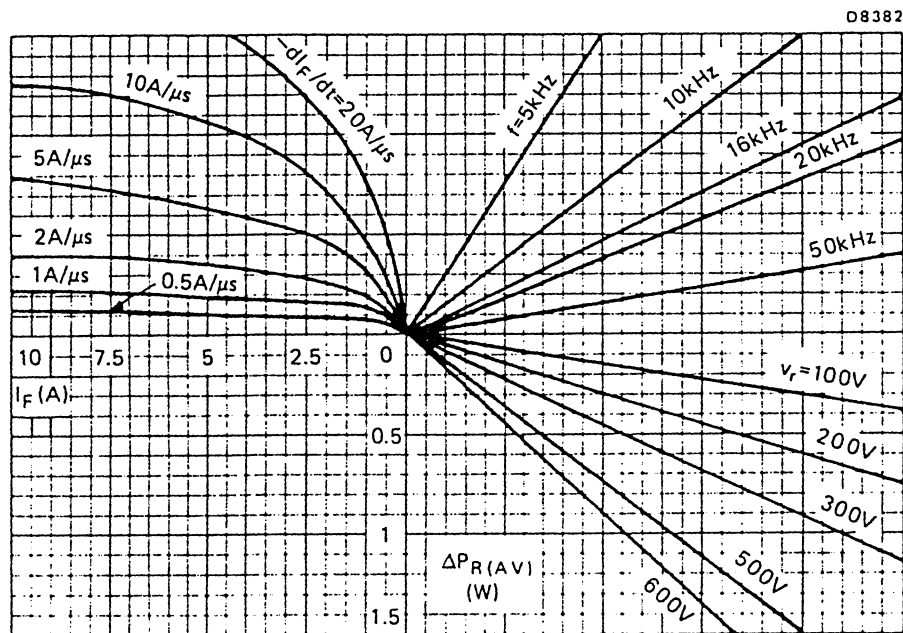
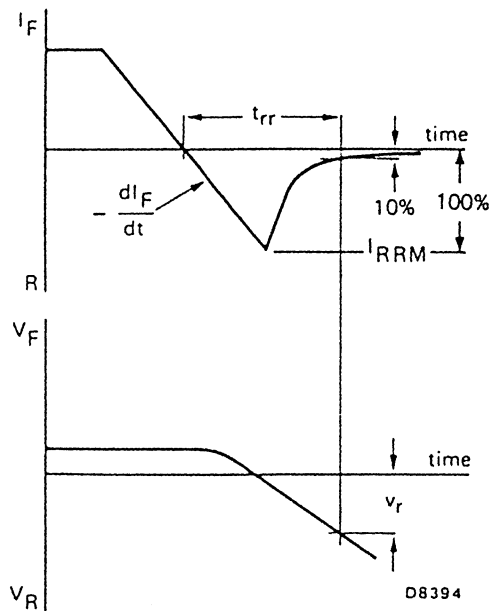
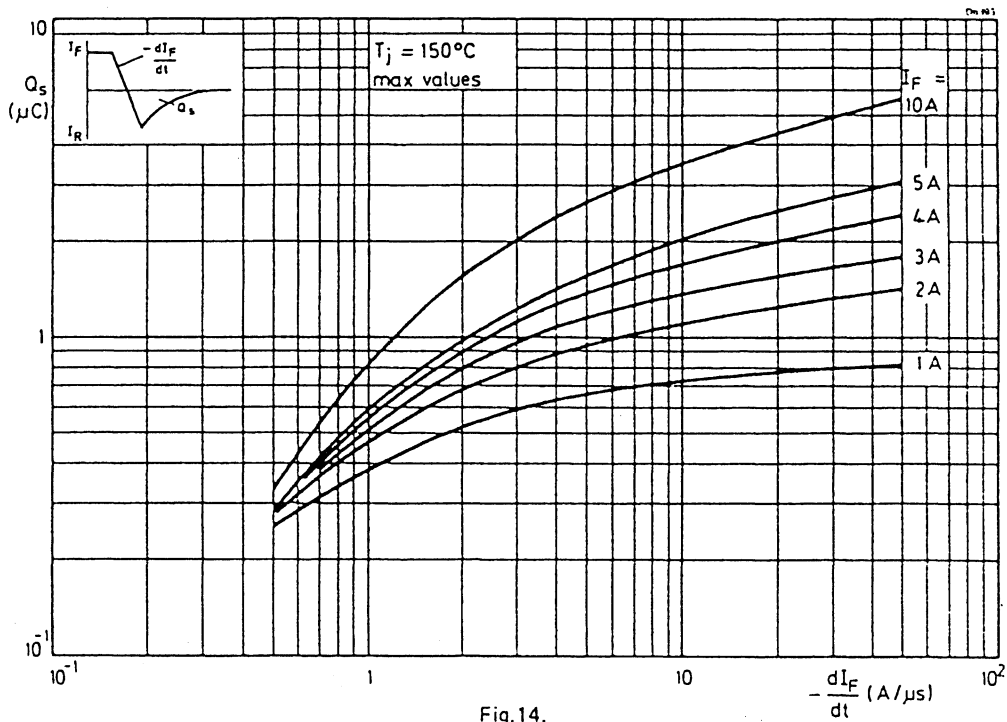
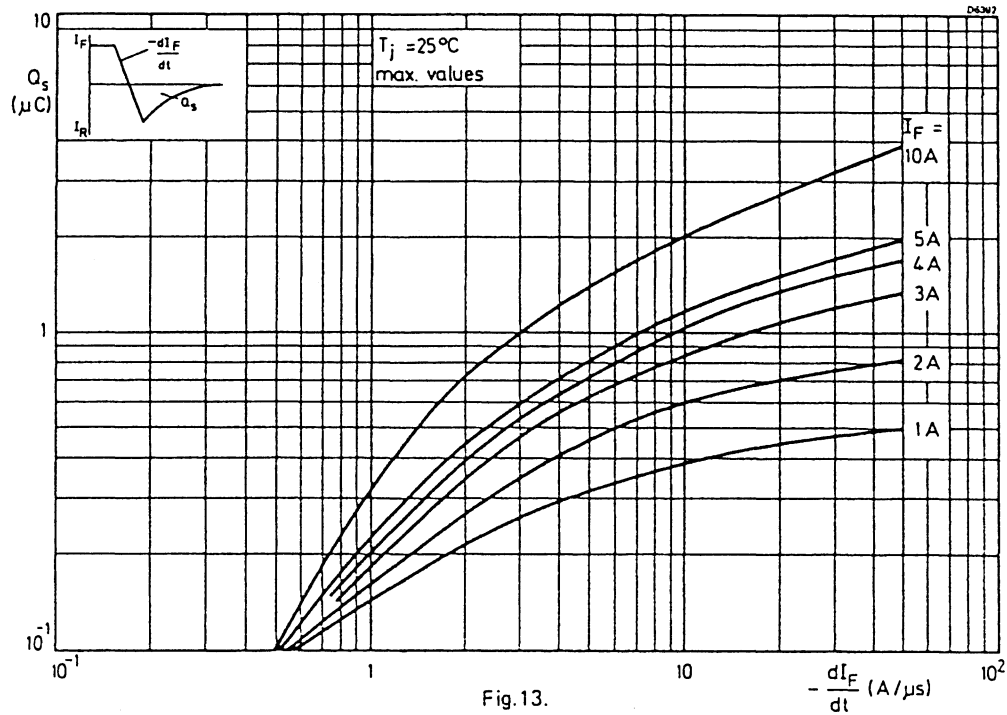


Fig.12 NOMOGRAM

Power loss $\Delta P_R(AV)$ due to switching only (to be added to steady state power losses).
 I_F = forward current just before switching off; $T_j = 150^\circ\text{C}$.





BY229F SERIES

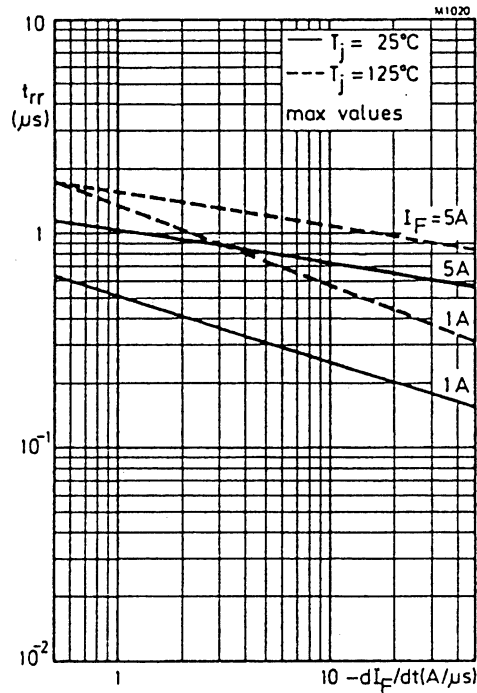


Fig. 15.

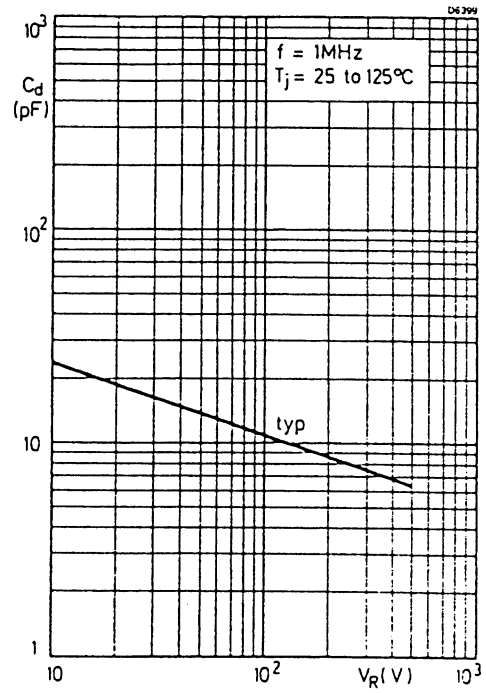


Fig. 16.

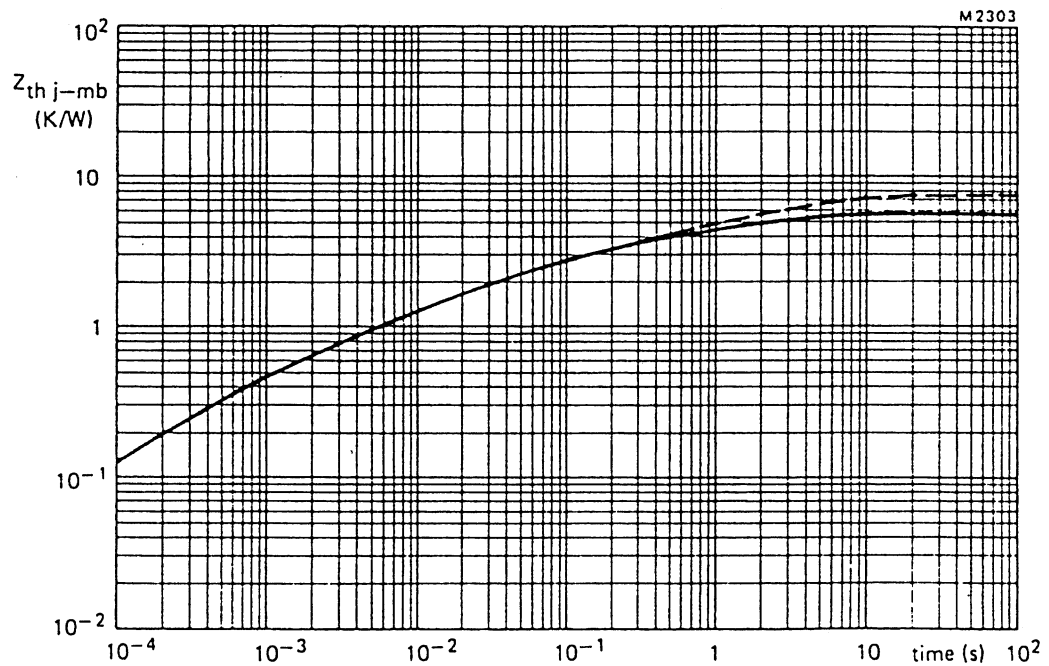


Fig. 17 — with heatsink compound; - - - without heatsink compound.

ULTRA FAST-RECOVERY ELECTRICALLY ISOLATED RECTIFIER DIODES

Glass-passivated, high-efficiency epitaxial rectifier diodes in full-pack envelopes, featuring low forward voltage drop, ultra fast reverse recovery times with very low stored charge and soft-recovery characteristic. Their electrical isolation makes them ideal for mounting on a common heatsink alongside other components without the need for additional insulators. They are intended for use in switched-mode power supplies and high-frequency circuits in general, where both low conduction losses and low switching losses are essential.

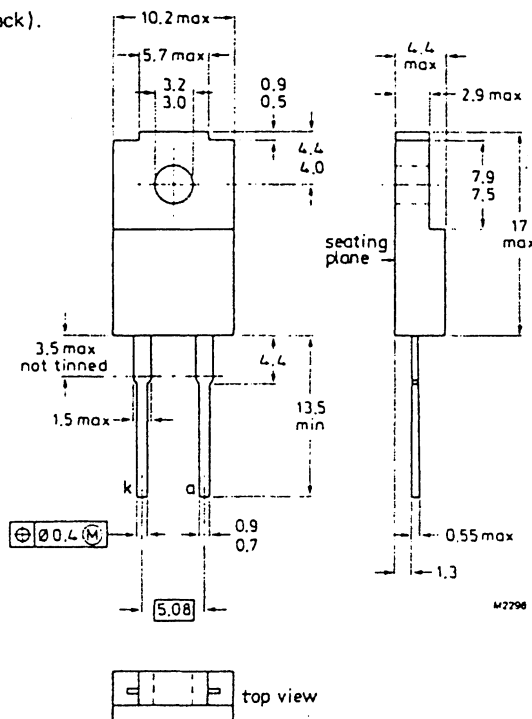
QUICK REFERENCE DATA

		BYV29F-300			V
		max.	300	400	
Repetitive peak reverse voltage	V_{RRM}	max.	300	400	500
Average forward current	$I_F(AV)$	max.	9		
Forward voltage	V_F	<	1.05		
Reverse recovery time	t_{rr}	<	50		

MECHANICAL DATA

Dimensions in mm

Fig.1 SOT-186 (full-pack).



Net mass: 2 g.

The seating plane is electrically isolated from all terminals.

Accessories supplied on request (see data sheets Mounting instructions for F-pack devices and Accessories for SOT-186 envelopes).

BYV29F SERIES

→ RATINGS

Limiting values in accordance with the Absolute Maximum System (IEC 134).

Voltages		BYV29F-300			
			400	500	
Non-repetitive peak reverse voltage	V_{RSM}	max.	350	450	550 V
Repetitive peak reverse voltage	V_{RRM}	max.	300	400	500 V
Crest working reverse voltage	V_{RWM}	max.	200	300	400 V
Continuous reverse voltage (note 1)	V_R	max.	200	300	400 V
Currents					
Average forward current; switching losses negligible up to 200 kHz (note 2);					
square wave; $\delta = 0.5$; up to $T_h = 76^\circ\text{C}$					
	$I_{F(AV)}$	max.		9	A
sinusoidal; up to $T_h = 87^\circ\text{C}$					
	$I_{F(AV)}$	max.		8	A
R.M.S. forward current	$I_{F(RMS)}$	max.		13	A
Repetitive peak forward current					
$t_p = 20 \mu\text{s}$; $\delta = 0.02$	I_{FRM}	max.		200	A
Non-repetitive peak forward current					
half sine-wave; $T_j = 150^\circ\text{C}$ prior to					
surge; with reapplied V_{RWM} max					
$t = 10 \text{ ms}$	I_{FSM}	max.		100	A
$t = 8.3 \text{ ms}$	I_{FSM}	max.		110	A
$I^2 t$ for fusing ($t = 10 \text{ ms}$)	$I^2 t$	max.		50	A^2s
Temperatures					
Storage temperature	T_{stg}		-40 to +150		$^\circ\text{C}$
Junction temperature	T_j	max.		150	$^\circ\text{C}$
ISOLATION					
Voltage allowed between all terminals					
and external heatsink, peak value (note 4)	V_{isol}	max.		1500	V
Insulation capacitance between					
all terminals and external heatsink	C_{isol}	typ.		12	pF

Notes:

1. To ensure thermal stability: $R_{th j-a} < 6.8 \text{ K/W}$.
2. The quoted temperatures assume heatsink compound is used.
3. Mounted without heatsink compound and 20 newtons pressure on the centre of the envelope.
4. Repetitive peak operation with relative humidity $\leq 65\%$ under clean and dust-free conditions.

THERMAL RESISTANCE

From junction to external heatsink with minimum
of 2 kgf (20 newtons) pressure on the centre
of the envelope,
with heatsink compound
without heatsink compound

$R_{th\ j-h}$	=	5.5	K/W
$R_{th\ j-h}$	=	7.2	K/W

Free-air operation

The quoted value of $R_{th\ j-a}$ should be used only when no leads of other dissipating components run to the same point.

Thermal resistance from junction to ambient
in free air, mounted on a printed circuit board

$R_{th\ j-a}$	=	55	K/W
---------------	---	----	-----

CHARACTERISTICS

Forward voltage

$I_F = 5\text{ A}; T_j = 100\text{ }^\circ\text{C}$

$I_F = 20\text{ A}; T_j = 25\text{ }^\circ\text{C}$

V_F	<	1.05	V*
V_F	<	1.4	V*

Reverse current

$V_R = V_{RWM\ max}; T_j = 100\text{ }^\circ\text{C}$

$V_R = V_{RWM\ max}; T_j = 25\text{ }^\circ\text{C}$

I_R	<	0.35	mA
I_R	<	10	μA

Reverse recovery when switched from

$I_F = 1\text{ A}$ to $V_R \geq 30\text{ V}$ with $-dI_F/dt = 100\text{ A}/\mu\text{s}$;

$T_j = 25\text{ }^\circ\text{C}$; recovery time

t_{rr}	<	50	ns
----------	---	----	----

$I_F = 2\text{ A}$ to $V_R \geq 30\text{ V}$ with $-dI_F/dt = 20\text{ A}/\mu\text{s}$;

$T_j = 25\text{ }^\circ\text{C}$; recovered charge

Q_s	<	55	nC
-------	---	----	----

$I_F = 10\text{ A}$ to $V_R \geq 30\text{ V}$ with $-dI_F/dt = 50\text{ A}/\mu\text{s}$;

$T_j = 100\text{ }^\circ\text{C}$; peak recovery current

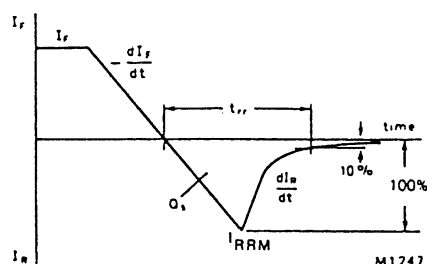
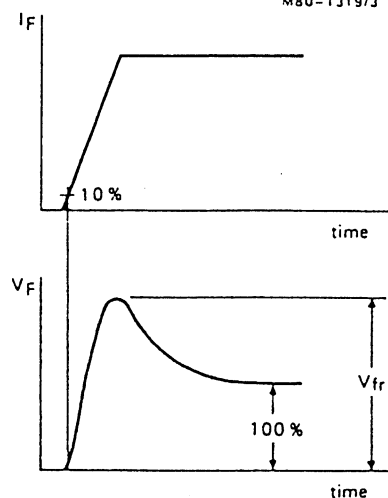
I_{RRM}	<	5.5	A
-----------	---	-----	---

Forward recovery when switched to $I_F = 10\text{ A}$

with $dI_F/dt = 10\text{ A}/\mu\text{s}$; $T_j = 25\text{ }^\circ\text{C}$

V_{fr}	typ.	2.5	V
----------	------	-----	---

M80-1319/3

Fig.2 Definition of t_{rr} , Q_s and I_{RRM} .Fig.3 Definition of V_{fr} .

*Measured under pulse conditions to avoid excessive dissipation.

BYV29F SERIES

MOUNTING INSTRUCTIONS

1. The device may be soldered directly into the circuit, but the maximum permissible temperature of the soldering iron or bath is 275 °C; the heat source must not be in contact with the joint for more than 5 seconds. Soldered joints must be at least 4.7 mm from the seal.
2. The leads should not be bent less than 2.4 mm from the seal, and should be supported during bending. The bend radius must be no less than 1 mm.
3. Mounting by means of a spring clip is the best mounting method because it offers a good thermal contact under the crystal area and slightly lower $R_{th\ j-h}$ values than screw mounting. The force exerted on the top of the device by the clip should be at least 2 kgf (20 newtons) to ensure good thermal contact and must not exceed 3.5 kgf (35 newtons) to avoid damage to the device.
4. If screw mounting is used, it should be M3 cross-recess pan head.
Minimum torque to ensure good thermal contact: 5.5 kgf (0.55 Nm)
Maximum torque to avoid damage to the device: 8.0 kgf (0.80 Nm)
5. For good thermal contact, heatsink compound should be used between baseplate and heatsink. Values of $R_{th\ j-h}$ given for mounting with heatsink compound refer to the use of a metallic-oxide loaded compound. Ordinary silicone grease is not recommended.
6. Rivet mounting.
It is not recommended to use rivets, since extensive damage could result to the plastic, which could destroy the insulating properties of the device.
7. The heatsink must have a flatness in the mounting area of 0.02 mm maximum per 10 mm. Mounting holes must be deburred.

OPERATING NOTES

The various components of junction temperature rise above ambient are illustrated in Fig.4.

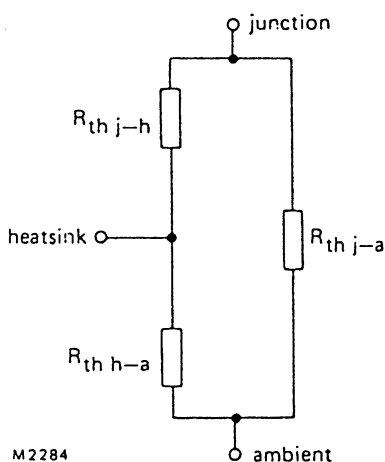


Fig.4.

Any measurement of heatsink temperature should be immediately adjacent to the device.

SQUARE-WAVE OPERATION

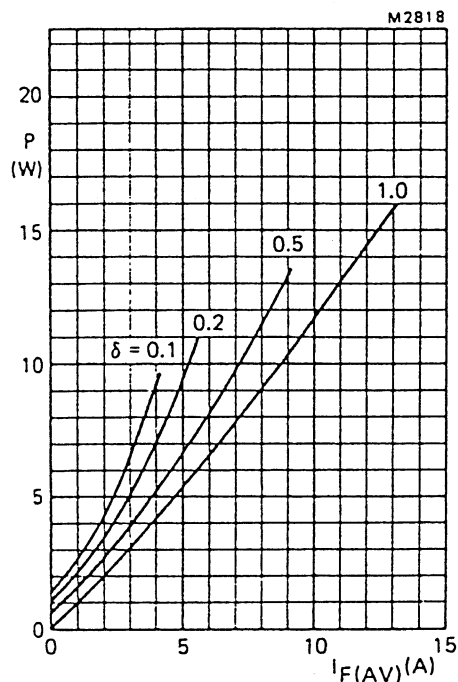


Fig.5 Power rating.

The power loss in the diode should first be determined from the required forward current on the $I_{F(AV)}$ axis and the appropriate duty cycle.

Having determined the power (P), use Fig.7 (if heatsink compound is not being used) or Fig.8 (if heatsink compound is being used) to determine the heatsink size and corresponding maximum ambient and heatsink temperatures.

Note: P = power including reverse current losses but excluding switching losses.

$$\delta = \frac{t_p}{T}$$

$$I_{F(AV)} = I_{F(RMS)} \times \sqrt{\delta}$$

SINUSOIDAL OPERATION

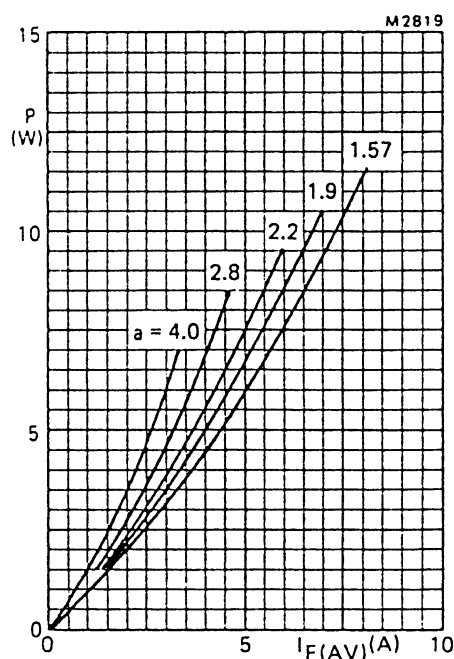


Fig.6 Power rating.

The power loss in the diode should first be determined from the required forward current on the $I_{F(AV)}$ axis and the appropriate form factor.

Having determined the power (P), use Fig.7 (if heatsink compound is not being used) or Fig.8 (if heatsink compound is being used) to determine the heatsink size and corresponding maximum ambient and heatsink temperatures.

Note: P = power including reverse current losses but excluding switching losses.

$$a = \text{form factor} = I_{F(RMS)} / I_{F(AV)}$$

BYV29F SERIES

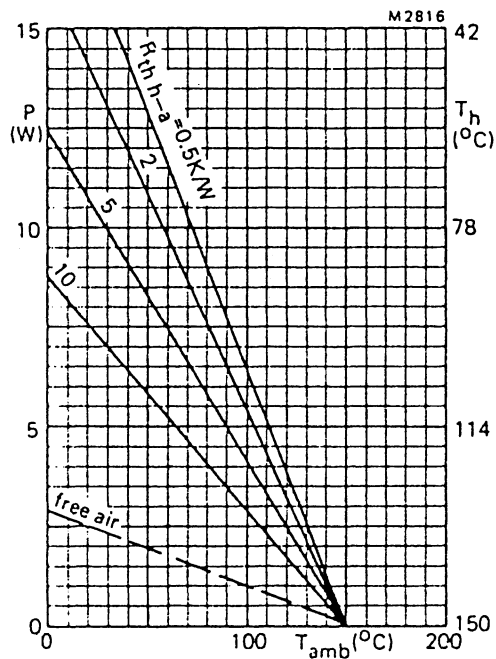


Fig.7 Heatsink rating;
without heatsink compound.

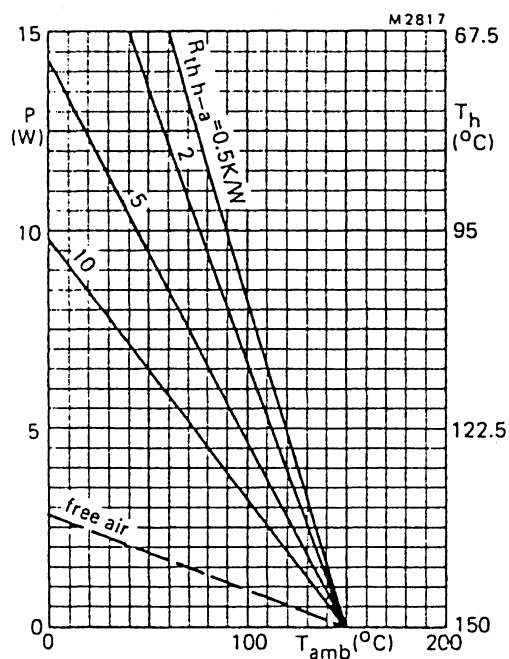


Fig.8 Heatsink rating;
with heatsink compound.

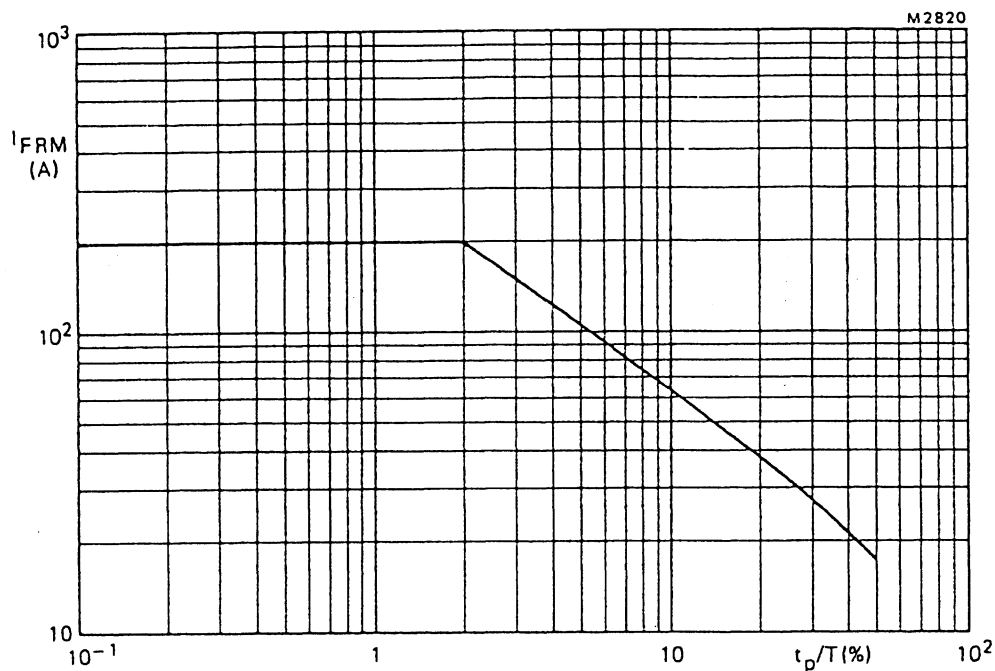


Fig.9 Maximum permissible repetitive peak forward current for square or sinusoidal currents;
 $1 \mu s < t_p < 1 \text{ ms}$.

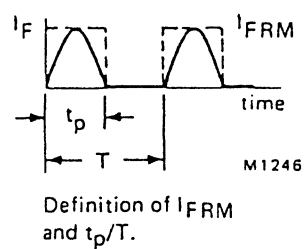
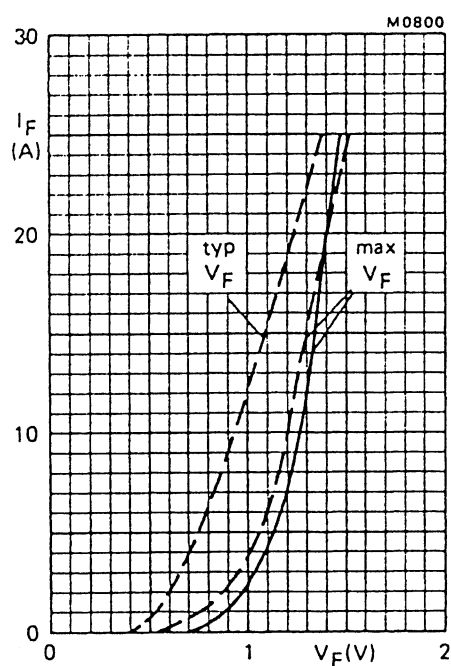


Fig.10 — $T_j = 25 \text{ }^\circ\text{C}$; --- $T_j = 100 \text{ }^\circ\text{C}$.

BYV29F SERIES

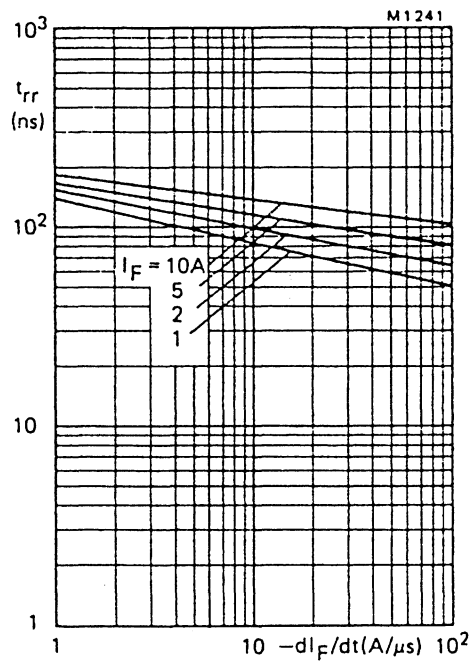


Fig.11 Maximum t_{rr} at $T_j = 25^\circ\text{C}$.

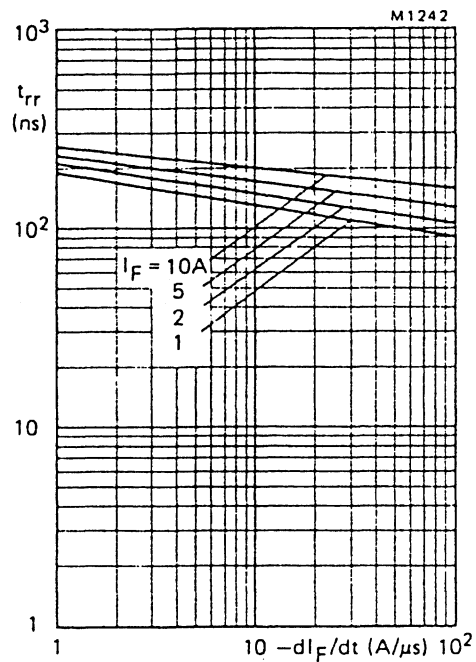


Fig.12 Maximum t_{rr} at $T_j = 100^\circ\text{C}$.

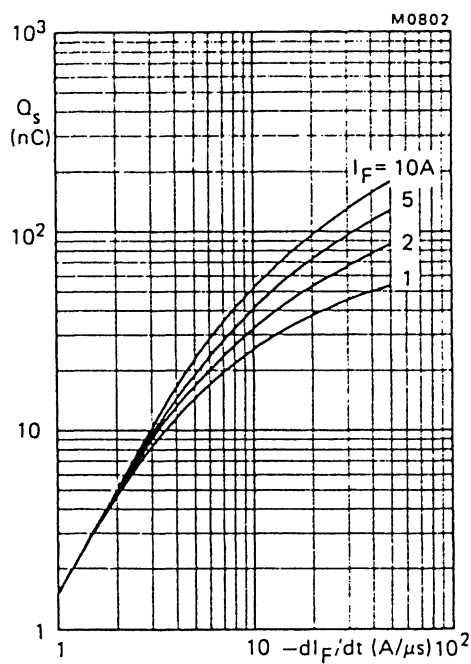


Fig.13 Maximum Q_s at $T_j = 25^\circ\text{C}$.

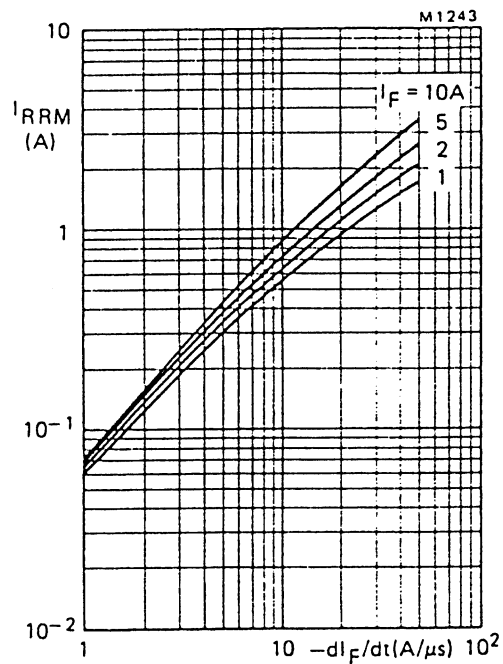
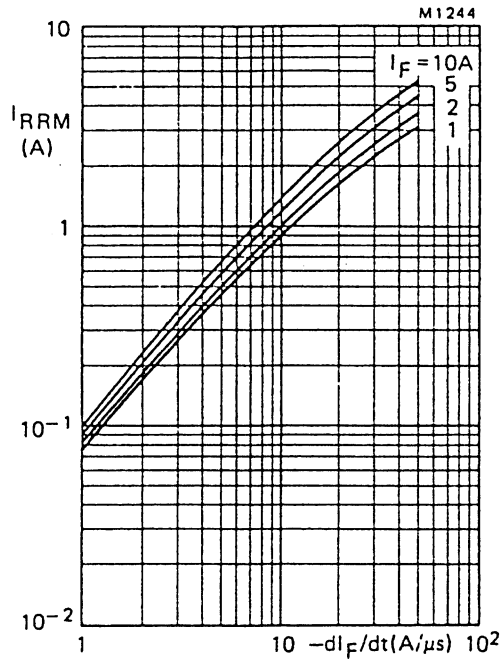
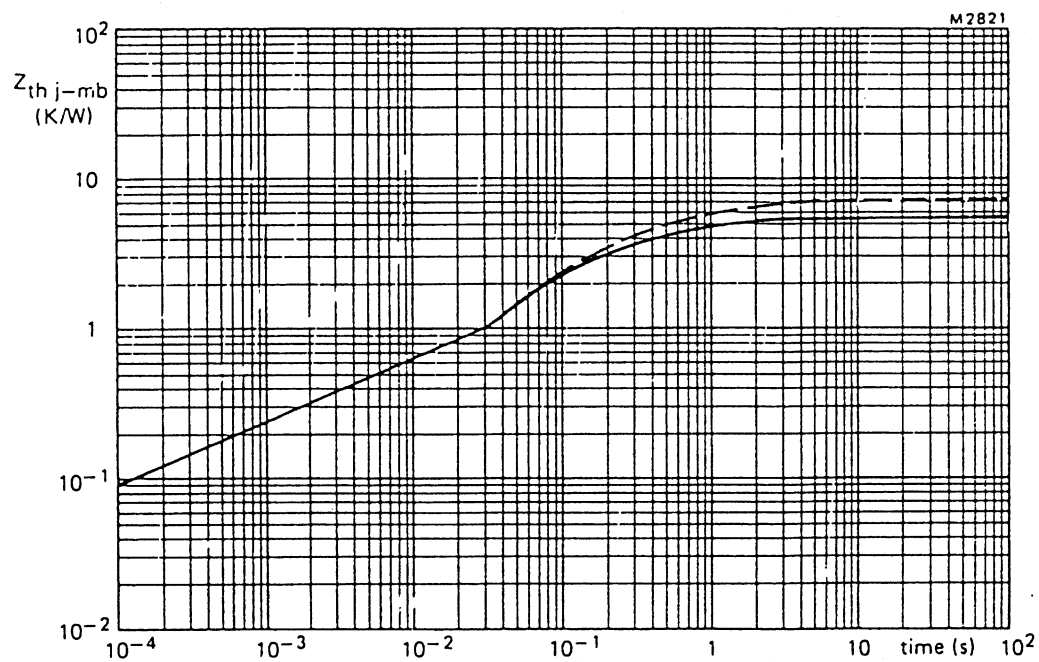
Fig.14 Maximum I_{RRM} at $T_j = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$.Fig.15 Maximum I_{RRM} at $T_j = 100\text{ }^{\circ}\text{C}$.

Fig.16 Transient thermal impedance; — with heatsink compound; - - - without heatsink compound.

SCHOTTKY-BARRIER DOUBLE RECTIFIER DIODES

Low-leakage, platinum-barrier double rectifier diodes in plastic envelopes featuring low forward voltage drop, low capacitance and absence of stored charge. They are intended for use in switched-mode power supplies and high-frequency circuits in general, where both low conduction losses and zero switching losses are essential. Their single chip (monolithic) construction allows both diodes to be paralleled without the need for derating. They can also withstand reverse voltage transients and have guaranteed reverse avalanche surge capability. The series consists of common-cathode types.

QUICK REFERENCE DATA

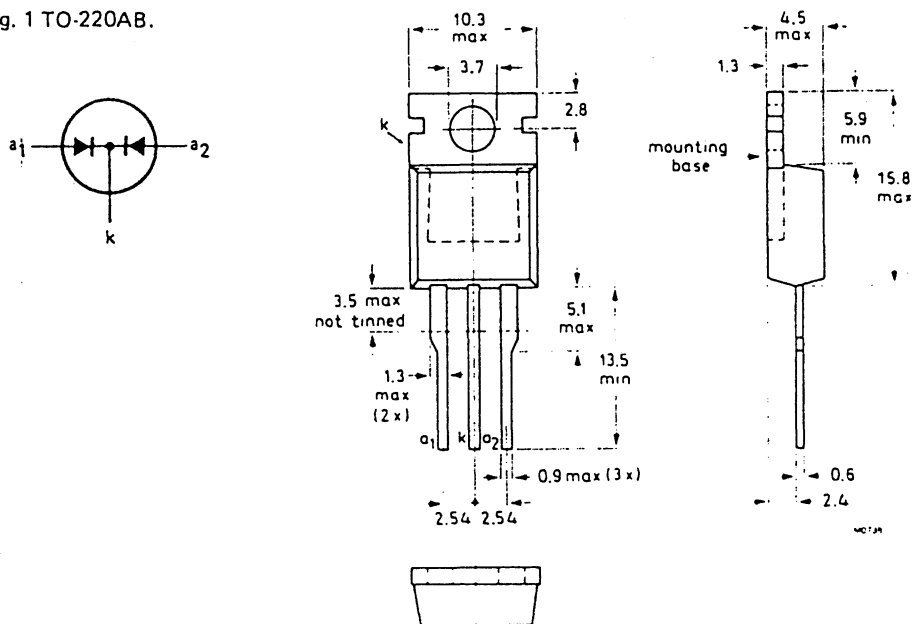
Per diode, unless otherwise stated

			BYV143-35			V
			max.	35	40	45
Repetitive peak reverse voltage	V_{RRM}					
Output current (both diodes conducting)	I_O	max.			30	A
Forward voltage	V_F	<			0.6	V
Junction temperature	T_j	max.			150	°C

MECHANICAL DATA

Dimensions in mm

Fig. 1 TO-220AB.



Net mass: 2 g.

Note: the exposed metal mounting base is directly connected to the common cathode.

Accessories supplied on request: see data sheets Mounting instructions and accessories for TO-220 envelopes.

BYV143 SERIES

RATINGS

Limiting values in accordance with the Absolute Maximum System (IEC 134).

→ Voltages (per diode)		BYV143-35	40	45	
Repetitive peak reverse voltage	V_{RRM}	35	40	45	V
Crest working reverse voltage	V_{RWM}	35	40	45	V
Continuous reverse voltage	V_R	35	40	45	V
Currents (both diodes conducting: note 1)					
Output current:					
square wave; $\delta = 0.5$; up to $T_{mb} = 116^\circ\text{C}$					
(note 2)	I_O	max.	30		A
sinusoidal; up to $T_{mb} = 120^\circ\text{C}$ (note 2)					
	I_O	max.	26		A
RMS forward current (note 3)	$I_F(\text{RMS})$	max.	40		A
Repetitive peak forward current					
$t_p = 20 \mu\text{s}$; $\delta = 0.02$ (per diode)	I_{FRM}	max.	250		A
Non-repetitive peak forward current (per diode)					
half sinewave; $T_j = 125^\circ\text{C}$ prior to					
surge; with reapplied V_{RWM} max					
$t = 10 \text{ ms}$	I_{FSM}	max.	200		A
$t = 8.3 \text{ ms}$	I_{FSM}	max.	220		A
$I^2 t$ for fusing ($t = 10 \text{ ms}$, per diode)	$I^2 t$	max.	200		A^2s
Reverse surge current					
$t_p = 2 \mu\text{s}$; $\delta = 0.001$	I_{RRM}	max.	2.0		A
$t_p = 100 \mu\text{s}$	I_{RSM}	max.	2.0		A
Temperatures					
Storage temperature	T_{stg}		-40 to +150		$^\circ\text{C}$
Junction temperature	T_j	max.	150		$^\circ\text{C}$

Notes:

1. The limits for both diodes apply whether both diodes conduct simultaneously or on alternate half cycles.
2. Assuming no reverse leakage current losses.
3. For output currents in excess of 20 A RMS, connection should be made to the exposed metal mounting base.

CHARACTERISTICS (per diode)

Forward voltage

$I_F = 15 \text{ A}; T_j = 150^\circ\text{C}$

$V_F < 0.6 \text{ V}^*$

$I_F = 20 \text{ A}; T_j = 25^\circ\text{C}$

$V_F < 0.77 \text{ V}^*$

Reverse current

$V_R = V_{RWM \text{ max}}; T_j = 125^\circ\text{C}$

$I_R < 30 \text{ mA}$

$V_R = V_{RWM \text{ max}}; T_j = 25^\circ\text{C}$

$I_R < 200 \text{ }\mu\text{A}$

Junction capacitance at $f = 1 \text{ MHz}$

$V_R = 5 \text{ V}; T_j = 25 \text{ to } 125^\circ\text{C}$

$C_d \text{ typ. } 500 \text{ pF}$

THERMAL RESISTANCE

From junction to mounting base (both diodes conducting)

$R_{th \text{ j-mb}} = 1.4 \text{ K/W}$

From junction to mounting base (per diode)

$R_{th \text{ j-mb}} = 2.3 \text{ K/W}$

Influence of mounting method

1. Heatsink mounted with clip

Thermal resistance from mounting base to heatsink

a. with heatsink compound

$R_{th \text{ mb-h}} = 0.2 \text{ K/W}$

b. with heatsink compound and 0.06 mm maximum mica insulator

$R_{th \text{ mb-h}} = 1.4 \text{ K/W}$

c. with heatsink compound and 0.1 mm maximum mica insulator (56369)

$R_{th \text{ mb-h}} = 2.2 \text{ K/W}$

d. with heatsink compound and 0.25 mm maximum alumina insulator (56367)

$R_{th \text{ mb-h}} = 0.8 \text{ K/W}$

e. without heatsink compound

$R_{th \text{ mb-h}} = 1.4 \text{ K/W}$

2. Free-air operation

The quoted value of $R_{th \text{ j-a}}$ should be used only when no leads of other dissipating components run to the same tie point.

Thermal resistance from junction to ambient in free air: mounted on a printed-circuit board at any device lead length and with copper laminate on the board.

$R_{th \text{ j-a}} = 60 \text{ K/W}$

*Measured under pulse conditions to avoid excessive dissipation.

MOUNTING INSTRUCTIONS

1. The device may be soldered directly into the circuit, but the maximum permissible temperature of the soldering iron or bath is 275 °C; the heat source must not be in contact with the joint for more than 5 seconds. Soldered joints must be at least 4.7 mm from the seal.
2. The leads should not be bent less than 2.4 mm from the seal, and should be supported during bending. The bend radius must be no less than 1.0 mm.
3. Mounting by means of a spring clip is the best mounting method because it offers:
 - a. a good thermal contact under the crystal area and slightly lower $R_{th\ mb-h}$ values than does screw mounting.
 - b. safe isolation for mains operation.
 However, if a screw is used, it should be M3 cross-recess pan head. Care should be taken to avoid damage to the plastic body.
4. For good thermal contact, heatsink compound should be used between mounting base and heatsink. Values of $R_{th\ mb-h}$ given for mounting with heatsink compound refer to the use of a metallic oxide-loaded compound. Ordinary silicone grease is not recommended.
5. Rivet mounting (only possible for non-insulated mounting).
Devices may be rivetted to flat heatsinks; such a process must neither deform the mounting tab, nor enlarge the mounting holes.

OPERATING NOTES

Dissipation and heatsink calculations.

The various components of junction temperature rise above ambient are illustrated in Fig.2.

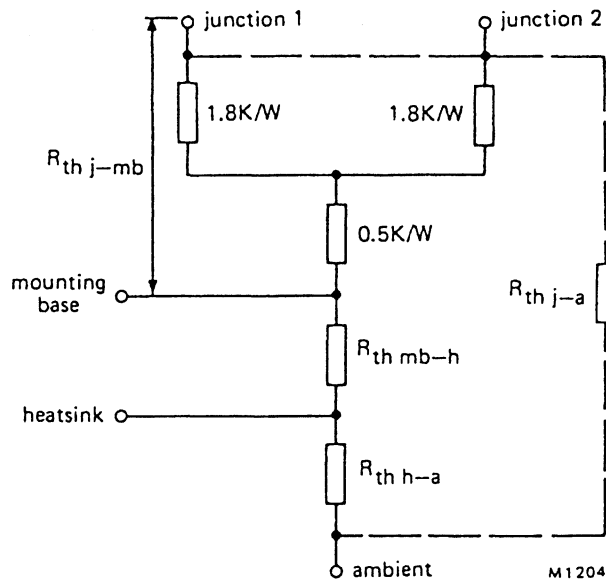


Fig.2.

OPERATING NOTES

Dissipation and heatsink calculations (continued)

Overall thermal resistance, $R_{th\ j-a} = R_{th\ j-mb} + R_{th\ mb-h} + R_{th\ h-a}$

To choose a suitable heatsink, the following information is required for each half of the dual diode:

- (i) maximum operating ambient temperature
- (ii) duty cycle of forward current (δ)
- (iii) average forward current per diode
- (iv) crest working reverse voltage (V_{RWM})

The total power dissipation in the diode has two components:

 P_R — reverse leakage dissipation

$$P_{tot} = P_R + P_F \dots\dots\dots 1).$$

 P_F — forward conduction dissipation

From the above it can be seen that:

$$R_{th\ h-a} = \frac{T_{jmax} - T_{amb}}{P_F + P_R} - (R_{th\ j-mb} + R_{th\ mb-h}) \dots\dots\dots 2).$$

Values for $R_{th\ j-mb}$ and $R_{th\ mb-h}$ can be found under Thermal Resistance. P_R and P_F are derived from Figs.3 and 4 as follows:

Look at each half of the dual diode separately; for each diode, starting at the V_{RWM} axis of Fig.3, and from a knowledge of the required V_{RWM} , trace upwards to meet the curve that matches the required T_{jmax} . From this point trace horizontally left until the curve of the voltage grade of the device being used is met. From this point trace downwards to meet the required duty cycle (δ). From this point trace right and read the actual reverse power dissipation on the P_R axis.

From this calculation, $P_R = P_R$ (diode 1) + P_R (diode 2) $\dots\dots\dots 3).$ Forward conduction dissipation (P_F) for the known average current $I_F(AV)$ and duty cycle for each diode is easily derived from Fig.4.Similarly, $P_F = P_F$ (diode 1) + P_F (diode 2) $\dots\dots\dots 4).$

Substituting equations 3) and 4) into equation 2) enables the calculation of the required heatsink.

NOTE:— If both halves of the diode are being used (as is assumed above), the value of $R_{th\ j-mb} = 1.4\ K/W$. If only one half of the diode is used, follow the above procedure for one diode only, and use the value of $R_{th\ j-mb}$ of $2.3\ K/W$.

To ensure thermal stability, $(R_{th\ j-mb} + R_{th\ mb-h} + R_{th\ h-a}) \times P_R$ must be less than $12\ ^\circ C$. If the calculated value of $R_{th\ h-a}$ does not permit this, then it must be reduced (heatsink size increased or $R_{th\ mb-h}$ improved) to enable this criterion to be met.

EXAMPLE: square-wave operation, using BYV143-35 and heatsink compound;

 $T_{amb} = 50\ ^\circ C$; δ (diode 1) = 0.5; δ (diode 2) = 0.5; $I_F(AV)$ (diode 1) = 12 A; $I_F(AV)$ (diode 2) = 12 A; V_{RWM} (both diodes) = 12 V; voltage grade of device = 35 V.From data, $R_{th\ j-mb} = 1.4\ K/W$ and $R_{th\ mb-h} = 0.2\ K/W$.For each diode from Fig.4, it is found that $P_F = 8.9\ W$;hence total $P_F = 2 \times 8.9 = 17.8\ W$ (from equation 4)If the desired T_{jmax} is chosen to be $130\ ^\circ C$, then, from Fig.3, P_R (per diode) = $0.13\ W$ Therefore total $P_R = 2 \times 0.13 = 0.26\ W$ (from equation 3)

Using equation 2) we have:

$$R_{th\ h-a} = \frac{130\ ^\circ C - 50\ ^\circ C}{17.8\ W + 0.26\ W} - (1.4 + 0.2) = 2.8\ K/W$$

To check for thermal stability:

$$(R_{th\ j-a}) \times P_R = (1.4 + 0.2 + 2.8) \times 0.26 = 1.1\ ^\circ C.$$

This is less than $12\ ^\circ C$, hence thermal stability is ensured.

BYV143 SERIES

SQUARE WAVE OPERATION (Fig.3 and 4)

M3149

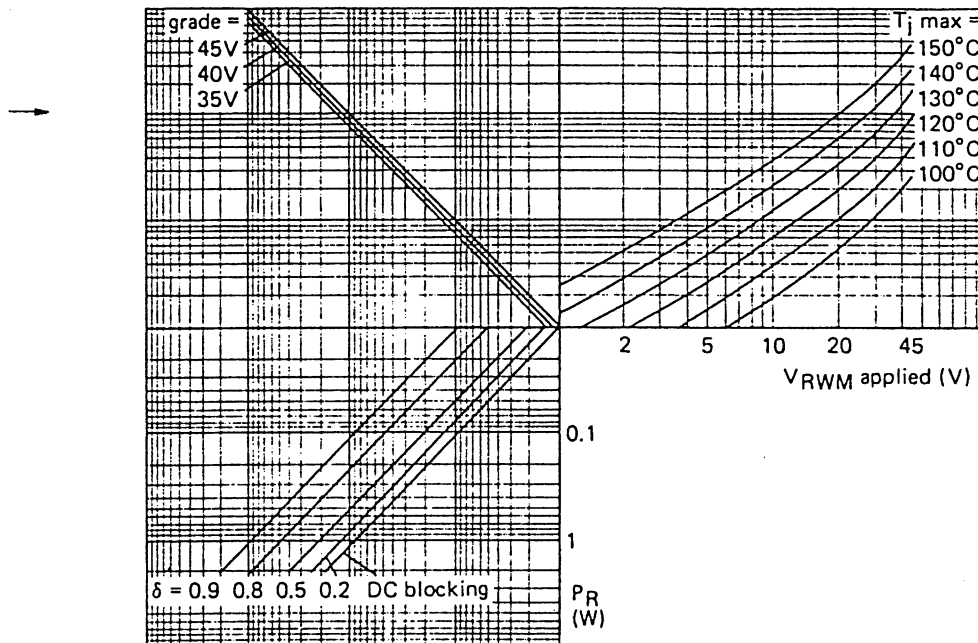
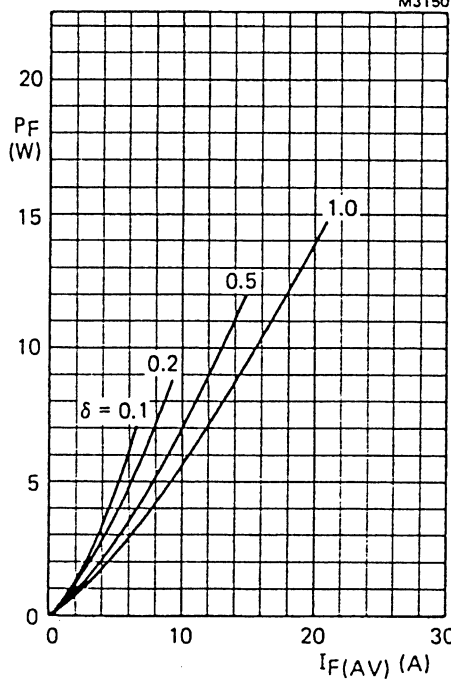


Fig.3 NOMOGRAM: for calculation of P_R (reverse leakage power dissipation) for a given $T_j \text{ max.}$, V_{RWM} applied, voltage grade and duty cycle; per diode.

M3150



$$\delta = \frac{t_p}{T}$$

$$I_F(AV) = I_F(RMS) \times \sqrt{\delta}$$

Fig.4 Forward current power rating; per diode.

SINUSOIDAL OPERATION (Figs. 5 and 6)

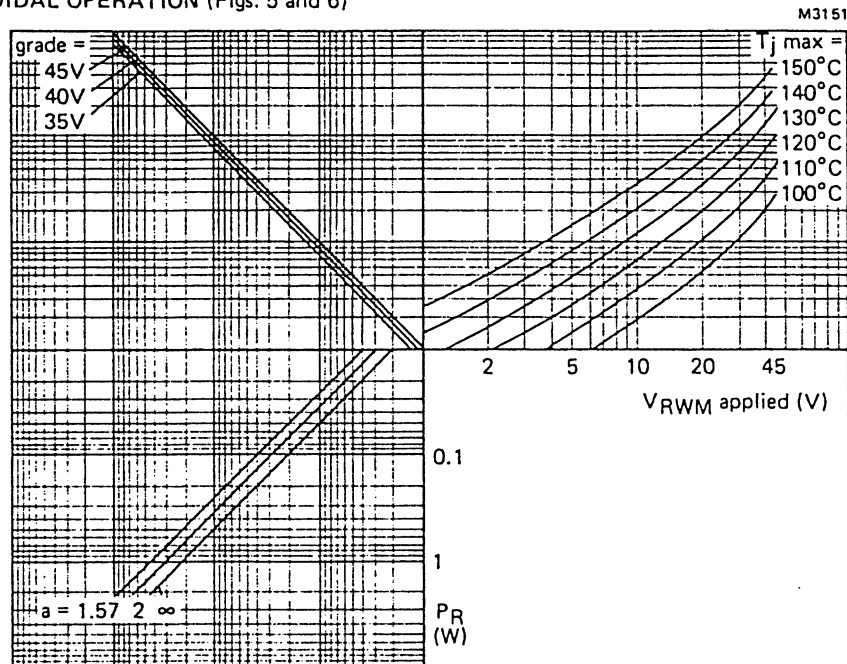


Fig.5 NOMOGRAM: for calculation of P_R (reverse leakage power dissipation) for a given $T_j \text{ max.}$, V_{RWM} applied, voltage grade and form factor; per diode.

$a = \text{form factor} = I_{F(RMS)}/I_{F(AV)}$

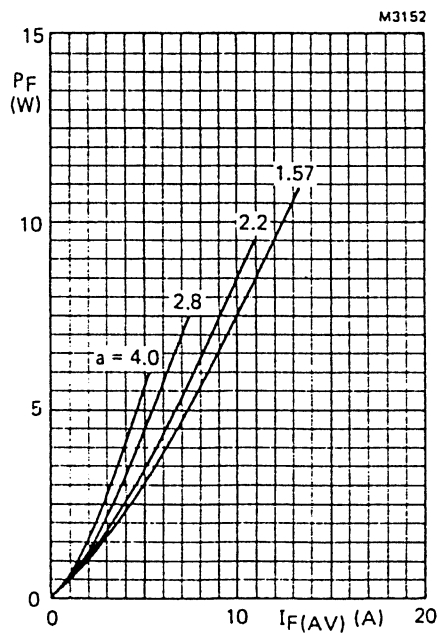


Fig.6 Forward current power rating; per diode.

BYV143 SERIES

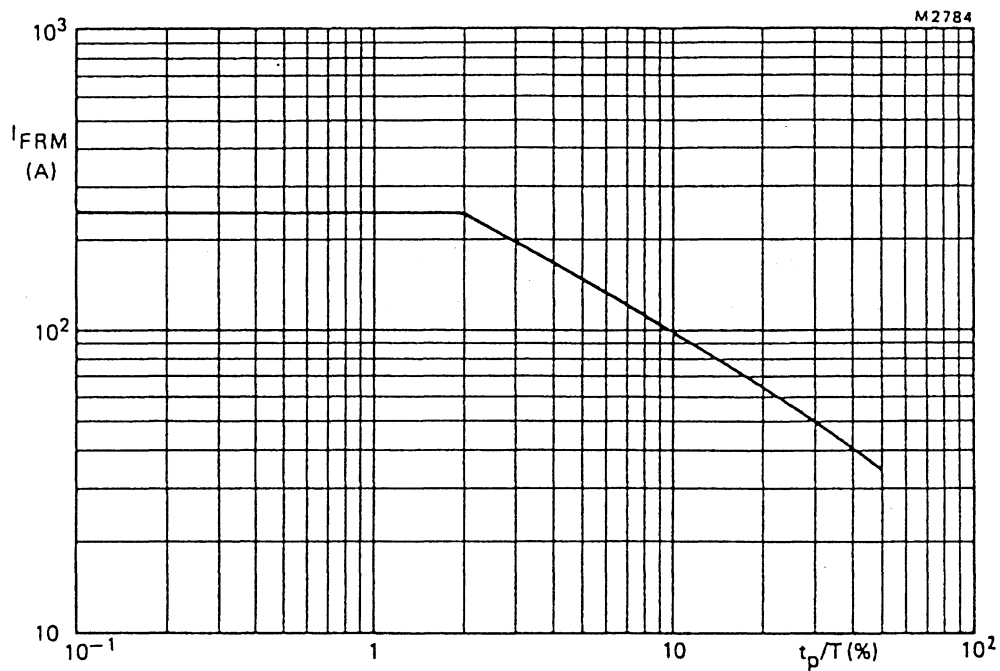
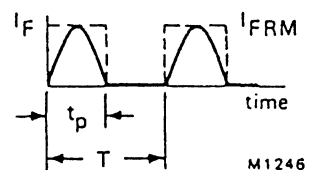
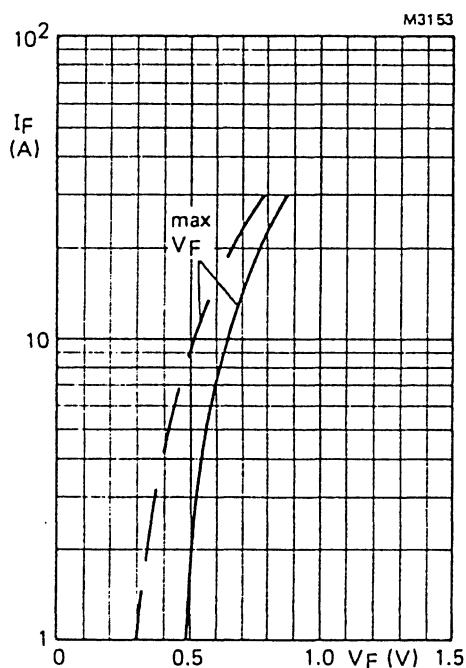


Fig.7 Maximum permissible repetitive peak forward current for either square or sinusoidal current for $1 \mu s < t_p < 1 \text{ ms}$; per diode.



Definition of I_{FRM} and t_p/T .

Fig.8 — $T_j = 25^\circ\text{C}$; --- $T_j = 150^\circ\text{C}$; per diode.

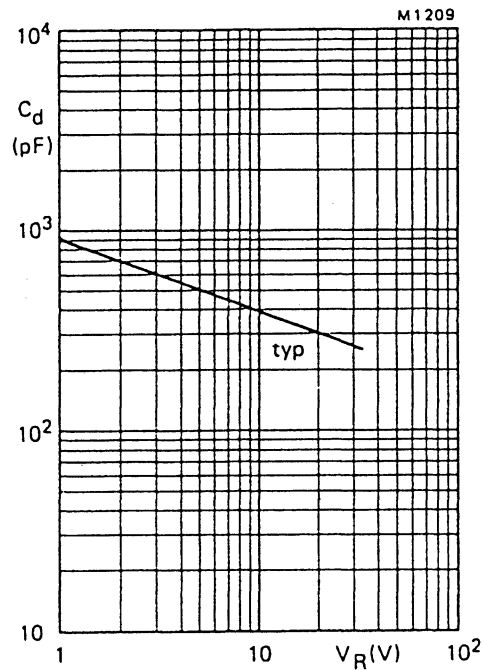


Fig.9 $f = 1$ MHz; $T_j = 25$ to 125°C ; per diode.

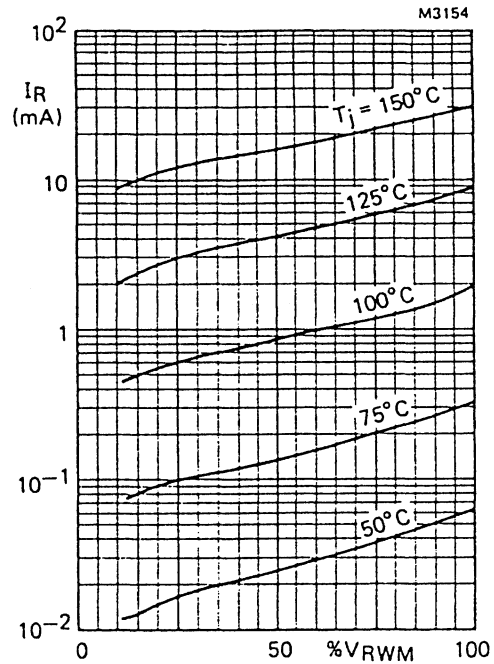


Fig.10 Typical values; per diode.

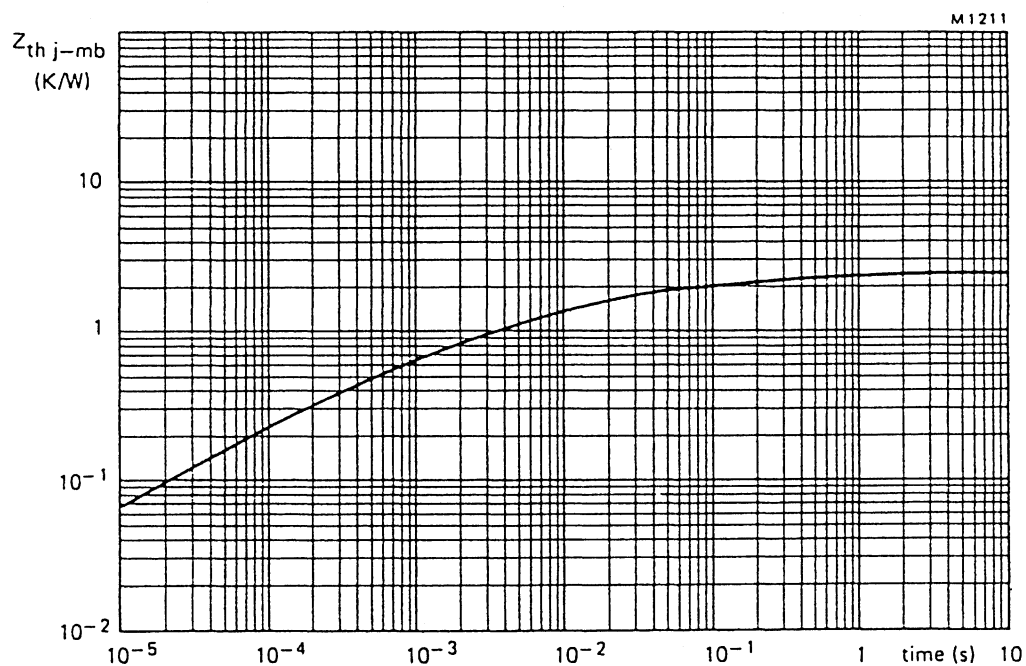


Fig.11 Transient thermal impedance; one diode conducting.

SILICON DIFFUSED POWER TRANSISTORS

High-voltage, high-speed, glass-passivated npn power transistors in a SOT93 envelope, intended for use in converters, inverters, switching regulators, motor control systems etc.

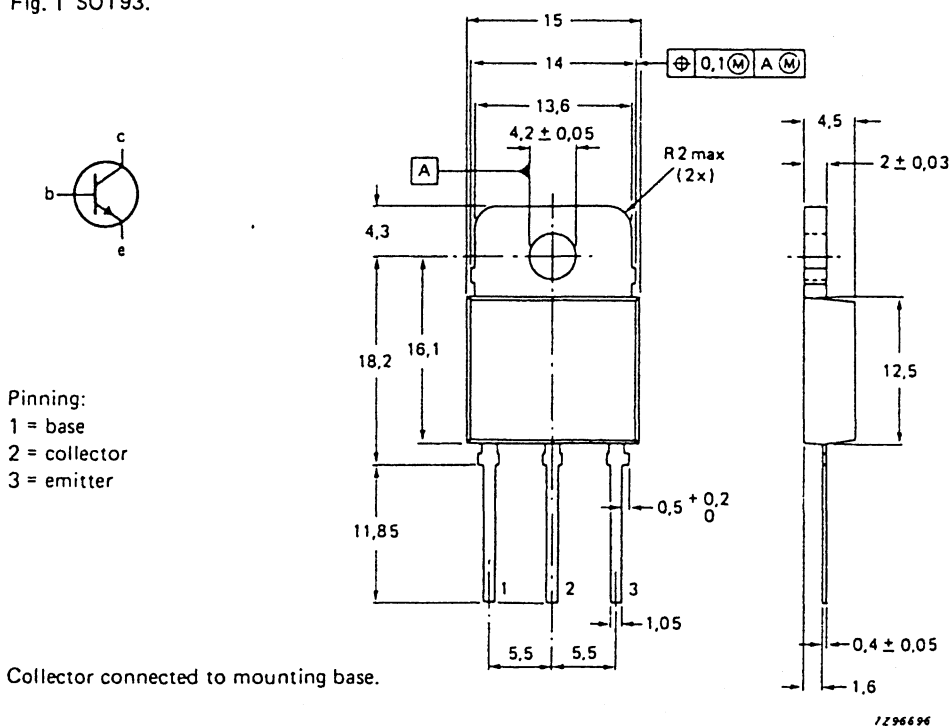
QUICK REFERENCE DATA

			BUW12	BUW12A	
Collector-emitter voltage (peak value; $V_{BE} = 0$)	V_{CESM}	max.	850	1000	V
Collector-emitter voltage (open base)	V_{CEO}	max.	400	450	V
Collector-emitter saturation voltage	V_{CEsat}	max.	1.5		V
Collector current (DC)	I_C	max.	8		A
Collector current (peak value)	I_{CM}	max.	20		A
Total power dissipation up to $T_{mb} = 25^\circ\text{C}$	P_{tot}	max.	125		W
Fall time (resistive load)	t_f	max.	0.8		μs

MECHANICAL DATA

Dimensions in mm

Fig. 1 SOT93.



BUW12 BUW12A

RATINGS

Limiting values in accordance with the Absolute Maximum System (IEC 134)

			BUW12	BUW12A	
Collector-emitter voltage (peak value; $V_{BE} = 0$)	V_{CESM}	max.	850	1000	V
Collector-emitter voltage (open base)	V_{CEO}	max.	400	450	V
Collector current (DC)	I_C	max.	8		A
Collector current (peak value); $t_p \leq 2$ ms	I_{CM}	max.	20		A
Base current (DC)	I_B	max.	4		A
Base current (peak value); $t_p \leq 2$ ms	I_{BM}	max.	6		A
Total power dissipation up to $T_{mb} = 25$ °C	P_{tot}	max.	125		W
Storage temperature range	T_{stg}		-65 to + 150		°C
Junction temperature	T_j	max.	150		°C

THERMAL RESISTANCE

From junction to mounting base	$R_{th\ j-mb}$	=	1,0	K/W
--------------------------------	----------------	---	-----	-----

CHARACTERISTICS

$T_j = 25$ °C unless otherwise specified

Collector cut-off current*

$V_{CE} = V_{CESMmax}; V_{BE} = 0$

I_{CES} max. 1 mA

$V_{CE} = V_{CESMmax}; V_{BE} = 0; T_j = 125$ °C

I_{CES} max. 3 mA

Emitter cut-off current

$I_C = 0; V_{EB} = 9$ V

I_{EBO} max. 10 mA

Saturation voltages

$I_C = 6$ A; $I_B = 1,2$ A

		BUW12	BUW12A	
V_{CEsat}	max.	1,5	—	V
V_{BEsat}	max.	1,5	—	V

$I_C = 5$ A; $I_B = 1,0$ A

V_{CEsat}	max.	—	1,5	V
V_{BEsat}	max.	—	1,5	V

Collector-emitter sustaining voltage

$I_C = 100$ mA; $I_{Boff} = 0$; $L = 25$ mH

$V_{CEO sust}$ min. 400 450 V

* Measured with a half-sinewave voltage (curve tracer).

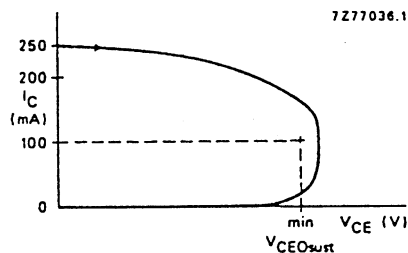
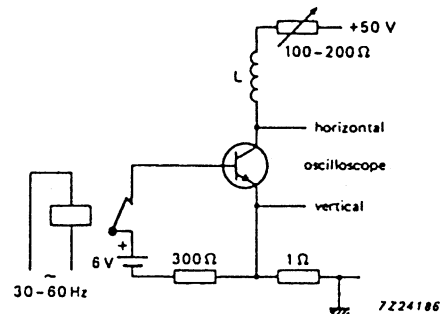


Fig. 2 Oscilloscope display for sustaining voltage.

Fig. 3 Test circuit for $V_{CE(sust)}$.

Switching times resistive load (Figs 4 and 5)

 $I_{Con} = 6 \text{ A}; I_{Bon} = -I_{Boff} = 1,2 \text{ A}$

Turn-on time

Turn-off: Storage time

Fall time

 $I_{Con} = 5 \text{ A}; I_{Bon} = -I_{Boff} = 1 \text{ A}$

Turn-on time

Turn-off: Storage time

Fall time

Switching times inductive load (Figs 6 and 7)

 $I_{Con} = 6 \text{ A}; I_B = 1,2 \text{ A}$

Turn-off: Storage time

Fall time

 $I_{Con} = 6 \text{ A}; I_B = 1,2 \text{ A}; T_j = 100^\circ\text{C}$

Turn-off: Storage time

Fall time

Switching times inductive load (Figs 6 and 7)

 $I_{Con} = 5 \text{ A}; I_B = 1 \text{ A}$

Turn-off: Storage time

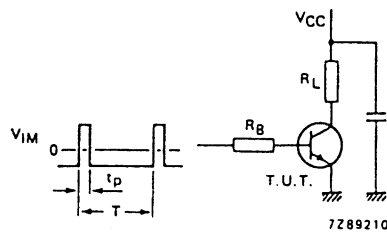
Fall time

 $I_{Con} = 5 \text{ A}; I_B = 1 \text{ A}; T_j = 100^\circ\text{C}$

Turn-off: Storage time

Fall time

		BUW12		BUW12A	
t_{on}	max.	1	—	—	μs
t_s	max.	4	—	—	μs
t_f	max.	0,8	—	—	μs
t_{on}	max.	—	1	—	μs
t_s	max.	—	4	—	μs
t_f	max.	—	0,8	—	μs
t_s	typ.	1,6	—	—	μs
	max.	2,1	—	—	μs
t_f	typ.	80	—	—	ns
	max.	150	—	—	ns
t_s	typ.	1,8	—	—	μs
	max.	2,3	—	—	μs
t_f	typ.	140	—	—	ns
	max.	300	—	—	ns
t_s	typ.	—	1,6	—	μs
	max.	—	2,1	—	μs
t_f	typ.	—	80	—	ns
	max.	—	150	—	ns
t_s	typ.	—	1,8	—	μs
	max.	—	2,3	—	μs
t_f	typ.	—	140	—	ns
	max.	—	300	—	ns



$V_{CC} = 250 \text{ V}$
 $V_{IM} = -6 \text{ to } +8 \text{ V}$
 $\frac{t_p}{T} = 0,01$
 $t_p = 20 \mu\text{s}$
 The values of R_B and R_L are selected in accordance with I_{Con} and I_B requirements.

Fig. 4 Test circuit resistive load.

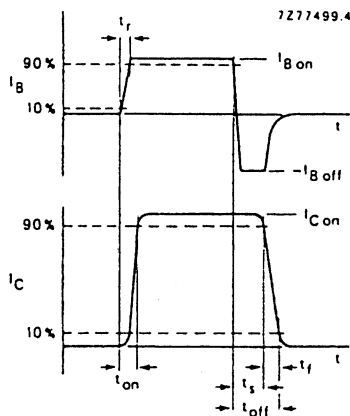


Fig. 5 Switching times waveforms with resistive load.

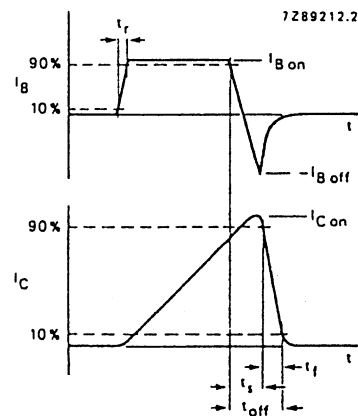
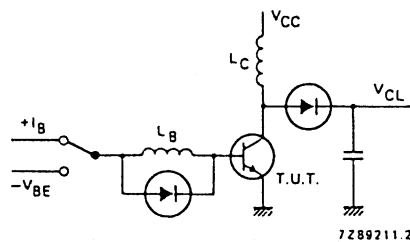
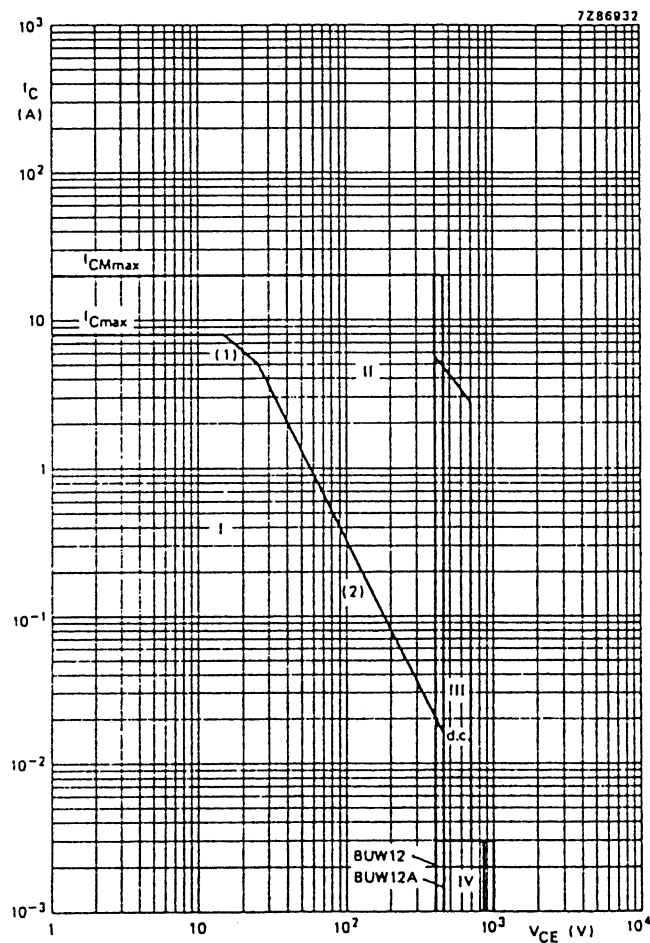


Fig. 6 Switching times waveforms with inductive load.



$V_{CL} = 300 \text{ V}$
 $V_{CC} = 30 \text{ V}$
 $-V_{BE} = 5 \text{ V}$
 $L_B = 1 \mu\text{H}$
 $L_C = 200 \mu\text{H}$

Fig. 7 Test circuit inductive load.



- (1) P_{tot} max line.
 (2) Second-breakdown limits.
- I Region of permissible DC operation.
 II Permissible extension for repetitive pulse operation.
 III Area of permissible operation during turn-on in single transistor converters, provided $R_{BE} \leq 100 \Omega$ and $t_p \leq 0,6 \mu s$.
 IV Repetitive pulse operation in this region is permissible provided $V_{BE} \leq 0$ and $t_p \leq 2 ms$.

Fig. 8 Safe operating area at $T_{mb} \leq 25^\circ C$.

BUW12
BUW12A

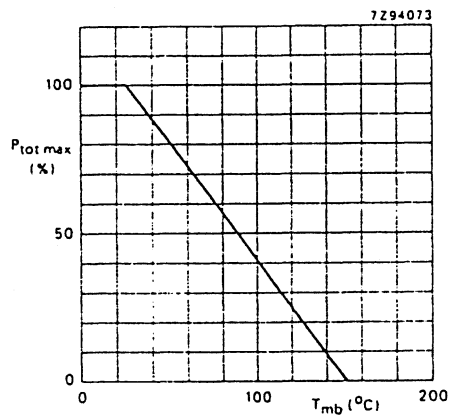


Fig. 9 Total power dissipation derating curve.

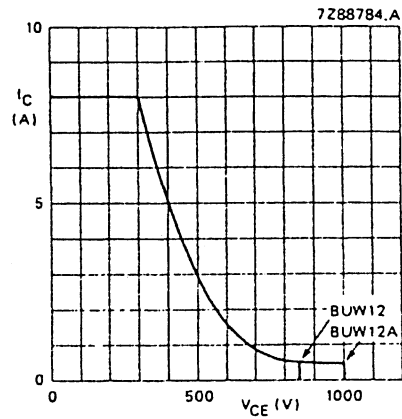


Fig. 10 Reverse bias SOAR.

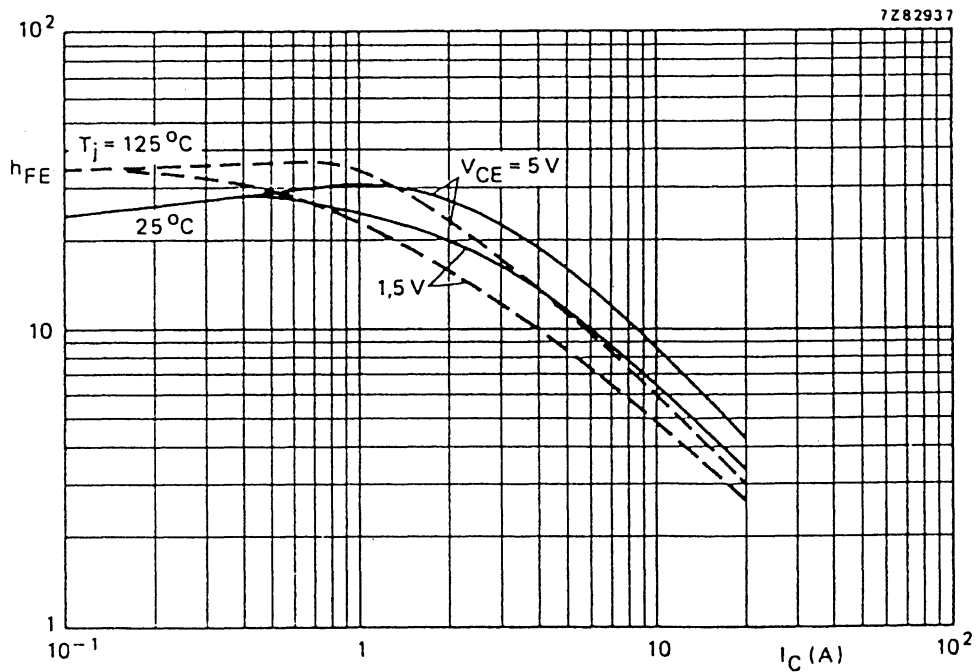
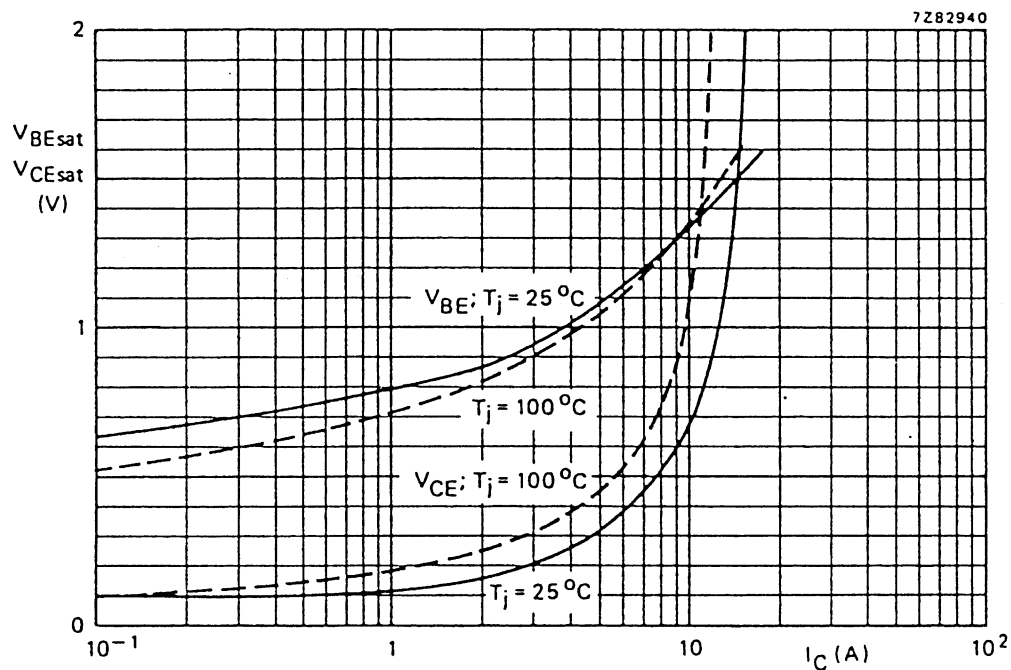
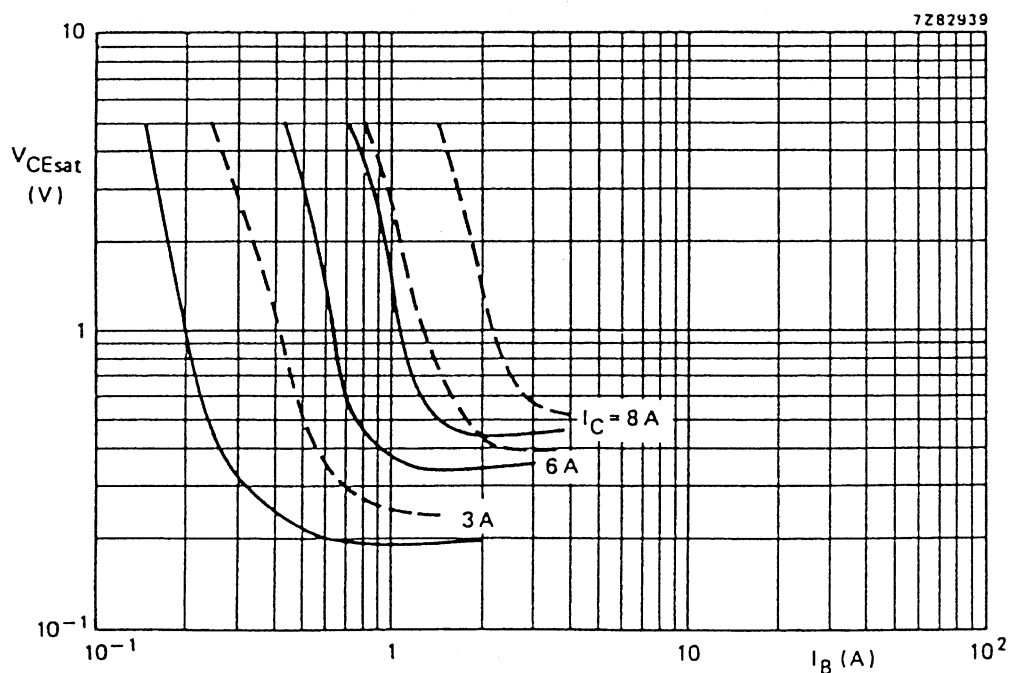


Fig. 11 Typical values DC current gain.

Fig. 12 Typical values base and collector voltage at $I_C/I_B = 5$.Fig. 13 Typ. (—) and max. (---) values collector-emitter saturation voltage at $T_j = 25^\circ\text{C}$.

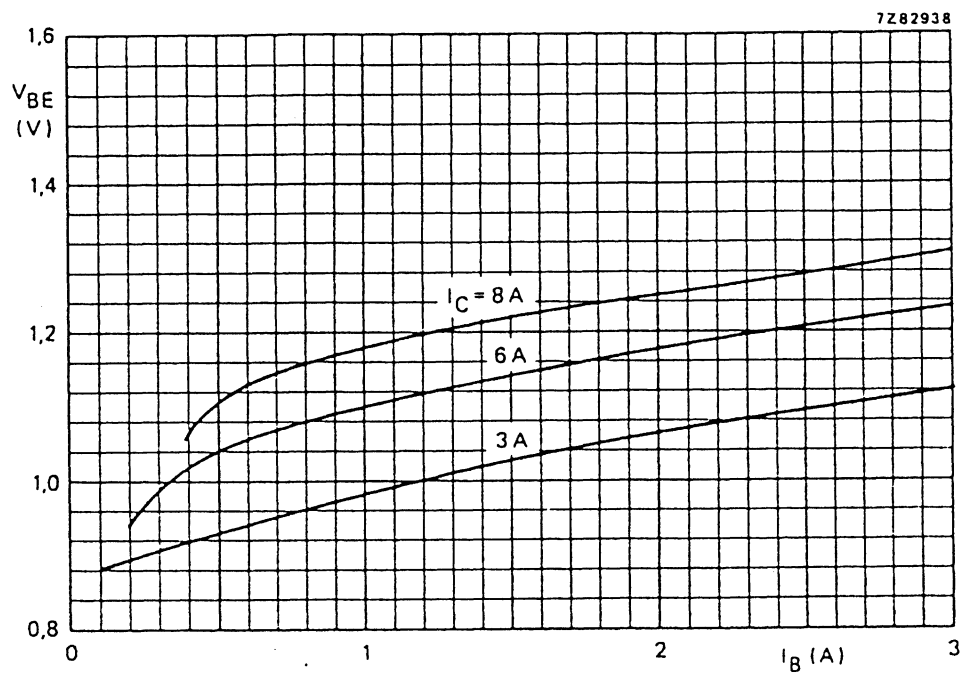


Fig. 14 Typical values base-emitter voltage at $T_j = 25^\circ\text{C}$.

PowerMOS transistor

BUZ80

May 1987

GENERAL DESCRIPTION

N-channel enhancement mode field-effect power transistor in a plastic envelope.

The device is intended for use in Switched Mode Power Supplies (SMPS), motor control, welding, DC/DC and DC/AC converters, and in general purpose switching applications.

QUICK REFERENCE DATA

SYMBOL	PARAMETER	MAX.	UNIT
V_{DS}	Drain-source voltage	800	V
I_D	Drain current (d.c.)	2,6	A
P_{tot}	Total power dissipation	75	W
$R_{DS(ON)}$	Drain-source on-state resistance	4,0	Ω

MECHANICAL DATA

Dimensions in mm

Net mass: 2 g

Pinning:

1 = Gate

2 = Drain

3 = Source

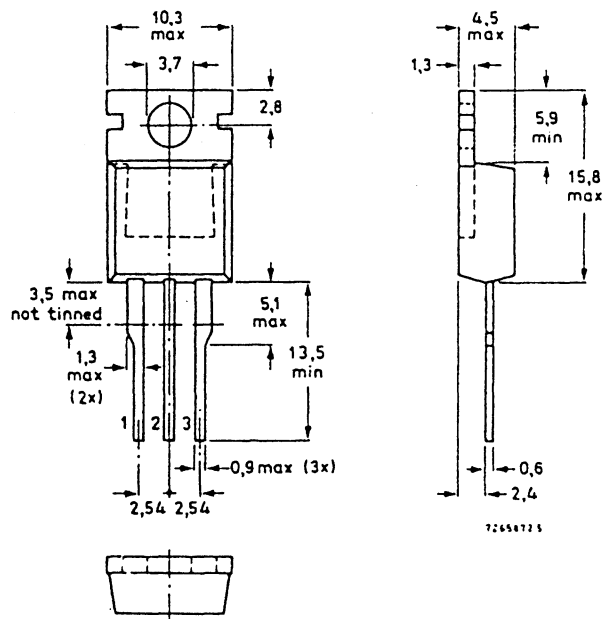
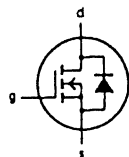


Fig.1 TO220AB: drain connected to mounting base.

Notes

1. Observe the general handling precautions for electrostatic-discharge sensitive devices (ESDs) to prevent damage to MOS gate oxide.
2. Accessories supplied on request: refer to Mounting instructions for TO220 envelopes.

Datablad for FET, BUZ80.

RATINGS

Limiting values in accordance with the Absolute Maximum System (IEC 134)

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN.	MAX.	UNIT
V_{DS}	Drain-source voltage	—	—	800	V
V_{DGR}	Drain-gate voltage	$R_{GS} = 20 \text{ k}\Omega$	—	800	V
$\pm V_{GS}$	Gate-source voltage	—	—	20	V
I_D	Drain current (d.c.)	$T_{mb} = 50^\circ\text{C}$	—	2,6	A
I_D	Drain current (d.c.)	$T_{mb} = 100^\circ\text{C}$	—	1,8	A
I_{DM}	Drain current (pulse peak value)	$T_{mb} = 25^\circ\text{C}$	—	10	A
P_{tot}	Total power dissipation	$T_{mb} = 25^\circ\text{C}$	—	75	W
T_{stg}	Storage temperature	—	-55	150	$^\circ\text{C}$
T_j	Junction temperature	—	—	150	$^\circ\text{C}$

THERMAL RESISTANCES

From junction to mounting base	$R_{th\ j-mb} = 1,67 \text{ K/W}$
From junction to ambient	$R_{th\ j-a} = 75 \text{ K/W}$

STATIC CHARACTERISTICS

 $T_{mb} = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise specified

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN.	TYP.	MAX.	UNIT
$V_{(BR)DSS}$	Drain-source breakdown voltage	$V_{GS} = 0 \text{ V}; I_D = 0,25 \text{ mA}$	800	—	—	V
$V_{GS(TO)}$	Gate threshold voltage	$V_{DS} = V_{GS}; I_D = 1 \text{ mA}$	2,1	3,0	4,0	V
I_{DSS}	Zero gate voltage drain current	$V_{DS} = 800 \text{ V}; V_{GS} = 0 \text{ V}; T_j = 25^\circ\text{C}$	—	20	250	μA
I_{DSS}	Zero gate voltage drain current	$V_{DS} = 800 \text{ V}; V_{GS} = 0 \text{ V}; T_j = 125^\circ\text{C}$	—	0,1	1,0	mA
I_{GSS}	Gate source leakage current	$V_{GS} = \pm 20 \text{ V}; V_{DS} = 0 \text{ V}$	—	10	100	nA
$R_{DS(ON)}$	Drain-source on-state resistance	$V_{GS} = 10 \text{ V}; I_D = 1,7 \text{ A}$	—	3,5	4,0	Ω

DYNAMIC CHARACTERISTICS

 $T_{mb} = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise specified

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN.	TYP.	MAX.	UNIT
g_{fs}	Forward transconductance	$V_{DS} = 25 \text{ V}; I_D = 1,7 \text{ A}$	1,0	1,8	—	S
C_{iss}	Input capacitance	$V_{GS} = 0 \text{ V}; V_{DS} = 25 \text{ V}; f = 1 \text{ MHz}$	—	1600	2100	pF
C_{oss}	Output capacitance		—	90	150	pF
C_{rss}	Feedback capacitance		—	30	55	pF
$t_{d\ on}$	Turn-on delay time	$V_{DD} = 30 \text{ V}; I_D = 2,1 \text{ A};$	—	30	45	ns
t_r	Turn-on rise time	$V_{GS} = 10 \text{ V}; R_{GS} = 50 \Omega;$	—	40	60	ns
$t_{d\ off}$	Turn-off delay time	$R_{gen} = 50 \Omega$	—	110	140	ns
t_f	Turn-off fall time		—	60	80	ns
L_d	Internal drain inductance	Measured from contact screw on tab to centre of die	—	3,5	—	nH
L_d	Internal drain inductance	Measured from drain lead 6 mm from package to centre of die	—	4,5	—	nH
L_s	Internal source inductance	Measured from source lead 6 mm from package to source bond pad	—	7,5	—	nH

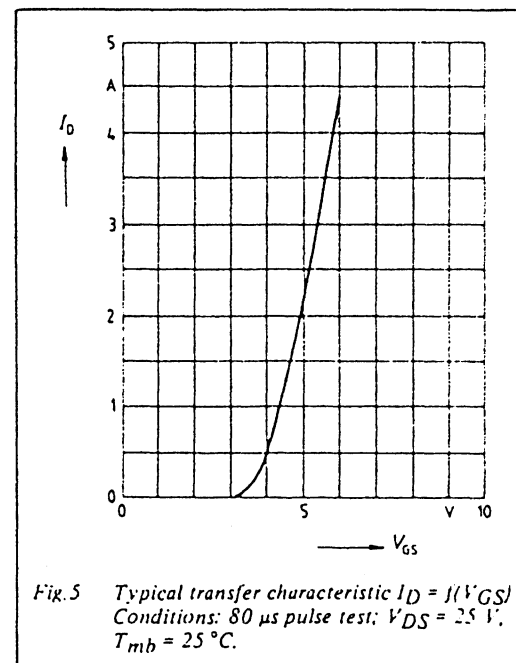
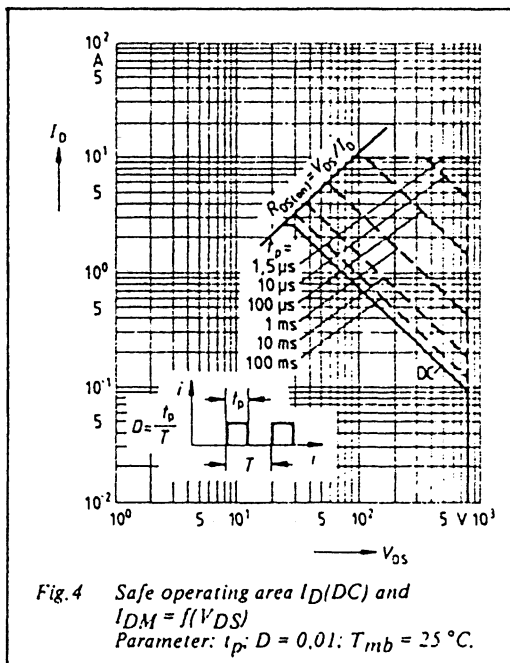
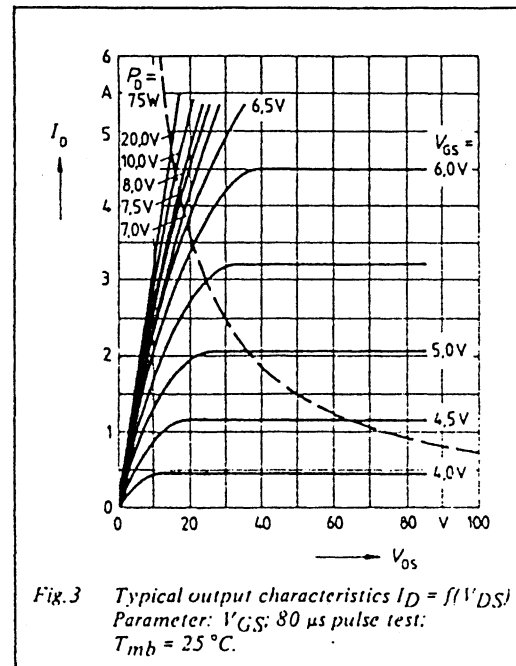
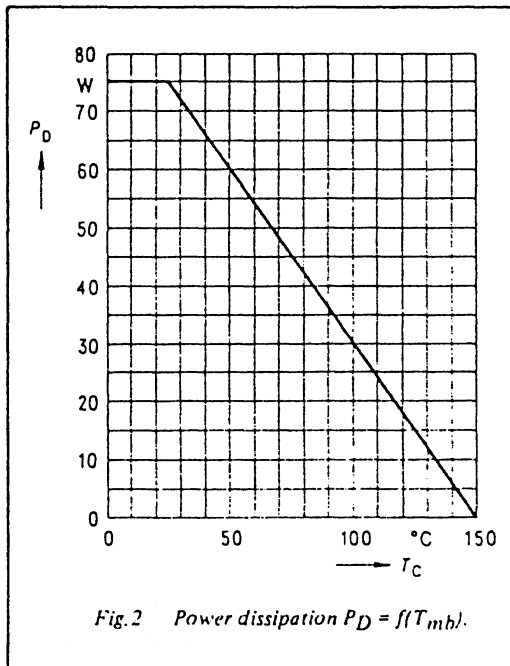
Datablad for FET, BUZ80.

REVERSE DIODE RATINGS AND CHARACTERISTICS

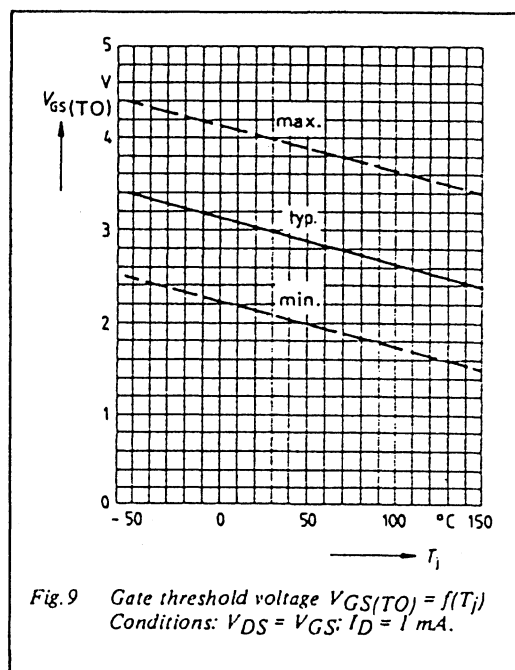
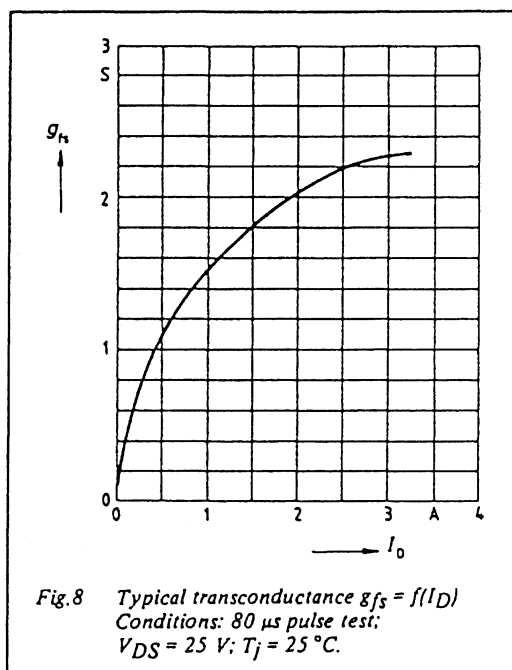
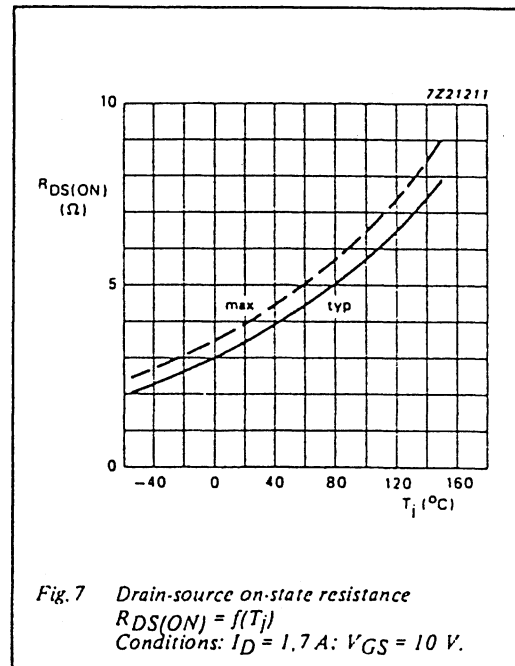
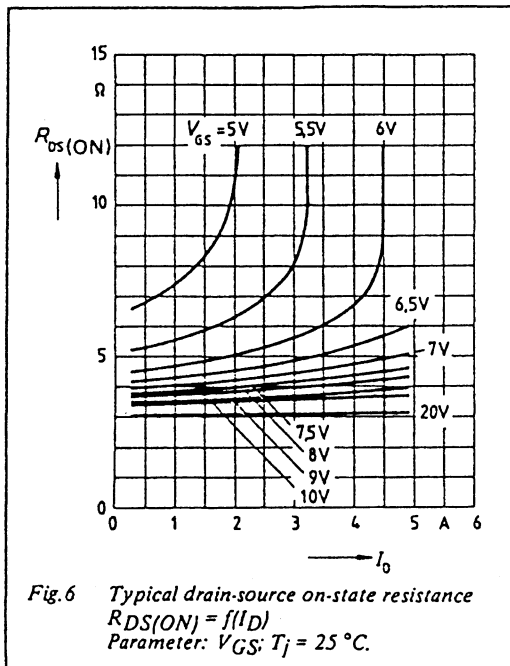
 $T_{mb} = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$ unless otherwise specified

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN.	TYP.	MAX.	UNIT
I_{DR}	Continuous reverse drain current	$T_{mb} = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$	—	—	2,6	A
I_{DRM}	Pulsed reverse drain current	$T_{mb} = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$	—	—	10	A
V_{SD}	Diode forward on-voltage	$I_F = 5,2\text{ A}; V_{GS} = 0\text{ V}$	—	1,05	1,3	V
t_{rr}	Reverse recovery time	$I_F = 2,6\text{ A};$ $-di_F/dt = 100\text{ A}/\mu\text{s};$ $V_{GS} = 0\text{ V}; V_R = 100\text{ V}$	—	1800	—	ns
Q_{rr}	Reverse recovery charge		—	12	—	μC

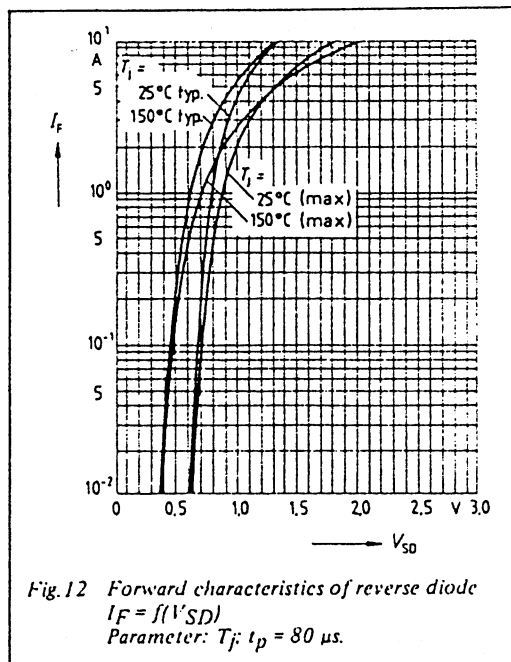
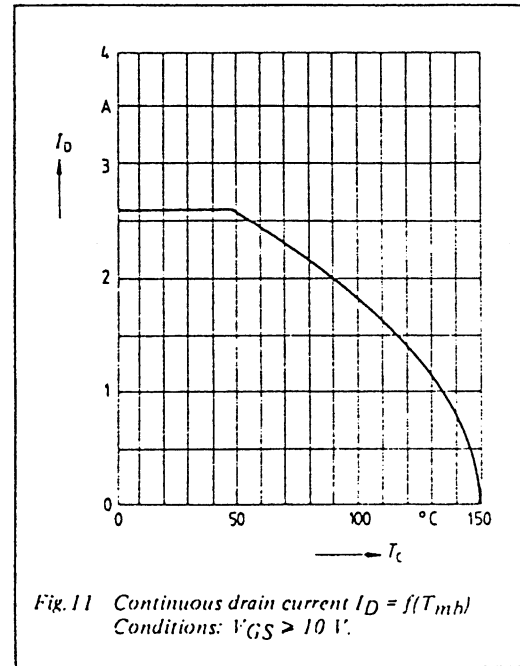
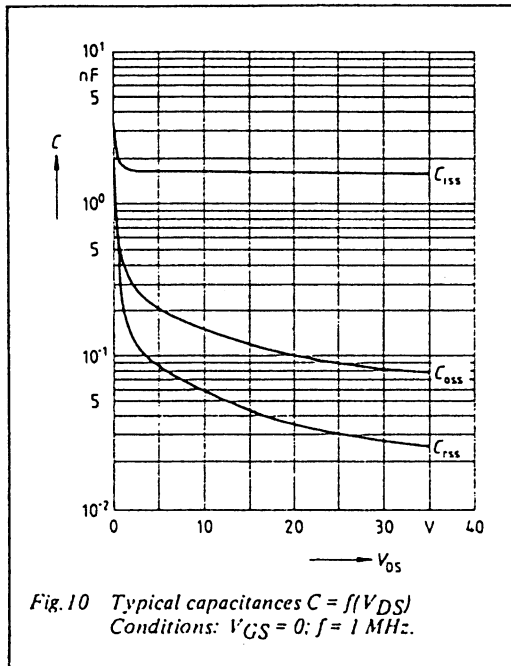
Datablad for FET, BUZ80.



Datablad for FET, BUZ80.



Datablad for FET, BUZ80.



Datablad for FET, BUZ80.

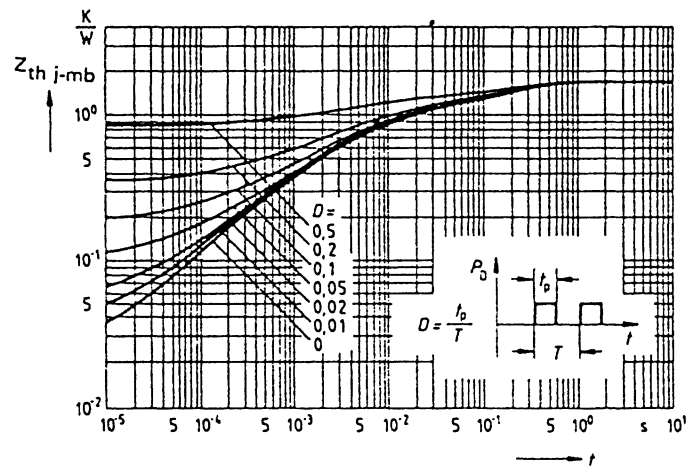


Fig. 13 Transient thermal impedance $Z_{th\ j-mb} = f(t)$
Parameter: $D = t_p/T$.

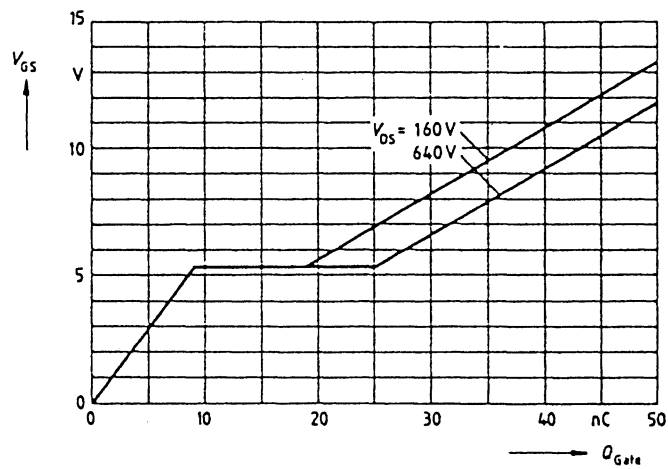


Fig. 14 Typical gate-charge $V_{GS} = f(Q_{Gate})$
Parameter: $V_{DS}; I_{DM} = 5\text{ A}$.

Datablad for FET, BUZ80.

FAST GATE TURN-OFF THYRISTORS

Thyristors in TO-220AB envelopes capable of being turned both on and off via the gate. They are suitable for use in high-frequency inverters, resonant power supplies, horizontal deflection systems etc. The devices have no reverse blocking capability. For reverse blocking operation use with a series diode, for reverse conducting operation use with an anti parallel diode.

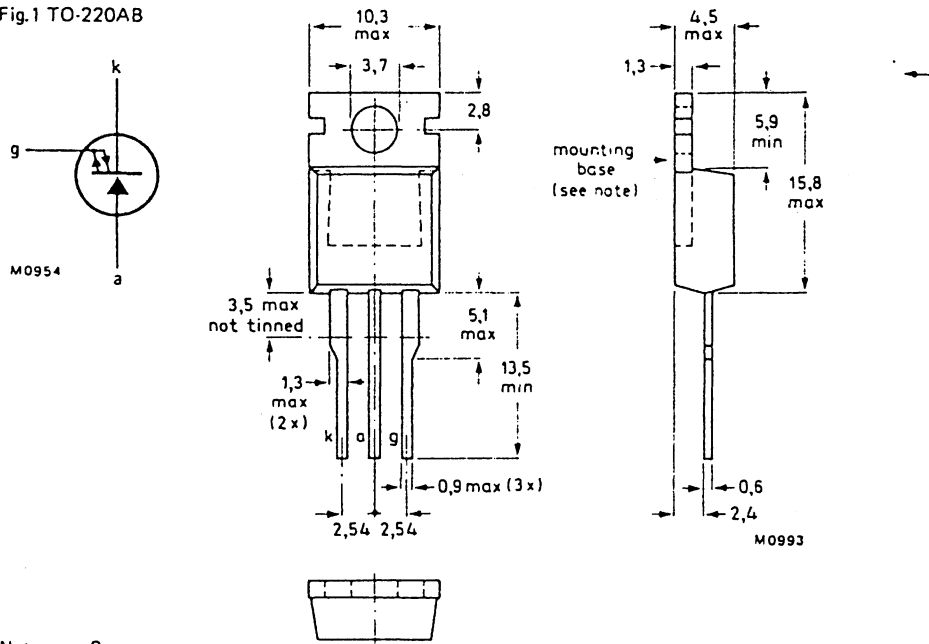
QUICK REFERENCE DATA

			BT157-1300R	1500R	
			1300	1500	
Repetitive peak off-state voltage	V_{DRM}	max.			V
Non-repetitive peak on-state current	I_{TSM}	max.		20	A
Controllable anode current	I_{TCRM}	max.		12	A
Average on-state current	$I_{T(AV)}$	max.		3.2	A
Fall time	t_f	max.		200	ns

MECHANICAL DATA

Dimensions in mm

Fig.1 TO-220AB



BT157 SERIES

RATINGS

Limiting values in accordance with the Absolute Maximum System (IEC134)

			BT157-1300R	1500R	
Anode to cathode					
Transient off-state voltage	V_{DSM}	max.	1500	1650	V*
Repetitive peak off-state voltage	V_{DRM}	max.	1300	1500	V*
Working off-state voltage	V_{DW}	max.	1200	1300	V*
Continuous off-state voltage	V_D	max.	750	800	V*
Average on-state current (averaged over any 20 ms period) up to $T_{mb} = 80\text{ }^{\circ}\text{C}$					
	$I_{T(AV)}$	max.	3.2		A
Controllable anode current	I_{TCRM}	max.	12		A
Non-repetitive peak on-state current					
$t = 10\text{ ms}$; half-sinewave;					
$T_j = 120\text{ }^{\circ}\text{C}$ prior to surge					
	I_{TSM}	max.	20		A
I^2t for fusing; $t = 10\text{ ms}$	I^2t	max.	2		A ² s
Total power dissipation up to $T_{mb} = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$	P_{tot}	max.	47.5		W
Gate to cathode					
Repetitive peak on-state current					
$T_j = 120\text{ }^{\circ}\text{C}$ prior to surge					
gate-cathode forward; $t = 1\text{ ms}$;					
half-sinewave					
	I_{GFM}	max.	25		A
gate-cathode reverse; $t = 20\text{ }\mu\text{s}$					
	I_{GRM}	max.	15		A
Average power dissipation (averaged over any 20 ms period)					
	$P_{G(AV)}$	max.	2.5		W
Temperatures					
Storage temperature	T_{stg}		-40 to +150		$^{\circ}\text{C}$
Operating junction temperature	T_j	max.	120		$^{\circ}\text{C}$
THERMAL RESISTANCE					
From junction to mounting base	$R_{th\ j-mb}$	=	2.0		K/W
From mounting base to heatsink with heatsink compound	$R_{th\ mb-h}$	=	0.3		K/W
with 56367 alumina insulator and heatsink compound (clip-mounted)	$R_{th\ mb-h}$	=	0.8		K/W
From junction to ambient in free air, mounted on a printed circuit board	$R_{th\ j-a}$	=	60		K/W

* Measured with gate-cathode connected together.

CHARACTERISTICS

Anode to cathode

On-state voltage

 $I_T = 2.5 \text{ A}; I_G = 0.2 \text{ A}; T_j = 120^\circ\text{C}$ $V_T < 3.4 \text{ V}^*$

Rate of rise of off-state voltage that will not trigger any off-state device; exponential method

 $V_D = 2/3 V_{Dmax}; V_{GR} = 5 \text{ V}; T_j = 120^\circ\text{C}$ $dV_D/dt < 10 \text{ kV}/\mu\text{s}$

Rate of rise of off-state voltage that will not trigger any device following conduction; linear method;

 $I_T = 1.8 \text{ A}; V_D = V_{DRMmax}; V_{GR} = 10 \text{ V}; T_j = 120^\circ\text{C}$ $dV_D/dt < 1.5 \text{ kV}/\mu\text{s}$

Off-state current

 $V_D = V_{Dmax}; T_j = 120^\circ\text{C}$ $I_D < 2.0 \text{ mA}$ Latching current; $T_j = 25^\circ\text{C}$ $I_L \text{ typ. } 0.75 \text{ A}^{**}$

Gate to cathode

Voltage that will trigger all devices

 $V_D = 12 \text{ V}; T_j = 25^\circ\text{C}$ $V_{GT} > 1.5 \text{ V}$

Current that will trigger all devices

 $V_D = 12 \text{ V}; T_j = 25^\circ\text{C}$ $I_{GT} > 200 \text{ mA}$

Minimum reverse breakdown voltage

 $I_{GRM} = 1.0 \text{ mA}$ $V_{(BR)GR} > 10 \text{ V}$

Switching characteristics (resistive load)

Turn-on when switched to $I_T = 2.5 \text{ A}$ from $V_D = 250 \text{ V}$ with $I_{GF} = 0.4 \text{ A}; T_j = 25^\circ\text{C}$

delay time

 $t_d < 0.25 \mu\text{s}$

rise time

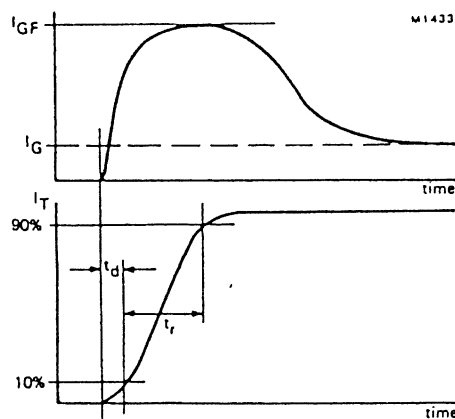
 $t_r < 1.0 \mu\text{s}$ 

Fig.2 Waveforms

- * Measured under pulse conditions to avoid excessive dissipation.
- ** Below latching level the device behaves like a transistor with a gain dependent on current.

BT157 SERIES

Switching characteristics (inductive load)

Turn-off when switched from $I_T = 2.5$ A to $V_D = V_{DRM}$ max.

$V_{GR} = 10$ V; $L_G \leq 1.5$ μ H; $L_S \leq 0.25$ μ H; $T_j = 25$ °C

storage time

$t_s < 0.5$ μ s

fall time

$t_f < 0.20$ μ s

peak reverse gate current

$I_{GR} < 2.8$ A

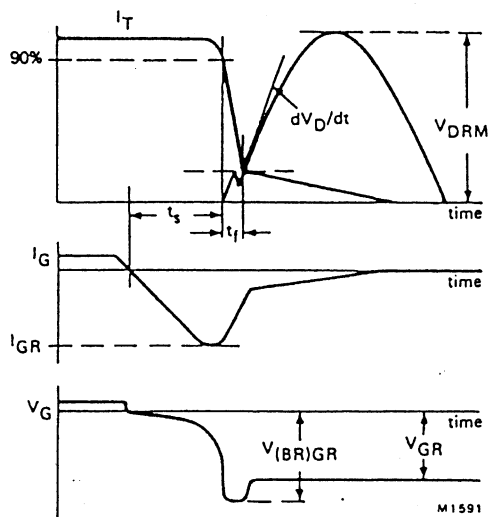


Fig.3 Waveforms

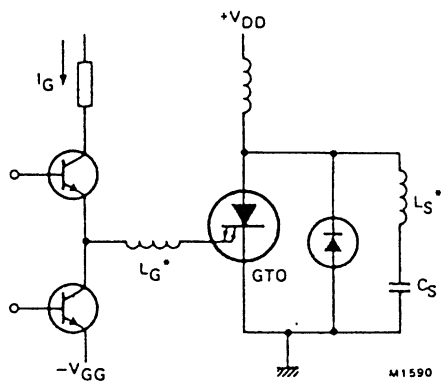


Fig.4 Inductive load test circuit

* Indicates stray series inductance only.

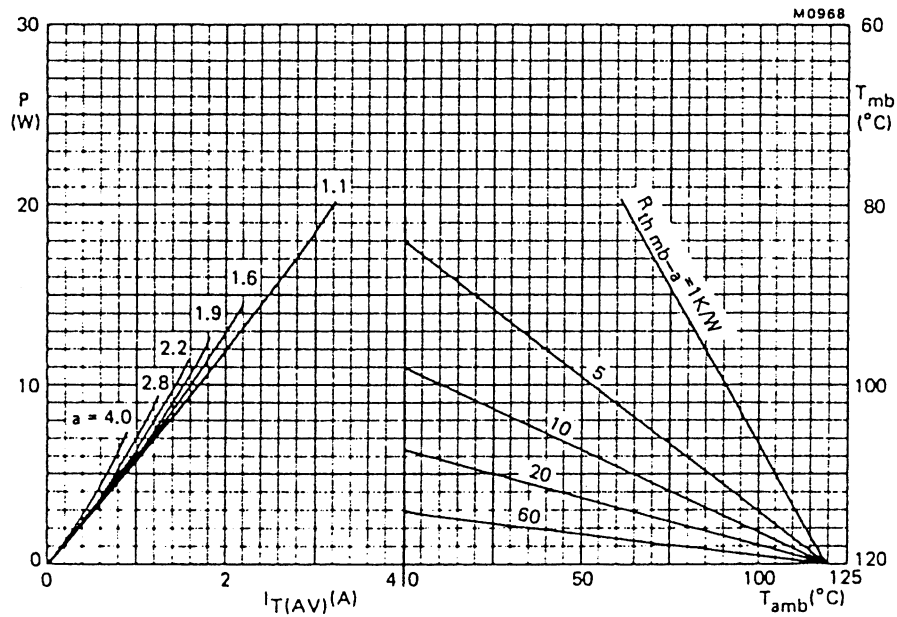


Fig.5 The right-hand part shows the interrelationship between the power (derived from the left-hand part) and the maximum permissible temperatures.

$$a = \text{form factor} = \frac{I_T(\text{RMS})}{I_T(\text{AV})}$$

P = Power excluding switching losses

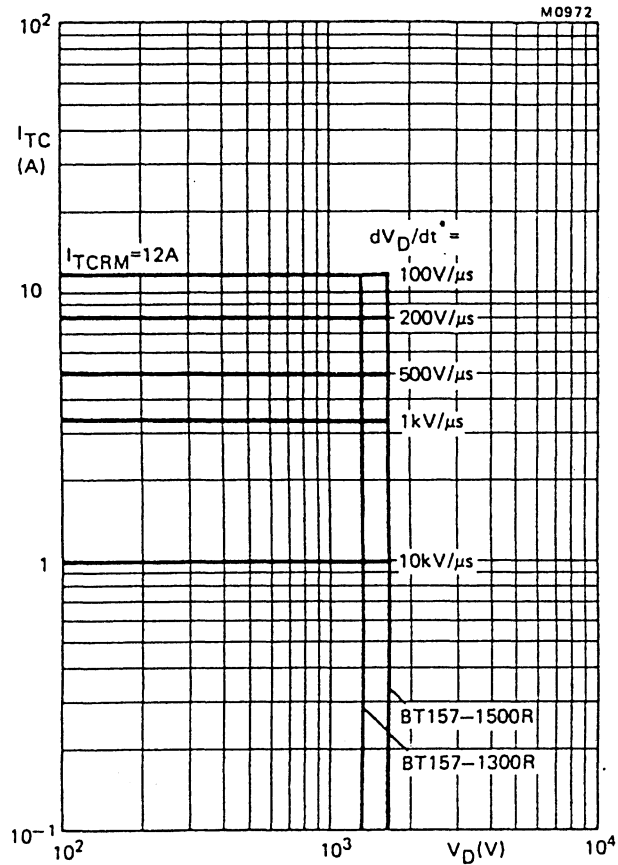


Fig.6 Anode current which can be turned off versus anode voltage;
 inductive load, $V_{GR} = 10\text{ V}$; $L_G \leq 1.5\text{ }\mu\text{H}$; $L_S \leq 0.25\text{ }\mu\text{H}$; $T_j = 85\text{ }^\circ\text{C}$
 * dV_D/dt is calculated from I_T/C_S .

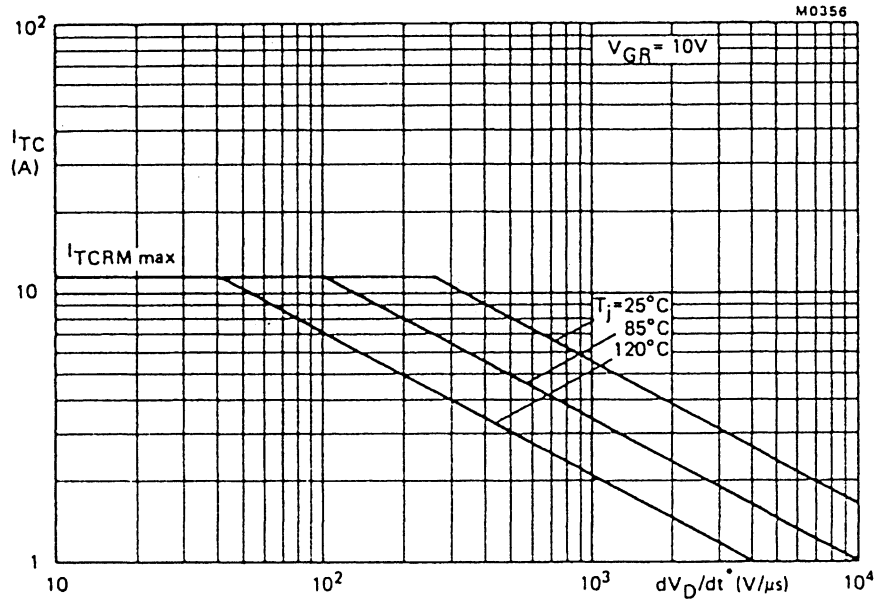


Fig.7 Anode current which can be turned off versus applied dV_D/dt^* ; inductive load; $V_{GR} = 10$ V; $L_G \leq 1.5 \mu H$; $L_S \leq 0.25 \mu H$; $*dV_D/dt$ is calculated from I_T/C_S .

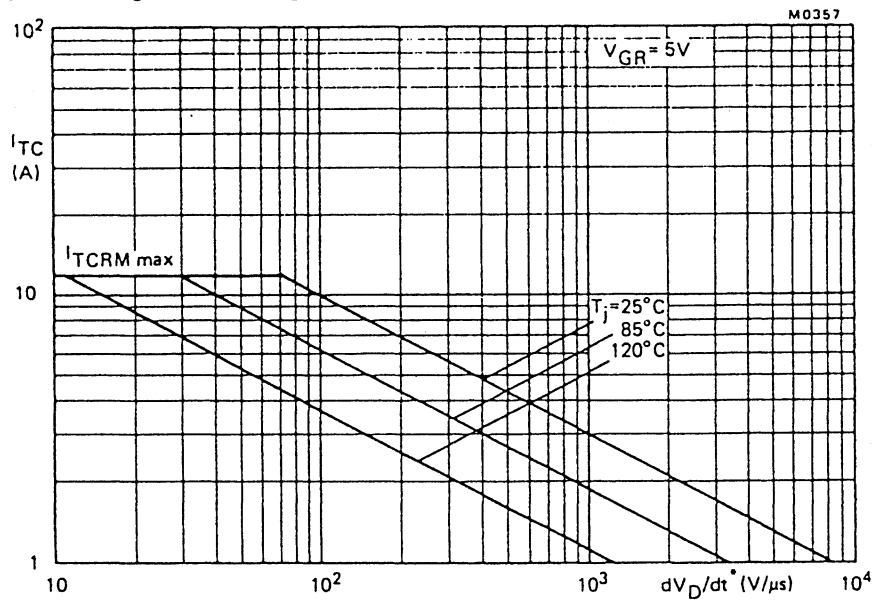


Fig. 8 Anode current which can be turned off versus applied dV_D/dt^* ; inductive load; $V_{GR} = 5$ V. $L_G \leq 1.5 \mu H$; $L_S \leq 0.25 \mu H$; $*dV_D/dt$ is calculated from I_T/C_S .

BT157 SERIES

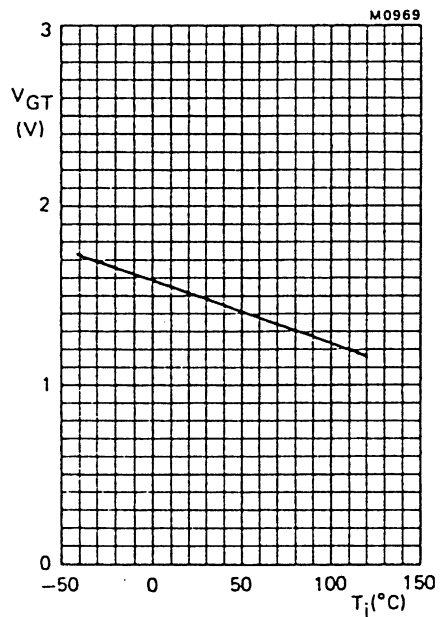


Fig.9 Minimum gate voltage that will trigger all devices as a function of junction temperature; $V_D = 12$ V.

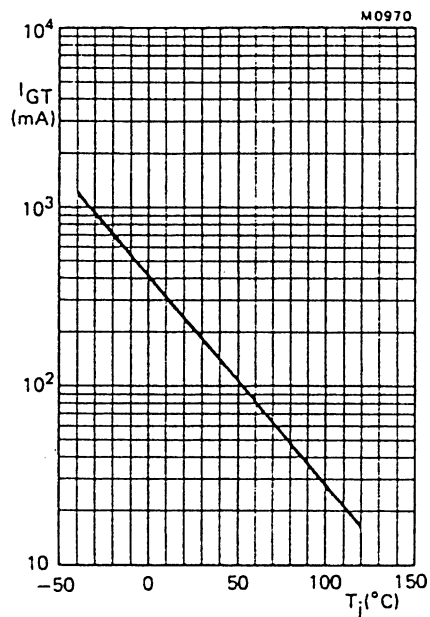


Fig.10 Minimum gate current that will trigger all devices as a function of junction temperature; $V_D = 12$ V.

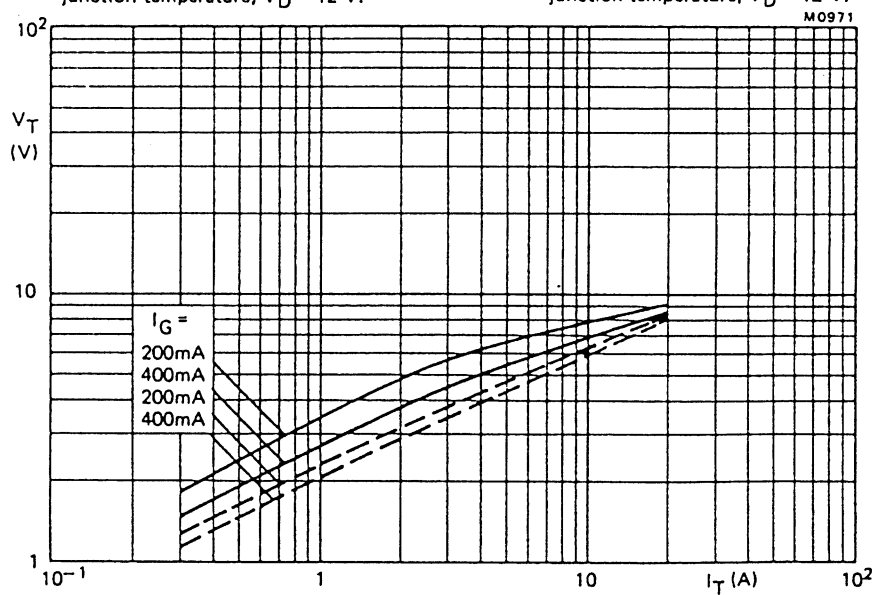


Fig.11 Maximum V_T versus I_T ; — $T_j = 25$ $^{\circ}\text{C}$; - - - $T_j = 120$ $^{\circ}\text{C}$.

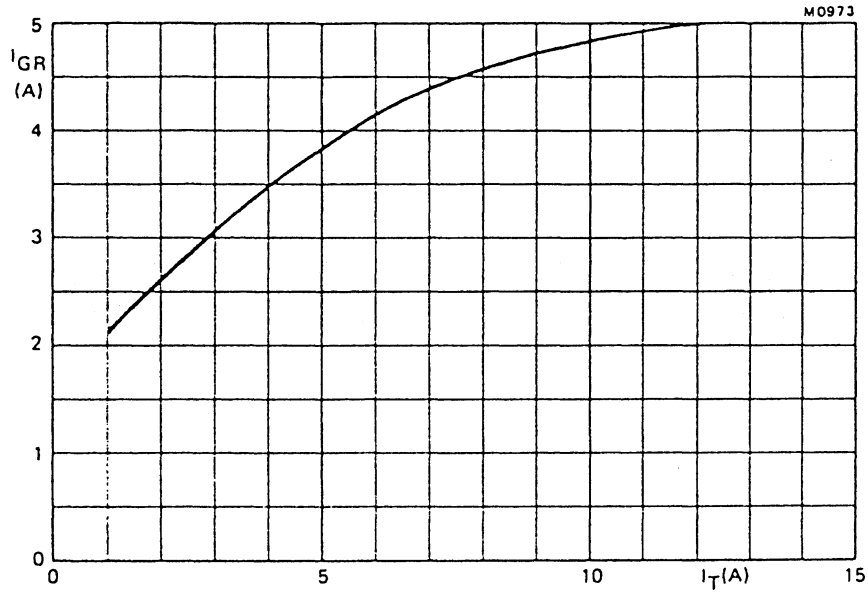


Fig.12 Peak reverse gate current versus anode current at turn-off; inductive load; $V_{GR} = 10$ V; $I_G = 0.2$ A; $L_G = 0.8$ μ H; $T_j = 120$ $^{\circ}$ C; maximum values.

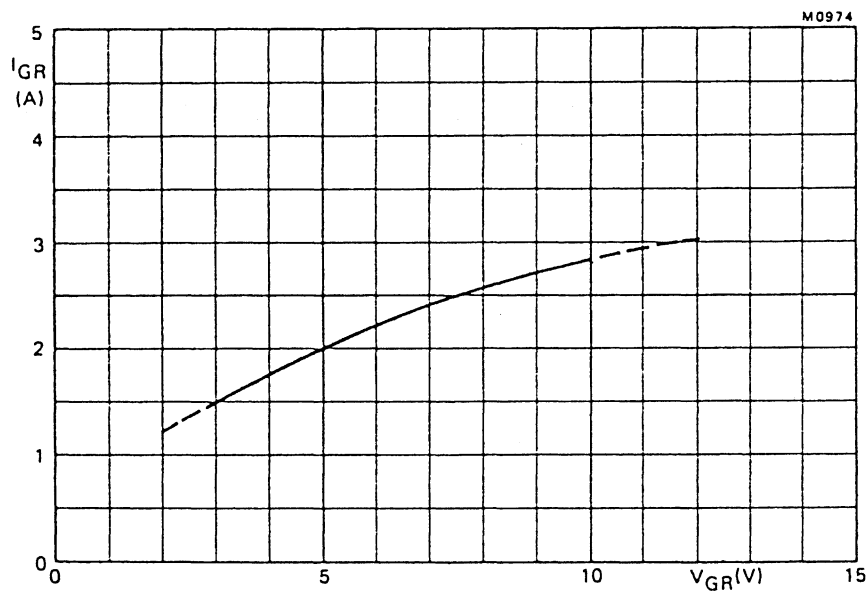


Fig.13 Peak reverse gate current versus applied gate voltage; inductive load; $I_T = 2.5$ A; $I_G = 0.2$ A; $L_G = 0.8$ μ H; $T_j = 120$ $^{\circ}$ C; maximum values.

BT157 SERIES

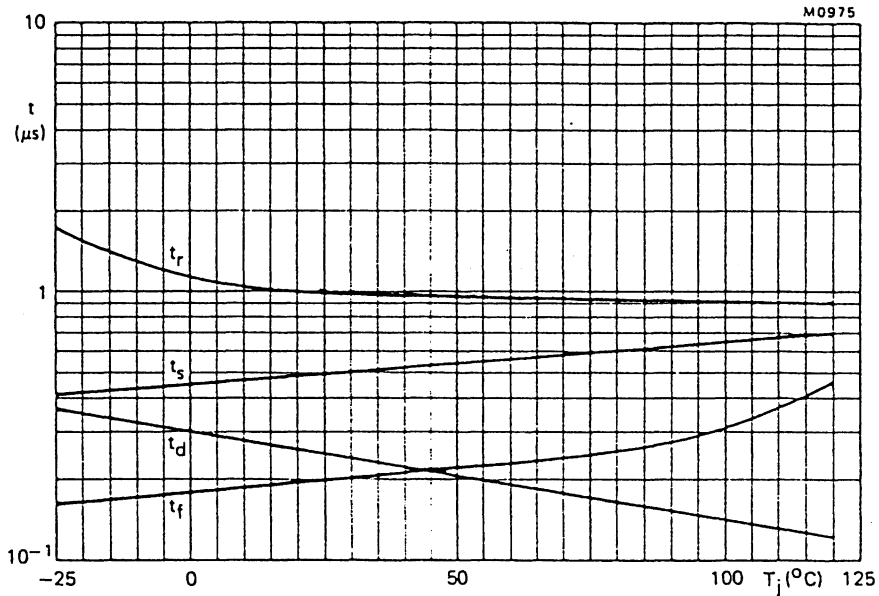


Fig.14 Switching times as a function of junction temperature; $V_D \geq 250$ V; $I_T = 2.5$ A; $I_{GF} = 0.4$ A; $I_G = 0.2$ A; $V_{GR} = 10$ V; $L_G = 0.8$ μH ; maximum values.

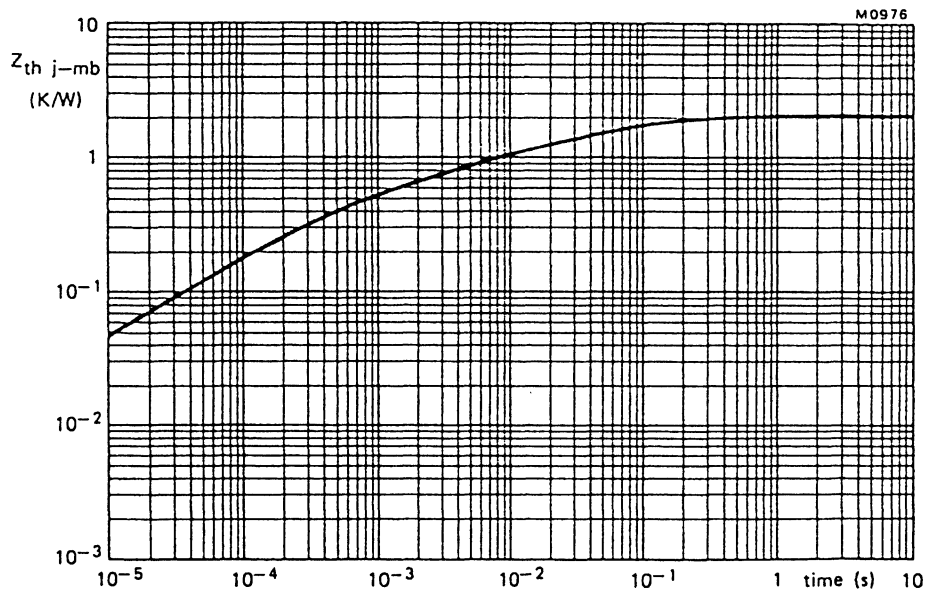


Fig.15 Transient thermal impedance.

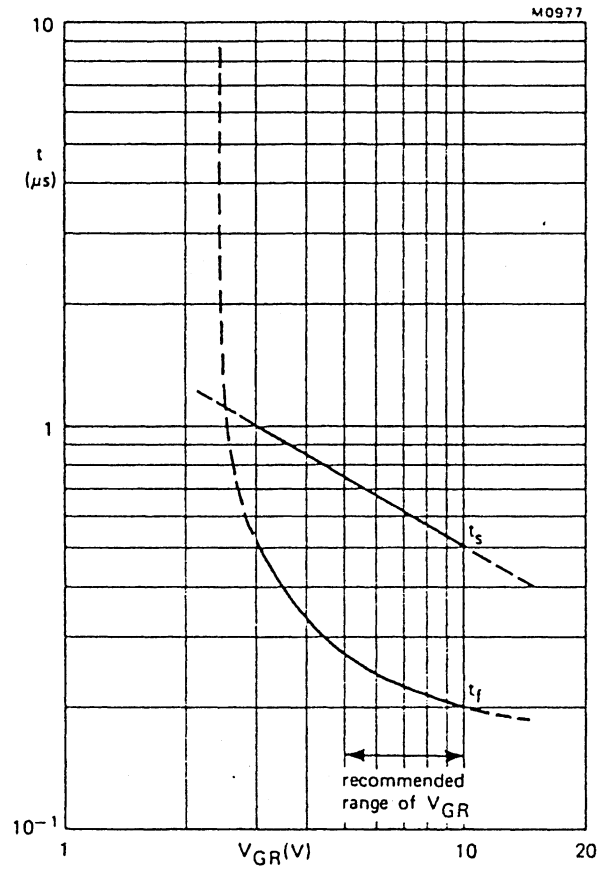


Fig.16 Storage and fall times versus applied reverse gate voltage; inductive load; $I_T = 2.5$ A; $L_G = 0.8 \mu H$; $I_G = 0.2$ A; $T_j = 25^\circ C$; maximum values.

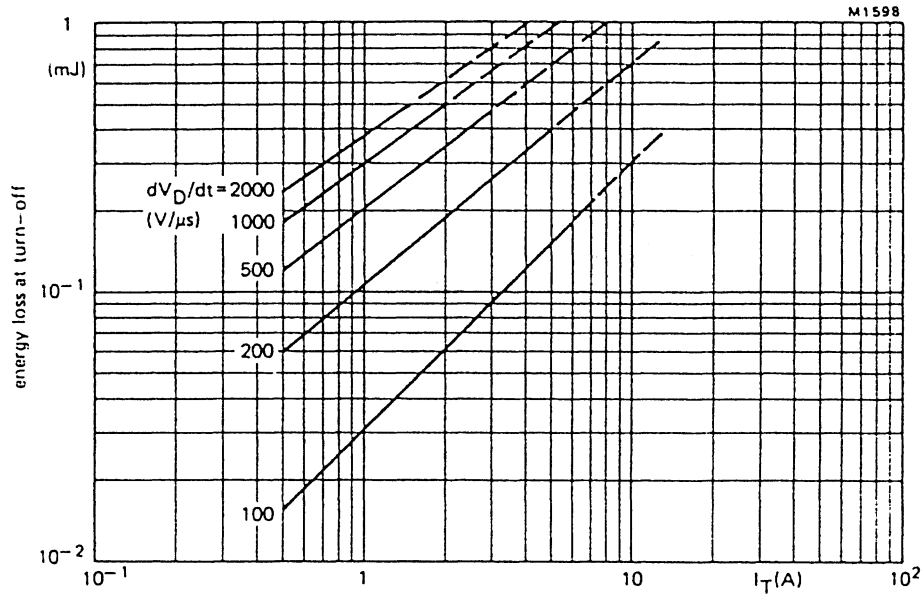


Fig. 17 Maximum energy loss at turn-off (per cycle) as a function of anode current and applied dV_D/dt (calculated from I_T/C_S); reapplied voltage sinusoidal up to $V_{DRM} = 1200$ V; $V_{GR} = 10$ V; $I_G = 0.2$ A; $L_G \leq 1.5$ μH; $L_S \leq 0.25$ μH; $T_j = 120$ °C.

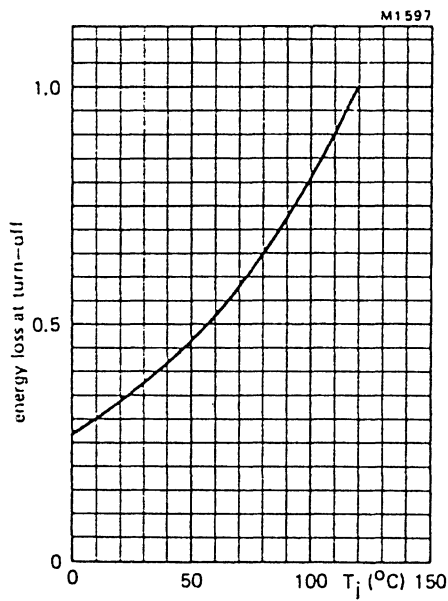


Fig. 18 Energy loss at turn off as a function of junction temperature; $I_G = 0.2$ A; $V_{GR} = 10$ V. Normalised to $T_j = 120$ °C.