

ET 9

LIKRIKTARKOPPLINGAR

MÅLSÄTTNING

Laborationen syftar till att lära dig hur likspänning och växelspanning på en likriktares utgång varierar med nätspänning och uttagen likström.

FÖRBEREDELSE

Du bör ha grundläggande kunskaper inom områdena likspänning, växelspanning samt diod- och transistorkaraktäristik.

Namn.....	Kurs
Utförd den.....	Handledare.....
Godkänd den.....	av.....

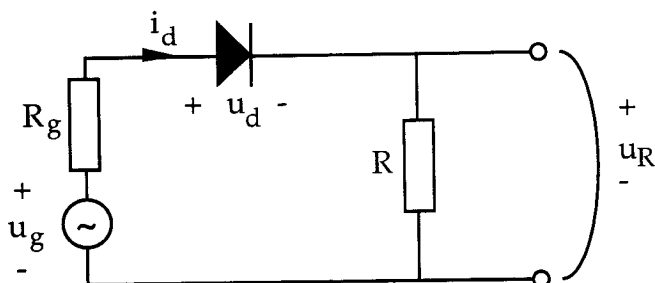
OBS! Dessa hemuppgifter skall vara utförda innan laborationen för att du skall få delta vid laborationen.

1. Vad menas med begreppet ideal diod?
2. Rita en halvåslirikriktande krets med transformator och två respektive fyra dioder.
3. Varför måste dioden i en likriktarkrets belastas för att fungera?
4. Hur åstadkoms halv- respektive halvåslirikriktning?
5. Vilken funktion har en kondensator i en likriktarkrets?
6. Vad menas med rippel?
7. Beskriv Zener-diodens funktion som enkel stabilisator av en spänning. Belastningslinje.
8. Beskriv seriereglering med en transistor och en operationsförstärkare.
9. Varför blir backspänningen över dioden i figur 3a nästan $2U_0$?

Undersökning av likriktarkopplingar utan stabilisering.

Halvvågslikriktning, resistiv belastning.

I figur 1 a visas en halvvågslikriktande krets med resistiv belastning. Spänningskällan ger en sinusformad spänning $u_g = U_0 \sin \omega t$.



Figur 1a. Halvvågslikriktande krets med resistiv belastning.

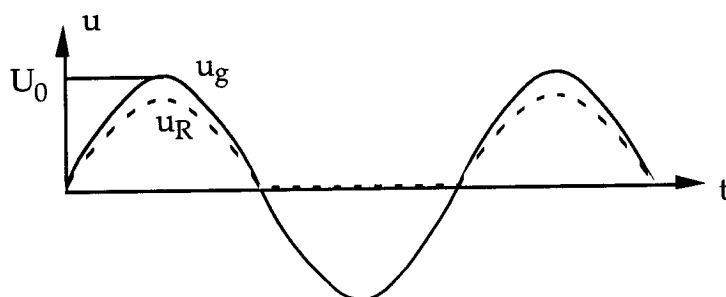
R_g betecknar spänningskällans inre motstånd och R belastningsmotståndet. När u_g är positiv som i figuren erhålles en framström genom dioden. Försummas diodens frammotstånd ($u_d = 0$) kommer dioden att verka som en kortslutning och i_d bestäms av u_g , R_g och R . När u är negativ backspänns dioden och verkar som en stor resistans i serie med spänningskällan eller idealt som en öppen krets.

Spänningen över belastningen är i varje ögonblick: $u_R = R \cdot i_d$ och kan också uttryckas genom ekvationerna

$$u_R = \frac{R}{R_g + R} \cdot u_g \quad \text{för } u_g > 0$$

$$u_R = 0 \quad \text{för } u_g < 0$$

Kurvformerna för generatorspänning och belastningsspänning visas i figur 1b.



Figur 1b. Kurvformer hos generatorspänning och belastningsspänning.

I de följande analyserna antages ideala dioder, dvs $u_{d(\text{fram})} = 0$, $R_{\text{back}} = \infty$, ideala komponenter och spänningskällor.

Medelvärde av den halv vågslikriktade spänningen är:

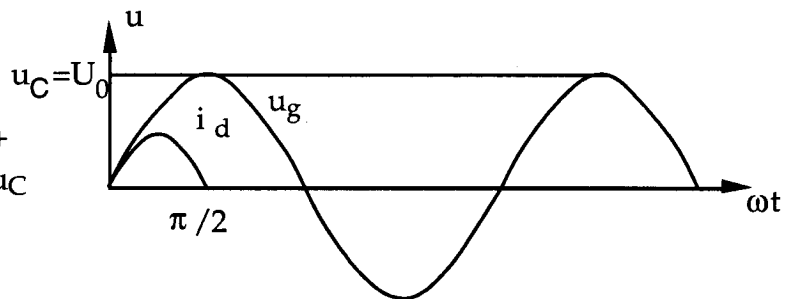
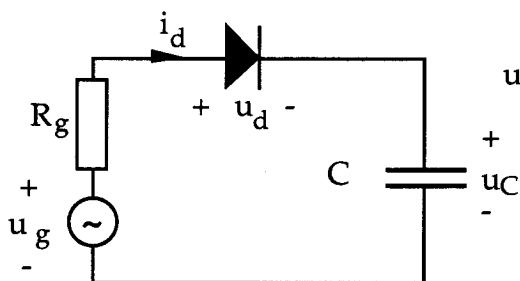
$$u_{DC} = \frac{1}{T} \int_0^{\frac{T}{2}} U_0 \sin \omega t \, dt = \frac{U_0}{\pi}$$

Eftersom belastningen är rent resistiv blir:

$$I_{DC} = \frac{I_0}{\pi} = \frac{U_0}{\pi R}$$

Halv vågslikriktning, kapacitiv belastning.

Kretsen visas i figur 2 a och kurvformerna i figur 2 b.



Figur 2a.

Figur 2b.

Låt oss starta analysen vid $\omega t = 0$ och ökande värde på den påtryckta spänningen. Likriktaren, som antages ideal, kan då betraktas som en kortslutning och hela spänningen ligger över kondensatorn. Strömmen genom kondensatorn erhålles som:

$$i_c = C \frac{du_c}{dt} \quad \text{där}$$

$$u_c = U_0 \sin \omega t \quad (0 \leq \omega t \leq \pi/2).$$

Då

$$i_c = i_d \quad \text{blir}$$

$$i_d = C \frac{d(U_0 \sin \omega t)}{dt} = CU_0 \omega \cos \omega t \quad \text{och då}$$

$$\omega C U_0 = \frac{U_0}{\frac{1}{\omega C}} = I_0 \quad \text{blir}$$

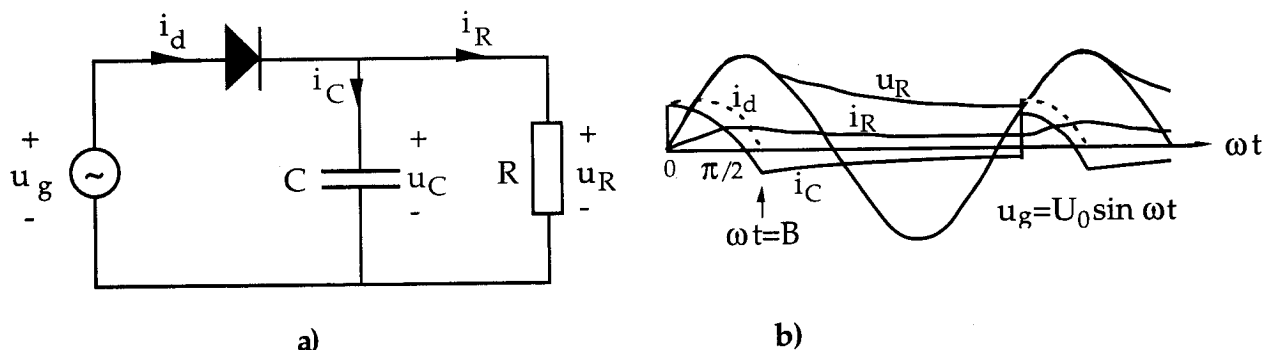
$$i_d = I_0 \cos \omega t \quad (0 \leq \omega t \leq \pi/2).$$

Enligt uttrycket ovan för strömmen skulle denna ögonblickligen stiga från noll till I_0 ($\cos \omega t = 1$) vilket inte är fysikaliskt realiserbart i en praktisk krets på grund av närvaron av små induktanser.

Enligt figur 2 b stiger spänningen, u_C , över kondensatorn till U_0 under första kvartperioden. Vid $\omega t = \pi/2$ uppträder nya villkor. Diodens backresistans (idealt betraktar vi den som ett avbrott) hindrar spänningen över kondensatorn att följa den avtagande påtryckta spänningen. Då negativa värden på strömmen i_C ej kan förekomma går strömmen tydligen mot noll och först om amplituden på den påtryckta spänningen stiger över kondensatorspänningen flyter åter ström.

Halvvågslikriktning, RC-belastning.

Kondensatorn C laddas upp under en del av de positiva halvperioderna med strömmen i_C och laddas ur genom R under den andra delen av perioden (figur 3 a och b).



Figur 3. Upp- och urladdning av kondensator.

Ur Kirchhoffs lagar erhålles för strömmarnas ögonblicksvärden:

$$i_d = i_C + i_R$$

$$i_d = 0 \Rightarrow i_C = -i_R$$

Låt oss utgå från ett ögonblick då den påtryckta spänningen är noll och har positiv derivata. Antag också att kondensatorn är oladdad. Likriktaren leder och kan idealt betraktas som en kortslutning. Den påtryckta spänningen ligger således direkt över resistansen och kapacitansen och ökar sinusformat. Strömmarna kan beräknas ur:

$$i_C = C \frac{du_g}{dt}$$

$$i_R = \frac{u_g}{R} \quad \text{där} \quad u_g = U_0 \sin \omega t \quad \text{dvs}$$

$$i_C = CU_0\omega \cos \omega t \quad (0 \leq \omega t \leq B) \quad (\text{Beträffande } B \text{ se figur 3b})$$

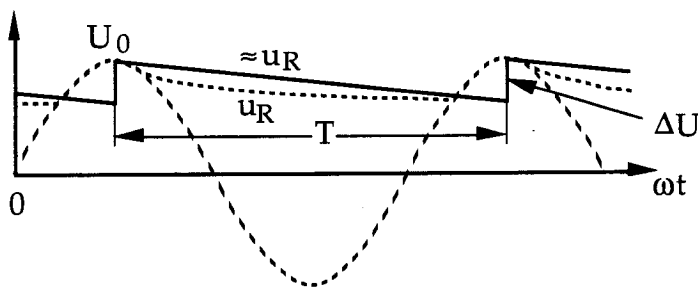
$$I_R = \frac{U_0}{R} \sin \omega t \quad (0 \leq \omega t \leq B) \quad \text{och}$$

$$i_d = CU_0\omega \cos \omega t + \frac{U_0}{R} \sin \omega t \quad (0 \leq \omega t \leq B)$$

Alla tre strömmarna är positiva under den första kvartperioden då dioden leder. För $\omega t = \pi/2$ passerar strömmen i_c genom noll, blir negativ och till beloppet lika med i_R , vidare är $i_d = 0$. Urladdningen av kondensatorn sker genom R och är givetvis exponentiell och bestämt av tidskonstanten RC och fortsätter tills dioden åter börjar leda.

Det kan observeras (figur 3b) att spänningen över resistansen, u_R , varierar nu mycket mindre än i fallet med enbart resistiv belastning (figur 1b). Tiden under vilken dioden leder, däremot, har kortats ned. Detta betyder att toppströmmen genom dioden har ökat då dioden genomsnittligt måste föra samma ström som belastningsmotståndet R. Dioden måste alltså tåla korta, höga strömpulser och dessutom tåla en backspänning som är nästan $2 U_0$.

I den följande behandlingen gör vi två approximationer nämligen att urladdningen av kondensatorn sker linjärt och att uppladdningen sker ögonblickligen (Se figur 4).



Figur 4. Idealiserad urladdningskurva.

Detta betyder att belastningsströmmen erhålles från kondensatorn under hela perioden och att belastningsströmmen är konstant på grund av den antagna linjära urladdningen. Urladdningsströmmen från kondensatorn och den genomsnittliga belastningsströmmen kan alltså sättas lika dvs:

$$I_{DC} = C \frac{\Delta U}{\Delta t} = C \frac{\Delta U}{T}$$

Löses ΔU erhålles:

$$\Delta U = \frac{I_{DC} \cdot T}{C}$$

eller då $T = \frac{1}{f}$ (f är den påtryckta växelspänningens frekvens)

$$\Delta U = \frac{I_{DC}}{fC} = \frac{U_{DC}}{fRC}$$

Enligt figur 4 bör medelvärdet av U_{DC} kunna skrivas:

$$U_{DC} = U_0 - \frac{\Delta U}{2} \quad \text{eller}$$

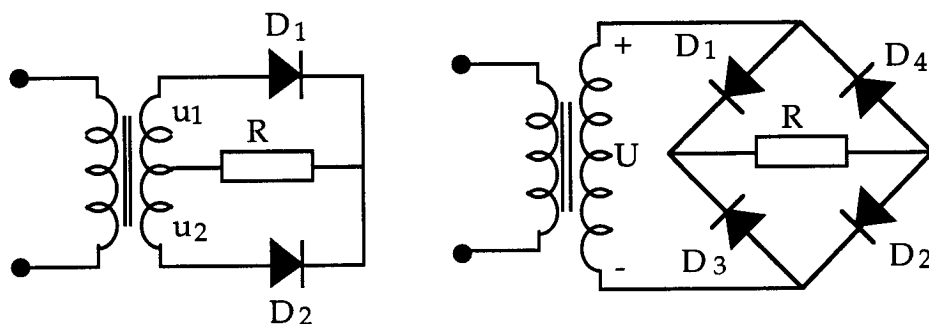
$$U_{DC} = U_0 - \frac{U_{DC}}{2fRC} \quad \text{dvs}$$

$$U_{DC} = \frac{U_0}{1 + \frac{1}{2fRC}}$$

Från ovanstående resonemang är det uppenbart att utspänningen är starkt beroende av den uttagna belastningsströmmen. Ju större denna är, ju mer hinner spänningen sjunka mellan strömpåfyllningar och ju större blir således fluktuationerna i utspänningen. Utspänningen kan tänkas bestå av en likspänningskomponent överlagrad av en sågtandsformad växelspänningskomponent (brusspänning, rippel).

Helvågslikriktning.

Vid halvågslikriktning utnyttjar man bägge halvperioderna och behöver då två dioder och en transformator med mittuttag (se figur 5a). När växelspänningen på sekundärlindningens översida ökar i positiv riktning i förhållande till mittuttaget, ökar spänningen på undersidan i negativ riktning. Dioderna leder under varannan halvperiod.



a) b)
Figur 5. Kopplingar för halvågslikriktning.

En alternativ halvågslikriktare, en sklikriktarbrygga, visas i figur 5b. Här behövs bara en sekundärlindning men däremot fyra dioder. När U är positiv, matas ström till belastningen via D_1 och D_2 . När U är negativ, leds strömmen genom D_3 och D_4 .

Resistiv belastning

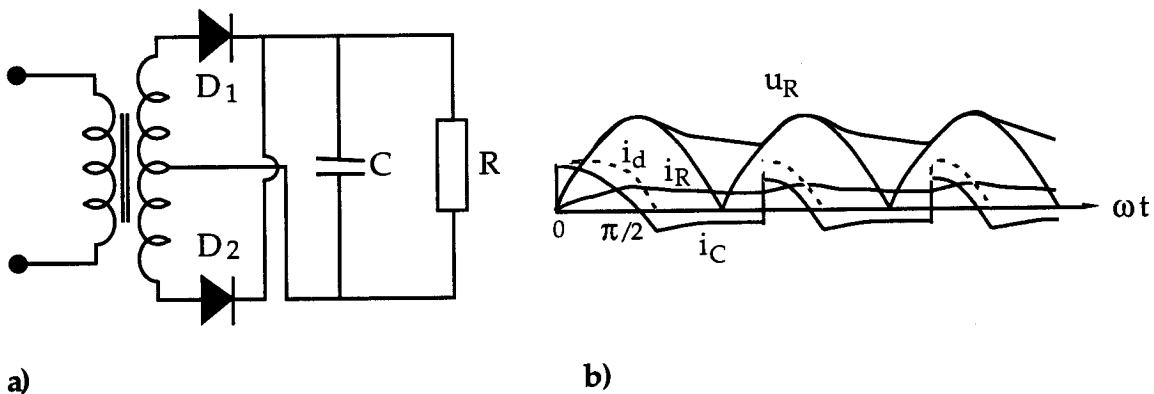
Skillnaden från halv vågslikriktning är att medelvärdena för den likriktade strömmen och spänningen blir dubbelt så stora. Således:

$$U_{DC} = \frac{2}{\pi} U_0 \quad \text{och}$$

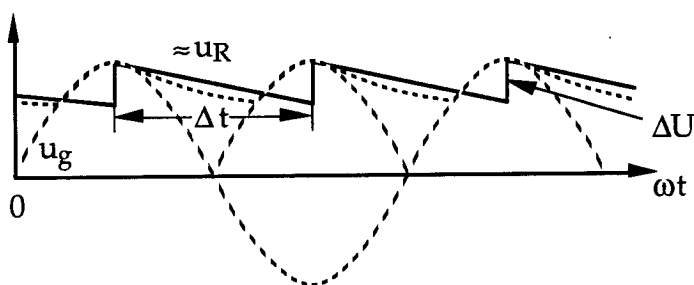
$$I_{DC} = \frac{2}{\pi} \frac{U_0}{R} = \frac{2}{\pi} I_0$$

RC-belastning

Fallet har förut behandlats för halv vågslikriktning men vissa skiljaktigheter uppstår här. Antag vi har en likriktare av den typ som visas i figur 6 a. Förhållandena under den första halvperioden är identiska med föregående fall av RC-belastning. (Se figur 6b.)



Figur 6. Helvågslikriktning med RC-belastning.



Figur 7.

Den påtryckta spänningen ligger över R och C några ögonblick efter det att $\omega t = \pi/2$. När i_d blir noll slutar dioden att leda, och kapacitansen bibehåller genom urladdning belastningsströmmen genom R. Den fortgår tills den påtryckta spänningen blir större än spänningen över R och C. Om D_1 leder under första halvperioden blir det D_2 som levererar ström under andra halvperioden. Vid beräkning av spänningsfluktuationen över belastningen använder vi samma approximationer som förut. Den enda skillnaden är att tiden Δt (figur 7) blir hälften så lång som förut.

Således:

$$I_{DC} = C \frac{\Delta U}{\Delta t}$$

$$\Delta U = \frac{I_{DC} \Delta t}{C}$$

och från figur 7:

$$\Delta t = \frac{T}{2} = \frac{1}{2f}$$

där f är den påtryckta växelspänningens frekvens.
Vidare är

$$I_{DC} = \frac{U_{DC}}{R}$$

varför

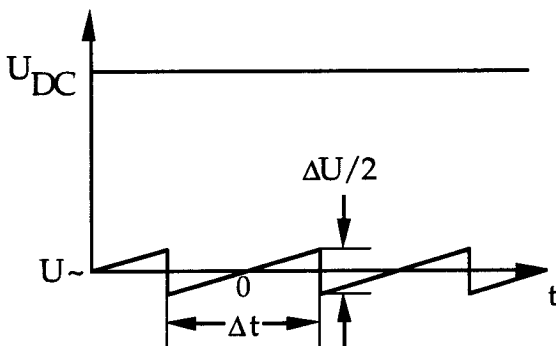
$$\Delta U = \frac{U_{DC}}{2fRC}$$

Då

$$U_{DC} = U_0 - \frac{\Delta U}{2}$$

blir

$$U_{DC} = \frac{U_0}{1 + \frac{1}{4fRC}}$$



Figur 8.

Den sågtandade spänningen över belastningen är en approximation av den verkliga kurvan. Den approximativa kurvan kan uppdelas i två komponenter varav den ena har medelvärdet U_{DC} . Den andra komponenten har sågtandsform och dess medelvärde är noll (figur 8).

För att finna effektivvärdet av denna växelspanning kan vi förfara på följande sätt. Växelspanningens tidsberoende uttryckes genom ekvationen:

$$U_{\sim} = -\frac{\Delta U}{\frac{\Delta t}{2}} \cdot t = -\frac{\Delta U}{\Delta t} \cdot t \quad \text{där} \quad -\frac{\Delta t}{2} \leq t \leq \frac{\Delta t}{2}$$

Effektivvärdet kan nu definitionsmässigt erhållas som:

$$U_{r,eff} = \sqrt{\frac{\Delta t}{2} \int_0^{\frac{\Delta t}{2}} \left(-\frac{\Delta U}{\Delta t}\right)^2 dt}$$

och då blir

$$U_{r,eff} = \sqrt{\frac{2(\Delta U)^2}{\Delta t (\Delta t)^2} \left[\frac{t^3}{3} \right]_0^{\frac{\Delta t}{2}}} = \sqrt{\frac{2(\Delta U)^2 (\Delta t)^3}{(\Delta t)^3 \cdot 3 \cdot 8}} = 0,58 \frac{\Delta U}{2}$$

oberoende av perioden. Härur kan "ripple"-faktorn γ definieras som:

$$\gamma = \frac{U_{eff}}{U_{DC}} \quad \text{och beräknas till}$$

$$\gamma = \frac{0,58 \frac{\Delta U}{2}}{U_{DC}} = 0,29 \frac{\Delta U}{U_{DC}}$$

För halvågslikriktning hade vi relationen för ripplefaktorn γ :

$$\frac{\Delta U}{U_{DC}} = \frac{1}{2fRC} \quad \text{och således}$$

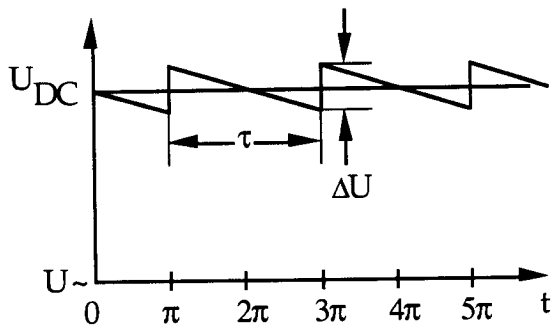
$$\gamma_{helvåg} = \frac{0,29}{2fRC}$$

För halvågslikriktning erhålles på motsvarande sätt:

$$\frac{\Delta U}{U_{DC}} = \frac{1}{fRC} \quad \text{och således}$$

$$\gamma_{halvvåg} = \frac{0,29}{fRC}$$

Det kan påpekas att dessa beräkningar helt baseras på approximationen med sågtandsvågformen.



Figur 9.

"Ripple" faktorn beräknad enligt föregående får betraktas som den totala "ripple" faktorn eftersom hela den aktuella växelspanningskurvan användes. En Fourierutveckling av utspänningen (figur 9) ger:

$$U(\alpha) = U_{DC} + \frac{\Delta U}{\pi} \left(-\sin \alpha + \frac{1}{2} \sin 2\alpha - \frac{1}{3} \sin 3\alpha + \frac{1}{4} \sin 4\alpha + \dots \right)$$

Expansionen är oberoende av sågtandspänningens period och har samma form för både halv- och halvågslikriktning. För halvågslikriktning är $\tau = T$ och $\alpha = \omega t$ där ω är vinkelfrekvensen för den påtryckta växelspanningen. För halvågslikriktning är $\tau = T/2$ och således $\alpha = 2\omega t$. Ripplefaktorn för fundamentalkomponenten blir nu:

$$\gamma_{fund} = \frac{0.707 \Delta U}{\pi U_{DC}} = 0.225 \frac{\Delta U}{U_{DC}}$$

Amplituden för sågtandspänningens fundamentalkomponenter blir för halv- och halvågslikriktning:

$$u_0 = 2I_{DC} \frac{1}{\omega C} \quad \text{respektive} \quad u_0 = 2I_{DC} \frac{1}{2\omega C}$$

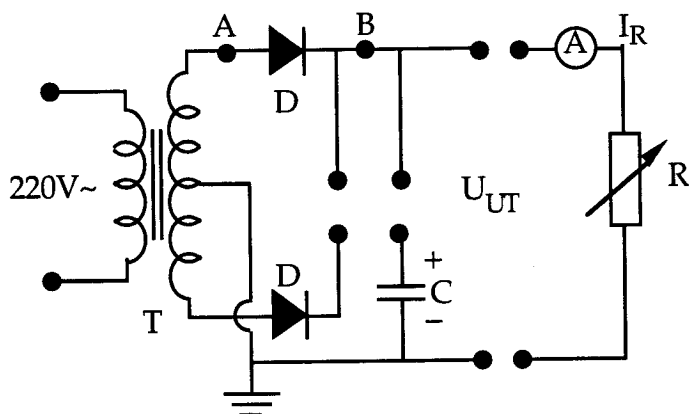
Dessa uttryck är mycket användbara för beräkning av brum från likriktare med filterkretsar.

Uppgift 1.

Vid laborationen används en transformator för primärspänningen 220 V och sekundärspänningen 2×10 V. Transformatorn är på sekundärkretsen försedd med en säkring på 1000 mA (Se upp för primärspänningen, den är 220 V!)

Mät upp transformatorns sekundärspänningar. Vad blir den?
svar:

Med en uppkoppling enligt figur 10 kan halv- och helvågsl riktnig studeras.



Figur 10. Koppling för hel- och halvågsl riktnig

- T = Transformator med lamineradkärna.
- D = kiseldioder 10 D1 eller IN4007.
- C = kondensator 0,1 μ F eller 1000 μ F
- A = amperemeter
- R = variabelt effektmotstånd 120 Ω eller 240 Ω .

Uppgift 2. Undersökning av utspänningen u_{ut} (öppen utgång).

Gör en uppkoppling enligt figur 10 utan att koppla in effektmotståndet R och amperemetern A. Koppla in oscilloskopet (läge DC) till punkterna A (Y1) och B (Y2) och studera kurvformen hos utspänningen för följande fyra fall (både halv- och helvågsl riktnig).

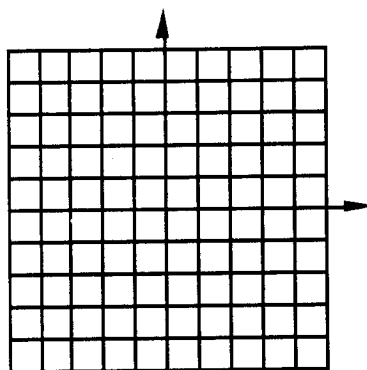
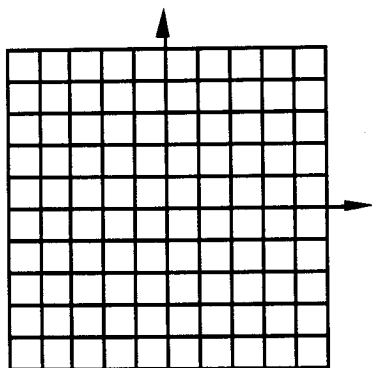
- a utan kondensator C
- b med $C_1 = 0,1 \mu$ F
- c med $C_2 = 1000 \mu$ F (observera polaritet hos C!)
- d med $C_2 = 1000 \mu$ F och oscilloskopets kanal Y_2 i läge AC

På nästa sida skall Du rita skalensliga figurer över utspänningens kurvform. Alla tidsaxlar skall ha samma gradering så att sammanhörande tider står rakt under varandra.

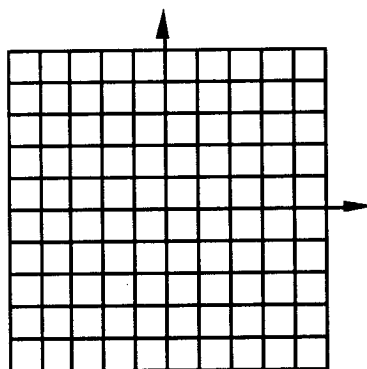
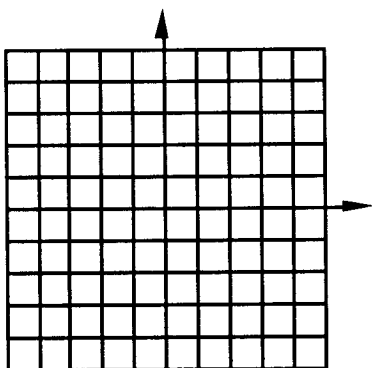
Halvvågslikriktning

Helvågslikriktning

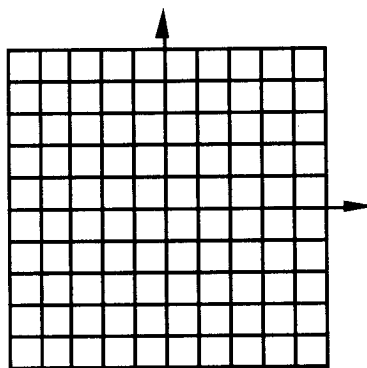
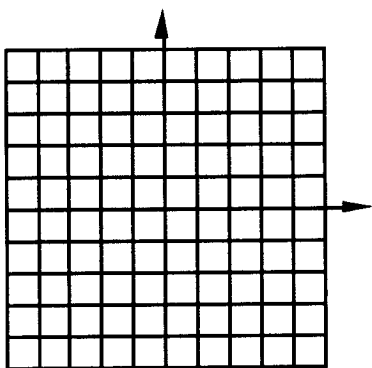
a)



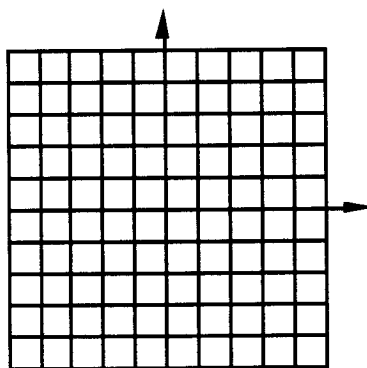
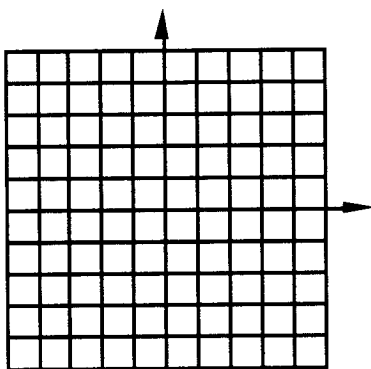
b)



c)



d)

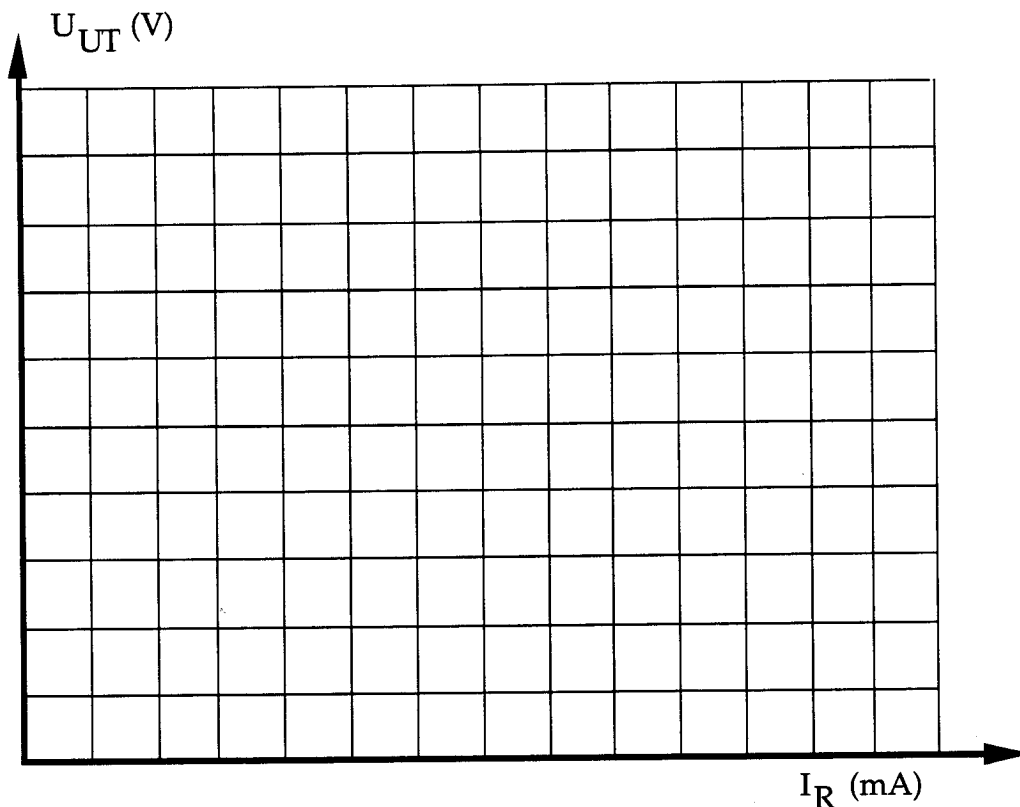


Vad beror skillnaden mellan fall b och c på?
Svar:

Uppgift 3. Stabilitet hos utspänningen.

Utspanningens variation med belastningen skall undersökas. Koppla upp en halvågslikriktare enligt figur 10 med glättningskondensator $C = 1000 \mu\text{F}$ inkopplad.

Mät utspänningen U_{UT} som funktion av belastningsströmmen I_R . Variera I_R från 0 till 800 mA. Mät U_{UT} med höghögig voltmeter. Börja med maximalt värde på R.



Uppgift 4. Rippel (växelspänningskomponenten).

I läge växelspänning (AC) mäter en voltmeter i regel toppvärdet eller tidsmedelvärdet (beroende på konstruktion) av den likriktade växelspänningskomponenten, men är *graderad i effektivvärde för sinusformad växelspänning*.

Mät med oscilloskop och *true r.m.s visande voltmeter* upp rippel för halvågslikriktare i uppgift 3 vid belastningsströmmarna 0, 300 mA, 500 mA och 800 mA.

I_R (mA)	0	300	500	800
ΔU_{pp} (osc.)				
ΔU_r (true r.m.s.)				

Vad händer med ripplet när belastningsströmmen ökar?

Svar:

Hur ändras förhållandet mellan dem?

Svar:

Varför?

Svar:

Jämförelse teori-experiment

Mätning	U_{DC} (V)				Definition
"	I_R (mA)	300	500	800	
"	γ				$\frac{U_{r\text{ eff}}}{U_{DC}}$
Teori	$\gamma_{\text{sågtand}}$				$\gamma_{\text{sågt}} = \frac{0.29}{2fRC}$
"	γ_{fund}				$\gamma_{\text{fund}} = \frac{0.225}{2fRC}$
"	U_{DC}				$U_{DC} = \frac{U_0}{1 + \frac{1}{4fRC}}$

OBS! $f = 50$ Hz. $U_{r,\text{eff}}$ = Rippelspänningens effektivvärde.

Varför är $\gamma_{\text{uppmätt}}$ lägre än enligt teorin? Mätfel eller alltför grov teori? Kommentera:

Kommentar:

Ripplet kan minska genom att en RC-länk inkopplas efter C. Hur? Rita!

Undersök om man kan mäta rippet hos ett kommersiellt lågspänningsaggregat med hjälp av oscilloskop eller voltmeter. Koppla in ett effektmotstånd så att belastningsströmmen blir lämplig.

Resultat:

Vad är rippet enligt bruksanvisningen för lågspänningsaggregatet (Se ET 0.)?
(Ange även fabrikat och modell)

Svar:

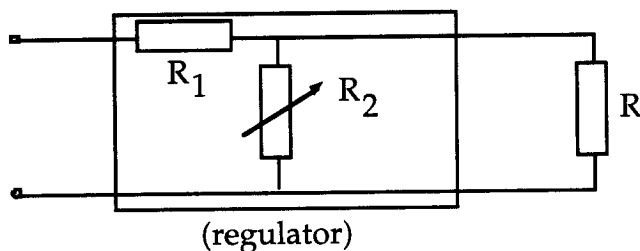
Undersökning av likriktare med stabilisering.

Allmänt: Elektronikkretsar fordrar i allmänhet en stabil likspänning som är i stort sett oberoende av nätspänningsvariationer och variationer i den uttagna belastningsströmmen och som dessutom har lågt rippel. Vanligen använder man sig av en s.k. stabiliserad likriktare bestående av en vanlig halvågslikriktare och en spänningsregulator (figur 11).



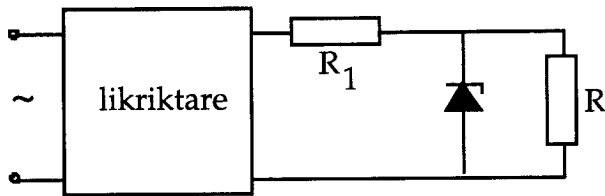
Figur 11. Stabiliserad likriktare,

Regleringen kan vara av två typer; parallell- eller seriereglering. Principen för parallellregleringen framgår av Figur 12.

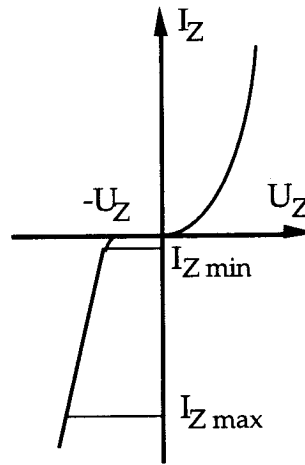


Figur 12. Principen för parallellreglering.

Ökar inspänningen från likriktaren minskar R_2 's resistans. Detta orsakar en ökning av den totala strömmen vilket orsakar ett ökat spänningsfall över R_1 och spänningen över R kan hållas nära oförändrad. Vid en minskning av inspänningen däremot ökar R_2 's resistans vilket minskar den totala strömmen, och därmed spänningsfallet över R_1 . Varierande belastning kan också orsaka spänningsvariationer. Ökar exempelvis belastningsmotståndet R måste R_1 minskas, minskar R måste R_2 öka. I sin enklaste form kan en parallellreglering bestå av ett motstånd R_1 och en zenerdiod (figur 13.).



Figur 13. a) Reglering med zenerdiod



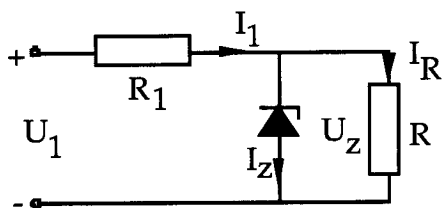
b) Zenerdiodkaraktistik.

Man utnyttjar här zenerdiodens egenskap att ge ett konstant spänningsfall oberoende av den ström som flyter genom den. Zenerdioden har en dubbelroll, den har både en kännande och en reglerande funktion. Ökar spänningen över belastningen genom att nätspänningen eller belastningsresistansen ökar så ökar backspänningen över zenerdioden vilket betyder att strömmen genom zenerdioden blir större och orsakar ökat spänningsfall över R_1 . Vid en minskning av nätspänningen eller resistansen reduceras spänningen över belastningen vilket ger minskad zenerström och minskat spänningsfall över R_1 .

Zenerdioden har mycket begränsad strömkapacitet vilket gör att metoden är lämplig när måttliga krav ställs på regleringen och vid låga effekter (några watt). Den begränsade strömkapaciteten kan avhjälpas genom parallellkoppling av flera zenerdioder. Utimpedansen från ett spänningsaggregat med zenerdiodstabilisering blir lika med diodens differentiella resistans som normalt är några tiotal ohm. Zenerdioden är kommersiellt tillgänglig med zenerspänningar från ca 2 V till 500 V.

Zenerdiodstabilisering. (Parallellreglering.)

Vi skall nu närmare studera dimensioneringen av en stabiliseringskrets med zenerdiod. Beträffande beteckningar, se figur 13 c.



Figur 13c.

Likspänningen U_1 måste vara större än zenerspänningen U_Z . Följande ekvationer kan ställas upp:

$$U_1 = I_1 R_1 + U_Z$$

$$I_1 = I_R + I_Z$$

$$I_R = \frac{U_Z}{R}$$

Ur dessa ekvationer erhålles:

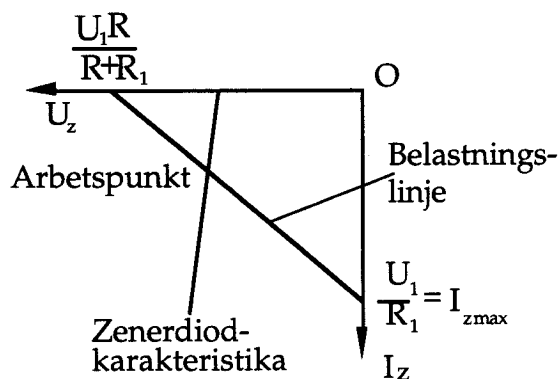
$$I_Z = \frac{U_1}{R_1} - \left(\frac{1}{R} + \frac{1}{R_1} \right) U_Z$$

Belastningslinjen har således lutningen:

$$- \left(\frac{1}{R} + \frac{1}{R_1} \right)$$

och skär U_Z -axeln vid

$$U_Z = \frac{R}{R + R_1} U_1 \quad (\text{Se figur 14})$$



Figur 14.

Om lutningen på belastningslinjen är tillräckligt liten, dvs om R och R_1 är stora nog, kommer U_2 att variera mycket litet jämfört med variationer i U_1 . En förutsättning är dock att belastningslinjens skärning med den statiska karakteristikan ligger i zenerområdet. För att detta skall gälla krävs att:

$$U_Z < \frac{U_1}{1 + \frac{R_1}{R}} \quad \text{som kan skrivas:}$$

$$\frac{R_1}{R} < \frac{U_1}{U_Z} - 1 \quad \text{eller}$$

$$R > \frac{R_1}{\frac{U_1}{U_Z} - 1}$$

Resistansen R_1 måste vara tillräckligt liten så att olikheten ovan är uppfylld. En lägre gräns för R_1 sätts emellertid av den maximala effekt som kan tillåtas för zenerdioden. Maximal effekt äger rum för minimal belastning och blir:

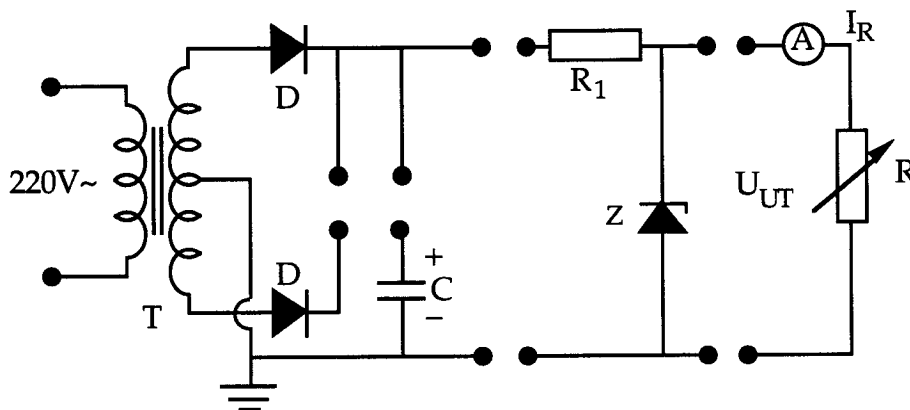
$$U_Z \frac{U_1 - U_Z}{R_1} \quad \text{för} \quad R = \infty$$

En övre gräns för R_1 sätts av att tillräcklig ström

$$I_Z^{\min} = \frac{U_1 - U_Z}{R_1} (> 10 \text{ mA})$$

flyter genom Zenerdioden.

Uppgift 5. Undersök ett zenerdiodstabiliserat likriktaraggregat enligt figur 15.



Figur 15: Zenerdiodstabiliserat likriktaraggregat (parallellreglering)

T = transformator.

D = kiseldioder 10 D1 eller motsvarande

C = kondensator 1000 μ F

R_1 = motstånd 4,7 Ω

Z = zenerdiod 10 Z 8,2 med kylplåt på platta

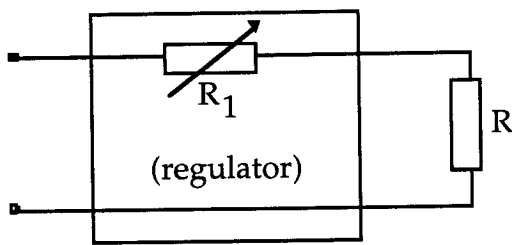
R = variabelt effektmotstånd 120 Ω eller 240 Ω .

Stabilitet m.a.p. belastningen

Mät U_{UT} för belastningsströmmar I_R från 0 - 800 mA

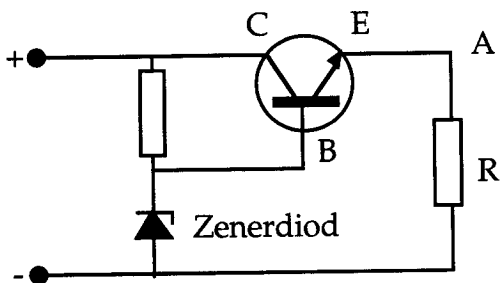
Transistorstabilisering. (Seriereglering.)

Principen för seriereglering framgår av figur 16. En variabel resistans placeras i serie med belastningsresistansen, vilket är en effektivare metod än parallellregleringen.



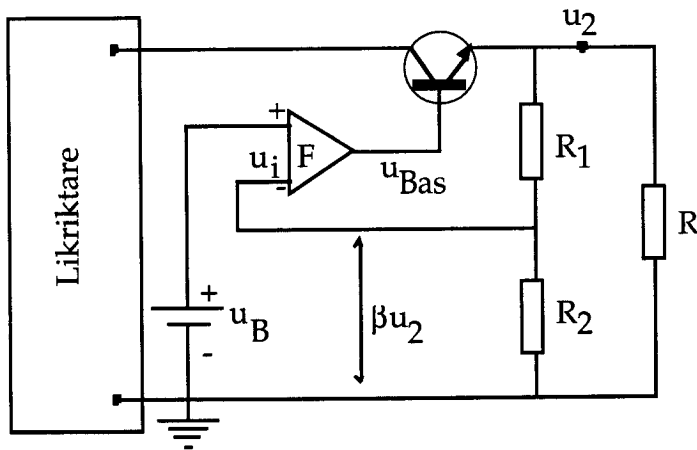
Figur 16. Principen för seriereglering

En ökning i nätspanningen eller i belastningsmotståndet R ökar spänningen över belastningen. Detta skall motverkas genom att serieresistansen R_1 ökar, vilket ger större spänningsfall över R_1 . R_1 måste alltså styras på något sätt så variationer i belastningsspänningen motverkas. Figur 17 visar hur en transistor kan användas inte bara som ett känsligt variabelt motstånd utan också för att ge en förstärkande effekt.



Figur 17. Transistor kopplad för seriereglering.

Zenerdioden håller transistorens bas på en relativt hög, konstant potential. Bas-emitterdioden är framspänd genom att basen har högre potential än emittern. Varje ändring i inspänning eller belastningsmotstånd (R) resulterar i att potentialen i punkt A ändras, vilket i sin tur betyder att bas-emitter spänningen ändras. Ökar potentialen i punkten A minskar förspänningen av bas-emitter dioden, vilket minskar strömmen genom transistoren. Mindre ström genom transistoren resulterar i ett ökat inre motstånd och följaktligen ett motsvarande ökat spänningsfall över transistoren. Detta ökade spänningsfall eliminerar potentialökningen i punkt A. Vid för låg potential i punkten A ökar framspänningen över emitter-basdioden, transistorströmmen ökar, det inre motståndet reduceras och spänningsfallet över transistoren minskar. Spänningssänkningen i A motverkas.



Figur 18. Krets för seriereglering.

Ett vanligt arrangemang för spänningsstabilisering visas i figur 18. Utspänningen över belastningen R jämföres med en referensspänning, lämpligen en zenerdiod (i figuren ett batteri). I denna koppling är utimpedansen mycket lägre än i parallellregleringen som vi studerade tidigare.

En eventuell felsignal kopplas efter förstärkning till basen av serietransistorn i avsikt att reglera utspänningen.

Betrakta transistorn som en emitterföljare (GK) med förstärkningen $F = 1$. Då blir

$$u_{\text{Bas}} = u_2 \quad \text{där} \quad u_{\text{Bas}} = F u_i.$$

Vidare är

$$u_i = u_B - \beta u_2 \quad \text{och} \quad \beta = \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$

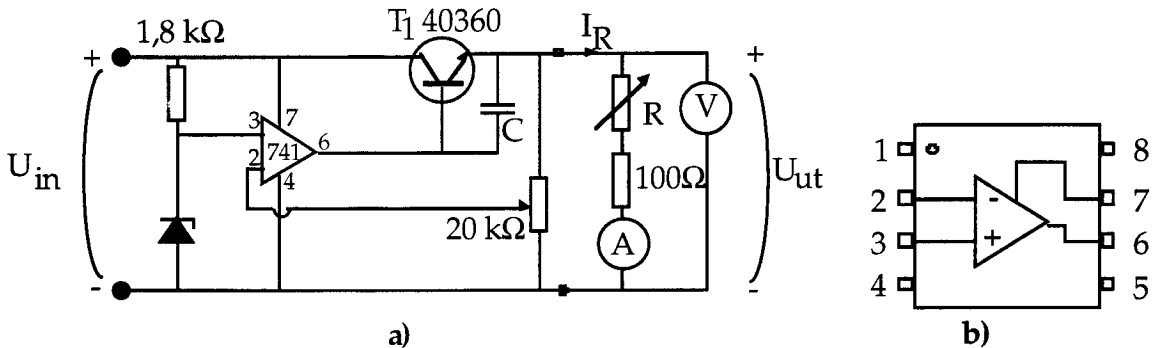
Av ekvationen

$$F(u_B - \beta u_2) = u_2 \quad \text{följer då att} \quad u_2 = u_B \frac{F}{1 + \beta F}$$

Den fysikaliska orsaken till den åstadkomna spänningsregleringen är att exempelvis en ökning i likriktarspänningen uppträder över transistorens kollektor-emitter så att utspänningen blir relativt konstant. Ökningen i likriktarspänningen ger en liten ökning i utspänningen och denna ökning ger en signal som minskar strömmen genom transistorn. Emitterföljaren ger den erforderliga strömförstärkningen. Utspänningen u_2 kan ändras genom påverkan av β .

Uppgift 6.

Du skall koppla upp en serieregulator med variabel utspänning enligt figur 19 på Din kopplingsplatta.



Figur 19: a) Serieregulator med variabel utspänning b) μ A 741-kapsel sedd ovanifrån

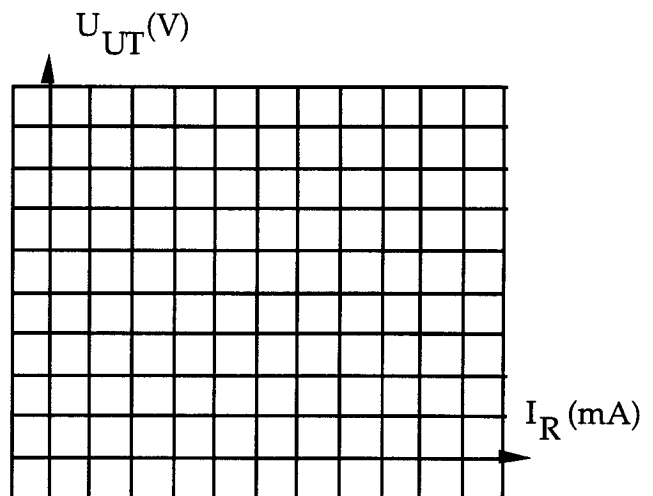
Som oreglerad inspänning U_{in} använder Du den glättade likspänningen från likspänningsaggregatet. R är ett variabelt effektmotstånd på 120Ω . Som operationsförstärkare och serietransistor använder Du en 741:a resp en 40360. Referensspänning fås från en 3,3 V Zenerdiod BZX55C-3V3. Om zenerdioder skall användas för att erhålla en referensspänning brukar man normalt välja zenerspänning ≈ 6 V, då dessa dioder har minst temperaturkoefficient och låg differentiell resistans. (Det finns även särskilda temperaturkompenserade referenzenerdioder). För vårt ändamål går dock 3,3 V-dioden bra.

Kopplingen har en tendens att självsvänga (det kan Du inte se utan oscilloskop), vilket Du här kan förhindra genom att sätta dit en kondensator på ca 10 nF mellan bas och emitter på serietransistorn.

$$U_{ut} = U_0 + \frac{dU}{dI} I_R$$

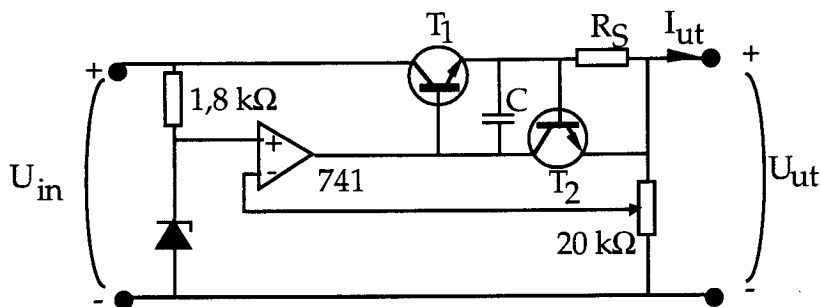
Mätningar: Mät upp inom vilket område U_{ut} kan varieras vid lägsta belastning. Ställ sedan in $U_{ut} = 8$ V och mät upp och rita ett diagram över $U_{ut} = f(I_R)$. Bestäm härur regulatorns differentiella utresistans (inre resistans), r_i . Observera att 40360:s maximala kollektorström är 700 mA, så *var försiktig*, regulatorn är inte kortslutningssäker.

I_R (mA)	U_{ut} (V)



Uppgift 7.

Inför nu en strömbegränsning genom transistorn T2 (BC237B). En svaghet hos serieregleringen är att en kortslutning av utgången kommer att medföra att serietransistorn utsätts för så hög förlusteffekt, att den omedelbart går sönder. Ofta blir resultatet att kortslutning uppstår mellan emitter och kollektor i serietransistorn, varför hela den oreglerade inspanningen tillförs lasten med förödande följder. Reglerade likriktare utrustas därför oftast med strömbegränsning för skydd av serietransistorn vid t ex oavsiktlig kortslutning av utgången. Figur 20 visar ett exempel på hur strömbegränsningen av den enkla serieregulatorn i figur 19 kan utföras.



Figur 20. Serieregulator med strömbegränsning.

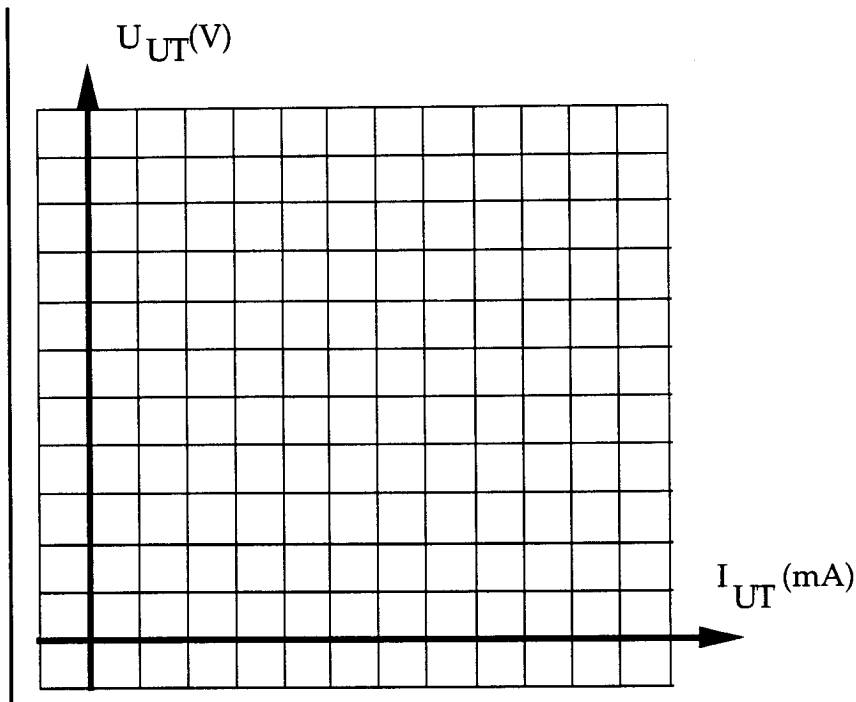
Transistorn T_2 är normalt strypt, men när spänningsfallet över R_S når upp till knäspänningen, dvs ca 0,6 V för en Si-transistor, börjar T_2 leda. Kollektoremitterspänningen U_{CE2} hos T_2 blir härvid mycket låg och när den blir mindre än ca 0,6 V börjar T_1 strypas. Den uttagna strömmen I kommer därför ej att kunna överstiga det värde, som gör att T_2 börjar leda.

Beräkna R_S så att I_{UT} blir maximalt ca 20 mA. Vad blir då den ungefärliga maximala effektutvecklingen i T_1 ?

Svar:

$$R_S = \dots\dots\dots \quad P_{Tr1} = \dots\dots\dots$$

Mätning: Mät $U_{UT} = f(I_{UT})$. Rita in i diagram. Sätt gärna dit några olika R_S och kontrollera om Du erhåller förväntat maximalt I_{UT} . Tänk på att inte överskrida den maximalt tillåtna effektutvecklingen i T_1 .

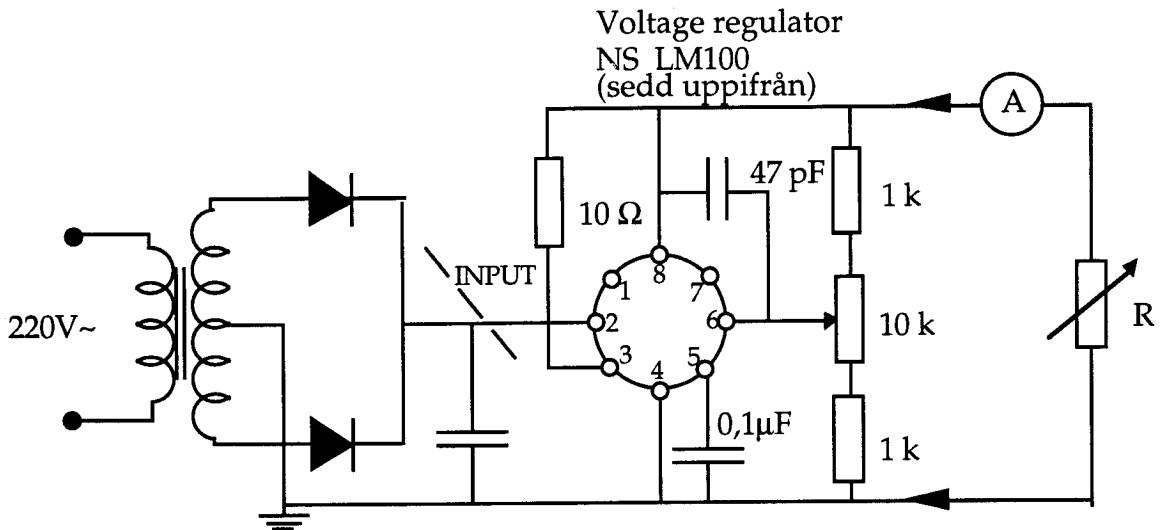


Integrerad spänningsregulator.

Spänningsregulatorer kan tillverkas som integrerade kretsar med alla de fördelar detta medför beträffande storlek, pris och flexibilitet. Integrerade spänningsregulatorer finns kommersiellt tillgängliga från mycket små spänningar upp till c:a 1000 V. Regulatorn är uppbyggd enligt liknande principer som den av diskreta komponenter uppbyggda regulatorn i föregående uppgift, dock är bland annat förstärkningen mycket högre i den integrerade varianten vilket ger bättre reglering.

Uppgift 8.

Stabilisering med hjälp av stabilisator SFC 2300 (NS LM 300), se datablad, med variabel utspänning. Kretsen byggs upp enligt figur 21



Figur 21: Koppling av stabilisator SFC 2300

Stabilitet med avseende på belastningen

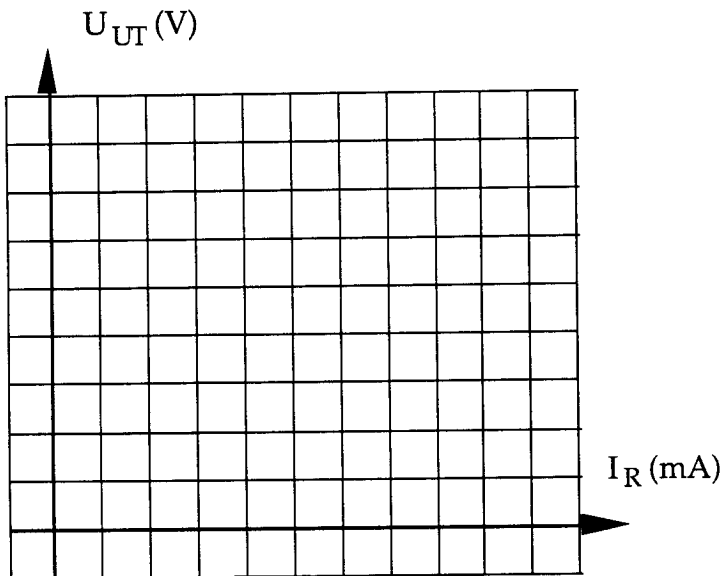
Utspanningens beroende av belastningsströmmen I_R skall studeras för två fall, dels då $U_{ut} = 10$ V och $U_{ut} = 5$ V (gäller kretsen MC 7805. se nedan) vid $I_R = 0$.

När sambandet $U_{ut} = f(I_R)$ tas upp så börja med maximalt värde på R och minska sedan R efterhand mot $R = 0$. Studera databladet för SFC 2300 och avgör om risk föreligger att strömmen genom laborierpotentiometern vid små värden på R kommer att överstiga maximalt tillåtna strömstyrkan.

Vilken är den maximalt tillåtna strömstyrkan?

Svar:

Notera för några mätpunkter i diagrammet vilket värde på R som gäller.



Vilken är förutsättningen för att man skall erhålla konstant och stabil utspänning?
Svar:

Vad är kortslutningsströmmen ?
Svar:

Mellan vilka värden bör stabilisatorkretsens inspänning ligga enligt databladet?
Svar:

Vad är inspänningen i vårt fall?
Svar:

Mellan vilka värden kan utspänningen varieras enligt datablad respektive experimentellt?
Svar:

Hur kommer utspänningen att ändras (procentuellt) enligt databladet om IC-kretsens temperatur ändras från 25°C till 70°C och belastningsströmmen hålls konstant = 10 mA?
Svar:

Det finns också spänningsaggregat som ger *fast* utspänning, t.ex. MC 7800-serien. Kretsen MC 7805 ger 5 V ut för en inspänning mellan 7 och 20 V. En sådan gör kopplingen mycket enklare än i figur 21, eftersom den ersätter alla komponenter t.h. om INPUT (förutom amperemetern och resistorn, förstås). Kretsen finns uppkopplad på en platta, och tål (med kylare) högst 1 A och 15 W, samt en högsta pålagd spänning av 35 V.

Pröva denna och rita in motsvarande kurva i grafen ovan!

LM100/LM200/LM300 voltage regulator general description

The LM100, LM200 and LM300 are integrated voltage regulators designed for a wide range of applications from digital power supplies to precision regulators for analog circuitry. Built on a single silicon chip, these devices are encapsulated in either an 8-lead, low profile TO-8 header or a 1/4 x 1/4 metal flat package. Outstanding characteristics are:

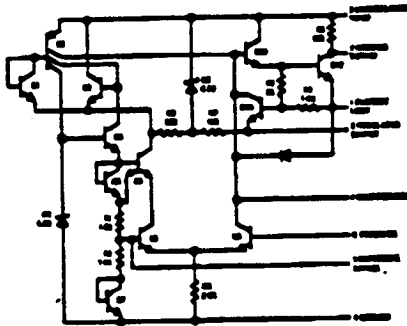
- Output voltage adjustable from 2V to 30V (LM300 adjustable from 2V to 20V)
- Better than one percent load and line regulation
- One percent temperature stability
- Adjustable short-circuit limiting
- Output currents in excess of 5A possible by adding external transistors

- Can be used as either a linear or high-efficiency switching regulator.

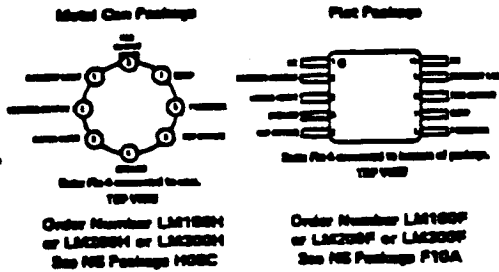
Additional features are fast response to both load and line transients, small standby power dissipation, freedom from oscillations with varying resistive and reactive loads, and the ability to start reliably on any load within rating.

The LM100 is specified for operation over the -55°C to +125°C military temperature range. The LM200 and LM300 are low cost, commercial-industrial versions of the LM100. They are identical to the LM100 except that they are specified for operation from -25°C to 85°C and from 0°C to 70°C respectively.

schematic and connection diagrams

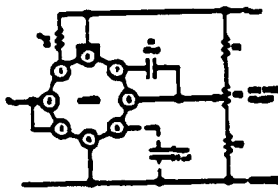


Pin connections shown are for TO-8 package

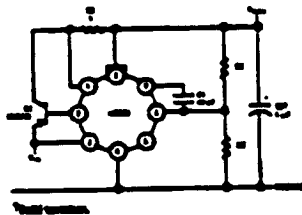


typical applications

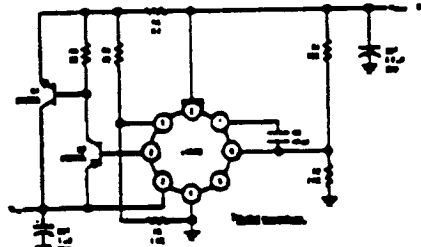
Basic Regulator Circuit



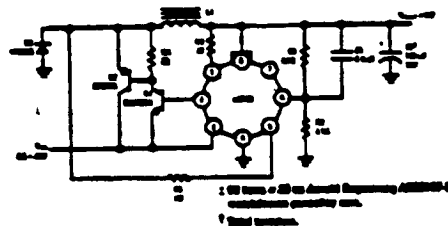
200 mA Regulator



2A Regulator With Foldback Current Limiting



4A Switching Regulator



absolute maximum ratings

Input Voltage	40V
LM100, LM200	30V
LM300	
Input-Output Voltage Differential	40V
LM100, LM200	30V
LM300	
Power Dissipation (Note 1)	500 mW
LM100, LM200	500 mW
LM300	
Operating Temperature Range	-55°C to +125°C
LM100	-25°C to +85°C
LM200	0°C to 70°C
LM300	-55°C to 180°C
Storage Temperature Range	300°C
Lead Temperature (soldering, 10 sec)	

electrical characteristics (Note 2)

PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
Input Voltage Range		8.5		40	V
LM100/LM200		8.5		30	
LM300					
Output Voltage Range		2.0		30	V
LM100/LM200				20	
LM300					
Output-Input Voltage Differential		3.0		30	V
LM100/LM200				20	
LM300					
Load Regulation (Note 3)	$R_{DC} = 0, I_O < 12 \text{ mA}$		0.1	0.5	%
Line Regulation	$V_{IN} - V_{OUT} \leq 5V$		0.1	0.2	%/V
	$V_{IN} - V_{OUT} = 5V$		0.05	0.1	%/V
Temperature Stability			0.3	1.0	%
LM100	$-55^\circ\text{C} \leq T_A \leq +125^\circ\text{C}$		0.3	1.0	
LM200	$-25^\circ\text{C} \leq T_A \leq 85^\circ\text{C}$		0.3	2.0	
LM300	$0^\circ\text{C} \leq T_A \leq 70^\circ\text{C}$				
Feedback Sense Voltage		1.83	1.7	1.81	V
Output Noise Voltage	$10 \text{ Hz} \leq f \leq 10 \text{ kHz}$		0.005		%
	$C_{REF} = 0$		0.002		%
	$C_{REF} = 0.1 \mu\text{F}$		0.1	1.0	%
Load Term Stability					
Standby Current Drain			1.0	3.0	mA
LM100/LM200	$V_{IN} = 40V$				
LM300	$V_{IN} = 30V$				
Minimum Load Current			1.5	3.0	mA
LM100/LM200	$V_{IN} - V_{OUT} = 30V$				
LM300	$V_{IN} - V_{OUT} = 20V$				

Note 1: The maximum junction temperature of the LM100 is 180°C, while that of the LM200 is 100°C, and the LM300 is 85°C. For operating at elevated temperatures, devices in the TO-3 package must be derated based on a thermal resistance of 150°C/W junction to ambient or 45°C/W junction to case. For the flat package, the derating is based on a thermal resistance of 185°C/W when mounted on a 1/16-inch-thick, epoxy-glass board with ten, 0.03-inch-wide, 2-ounce copper conductors. Peak dissipations to 1.0W are allowable providing the dissipation rating is not exceeded with the power averaged over a five second interval for the LM100 and LM200, and a two second interval for the LM300.

Note 2: These specifications apply for an operating temperature between -55°C to +125°C for the LM100, between -25°C to 85°C for the LM200 and between 0°C to 70°C for the LM300 devices for input and output voltages within the ranges given, and for a divider impedance seen by the feedback terminal of 2 kΩ, unless otherwise specified. The load and line regulation specifications are for constant junction temperature. Temperature drift effects must be taken into account separately when the unit is operating under conditions of high dissipation.

Note 3: The output currents given, as well as the load regulation, can be increased by the addition of external transistors. The improvement factor will be roughly equal to the composite current gain of the added transistors.



MOTOROLA
Semiconductors

MC78M00C SERIES THREE-TERMINAL POSITIVE VOLTAGE REGULATORS

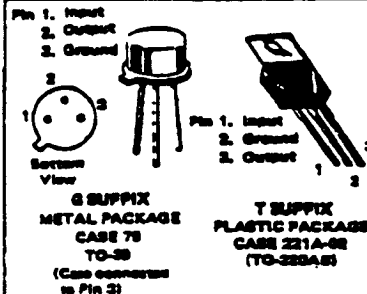
The MC78M00 Series positive voltage regulators are identical to the popular MC7800C Series devices, except that they are specified for only half the output current. Like the MC7800C devices, the MC78M00C three-terminal regulators are intended for local, on-card voltage regulation.

Internal current limiting, thermal shutdown circuitry and safe-area compensation for the internal pass transistor combine to make these devices remarkably rugged under most operating conditions. Maximum output current, with adequate heatinking is 500 mA.

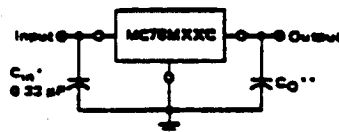
- No External Components Required
- Internal Thermal Overload Protection
- Internal Short-Circuit Current Limiting
- Output Transistor Safe-Area Compensation
- Packaged in the Plastic Case 221A-02 and Case 79 (TO-220AB and Hermetic TO-39)

MC78M00C
series

THREE-TERMINAL POSITIVE FIXED VOLTAGE REGULATORS



STANDARD APPLICATION

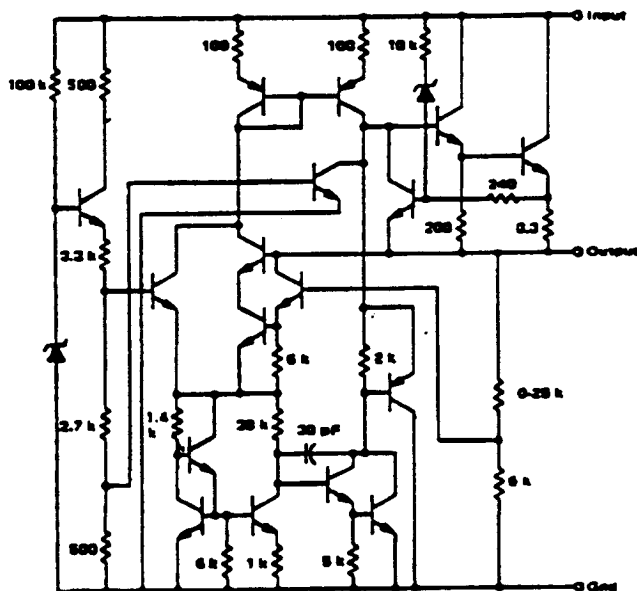


A common ground is required between the input and the output voltages. The input voltage must remain typically 2.0 V above the output voltage even during the low point on the input ripple voltage.

* - C_{in} is required if regulator is located an appreciable distance from power supply filter.

** - C_O improves stability and transient response.

REPRESENTATIVE SCHEMATIC DIAGRAM



ORDERING INFORMATION		
DEVICE	TEMPERATURE RANGE	PACKAGE
MC78M00C	T_J - 0°C to $+100^{\circ}\text{C}$	Mini Can
MC78M00CT	T_J - 0°C to $+100^{\circ}\text{C}$	Plastic Power

TYPE NO./VOLTAGE

- MC78M00C 5.0 Volts
- MC78M02C 6.0 Volts
- MC78M05C 8.0 Volts
- MC78M12C 12 Volts
- MC78M15C 15 Volts
- MC78M18C 18 Volts
- MC78M24C 24 Volts