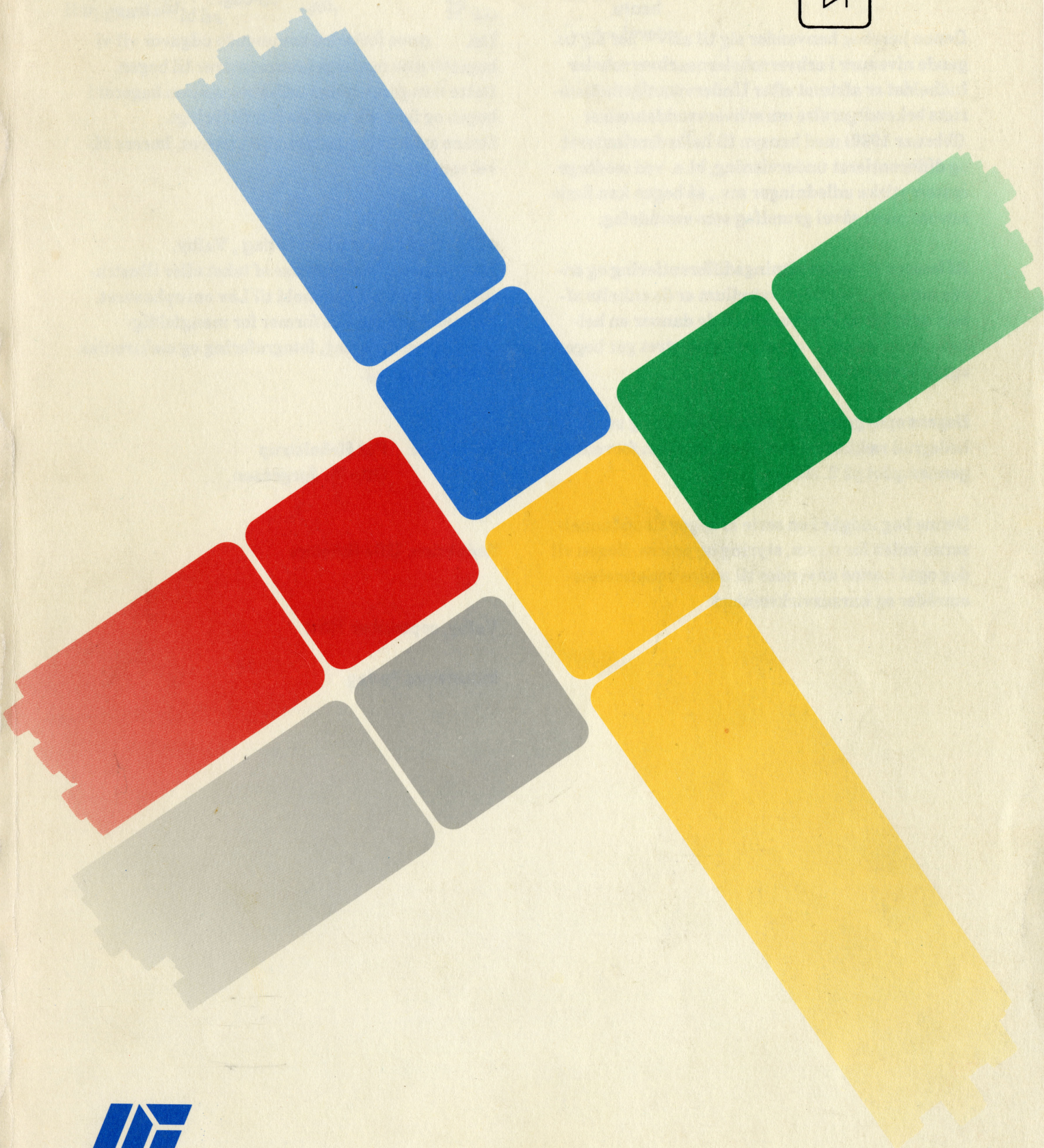
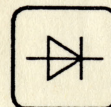


Kredsløb med passive komponenter



Industriens Forlag

Best. nr. 8452-01

Forord

Denne lærebog henvender sig til alle grundlæggende niveauer i erhversskolernes uddannelser. Indholdet er afstemt efter Undervisningsministeriets bekendtgørelse om erhvervsuddannelser (februar 1990) med hensyn til helhedsorienteret og differentieret undervisning, bl.a. ved medtage matematiske udledninger mv., så bogen kan finde anvendelse i såvel grundfag som områdefag.

Af hensyn til undervisningsdifferentiering og ønske om egnethed til selvstudium er de enkelte afsnit uddybet og bearbejdet, så de danner en helhed, der sammen med stikordsregistret gør bogen egnet som opslagsværk.

Bogens opbygning gør, at stofmængde og sværhedsgrad rækker ud over, hvad der kan forventes gennemgået på 2. skoleperiode.

Denne bog indgår i en serie af bøger til uddannelserne inden for strøm, styring og proces. Bogen vil dog også kunne anvendes til andre uddannelsesområder og kursusvirksomhed.

For at kunne forbedre kommende udgaver vil vi meget gerne modtage kommentarer til bogen.

Dette kan gøres ved at udfylde kuponen bagerst i bogen og faxe eller sende den til forlagt.

Denne opfordring gælder alle brugere, lærere såvel som elever.

© Copyright Industriens Forlag , Valby.

Enhver mangfoldiggørelse af tekst eller illustrationer er forbudt i henhold til Lov om ophavsret.

Forbudet gælder alle former for mangfoldiggørelse ved trykning, fotografering og elektronisk databehandling.

Forfattere: Per Hebelstrup
Otto W. Jørgensen

Redaktion: Ulla Stenfors

Valby, september 1992

Industriens Forlag

Indhold

Teoriinstruktioner	Sidenr.
Det græske alfabet	
Modstandskombinationer	1
Kondensatorkombinationer	11
Spolekombinationer	15
RC-led ved DC	19
RC-led ved AC	27
RL-led ved DC	39
RL-led ved AC	41
Svingningskredse	51
Strømforsyning	57
Enkeltensretning	58
Dobbeltensretning	71
Flerfasede ensretterkoblinger	75
Nettransformator	77
Clamperkobling	81
Passiv brumfiltrering	85
Parallelstabilisering	93
 Stikord	
Stikordsregister	103

Det græske alfabet

Alfa	A	α	(A)
Beta	B	β	(B)
Gamma	Γ	γ	(C)
Delta	Δ	δ	(D)
Epsilon	E	ε	(E)
Zeta	Z	ζ	(Z)
Eta	H	η	(Y)
Theta	Θ	θ	
Iota	I	ι	[J]
Kappa	K	κ	(K)
Lambda	Λ	λ	(L)
My	M	μ	(M)
Ny	N	ν	(N)
Ksi	Ξ	ξ	(X)
Omikron	O	ο	
Pi	Π	π	(P)
Rho	P	ρ	(R)
Sigma	Σ	σ	(S)
Tau	T	τ	(T)
Ypsilon	Υ	υ	[I]
Phi	Φ	φ	[F]
Khi	X	χ	
Psi	Ψ	ψ	
Omega	Ω	ω	

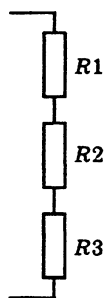
Det tilsvarende latinske bogstav er angivet i parentes (). Klammerne [] angiver, at det latinske bogstav ikke svarer nøjagtigt til det græske.

For de små bogstaver theta, kappa og phi ses ofte i amerikansk litteratur varianter, der er formindskede udgaver af tegnene for de tilsvarende store bogstaver.

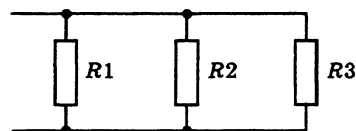
Modstandskombinationer

Indledning

I elektroniske kredsløb sammensættes modstande i mange kombinationer. De to vigtigste kombinationer er serie- og parallelforbindelser.



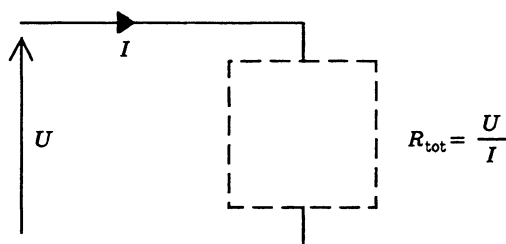
Serie



Parallel

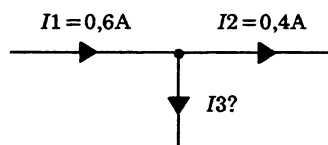
el297-01.ILL

Ved beregninger af strømme og spændinger i kredsløbene er det ofte nyttigt at kunne beregne totalmodstanden. Denne kan altid bestemmes som den totale spænding over kredsløbet, divideret med den totale strøm til kredsløbet.



el297-02.ILL

I forbindelse med beregninger anvendes Kirchhoffs love, hvor første lov (strømloven) lyder: **Summen af strømme til et knudepunkt er lig med dem, der løber fra knudepunktet.**

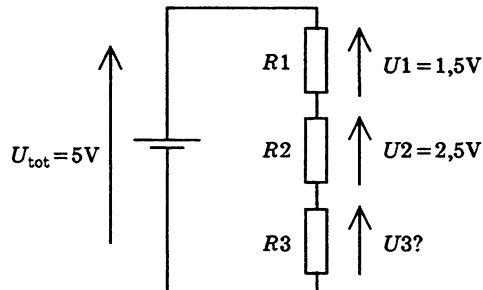


el297-03.ILL

I ovenstående eksempel må I_3 være på 0,2 A.

Anden lov (spændingsloven) lyder:

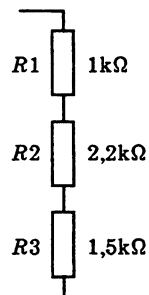
Summen af påtrykte spændinger i et sluttet kredsløb er lig med summen af spændingsfald i kredsløbet.



el297-04.ILL

I det viste eksempel må U_3 være 1 V.

Serieforbindelse



el297-05.ILL

Bestemmelse af totalmodstand

Serieforbundne modstande er forbundet i forlængelse af hinanden. Strømmen over alt i kredsen er den samme, og summen af spændingsfald over modstandene svarer til den påtrykte spænding. Ifølge Ohms lov er:

$$U_1 = R_1 \cdot I, U_2 = R_2 \cdot I, U_3 = R_3 \cdot I \text{ og}$$

$$U_1 + U_2 + U_3 = R_1 \cdot I + R_2 \cdot I + R_3 \cdot I = (R_1 + R_2 + R_3)I$$

Med $U = U_1 + U_2 + U_3$ og $R_{\text{tot}} = U : I$ er

$$R_{\text{tot}} = \frac{U}{I} = \frac{U_1 + U_2 + U_3}{I} = \frac{(R_1 + R_2 + R_3)I}{I} = R_1 + R_2 + R_3$$

Totalmodstanden er lig med summen af de enkelte modstande.

For tegningen oven for er totalmodstanden derfor:

$$R_{\text{tot}} = R_1 + R_2 + R_3 = 1\text{K} + 2,2\text{K} + 1,5\text{K} = 4,7\text{ k}\Omega$$

Bestemmelse af delspænding

Ønsker vi at kende spændingsfaldet over den enkelte modstand, findes først strømmen med Ohms lov:

$$I = \frac{U_{\text{tot}}}{R_{\text{tot}}}$$

Herefter bestemmes delspændingen igen med Ohms lov:

$$U_1 = I \cdot R_1$$

Inden vi sætter tal ind, foretages indsætning:

$$U_1 = I \cdot R_1 = \frac{U_{\text{tot}}}{R_{\text{tot}}} \cdot R_1$$

For tegningen oven for findes:

$$U_1 = \frac{U_{\text{tot}}}{R_{\text{tot}}} \cdot R_1 = \frac{5}{4,7\text{K}} \cdot 1\text{K} = 1,06 \text{ V}$$

På samme måde bestemmes de to andre delspændinger:

$$U_2 = \frac{U_{\text{tot}}}{R_{\text{tot}}} \cdot R_2 = \frac{5}{4,7\text{K}} \cdot 2,2\text{K} = 2,34 \text{ V}$$

$$U_3 = \frac{U_{\text{tot}}}{R_{\text{tot}}} \cdot R_3 = \frac{5}{4,7\text{K}} \cdot 1,5\text{K} = 1,59 \text{ V}$$

Proportionalitet spænding/modstand

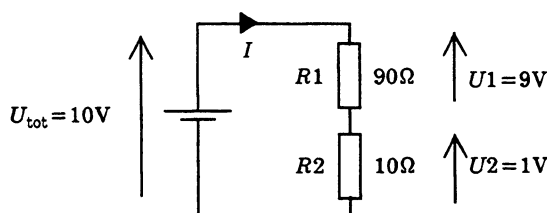
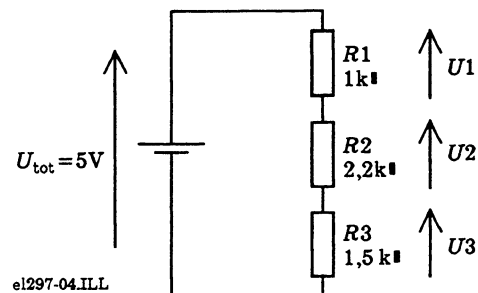
Da strømmen i kredsen er fælles, kan man skrive, at:

$$I = \frac{U_1}{R_1} = \frac{U_2}{R_2}$$

Dette giver den vigtige regel:

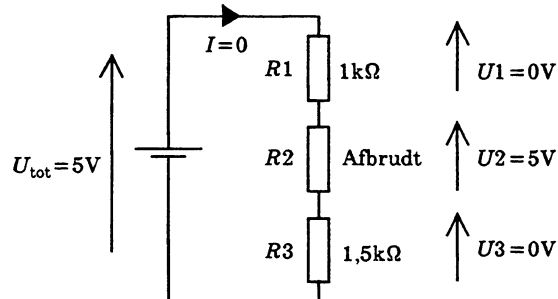
I en seriekobling fordeles spændingerne sig proportionalt med modstandsværdierne.

Tegningen neden for er et typisk eksempel.



Fejlforhold

Hvis der opstår en afbrydelse i kredsen, falder strømmen og hermed delspændingerne uden for afbrydelsen til nul.

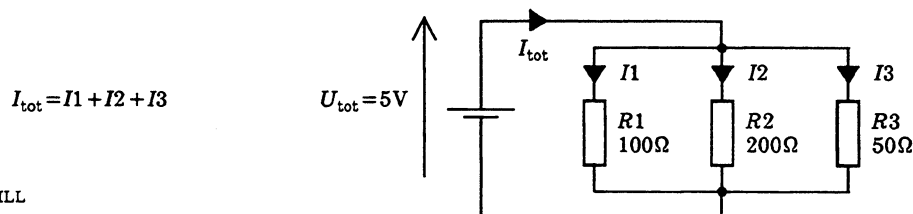


el297-07.ILL

Totalspændingen fra spændingskilden ligger over den afbrudte modstand, og der er som nævnt intet spændingsfald over de øvrige modstande. Hvis man vil eftervise dette i praksis, må man sørge for at anvende et voltmeter, der ikke ændrer på forholdene med en betydende målestrøm.

Parallelforbindelse**Bestemmelse af totalmodstand**

I en parallelforbindelse er spændingen fælles for alle modstande, mens totalstrømmen ifølge Kirchhoffs første lov fordeler sig med delstrømmene:



el297-08.ILL

Ifølge Ohms lov er:

$$I_1 = \frac{U_{tot}}{R_1}, I_2 = \frac{U_{tot}}{R_2}, I_3 = \frac{U_{tot}}{R_3}$$

Summen af strømmene kan skrives som:

$$I_{tot} = I_1 + I_2 + I_3 = \frac{U_{tot}}{R_1} + \frac{U_{tot}}{R_2} + \frac{U_{tot}}{R_3} = U_{tot} \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3} \right)$$

Nu findes erstatningsmodstanden:

$$R_{tot} = \frac{U_{tot}}{I_{tot}} = \frac{U_{tot}}{U_{tot} \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3} \right)} = \frac{1}{\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3}}$$

Dette kan også skrives som:

$$\frac{1}{R_{\text{tot}}} = \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3}$$

Indføres, at ledningsevnen

$$G = \frac{1}{R}$$

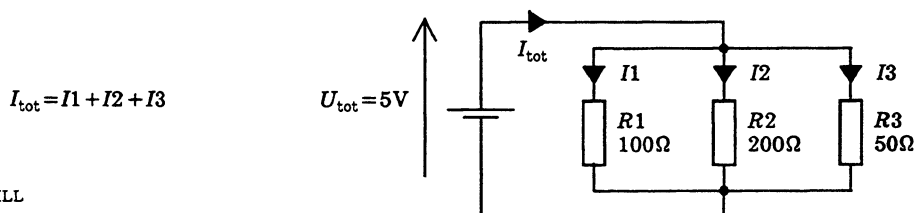
findes

$$G_{\text{tot}} = G_1 + G_2 + G_3$$

I en parallelforbindelse er den resulterende ledningsevne lig med summen af de enkelte ledningsevner.

I diagrammer opgives normalt modstandsværdier. Man omregner derfor normalt de enkelte modstande til ledningsevner, finder den samlede ledningsevne og regner tilbage til modstand igen.

Den resulterende modstand vil altid være mindre end den mindste modstand i parallelforbindelsen.



For tegningen oven for findes:

$$G_1 = \frac{1}{R_1} = \frac{1}{100} = 0,01 \text{ S}, \quad G_2 = \frac{1}{R_2} = \frac{1}{200} = 0,005 \text{ S}, \quad G_3 = \frac{1}{R_3} = \frac{1}{50} = 0,02 \text{ S}$$

$$G_{\text{tot}} = 0,01 + 0,005 + 0,02 = 0,035 \text{ S}, \quad R = \frac{1}{G} = \frac{1}{0,035} = 28,6 \Omega$$

På en regnemaskine udføres beregningerne direkte, som beskrevet med reciprokfunktionen.

Oftentimes noteres:

$$R_p = R_1 // R_2 // R_3$$

Det overlades til læseren selv at anvende en matematisk korrekt beregningsmetode.

Strømdeling

Delstrømmene findes af:

$$I_1 = \frac{U}{R_1}, I_2 = \frac{U}{R_2}, I_3 = \frac{U}{R_3}$$

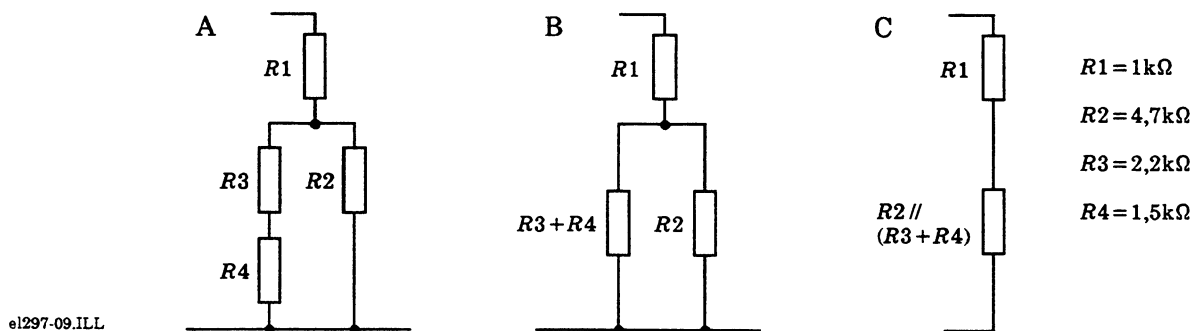
For tegningen oven for findes de til:

$$I_1 = \frac{U}{R_1} = \frac{5}{100} = 50 \text{ mA}, I_2 = \frac{U}{R_2} = \frac{5}{200} = 25 \text{ mA}, I_3 = \frac{U}{R_3} = \frac{5}{500} = 100 \text{ mA}$$

Som det fremgår, løber den største strøm i den mindste modstand.

Modstandskombinationer

Tegningen neden for viser en kombination af serie- og parallelforbindelser. Endvidere vises fremgangsmåde ved beregning af kredsløbets totalmodstand.



Ved eksempel B er der reduceret med den resulterende modstand for R_3 og R_4 . Ved eksempel C er totalmodstanden for de to modstande i parallel fra B bestemt.

Fremgangsmåden ved beregning afhænger af udøverens regnefærdighed.

Oftentimes betaler det sig at foretage delberegninger for at bevare overblikket:

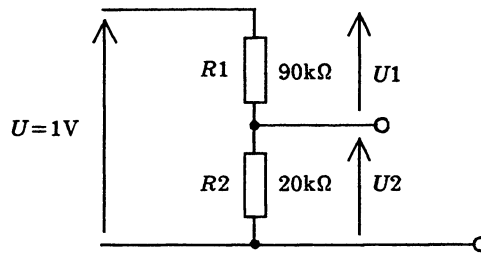
$$R_{S1} = R_3 + R_4 = 2,2 \text{ K} + 1,5 \text{ K} = 3,7 \text{ k}\Omega$$

$$R_{P1} = R_{S1} // R_2 = \frac{1}{\frac{1}{R_{S1}} + \frac{1}{R_2}} = \frac{1}{\frac{1}{3,7 \text{ K}} + \frac{1}{4,7 \text{ K}}} = 2,07 \text{ k}\Omega$$

$$R_{\text{tot}} = R_1 + R_{P1} = 1 \text{ K} + 2,07 \text{ K} = 3,07 \text{ k}\Omega$$

Spændingsdeler

En meget anvendt modstandskombination er spændingsdeleren:



el297-10.ILL

Den tilførte spænding U ligger over begge modstande. Den neddelte spænding U_2 er delspændingen over R_2 .

Ubelastet spændingsdeler

Ubelastet findes delspændingen som ved serieforbindelse:

$$U_2 = U \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$

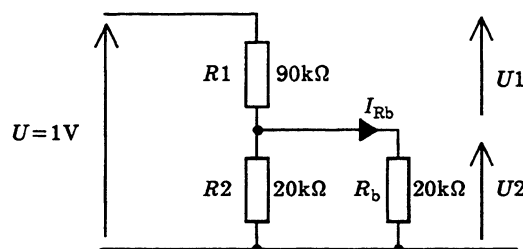
For tegningen oven for findes:

$$U_2 = 1 \cdot \frac{20 \text{ K}}{90 \text{ K} + 20 \text{ K}} = 0,18 \text{ V}$$

Når den neddelte spænding videreføres til et efterfølgende kredsløb, vil spændingsdeleren blive belastet. Ved overslagsregning betragter man spændingsdeleren som ubelastet, når blot belastningen er 10 gg større end R_2 .

Belastet spændingsdeler

Belastes spændingsdeleren falder U_2 , da der nu løber en strøm gennem belastningen.



el297-11.ILL

Når spændingsdeleren belastes med en kendt modstand, kan delspændingen findes ved først at bestemme den resulterende modstand for parallelforbindelsen af R_2 og R_b :

$$R_P = R_2 \parallel R_b = 20 \text{ K} \parallel 20 \text{ K} = 10 \text{ k}\Omega$$

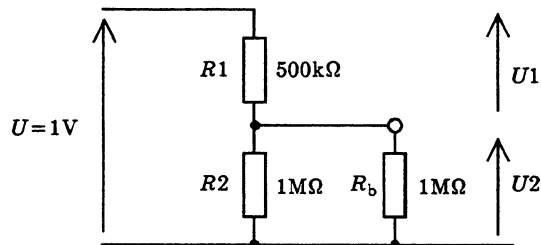
Herefter bestemmes delspændingen:

$$U_2 = U \cdot \frac{R_P}{R_1 + R_P} = 1 \cdot \frac{10 \text{ K}}{90 \text{ K} + 10 \text{ K}} = 0,1 \text{ V}$$

Praktiske eksempler

Spændingsdeler med fast belastning

I måleapparatur, eksempelvis oscilloskopet, anvendes spændingsdeling med krav om stor nøjagtighed. Man arbejder med en fastlagt standardbelastning og beregner spændingsdeleren, så dennes totalmodstand svarer hertil:



el297-12.ILL

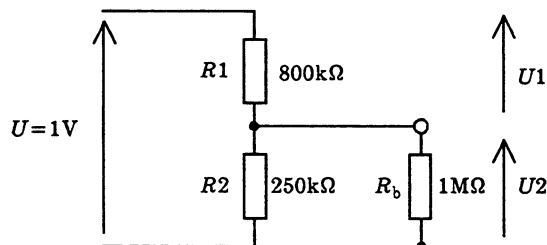
I det viste eksempel er belastningen sat til $1\text{ M}\Omega$. Samtidig er totalmodstanden for deleren også $1\text{ M}\Omega$.
 $R_P = 1\text{ M} // 1\text{ M} = 0,5\text{ M} = 500\text{ k}\Omega$

$$U_2 = U \cdot \frac{R_P}{R_1 + R_P} = 1 \cdot \frac{500\text{ K}}{500\text{ K} + 500\text{ K}} = 0,5\text{ V}$$

Bemærk at:

$$R_{\text{tot}} = R_1 + R_P = 500\text{ K} + 500\text{ K} = 1\,000\text{ K} = 1\text{ M}\Omega$$

Når spændingen neddeles fra 1 V til $0,5\text{ V}$ betegnes spændingsdeleren som en 2:1 ("to til en") deler. Tegningen viser en 5:1 deler med efterberegninger:



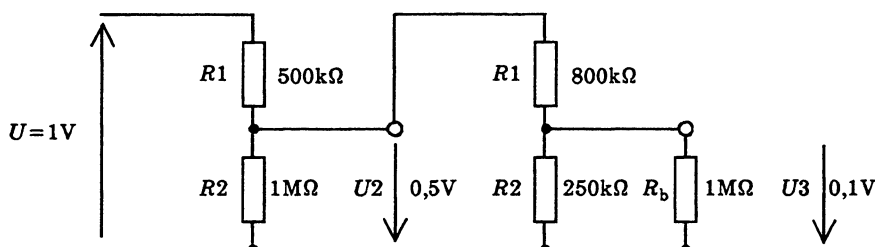
el297-13.ILL

$$R_P = R_2 // R_b = 250\text{ k}\Omega // 1\,000\text{ k}\Omega = 200\text{ k}\Omega$$

$$U_2 = U \cdot \frac{R_P}{R_1 + R_P} = 1 \cdot \frac{200\text{ K}}{800\text{ K} + 200\text{ K}} = 0,2\text{ V}$$

$$R_{\text{tot}} = R_1 + R_P = 800\text{ K} + 200\text{ K} = 1\,000\text{ K} = 1\text{ M}\Omega$$

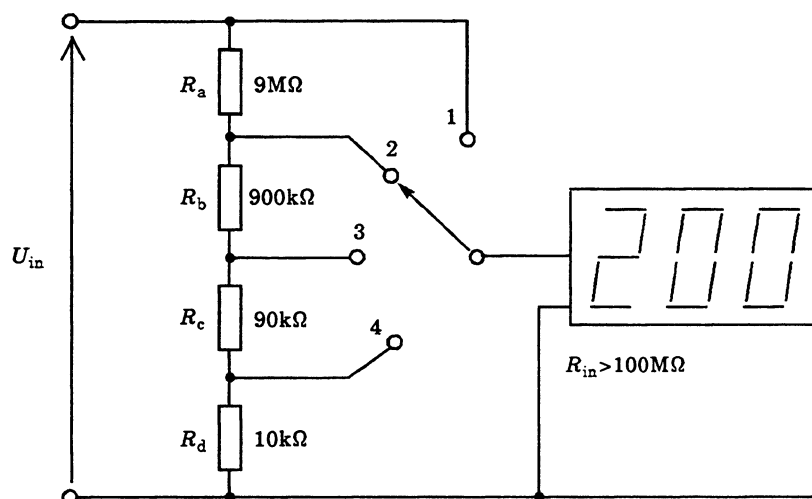
Sættes en 5:1 deler efter en 2:1 deler, får vi en 10:1 deling:



el297-14.ILL

Multimeter med ubelastet deling

Et godt eksempel på ubelastet spændingsdeling er spændingsområdet i et multimeter.



el297-15.ILL

Spændingsmålingen sker med en integreret displayenhed med en indgangsmodstand, der er større end 100 MΩ. Selve enheden viser 200 ved en indgangsspænding på fx 200 mV.

Når omskifteren flyttes fra toppen og nedefter, sker der en spændingsdeling i forholdene 10:1, 100:1 og 1000:1.

Hermed opnås, at displayet viser 200 ved $U_{in} = 0,2 \text{ V}$ med omskifteren i stilling 1. I stilling 2, 3 og 4 viser displayet 200 ved U_{in} henholdsvis 2, 20 og 200 V.

Dette kan efterberegnes ved at samle alle modstandsværdier over omskifterudtaget som $R1$ og alle modstande under udtaget som $R2$ i spændingsdelerformlen. Prøv selv!

Forhold ved vekselspænding

Samtlige gennemgåede beregninger gælder principielt ved både jævn- og vekselspænding. Ved højere frekvenser vil uundgåelige spredningskapaciteter og -selvinduktioner have indflydelse på forholdene. Dette kræver kendskab til RC-, RL- og LC-leds virkemåde.

□

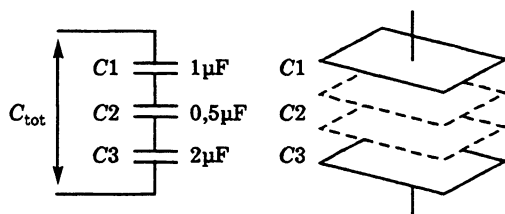
Kondensatorkombinationer

Kondensatorkombinationer

Eftervisningen for den opnåede totalkapacitet kan foretages både ved jævn- og vekselstrøm. Her er valgt at udlede for tabsfrie kondensatorer ved sinusformet vekselspænding.

Serieforbindelse

Ved serieforbindelse af kondensatorer virker det, som om pladeafstanden øges, og totalkapaciteten hermed bliver mindre.



el298-01.ILL

Da strøm- og spændingsforholdene er som ved serieforbundne modstande, kan vi udlede følgende:

$$X_{C_{tot}} = X_{C1} + X_{C2} + X_{C3}$$

Ved indskrivning af:

$$X_C = \frac{1}{\omega C}$$

$$\frac{1}{\omega C_{tot}} = \frac{1}{\omega C1} + \frac{1}{\omega C2} + \frac{1}{\omega C3}$$

Ved at gange med ω på begge sider af lighedstegnet:

$$\frac{1}{C_{tot}} = \frac{1}{C1} + \frac{1}{C2} + \frac{1}{C3}$$

Der giver:

$$C_{tot} = \frac{1}{\frac{1}{C1} + \frac{1}{C2} + \frac{1}{C3}}$$

For tegningen oven for finder vi:

$$C_{tot} = \frac{1}{\frac{1}{1\mu} + \frac{1}{0,5\mu} + \frac{1}{2\mu}} = 0,28 \mu F$$

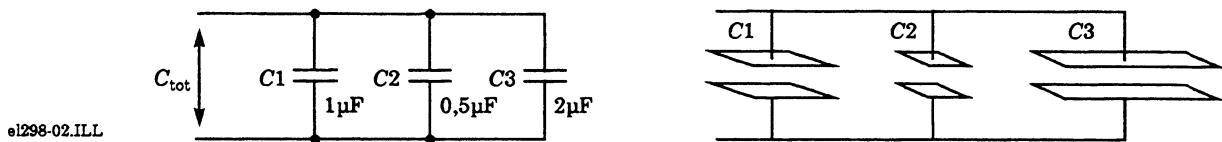
Den fundne totalkapacitet vil altid være mindre end den mindste kapacitet i serieforbindelsen.

Fejlforhold

Kondensatorer kan både afbryde og kortslutte. Kortsletter en kondensator i en serieforbindelse, stiger totalkapaciteten. Opstår en afbrydelse, falder kapaciteten voldsomt til nær ved den restkapacitet, der er ved afbrydelsen.

Parallelforbindelse

Ved parallelforbindelse af kondensatorer virker det som om, at kondensatorpladernes areal og dermed kapaciteten øges.



Ved udledning er det praktisk at anvende begrebet ledningsevne for en kondensator. Denne hedder susceptans og har formeltegnet B_C . Vi har, at:

$$B_C = \frac{1}{X_C} = \frac{1}{\frac{1}{\omega C}} = \omega C$$

Den samlede "vekselstrømsledningsevne" kaldet susceptans er lig med summen af de enkelte:

$$B_{C_{tot}} = B_{C1} + B_{C2} + B_{C3}$$

Ved indsættelse:

$$\omega C_{tot} = \omega C1 + \omega C2 + \omega C3$$

Ved at dividere på begge sider af lighedstegnet med ω får vi:

$$C_{tot} = C1 + C2 + C3$$

For tegningen oven for finder vi:

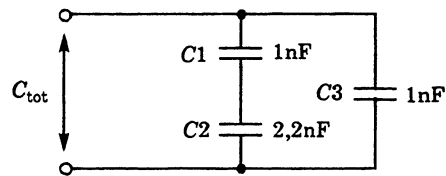
$$C_{tot} = 1\mu + 0,5\mu + 2\mu = 3,5\mu F$$

Den resulterende totalkapacitet er summen af de enkelte kondensatorstørrelser i parallelforbindelsen.

Det er værd at lægge mærke til, at regnemæssigt ligner beregning af seriekapacitet principperne for parallelforbundne modstande, og tilsvarende ligner beregning af parallelkapacitet principperne for serieforbundne modstande. Dette skyldes, at størrelsen ωC er en "vekselstrømsledningsevne", en susceptans.

Kondensatorkombinationer

Fremgangsmåden er at opløse i de enkelte serie- og parallelforbindelser som i dette eksempel:



el298-03.ILL

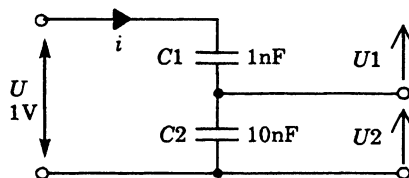
Først findes for $C1$ og $C2$:

$$C_S = \frac{1}{\frac{1}{C1} + \frac{1}{C2}} = \frac{1}{\frac{1}{1n} + \frac{1}{2,2n}} = 0,69 \text{ nF}$$

Herefter bestemmes totalkapaciteten:

$$C_{\text{tot}} = C_S + C3 = 0,69 + 1n = 1,69 \text{ nF}$$

Kapacitiv spændingsdeler



el298-04.ILL

Ved udledning starter vi med Ohms lov:

$$i = \frac{U}{X_{C_{\text{tot}}}} = \frac{U2}{X_{C2}}$$

Ved omskrivning:

$$U2 = U \frac{X_{C2}}{X_{C_{\text{tot}}}}$$

Da

$$X_{C_{\text{tot}}} = X_{C1} + X_{C2}$$

er

$$U2 = U \frac{X_{C2}}{X_{C1} + X_{C2}}$$

Med indsætning

$$X_C = \frac{1}{\omega C}$$

er

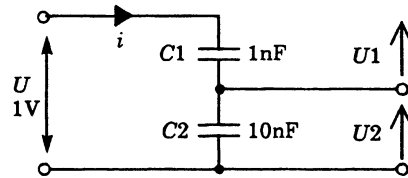
$$U_2 = U \frac{\frac{1}{\omega C_2}}{\frac{1}{\omega C_1} + \frac{1}{\omega C_2}}$$

Hvis vi ganger igennem med
 $\omega \cdot C_1 \cdot C_2$

får vi:

$$U_2 = U \frac{\frac{\omega \cdot C_1 \cdot C_2}{\omega C_2}}{\frac{\omega \cdot C_1 \cdot C_2}{\omega C_1} + \frac{\omega \cdot C_1 \cdot C_2}{\omega C_2}} = U \frac{C_1}{C_1 + C_2}$$

For tegningen neden for finder vi:



el298-04.ILL

$$U_2 = U \frac{C_1}{C_1 + C_2} = 1 \cdot \frac{1\text{n}}{1\text{n} + 10\text{n}} = 0,09 \text{ V}$$

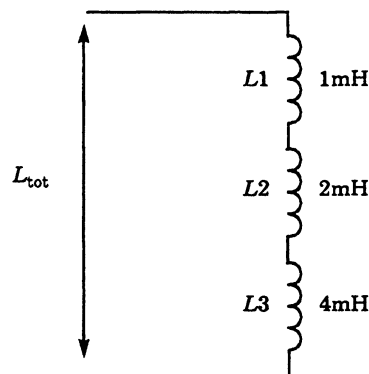
□

Spolekombinationer

Indledning

Eftervisningen for spolars kombination er foretaget for tabsfrie spoler ved sinusformet vekselspænding. Det er en vigtig forudsætning, at de magnetiske kraftlinier fra de enkelte spoler ikke indvirker på hinanden. Dvs. at spolerne skal være magnetisk afskærmede fra hinanden. Dette er for nemheds skyld ikke vist i diagrammerne.

Serieforbindelse



el299-01.ILL

Da strøm- og spændingsforholdene er som ved serieforbundne modstande, kan vi udlede følgende:

$$X_{L_{tot}} = X_{L1} + X_{L2} + X_{L3}$$

Ved indsætning:

$$X_L = \omega L$$

$$\omega L_{tot} = \omega L1 + \omega L2 + \omega L3$$

Ved at dividere med ω på begge sider af lighedstegnet:

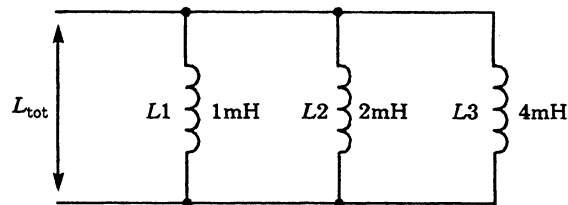
$$L_{tot} = L1 + L2 + L3$$

For tegningen oven for finder vi:

$$L_{tot} = 1\text{m} + 2\text{m} + 4\text{m} = 7\text{mH}$$

Den samlede selvinduktion er summen af de enkelte selvinduktioner i serieforbindelsen.

Parallelforbindelse



el299-02.ILL

Strøm- og spændingsforholdene er som ved modstande i parallel.

Ved udledning er det praktisk at anvende begrebet "vekselstrømsledningsevne" for en spole. Denne hedder susceptans og har formeltegnet B_L . Vi har, at:

$$B_L = \frac{1}{X_L} = \frac{1}{\omega L}$$

Svarende til forholdene ved parallelforbundne modstande gælder, at:

$$B_{L_{tot}} = B_{L1} + B_{L2} + B_{L3}$$

Ved indsætning:

$$\frac{1}{\omega L_{tot}} = \frac{1}{\omega L1} + \frac{1}{\omega L2} + \frac{1}{\omega L3}$$

Ved at gange med ω på begge sider af lighedstegnet:

$$\frac{1}{L_{tot}} = \frac{1}{L1} + \frac{1}{L2} + \frac{1}{L3}$$

Det giver:

$$L_{tot} = \frac{1}{\frac{1}{L1} + \frac{1}{L2} + \frac{1}{L3}}$$

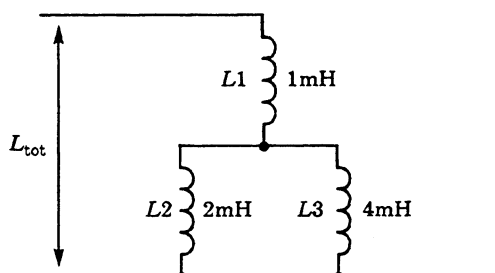
For tegningen oven for finder vi:

$$L_{tot} = \frac{1}{\frac{1}{1\text{m}} + \frac{1}{2\text{m}} + \frac{1}{4\text{m}}} = 0,57 \text{ mH}$$

Ved parallelforbundne spoler er den totale selvinduktion mindre end den mindste selvinduktion i parallelforbindelsen.

Spolekombinationer

Fremgangsmåden er at opløse i de enkelte serie- og parallelforbindelser som i dette eksempel:



el299-03.ILL

Først findes for $L2$ og $L3$:

$$L_P = \frac{1}{\frac{1}{L2} + \frac{1}{L3}} = \frac{1}{\frac{1}{2m} + \frac{1}{4m}} = 1,33 \text{ mH}$$

Herefter findes den resulterende selvinduktion:

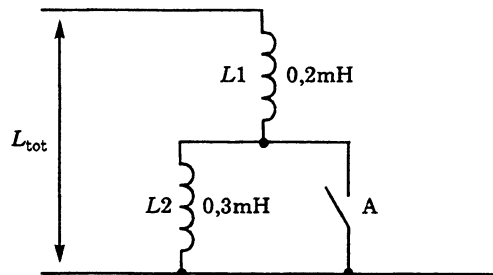
$$L_{tot} = L1 + L_P = 1m + 1,33 m = 2,33 \text{ mH}$$

Dette gælder som nævnt kun, når spolerne ikke har induktiv indflydelse på hinanden.

Regneeksempler

Eksempel 1

el299-04.ILL



Den totale selvinduktion skal bestemmes med omskifter A sluttet og åben.

Med sluttet omskifter:

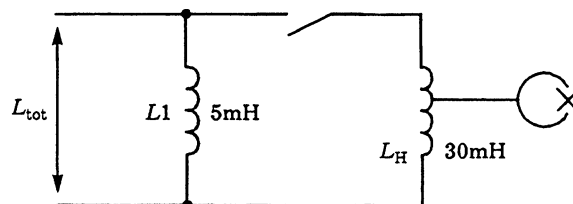
$$L_{\text{tot}} = L1 = 0,2 \text{ mH}$$

Med åben omskifter:

$$L_{\text{tot}} = L1 + L2 = 0,2\text{m} + 0,3\text{m} = 0,5 \text{ mH}$$

Eksempel 2

el299-05.ILL



Hvor stor er den totale selvinduktion med og uden det viste slettehoved tilsluttet spolen ?

Uden tilkoblet slettehoved:

$$L_{\text{tot}} = L1 = 5 \text{ mH}$$

Med tilkoblet slettehoved:

$$L_{\text{tot}} = \frac{1}{\frac{1}{5\text{m}} + \frac{1}{30\text{m}}} = 4,29 \text{ mH}$$

□

RC-led ved DC

Generelt

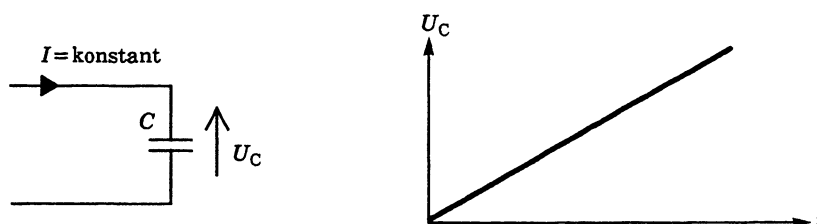
Ved et RC-led forstås en kombination af en kondensator og en modstand. RC-leddet kan tilsluttes AC, DC eller begge dele samtidig.

Vi vil her se på, hvordan et RC-led reagerer på DC. Sådanne led er velegnede til enhver form for tidstagning i elektroniske kredsløb, fx oscillatorer og tidsforsinkelser. Der kan ved omhyggelig konstruktion opnås nøjagtigheder ned til ca. 1%.

Op- og afladning af kondensator

Lineær opladning

Hvis der sendes en strøm ind i en kondensator, vil spændingen U_C vokse i takt med, at kondensatoren oplades. Hvis strømmen har samme størrelse hele tiden, vil spændingen vokse efter en ret linie, dvs. lineært.



ek508-01.ILL

$$U_C = \frac{I \cdot t}{C}$$

En sådan spændingstigning kaldes også for en rampe, men for at fremstille den, kræves der en konstant-strømsgenerator.

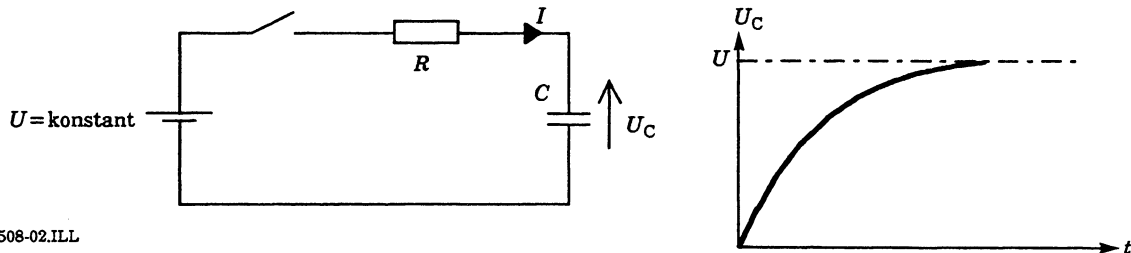
Eksempel

En kondensator på $470 \mu\text{F}$ oplades med en konstant strøm på 3 mA i 400 ms . Hvor meget er spændingen steget?

$$U_C = \frac{I \cdot t}{C} = \frac{3 \text{ m} \cdot 400 \text{ m}}{470 \mu} = 2,55 \text{ V}$$

Ekspontiel opladning

Det er meget nemmere at oplade en kondensator fra en konstant spænding, men spændingen vokser ulineært.



ek508-02.ILL

Ved opladningens start, $t = 0$, vil strømmen være bestemt af Ohms lov:

$$I_C = \frac{U}{R}$$

men så snart der er sket en opladning, er spændingen over kondensatoren U_C jo vokset. Ohms lov må derfor ændres til:

$$I_C = \frac{U - U_C}{R}$$

Da U_C stiger efterhånden, som tiden går, bliver størrelsen $U - U_C$ mindre. Det betyder, at strømmen I også falder med tiden. U_C nærmer sig altså U , men da opladningen forløber langsommere og langsommere vil kondensatoren teoretisk først være fuldt opladet efter uendelig lang tid.

Det kan vises, at U_C følger formelen:

$$U_C = U \left(1 - e^{-\frac{t}{R \cdot C}} \right)$$

hvor U er den konstante spænding, der oplades imod, e er grundtallet for den naturlige logaritme, t er tiden fra opladningen starter, til spændingen ønskes beregnet, R er modstandsværdien i Ohm, og C er kapaciteten i farad. Kurven vil altid få dette karakteristiske forløb, uanset størrelsen af R , C og U . Kurveformen skyldes, at et af tallene, nemlig e , har en eksponent. Derfor kaldes kurven eksponentiel.

Eksempel

En kondensator på 220 nF oplades gennem en modstand på 47 kΩ mod en spænding på 10 V. Hvor stor er spændingen efter 10 ms?

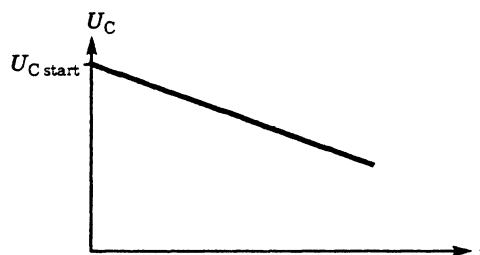
$$U_C = U \left(1 - e^{-\frac{t}{R \cdot C}} \right) = 10 \left(1 - e^{-\frac{10 \text{ m}}{220 \text{ n} \cdot 47 \text{ k}}} \right) = 10 \left(1 - e^{-0,967} \right) = 10(1 - 0,38) = 6,2 \text{ V}$$

Afladning

De foregående afsnit har kun omtalt opladning, men tilsvarende betragtninger gælder for afladning. Formlen og kurven for lineær afladning ser sådan ud:

$$U_C = U_{C \text{ start}} - \frac{I \cdot t}{C}$$

ek508-03.ILL

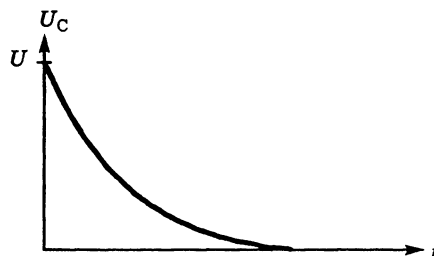


Minuset opstår, fordi strømmen skal regnes negativ ved afladning.

Ved eksponentiel afladning fås som før en kurve, der hælder meget i begyndelsen for så at flade ud. Igen gælder det, at kondensatoren teoretisk aldrig vil blive helt afladet. Formlen og kurven ser sådan ud:

$$U_C = U \left(e^{-\frac{t}{R \cdot C}} \right)$$

ek508-04.ILL



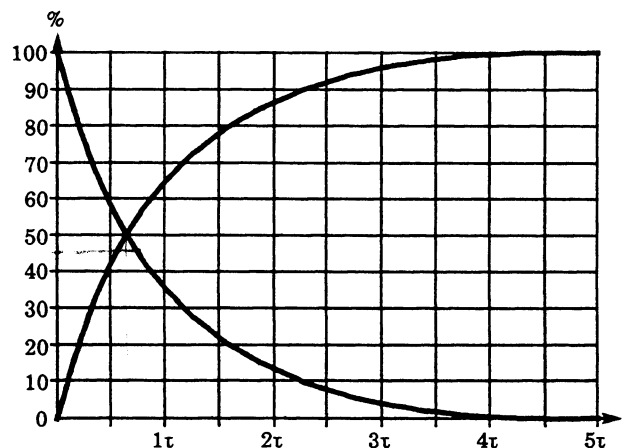
Tidskonstant

Når en kondensator skal op- eller aflades gennem en modstand, vil det tage tid. Tiden afhænger af to størrelser, nemlig kapaciteten og modstanden. For et givet RC-led vil denne tid være konstant, og man taler derfor om leddets tidskonstant, som kaldes τ (udtales tau). Tidskonstanten beregnes efter formelen:

$$\tau = R \cdot C$$

Herunder vises standardkurver for op- og afladning af et RC-led.

ek508-05.ILL



$$\text{Opladning: } U_C = U \left(1 - e^{-\frac{t}{RC}} \right)$$

$$\text{Afladning: } U_C = U \left(e^{-\frac{t}{RC}} \right)$$

Y-aksen er ikke inddelt i V, men i procent. 100% er den spænding, der oplades imod. X-aksen er inddelt i τ .

Ved at studere opladekurven ses det, at efter 1τ er spændingen steget til 63,2 %. Efter endnu 1τ er spændingen steget 63,2% af resten i alt 86,5% osv.

$$1 \tau = 63,2\%$$

$$2 \tau = 86,5\%$$

$$3 \tau = 95,0\%$$

$$4 \tau = 98,2\%$$

$$5 \tau = 99,3\%$$

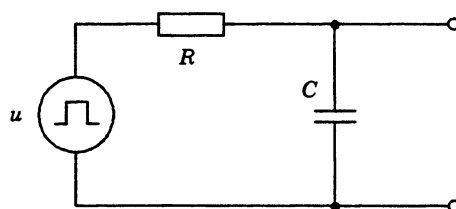
Det er tidligere nævnt, at kondensatoren aldrig bliver helt op- eller afladet. I praksis regner man dog med, at det er sket efter 5τ .

Integration

Ordet integration stammer fra det latinske "integer", der betyder "hele". Det bruges ofte om det at sammenbygge mindre dele til en uadskillelig helhed som fx i "integreret kredsløb".

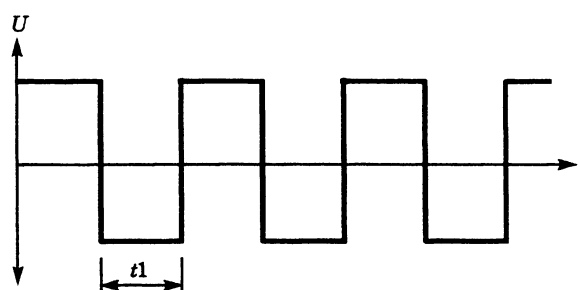
Ordet kan opfattes som det modsatte af differentiation. Her skal det imidlertid ses som en sammenlægning af de uendeligt mange småændringer, der sker med strømmen, når en kondensator op- eller aflades gennem en modstand.

Herunder vises et RC-led, som er tilsluttet en firkantgenerator. Kondensatoren C vil derfor skiftevis op- og aflades gennem modstanden R . Bemærk, at udgangsspændingen tages over kondensatoren.



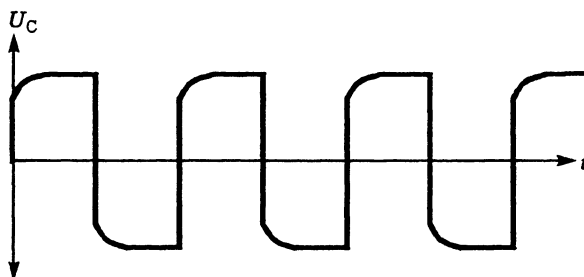
ek508-06.ILL

Den tilførte vekselspænding kan man også betegne som en lang række impulser med tiden t_1 .



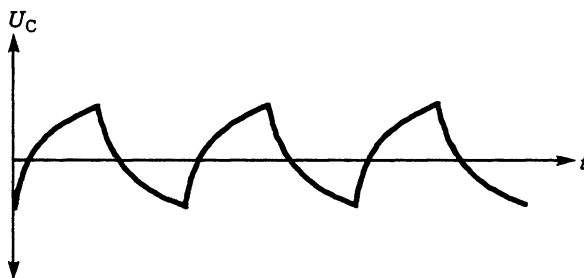
el218-02.GEM

Hvis leddets tidskonstant er meget mindre end impulstiden t_1 , vil kondensatoren nå at blive helt opladet og afladet, så firkantspændingen vil blive overført næsten uændret som vist.



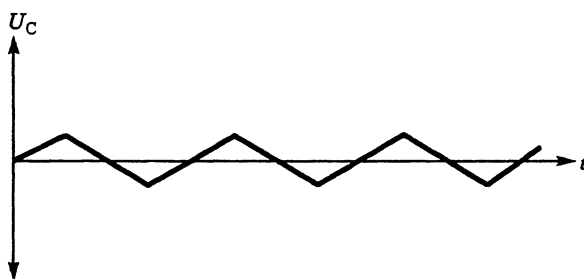
e|218-03.GEM

Er $\tau = t_1$, vil flankerne blive afrundet, og amplituden (spændingen) vil kun nå 63,2% af firkantens.



e|218-04.GEM

Hvis leddets tidskonstant er meget større end t_1 , vil kun den første næsten rette del af op- og afladekurven blive benyttet. Derved dannes en trekantkurve, men dens amplitude vil blive meget mindre end firkantens.



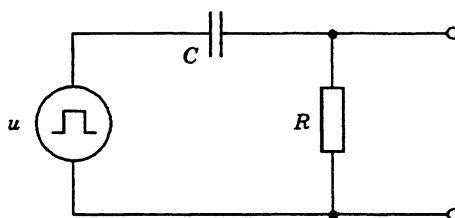
e|218-05.GEM

Ved hjælp af et integrationsled er det altså muligt at ændre på en vekselspændings kurveform og amplitude. Frekvensen vil ikke blive berørt.

Differentiation

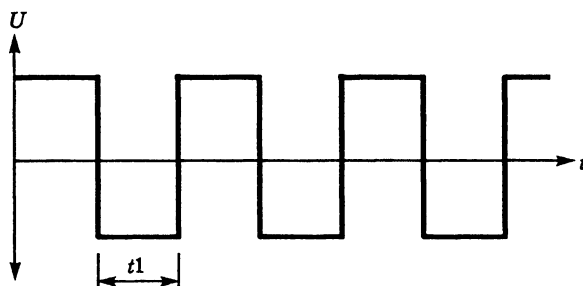
Ordet differentiation kommer af latin og betyder nuancering og bruges om det at udskille og opsplitte. Det kan opfattes som det modsatte af integration. Her skal det imidlertid ses som en udskillelse af de steder i en vekselspændings kurveform, hvor spændingen **ændrer sig**.

Herunder vises et RC-led, som er tilsluttet en firkantgenerator. Kondensatoren C vil derfor skiftevis op- og aflades gennem modstanden R . Bemærk, at udgangsspændingen tages over modstanden.



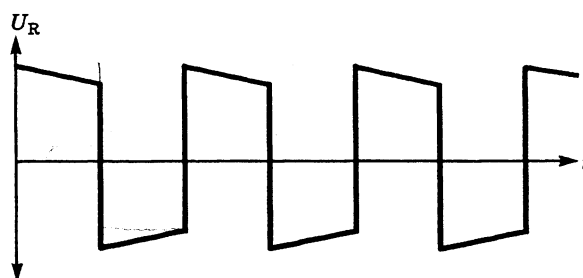
ek508-07.ILL

Den tilførte vekselspænding kan man også betegne som en lang række impulser med tiden t_1 .



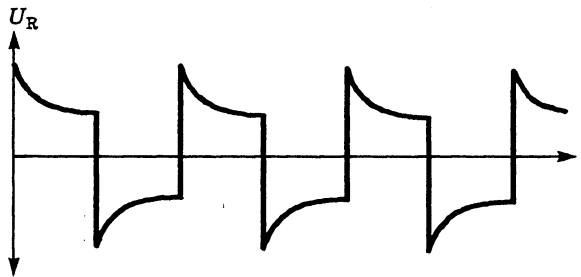
el218-02.GEM

Hvis leddets tidskonstant er meget større end t_1 , vil kondensatoren ikke nå at blive op- og afladet ret meget. Firkanten vil derfor overføres uændret til udgangen, bortset fra en mindre hældning på det "vandrette" stykke. Dette kaldes for "taghældning" eller "tilt". I dette tilfælde er differentiationen ikke særlig udpræget.



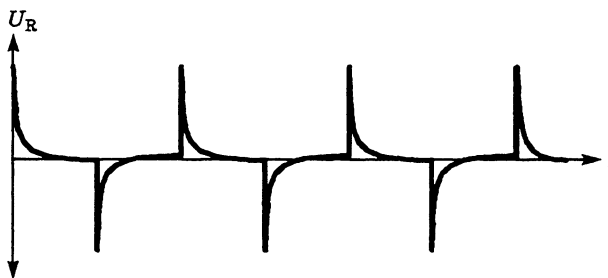
el218-07.GEM

Hvis $\tau = t_1$, vil differentiationen blive tydeligere, og amplituden vil nå at falde til 63,2% af firkantens spænding.



el218-08.GEM

Hvis tidskonstanten er meget mindre end t_1 , vil kondensatoren nå at blive helt op- og afladet. Spændingen over modstanden vil derfor bestå af korte impulser, der skiftevis er positive og negative.



el218-09.GEM

Der er her sket en god differentiation, idet impulserne fortæller, hvor firkantspændingen ændrer sig. Polariteten fortæller, om det er en forflanke (positiv ændring) eller en bagflanke (negativ ændring).

□

U_R

RC-led ved AC

Generelt

RC-led er frekvensafhængige, dvs. at de opfører sig forskelligt ved forskellige frekvenser. RC-led bruges over alt i elektroniske kredsløb, hvor man ønsker at dæmpe eller fremhæve bestemte frekvensområder, fx tonekontroller, strømforsyninger og tonegeneratorer.

Reaktans

Når en kondensator påtrykkes en jævnspænding, løber der kun strøm i den tid, det tager at oplade den. Herefter er strømmen nul, og modstanden er derfor uendelig stor. Påtrykkes kondensatoren derimod en vekselspænding, vil der løbe en vekselstrøm. Størrelsen af denne strøm følger Ohms lov, men man kan ikke tale om elektrisk modstand på samme måde som ved en almindelig modstand. I stedet bruges begrebet reaktans, som betegnes X_C og måles i ohm. Ohms lov må derfor ændres:

$$I = \frac{U}{R} \Rightarrow I_C = \frac{U_C}{X_C}$$

Reaktansens bestemmes af to størrelser, nemlig vekselspændingens frekvens f og kondensatorens kapacitet C . Formlen for reaktans ser sådan ud:

$$X_C = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f \cdot C}$$

Det ses, at reaktansen er omvendt proportional med frekvensen.

Eksempel

Beregn X_C , når $f = 2,7 \text{ kHz}$ og $C = 47 \text{ nF}$.

$$X_C = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f \cdot C} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 2,7 \text{ k} \cdot 47 \text{ n}} = 1\,254 \, \Omega$$

Faseforholdet for en modstand er således, at strøm og spænding altid er i fase. Fasedrejningen er 0° . Man taler om, at modstanden er rent ohmsk. For en kondensator er strømmen altid 90° forud for spændingen. Reaktansen er kapacitiv.

Overgangsfrekvens

Som det ses, er reaktansen frekvensafhængig. Kobles en kondensator i serie eller parallelt med en modstand, fås et RC-led. Ethvert RC-led har en overgangsfrekvens f_o . Det er den frekvens, ved hvilken $X_C = R$. Reaktansformlen løses med hensyn til f :

$$f = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot X_C \cdot C}$$

R indsættes i stedet for X_C , og f_o indsættes i stedet for f :

$$f_o = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R \cdot C}$$

Denne formel gælder altså **kun** ved overgangsfrekvensen.

Eksempel

Beregn overgangsfrekvensen for et RC-led, når $R = 5,6 \text{ k}\Omega$ og $C = 820 \text{ pF}$.

$$f_o = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R \cdot C} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 5,6 \text{ k} \cdot 820 \text{ p}} = 34,7 \text{ kHz}$$

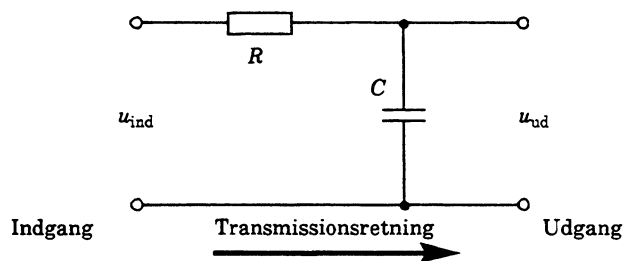
RC-serielead

Lavpasled

Et lavpasled er et led, der lader de lave frekvenser passere fra leddets indgang til leddets udgang, uden at de dæmpes. Derimod dæmpes de højere frekvenser, men de dæmpes ikke lige meget.

Når der tales om lavere og højere frekvenser, er det altid set i forhold til overgangsfrekvensen, ligesom det er underforstået, at der er tale om spændinger og ikke strømme.

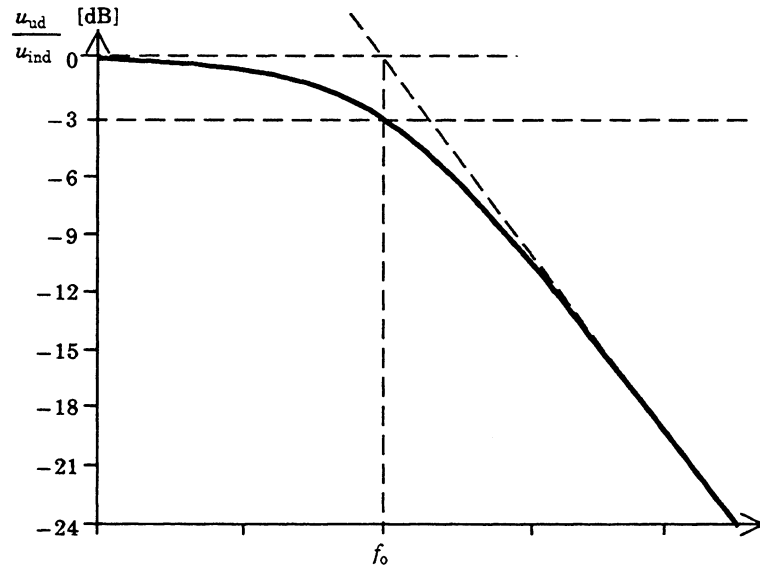
Forbindes en kondensator og en modstand i serie, som vist her:



ek509-01.ILL

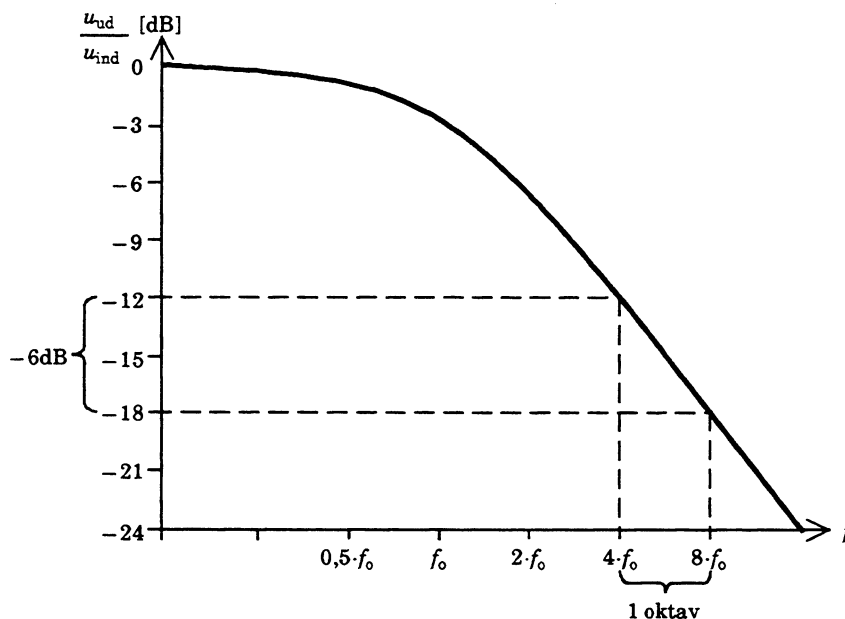
fås et lavpasled. Leddet vil altid være anbragt i en signalvej og må derfor både have en indgang og en udgang. Indgangen kan tilføres vekselspændinger med alle tænkelige frekvenser, men ofte er det kun dem i nærheden af overgangsfrekvensen, man interesserer sig for.

Serieleddet kan opfattes som en spændingsdeler, hvor den nederste del (reaktansen) varierer med frekvensen, mens den øverste del (modstanden) er konstant. Ved de laveste frekvenser vil kondensatorens reaktans X_C være meget stor og derfor uden indflydelse på udgangsspændingen. u_{ud} vil derfor være lig med u_{ind} . Dæmpningen fra indgang til udgang er derfor 0 dB (decibel). Ved de højeste frekvenser er reaktansen meget lille og u_{ud} bliver tilsvarende lille. Dæmpningen er derfor stor. Ledets frekvenskarakteristik ser sådan ud:



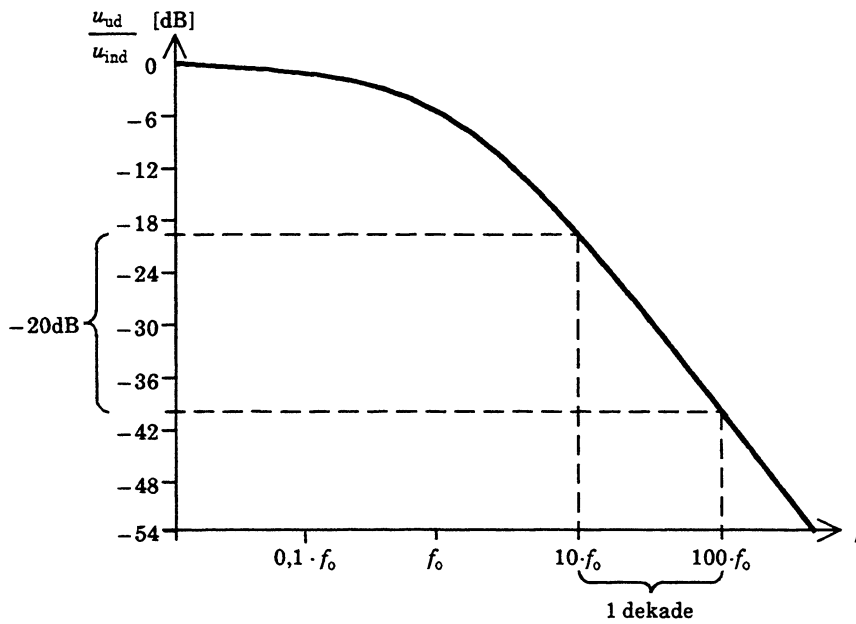
ek509-02.ILL

Y-aksen er inddelt i dB med negativt fortegn. Det skyldes, at man beregner, hvor stor udgangsspændingen er i forhold til indgangsspændingen, og da resultatet er mindre end 1, bliver resultatet i dB negativt. X-aksen er inddelt i oktav eller dekader, men f_0 bør altid være angivet.



ek509-12.ILL

Oktav er et musikudtryk, og betegner et tonespring på otte toner fra fx ét A til et A, der ligger højere eller lavere. Det viser sig, at det netop svarer til en frekvensfordobling eller en frekvenshalvering.



ek509-13.ILL

En dekade er et matematisk udtryk, der betyder "ti gange". Her vil det sige en frekvensændring på 10 gange eller 0,1 gange.

Hældningen på en kurve er et udtryk for, hvor skrå den er. Den beregnes altid som en ændring på Y-aksen, divideret med den tilsvarende ændring på X-aksen. I dette tilfælde altså dB pr. oktav eller dB pr. dekade.

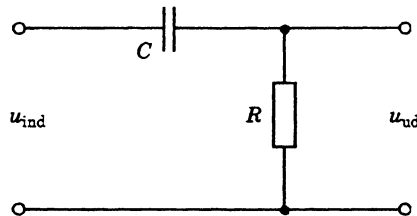
Eksempel på beregning af hældning

På kurven oven for aflæses på Y-aksen en ændring fra -20 til -40 dB lig med -20 dB. Den tilsvarende ændring på X-aksen er fra $10 \cdot f_0$ til $100 \cdot f_0$, lig med 1 dekade. Hældningen er derfor -20 dB/dekade.

Kurven er sammensat af to rette linier med en krum overgang. Se tegningen øverst på forrige side. Forlængelsen af de rette linier skærer hinanden i punktet $(f_0, 0)$, men den virkelige går gennem punktet $(f_0, -3)$. Ved de laveste frekvenser er kurvehældningen 0, og ved de højeste er den -6 dB/oktav eller -20 dB/dekade. Det er valgfrit, hvilken af de to betegnelser, man vil bruge, begge anvendes. På lydudstyr bruges som regel den første og i matematisk litteratur den anden.

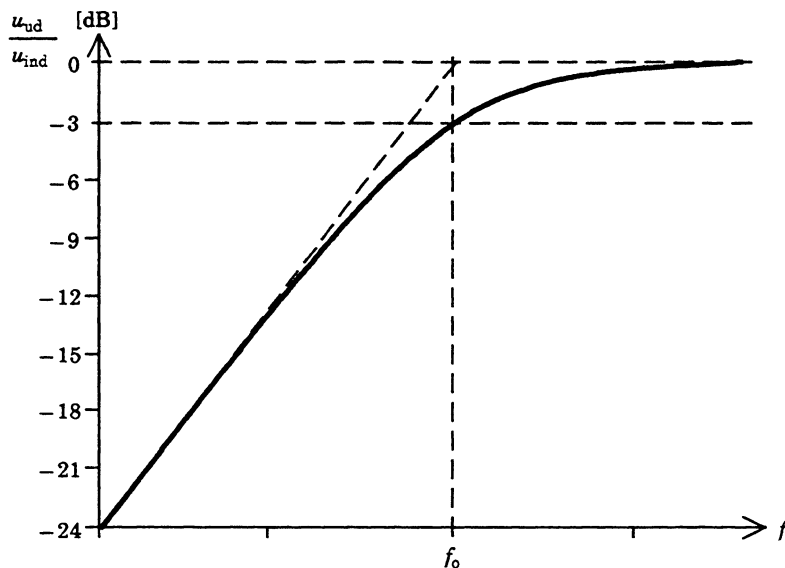
Højpasled

Et højpasled er et led, der lader de højeste frekvenser passere og dæmper de laveste. Forbindes en kondensator og en modstand i serie, som vist her:



ek509-03.ILL

fås et højpasled. Dette led er identisk med lavpasleddet, blot med den forskel, at udgangsspændingen tages over kondensatoren i stedet for over modstanden. (Læs derfor først afsnittet om RC-lavpasled). Frekvenskarakteristiken ser sådan ud:

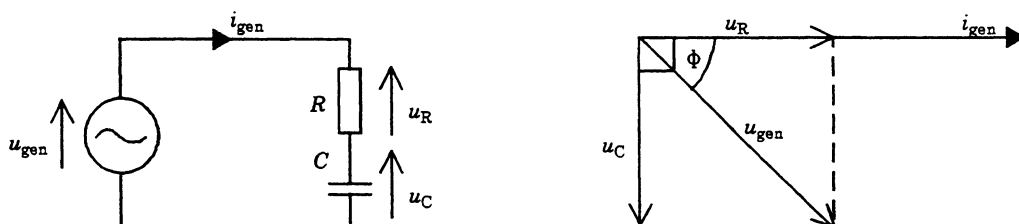


ek509-04.ILL

Det ses, at også kurven er som ved lavpasleddet, bortset fra, at den er spejlet om f_0 . I det hele taget gælder det, at alle definitioner, udtryk og begreber ved lavpasled også gælder for højpasled.

Impedans af et serieled

En fuldstændig angivelse af en impedans indeholder to oplysninger, nemlig størrelsen målt i ohm, og fasevinklen mellem indgangsspændingen og -strømmen målt i grader. Denne vinkel kaldes ofte for ϕ (udtales fi). Til daglig er det dog sjældent at se fasevinklen opgivet. Et vektordiagram giver oplysning om strøm, spændinger og vinkler på en gang. Tegningen herunder viser et RC-serieled, som er tilsluttet en sinusgenerator. Der bliver i alt fire størrelser, som har følgende indbyrdes sammenhæng:



ek509-05.ILL

Størrelserne er u_R , u_C , spændingen fra generatoren u_{gen} og strømmen i_{gen} . Dette vektordiagram er vist ved overgangsfrekvensen. Her har X_C samme størrelse som R . Da R og C gennemløbes af den samme strøm, bliver u_R og u_C lige store.

Da strømmen også gennemløber generatoren, er strømmen en fælles vektor, som de tre spændinger kan ses i forhold til. Spændingen over modstanden er i fase med strømmen og skal afsættes i $\angle 0^\circ$ (læses vinkel nul grader). Spændingen over kondensatoren er 90° efter strømmen og skal afsættes i $\angle -90^\circ$, og der opstår derved en retvinklet trekant. Kræfternes parallelogram fortæller nu, hvor vektoren for generatorspændingen skal befinde sig.

Størrelsen af u_{gen} kan nu beregnes ved hjælp af Pythagoras' læresætning

$$u_{\text{gen}} = \sqrt{u_R^2 + u_C^2} \Leftrightarrow u_{\text{gen}} = \sqrt{u_R^2 + u_C^2}$$

Vinklen af u_{gen} i forhold til i_{gen} , dvs. $\angle \Phi$, kan findes ved hjælp af trigonometri

$$\Phi = \arcsin \frac{u_C}{u_{\text{gen}}}, \quad \Phi = \arccos \frac{u_R}{u_{\text{gen}}}, \quad \Phi = \arctan \frac{u_C}{u_R}$$

Eksempel

Et serie-RC-led tilføres en vekselspænding, der måles til 5 V. Over modstanden måles 4 V, og over kondensatoren måles 3 V. Find $\angle \Phi$.

Her bruges kun en af de tre muligheder.

$$\Phi = \arcsin \frac{u_C}{u_{\text{gen}}} = \frac{3 \text{ V}}{5 \text{ V}} = 36,9^\circ$$

Da både modstanden, kondensatoren og generatoren har fælles strøm kan deres spændinger divideres med denne strøm, og der er nu tre begreber, der let kan forveksles, da de alle har enheden Ohm:

$$\text{Modstand: } \frac{u_R}{i_{\text{gen}}} = R \cdot [\Omega] \angle 0^\circ$$

$$\text{Reaktans (kapacitiv): } \frac{u_C}{i_{\text{gen}}} = X_C \cdot [\Omega] \angle 90^\circ$$

$$\text{Impedans: } \frac{u_{\text{gen}}}{i_{\text{gen}}} = Z \cdot [\Omega] \angle 0 - 90^\circ$$

Eksempel: I foregående eksempel blev $\angle \Phi$ beregnet. Nu ønskes også impedansens størrelse bestemt, og det oplyses, at strømmen er målt til 2 mA.

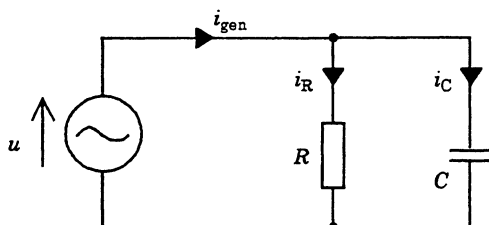
$$Z = \frac{u_{\text{gen}}}{i_{\text{gen}}} = \frac{5 \text{ V}}{2 \text{ mA}} = 2,5 \text{ k}\Omega$$

RC-paralleled

Foregående afsnit har omhandlet modstande og kondensatorer i serie, men de kan naturligvis også anbringes parallelt. Dette afsnit vil behandle nogle af de punkter, hvor parallelforbindelsen adskiller sig fra serieforbindelsen. (Læs først om RC-led i serie).

Impedans af et paralleled

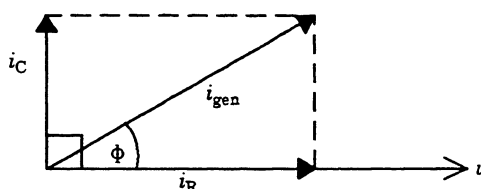
Herunder vises en sinusgenerator koblet til en modstand parallelt med en kondensator. Der er altså kun en og samme spænding i kredsløbet, men der er tre strømme.



ek509-07.ILL

Et vektordiagram konstrueres med udgangspunkt i den fælles vektor, spændingen.

Herefter afsættes i_R i $\angle 0^\circ$, i_C i $\angle +90^\circ$. i_{gen} findes som diagonalen i kræfternes parallellogram.



ek509-08.ILL

Det ses, at $\angle \Phi$ kommer til at ligge på samme måde som ved serieledet, dvs. at strømmen kommer før spændingen.

Impedansens størrelse findes på nogenlunde samme måde som ved serieledet, men der kræves en ekstra mellemregning. Først findes ledningsevnerne for modstanden, dvs. konduktans, og for kondensatoren, dvs. susceptans.

$$\text{Admittans: } \frac{i_{gen}}{u} = \frac{1}{Z}, \text{ Susceptans: } \frac{i_C}{u} = \frac{1}{X_C}, \text{ Konduktans: } \frac{i_R}{u} = \frac{1}{R}$$

Herefter findes ledningsevnen for impedans, dvs. admittans, ved hjælp af Pythagoras' læresætning. Til sidst løses udtrykket med hensyn til impedansen Z .

$$\left(\frac{1}{Z}\right)^2 = \left(\frac{1}{R}\right)^2 + \left(\frac{1}{X_C}\right)^2 \Leftrightarrow Z = \frac{R \cdot X_C}{\sqrt{R^2 + X_C^2}}$$

Eksempel

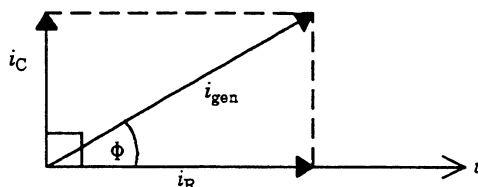
Et parallel-RC-led tilføres en vekselspænding på 3 V. Frekvensen har en sådan størrelse, at reaktansen bliver 2,86 kΩ. Modstanden er 1,8 kΩ. Beregn impedansens størrelse og vinkel.

$$Z = \frac{R \cdot X_C}{\sqrt{R^2 + X_C^2}} = \frac{1,8 \text{ k} \cdot 2,86 \text{ k}}{\sqrt{1,8^2 + 2,86^2}} = 1\,523 \, \Omega$$

$$i_R = \frac{u}{R} = \frac{3}{1,8 \text{ k}} = 1,67 \text{ mA}, \quad i_C = \frac{u}{X_C} = \frac{3}{2,86 \text{ k}} = 1,05 \text{ mA}$$

$$\Phi = \arctan \frac{i_C}{i_R} = \arctan \frac{1,05 \text{ mA}}{1,67 \text{ mA}} = 32,2^\circ$$

ek509-08.ILL



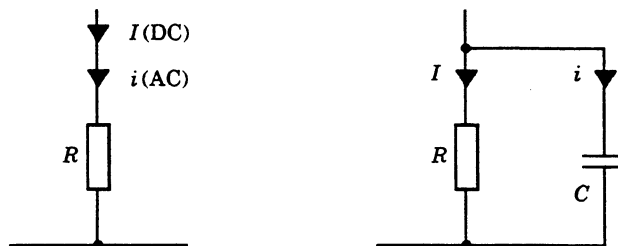
Angående beregning af $\angle \Phi$ se foregående afsnit.

Afkobling

Som bekendt vil den samlede modstand i en parallelforbindelse altid være mindre end den mindste modstand. Det gælder også for RC-led i parallel. Da kondensatorens reaktans bliver mindre med stigende frekvens, vil det betyde, at leddet får lille impedans ved høje frekvenser og stor ved lave. Den bliver dog ikke større end modstandens værdi.

Ligesom alle andre RC-led har dette en overgangsfrekvens, og den beregnes på samme måde. Det gør leddet velegnet til at afkoble, dvs. fjerne, vekselspændinger (AC) i kredsløb, hvor man kun ønsker, at der optræder jævnspændinger (DC). Herunder vises en modstand, der gennemløbes af to strømme, en AC og en DC. Ved siden af er modstanden afkoblet med en kondensator.

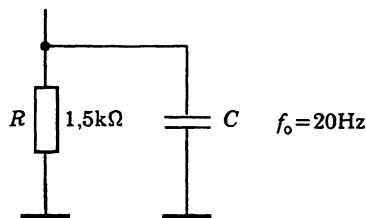
ek509-06.ILL



I den første situation vil der dannes både en jævn- og en vekselspænding over modstanden. Vekselspændingen er uønsket. Derfor er der i den anden situation parallelkoblet en kondensator, hvis reaktans skal være meget mindre end modstanden. Vekselstrømmen vil så hovedsaglig løbe i kondensatoren. Derfor opbygges der ikke nogen vekselspænding af betydning.

Eksempel

I et kredsløb ønsker man, at der ikke optræder vekselspændinger med højere frekvenser end 20 Hz over en modstand på 1,5 kΩ. Bestem den nødvendige kondensator.



ek509-12.ILL

$$f_o = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R \cdot C} \Leftrightarrow C = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R \cdot f_o} \Leftrightarrow C = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 1,5 \text{ k} \cdot 20} = 5,3 \text{ } \mu\text{F}$$

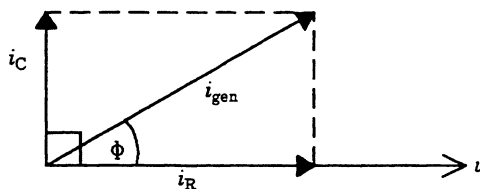
En kondensator på 5,3 μF kan næppe skaffes, så for ikke at flytte f_o opad, må der vælges en kondensator på nærmeste større værdi altså 5,6 eller 6,8 μF.

Vekselstrømseffekt i RC-led

Som bekendt kan elektrisk effekt beregnes ved at gange strøm med spænding eller:

$$P = U \cdot I$$

Denne formel gælder både ved jævn- og vekselstrøm, men kun ved ohmske modstande. Så snart der er optræder fasedrejende (reaktive) komponenter, fx en kondensator, er sagen mere kompliceret. I nedenstående vektordiagram indgår tre strømme og en spænding.

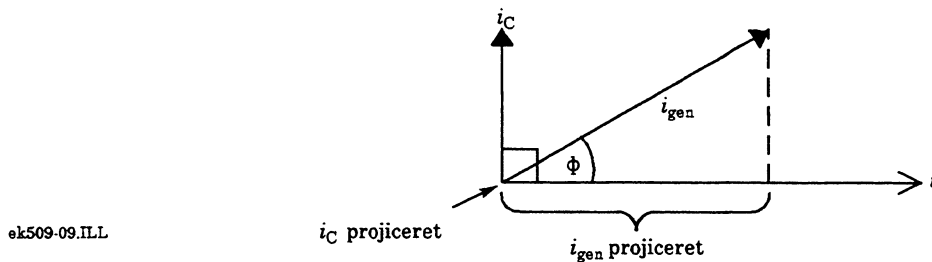


ek509-08.ILL

Spændingen u og strømmen i_R er vist som vektorer, der virker i samme retning, og de kan derfor umiddelbart ganges med hinanden, når effekten i modstanden skal beregnes.

$$P_R = u_R \cdot i_R$$

Spændingen u og strømmen i_{gen} virker ikke i samme retning. Det skal de bringes til, inden de kan ganges med hinanden. Det foregår ved at projicere i_{gen} ned på samme akse som u .



Når i_{gen} projiceres, mindskes størrelsen, og det ses, at den får samme størrelse som i_R . Fra trigonometrien ved vi, at:

$$\cos \Phi = \frac{i_{\text{gen projiceret}}}{i_{\text{gen}}}$$

Udtrykket løses med hensyn til $i_{\text{gen projiceret}}$:

$$i_{\text{gen projiceret}} = i_{\text{gen}} \cdot \cos \Phi$$

Effekten i RC-leddet kan nu beregnes som:

$$P = u \cdot i_{\text{gen}} \cdot \cos \Phi$$

Også her ses det, at i_{gen} efter projection får samme størrelse som i_R .

Effekten i kondensatoren findes ligeledes ved at gange spændingen med den projicerede i_C . Men, som det ses, bliver resultatet nul.

Konklusionen bliver, at der ikke afsættes effekt i kondensatoren, men kun i den ohmske modstand. Det forudsætter dog, at kondensatoren er ideel (tabsfri), og i praksis kan alle kondensatortyper bortset fra elektrolytkondensatorer betragtes som ideelle ved lavfrekvens.

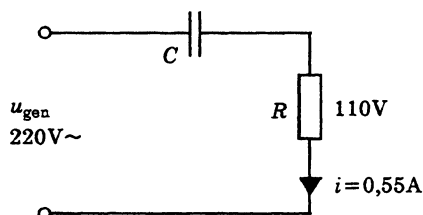
Den hele og fuldstændige effektformel kommer til at se sådan ud:

$$P = u \cdot i \cdot \cos \Phi$$

Eksempel

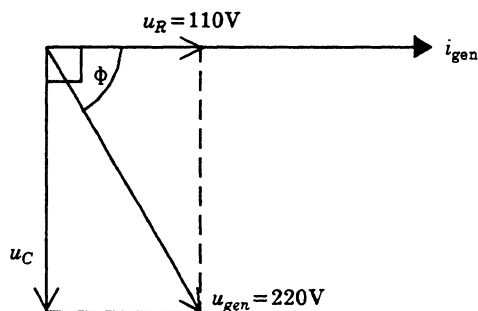
Et glødelampe (opfører sig som en ohmsk modstand) har en spænding over sig på 110 V og gennemløbes af en strøm på 0,55 A. Den skal tilsluttes lysnettet på 220 V AC. Det sker gennem en seriekoblet kondensator. Beregn effekten, der afsættes i lampen og i kondensatoren, og effekten, der aftages fra lysnettet.

ek509-10.ILL



Der skabes overblik ved hjælp af et vektordiagram.

ek509-11.ILL



Generatorspændingen skal være 220 V, og spændingen over modstanden skal være 110 V. Spændingen over kondensatoren bliver **ikke** 110 V, men:

$$u_{\text{gen}}^2 = u_R^2 + u_C^2 \Leftrightarrow \sqrt{u_{\text{gen}}^2 - u_R^2} = \sqrt{220^2 - 110^2} = 191 \text{ V}$$

$\angle \Phi$ kan fx beregnes på denne måde:

$$\Phi = \arctan \frac{u_C}{u_R} = \arctan \frac{191 \text{ V}}{110 \text{ V}} = 60^\circ$$

Effekten i modstanden findes:

$$P_R = u_R \cdot i \cdot \cos 0^\circ = 110 \cdot 0,55 \cdot 1 = 60,5 \text{ W}$$

Effekten i kondensatoren findes:

$$P_C = u_C \cdot i \cdot \cos 90^\circ = 191 \cdot 0,55 \cdot 0 = 0 \text{ W}$$

Effekten, der aftages fra lysnettet, findes:

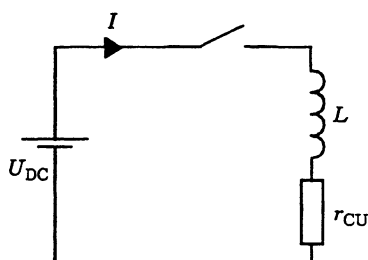
$$P_{\text{gen}} = u_{\text{gen}} \cdot i \cdot \cos 60^\circ = 220 \cdot 0,55 \cdot 0,5 = 60,5 \text{ W}$$

□

RL-led ved DC

Strømmens opvoksen i en spole

Når en jævnspænding tilsluttes en spole, løber der ikke straks strøm med fuld styrke.



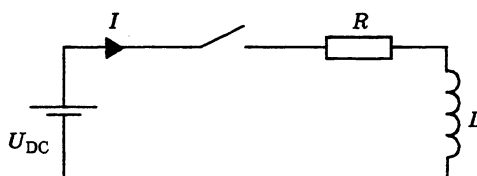
ek510-01.ILL

Strømmen vokser eksponentielt og vil, hvis spolen er ideel, nå at blive uendelig stor. Spolen er ikke ideel, da der er en ohmsk modstand r_{CU} i den kobbertråd, spolen er viklet af. Ved DC vil strømmen derfor bestemmes af den påtrykte spænding og den ohmske modstand.

Tidskonstant for RL-led

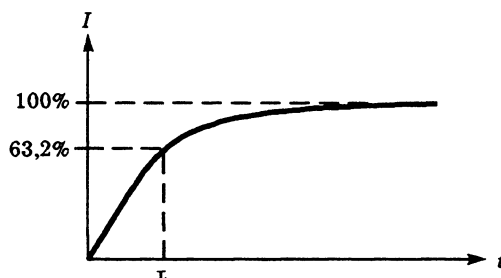
Der går altså en vis tid, inden strømmen har nået sit maksimum. Den tid bestemmes af spolens selvinduktion L og den samlede modstand i kredsløbet R . Som ved RC-led defineres en tidskonstant τ (tau):

$$\tau = \frac{L}{R}$$



ek510-02.ILL

Nedenstående graf viser strømmen som funktion af tiden.

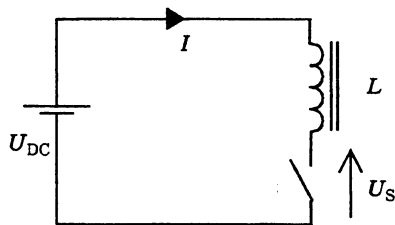


ek510-03.ILL

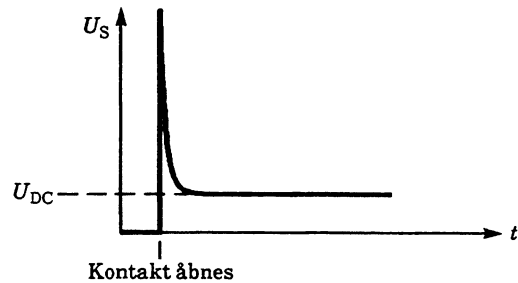
Grafens udseende er beskrevet i afsnittet om RC-led ved DC, blot med den forskel, at der ved spolen tales om **strømmens** opvoksen og ved kondensatoren om **spændingens** opvoksen.

Magnetfeltets nedbrydning

Når der løber jævnstrøm i en spole, opbygges der et magnetfelt omkring spolen. Det gælder især relæer, sugespoler (solenoider) og motorviklinger af enhver art. Når strømmen afbrydes, vil spolen generere en spænding i et forsøg på at opretholde strømmen igennem sig. Se nærmere under afsnittet om selvinduktion.

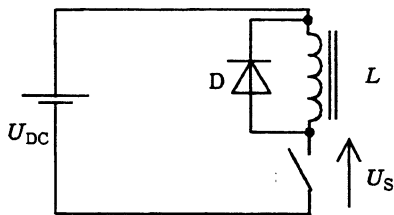


ek510-04.ILL

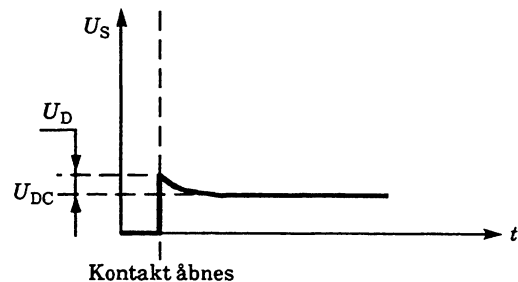


Den opståede spænding kan blive meget høj, så høj, at der i mekaniske kontakter kan dannes lysbuer, som med tiden vil ødelægge kontaktsættet. Udgøres "kontakten" af en transistor, som det oftere og oftere ses, vil den blive udsat for disse store spændinger. Det giver kortvarige gennemslag, men det behøver ikke at medføre øjeblikkelig ødelæggelse. Et elektrisk apparat kan derfor være i drift i lang tid, før den type fejl viser sig.

For at imødegå denne ødelæggelse bør der altid være monteret en diode i spærreretning parallelt med spolen.



ek510-05.ILL



Når strømmen brydes, vil spolen, som nævnt ovenfor, generere en spænding så høj, at strømmen i spolen kan opretholdes, men der skal kun ca 0,6 V til at åbne dioden. Spændingen over kontakten vil derfor kun overstige U_{DC} med denne spænding. Den energi, som magnetfeltet repræsenterer, afsættes nu i dioden og kobbermodstanden. Man ser dog også konstruktioner, hvor der bruges zenerdioder, modstande eller VDR-modstande. Det gælder især, hvis nedbrydningen af magnetfeltet skal ske på en bestemt tid, eller den afsatte effekt skal begrænses.

□

RL-led ved AC

Generelt

RL-led er frekvensafhængige, dvs. at de opfører sig forskelligt ved forskellige frekvenser. De kan bruges overalt, hvor man vil fremhæve eller dæmpe bestemte frekvensområder, men da spoler er dyre at fremstille, bliver RL-led kun brugt, hvor man ikke kan klare sig med tilsvarende RC-led. Det kan være i støjfiltre, hvor man udnytter, at spolen har DC-gennemgang. Det kan være i switch-mode strømforsyninger, hvor man udnytter spolens magnetiske egenskaber, og det kan være i delefiltre til højttalere.

Reaktans

Påtrykkes en spole en vekselspænding, vil der løbe en vekselstrøm. Størrelsen af denne strøm vil følge Ohms lov, men der er ikke tale om modstand på samme måde som ved almindelige modstande. Begrebet kaldes reaktans X_L og måles i ohm. Ohms lov må derfor omskrives fra:

$$i = \frac{u}{R}$$

til:

$$i_L = \frac{u_L}{X_L}$$

Reaktansens bestemmes af to størrelser, nemlig selvinduktionen L og frekvensen af den påtrykte vekselspænding f .

$$X_L = 2 \cdot \pi \cdot f \cdot L$$

Af formelen ses, at spolens reaktans er ligefrem proportional med frekvensen.

Eksempel

Beregn X_L , når frekvensen f er 2,7 kHz, og selvinduktionen L er 36 mH.

$$X_L = 2 \cdot \pi \cdot f \cdot L = 2 \cdot \pi \cdot 2,7 \text{ K} \cdot 36 \text{ m} = 611 \Omega$$

Faseforholdet for en modstand er således, at strøm og spænding altid er i fase, dvs. at fasedrejningen er 0° . Man taler om, at modstanden er rent ohmsk. For en spole er strømmen altid 90° efter spændingen. Reaktansen siges at være induktiv.

Overgangsfrekvens

Som det ses, er reaktansen frekvensafhængig. Kobles en spole i serie eller parallelt med en modstand, fås et RL-led. Ethvert RL-led har en overgangsfrekvens f_0 . Det er den frekvens, ved hvilken $X_L = R$. Reaktansformlen løses med hensyn til f :

$$f = \frac{X_L}{2 \cdot \pi \cdot L}$$

R indsættes i stedet for X_L , og f_0 indsættes i stedet for f :

$$f_0 = \frac{R}{2 \cdot \pi \cdot L}$$

Denne formel gælder altså **kun** ved overgangsfrekvensen.

Eksempel

Beregn overgangsfrekvensen for et RL-led når $R = 680 \Omega$ og $L = 14 \text{ mH}$.

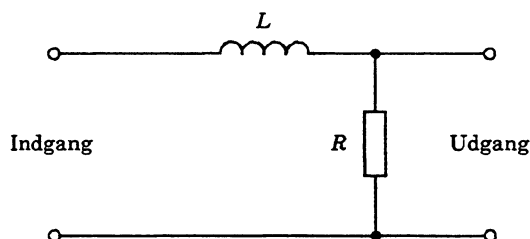
$$f_0 = \frac{R}{2 \cdot \pi \cdot L} = \frac{680}{2 \cdot \pi \cdot 14 \text{ m}} = 7,73 \text{ kHz}$$

RL-serieledd

Lavpasled

Et lavpasled er et led, der lader de lave frekvenser passere fra leddets indgang til dets udgang, uden at de dæmpes. Derimod dæmpes de høje frekvenser, men ikke lige meget. Når der tales om lave og høje frekvenser, er det altid set i forhold til overgangsfrekvensen, og det er underforstået, at der tales om spændinger.

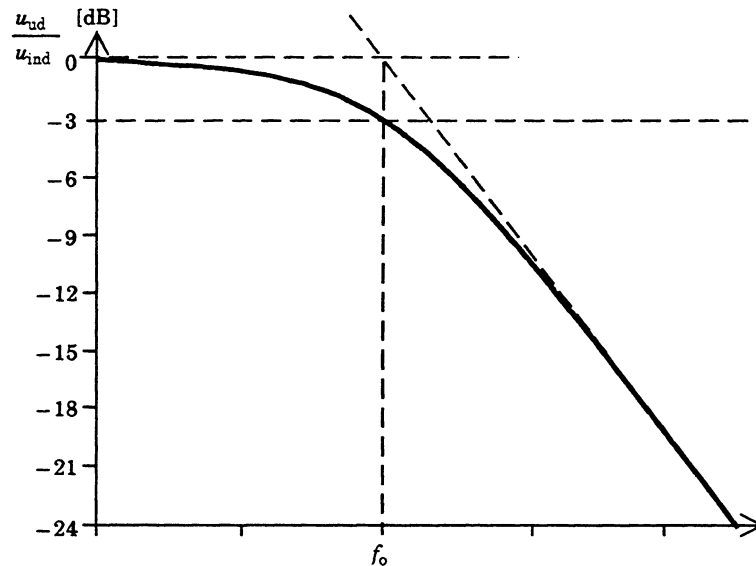
Forbindes en spole og en modstand i serie, som vist her:



ek511-01.ILL

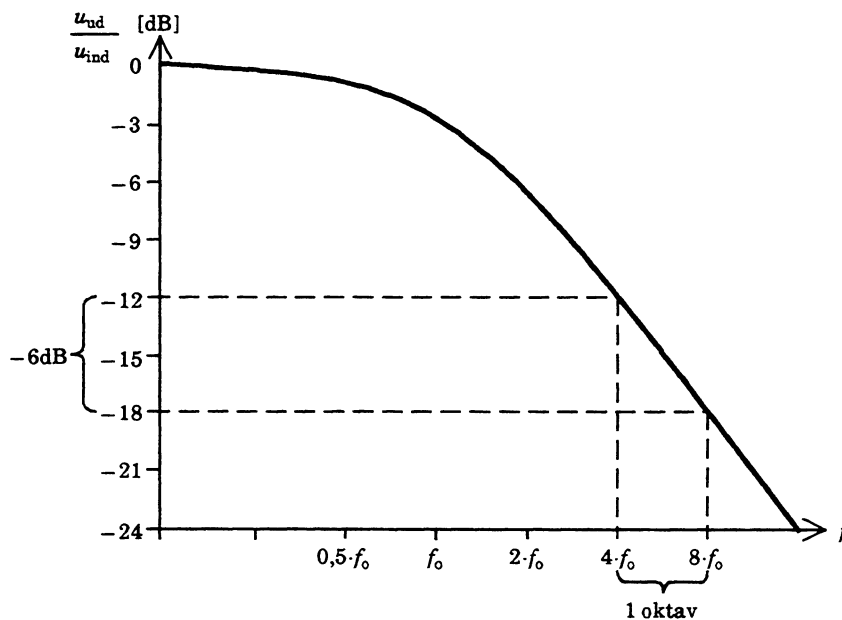
fås et lavpasled. Leddet vil altid være anbragt i en signalvej og må derfor både have en indgang og en udgang. Indgangen kan tilføres alle tænkelige frekvenser, men ofte er det kun dem i nærheden af overgangsfrekvensen, der interesserer. Serieledet kan opfattes som en spændingsdeler, hvor den øverste del (reaktansen) varierer med frekvensen, mens den nederste del (modstanden) er konstant.

Ved de laveste frekvenser vil spolens reaktans være så lille, at den er uden indflydelse, og u_{ud} vil derfor være lig med u_{ind} . Dæmpningen fra indgang til udgang vil være 0 dB (decibel). Ved de højeste frekvenser vil spolens reaktans være meget stor, således at u_{ud} bliver meget mindre end u_{ind} . Dæmpningen vil være stor. Ledets frekvenskarakteristik ser sådan ud:



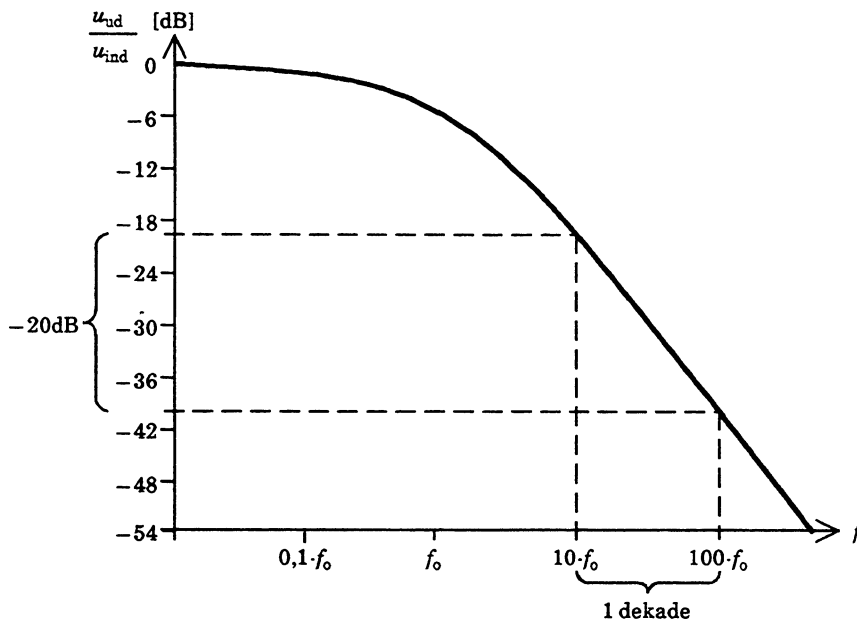
ek509-02.ILL

Y-aksen er inddelt i dB med negativt fortegn. Det skyldes, at man beregner, hvor stor udgangsspændingen er i forhold til indgangsspændingen, og da resultatet er mindre end 1, bliver resultatet i dB negativt. X-aksen er inddelt i oktav eller dekader, og f_0 bør altid være angivet.



ek509-12.ILL

Oktav er et musikudtryk og betegner et tonespring på otte toner fra fx et C til et C, der ligger højere eller lavere. Det viser sig, at det netop svarer til en frekvensfordobling eller en frekvenshalvering.



ek509-13.ILL

En dekade er et matematisk udtryk, der betyder "ti gange". Her vil det sige en frekvensændring på 10 gange eller 0,1 gange.

Hældningen på en kurve er et udtryk for, hvor skrå den er. Den beregnes altid som en ændring på Y-aksen divideret med den tilsvarende ændring på X-aksen. I dette tilfælde altså dB pr. oktav eller dB pr. dekade.

Eksempel på beregning af hældning

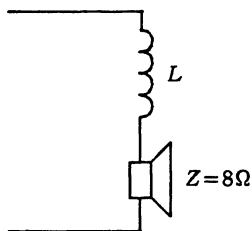
På kurven oven for aflæses på Y-aksen en ændring fra -20 til -40 dB lig med -20 dB.

Den tilsvarende ændring på X-aksen er fra $10 \cdot f_0$ til $100 \cdot f_0$ lig med 1 dekade. Hældningen er derfor -20 dB/dekade.

Kurven er sammensat af to rette linier med en krum overgang. Se tegningen øverst på siden. Forlængelsen af de rette linier skærer hinanden i punktet $(f_0, 0)$, men den virkelige går gennem punktet $(f_0, -3)$. Ved de laveste frekvenser er kurvehældningen 0, og ved de højeste er den -6 dB/oktav eller -20 dB/dekade. Det er valgfrit, hvilken af de to betegnelser, man vil bruge, begge anvendes. På lydudstyr bruges som regel den første og i matematisk litteratur den anden.

Eksempel

En bashøjttaler i et højttalerkabinet ønskes ikke tilført diskanttoner. Der anbringes derfor en spole i serie med højttaleren,



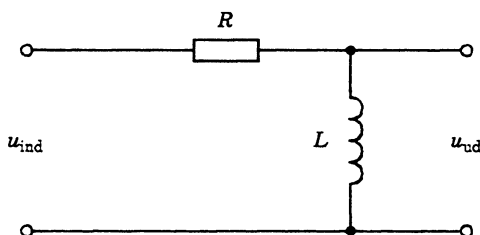
ek511-07.ILL

og det antages, at højttaleren virker som en ohmsk modstand på $8\ \Omega$. Overgangsfrekvensen vælges til $2,5\ \text{kHz}$. Beregn spolens selvinduktion.

$$f_o = \frac{R}{2 \cdot \pi \cdot L} \Rightarrow L = \frac{R}{2 \cdot \pi \cdot f_o} = \frac{8}{2 \cdot \pi \cdot 2,5\ \text{K}} = 0,51\ \text{mH}$$

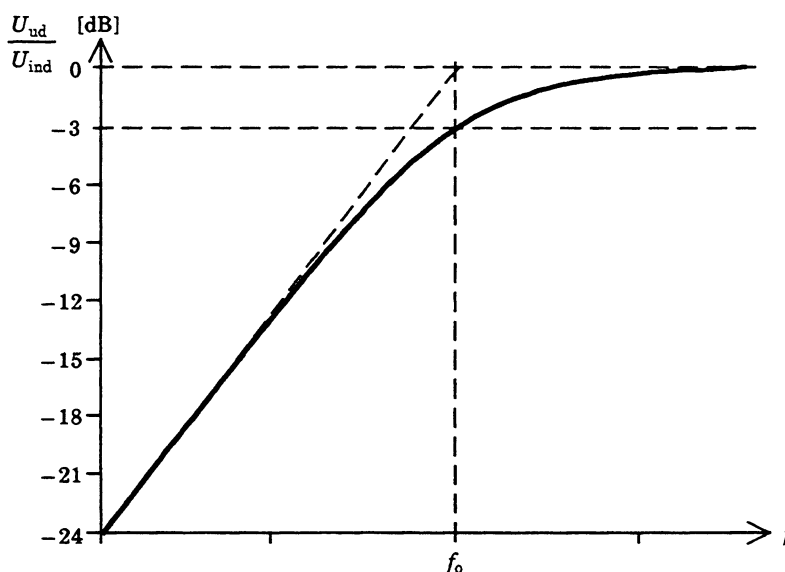
Højpasled

Et højpasled er et led, der lader de højeste frekvenser passere og dæmper de laveste. Forbindes en spole og en modstand i serie, som vist her:



ek511-02.ILL

fås et højpasled. Dette led er identisk med lavpasleddet, blot med den forskel, at udgangsspændingen tages over spolen i stedet for over modstanden. (Læs derfor først afsnittet om RL- lavpasled). Frekvenskarakteristiken ser sådan ud:



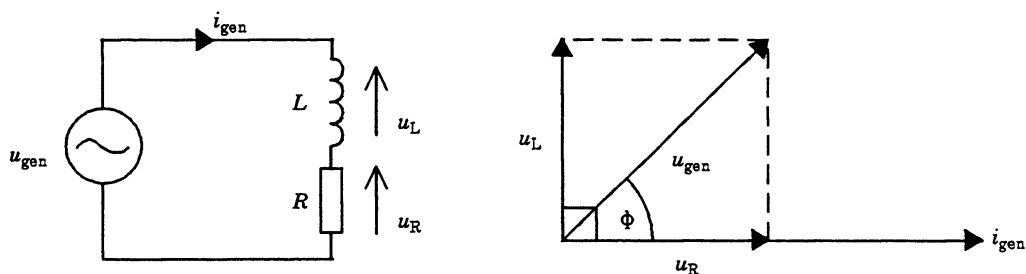
ek509-04.ILL

Det ses, at også kurven er som for lavpasleddet, bortset fra at den er spejlet om f_o . I det hele taget gælder det, at alle definitioner, udtryk og begreber ved lavpasled også gælder for højpasled.

Impedans af et serieled

En fuldstændig angivelse af en impedans indeholder to oplysninger, nemlig størrelsen målt i ohm og fasevinklen mellem indgangsspændingen og indgangsstrømmen målt i grader. Denne vinkel kaldes ofte for Φ (udtales fi). Det er dog sjældent at se fasevinklen opgivet.

Et vektordiagram giver oplysning om strøm, spændinger og vinkler på en gang. Tegningen herunder viser et RL-serieled, som er tilsluttet en sinusgenerator. Der bliver i alt fire størrelser, som har følgende indbyrdes sammenhæng:



ek511-03.ILL

Størrelserne er u_L , u_R , spændingen fra generatoren u_{gen} og strømmen i_{gen} . Dette vektordiagram er vist ved overgangsfrekvensen. Her har X_L samme størrelse som R . Da R og L gennemløbes af den samme strøm, bliver u_L og u_R lige store.

Da strømmen også gennemløber generatoren, er strømmen en fælles vektor, som de tre spændinger kan ses i forhold til. Spændingen over modstanden er i fase med strømmen og skal afsættes i $\angle 0^\circ$ (læses vinkel nul grader). Spændingen over spolen er 90° forud for strømmen og skal afsættes i $\angle +90^\circ$, og der opstår derved en retvinklet trekant. Kræfternes parallelogram fortæller nu, hvor vektoren for generatorspændingen skal befinde sig.

Størrelsen af u_{gen} kan nu beregnes ved hjælp af Pythagoras' læresætning:

$$u_{gen}^2 = u_R^2 + u_L^2 \Leftrightarrow u_{gen} = \sqrt{u_R^2 + u_L^2}$$

Vinklen af u_{gen} i forhold til i_{gen} , dvs $\angle \Phi$, kan findes ved hjælp af trigonometri.

$$\Phi = \arcsin \frac{u_L}{u_{gen}}, \quad \Phi = \arccos \frac{u_R}{u_{gen}}, \quad \Phi = \arctan \frac{u_L}{u_R}$$

Eksempel

Et serie-RL-led tilføres en vekselspænding, der måles til 3,5 V. Over modstanden måles 1,96 V og over spolen måles 2,9 V.

Find $\angle \Phi$.

Her bruges kun en af de tre løsningsmuligheder

$$\Phi = \arccos \frac{u_R}{u_{\text{gen}}} = \arccos \frac{1,96 \text{ V}}{3,5 \text{ V}} = 55,9^\circ$$

Da både modstanden, spolen og generatoren har fælles strøm, kan deres spændinger divideres med denne strøm, og der er nu tre begreber, som let kan forveksles, da de alle har enheden ohm:

$$\text{Modstand: } \frac{u_R}{i_{\text{gen}}} = R \cdot [\Omega] \angle 0^\circ$$

$$\text{Reaktans (induktiv): } \frac{u_L}{i_{\text{gen}}} = X_L \cdot [\Omega] \angle 90^\circ$$

$$\text{Impedans (induktiv): } \frac{u_{\text{gen}}}{I_{\text{gen}}} = Z \cdot [\Omega] \angle 0 - 90^\circ$$

Eksempel

I foregående eksempel blev $\angle \Phi$ beregnet. Nu ønskes også impedansens størrelse bestemt, og det oplyses, at strømmen er målt til 4,18 mA.

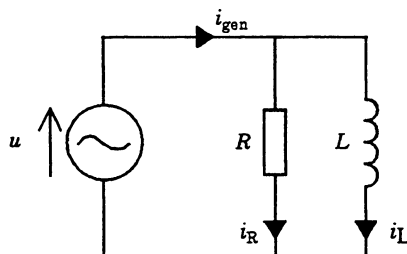
$$Z = \frac{u_{\text{gen}}}{i_{\text{gen}}} = \frac{3,5 \text{ V}}{4,18 \text{ mA}} = 837 \Omega$$

RL-paralleled

Foregående afsnit har omhandlet modstande og spoler i serie, men de kan naturligvis også anbringes parallelt. Dette afsnit vil behandle nogle af de punkter, hvor parallelforbindelsen adskiller sig fra serieforbindelsen. Læs først om RL-led i serieforbindelse.

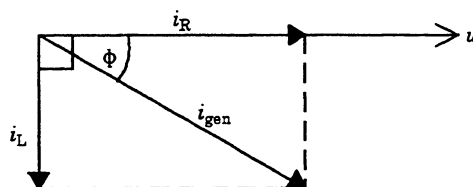
Impedans af et RL-paralleled

Herunder vises en sinusgenerator koblet til en modstand parallelt med en spole. Der er altså kun en og samme spænding i kredsløbet, mens der er tre strømme.



ek511-04.ILL

Et vektordiagram konstrueres med udgangspunkt i den fælles vektor, spændingen. Herefter afsættes i_R i $\angle 0^\circ$, i_L i $\angle -90^\circ$. Herefter kan i_{gen} findes som diagonalen i kræfternes parallelogram.



ek511-05.ILL

Det ses, at $\angle \Phi$ kommer til at ligge på samme måde som ved serieledet, dvs at spændingen kommer før strømmen.

Impedansens størrelse kan findes ved hjælp af en af nedenstående to formler:

$$\left(\frac{1}{Z}\right)^2 = \left(\frac{1}{R}\right)^2 + \left(\frac{1}{X_L}\right)^2 \Leftrightarrow Z = \frac{R \cdot X_L}{\sqrt{R^2 + X_L^2}}$$

Udledning af disse to formler ses i afsnittet "RC-led ved AC, RC-paralleled, impedans".

Eksempel

Et parallel-RL-led tilføres en vekselspænding på 4 V. Frekvensen har en sådan størrelse, at reaktansen bliver 3,67 kΩ. Modstanden er 2,2 kΩ. Beregn impedansens størrelse og vinkel:

$$Z = \frac{R \cdot X_L}{\sqrt{R^2 + X_L^2}} = \frac{2,2 \text{ k} \cdot 3,67 \text{ k}}{\sqrt{2,2^2 \text{ k}^2 + 3,67^2 \text{ k}^2}} = 1,89 \text{ k}\Omega$$

$$i_R = \frac{u}{R} = \frac{4}{2,2 \text{ k}} = 1,82 \text{ mA}, i_L = \frac{u}{X_L} = \frac{4}{3,67 \text{ k}} = 1,09 \text{ mA}$$

$$\Phi = \arctan \frac{i_L}{i_R} = \arctan \frac{1,09 \text{ m}}{1,82 \text{ m}} = 30,9^\circ$$

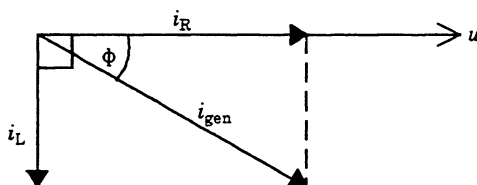
Angående beregningen af $\angle \Phi$ se foregående afsnit.

Vekselstrømseffekt i RL-led

Som bekendt kan elektrisk effekt beregnes ved at gange strøm med spænding:

$$P = U \cdot I$$

Denne formel gælder både ved jævn- og vekselstrøm, men kun ved ohmske modstande. Så snart der optræder fasedrejende (reaktive) komponenter, fx en spole, er sagen mere kompliceret. I nedenstående vektordiagram indgår tre strømme og en spænding.

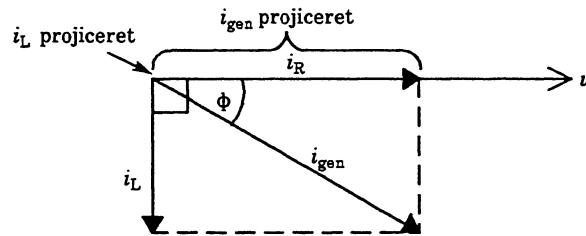


ek511-05.ILL

Spændingen u og strømmen i_R er vist som vektorer, der virker i samme retning, og de kan derfor umiddelbart ganges med hinanden, når effekten i modstanden skal beregnes.

$$P_R = u_R \cdot i_R$$

Spændingen u og strømmen i_{gen} virker ikke i samme retning. Det skal de bringes til, inden de kan ganges med hinanden. Det foregår ved at projicere i_{gen} ned på samme akse som u .



ek511-06.ILL

Når i_{gen} projiceres mindskes størrelsen, og det ses, at den får samme størrelse som i_R . Fra trigonometrien ved vi, at:

$$\cos \Phi = \frac{i_{\text{gen projiceret}}}{i_{\text{gen}}}$$

Udtrykket løses med hensyn til $i_{\text{gen projiceret}}$:

$$i_{\text{gen projiceret}} = i_{\text{gen}} \cdot \cos \Phi$$

Effekten i RL-ledet kan nu beregnes som:

$$P = u \cdot i_{\text{gen}} \cdot \cos \Phi$$

Også her ses det, at i_{gen} efter projection får samme størrelse som i_R .

Effekten i spolen findes ligeledes ved at gange spændingen med den projicerede i_L , men, som det ses, bliver resultatet nul.

Konklusionen bliver, at der ikke afsættes effekt i spolen, men kun i den ohmske modstand. Det forudsætter dog, at spolen er ideel (tabsfri). Det er den bare ikke. I den virkelige spole er der ganske betydelige tab, og de viser sig næsten alle som ohmsk modstand. Det betyder, at man bliver nødt til at regne med effekttab i virkelige spoler.

Den hele og fuldstændige effektformel kommer til at se sådan ud:

$$P = u \cdot i \cdot \cos \Phi$$

Eksempel

En blæsemotor til køling af en PC er mærket 220 V/0,2 A 50 Hz. $\cos \Phi = 0,85$.

Hvor stor effekt aftages fra lysnettet?

$$P = u \cdot i \cdot \cos \Phi = 220 \text{ V} \cdot 0,2 \text{ A} \cdot 0,85 = 37,4 \text{ W}$$

□

Svingningskredse

Generelt

En svingningskreds er betegnelsen for en sammenkobling af en kondensator og en spole og kaldes derfor også for et LC-led. Svingningskredse kan bruges til at fremstille båndpasfiltre, dvs. frekvensafhængige led, der lader et frekvensbånd passere og dæmper både højere og lavere frekvenser. De kan også bruges til båndstopfiltre, som dæmper et frekvensbånd og lader andre passere.

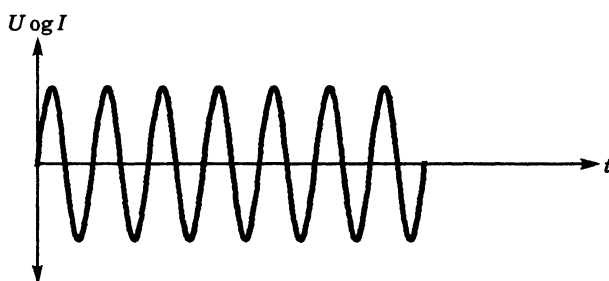
I de foregående afsnit er det vist, at det med RC-led og RL-led kun er muligt at opnå en kurvehældning, også kaldet for flankestejlhed, på 6 dB/oktav for hvert led. Med LC-led kan der opnås flankestejkheder på helt op til 70 til 80 dB/oktav, afhængigt af hvor omhyggeligt de er fremstillet og justeret.

Svingningskredse bruges bl.a. i radio- og tv-modtagere, i antenneanlæg og i telefonudstyr. Dette afsnit beskæftiger sig kun med passive filtre, dvs. filtre uden forstærkning. De samme egenskaber kan opnås med aktive filtre, men her henvises til speciallitteratur.

Resonans

Ved resonans forstås et "system", der svinger på sin egen frekvens. Det kan fx være en gyngesæde, der skubbes af en person. Selv et ganske lille barn kan sætte en tung gyngesæde i store svingninger, men kun på gyngesædets egenfrekvens. Det vil være umuligt eller i hvert fald kræve store kræfter at få den til at gyngesæde på andre frekvenser.

I elektronikken kan der optræde resonans ved LC-led. Det er ligegyldigt, om der tænkes på serie- eller parallelled. Fysisk sker der det, at kredsen skal "slås an", dvs. der skal tilføres energi. Det kan fx ske ved, at kondensatoren oplades. Når opladningen ophører, vil energien flytte sig til spolen i form af en strøm, der opbygger et magnetfelt. Når der ikke længere løber strøm i spolen, vil magnetfeltet nedbrydes. Dermed omdannes energien atter til en strøm, der løber tilbage til kondensatoren. Kondensatoren oplades på ny, og processen vil fortsætte til evig tid, hvis komponenterne er uden tab (ideelle).

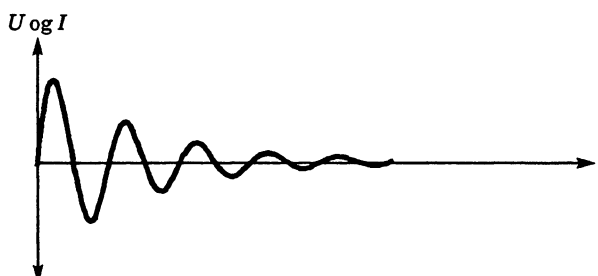


ek512-01.ILL

Det kan vises, at såvel strømme som spændinger bliver sinusformede. Den frekvens, hvormed energien skifter opholdssted, kaldes resonansfrekvensen og er bestemt af kondensatorens kapacitet og spolens selvinduktion.

Dæmpet svingning

Da der er tab i alle komponenter og ledninger, vil den tilførte energi efterhånden omdannes til varme, og processen ebber ud, men så længe den varer ved er frekvensen konstant. Det fænomen kaldes for en dæmpet svingning.

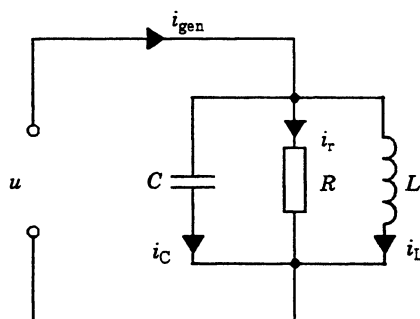


ek512-02.ILL

Skal kredsen blive ved at svinge, skal der altså hele tiden tilføres energi. Det kan ske enten magnetisk eller elektrisk.

Parallelsvingningskreds

Herunder vises en parallelsvingningskreds bestående af en spole L , en kondensator C og en tabsmodstand R .

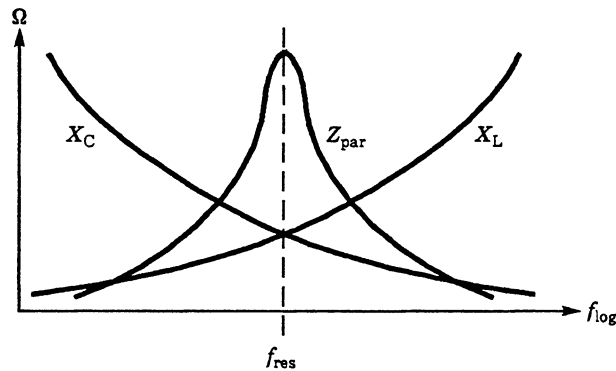


ek512-03.ILL

Som bekendt er spolens reaktans X_L ligefrem proportional med frekvensen, og kondensatorens reaktans X_C omvendt proportional med frekvensen. Der må altså være en frekvens, hvor de har samme reaktans. Det er resonansfrekvensen f_{res} , som findes som:

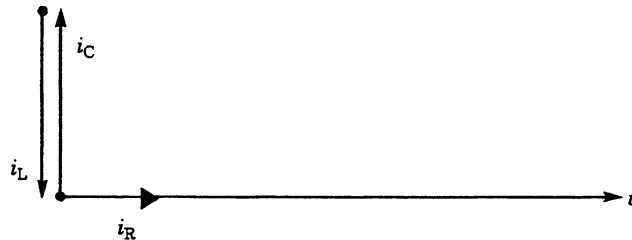
$$f_{\text{res}} = \frac{1}{2\pi \cdot \sqrt{L \cdot C}}$$

Ved parallelresonans er impedansen Z meget høj.



ek512-04.ILL

Ved hjælp af et vektordiagram ved resonansfrekvensen kan det vises, hvorfor Z bliver høj.



ek512-05.ILL

Den fælles vektor er spændingen u , som afsættes i $\angle 0^\circ$. I fase med u afsættes i_R . I $\angle +90^\circ$ afsættes i_C , og i $\angle -90^\circ$ afsættes i_L . Det ses, at strømmene i spolen og kondensatoren er lige store, men modsatrettede, så deres samlede strøm er nul. Hele generatorstrømmen i_{gen} løber altså i r . Det betyder to ting, nemlig at $\angle \Phi$ er 0° ved resonans og at resonansimpedansen alene bestemmes af tabsmodstanden. Jo mindre tab, desto større resonansimpedans.

$$Z_{res} = \frac{u}{i_{gen}} = \frac{u}{i_R}$$

Konklusion

Resonansimpedansen for en parallelsvingningskreds er altså høj og rent ohmsk.

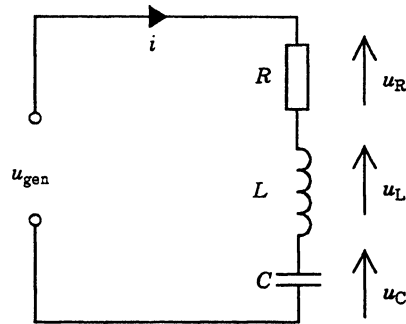
Anbringes den i serie med en signalvej, vil den spærre for bestemte frekvenser. Den kaldes derfor også for en spærrekreds.

Af ovenstående kunne det se ud til, at kondensatoren og spolen er strømløse, men det er ikke rigtigt. Der kan løbe meget store strømme i dem, selv om generatorstrømmen er meget lille.

Seriesvingningskreds

Herunder vises en seriesvingningskreds bestående af en spole L , en kondensator C og en tabsmodstand R .

ek512-06.ILL

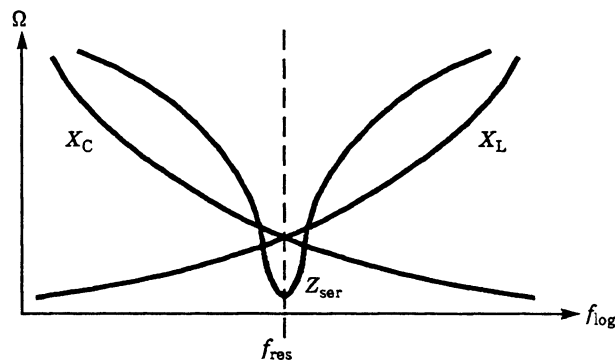


Som bekendt er spolens reaktans X_L ligefrem proportional med frekvensen, og kondensatorens reaktans X_C omvendt proportional med frekvensen. Der må altså være en frekvens, hvor de har samme reaktans. Det er resonansfrekvensen f_{res} der findes som:

$$f_{\text{res}} = \frac{1}{2\pi \cdot \sqrt{L \cdot C}}$$

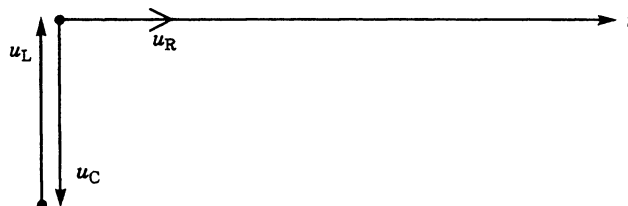
Ved serieresonans er impedansen Z meget lav.

ek512-07.ILL



Ved hjælp af et vektordiagram ved resonansfrekvensen kan det vises, hvorfor Z bliver lav.

ek512-08.ILL



Den fælles vektor er strømmen i , som afsættes i $\angle 0^\circ$. I fase med i afsættes u_R . I $\angle -90^\circ$ afsættes u_C , og i $\angle +90^\circ$ afsættes u_L . Det ses, at spændingerne over spolen og kondensatoren er lige store, men modsat rettede, så deres samlede spænding er nul. Hele generatorspændingen u_{gen} ligger altså over R . Det betyder to ting, nemlig at $\angle \Phi$ er 0° ved resonans og at resonansimpedansen alene bestemmes af tabsmodstanden. Jo mindre tab desto mindre resonansimpedans.

$$Z = \frac{u_{\text{gen}}}{i} = \frac{u_R}{i}$$

Konklusion

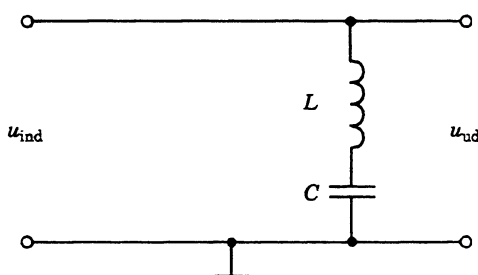
Resonansimpedansen for en seriesvingningskreds er altså lav og rent ohmsk.

Anbringes den parallelt fra en signalvej til stel, vil den kortslutte bestemte frekvenser. Den kaldes derfor også for en sugekreds.

Af ovenstående kunne det se ud til, at kondensatoren og spolen ikke udsættes for spænding, men det er ikke rigtigt. Der kan optræde meget store spændinger over dem, selv om generatorspændingen er meget lille.

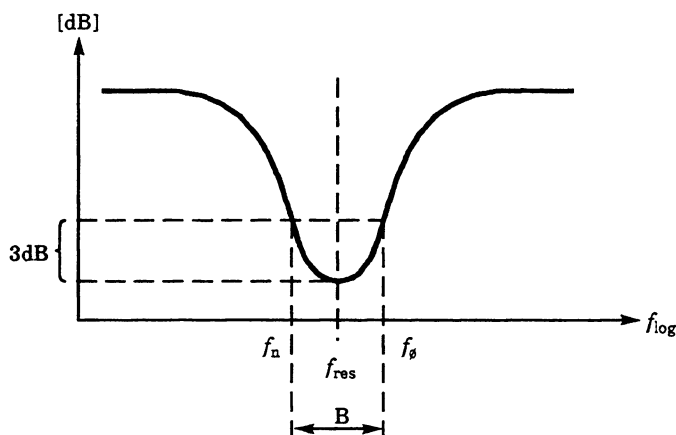
Båndbredde

Ordet båndbredde betyder bredden af et frekvensområde, et frekvensbånd. På tegningen herunder er en sugekreds (seriesvingningskreds) forbundet fra en signalvej til stel.



ek512-09.ILL

Den kan nu betragtes som et filter, der dæmper et bestemt bånd, og der kan tegnes en frekvenskarakteristik.



ek512-10.ILL

På X-aksen er der markeret resonansfrekvensen f_{res} , den øvre grænsefrekvens $f_{\text{ø}}$ og nedre grænsefrekvens f_{n} . De to grænsefrekvenser findes som de steder på kurven, hvor spændingen er steget 3 dB i forhold til spændingen ved resonans. Båndbredden B , der også benævnes også Δf (delta f) findes som:

$$B = f_{\text{ø}} - f_{\text{n}}$$

Godhed

Tabene i en svingningskreds har indflydelse på andet end resonansimpedansen. De bestemmer nemlig kredsens godhed Q . Jo mindre tab desto større godhed. Godheden er samtidig et udtryk for forholdet mellem resonansfrekvens og båndbredde.

$$Q = \frac{f_{\text{res}}}{B}$$

Løses formelen med hensyn til båndbredden B :

$$B = \frac{f_{\text{res}}}{Q}$$

ses det, at en lille båndbredde kræver stor godhed i kredsen, eller som det ofte udtrykkes: en smal båndbredde kræver et højt Q .

Nu er det dog ikke altid, der ønskes den smallest mulige båndbredde. I HF-kredsløb bliver den nemt for smal. I sådanne tilfælde "dæmpes" kredsen med en passende ohmsk modstand.

Eksempler

I en FM-radiomodtager består en parallelsvingningskreds af en spole på $5,5 \mu\text{H}$ og en kondensator på 40 pF . Beregn resonansfrekvensen.

Båndbredden skal være 150 kHz . Beregn størrelsen af Q .

$$f_{\text{res}} = \frac{1}{2\pi \cdot \sqrt{L \cdot C}} = \frac{1}{2\pi \cdot \sqrt{5,5 \mu \cdot 40 \text{ p}}} = 10,7 \text{ MHz}$$

$$Q = \frac{f_{\text{res}}}{B} = \frac{10,7 \text{ M}}{150 \text{ K}} = 71,3$$

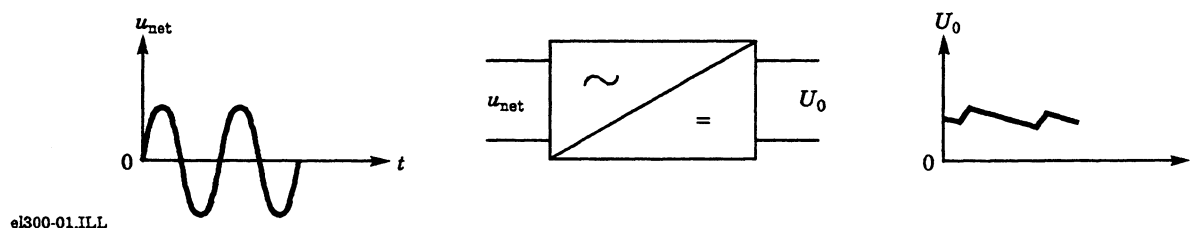
□

Strømforsyning

Generelt

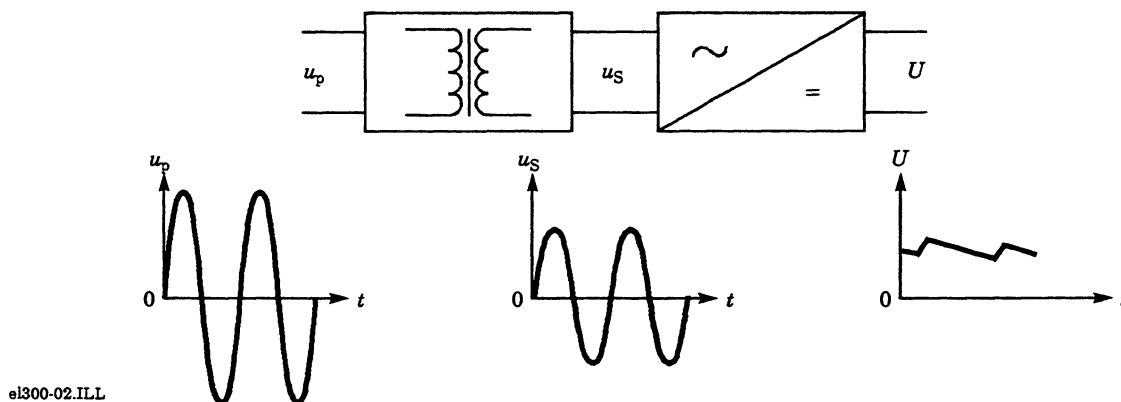
I det følgende behandles teorien omkring passive kredsløb, der omdanner netvekselspændingen til jævnspænding. Tegningen neden for viser dette i blokform.

Direkte netensretning



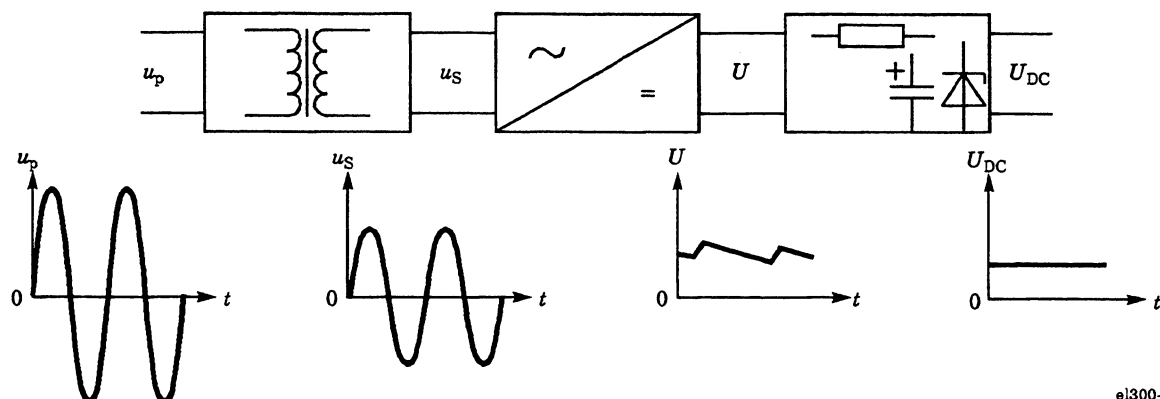
Ensretningen kan ske direkte ved enkelt, dobbelt eller flerfaset ensretning. Ulempen er, at den opnåede spænding er bestemt af netspændingen, og at kredsløbene har mere eller mindre direkte kontakt med stærkstrømsnettet. Det sidste kræver, at kredsløbene er effektivt isolerede efter gældende stærkstrømsbestemmelser.

Nettransformator



I forbindelse med ensretningen anvendes der ofte en nettransformator, der via transformationen medfører, at man kan bestemme størrelsen af den afgivne spænding. Desuden sikrer en godkendt nettransformator berøringssikkerhed, da den danner galvanisk adskillelse mellem nettet og efterfølgende kredsløb.

Filtrering/stabilisering

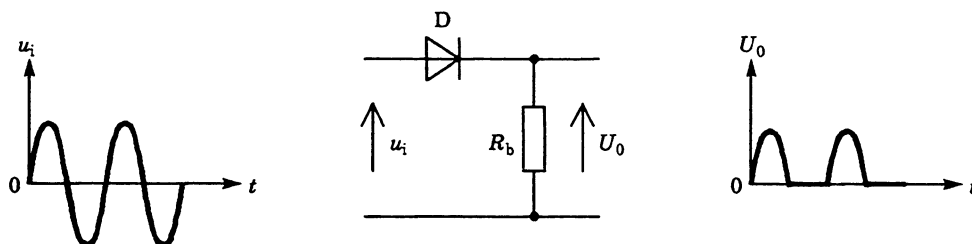


el300-03.ILL

Som vist på tegningen oven for kan der efter ensretningen ligge en filter- og eventuel stabiliseringsfunktion, der har til opgave at fjerne spændingsvariationer på den opnåede jævnspænding.

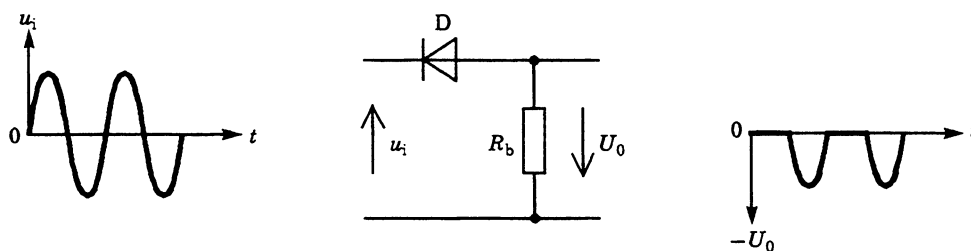
Hurtige (dynamiske) variationer kan fjernes med RC- eller LC-filterled, mens langsomme (statiske) variationer, som følge af netspændings- og belastningsændringer, kræver en eller anden form for stabiliseringskredsløb.

Enkeltensretning



el300-04.ILL

Tegningen oven for viser princippet ved enkeltensretning. Der er indskudt en diode, der som vist leder den positive periode af vekselspændingen til belastningen. Over denne fremkommer kun de positive halvperioder, minus diodespændingsfaldet, der ved siliciumdioder er ca. 0,6 V.



el300-05.ILL

Vendes dioden, overføres kun de negative perioder.

Den fremkomne spænding er i begge tilfælde en pulserende jævnspænding, hvor spændingen er nul det halve af tiden. Vil man bestemme spændingens "gennemsnitsværdi", kan man, når dioden regnes for ideel, tage middelværdien for en sinusformet halvperiode og halvere tallet, da der jo netop mangler en halvperiode. Dette giver, når vekselspændingens effektivværdi er kendt:

$$U_{\text{mid-e}} = 0,5 \cdot 0,9 \cdot u_{\text{eff}} = 0,45 \cdot u_{\text{eff}}$$

Vil man beregne ud fra vekselspændingens spidsværdi, finder man:

$$U_{\text{mid-e}} = 0,5 \cdot 0,636 \cdot u_p = 0,318 \cdot u_p$$

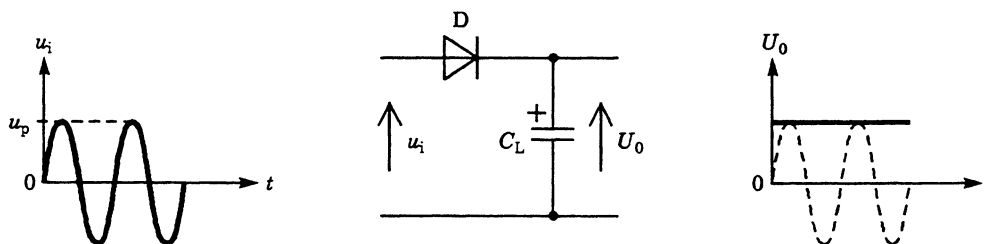
$U_{\text{mid-e}}$ er den fundne middelværdi ved enkeltensretning.

Som eksempel findes ved ensretning af netspændingen med effektivværdien 230 V:

$$U_{\text{mid-e}} = 0,45 \cdot 230 = 103,5 \text{ V.}$$

Ensretter med ladekondensator

For at opnå en mere udglattet jævnspænding anbringes en kondensator efter dioden.

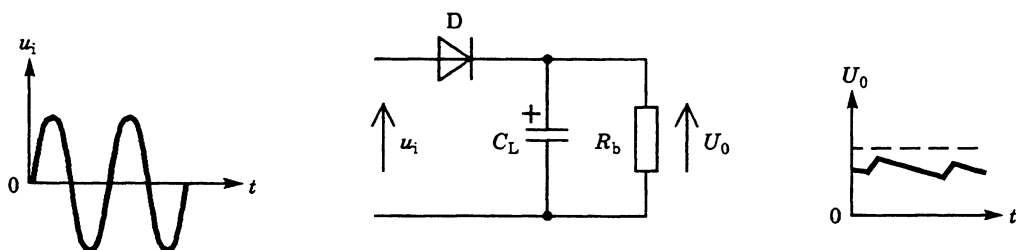


el300-06.ILL

Uden belastning vil denne kondensator oplades til spidsværdien af den tilførte vekselspænding:

$$U = u_p = U_{\text{eff}} \cdot \sqrt{2} = 230 \cdot \sqrt{2} = 325 \text{ V}$$

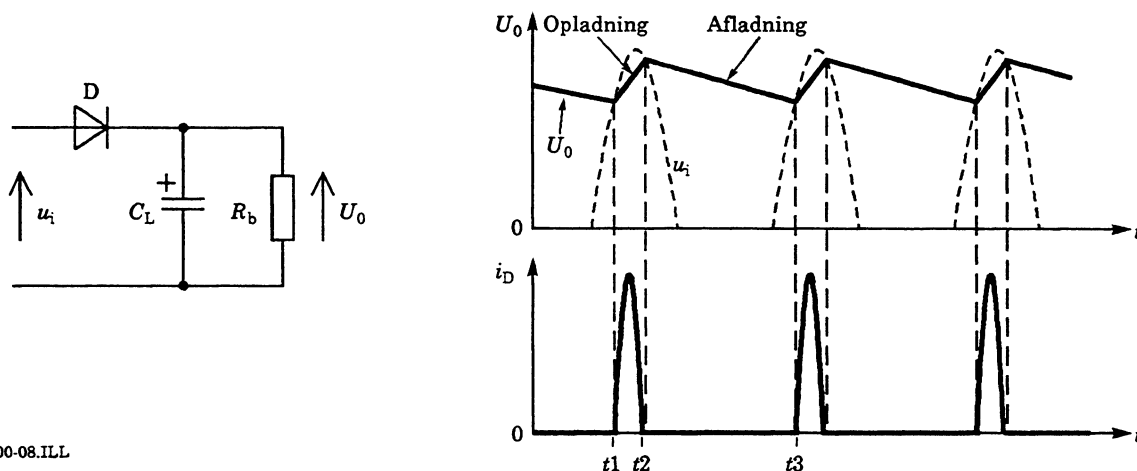
Når kondensatoren efter start er opladet, er der ingen diodestrøm, da der ikke tages strøm fra kredsløbet.



el300-07.ILL

Når kredsløbet belastes, sker der en skiftevis op- og afladning af ladekondensatoren. Under opladning løber der en kraftig strøm i dioden, se tegningen på næste side.

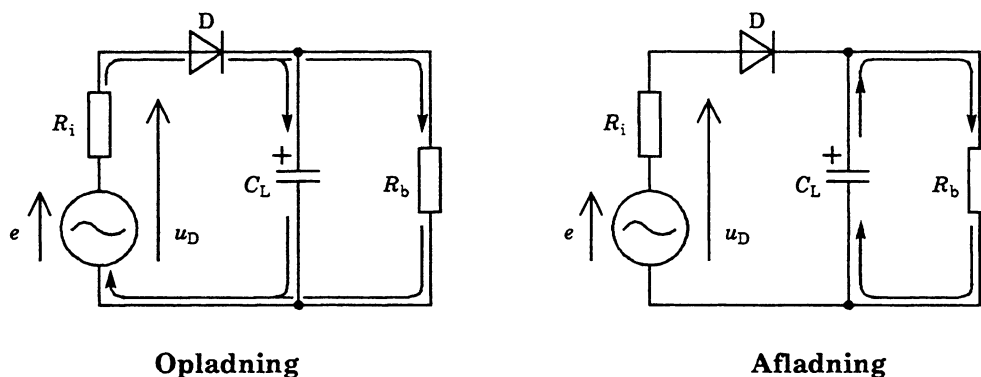
Opladningen starter ved t_1 , når vekselspændingen u_i er vist stiplet i tegningen herunder, bliver større end spændingen U_0 på ladekondensatoren.



el300-08.ILL

Opladningen slutter ved t_2 , hvor u_i bliver mindre end ladekondensatorens spænding. Herefter aflades kondensatoren af belastningen indtil tidspunktet t_3 , hvorefter det hele gentages.

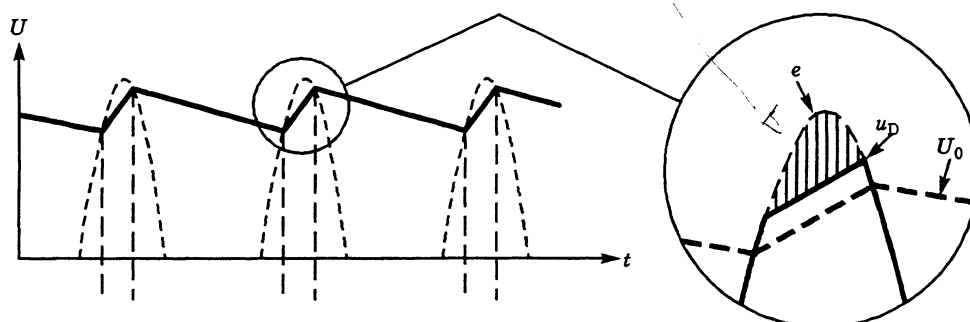
Tegningen neden for viser strømforholdene under op- og afladning.



el300-09.ILL

Under opladningen er diodestrømmen så kraftig, at den giver et spændingsfald over den indre modstand i kredsløbet, der leverer vekselspændingen. Kondensatoren oplader derfor ikke helt op til vekselspændingens spidsværdi.

Tegningen neden for viser vekselspændingen på diodeanoden ved stor diodestrøm som følge af kraftig belastning. Det skraverede område viser spændingsfaldet i den indre modstand i kredsløbet før dioden.



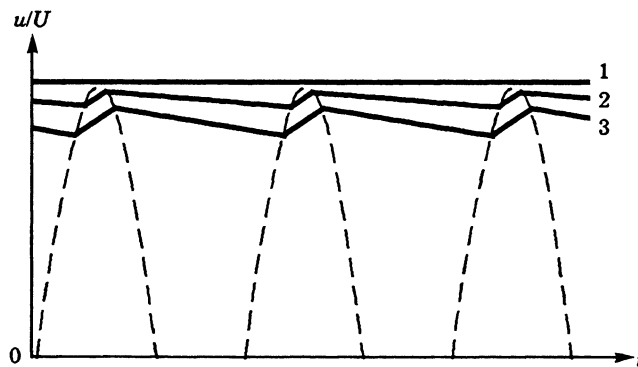
el300-10.ILL

Resume

- Når ensretterkredsløbet er ubelastet, er spændingen på ladecondensatoren en ren jævnspænding, der svarer til vekselspændingens spidsværdi
- Ved belastning falder den afgivne spændings gennemsnitsværdi, og spændingen er overlejret med en variation, der er stigende under diodestrøm/kondensatoropladning og faldende, når dioden er lukket/kondensatorafledning

Tegningen neden for viser dette:

- 1 Ubelastet
- 2 Ved middel belastning
- 3 Ved kraftig belastning

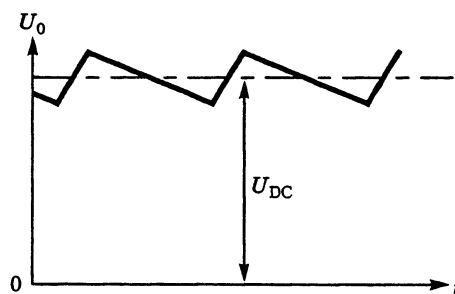


el300-11.ILL

Definitioner

Spændingen på ladecondensatoren, der ved belastning er en pulserende jævnspænding, opdeles i to bestanddele.

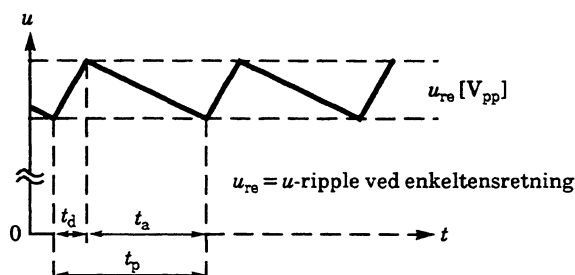
Afstanden fra nul til midterlinien gennem variationen angiver spændingens middelværdi, ofte kaldt "DC-værdien", se tegningen neden for.



el300-12.ILL

Selve variationen kaldes ripplespændingen, se tegningen neden for.

$u_{re} = u$ -ripple ved enkeltensretning.



el300-13.ILL

Tidsmæssigt opdeles periodetiden t_p i opladetiden svarende til diodens åbningstid t_d og afladetiden t_a .

Beregninger

Ripplespændingens spids-spidsværdi u_{pp} kan findes ud fra, at kondensatoren, afladet med en konstant strøm, mister spændingen:

$$U = \frac{I_{DC} \cdot t_a}{C_L} \quad \begin{array}{l} I_{DC} = \text{Afladestrøm i ampere} \\ t_a = \text{Afladetid i sekunder} \\ C_L = \text{Kondensatorkapacitet i farad} \end{array}$$

Problemet er at bestemme afladetiden, der er afhængig af belastningsstrøm, ladekondensatorstørrelse og generatormodstanden for vekselspændingen.

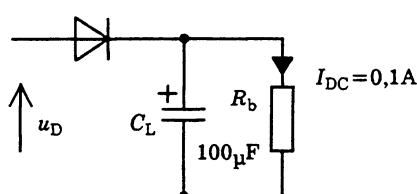
Da dette er vanskeligt, benyttes her en håndregel, der siger, at ved 50 Hz netfrekvens med periodetiden 20 ms er opladetiden ca. 4 ms, og afladetiden er 16 ms.

Så kan ripplespændingen u_{re} bestemmes af:

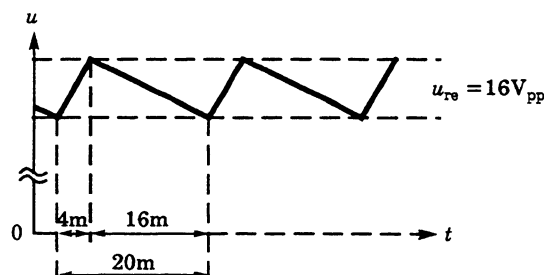
$$u_{re} = \frac{I_{DC} \cdot t_a}{C_L} = \frac{I_{DC} \cdot 16 \text{ ms}}{C_L}$$

I_{DC} er den aftagne jævnstrøm, t_a afladetiden 16 ms, og C_L er ladekondensatorens størrelse. For den viste tegning findes:

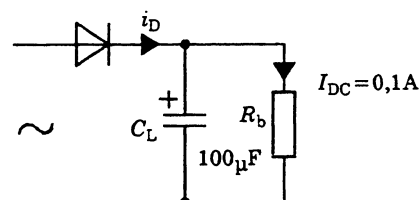
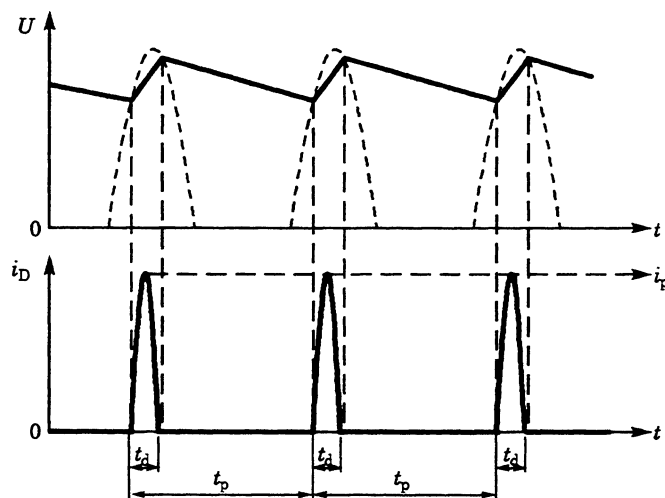
$$u_{re} = \frac{0,1 \cdot 16 \text{ ms}}{100 \mu} = 16 \text{ V}_{PP}$$



el300-14.ILL



Diodens spidsstrøm



el300-15.IIL

Diodens spidsstrøm i_p kan bestemmes af:

$$i_p \approx \frac{t_p}{t_d} \cdot \sqrt{2} \cdot I_{DC}$$

t_p er vekselspændingens periodetid, t_d er diodens åbningstid, og I_{DC} er den aftagne jævnstrøm. Som formelen viser, er spidsstrømmen afhængig af forholdet periodetid/åbningstid, hvor en mindre åbningstid giver større spidsstrøm.

Med en erfaringsmæssig åbningstid på 4 ms er spidsstrømmen:

$$i_p \approx \frac{20 \text{ m}}{4 \text{ m}} \cdot \sqrt{2} \cdot I_{DC} = 7,1 \cdot I_{DC} \quad [A_p]$$

For tegningen oven for finder vi:

$$i_p \approx 7,1 \cdot 0,1 = 0,71 A_p$$

Forklaring

Som tegningen viser, trækker dioden en stor strøm i tiden t_d under opladning af ladekondensatoren, mens den er strømløs under afladningen.

For at finde diodens spidsstrøm skal vi først have fundet den strømmængde, der bruges af belastningen i hele periodetiden t_p :

$$Q_p = I_{DC} \cdot t_p$$

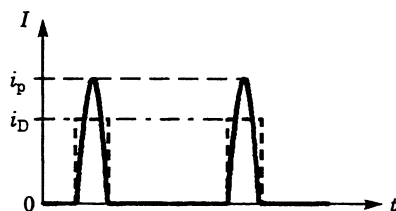
Den samme strømmængde skal tilføres under den korte opladningstid t_d :

$$Q_d = i_D \cdot t_d \Leftrightarrow Q_d = Q_p = i_D \cdot t_d = I_{DC} \cdot t_p$$

Ved omskrivning:

$$i_D = \frac{t_p}{t_d} \cdot I_{DC}$$

Den fundne diodestrøm er betragtet som konstant under hele opladeforløbet. Da strømmen i virkeligheden er tilnærmelsesvis sinusformet, vil diodespidsstrømmen være $\sqrt{2}$ gange større:



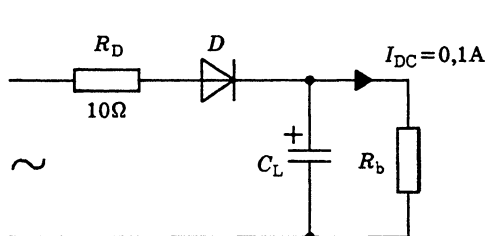
el300-16.ILL

$$i_p \approx i_D \sqrt{2} \approx \frac{t_p}{t_d} \cdot I_{DC} \cdot \sqrt{2}$$

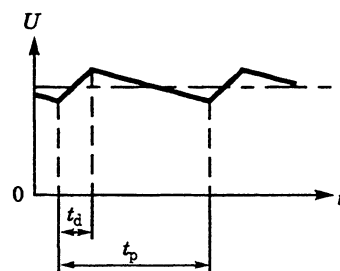
Normalt dimensionerer man kredsløbene, så diodespidsstrømmen i driftsfasen er maksimalt 10 gg større end den aftagne jævnstrøm. Da problemet er usikkerheden på tidsforholdet, betaler det sig at måle tiderne på den aktuelle opstilling med oscilloskop og beregne spidsstrømmen ud fra de målte tider.

Diodebeskyttelsesmodstand

For at øge opladetiden og hermed undgå meget store diodespidsstrømme indsættes ved direkte netensretning en modstand i serie med dioden.



el300-17.ILL



Modstanden skal kunne klare effekten:

$$P_{RD} \approx \frac{t_p}{t_d} \cdot I_{DC}^2 \cdot R \approx 5 \cdot I_{DC}^2 \cdot R \text{ ved } t_d = 4 \text{ ms}$$

Der for tegningen oven for giver:

$$P_{RD} \approx 5 \cdot 0,1^2 \cdot 10 = 0,5 \text{ W}$$

Forklaring

Da diodestrømmen er en kort, meget kraftig strømimpuls under opladningen, efterfulgt af en strømløs periode under afladningen, sker der en kraftig effektafsætning i dioden og dens seriemodstand i opladperioden, efterfulgt af en effektløs tid.

På grund af termisk træghed "midles" den afsatte effekt og komponentopvarmningen over hele forløbet.

Hvis diodestrømmen tilnærmet er en sinusform, kan vi med rimelig tilnærmelse betegne i_D som diodestrømmens effektivværdi i opladetiden t_d . Heraf:

$$P = I^2 \cdot R \approx i_D^2 \cdot R \cdot \frac{t_d}{t_p}$$

Ved indsætning af:

$$i_D = I_{DC} \frac{t_p}{t_d}$$

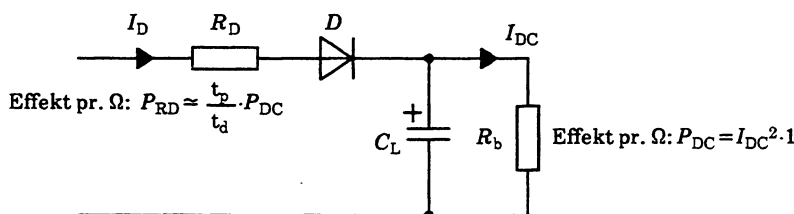
Findes:

$$P_{RD} \approx \left(I_{DC} \cdot \frac{t_p}{t_d} \right)^2 \cdot R \cdot \frac{t_d}{t_p} \Leftrightarrow P_{RD} \approx I_{DC}^2 \cdot \frac{t_p^2 \cdot t_d}{t_d^2 \cdot t_p} \cdot R \Leftrightarrow P_{RD} \approx \frac{t_p}{t_d} \cdot I_{DC}^2 \cdot R$$

Sammenlignes effekterne pr. Ω afsat ved henholdsvis jævnstrøm til belastningen og impulsformet diodestrøm i diodekredsløbet, ses, at med god tilnærmelse er:

$$P_{DC} = I_{DC}^2 \cdot R; P_{RD} \approx \frac{t_p}{t_d} \cdot P_{DC} \approx \frac{t_p}{t_d} I_{DC}^2 \cdot R$$

Kort og godt er effekten pr. Ω , afsat i de ohmske modstande i diodesiden, tidsforholdet periode-tid/opladetid gange større end effekten, afsat i de ohmske modstande i belastningsgrenen.



el300-18.ILL

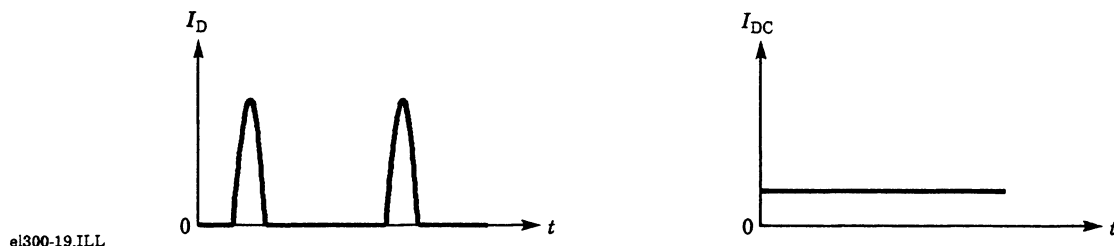
Beregner vi effekten afsat i en tænkt modstand på 1Ω i belastningssiden, afsættes ved $I_{DC} = 1 \text{ A}$ og $t_d = 4 \text{ ms}$:

$$P_{DC} = I_{DC}^2 \cdot R = 1^2 \cdot 1 = 1 \text{ W}$$

Mens der i en tilsvarende modstand i diodesiden afsættes:

$$P_{RD} \approx \frac{t_p}{t_d} \cdot P_{DC} \approx \frac{20 \text{ ms}}{4 \text{ ms}} \cdot 1 = 5 \text{ W}$$

Årsagen ligger i strømmenes forskellighed:

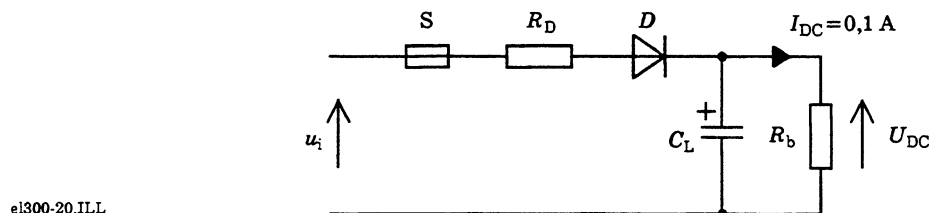


Dette var en beregning udført pr. Ω .

I praksis er belastningsmodstanden R_b altid mange gange større end diodeseriemodstanden R_D .

Sikring

Til beskyttelse af kredsløbene skal der være indskudt en sikring.



Sikringen skal kunne klare diodestrømmens effektivværdi:

$$i_{\text{eff}} = \sqrt{\frac{t_p}{t_d}} \cdot I_{DC} \approx 2,2 \cdot I_{DC} \text{ ved } t_d = 4 \text{ ms og } t_p = 20 \text{ ms}$$

Der for tegningen oven for giver:

$$i_{\text{eff}} = 2,2 \cdot 0,1 = 0,22 \text{ A}$$

Denne værdi skal sikringen kunne holde til, da den opvarmes af strømmens effektivværdi. For at undgå, at sikringen springer uden kredsløbsfejl, anvendes normalt en sikring beregnet til en strøm lidt større end den beregnede.

Ved sikringsskift skal man altid anvende den af fabrikanten angivne størrelse og type, og der må kun benyttes godkendte sikringer.

Forklaring

Formlen for afsat effekt i en modstand er:

$$P = I^2 \cdot R = i_{\text{eff}}^2 \cdot R$$

Dette giver for strømmen:

$$i_{\text{eff}} = \sqrt{\frac{P}{R}}$$

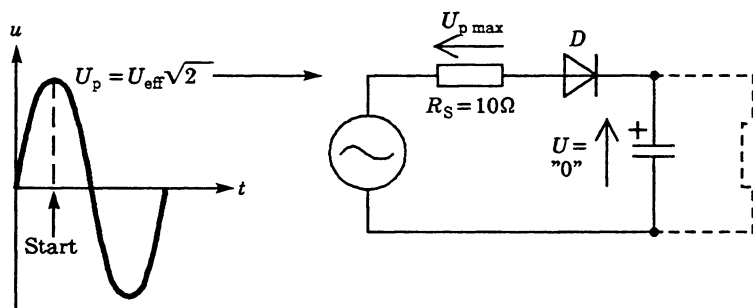
Effektivværdien finder vi ved at afsætte effekten i en given modstand i diodekredsløbet:

$$i_{\text{eff}} = \sqrt{\frac{P_{\text{RD}}}{R_{\text{D}}}} = \sqrt{\frac{\frac{t_{\text{p}}}{t_{\text{d}}} \cdot I_{\text{DC}}^2 \cdot R_{\text{D}}}{R_{\text{D}}}} \sqrt{\frac{t_{\text{p}}}{t_{\text{d}}}} \cdot I_{\text{DC}}$$

Diodestrømmens effektivværdi er tilnærmeth kvadratroden af tidsforholdet periodetid/opladetid gange større end belastningsstrømmen.

Ved $t_{\text{d}} = 4 \text{ ms}$ er

$$i_{\text{eff}} = \sqrt{\frac{20 \text{ m}}{4 \text{ m}}} \cdot I_{\text{DC}} \approx 2,2 I_{\text{DC}}$$

Startstrømstød

el300-21.ILL

Når man tænder for et apparat med ensretterkredsløb, er ladecondensatorens spænding 0 V. Hvis netspændingens effektivværdi ligger på sin størsteværdi 230 V + 5%, og fasen tilfældigvis er på positiv spidsværdi, når netafbryderen slutter, vil startstrømmen alene være begrænset af kredsløbets totale sløjfemodstand. Denne kan eksempelvis være på 10 Ω.

Startstrømmen kan nu beregnes til:

$$i_s = \frac{u_{p-\max.}}{R_s} = \frac{(230 + 5\%) \sqrt{2}}{10} = \frac{241 \cdot \sqrt{2}}{10} = 34 \text{ A}$$

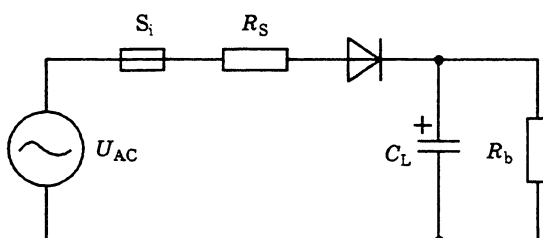
Denne beregnede startstrøm er ultrakort, da kondensatoren oplader, og netspændingen aftager lige efter sin spidsværdi. I praksis forekommer altid nogle perioder med kraftig startstrøm, indtil kondensatoren er oppe på sin driftsspænding.

Den indskudte sikring er derfor ofte en såkaldt "træg" type.

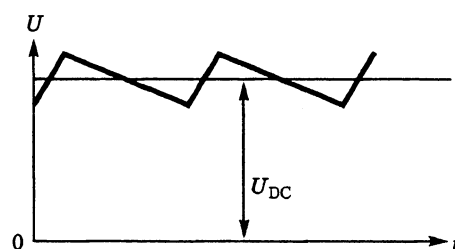
Bestemmelse af DC-spænding med belastning

Desværre kan man ikke på enkel vis beregne denne ellers så vigtige talværdi, så specielt interesserede henvises til særligt litteratur herom.

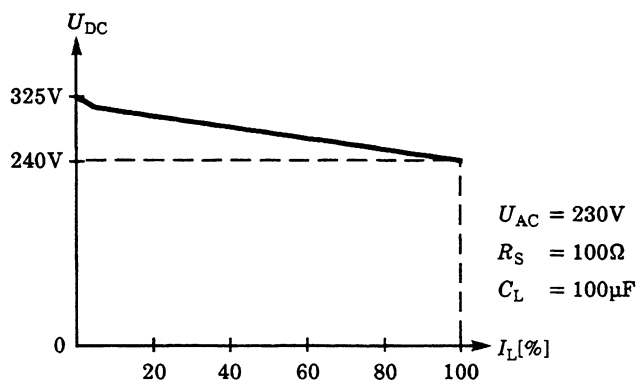
Størst spænding opnås med mindst mulig indre modstand i diodekredsløbet og med en ladekondensator med stor kapacitet. Da dette medfører store diodespidsstrømme, må man finde et kompromis.



el300-22.ILL



Fra tomgang til fuldlast følger spændingen generelt det i tegningen neden for viste forløb. Normalt er ensretteren dimensioneret, så den ved fuldlast afgiver en DC-spænding, der ligger lidt over effektivværdien for den tilførte vekselspænding.

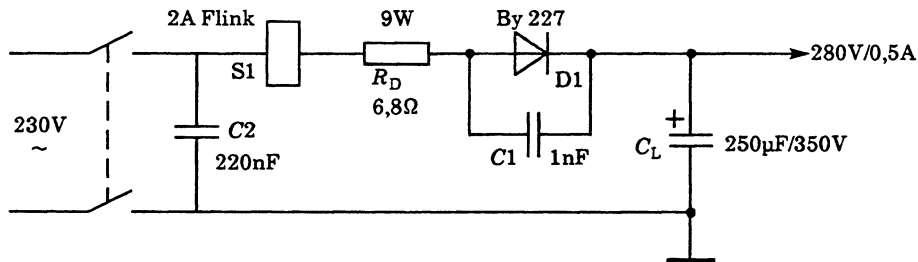


el300-23.ILL

R_s er den samlede indre modstand i diodekredsløbet.

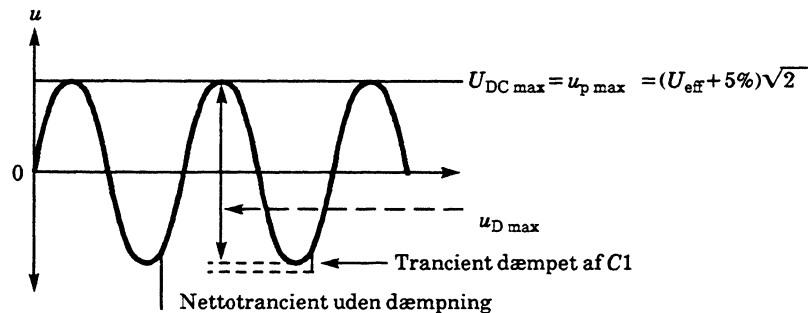
Diagram eksempel

Tegningen viser et enkeltensretterkredsløb fra et tv-apparat. Forbrugsstrømmen I_{DC} ligger omkring 0,5 A.



el300-24.ILL

Kondensatoren C_1 parallelt med dioden beskytter denne mod transientspændinger fra nettet, se neden for. Kondensatoren C_2 dæmper også transienter og kortslutter højfrekvente signaler mellem apparatet og lysnettet.



el300-25.ILL

Komponentkrav

Dioden i en enkeltensretter skal kunne klare en spærrespænding på mindst spids-spidsværdien af den tilførte spændings maksimalværdi, se tegningen ovenfor. Spændings maksimalværdi er $230V + 5\%$.

$$u_{D\text{-max}} = 2\sqrt{2} \cdot u_{\text{max}} = 2\sqrt{2} \cdot (230 + 5\%) = 2\sqrt{2} \cdot 241 = 682 \text{ V}_{pp}$$

Af hensyn til nettransienter anvendes her en diode med en maksimal spærrespænding V_{RRM} (Repetitive peak reverse voltage) på 1.250 V.

I lederetningen skal dioden kunne klare:

- En DC-strøm $I_{F(AV)}$ (Total average forward current) svarende til det maksimale DC-forbrug I_{DC}
- En spidsstrøm I_{FRM} (Repetitive peak forward current) på ca. 10 gg I_{DC}
- En startstrøm I_{FSM} (Non-repetitive peak forward current) på ca. 50 gg I_{DC}

For diagrameksemplet finder vi:

$$I_{F(AV)} = I_{DC} = 0,5 \text{ A}, \quad I_{FRM} \approx 10 \cdot I_{DC} = 5 \text{ A}, \quad I_{FSM} \approx 50 \cdot I_{DC} = 25 \text{ A}$$

For dioden BY227 angiver fabrikanten: $I_{F(AV)} = 1,33 \text{ A}$, $I_{FRM} = 10 \text{ A}$, $I_{FSM} = 50 \text{ A}$. Dioden kan således fint klare kravene.

Ladekondensatoren (elektrolytkondensator) skal altid polariseres rigtigt. Den skal kunne klare den maksimalt forekommende DC-spænding, der uden belastning er:

$$V_{p\text{-max.}} = u_{\text{max.}} \sqrt{2} = (230 + 5\%) \sqrt{2} = 341 \text{ V}$$

Afhensyn til de resttab, der er i en elektrolytkondensator, må ripplestrømmen:

$$i_r = \frac{u_r}{X_C}$$

(u_r = Ripplespænding, X_C = Kondensatorreaktans)
ikke være for stor.

Oplysninger om maksimal ripplestrøm er sjældent angivet i standardkataloger. Ved traditionel dimensionering må man stole på, at kondensatoren kan klare den forekommende ripplestrøm.

Elektrolytkondensatorer må ikke blive for varme, de skal derfor altid monteres længst væk fra varmeafgivende komponenter.

Diodeseriemodstanden skal kunne klare effekten:

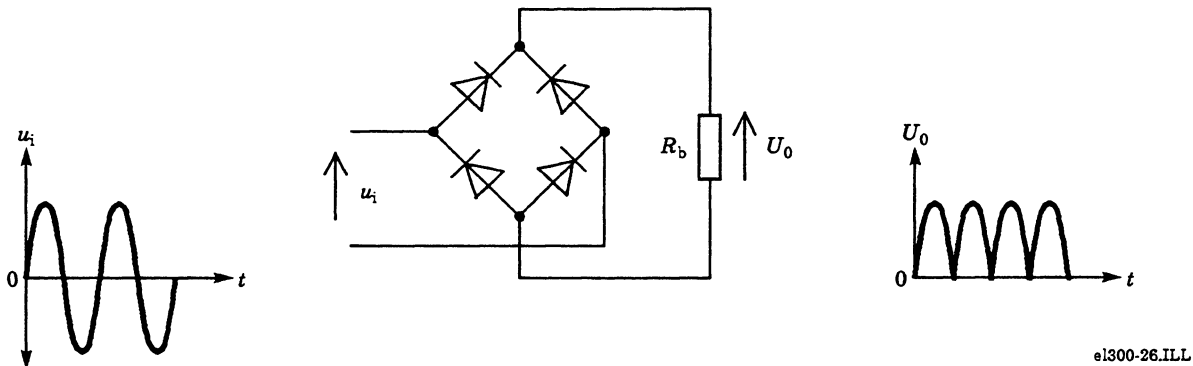
$$P_{RD} = \frac{t_p}{t_d} \cdot I_{DC}^2 \cdot R$$

Der for diagraemeksemplet med $t_d = 4 \text{ ms}$ giver:

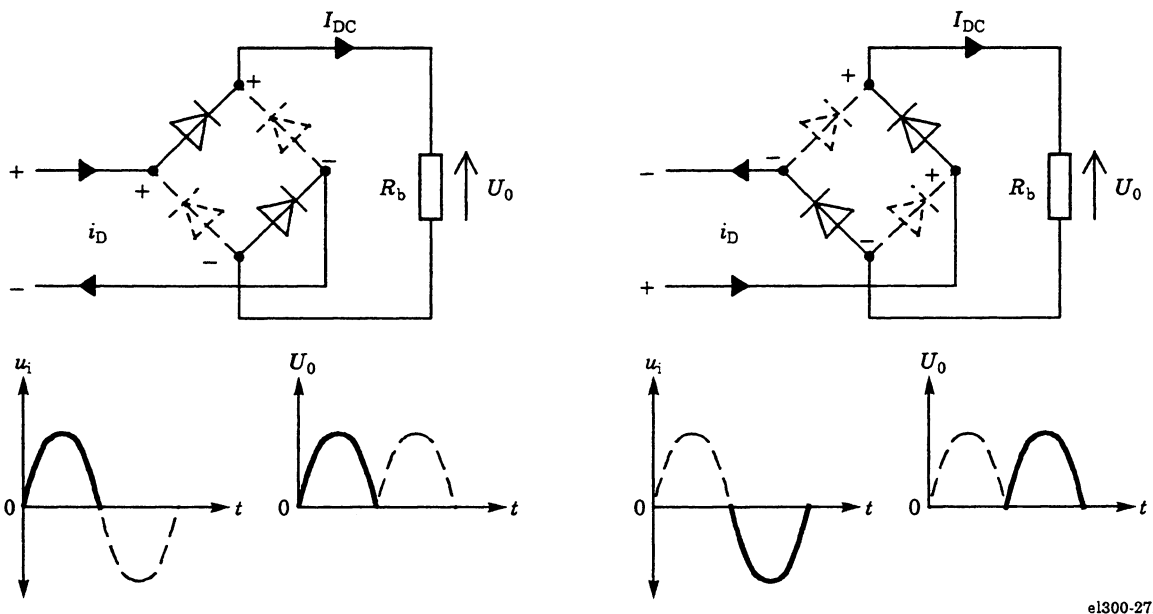
$$P_{RD} = \frac{20 \text{ m}}{4 \text{ m}} \cdot 0,5^2 \cdot 6,8 = 8,5 \text{ W}$$

Dobbeltensretning

Ved dobbeltensretning af netspændingen anvendes fire dioder i en brokobling.



Dioderne leder parvis, som vist ved positiv og negativ netpolaritet.



Uden ladekondensator fremkommer positive sinushalvbølger over belastningen, som vist i første tegning. Spændingens middelværdi er derfor:

$$U_{\text{mid-d}} = 0,9 \cdot U_{\text{eff}}$$

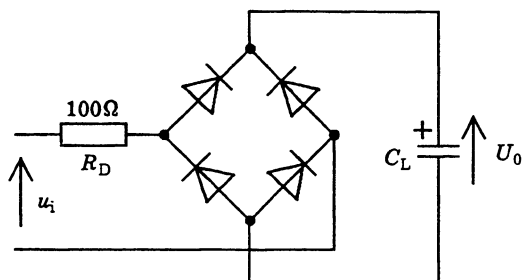
$U_{\text{mid-d}}$ er den fundne middelværdi ved dobbeltensretning.

Ved netspænding med effektivværdien 230 V findes:

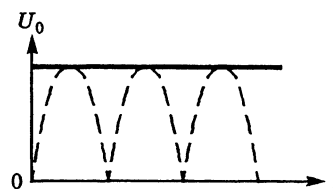
$$U_{\text{mid-d}} = 0,9 \cdot 230 = 207 \text{ V}$$

Når der ses bort fra diodespændingsfaldene.

Dobbelstensretter med ladekondensator



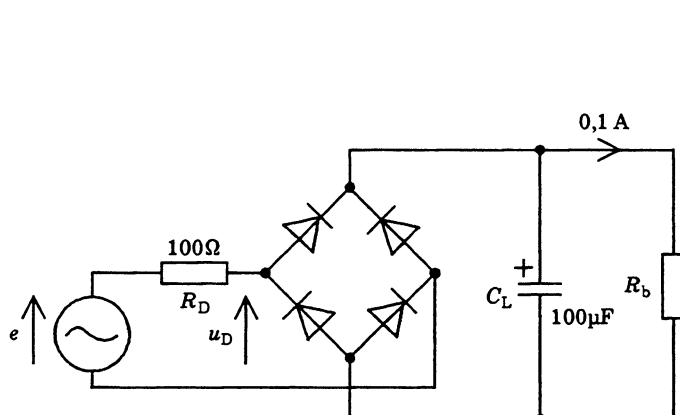
el300-28.ILL



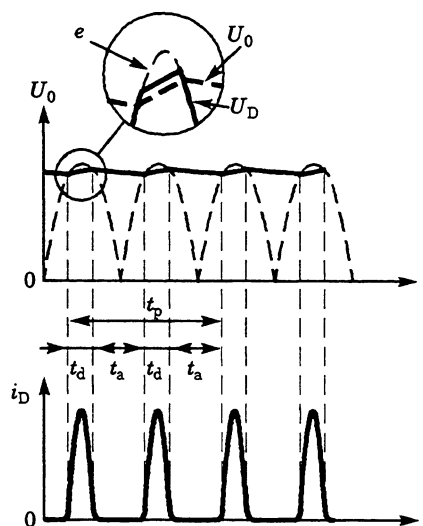
Ubelastet oplades ladekondensatoren som ved enkeltensretning til spidsværdien af den tilførte vekselspænding:

$$U_0 = u_i \cdot \sqrt{2} = 230 \cdot \sqrt{2} = 325 \text{ V}$$

Efter opladning af kondensatoren ved start går diodestrømmen i stå. Når kredsløbet belastes, bliver forholdene, som vist neden for.



el300-29.ILL



Dioderne leder parvis, når vekselspændingen er større end DC-spændingen på ladekondensatoren.

Strømforholdene er som ved enkeltensretning. Periodetiden t_p bliver opdelt i to oplade- og afladeforløb, der overslagsmæssigt sættes til $t_d = 2 \text{ ms}$ og $t_a = 8 \text{ ms}$.

Ripplefrekvensen bliver med $t_d + t_a = 10 \text{ ms}$:

$$F_{\text{ripple}} = \frac{1}{t_d + t_a} = \frac{1}{10 \text{ ms}} = 100 \text{ Hz}$$

Det svarer til det dobbelte af netfrekvensen.

Ripplespændingen beregnes af:

$$u_{\text{ripple-d}} = \frac{I_{\text{DC}} \cdot t_a}{C_L}$$

Da afladetiden ved dobbeltensretning er halveret i forhold til ved enkeltensretning, bliver ripplespændingen kun halvt så stor med samme størrelse ladekondensator. For tegningen på forgående side giver dette:

$$u_{\text{ripple-d}} = \frac{0,1 \cdot 8 \text{ ms}}{100 \mu} = 8 \text{ V}_{\text{pp}}$$

Forhold og beregninger vedrørende diodespidsstrøm, effektafsætning i diodekredsløbet og diodestrømmens effektivværdi er som ved enkeltensretning, da samtlige tider generelt er halveret. Taleksemplerne refererer til tegningen på foregående side:

Diodespidsstrøm

$$i_p \approx \frac{0,5 t_p}{t_d} \cdot \sqrt{2} \cdot I_{\text{DC}} = \frac{0,5 \cdot 20 \text{ m}}{2 \text{ m}} \cdot \sqrt{2} \cdot 0,1 = 0,71 \text{ A}_p$$

Effektafsætning

$$P_{\text{RD}} = \frac{0,5 t_p}{t_d} \cdot I_{\text{DC}} \cdot R_D = \frac{0,5 \cdot 20 \text{ m}}{2 \text{ m}} \cdot 0,1^2 \cdot 100 = 5 \text{ W}$$

Effektivværdi

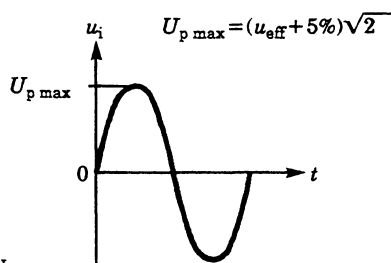
$$i_{\text{eff}} \approx \sqrt{\frac{0,5 t_d}{t_p}} \cdot I_{\text{DC}} = \sqrt{\frac{0,5 \cdot 20 \text{ m}}{2 \text{ m}}} \cdot 0,1 = 0,22 \text{ A}$$

Dobbeltensretning anvendes meget, da det giver mindre ripple, den dobbelte ripplefrekvens og symmetrisk belastning sammenlignet med enkeltensretning. Normalt er den afgivne DC-spænding også større, selv om der mistes to gange diodespændingsfald, ca. 1,4 V i alt over dioderne.

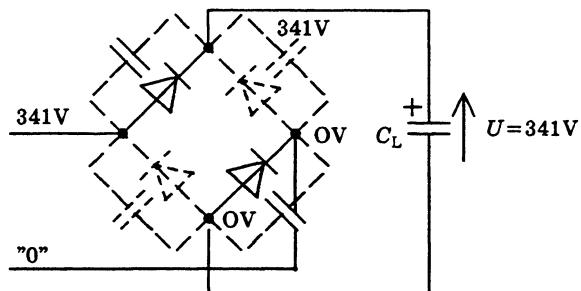
Komponentkrav

Komponentkravene er som ved enkeltensretning undtagen diodernes maksimale spærrespænding, der er:

$$U_{D-\max} = U_{\max} \cdot \sqrt{2} = (230 + 5\%) \sqrt{2} = 341 \text{ V}_p$$



el300-30.ILL



Diodernes maksimale spærrespænding forekommer ved et ubelastet kredsløb med ladecondensator, som vist ved positiv halvbølge for de stiplede dioder. Ved negativ halvbølge er forholdene tilsvarende for de to andre dioder. Af hensyn til nettrancienter anvendes dioder med en noget større spærrespænding end beregnet, og dioderne beskyttes med de viste parallelkondensatorer.

Flerfasede ensretterkoblinger

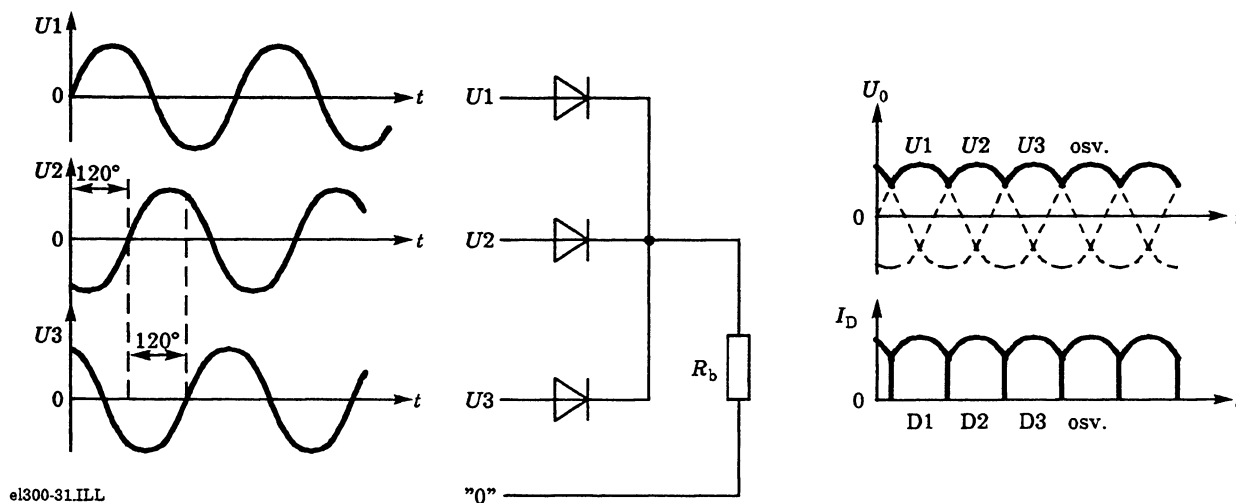
Disse anvendes ofte til jævnstrømsforsyning af større belastninger som jævnstrømsmotorer, buelamper, galvaniske bade, store HF-sendere og elektromedicinsk udstyr. Koblingerne giver en bedre belastningsfordeling på nettet, og jævnspændingen er betydeligt nemmere at filtrere. Er kravene til udglatning ikke så store, anvendes koblingerne uden ladecondensator.

Trefaset vekselstrøm

Fra nettet har vi de tre faser u_1 , u_2 og u_3 samt en nulledning. Spændingen mellem faserne og nulledningen er 230 V og mellem faserne indbyrdes 398 V (tidligere 220/380 V). De tre spændinger er faseforskudt 120° indbyrdes.

Stjernekobling

Tegningen viser et kredsløb med enkeltensretning af de tre faser. Strømforholdene bliver som vist, da den afgivne jævnstrøm hele tiden leveres fra den fase, hvis øjebliksværdi er størst. En ulempe er, at nullelederen belastes kraftigere end faserne, da den hele tiden fører strøm.



Den afgivne jævnspændings middelværdi er ca.:

$$U_{\text{mid-3e}} = 0,827 \cdot u_p = 1,17 \cdot u_{\text{eff}} = 1,17 \cdot 230 = 269 \text{ V}$$

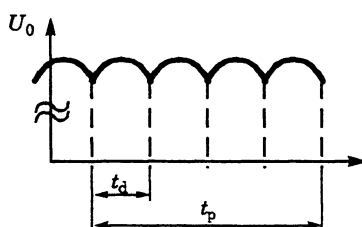
ved netspændingen 230 V.

Brumspændingen bliver:

$$u_{\text{br-3e}} = 0,5 \cdot u_p = 0,7 \cdot u_{\text{eff}} = 0,7 \cdot 230 = 163 \text{ V}_{\text{pp}}$$

Brumfrekvensen bliver:

$$f = \frac{1}{t_d} = \frac{1}{0,33 \cdot t_p} = \frac{1}{0,33 \cdot 20 \text{ ms}} = 150 \text{ Hz}$$

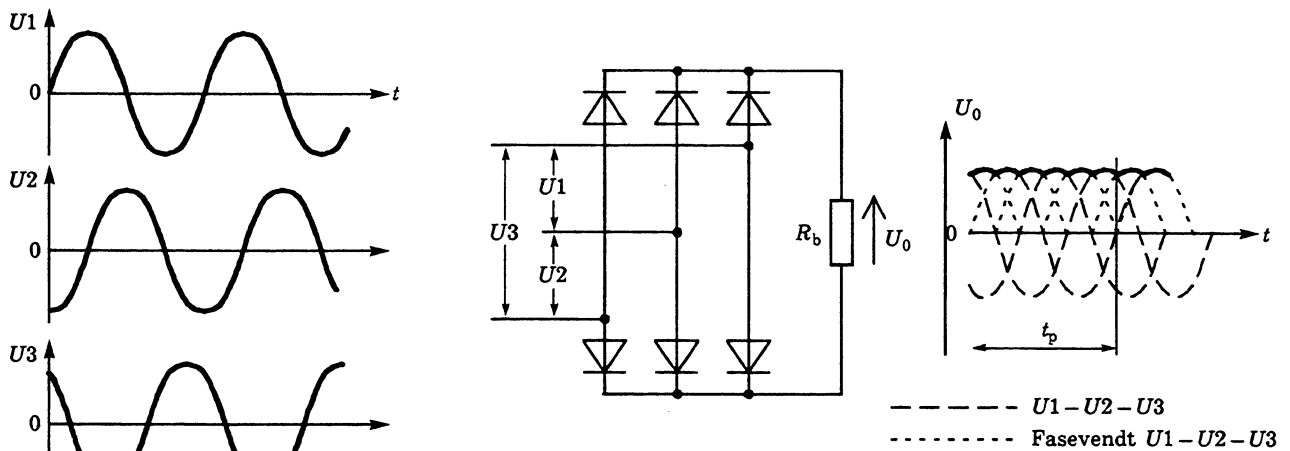


el300-32.ILL

der er tre gange netfrekvensen.

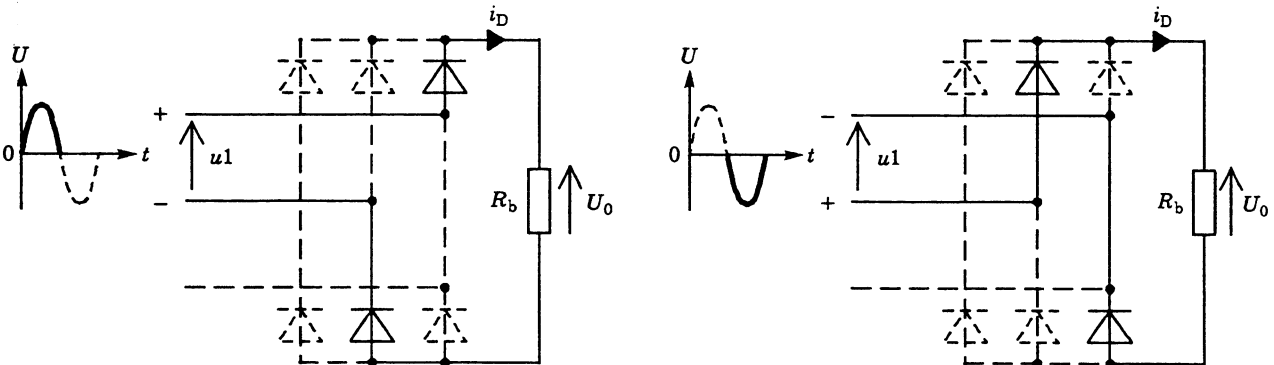
Trefaset brokobling

Her arbejdes alene med de tre faser, mellem hvilke der er en spændingsforskel på 398 V.



el300-33.ILL

De tre faser dobbeltensrettes, som skitseret i tegningen neden for, vist for u_1 ved dennes positive og negative spidsværdi. De to andre spændinger ensrettes efter samme princip, så der opnås en stor middelværdi, relativ lille brumspænding og en brumfrekvens, der er seks gange netfrekvensen.



el300-34.ILL

Den afgivne spændings middelværdi er ca.:

$$U_{\text{mid-3d}} = 0,995 \cdot u_p = 1,35 \cdot u_{\text{eff}} = 1,35 \cdot 398 = 537 \text{ V}$$

Brumspændingen bliver:

$$u_{\text{br-3d}} = 0,134 \cdot u_p = 0,19 \cdot u_{\text{eff}} = 0,19 \cdot 398 = 75,6 \text{ V}_{\text{pp}}$$

u_{pp} er brumspændingens spidsspidsværdi.

u_p er vekselspændingens spidsværdi, der er $\sqrt{2}$ gange u_{eff} , hvor u_{eff} er vekselspændingens effektivværdi.

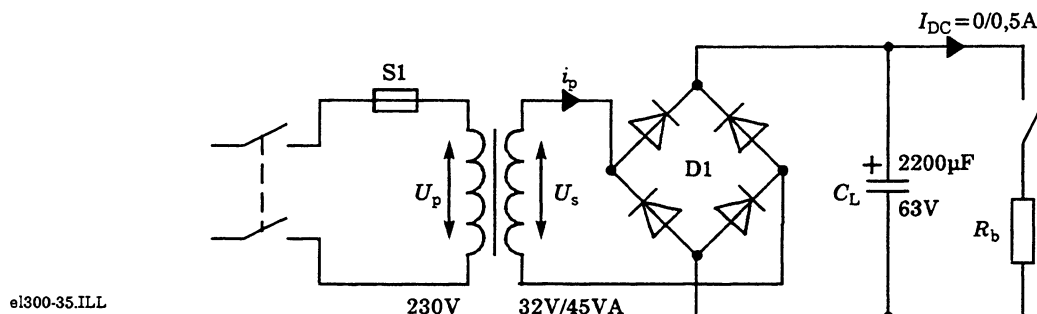
De fundne middelværdier er beregnet ubelastet uden hensyn til diodespændingsfald, så ved belastning vil de blive lidt mindre afhængigt af belastningens størrelse.

Brumspændingen kan naturligvis mindskes ved at indføre en ladecondensator. Beregningsforhold kan udledes efter principperne gennemgået ved enkelt- og dobbeltensretning.

Nettransformator

Ved indførelse af en nettransformator opnås galvanisk adskillelse fra nettet og mulighed for at transformere til den ønskede driftsspænding. Tegningen viser en meget almindelig dobbeltensretterkobling med transformator. Funktions- og beregningsmæssigt er forholdene, som allerede gennemgået, hvor u_i nu svarer til transformatorens sekundærspænding u_s .

Der anvendes normalt ikke en modstand i diodegrenen, da transformatorens indre modstand giver en tilstrækkelig spidsstrømsbeskyttelse. Som eksempel vises nogle måle- og beregningsresultater.



Følgende er målt ved netspændingen 230 V og en strøm på 0,5 A ved belastning:

u_s -tomgang: 34,3 V u_s -belastet: 33,2 V

Transformatorers sekundærspænding er normalt angivet ved belastning, her 45 V/A (45 W ohmsk belastning). Tomgangsspændingen er omkring 5 til 10% større.

U_{CL} -tomgang: 48 V
 U_{CL} -belastet: 41,5 V
 u_{ripple} : 1,3 V_{pp}
 t_d : 3,5 ms
 t_a : 6,5 ms

Følgende kan efterberegnes:

U_{CL} -tomgang:

$$U_{CL-t} = U_{S-t} \cdot \sqrt{2} = 34,3 \cdot \sqrt{2} \approx 48 \text{ V}$$

u_{ripple} :

$$U_{r-d} = \frac{I_{DC} \cdot t_a}{C_L} = \frac{0,5 \cdot 6,5 \text{ m}}{2,2 \text{ m}} \approx 1,5 \text{ V}_{pp}$$

Da en elektrolytkondensators kapacitetstolerance eksempelvis er $-10/+50\%$, vil den målte rippelspænding normalt være mindre end den beregnede.

Til slut kan vi beregne:

Diodespidsstrømmen

$$i_{p-d} = \frac{0,5 t_p}{t_d} \cdot \sqrt{2} \cdot I_{DC} = \frac{10 \text{ m}}{3,5 \text{ m}} \cdot \sqrt{2} \cdot 0,5 = 2 \text{ A}_p$$

Diodestrømmens effektivværdi

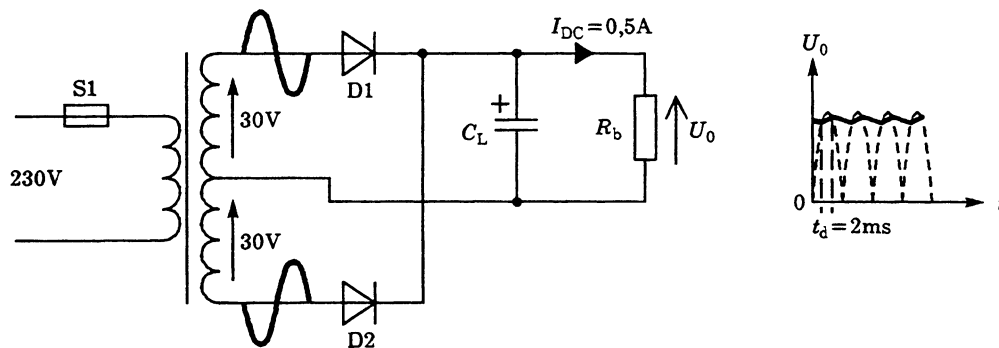
$$i_{\text{eff-d}} = \sqrt{\frac{0,5 t_p}{t_d}} \cdot I_{DC} = \sqrt{\frac{10 \text{ m}}{3,5 \text{ m}}} \cdot 0,5 = 0,85 \text{ A}$$

Primærstrømmens effektivværdi (sikringsstrømmen)

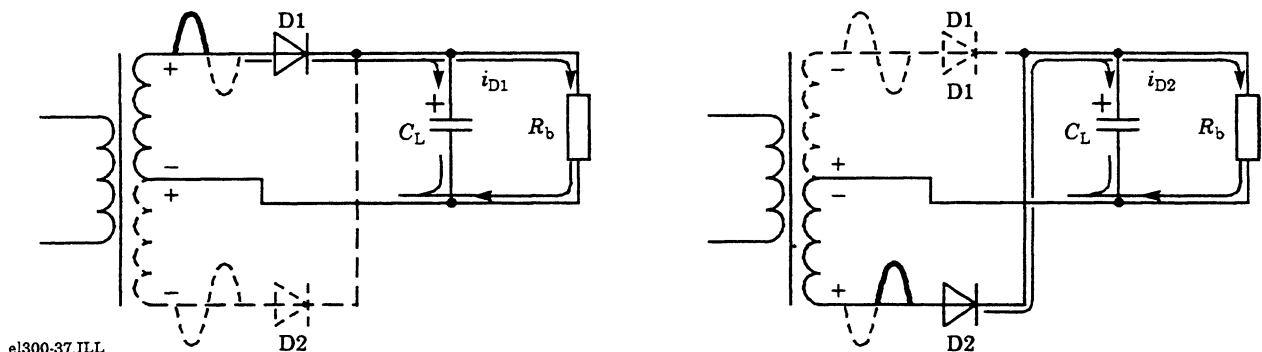
$$i_p \approx \frac{i_s}{N} \approx \frac{u_s \cdot i_s}{u_p} = \frac{32 \cdot 0,85}{230} = 0,12 \text{ A}$$

Modtaktskobling

Ved hjælp af midtpunktsudtag kan en transformator levere modfaset vekselspænding. Hermed kan man dobbeltensrette med to dioder som vist.



Tegningen neden for viser, hvordan hver diode skiftevis leder ved positiv fase.



Dioderne skal som ved enkeltensretning i spærreretningen kunne klare mere end vekselspændingens maksimale spids-spidsværdi.

Dette beregnes ubelastet for tegningen på forrige side:

$$-u_D\text{-max.} > 2\sqrt{2} \cdot (U_{s\text{-tomgang}} + 10\%) = 2\sqrt{2} \cdot 33 \approx 93 \text{ V}$$

$u_{s\text{-tomgang}}$ er den opgivne sekundærspænding med belastning, der skønsmæssigt er 10% højere ubelastet. Af hensyn til netspændingsvariationer og nettrancienter vælges en noget højere spærrespænding.

Diodespidsstrømmen bliver som ved brokoblet ensretning, men diodestrømmens effektivværdi bliver halveret, da hver viklingshalvdel i transformatoren kun leverer strøm en gang pr. periode, mens sekundærviklingen i brokoblungen leverer strøm to gange pr. periode.

Hermed bliver effektivværdien:

$$i_{\text{eff-m}} \approx 0,5 \cdot \sqrt{\frac{0,5 t_p}{t_d}} \cdot I_{\text{DC}} \approx 0,5 \cdot \sqrt{\frac{0,5 \cdot 20 \text{ m}}{2 \text{ m}}} \cdot I_{\text{DC}} \approx 1,1 \cdot I_{\text{DC}} \approx 1,1 \cdot 0,5 = 0,56 \text{ A}$$

I primærsiden bliver den omregnede primærstrøm som ved brokoblet ensretning, da primærviklingen belastes to gange pr. periode, skiftevis af hver sekundærvikling.

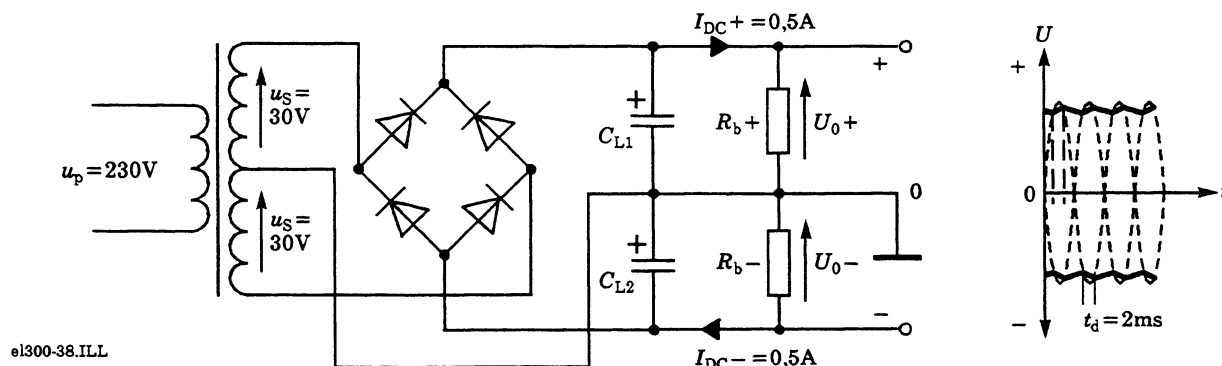
$$i_{\text{Peff}} \approx \frac{i_s}{N} \approx \frac{u_s \cdot i_s}{u_p} \approx \frac{u_s}{u_p} \cdot \sqrt{\frac{0,5 t_p}{t_d}} \cdot I_{\text{DC}} \approx \frac{u_s}{u_p} \cdot \sqrt{\frac{0,5 \cdot 20 \text{ m}}{2 \text{ m}}} \cdot I_{\text{DC}} \approx$$

$$\frac{u_s}{u_p} \cdot 2,2 I_{\text{DC}} \approx \frac{30}{230} \cdot 2,2 \cdot 0,5 \approx 0,14 \text{ A}$$

Øvrige kredsløbsfunktioner og beregninger er som tidligere beskrevet.

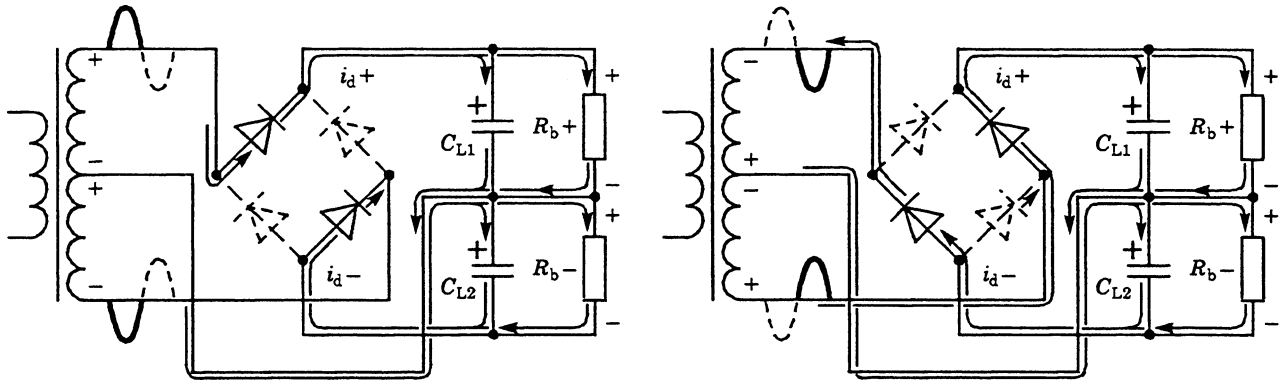
Splitt-supply kobling

Denne kobling leverer både positiv og negativ spænding, som vist på tegningen. Ofte anvendes en sammenbygget diodebro med alle fire dioder, så koblingen ligner en brokoblet ensretter.



el300-38.ILL

Fase- og strømforhold er, som vist i tegningen neden for. Ved nærmere eftersyn kan man se, at koblingen også kan ses som en "dobbelt modtaktkobling", og at strømmen til transformatorens midtpunkt ved fuld-
stændig ensbelastning af plus- og minusspænding bliver nul.



el300-39.ILL

Dioderne skal i spærreretningen kunne klare vekselspændingens maksimale spids-spidsværdi. Diodestrømmens effektivværdi bliver som ved brokoblet ensretning. Trådtykkelsen i transformatoren skal altså være den dobbelte sammenlignet med modtakteret for samme aftagen DC-strøm.

Da man sammenlignet med modtaktkoblingen totalt får den dobbelte DC-spænding, skal effektivværdien i primærsiden beregnes som vist:

$$i_{\text{Peff-sp}} \approx \frac{i_s}{N} \approx \frac{2U_s \cdot i_s}{U_p} = \frac{2U_s}{U_p} \sqrt{\frac{0,5 t_p}{t_d}} \cdot I_{\text{DC}} = \frac{2U_s}{U_p} \sqrt{\frac{0,5 \cdot 20 \text{ m}}{2 \text{ m}}} \cdot I_{\text{DC}} =$$

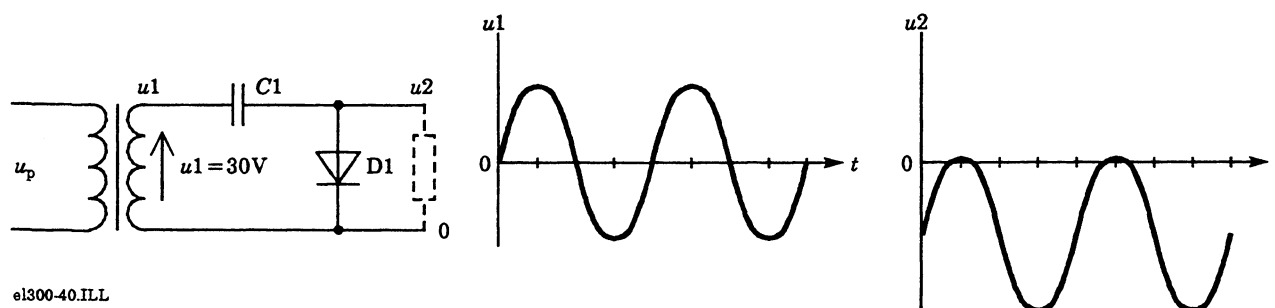
$$\frac{2U_s}{U_p} \cdot 2,2 \cdot I_{\text{DC}} = \frac{2 \cdot 30}{230} \cdot 2,2 \cdot 0,5 = 0,29 \text{ A}$$

(U_s er sekundærspændingen fra midtpunkt til diode).

Dette gælder ved ens belastningsstrømme i plus- og minussiden.

Clamperkobling

Denne anvendes eksempelvis i sammenhæng med de gennemgåede koblinger, hvor man behøver en hjælpspænding uden større strømforbrug, hvis man samtidig vil spare en fordyrende ekstravikling på transformatoren. Egentlig er der blot tale om en enkeltensretter med ændret referencepunkt, men erfaringsmæssigt er det bedst at give en selvstændig teori for koblingen.

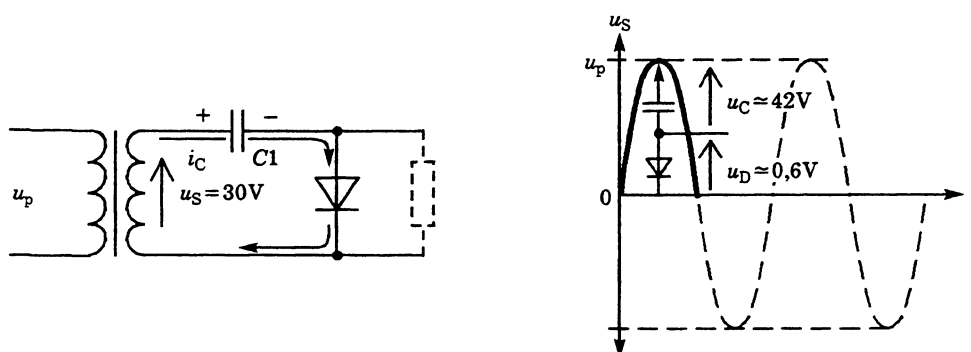


Ovenstående viser koblingen i sin grundform med ind- og udgangsspænding ved en meget lille belastningsstrøm.

Startfase

Kondensatoren oplades, som vist på tegningen neden for, ved start til en spænding, der er spidsværdien (minus diodespændingsfaldet) af den tilførte vekselspænding.

Opladeforløbet sker over nogle få perioder, afhængigt af kondensatorstørrelsen og den indre modstand for vekselspændingen.



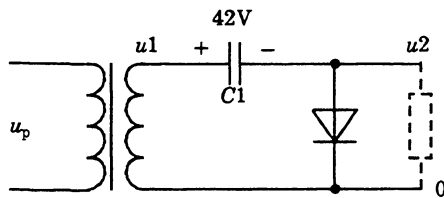
$$u_C = u_{\text{eff}} \sqrt{2} - u_D = 30 \cdot \sqrt{2} - 0,6 \approx 42 \text{ V}$$

med et diodespændingsfald på 0,6 volt for siliciumdioder.

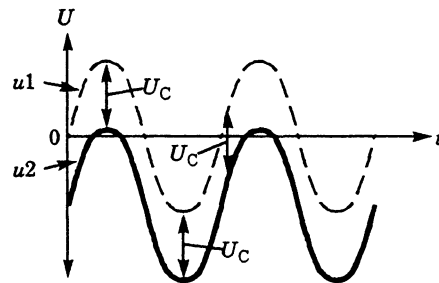
Driftsfase

Efter start kan kondensatoren betragtes som en fast spændingskilde, et "batteri", der er opladet til vekselspændingens spidsværdi. Spændingen vedligeholdes af små diodestrømme som vist under startfasen.

Herved bliver udgangsspændingen som vist en pulserende jævnspænding, der har kurveform som vekselspændingen, men er clamped (engelsk), på dansk klampet (låst fast), til referencelinien af dioden.



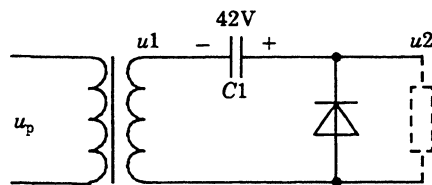
el300-42.ILL



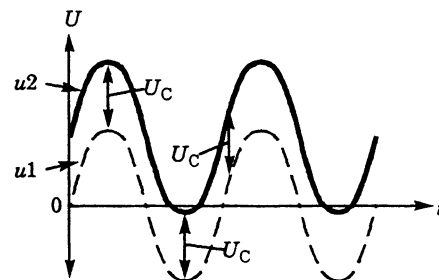
Bemærk, at udgangsspændingen følger vekselspændingen, blot forskudt det antal volt, som kondensatoren ved start blev opladet til.

Polaritet

Vendes dioden, bliver forholdene, som vist på tegningen.

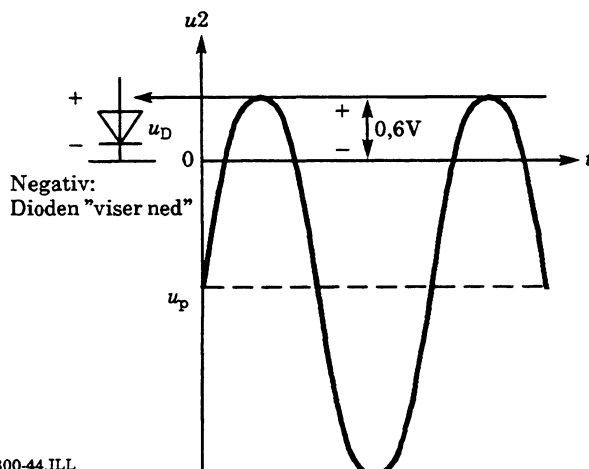


el300-43.ILL

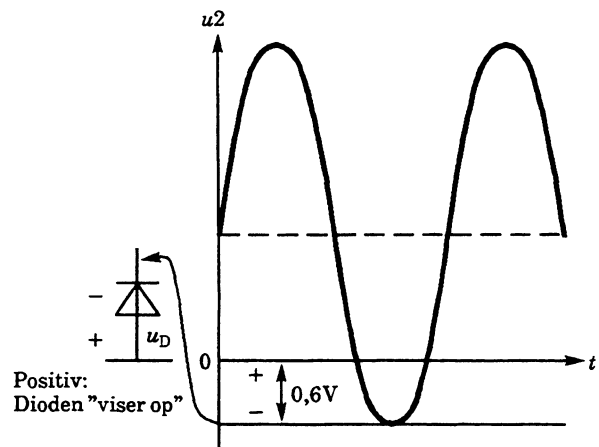


Man får en pulserende positiv spænding, da kondensatoren nu oplades modsat.

Sammehæng mellem dioderetning og spændingspolaritet huskes bedst ved at betragte, hvor langt fra referencen dioden tillader spændingen at befinde sig, som skitseret herunder.



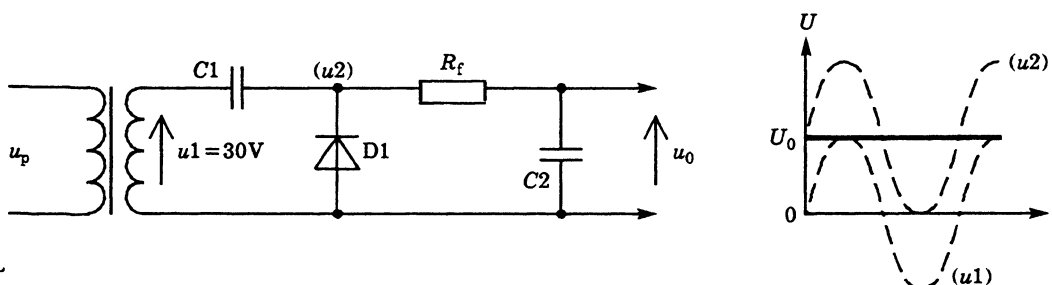
el300-44.ILL



Filtrering

Tegningen viser kredsløbet med et RC-udglatningsfilter. Ubelastet vil den afgivne jævnspænding være lig med vekselspændingens spidsværdi, når der ses bort fra diodespændingsfaldet.

Ved belastning falder spændingen meget. Det skyldes, at filtermodstanden R_f skal være relativ stor for at give en ordentlig filtrering, da den pulserende jævnspænding har en 100% brumspænding. Kredsløbet er kun anvendeligt til meget små belastningsstrømme.

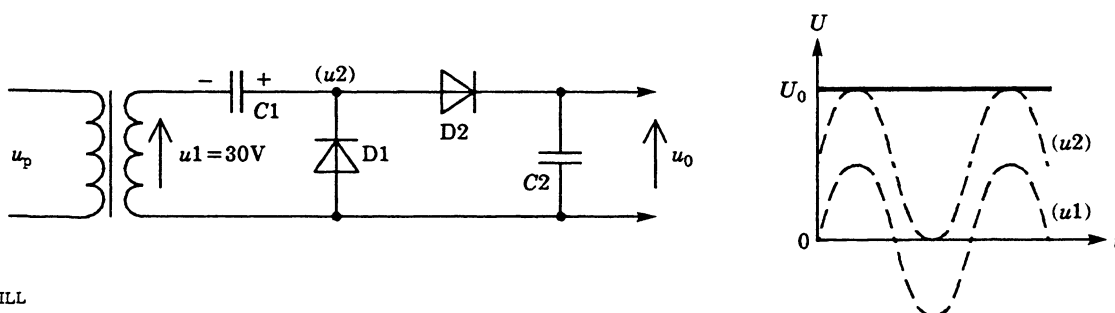


el300-45.ILL

For tegningen oven for kan den ubelastede spænding beregnes til:

$$U_{oc\text{-tomgangs}} \approx u_1 \cdot \sqrt{2} \approx 30 \cdot \sqrt{2} \approx 42 \text{ V}$$

Spændingsdabler



el300-46.ILL

Erstattes filtermodstanden med en diode, vil den efterfølgende kondensator C_2 oplades til den mest positive øjebliksværdi for u_2 (minus diodespændingsfaldet for D_2).

Ubelastet vil udgangsspændingen overslagsmæssigt være vekselspændingens spids-spidsværdi. For tegningen oven for findes:

$$U_{od\text{-tomgangs}} \approx u_1 \cdot 2\sqrt{2} \approx 84 \text{ V}$$

Spændingsdobleren afgiver cirka det dobbelte i spænding ved samme vekselspænding som clamperkoblingen. Spændingsvariationen på C_2 ved belastning kan findes som ripplespændingsberegning ved enkeltensretning.

Kredsløbet har relativ stor indre modstand og anvendes derfor som nævnt ved små belastningsstrømme.

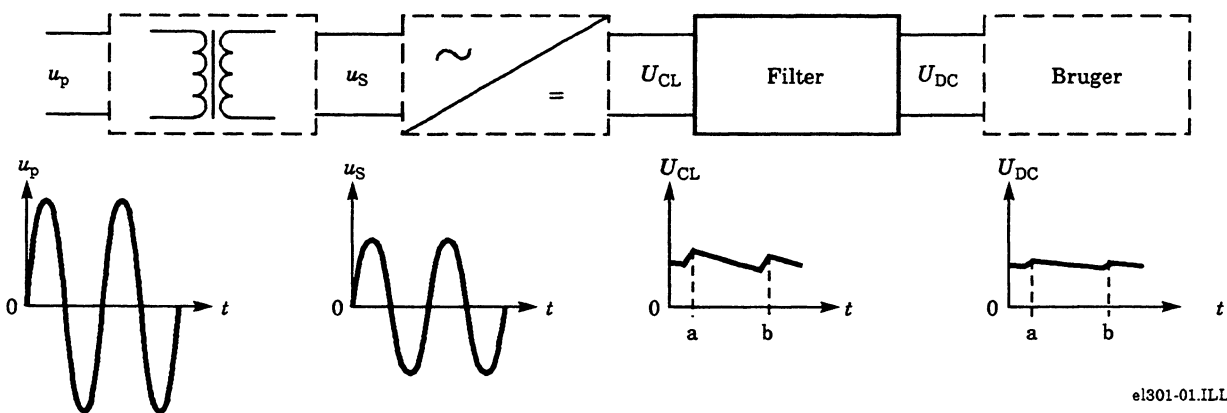
□

Passiv brumfiltrering

Formål og krav

Jævnspændingen på ladekondensatoren er ved belastning overlejret med en savtandlignende vekselspænding kaldet ripplespændingen.

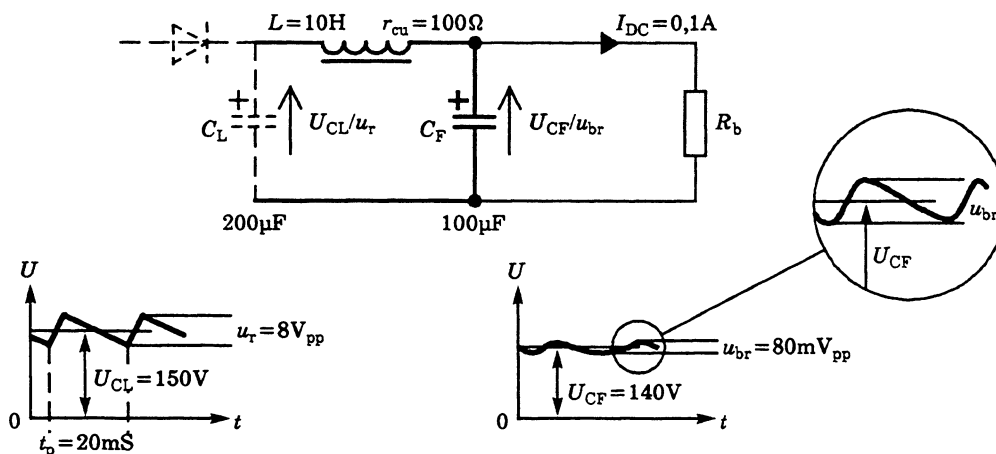
Hvis denne ripplespænding virker forstyrrende på de tilsluttede brugerkredsløb, må der indskydes filtre til begrænsning af ripplespændingen. Filtrets opgave er at dæmpe vekselspændinger mest muligt uden nævneværdigt tab af jævnspænding.



Filtrets jævnstrømsmodstand skal derfor være så lille som mulig, mens dets filtervirkning skal være så stor som mulig.

LC-filter

Dette krav opfyldes bedst af et LC-filter, hvor spolens jævnstrømsmodstand er den anvendte kobbertråds ohmske modstand, mens vekselstrømsmodstanden overvejende er bestemt af spolens selvinduktion L , der gøres stor ved anvendelse af jernkerne.



DC-beregning

For tegningen på forrige side findes med Ohms lov:

$$U_{CF} = U_{CL} - I_{DC} \cdot R_{CU} = 150 - 0,1 \cdot 100 = 150 - 10 = 140 \text{ V}$$

U_{CF} er jævnspændingen efter filtret. U_{CL} er jævnspændingen (på ladekondensatoren) før filtret.

I_{DC} er belastningsstrømmen. R_{CU} er spolens jævnstrømsmodstand.

AC-beregning

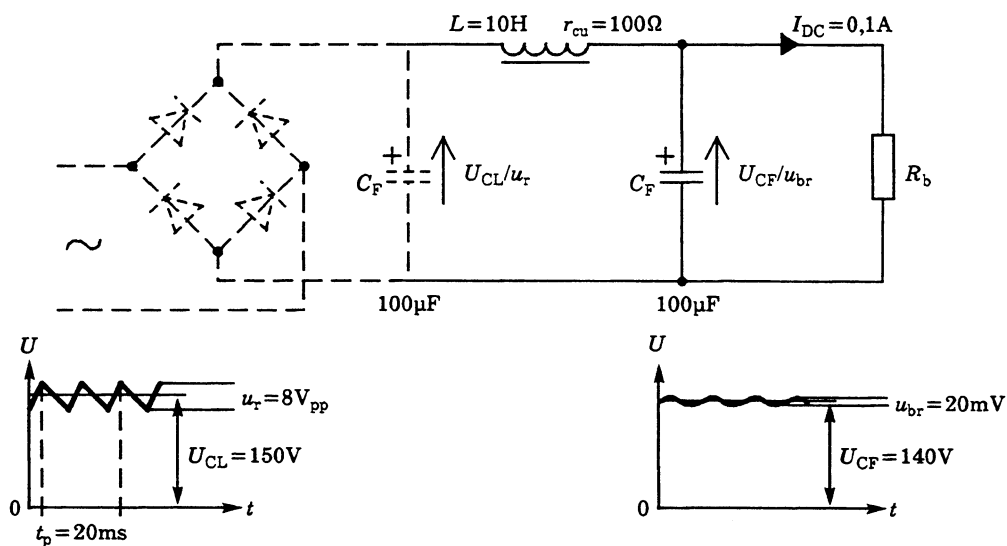
Ved enkeltensretning findes brumspændingen af:

$$u_{br-e} \approx \frac{u_r}{98\,600 \cdot L \cdot C_F} \approx \frac{8}{98\,600 \cdot 10 \cdot 100\mu} \approx 0,08 \text{ V}_{pp} = 80 \text{ mV}_{pp}$$

u_{br-e} er vekselspændingen efter filtret. u_r er vekselspændingen (på ladekondensatoren) før filtret. L er spolens selvinduktion. C_F er filterkondensatorens kapacitet. 98 600 er en udledt talstørrelse.

Talstørrelsen $98\,600 LC_F$ kaldes også for filterfaktoren. Den fortæller, hvor mange gange filtret dæmper vekselspændingsmæssigt.

$$f_{fe} = 98\,600 \cdot L \cdot C_F = 98\,600 \cdot 10 \cdot 100\mu = 98,6 \approx 100 \text{ gg}$$



el301-03.ILL

Ved dobbeltensretning findes brumspændingen af:

$$u_{br-d} \approx \frac{u_r}{395\,000 \cdot L \cdot C_F} \approx \frac{8}{395\,000 \cdot 10 \cdot 100\mu} \approx 0,02 \text{ V}_{pp} = 20 \text{ mV}_{pp}$$

Ripplespændingen er angivet som samme værdi ved begge ensretterformer for sammenligning filtervirkning.

Filterfaktoren $395\,000 LC_F$ er fire gange større end ved enkeltensretning, fordi ripple-/brumfrekvensen er den dobbelte 100 Hz.

$$f_{fd} = 395\,000 \cdot L \cdot C_F = 395\,000 \cdot 10 \cdot 100\mu = 395 \approx 400 \text{ gg}$$

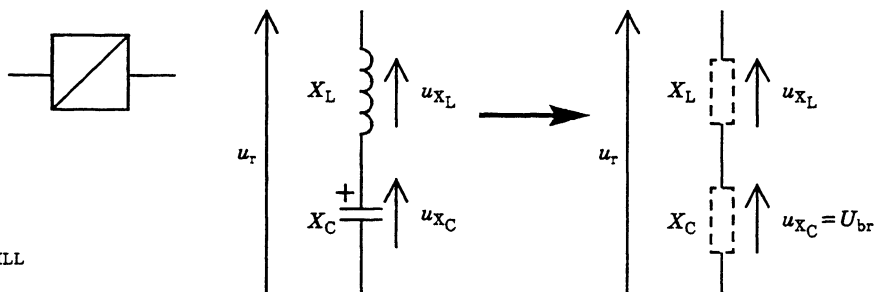
Jævnstrømsforholdene er uændrede.

Forklaring

Vekselstrømsforhold

Filtret kan vekselstrømsmæssigt betragtes som en spændingsdeler, hvor filtervirkningen er stor, når spolens vekselstrømsmodstand X_L er stor i forhold til filterkondensatorens vekselstrømsmodstand X_C .

el301-04.ILL



Hvis X_L er meget større end X_C , kan vi se bort fra faseforhold og finde spændingsdelingen som:

$$u_{br} \approx u_r \cdot \frac{X_C}{X_L + X_C}$$

Når $X_L \gg X_C$ forenkler vi til overslagsregning:

$$u_{br} \approx u_r \cdot \frac{X_C}{X_L}$$

Ved indskrivning:

$$X_C = \frac{1}{2\pi fC}, X_L = 2\pi fL$$

$$u_{br} = u_r \cdot \frac{\frac{1}{2\pi fC}}{2\pi fL} = \frac{u_r}{(2\pi fL)(2\pi fC)} = \frac{u_r}{(2\pi f)^2 \cdot L \cdot C}$$

Ved enkeltensretning med frekvensen 50 Hz:

$$u_{br-e} \approx \frac{u_r}{(2\pi \cdot 50)^2 \cdot L \cdot C} \approx \frac{u_r}{98\,600 \cdot L \cdot C}$$

Ved dobbeltensretning med frekvensen 100 Hz:

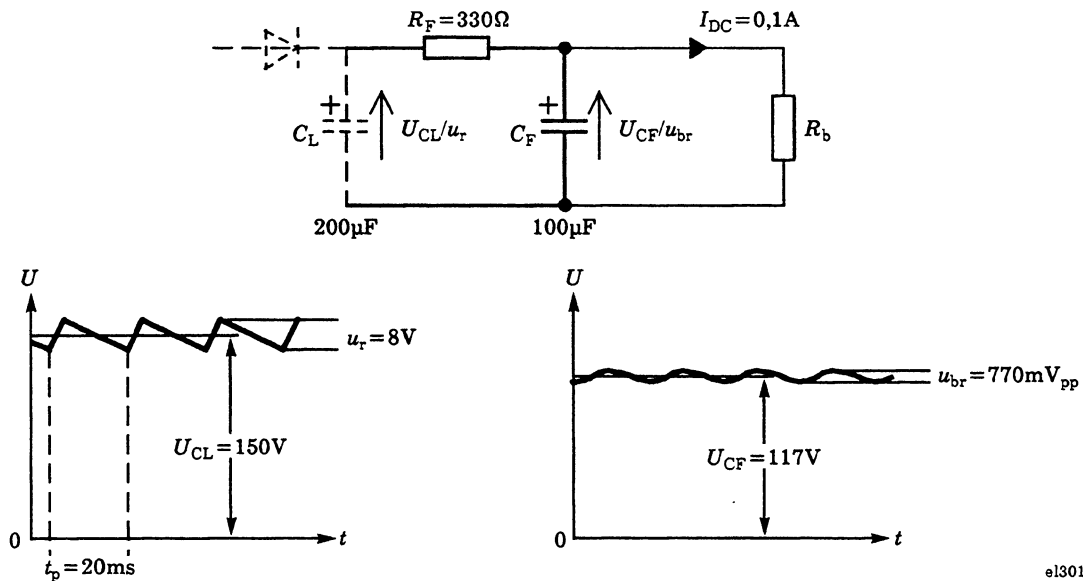
$$u_{br-d} \approx \frac{u_r}{(2\pi \cdot 100)^2 \cdot L \cdot C} \approx \frac{u_r}{395\,000 \cdot L \cdot C}$$

Dette er tilstrækkeligt til praktisk brug, hvor der oftest anvendes elektrolytkondensatorer med tolerancer på $-10/+50\%$.

Den målte brumspænding vil normalt være mindre end den beregnede.

RC-filtrer

Denne filtertype er meget anvendt, da en modstand er betydeligt billigere, vejer og fylder mindre end en filterspole. Ulempen er, at hvis man vælger en stor modstand for at opnå stor filtervirkning, mister man samtidig jævnspænding, da modstanden har samme jævn- og vekselstrømsmodstand.



el301-05.ILL

DC-beregning

Udgangsspændingen reduceres med jævnspændingsfaldet over filtermodstanden bestemt af belastningsstrømmen:

$$U_{CF} = U_{CL} - I_{DC} \cdot R_F = 150 - 0,1 \cdot 330 = 150 - 33 = 117 \text{ V}$$

U_{CF} er jævnspændingen efter filtret. U_{CL} er jævnspændingen (på ladecondensatoren) før filtret. I_{DC} er belastningsstrømmen. R_F er filtermodstandens størrelse.

AC-beregning

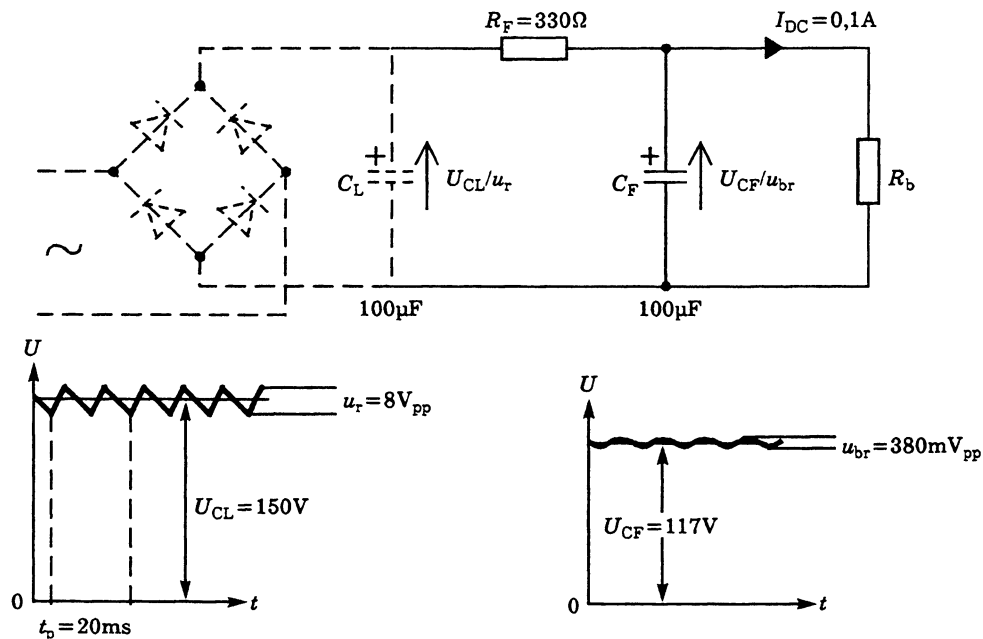
Ved enkeltensretning med ripple-/brumfrekvensen på 50 Hz findes brumspændingen af:

$$u_{br-e} = \frac{u_r}{314 \cdot R_F \cdot C_F} = \frac{8}{314 \cdot 330 \cdot 100\mu} = 0,77 \text{ V}_{pp} = 770 \text{ mV}_{pp}$$

u_{br-e} er vekselspændingen efter filtret. u_r er vekselspændingen (på ladecondensatoren) før filtret. R_F er filtermodstandens størrelse. C_F er filterkondensatorens størrelse. 314 er en udledt talkonstant. Talstørrelsen $314 R_F C_F$ kaldes for filterfaktoren f_f , der fortæller hvor mange gange filtret dæmper vekselspændingsmæssigt.

I det viste eksempel er:

$$f_f = 314 \cdot R_F \cdot C_F \approx 314 \cdot 330 \cdot 100\mu \approx 10 \text{ gg}$$



el301-06.ILL

Ved dobbeltensretning med ripple-/brumfrekvensen 100 Hz er X_C halveret, og filterfaktoren f_f er den dobbelte:

$$u_{br-d} \approx \frac{u_r}{628 \cdot R_F \cdot C_F} \approx \frac{8}{628 \cdot 330 \cdot 100\mu} \approx 0,38 \text{ V}_{pp} \approx 380 \text{ mV}_{pp}$$

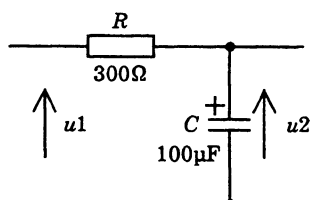
$$f_f = 628 \cdot R_F \cdot C_F \approx 628 \cdot 330 \cdot 100\mu \approx 20 \text{ gg}$$

DC-forholdene er uændrede.

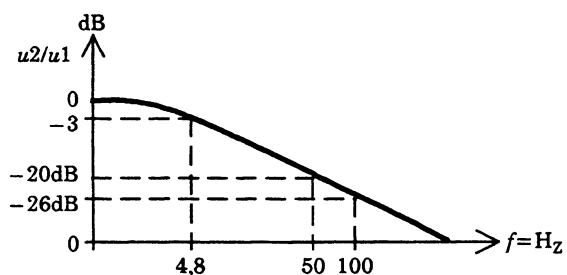
Lavpasfilter

Filtrene kan også ses som lavpasfiltre med overgangsfrekvensen f_o langt under den aktuelle brumfrekvens på 50 eller 100 Hz.

$$f_o = \frac{1}{2\pi R_F C_F} = \frac{1}{2\pi \cdot 330 \cdot 100\mu} = 4,8 \text{ Hz}$$

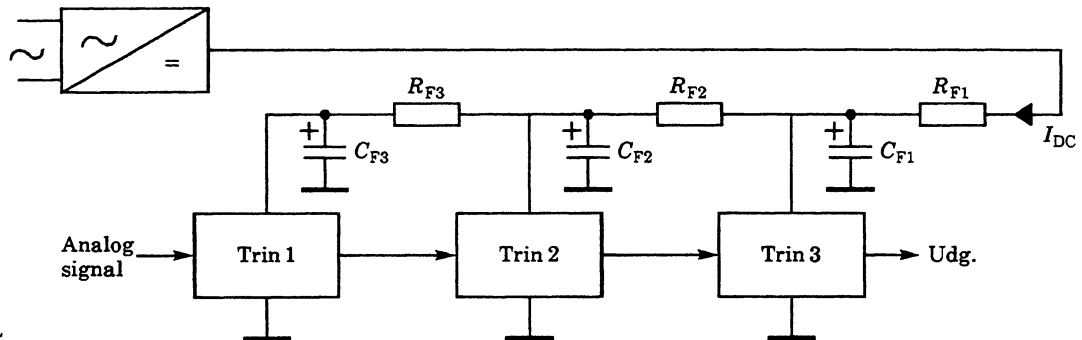


el301-07.ILL



Anvendelse

RC-filtre er meget anvendt, ikke alene til brumfiltrering, men også til at holde de enkelte trinfunktioner AC-mæssigt adskilt fra hinanden i forsyningsledningen. Ellers kan der via forsyningsledningerne opstå signaludveksling, der kan medføre fejlfunktioner, der i analogforstærkere typisk er selvoscillation.

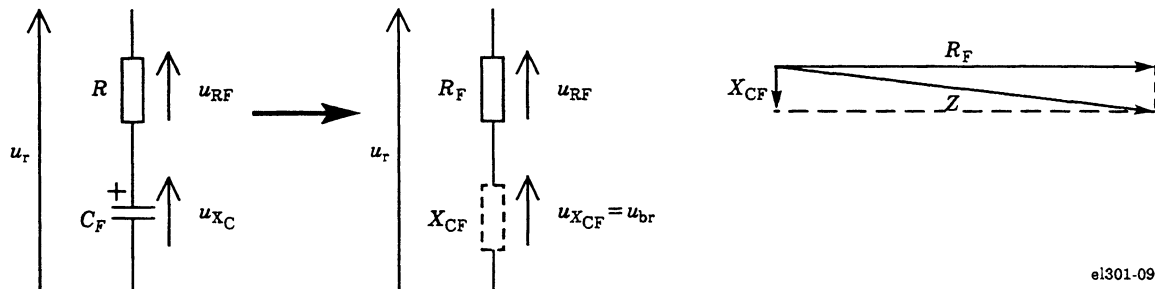


el301-08.ILL

Forklaring

Vekselstrømsforhold

Filtret kan vekselstrømsmæssigt betragtes som en spændingsdeler:



el301-09.ILL

Da spændinger og impedanser er proportionale er:

$$\frac{U_{br}}{u_r} = \frac{X_{CF}}{Z} = \frac{X_{CF}}{\sqrt{(R_F^2 + X_{CF}^2)}}$$

Hvis modstanden R_F er meget større end kondensatorens reaktans X_C , kan man uden nævneværdig fejl erstatte Z med R_F , se vektorerne ved tegningen oven for:

$$\frac{u_{br}}{u_r} = \frac{X_{CF}}{R_F} \Leftrightarrow u_{br} = u_r \cdot \frac{X_{CF}}{R_F}$$

Ved indskrivning af

$$X_{CF} = \frac{1}{2 \pi f \cdot C_F}$$

er

$$u_{br} = u_r \cdot \frac{1}{2 \pi f \cdot C_F \cdot R_F} = \frac{u_r}{2 \pi f \cdot C_F \cdot R_F}$$

Ved enkeltensretning med ripple-/brumfrekvensen 50 Hz:

$$u_{br-e} = \frac{u_r}{2 \pi \cdot 50 \cdot C_F \cdot R_F} = \frac{u_r}{314 \cdot C_F \cdot R_F}$$

Ved dobbeltensretning med ripple-/brumfrekvensen 100 Hz:

$$u_{br-d} = \frac{u_r}{2 \pi \cdot 100 \cdot C_F \cdot R_F} = \frac{u_r}{628 \cdot C_F \cdot R_F}$$

Da filtervirkningen stiger med ripple-/brumfrekvens, og man i DC/DC-konvertere og switch-mode strømforsyninger arbejder med vekselspændinger i frekvensområdet 10 kHz til 100 kHz, kan man her finde filtre med stor filtervirkning, realiseret med relativt små modstande og kondensatorer.

De anvendte tilnærmelser er i praksis uden betydning, da komponenttolerancerne specielt på elektrolytkondensatorer er ret store. Man skal selvfølgelig opfylde de givne betingelser, her at R_F er meget større end X_{CF} .

I denne fremstilling er vekselspændingen på ladekondensatoren konsekvent betegnet u -ripple, mens den på filterkondensatoren betegnes u -brum for ikke at sammenblande beregningsmetoderne. Ofte ses begge udtryk brugt for det samme, uanset hvor i kredsløbene, man befinder sig.

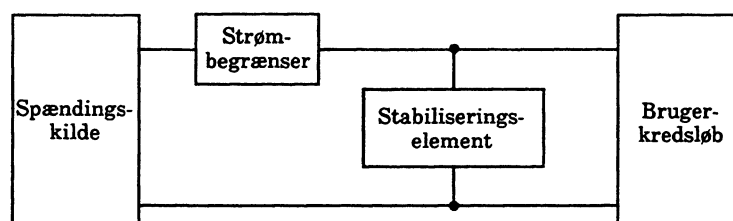
□

Parallelstabilisering

Parallelstabilisering

Parallelstabilisering er velegnet til spændingsstabilisering ved brugerkredsløb, der arbejder ved små forbrugsstrømme. Navnet på stabiliseringsformen skyldes, at den spændingsstabiliserende komponent er anbragt parallelt over brugerkredsløbet, som vist på tegning.

el302-01.ILL

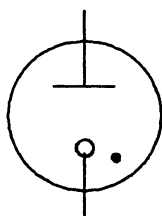


Stabiliseringselement

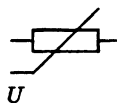
Som stabiliseringselement kan der anvendes:

- Koldkatoderør (glimlampe)
- VDR-modstand
- Zenerdiode

el302-02.ILL



Koldkatoderør



VDR-modstand



Zenerdiode

Zenerdiode

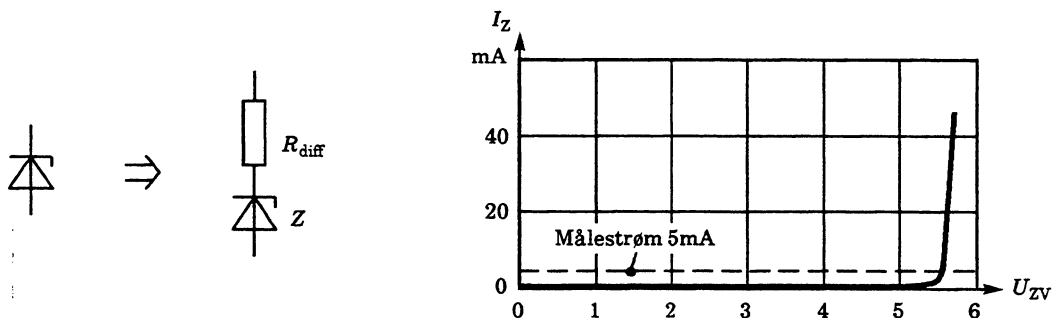
Da zenerdioden er meget anvendt, gennemgås parallelstabiliseringen med denne.

Zenerdioden er en halvlederdiode, der er fremstillet, så den leder i spærreretningen ved den i databladet opgivne zenerspænding. Denne er næsten konstant over et strømområde, der begrænses af den maksimale effekt, der kan afsættes i zenerdioden.

Tegningen viser typiske data samt en strøm-/spændingskurve for en diode med zenerspændingen 5,6 V.

BZY88-C5V6

Zenerspænding:	5,6 V ved I_Z 5 mA
Tolerance:	$U_Z \pm 5\%$
Maksimal effekt:	0,4 W ved t_{amb} max. 50°C
Temperaturkoefficient:	0,2 (mV/°C)
R_{diff} :	22 Ω

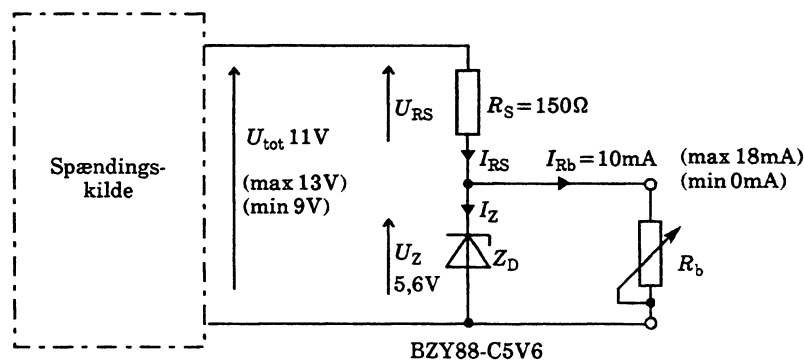


el302-03.ILL

Zenerdioden kan opfattes som en ideel zenerdiode i serie med en modstand, R_{diff} , der ved 5 mA er 22 Ω .

Kredsløb

Tegningen viser et kredsløb med zenerdiode som stabiliseringselement. Strømbegrænsningsmodstanden, R_S er meget vigtig, da den sikrer dioden mod for stor effektafsætning og deraf følgende ødelæggelse. Modstanden R_b illustrerer det tilsluttede brugerkredsløb.



el302-04.ILL

Kredsløbsfunktion

Kredsløbets virkemåde belyses ved beregning af strømme, spændinger og effekter.

Spændings- og strømforhold

Spændingen U_{tot} deles ifølge Kirchoffs spændingslov i delspændingerne $U_{RS} + U_Z$:

$$U_{tot} = U_{RS} + U_Z \Leftrightarrow U_{RS} = U_{tot} - U_Z \text{ og } U_Z = U_{tot} - U_{RS}$$

Strømmen I_{RS} deles ifølge Kirschoffs strømlov i delstrømmene I_Z og I_{Rb} :

$$I_{RS} = I_Z + I_{Rb} \Leftrightarrow I_Z = I_{RS} - I_{Rb} \text{ og } I_{Rb} = I_{RS} - I_Z$$

Nominelle beregninger

Vi kan starte med at beregne ved de forventede "normalforhold", hvor $U_{\text{tot}} = 11 \text{ V}$ og $I_{\text{Rb}} = 10 \text{ mA}$.

Først bestemmes U_{RS} :

$$U_{\text{RS}} = U_{\text{tot}} - U_{\text{Z}} = 11 - 5,6 = 5,4 \text{ V}$$

Herefter findes I_{RS} med Ohms lov:

$$I_{\text{RS}} = \frac{U_{\text{RS}}}{R_{\text{S}}} = \frac{5,4}{150} = 36 \text{ mA}$$

Nu kan I_{Z} bestemmes:

$$I_{\text{Z}} = I_{\text{RS}} - I_{\text{Rb}} = (36 - 10) \text{ m} = 26 \text{ mA}$$

Den tilførte effekt:

$$P_{\text{tot}} = U_{\text{tot}} \cdot I_{\text{RS}} = 11 \cdot 36 \text{ m} = 0,396 \text{ W}$$

Effekt afsat i begrænsermodstand, zenerdiode og belastning:

$$P_{\text{RS}} = U_{\text{RS}} \cdot I_{\text{RS}} = 5,4 \cdot 36 \text{ m} = 194,4 \text{ mW}$$

$$P_{\text{Z}} = U_{\text{Z}} \cdot I_{\text{Z}} = 5,6 \cdot 26 \text{ m} = 145,6 \text{ mW}$$

$$P_{\text{Rb}} = U_{\text{Z}} \cdot I_{\text{Rb}} = 5,6 \cdot 10 \text{ m} = 56 \text{ mW}$$

Den totalt afsatte effekt:

$$P_{\text{tot}} = P_{\text{RS}} + P_{\text{Z}} + P_{\text{Rb}} = (194,4 + 145,6 + 56) \text{ m} = 0,396 \text{ W}$$

Ændringer i forsyningsspænding

Vi beregner, når U_{tot} varierer, først når U_{tot} stiger:

U_{RS} ved $U_{\text{tot-max}}$:

$$U_{\text{RS}} = U_{\text{tot}} - U_{\text{Z}} = 13 - 5,6 = 7,4 \text{ V}$$

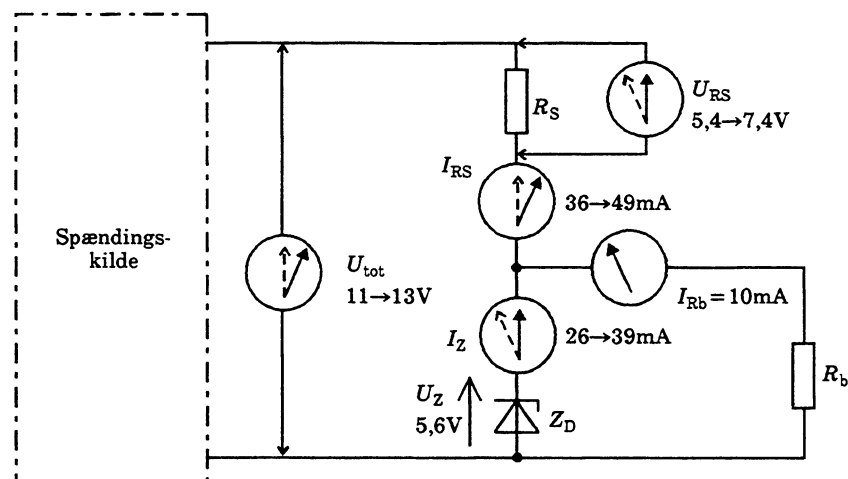
I_{RS} bliver:

$$I_{\text{RS}} = \frac{U_{\text{RS}}}{R_{\text{S}}} = \frac{7,4}{150} = 49 \text{ mA}$$

U_{Z} regnes for konstant, se I/U -kurven tidligere. I_{Rb} er derfor konstant 10 mA. I_{Z} bliver:

$$I_{\text{Z}} = I_{\text{RS}} - I_{\text{Rb}} = (49 - 10) \text{ mA} = 39 \text{ mA}$$

Konklusion: Når U_{tot} stiger, bliver U_{RS} , I_{RS} og I_{Z} større



el302-05.ILL

Når U_{tot} falder, sker det modsatte:

$$U_{\text{RS}} = U_{\text{tot}} - U_{\text{Z}} = 9 - 5,6 = 3,4 \text{ V}$$

$$I_{\text{RS}} = \frac{U_{\text{RS}}}{R_{\text{S}}} = \frac{3,4}{150} = 23 \text{ mA}$$

$$I_{\text{Z}} = I_{\text{RS}} - I_{\text{Rb}} = (23 - 10) \text{ mA} = 13 \text{ mA}$$

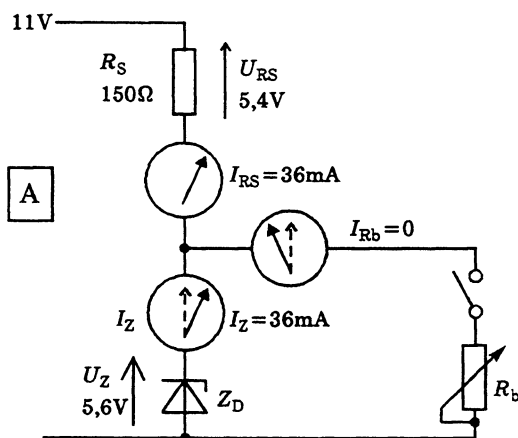
Ændringer i belastningsstrøm

Når I_{Rb} varierer, mens U_{tot} konstant er 11 V, finder vi ved $I_{Rb} = 0$:

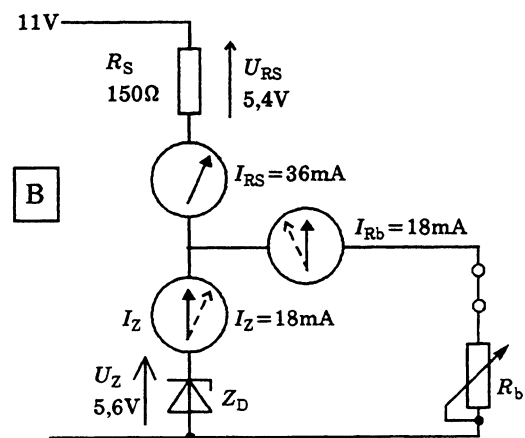
$$I_Z = I_{RS} - I_{Rb} = (36 - 0) \text{ mA} = 36 \text{ mA} \quad (\text{Se tegning A}).$$

Ved $I_{RB-\max} = 18 \text{ mA}$, finder vi:

$$I_Z = I_{RS} - I_{Rb} = (36 - 18) \text{ mA} = 18 \text{ mA} \quad (\text{Se tegning B}).$$



el302-06.ILL



Konklusion: Når I_{Rb} stiger, aftager zenerstrømmen tilsvarende

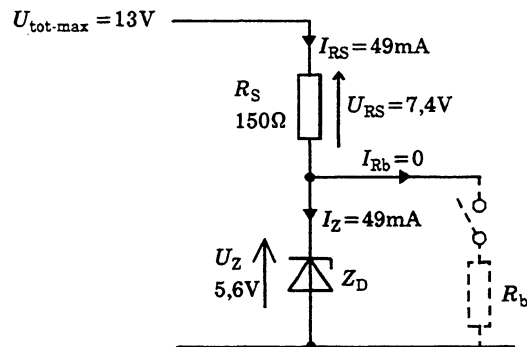
Maksimal zenereffekt

Vi vil nu bestemme, hvornår der afsættes størst effekt i zenerdioden ved variation på både U_{tot} og I_{Rb} . Dette sker, når I_Z er størst. Zenerstrømmen I_Z er størst, når U_{tot} er størst, og I_{Rb} er mindst.

Ved $U_{\text{tot}} = 13 \text{ V}$ har vi beregnet I_{RS} til 49 mA. Når I_{Rb} er 0, løber denne strøm i zenerdioden, heraf:

$$P_{Z\text{-max.}} = I_{Z\text{-max.}} \cdot U_Z = 49 \text{ m} \cdot 5,6 = 274 \text{ mW}$$

el302-07.ILL



Da $P_{Z\text{-max.}}$ er 0,4 W er dette i orden.

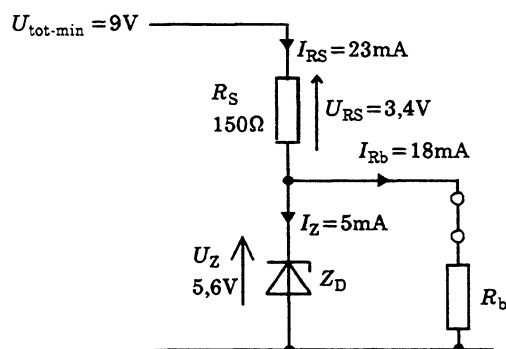
Husk: Zenereffekten er størst, når forsyningsspændingen U_{tot} er størst, og når forbrugsstrømmen I_{Rb} er mindst.

Minimum zenerstrøm

Denne strøm er mindst, når U_{tot} er mindst, og I_{Rb} er størst:

$$I_{Z\text{-min}} = I_{\text{RS-min}} - I_{\text{Rb-max.}} = (23 - 18) \text{ m} = 5 \text{ mA}$$

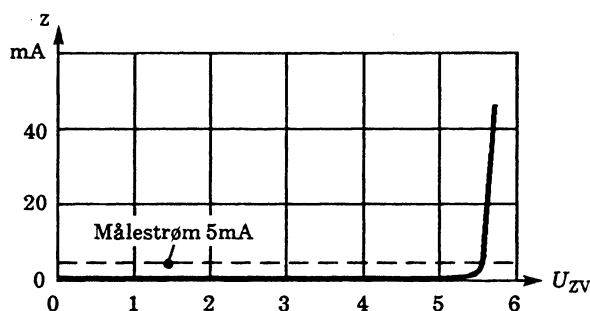
el302-08.ILL



Husk: Zenerstrømmen er mindst, når forsyningsspændingen U_{tot} er mindst, og belastningsstrømmen I_{Rb} er størst.

Den beregnede zenerstrøm må ikke blive mindre, hvilket ses af I/U -kurven herunder.

el302-09.ILL

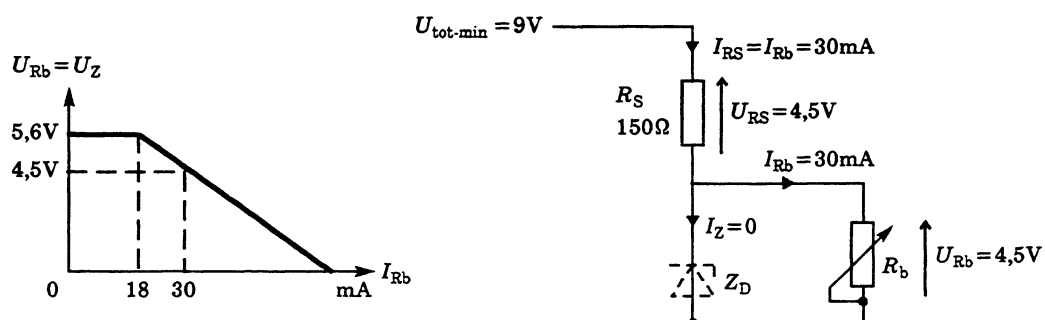


Hermed bliver den maksimalt aftagne strøm som vist 18 mA.

Overstiges denne strøm, vil zenerdioden holde op med at trække strøm, stabiliseringen ophører, og U_{Rb} falder, hvis eksempelvis I_{Rb} øges til 30 mA:

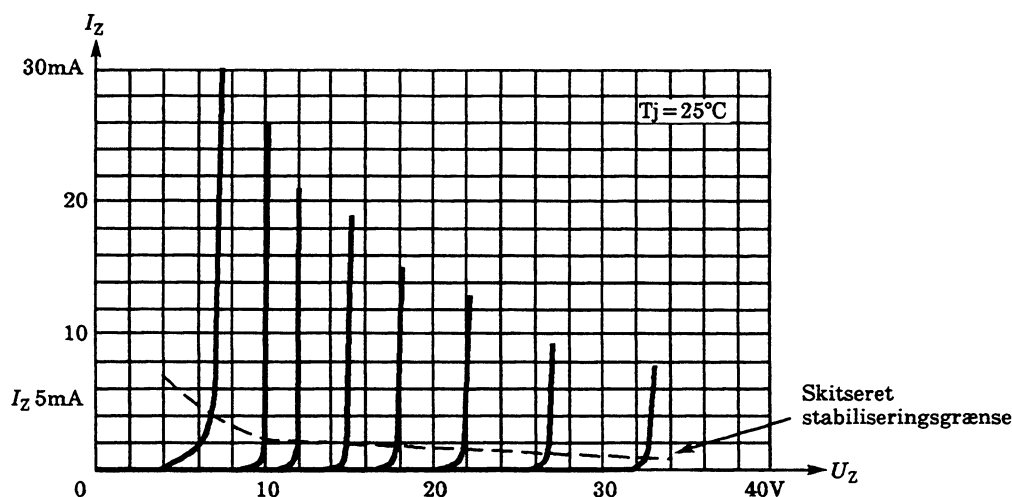
$$U_{Rb} = U_{tot} - U_{RS} = U_{tot} - (I_{RS} \cdot R_S) = 9 - 30 \text{ m} \cdot 150 = 9 - 4,5 = 4,5 \text{ V}$$

el302-10.ILL



Zenerdiodernes strømområde, hvor de stabiliserer, varierer med zenerspændingen. Tendensen er, at zenerdioderne stabiliserer ned til lavere minimumsstrømme ved stigende zenerspænding. Se kurverne herunder, hvor stabiliseringsgrænsen er vist punkteret.

el302-11.ILL



Hvor en 5,6 V zenediode behøver en minimumsstrøm på 5 mA, kan en 12 V diode nøjes med 2 mA.

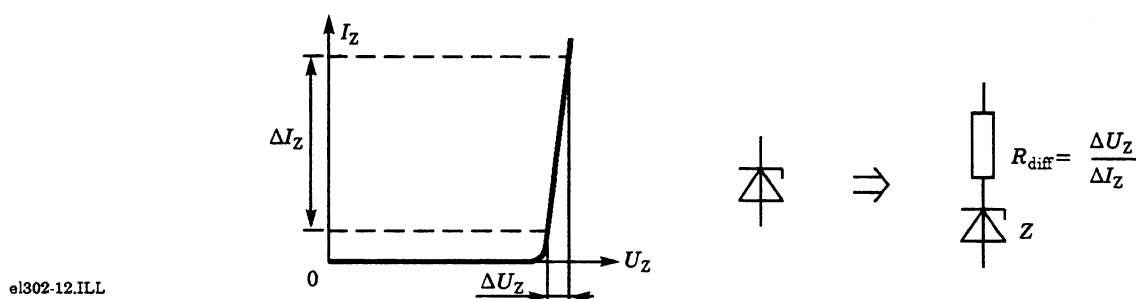
Forsyningsspændingens størrelse

Erfaringsmæssigt skal den ustabiliserede forsyningsspænding være ca. det dobbelte af zenerspændingen, ellers bliver strømvariationerne i zenerdioden for store. Dette kan ses ved at gennemregne de givne eksempler med $U_{\text{tot}} = 8 \text{ V} \pm 1,5 \text{ V}$.

(Ved lavere forsyningsspændinger end $2 \cdot U_Z$ kan R_s med fordel erstattes af en strømgeneratorkobling).

Dynamisk modstand

Når strømmen i zenerdioden varierer, vil spændingen over dioden variere en lille smule på grund af diodens dynamiske modstand. Zenerdioden skal opfattes som en ideel diode i serie med den dynamiske modstand R_{diff} :



Bestemmelse af dynamisk modstand

Den dynamiske modstand følger kurvehældningen og kan bestemmes af:

$$R_{\text{diff}} = \frac{\Delta U_Z}{\Delta I_Z} = \frac{U_{Z-\text{max.}} - U_{Z-\text{min.}}}{I_{Z-\text{max.}} - I_{Z-\text{min.}}}$$

Ved måling på en 5,6 V zenerdiode findes U_Z til 5,6 V ved 10 mA og 5,7 V ved 40 mA ved samme krystaltemperatur.

Den dynamiske modstand R_{diff} er derfor i dette arbejdsområde:

$$R_{\text{diff}} = \frac{5,7 - 5,6}{(40 - 10) \text{ m}} = \frac{0,1}{30 \text{ m}} = 3,33 \Omega$$

Beregning af spændingsændring

Kender man den dynamiske modstand, kan man beregne ændringen på zenerspændingen med formlen:

$$\Delta U_Z = \Delta I_Z \cdot R_{\text{diff}} = (I_{Z-\text{max.}} - I_{Z-\text{min.}}) \cdot R_{\text{diff}}$$

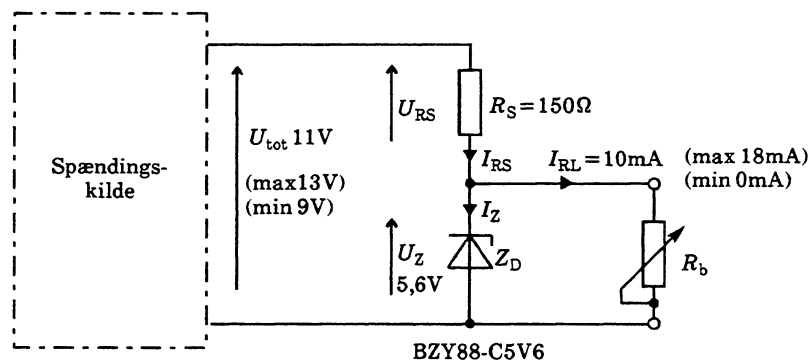
Indsættes R_{diff} , der ved 5 mA er 22Ω for BZY88-C5V6, findes ændringen i strømområdet 5 mA til 10 mA til:

$$\Delta U_Z = (10 - 5) \text{ m} \cdot 22 = 5 \text{ m} \cdot = 0,11 \text{ V}$$

Slutbemærkning

Beregningerne er af hensyn til overskueligheden forenklet, da der ikke er taget hensyn til, at både zenerspændingen U_Z og begrænsermodstanden R_S typisk kan variere 5%.

el302-04.ILL



Eksempelvis er I_{RS-max} egentlig:

$$I_{RS-max} = \frac{U_{tot-max} - U_{Z-min}}{R_{S-min}} = \frac{U_{tot-max} - (U_Z - 5\%)}{(R_S - 5\%)} = \frac{13 - 5,32}{142,5} = 54 \text{ mA}$$

Vil man selv dimensionere et parallelstabiliseringskredsløb, så det virker efter hensigten under alle forhold, skal der foretages en del beregninger og kredsløbskontrol.

□

Stikordsregister

A

Afkobling 34
Afladetid 62
Afladning 21
Aktive filtre 51
Amplitude 23

B

Bagflanke 25
Bestemmelse af delsepænding 3
Båndbredde 55
Båndpasfiltre 51
Båndstopfiltre 51

C

Clamperkobling 81

D

DC-spænding med belastning 68
Dekade 30, 44
Differentiation 24
Diodens spidsstrøm 63
Dobbeltensretning 71
Dobbeltensretter med
ladekondensator 72
Driftsfase 82
Dynamisk modstand 100
Dæmpes 56
Dæmpet svingning 52
Dæmpning 29, 58

E

e 20
Effekt i kondensatoren 36
Eksponentiel opladning 20
Enkeltensretning 58

F

Δf 56
 f_n 56
 f_o 57
 f_g 56

F

Fasedrejning 27, 41
Fasevinklen 46
Fejlforhold 4, 12
Filterfaktor 86, 88
Filtrering/stabilisering 58
Firkantgenerator 22, 24
Flanker 23
Flankestejlhed 51
Flerfase ensretterkoblinger 75
Forflanke 25
Frekvensbånd 55
Frekvenskarakteristik 29, 43

G

Godhed 56
Grænsefrekvens 56

H

Hældning 21, 30, 44
Højpasled 31, 45

I

Ideel 36, 51
Impedans 31, 46
Impuls 22, 24
Induktiv 41
Integration 22
Integrationsled 23

K

Kapacitiv 27
Kapacitiv spændingsdeler 13
Kirchoffs love 1
Komponentkrav 69, 74
Kondensatorkombinationer 11, 13
Konstantstrømsgenerator 19
Kræfternes parallelogram 32, 46

L

Lavpasfilter 89
Lavpasled 28, 42
LC-filter 85
Lineær opladning 19

M

Magnetfelt 40
Magnetfeltets nedbrydning 40
Maksimal zenereffekt 98
Middelværdi 59
Minimum zenerstrøm 98
Modtaktskobling 78
Modstandskombinationer 1, 6

N

Nettrancient 69
Nettransformator 57, 77

O

Ohmsk 27, 41
Oktav 29, 43
Opladetid 62
Overgangsfrekvens 27, 42

P

Parallelforbindelse 4
Parallelstabilisering 93
Parallelsvingningskreds 52
Passiv brumfiltrering 85
Projicere 36
Proportionalitet 3
Pythagoras 32, 46

Q

Q 56

R

Rampe 19
Reaktans 27, 41
Reaktive 50
Resonans 51
Resonansimpedans 53
Ripplespænding 62
RL-paralleled 48
RL-serieled 42

S

Selvinduktion 39, 41
Serieforbindelse 2
Serieforbundne modstande 2
Seriesvingningskreds 54
Sikring 66
Split - supply kobling 79
Spolekombinationer 15
Spænding/modstand 3
Spændingsdeler 7, 42
Spændingsstabilisering 93
Spærrekreds 53
Stabiliseringselement 93
Standardkurver 21
Startfase 81
Startstrømskud 67
Stjerner kobling 75
Strømdeling 6
Strømforsyning 57
Spændingsdeler kapacitiv 13
Spændingsdobler 83
Sugekreds 55
Susceptans 16
Svingningskreds 51

T

τ 21
Tabsfri 36
Taghældning 24
Tidskonstant 21, 39
Trefaset brokobling 76
Trefaset vekselstrøm 75
Trekantkurve 23

U

Ubelastet spændingsdeler 7
Ulineært 20

V

Vekselstrømseffekt 35, 50
Vektordiagram 31, 33, 46, 49
Vinkel 32

X

X se reaktans

Z

Zenerdiode 93