



Powersupply

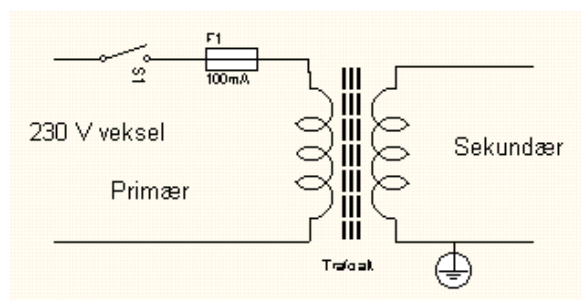
I dette dokument gennemgås opbygning af strømforsyninger. Først den ”gammeldags” opbygget med en stor transformer til at nedbringe netspændingen.

Der ses på magnetfelter, Transistorer og transistor-kredsløb til regulering af udgangsspændingen, og de fx 7805-IC-er, der benyttes til regulering i dag.

Til slut ses på principperne i Switch-mode Powersupplys.

/Valle

En Trafo – eller en transformer, som den rettelig hedder, - kan tegnes som flg. Skitse:



$$\frac{N_{\text{Primær}}}{N_{\text{Sekundær}}} = \frac{U_{\text{Primær}}}{U_{\text{Sekundær}}}$$

Primær siden af trafoen tilsluttes nettet. Den vekslende sinus-spænding skaber en vekslende strøm, som skaber et vekslende magnetfelt i jernkernen. Magnetfeltet går også gennem den sekundære vikling. Og der skabes heri en vekslende spænding. Sekundærspændingen er også en sinusformet.

Magnetfelter:

Ladninger i bevægelse skaber et magnetfelt. Dvs. at om hver elektron, der ”spinner” om sig selv, vil der være et magnetfelt. Men er spinnene i et materiale ikke ordnet i samme retning, vil materialet udadtil være umagnetisk, fordi alle små magneter ophæver hinanden.

Også elektroner, der er i orbit (kredsløb) om en kerne, vil give et magnetfelt. Igen ophæves magnetfeltet, hvis ikke der er orden på omløbsretningerne.

Og endelig optræder der et magnetfelt omkring en leder hvori der løber en strøm.



Elektroners hastighed i en ledning:

Elektroners hastighed er ikke uendelig, - ligesom vand i et vandrør har en endelig hastighed. Vandet oplever en modstand.

Hastigheden på kernerne vibrationer og deres elektroners random varmebevægelser er ret stor. Vist i størrelsesordenen 10^6 meter pr sek.

Men elektroners hastighed fremad i en ledning, er ikke særlig stor. Og ved vekselstrøm vil elektronerne konstant ændre retning, og stadig ikke bevæge sig ret langt frem og tilbage.

Her regnes med et eksempel, hvor der bruges en 60 W glødepære. Der regnes med jævnspænding, og der bruges en 1 mm^2 kobbertråd:

$$P = U \cdot I \quad [W = V \cdot A] \quad \text{eller} \quad I = \frac{P}{U} \quad \left[A = \frac{W}{V} \right]$$

Strømmen bliver: $\frac{60}{230} = 0,26 \text{ [A]}$

1 Ampere svarer til at der passerer en ladning på 1 Columb forbi et tværsnit af ledningen pr sekund.

Ladningen pr elektron: $e = 1,6 \cdot 10^{-19} \text{ [Columb]}.$

Dvs. der løber $\frac{0,26}{1,6 \cdot 10^{-19}} = 1,625 \cdot 10^{18}$ elektroner gennem et tværsnit af ledningen pr. sekund..

Lednings-diameteren hen til pæren er i dette tilfælde så tyk, at tværsnitsarealet er 1 mm^2 .

I kobber er der $8,46 \cdot 10^{28}$ mobile elektroner pr m^3 . (Tabelværdi!)

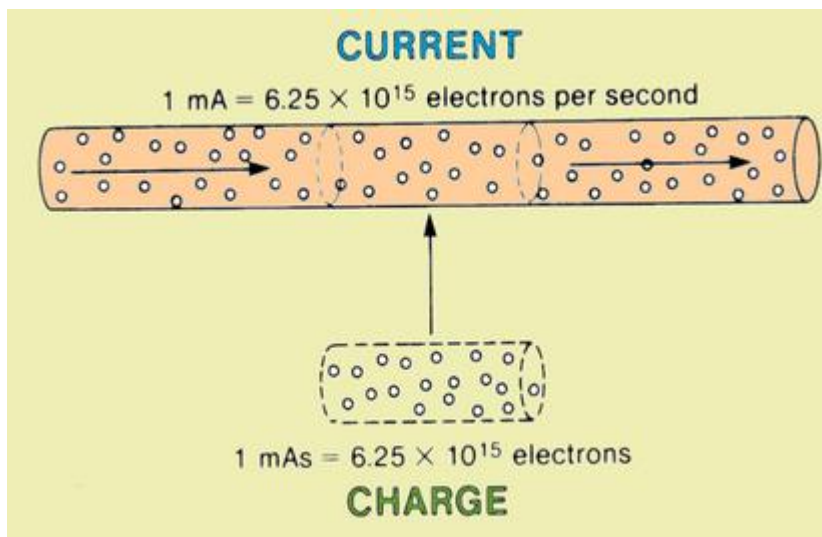
Dvs., at der i 1 mm af trådens længde er $\frac{8,46 \cdot 10^{28}}{1000^3} = 8,46 \cdot 10^{19}$ frie elektroner.

Dvs. elektronerne der løber til pæren i 1 sekund fylder: $\frac{1,625 \cdot 10^{18}}{8,46 \cdot 10^{19}} = 0,0192 \text{ mm}.$

Altså løber alle elektronerne i tråden 0,0192 mm fremad hvert sekund. Altså, hvis det havde været jævnstrøm!

Omregnet bliver det til 6,9 cm pr time.

Det er altså ikke elektronernes hastighed, der gør glødetråden varm, men et lille bidrag fra hver af det enorme antal elektroners kinetiske energi.





Kilde: <http://amasci.com/mis-con/speed.html>

<http://www.sprawls.org/ppmi2/ERAD/>

Altså:

I en leder vil elektronerne altid foretage varme-svingninger i alle retninger (hvis temperaturen er over absolut nul). Men hvis der påtrykkes en spænding, vil elektronerne - pga. den opståede elektriske felt i lederen - løbe mest i én retning. Dog ikke særlig hurtig. Langt under 1 mm pr sek. for en 1 mm² leder med en strøm på 1 Ampere.

Elektronerne vil derved producere et magnetfelt der går højre om lederen set i strømmens retning. Hvorfor det er sådan er der ingen der ved!!!

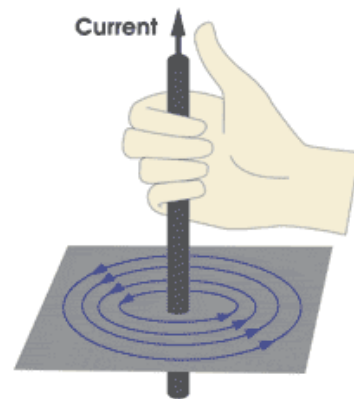
Tommelfingerregel:

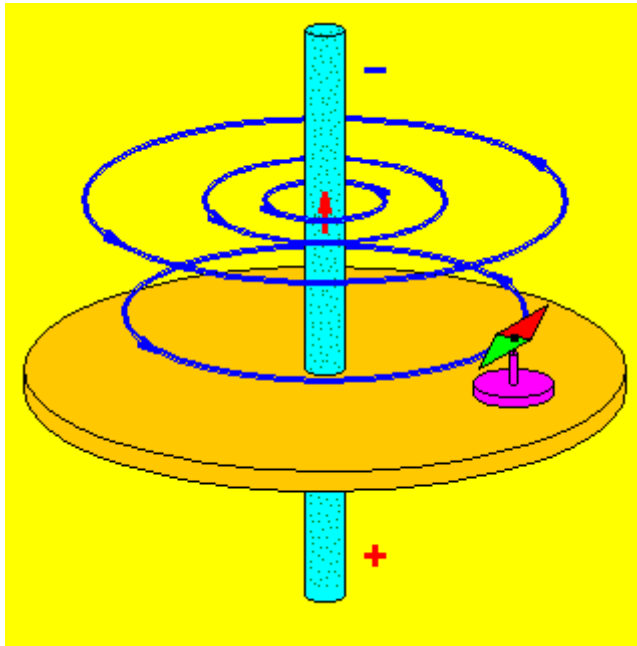
Grib om en strømførende leder med højre hånd, med tommelfingeren i strømmens retning. Magnetfeltet er da givet ved de øvrige fingres retning.

Dvs. at feltet går ”højre om” en strømførende leder.

Obs. Magnetfeltet er homogent, og **magnetfeltlinier findes ikke.**

De bruges blot til at ”vise” magnetfeltets vej og tæthed.





<http://www.walter-fendt.de/ph11e/mfwire.htm>

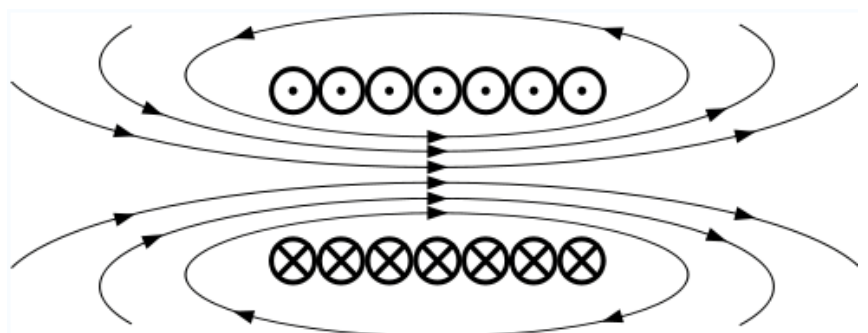
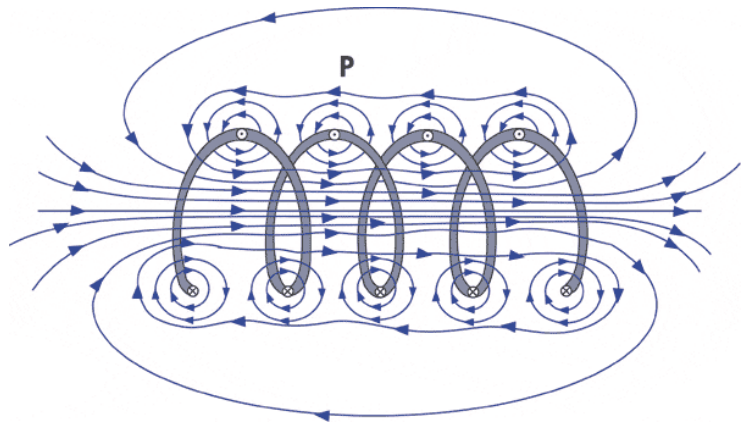
Vikles en leder op i en løkke kalder vi det en "spole".

En spole er blot en løkke af ledende materiale, fx kobber, - og derfor må de samme regler gælde for ledninger og for spoler.

Men som det ses, vil magnetfeltet fra flere ledere i en spole adderes og derved blive stærkere.

Her set på en anden måde, med tættere vindinger:

Jo flere vindinger, jo kraftigere vil magnetfelt være ved samme strøm.



En prik skal tolkes som spidsen af den pil, der viser strømmens retning, krydset fjernerne på pilen.

Magnetisk modstand.

Er der jern i magnetfeltets vej – (feltliniernes vej, - bemærk igen at feltlinjer ikke eksisterer), vil der opstå et meget kraftigere magnetfelt, idet jern er en mindre modstand for magnetfelter end luft. –



Eller jern er en bedre leder for magnetfelt end luft.

Energien i magnetfeltet i en spole er givet ved formelen: $E = \frac{1}{2} \cdot L \cdot i^2$

Hvor 'i' er strømmen.

Og L er spolens "selvinduktionskoefficient" der måles i Henry.

L siger noget om hvordan vindingerne er udformet, om antal vindinger, om der er jern i spolen, osv. Altså spolens evne til at opbygge magnetfelt, eller at modstå ændringer i dens magnetfelt.

Det betyder, at der er opmagasineret energi i et magnetfelt. Og at magnetfeltet ikke kan skabes og bortskaffes på "no time".

Se fx: <http://hyperphysics.phy-astr.gsu.edu/hbase/electric/indsol.html#c1>

(Et magnetfelts styrke måles i [Tesla]. Tjek lige Jordens magnetfelt!!

Opgave:

Overvej, hvordan en spole med en R_{Wire} på 1.5 Ohm, og $L = 10 \text{ mH}$, forbundet i parallel med en 47 uF kondensator opladt til 25 Volt kan simuleres.

Simuler med ORCAD ! Forklar!

Kondensatorens energiindhold kan beregnes af: $E = \frac{1}{2} \cdot C \cdot U^2$

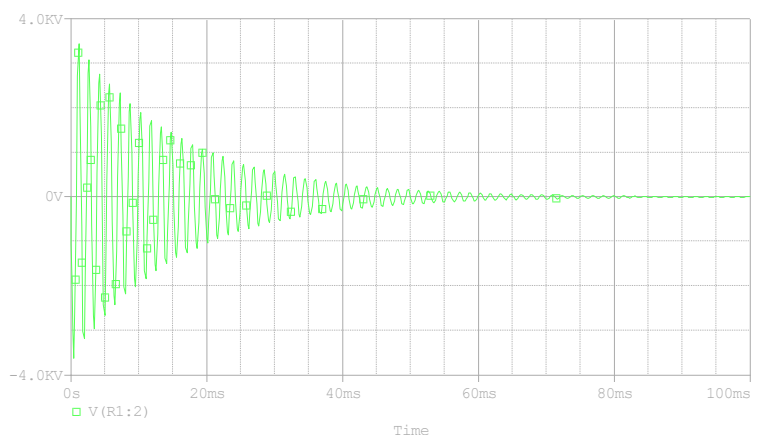
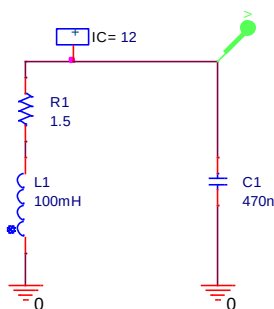
Oscillations-Frekvensen kan beregnes som den frekvens, hvor $X_C = X_L$

Altså

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

Isoleres f, fås,

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





Forklar:

Er der tale om ideelle komponenter med nul Ohms viklingsmodstand i spolen, og med modstandsfri tilledninger, ville energien skvulpe frem og tilbage mellem spolen og kondensatoren forever. Ingenting vil blive varm, - der afsættes ingen reel energi !

Ændret magnetfelt i en spole.

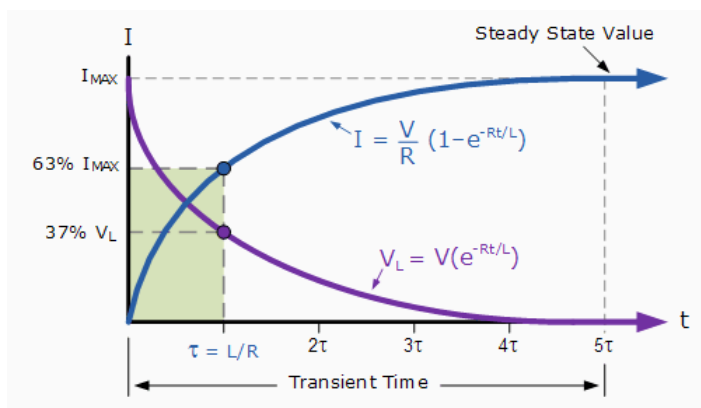
Man kan ikke momentant ændre magnetfeltet i en spole. (ligesom man ikke momentant kan ændre en Kadetts hastighed).

Ændres magnetfeltet i en spole, vil det virke som om at spolen genererer en spænding for at forsøge at opretholde et konstant magnetfelt. Ligesom det vil føles som om bilen vil modsætte sig hastighedsændringer. Det kaldes inerti.

Her ses grafer og formler.

Øges spændingen over spolen, (og dens vindingsmodstand), vil strømmen i spolen øges.

Men ikke momentant !!



Kilde: <http://www.electronics-tutorials.ws/inductor/LR-circuits.html>

Øges strømmen i spolen, øges også magnetfeltet. Spolen vil ” kæmpe imod ” ændringen. Ligesom en Kadett kæmper imod en hastighedsændring.

Formindskes spændingen – og strømmen, vil spolen også kæmpe imod dette.

Reelt er det vel nok sådan, at det er energien i magnetfeltet, der ændres, og det kan ikke gøres ”gratis”.

Fuldstændig som en bil i bevægelse. Det koster energi (benzin), at få bilen op i hastighed, hvor den så har energien ”gemt” i Kinetisk energi.

Hvis spolen var modstandsløs, altså en ideel spole, ville selv en ganske lille påtrykt spænding med tiden skabe en meget stor magnetfelt og strøm!! Strømmens opvoksning, også kaldet strømmens ”rejsning”, ville kun være afhængig af spolens selvinduktion i Henry.

Tilsvarende en kondensator. Selv en ganske lille konstant strøm tilført en kondensator, vil med tiden opbygge en stor spænding. Kun bestemt af kondensatorens kapacitet i Farad.



AC-spænding

I Stikkontakten er der AC, 230 Volt, 50 Hz. Den ene ledning er stel, eller nul! Den anden er den, der er spændingsførende. Her bør der være en ren sinus.

Sinus'ens spænding svinger mellem plus og minus med en frekvens på 50 Hz. Man kalder det en AC-spænding, Alternerende Current.

Peak-spænding er helt oppe på 325 Volt, men angives normalt ved dens effektivværdi, også kaldet RMS-værdi, som kommer af Root Mean Square, som betyder "kvadratroden af middelværdien i anden potens".

AC-spændingens effektivværdi kan beregnes af: $RMSværdi = \frac{Peakværdi}{\sqrt{2}}$

Eks: $12V_{RMS} = 12 \cdot \sqrt{2} = 16,97V_{peak}$

Sættes en 230 V AC til en modstand, vil modstanden blive lige så varm, som hvis den tilsluttes en 230 Volt DC. Også selv om AC-spændingen er nul nogle gange, men til gengæld er spidsværdierne helt oppe på $230 \cdot \sqrt{2} = 325$ Volt.

Se evt. separat kompendium for mere om RMS-værdier.

Om transformatorer:

Normalt opereres med vindingstallet for primærspolen (N_1) og sekundærspolen (N_2). Ikke med de tilhørende induktiviteter.

Mellem primærspændingen (U_1) og sekundærspændingen (U_2) er sammenhængen:

$$U_1 : U_2 = N_1 : N_2$$

Induktiviteten er proportional med kvadratet af det tilhørende vindingstal. Det gælder altså, at:

$$\frac{L_1}{L_2} = \frac{N_1^2}{N_2^2}$$

Dermed angives også transformerens transformeringsforhold:

$$\frac{U_1}{U_2} = \sqrt{\frac{L_1}{L_2}}$$

Hvis $L_1 = 3.18$ H og $L_2 = 56$ mH fås transformeringsforholdet til: $U_1 : U_2 = 7,54 : 1$

Ofte er der ikke perfekt kobling mellem Primær og Sekundær. For at tage højde for dette, kan man indregne en Koblingsfaktor mellem 0 (ingen kobling) og 1 (perfekt kobling).

Koblingsfaktoren bestemmer størrelsen af transformerens "modinduktivitet" M .

Det gælder for koblingsfaktoren mellem to induktiviteter, L_1 og L_2 , at:

$$K = M_{12} / (L_1 \cdot L_2)^{1/2}$$

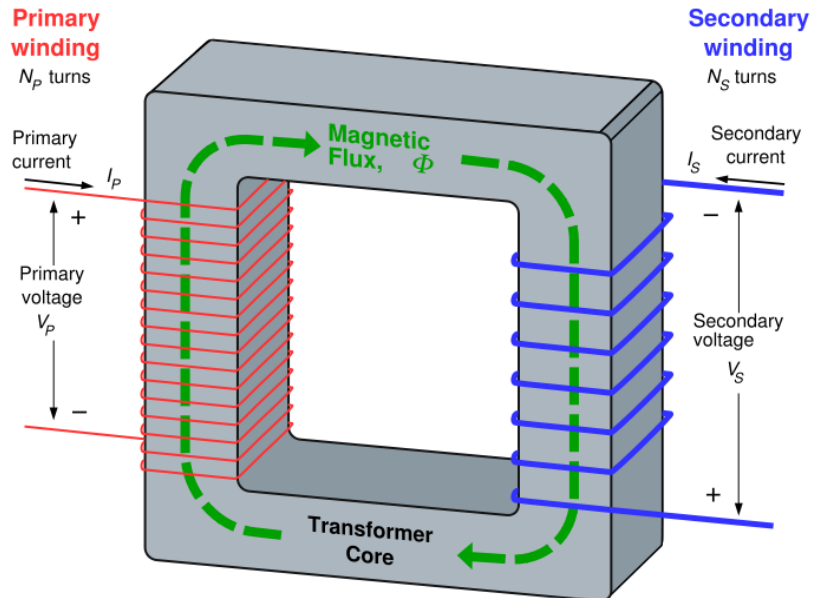
Jernkerne:



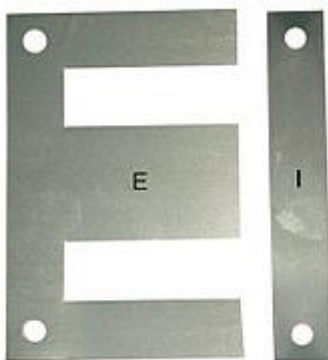
En jernkerne nedsætter eller formindsker modstanden mod magnetisk felt, eller magnetisk flux, som det også kaldes.

Dvs. der opstår meget større magnetfelt rundt i jernkernen, pga. jernet. Jern er en meget bedre leder for magnetfelt end luft.

Kernen laves lamineret, med elektriske adskilte lameller, for at der ikke skal induceres elektriske strømme i selve jernet, og opvarme det hver gang magnetfeltet ændres.

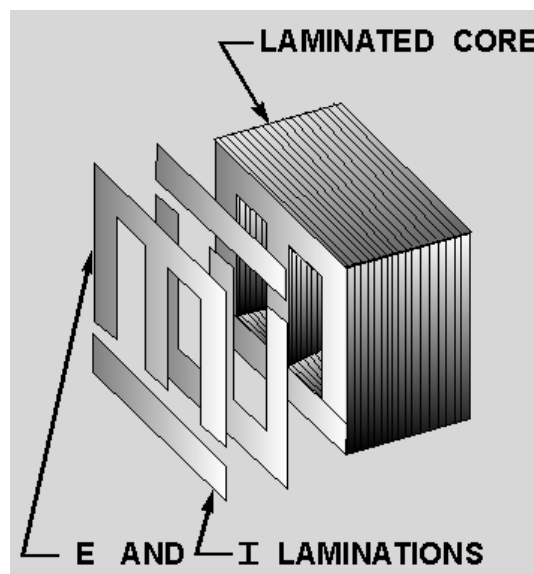


<http://www.splung.com/content/sid/3/page/induction>



Typical EI Lamination Pair

Billederne viser udformningen af jernkerne-pladerne. De sættes sammen som vist til højre, med et lille lag elektrisk isolering imellem.



http://www.sayedsaad.com/fundmental/19_TRANSFORMERS%20.htm



Hvirvelstrømme!

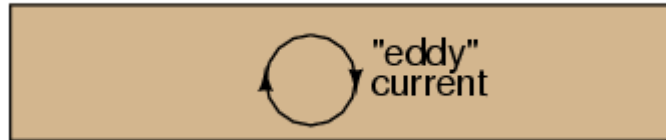
Grunden til at jern opvarmes, er, at der ved vekslende magnetfelt skabes hvirvelstrømme i jernet.

Fra Maxwell's ligninger haves:

Et ændrende magnetfelt vil skabe et elektrisk felt.

Og et elektrisk felt, der ændres, vil skabe et magnetfelt.

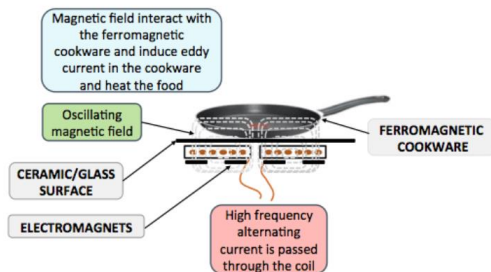
solid iron core



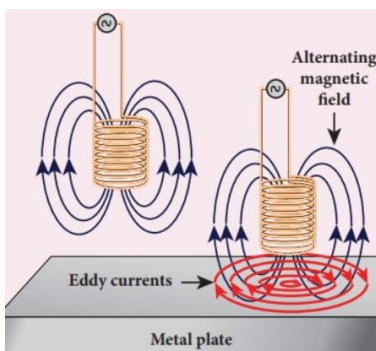
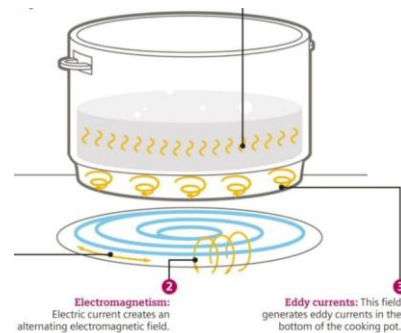
laminated iron core



http://www.allaboutcircuits.com/vol_2/chpt_9/8.html



Hvirvelstrømme udnyttes i Induktionskomfurer !!



Kilde: http://www.brainkart.com/article/Eddy-Currents_38496/



Ringkerne transformer:

En ringkernetransformer er viklet på en rund kerne.

Herved holdes det meste af magnetfeltet indenfor spolen, - og man undgår tab, og man undgår at "forurene" omgivelserne med magnetfelt!!

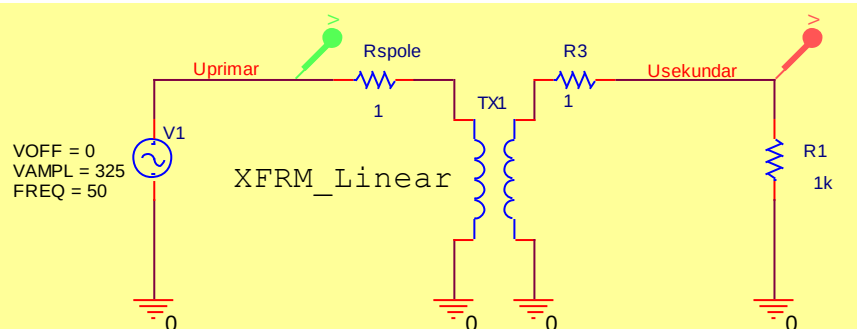


Simulering af transformere:

Opgave:

Find en transformer, eller kort "trafo", med navnet XFRM_LINEAR i biblioteket / Analog. – Og en Vsin / Source, og opbyg følgende kredsløb:

I Orcad er spoler ideelle, dvs. spolerne s vindinger er uden modstand. Derfor skal der altid indsættes vindingsmodstande, for at strømmene ikke skal blive uendelig store.



Sinusgeneratoren indstilles på 50 Hz og 325 Volt. Det er den peak-værdi, der svarer til 230 Volt RMS, som der er i stikkontakterne.

Også Trafoen skal indstilles. Der skal indstilles, hvilken andel af det primære magnetfelt, der når sekundærviklingen, for at inducere en spænding her. Ved en ideel trafo er koblingen 100 %, eller COUPLING lig 1, som er default. Dobbeltklik på trafoen, for at åbne dens spreadsheet.

Rul hen og i første omgang indstilles følgende spoleværdier:

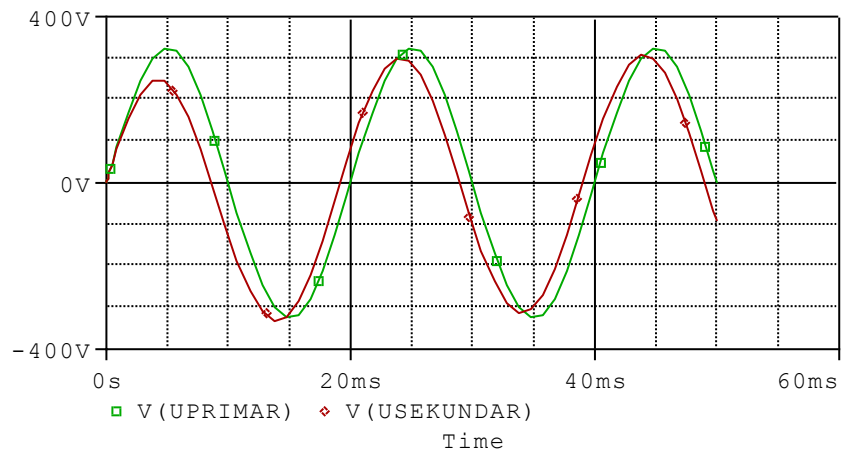
	COUPLING	Desig
	1	

n	Type	L1_VALUE	L2_VALUE	II
		10mH	10mH	/0
		10mH	10mH	/0



Grafen ser således ud!

Udgangsspændingen er næsten på
højde med U_{in} !



Ændring af sekundær spænding.

Primærspolens selvinduktion L_1 skal angives, fx til $L_1 = 100 \text{ mH}$.
 L_2 skal herefter beregnes.

Der ønskes fx et omsætningsforhold $= U_1/U_2 = 10:1$, altså $U_{out} = 230/10 = 23 \text{ Volt RMS}$.

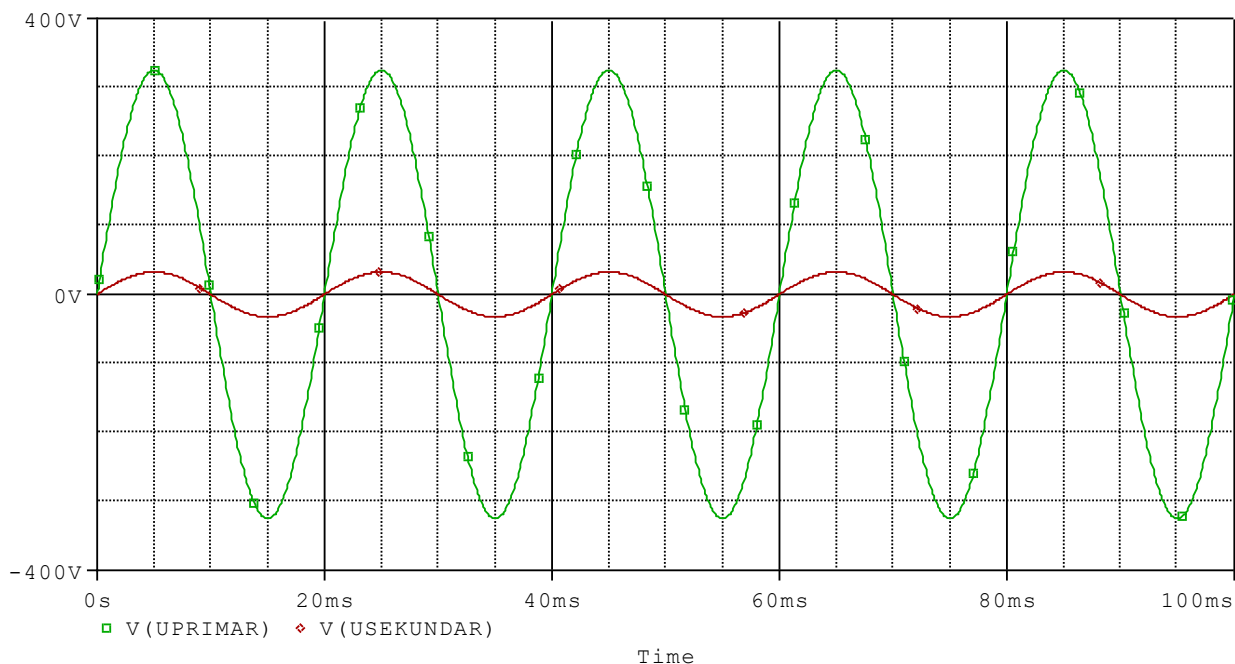
Der gælder, $L_1 = (\text{omsætningsforhold})^2 \text{ gange } L_2$

Sekundærinduktiviteten er herefter:
$$L_2 = \frac{L_1}{\text{omsforhold}^2} = \frac{100 \text{ mH}}{100} = 1 \text{ mH}$$

Indstil disse værdier:

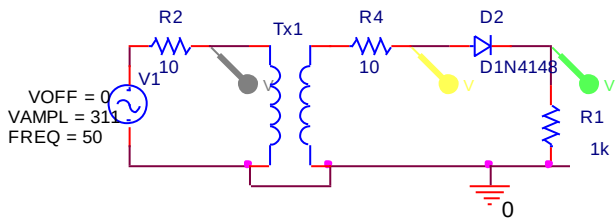
L1_VALUE	L2_VALUE
100mH	1mH

Grafen ser nu således ud!





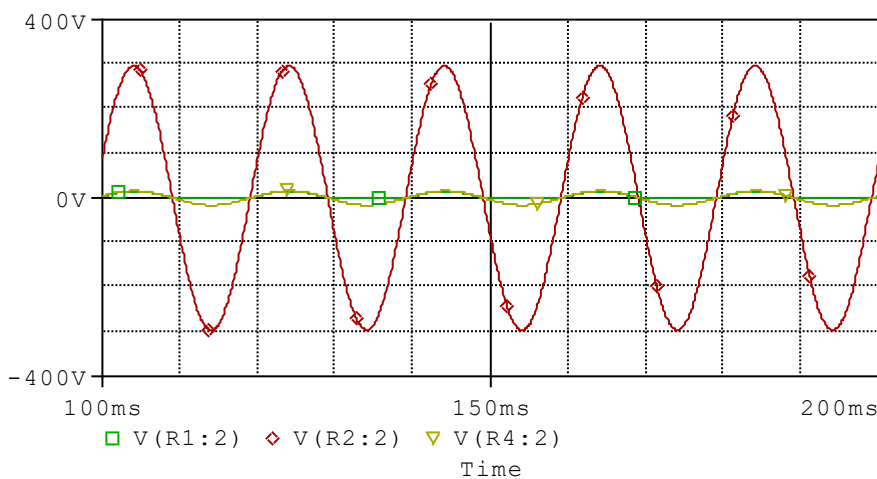
Transformatorkobling:



Simpel transformatorkobling, simuleret i Pspice. De 10 ohm skal fungere som trådens modstand. Ellers ville strømmen blive uendelig stor! og Pspice ville melde fejl.

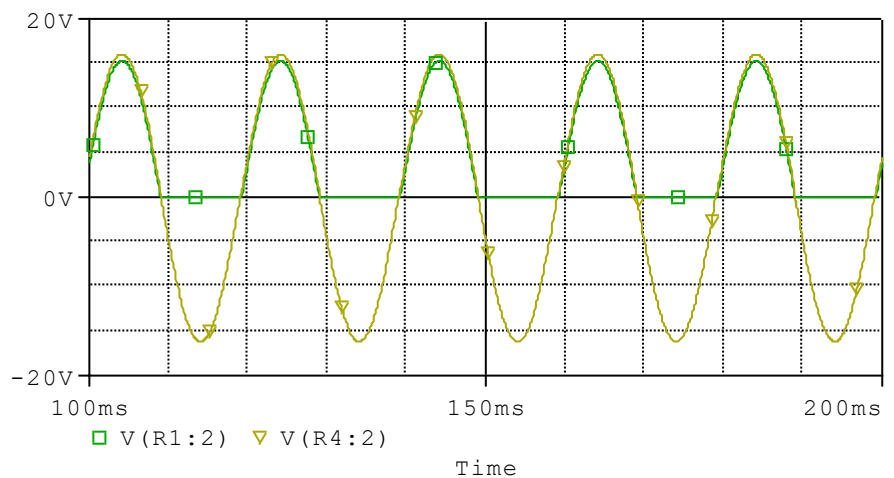
Opgave:

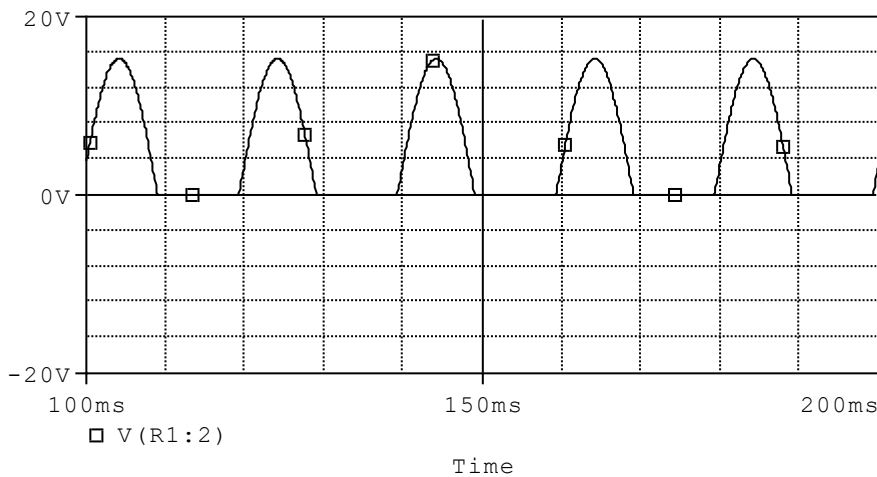
Simuler ovenstående kredsløb med ORCAD. For at få realistiske resultater, dobbeltklik på transformeren. Dette åbner dets spreadsheet, hvor parametre kan ændres. Lav fx L1_Value, der står for den primære spole, om til 100 mH, og L2_value (sekundær spolen) om til 0.25 mH



På denne Graf vises Uin og Uout.

Her er graferne uden de 311 Volt AC. Herved er det lettere at iagttage Uout.



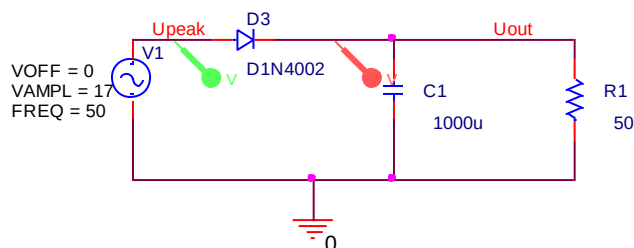


Efter dioden ses denne spænding. De negative halvbølger er væk.

Kredsløbet forsynes med en ladekondensator, til at afgive ladninger til det kredsløb, der forsynes fra transformatoren i "dårlige tider", dvs. i de negative halvperioder.

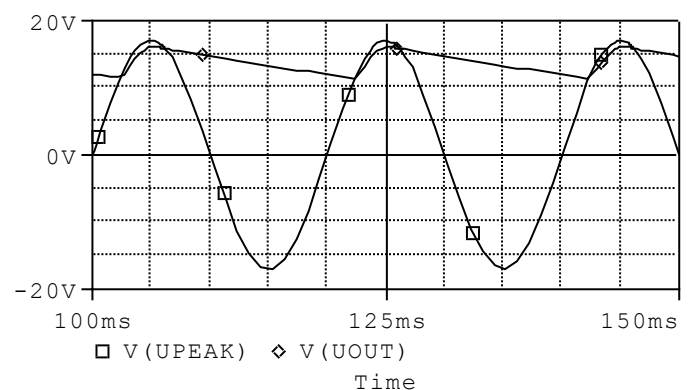
Opgave:

Simuler følgende kredsløb. I stedet for en transformer bruges en VSin.



U_{out} , er 0,7 Volt under U_{peak} . Det ses, at U_{out} ikke er vandret. Der er "Ripple".

Spændingen falder jo når der bruges ladninger fra kondensatoren i de perioder, der ikke leveres strøm fra trafoen.



Det ses, at det er en meget kort del af tiden, der oplades på kondensatoren!!

Ripplespændingen er uønsket i strømforsyninger. Det skulle jo helst være en ren DC, der skal føres til det efterfølgende kredsløb.

Følgende er et udtryk for U_{ripple} : Ripplen fremkommer fordi der sker en kort opladning, og i den negative periode en afladning af kondensatoren gennem belastningsmodstanden.



$$U_{Ripple} = \left(U_{Peak} - U_{Peak} \cdot e^{-\frac{t}{\tau}} \right) \quad \tau = R_{Belastning} \cdot C$$

Formlen kan reduceres til:

$$U_{Ripple} = U_{Peak} \cdot \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau}} \right)$$

t er afladetid, Tau er tidskonstanten, der udgøres af ladekondensatoren og belastningsmodstanden.

Hvis der ses bort fra en kort opladetid, er $t = 1/50$ [s] (ved enkeltensretning).

For at ripplen ikke skal blive for stor, ønskes $t \ll RC$. Dvs. at $\frac{t}{RC} \ll 1$

Fra matematik kendes, at $e^x \sim 1 + x$ for $x \ll 1$

Derfor fås:

$$e^{-\frac{t}{\tau}} \sim 1 - \frac{t}{\tau}$$

Nu kan (2) omformes til:

$$U_{Ripple} \cong U_{Peak} \left[1 - \left(1 - \frac{t}{\tau} \right) \right] = U_{Peak} \cdot \frac{t}{\tau}$$

Altså:

$$U_{Ripple} = U_{Peak} \cdot \frac{t}{\tau}$$

Afladetiden $t \sim$ periodetiden T , fordi opladetiden er meget kort.

Derfor fås:

$$U_{Ripple} \approx \frac{U_{Peak} \cdot T}{R \cdot C}$$

Eks: $R_{belastning} = 250$ Ohm svarende til 20 mA

$U_{peak} = 5$ Volt

$T = 20$ msek.

$$U_{Ripple} \approx \frac{5 \cdot 20 \cdot 10^{-3}}{250 \cdot 1000 \cdot 10^{-6}} = 0,4 [V]$$

Ripplespændingen er uønsket. Kredsløbet kunne forbedres med en større kondensator, eller der kunne trækkes mindre strøm.

Men !

I startøjeblikket kan der optræde ret store startstrømme. Kondensatoren er jo afladet, og udgør derfor en ”kortslutning” for trafoen. Jo større kondensator, jo større startstrøm, den kan fx være 35 [A]! Derfor kræves en TRÆG sikring, hvis der er en foran!

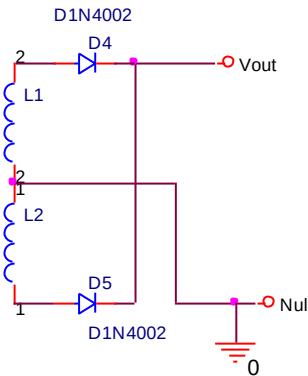


Evt. kan der indsættes en 10 ohms modstand i serie med dioden.

Dobbelt ensretning:

Der er forskellige andre koblingsmuligheder: Nogle benytter en sekundærvikling med midterudtag.

Den primære vikling er ikke tegnet med i det følgende!



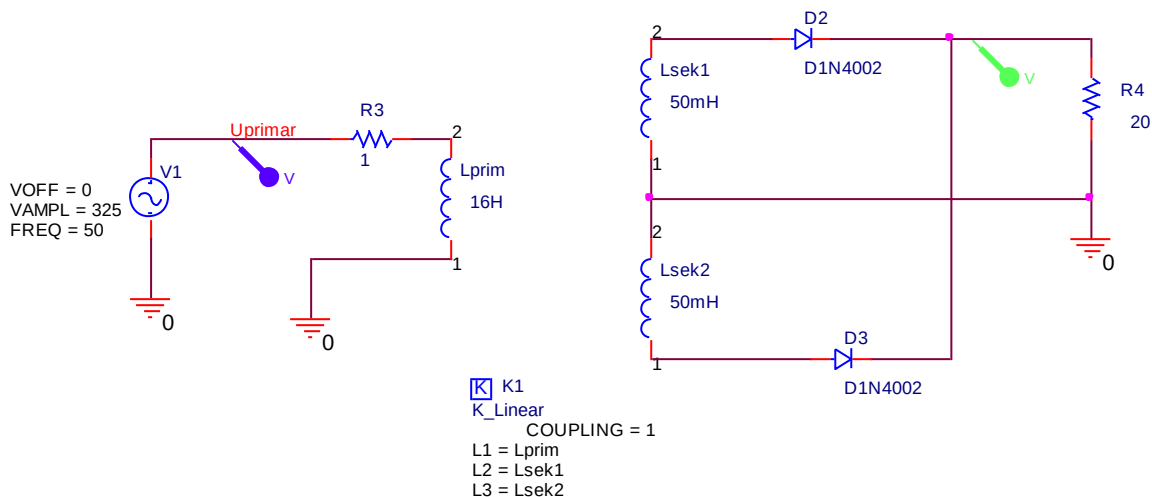
Dette kredsløb udnytter kun spolerne halvt!!

Og det kræver midterudtag på trafoen:

Men ripplen er halveret, og ripplefrekvensen er 100 Hz.

Simuleringsopgave:

Transformer bygget med spolen L fra biblioteket / Analog



Opbyg en trafo med spolen L/ Analog. De 3 spoler hedder fx L1, L2 og L3. Omdøb L1 til Lprim, L2 til Lsek1, og L3 til Lsek2.

Placer en koblingskomponent K_Linear / Analog. Den angiver, hvilke spoler, der skal kobles magnetisk.



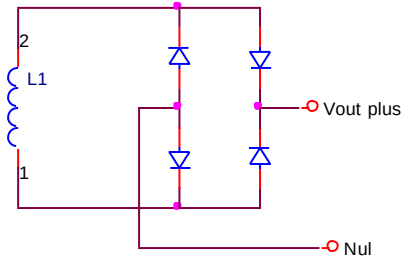
Dobbelklik på K_Linear, K'et i firkanten.
Navngiv nu som vist til højre:

type	L1	L2	L3	L4	L5	L
	Lprim	Lsek1	Lsek2			

Diodebro:

Denne ensretter-kobling kaldes en Graez-kobling, eller blot en Diodebro.

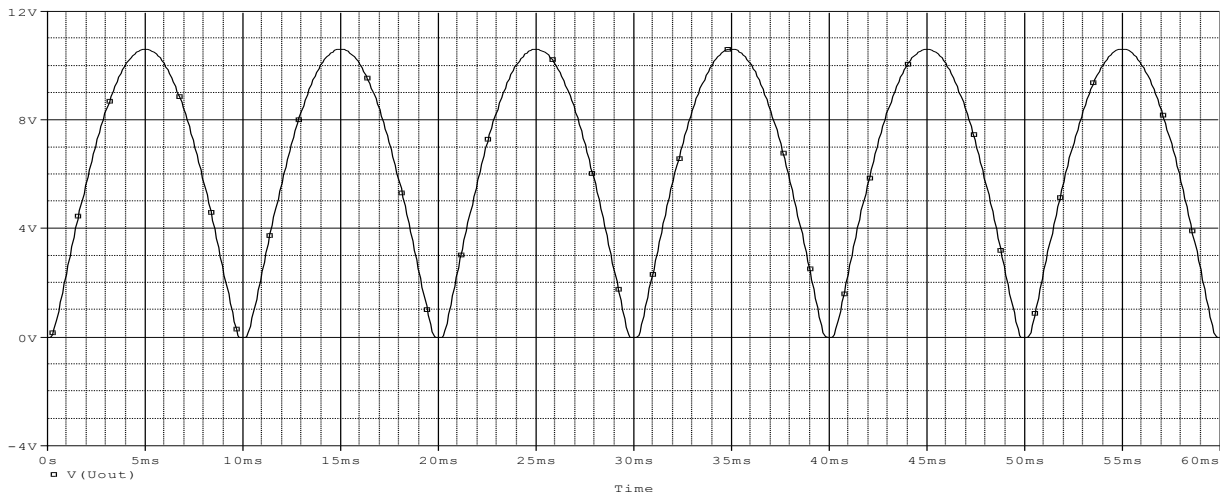
Udgangsspændingen er på 100 Hz. Ripplen formindskes, idet der oftere sker opladning, eller rettere, afladningen varer kortere tid. Formlen for ribble-spændingen bliver:



$$U_{Ripple} = \frac{(U_{Peak} - 1,4) \cdot 10 \cdot 10^{-3}}{R \cdot C}$$

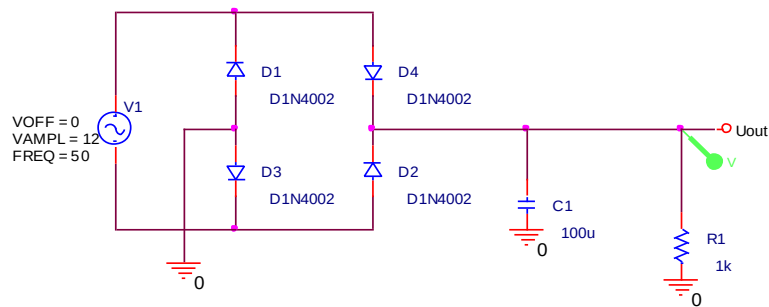
Diodebro:

Grafen for Uout ser således ud!

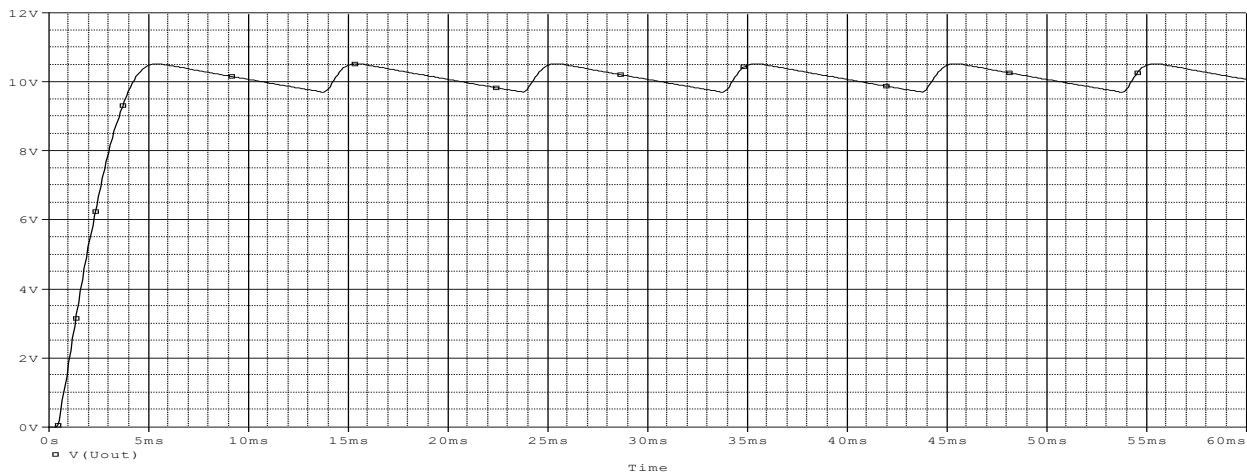


Opgave

Simuler følgende kredsløb. Generatoren symboliserer transformatoren. Iagttag ripplen på Uout. Mål også den strøm, der optages fra generatoren. Gør kondensatoren større, og se igen på strømmen fra generatoren. Forklar.



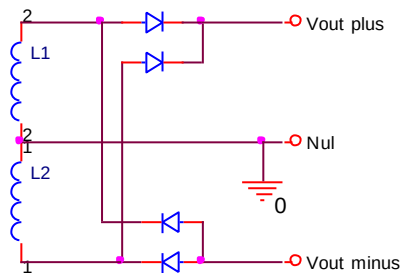
Grafen for ripplespændingen ser ud som følgende: Rippen er på 100 Hz.



Eksempel på Split supply:

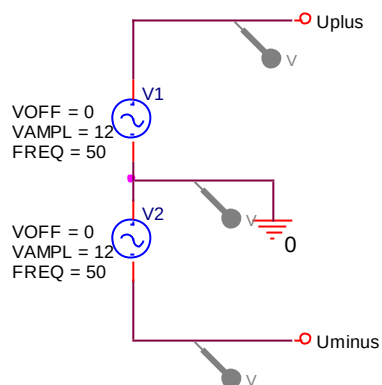
Dette Kredsløb giver split supply.

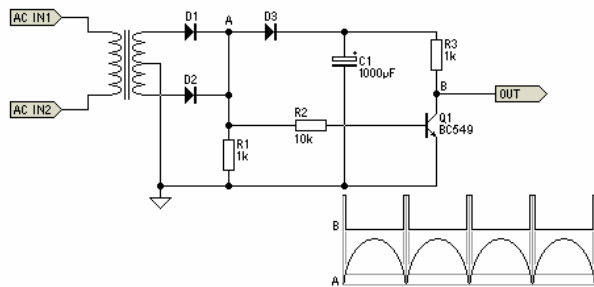
Løsningen kræver en transformer med midterudtag.



Ovenstående transformer kan simuleres med to generatorer i serie:

Dette Diagram er lidt misvisende. Det skal monteres i stedet for spolerne L1 og L2, dvs. før dioderne ovenfor !!





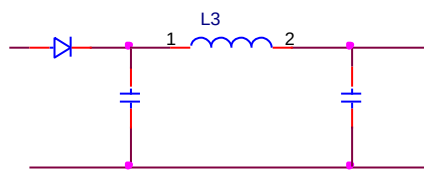
Zero Crossing Detector

Forklar

<http://sound.westhost.com/appnotes/an005.htm>

Brum-filter

Følgende kan begrænse ripplen: Det kaldes også et **brum-filter** !

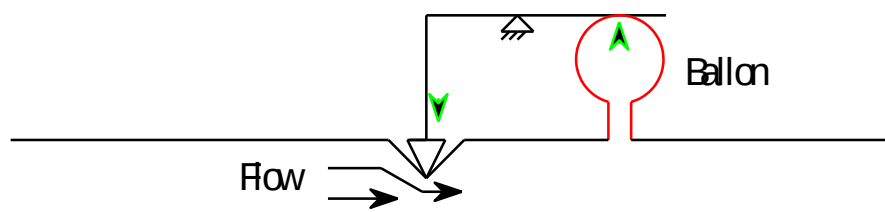


Spændingsstabilisering:

Den afgivne spænding for de ovenstående eksempler er alle afhængig af trafoen, og den strøm, der trækkes fra den af belastningen. Men vha. forskellige komponenter kan den afgivne spænding stabiliseres. Der er flere måder!

Principdiagram for en stabilisering:

Hvis trykket bliver for stor på udgangen til højre, vil ballonen trykke på stangen, som vipper og trykker ned og klemmer "røret", hvorved flowet begrænses.



Der indstiller sig en ligevægt.

Zenerstabilisering:

En Zenerdiode virker som en slags dæmning for vandet ved en å. Bliver vandstanden for høj, løber vandet over, og vandstanden kan ikke blive højere. Her er det sådan, at bliver spændingen for høj over Zenerdioden, leder den så meget, at spændingen netop er den værdi, der er stemplet på dioden. Spændingen over zenerdioden kan altså ikke blive større end den værdi, der er stemplet på dioden.

Det er egentlig en reverse spænding for en diode, der udnyttes, - men her vil dioden ikke gå i stykker ved for stor reverse spænding.

Zenerdioder fås til mange forskellige spændinger.

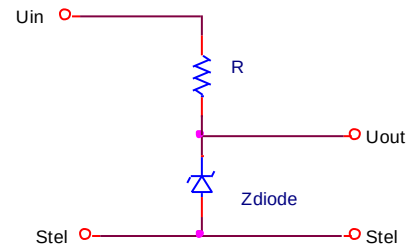


U_{out} kan ikke blive større end Zenerspændingen.

Men hvis zenerdioden bliver for varm, ødelægges den. Den effekt der afsættes i den kan regnes af $P = \Delta U \cdot I$ [Watt]

Med dette stabiliseringskredsløb kan der imidlertid let opstå problemer. I_{zener} er afhængig af $I_{belastning}$. Forsvinder $I_{belastning}$, bliver I_{zener} for stor og bliver varm, og ødelægges!

U_{zener} er ikke 100 % konstant, men afhængig af I_{zener} . Spændingen er ikke 100 % stiv.



Opgave:

Simuler ovenstående kredsløb: Varier U_{in} fra 0 til 20 Volt. Det kan fx gøres ved at bruge en VPWL. Mål U_{out} . Zenerdioden i ORCAD hedder D1N750 / EVAL

Her er vist grafer for forskellige zenerdioder: Deres delta $U_{reverse}$, som funktion af strømmen.

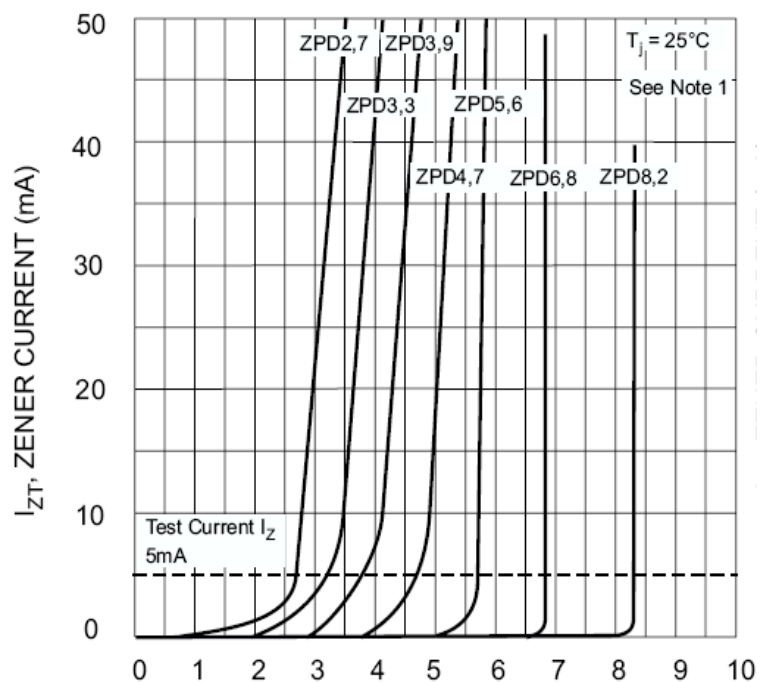
Ideelle zenerdioder ville have en lodret graf!! Men sådan er det ikke.

Det er faktisk meget bedre at bruge en LED som spændingsreference.

Og ret beset burde graferne være tegnet i 3. kvadrant.

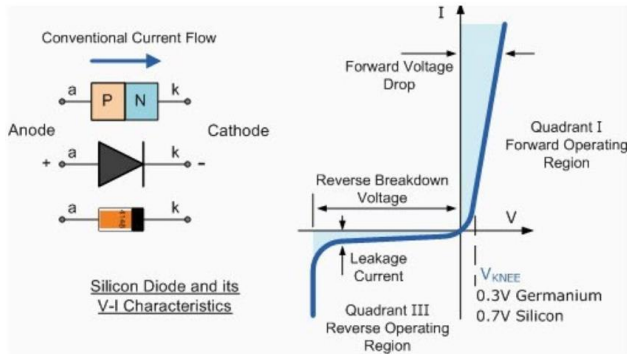
I 1. kvadrant ville der så bare være 1 almindelig diode-graf.

Der er indikeret, at der skal gå mindst 5 mA i en Zenerdiode, for at grafen bliver tilstrækkelig lodret.



Liste over standard Zenerdiode-spændinger [se her:](#)

U_{Zener} [Volt]

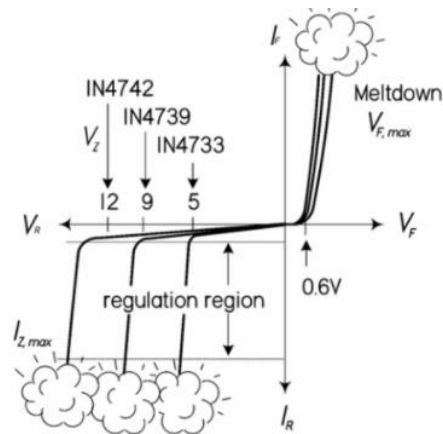
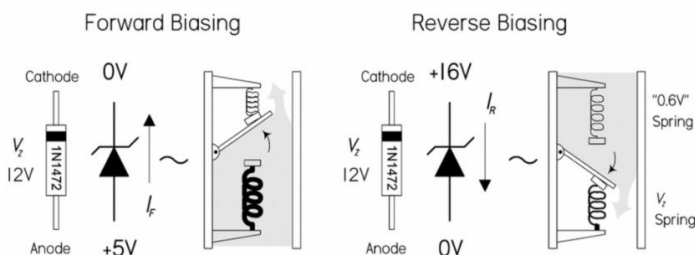


Zener Diode V-I Characteristics

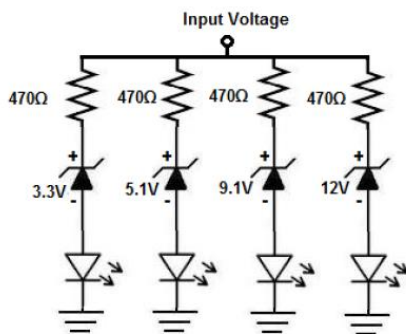
Her ses en "rigtig" zenerdiode graf.

Se: <https://www.elprocus.com/zener-diode-circuit-working-applications/>

Zener Water Analogy



Kilde: <https://publicism.info/science/electronics/5.html>



Applications:

Her en skitse, der tydelig viser anvendelsen af zenerdioder.

Ved hvilke spændinger vil lysdioderne lyse??

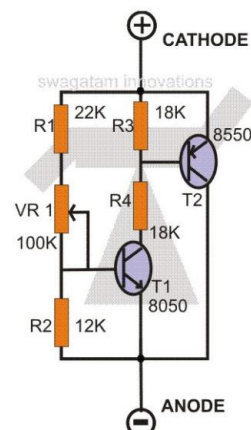
Kilde: <http://www.learningaboutelectronics.com/Articles/Voltmeter-circuit-with-zener-diodes.php>

Vha dette kredsløb med et par transistorer, kan man konstruere en variabel Zenerdiode:

Kilde [her](#):

Kan da vist simuleres ??

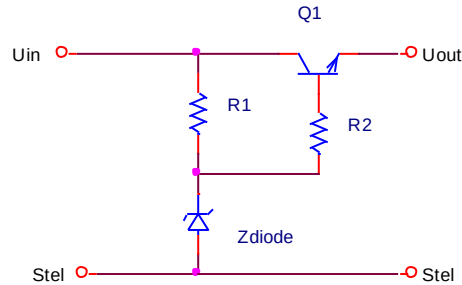
Der bruges en Vpwl i serie med fx 100 ohm.





Spændingsregulering med transistorer.

Her er det en transistor, der får en konstant basisspænding. U_{out} kan ikke blive større end U_{basis} minus 0,7 Volt.



Transistorens basis holdes på en bestemt spænding. Hvis U_{out} falder, fx pga. øget belastningsstrøm, leder basis-emitter-strækningen mere, og der fyldes efter med ladninger fra Kollektor.

Der opstår en balance.

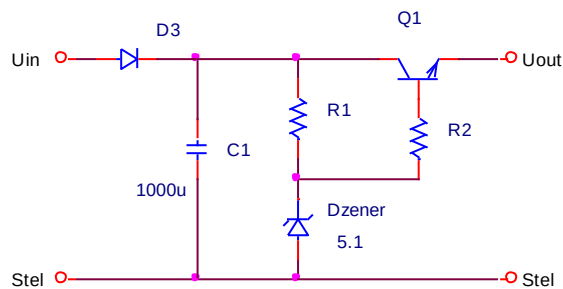
Transistoren er koblet som emitterfølger.

Eksempel:

$U_{out} = U_{zener}$ minus 0,7 Volt.

Eks: $U_{out} = 5,1 - 0,7 = 4,4$ Volt.

U_{in} Peak = 6 Volt RMS = 8,5 Volt peak. Der bruges enkeltensretning.



Efter dioden er der : $8,5 - 0,7 = 7,8$ Volt.

Hvis I_{last} trækker U_{zener} ned under 5,1 Volt, kan Zenerdioden ikke holde U_{basis} konstant !!

Max ripple = $7,8 - 5,1 = 2,7$ Volt.

$$U_{Ripple} \approx \frac{U_{Peak} \cdot T}{R_{Belastning} \cdot C} \Rightarrow R_{Belastn.} = \frac{U_{Peak} \cdot T}{U_{Ripple} \cdot C}$$

Belastningsmodstanden skal altså være større end

$$R_{Last} \geq \frac{7,8 \cdot 20 \cdot 10^{-3}}{2,7 \cdot 1000 \cdot 10^{-6}} = 58 \Omega$$

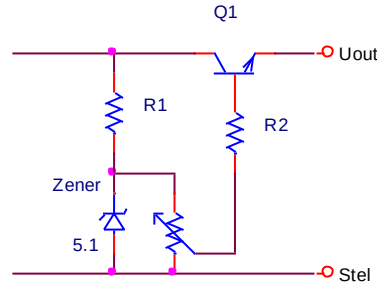
$$I_{max} = \frac{5,1 - 0,7}{58} \approx 76 mA$$

Variabel udgangsspænding:



Med dette kredsløb muliggøres en variabel udgangsspænding.

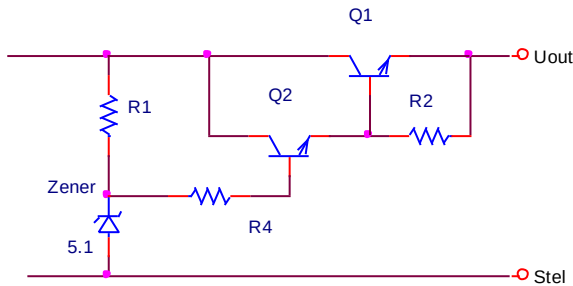
Vha. potmeteret kan U_{basis} justeres!!



Skal der bruges større udgangsstrøm kunne dette kredsløb bruges: Her er det en mindre transistor, der leverer basisstrøm til en effekttransistor.

Bemærk:

En effekttransistor, fx 2N3055 kræver en forholdsvis stor basisstrøm. Den har måske kun en forstærkning på omkring 50!!

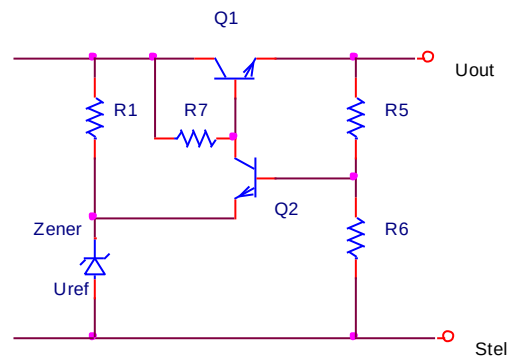


FeedBack, Lukket sløjfe, Regulator.

I de ovenstående eksempler er der ingen feedback. Dvs. at hvis der belastes kraftigt, - dvs. med en stor strøm – vil U_{out} falde lidt. Det sker fordi en diodes forwardspændingsgraf ikke er lodret.

Måles der imidlertid på udgangsspændingen som fx med denne kobling, kan der opnås en mere stabil udgangsspænding.

Kredsløb har feedback: Dvs. at hvis U_{out} falder, leder Q2 mindre, og ”stjæler” mindre strøm fra Q1.



Opgave:

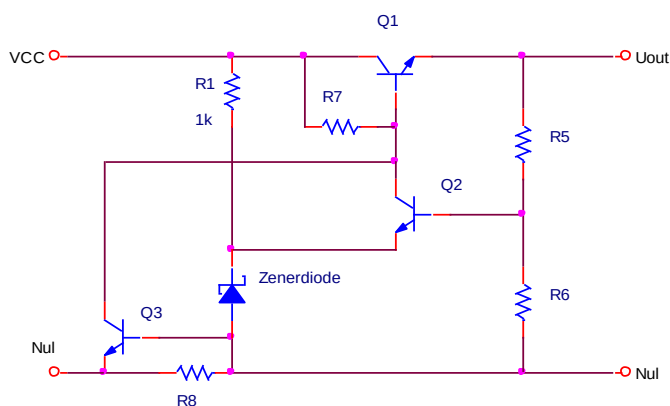
Simuler ovenstående kredsløb. Sæt fx U_{in} til 12 Volt. U_{out} kan så belastes med en strøm. Fx en IPWL. Det, der er interessant, er, hvor god og stabil en spænding, kredsløbet kan levere. $R1 = 1K$, $R7 = 6,8K$, $R5 = 4,7K$, $R6 = 10K$. Zenerdioden er en D1N750.



Ovenstående kredsløb igen, men nu er der tilføjet **strømbegrænsning**.

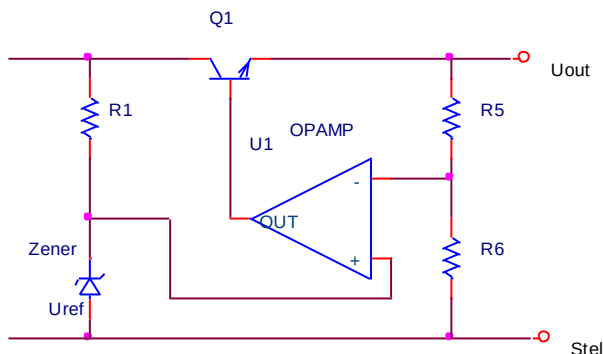
Hvis strømmen gennem R8 bliver for stor, vil spændingsfaldet over R8 komme op på 0,7 Volt. Dette er nok til at Q3 begynder at lede, og den vil så stjæle basis-strøm fra Q1. Herved begrænses udgangsspændingen hvis udgangsstrømmen bliver for stor.

Der bør sættes en basismodstand foran Q3.



Evt. kan der sættes en potmeter over R8, og føre midtersignalet til basis på Q3. Herved kan strømbegrænsningen gøres variabel.

Princip-diagram med stor forstærkning. Udgangsspændingen holdes konstant!!



Dette kredsløb viser en Powersupply med en OPAMP som regulator.

R5 og R6 kan erstattes af en potmeter!

Kredsløbet kan dog let gå i selvsving! Men det viser princippet i nogle af de integrerede spændingsregulator-kredse, der findes.

Integrerede spændingsregulatorer.

Der findes et stort antal IC'ere, der er beregnet til powersupply. Fx LM7805 eller LM7812 fra fx National. De vil, hvis de får mindst 3 Volt mere på indgangen, levere en konstant spænding på hhv. 5 og 12 Volt på udgangen. De skal have mindst 3 Volt mere ind, end det, de skal levere ud!

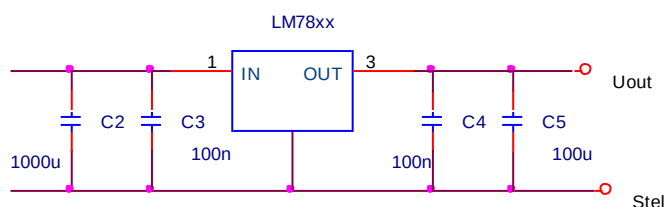
Sammenlign spændingsregulatorerne med en trykregulator i et kompressorsystem, eller i luftregulatoren i dykkerudstyr.

Der skal placeres to (induktionsfattige) kondensatorer på 100 nF tæt ved kredsen for at hindre evt. selvsving!

Tommelfingerregel for dimensionering:

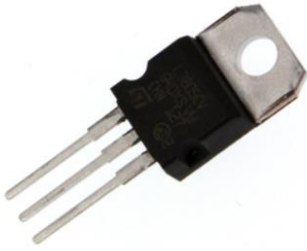
I-trafo skal vælges til $\sim 1,5$ gange I_{out} max.

Ladelytten vælges til ~ 2200 uF pr. Amp.





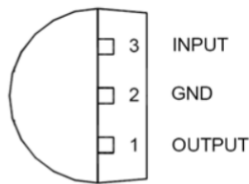
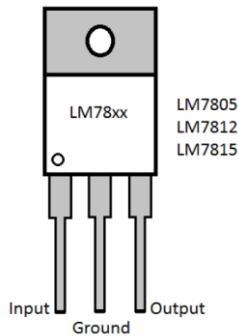
LM78xx –familien består af kredse, der kan give flere forskellige faste udgangsspændinger. xx kan fx være: 05, 06, 08, 09, 10, 12, 15, 18, 24, hvor tallet angiver udgangsspændingen.



TO-220 hus, max 1 A

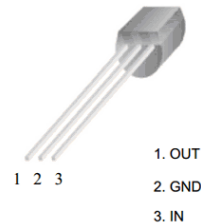
LM78Lxx i TO-92 hus
Max 100 mA

Fås også i TO-3 hus

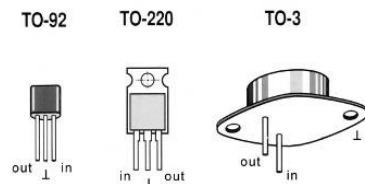


Top View

TO-92



Bottom View



7805 kan klare at levere op til 1 Amp. Men man må være opmærksom på effektafsætningen i den.

$$P = (U_{In} - U_{Out}) \cdot I$$

En udgave af regulatorerne, der hedder **78Lxx** kan kun håndtere op til 100 mA. L står for Lowpower!!

Regulatorerne skal have mindst ca. 3 volt at arbejde med. Dvs. at $\Delta U_{\text{regulator-minimum}} \sim 3 \text{ Volt}$.

Dvs. at spændingen før regulatoren ikke må falde til lavere spænding end U_{out} plus 3 Volt i bunden af rippelspændingen!!

Eksempel:

For ovenstående kredsløb koblet på 4 brokoblede dioder, og en transformator uden midterudtag findes:

Eks: $I_{\text{out}} = 0,5 \text{ A}$, $U_{\text{out}} = 12 \text{ Volt}$.



$$\text{Trafo } U_{AC RMS} = \frac{U_{out} + \Delta U_{Regulator} + U_{Ripple} + 2 \cdot U_{diode}}{\sqrt{2}}$$

$$U_{ripple} \approx \frac{U_{out} \cdot T}{R_{Belastn} \cdot C} = \frac{12 \cdot 10 \cdot 10^{-3}}{\frac{12}{0,5} \cdot C}$$

Som tommelfingerregel skal C være 2200 uF pr Amp, altså vælges her 1000 uF. Herefter kan ripplen udregnes til 5 Volt.

Trafoens udgangsspænding skal altså mindst være ca.

$$U_{trafo} = \frac{12 + 3 + 5 + 1,4}{\sqrt{2}} \approx 15 [V]$$

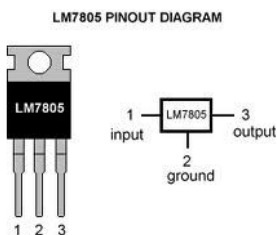
Altså skal vælges en 15 Volts trafo, og den skal kunne levere 0,5 A gange 1,5 = 0,75 Ampere uden at blive for varm.

Ladelytten skal kunne holde til en spænding på $15 \cdot \sqrt{2} + 25 \% = 27$ Volt. Altså vælges mindst en 35 Volt kondensator.

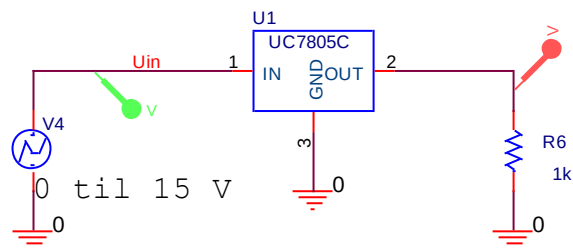
Opgave: Undersøg databladet for LM7812

Orcad Simulering:

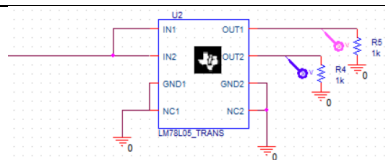
Opbyg dette kredsløb.

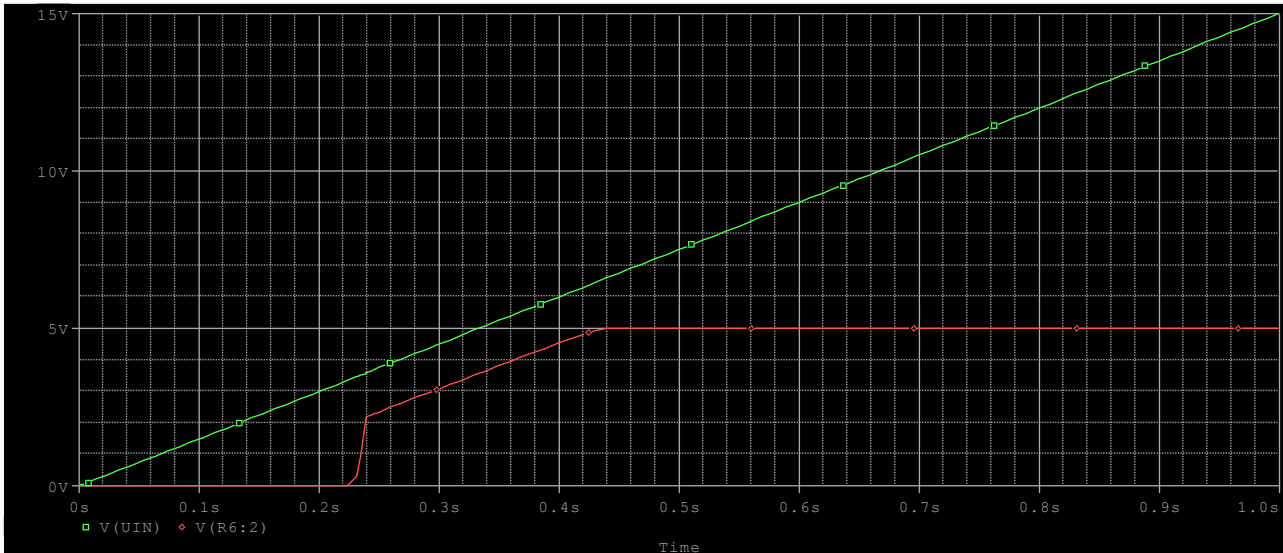


Pspice/opamp



Texas versionen kan simulere denne dobbelte?? regulator



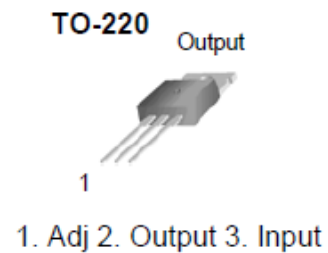
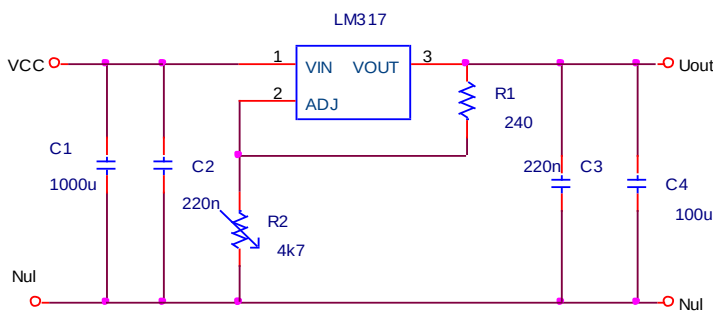


Forklar grafen!!!

LM317

Kredsen LM317 er et alternativ til LM78xx. Men den er beregnet som en variabel spændingsregulator.

Et kredsløb kan se ud som følgende:



LM317 giver en udgangsspændingen, der er 1,25 Volt højere end dens U_{adjust} .

Det giver følgende ligninger:

$$I_{R1+R2} = \frac{U_{out}}{R1 + R2} \text{ og } I_{R1} = \frac{1,25}{R1}$$

Sættes de to strømme lig hinanden, og der løses for U_{out} , fås følgende formel:

$$U_{out} = 1,25 \cdot \left(1 + \frac{R2}{R1} \right)$$

Opgave:

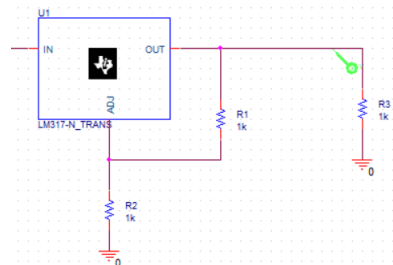
Kontroller ligningerne, og kontroller reduktionen af dem



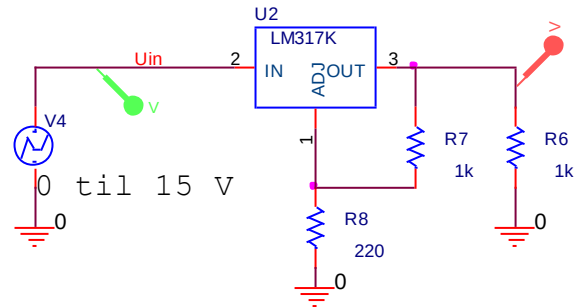
Kondensatorerne på 100 eller 220 nF er obligatoriske for at undgå, at regulatoren går i selvsving.

Simuler

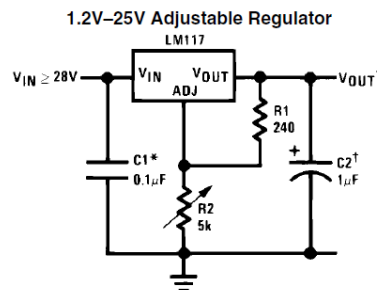
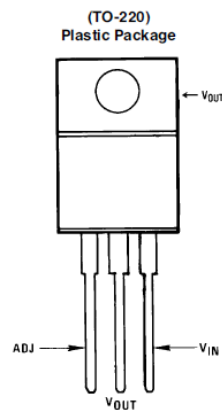
Passer beregningen af U_{out} ??



Pspice/opamp



Dette kredsløb er taget fra datablad: Bemærk de obligatoriske kondensatorer tæt ved regulatoren.



Det er obligatorisk med afkoblingskondensatorer tæt ved IC-en for at forhindre selvsving.

Pinlayout:

Se applikations på: <http://www.datasheetcatalog.org/datasheet/nationalsemiconductor/DS009063.PDF>

Powersupply eksempel.

Følgende er et kredsløbseksempel til en variabel powersupply.

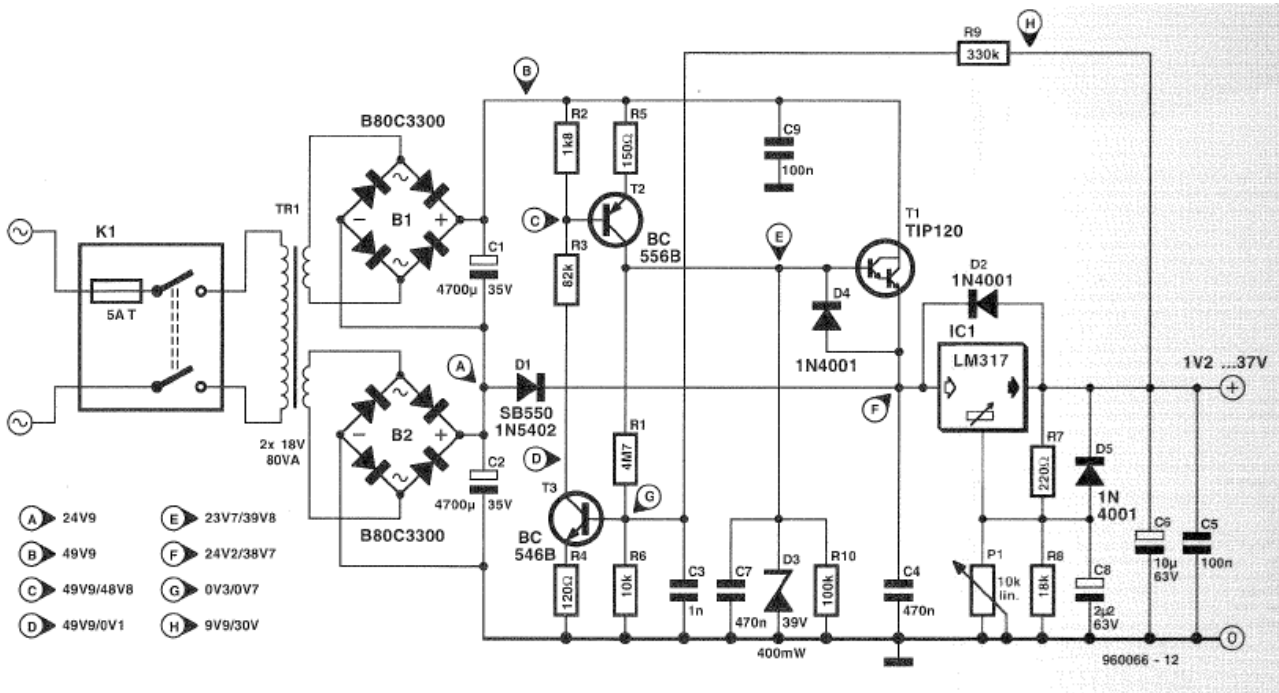
Hvis der er en høj indgangsspænding, og der bruges en "stor" strøm ved en lav udgangsspænding, vil der afsættes en stor effekt i regulatoren. $P = \Delta U \cdot I$.

Følgende kredsløb indkobler en lavere indgangsspænding ved en lav udgangsspænding, og en højere U_{in} ved en høj udgangsspænding.

Hvis der justeres for højt op på U_{out} , går T1 ON, og giver større indgangsspænding til regulatoren LM317.

Justeres så ned igen, ville der blive for stor et spændingsfald over IC1, som derfor ville blive varm, og derfor skal den ved lave udgangsspændinger helst ikke have så stor indgangsspænding.

Analyser kredsløbet:

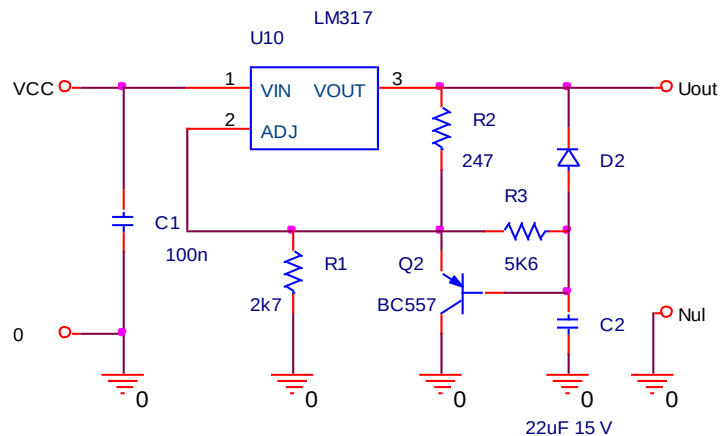


Soft Start Regulator

Dette kredsløb er en Soft Start regulator

Det tager noget tid inden C2 bliver ladet op gennem R2 og R3. Dvs. Q2's basis holdes lav i starten, og den stiger langsomt. Dermed holdes også Adjust på LM317 lav i starten, hvorfor out også stiger langsomt!

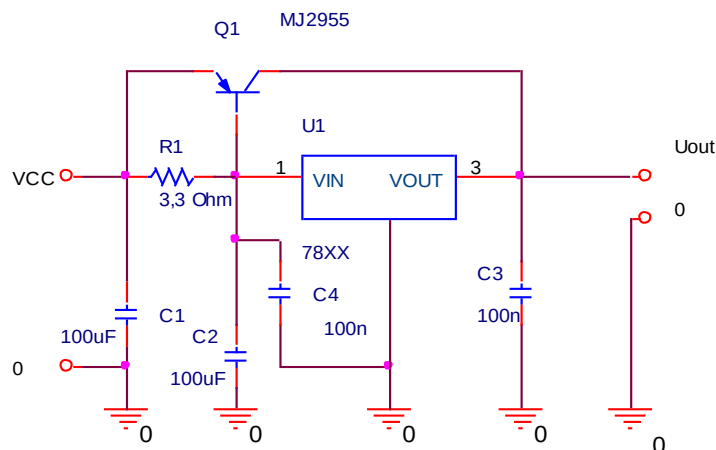
Er switch-on-tiden for langsom, kan C2 gøres mindre!



Opgave: Opbyg ovenstående på Fumlebrædt. (Og simuler med ORCAD).

Hvordan kan man lave soft off ??

Boostning af en 78xx



Skal der leveres større strøm end fx LM7812 kan klare, dvs. fx 1 Ampere, kan kredsløbet udbygges som følgende med en 10 A kraft-transistor til at hjælpe.

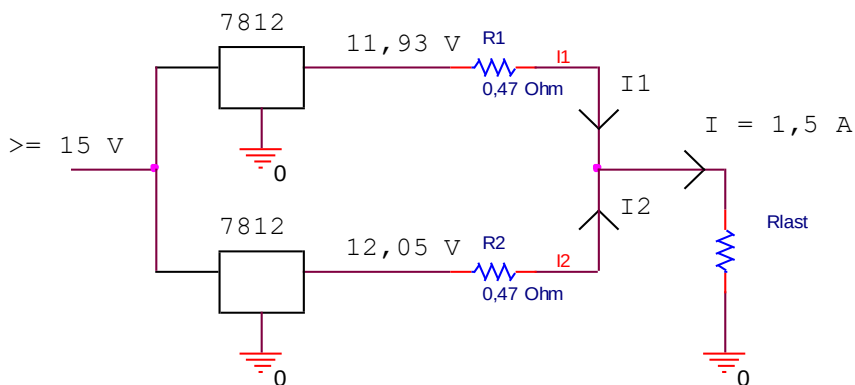
Når der trækkes så meget strøm på Uout, at spændingsfaldet over R1 når op på 0,7 Volt, begynder Q1 at lede, og leverer så resten af strømmen. Det sker ved en strøm på

$$I = \frac{0,7}{3,3} = 212mA$$

Boostning af 7812 med 2 parallelle kredse!

I dette kredsløb er der brugt to 7812 spændings-generatorer. De er koblet i parallel for at der kan trækkes mere end 1 A fra det samlede kredsløb.

Hver 7812 kan iflg. datablad kun levere 1 A.



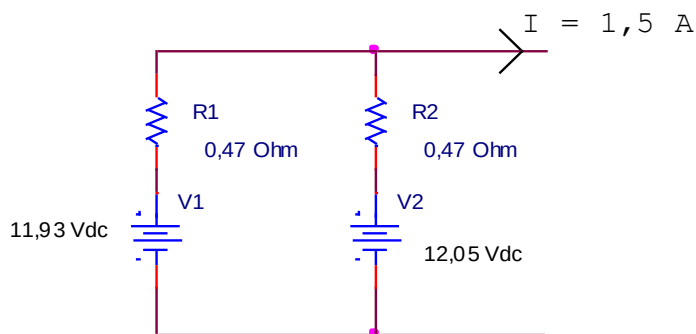
Men desværre kan man ikke regne med, at to 78xx er 100 % ens. De er jo født med tolerancer.

Fx kunne man forestille sig, at den ene giver 11,93 V og den anden 12,05 Volt på udgangen. Kobles de bare i parallel, vil den, der leverer den laveste spænding - tro, at udgangsspændingen fra den anden - er for høj, og vil derfor ikke levere noget.

For at undgå, at den ene ingen strøm leverer, og den anden for meget, monteres en lille seriemodstand i hver udgang. Kredsløbet ser ud som ovenfor:

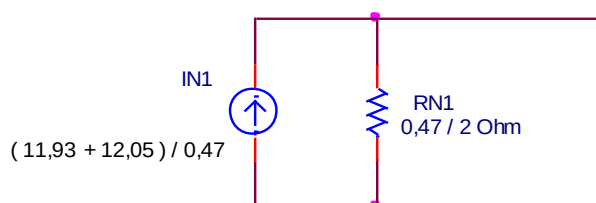
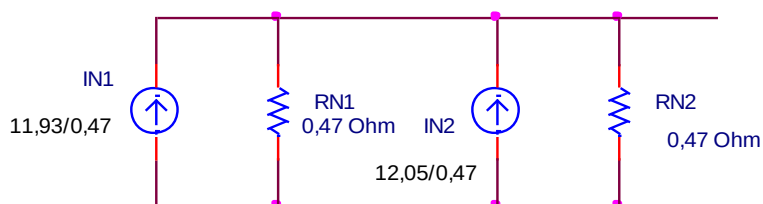
På diagramform ser det således ud:

I det følgende beregnes på, hvor stor strøm, de enkelte generatorer leverer.



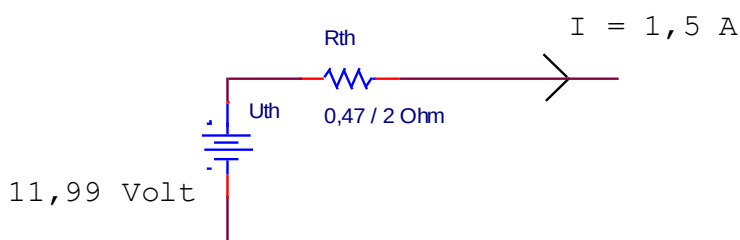


Omformes diagrammet til Norton-ækvivalenter, fås:



Disse samles til følgende :

og omformes igen til Thevenin

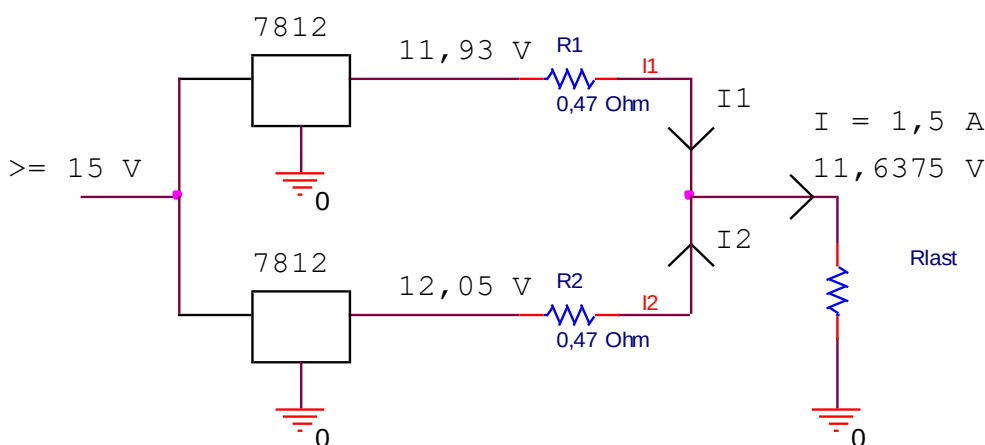


U_{th} findes som $((11,93 + 12,05) / 0,47) * (0,47/2)$

Spændingsfaldet over R_{th} kan nu findes: $\Delta U = I * R, = 1,5 * 0,235 = 0,3525$.

Dvs. $11,99 - 0,3525 = 11,6375$ Volt.

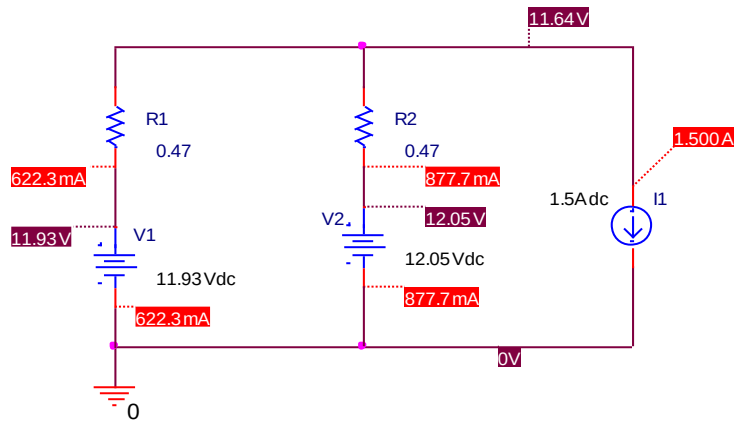
Udgangsspændingen er nu kendt i det oprindelige kredsløb, og det er til at finde de forskellige strømme:



I_1 findes som $(11,93 - 11,6375) / 0,47 = 0,6223$ Amp, og I_2 som $(12,05 - 11,6375) / 0,47 = 0,8776$ Amp. Tilsammen leverer de to generatorer 1,5 A!



Simuleres ovenstående kredsløb i ORCAD, og der beregnes Bias-spændinger findes følgende:



Opgave:

Beregn ved hjælp af Thevenin og Norton omformninger 3 stk parallelforbundne LM7812. De giver hhv. 11,98 V, 11,99 V og 12,3 V. Hver serieforbindes med en 0,33 ohm i udgangen.

Strømforbruget er 2 A.

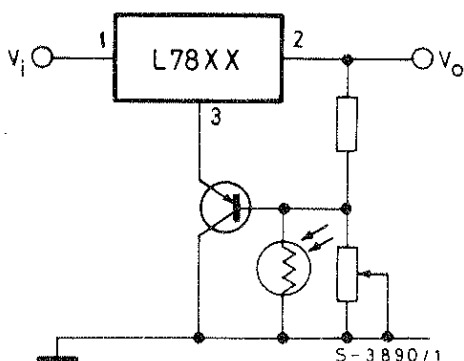
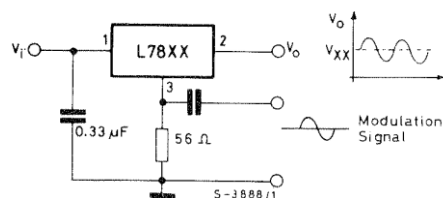
Hvad leverer hver generator??

Kontrolsimuler med Orcad.

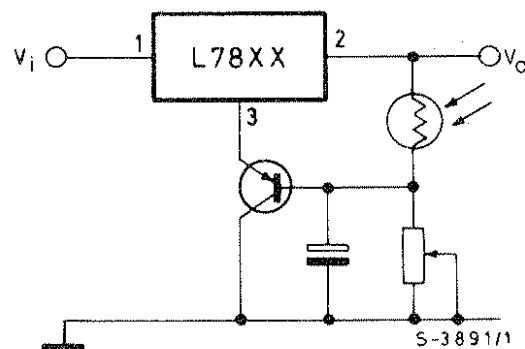
Diverse kredsløb:

Her er nogle forskellige kredsløbseksempler

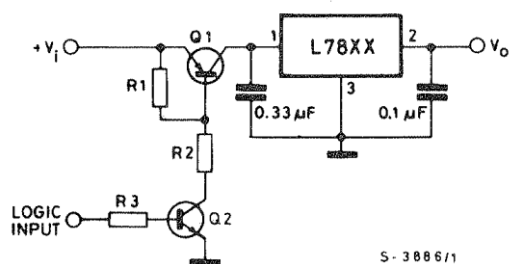
Modulation af udgangsspænding:



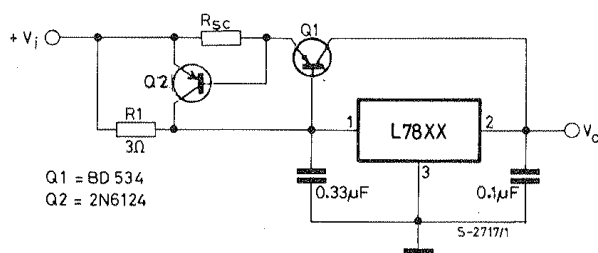
Uout falder, hvis lysintensiteten stiger.



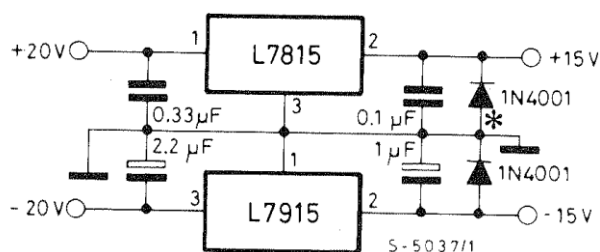
Uout stiger ved stigende lysintensitet-



Remote shutdown.



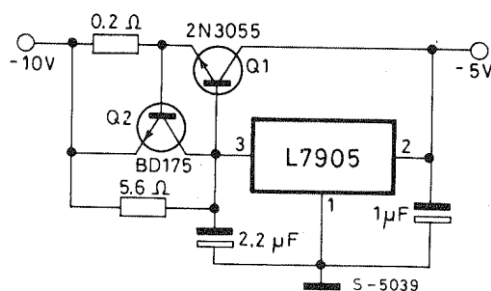
Boostning med kortslutningssikring.



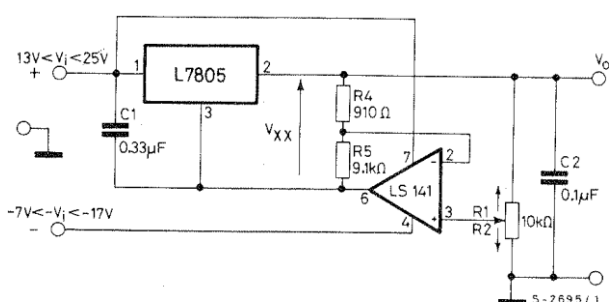
Typisk +/- regulator kredsløb.

Boostning af negativ regulator.

5 Volt med 5 Ampere strømbegrænsning.



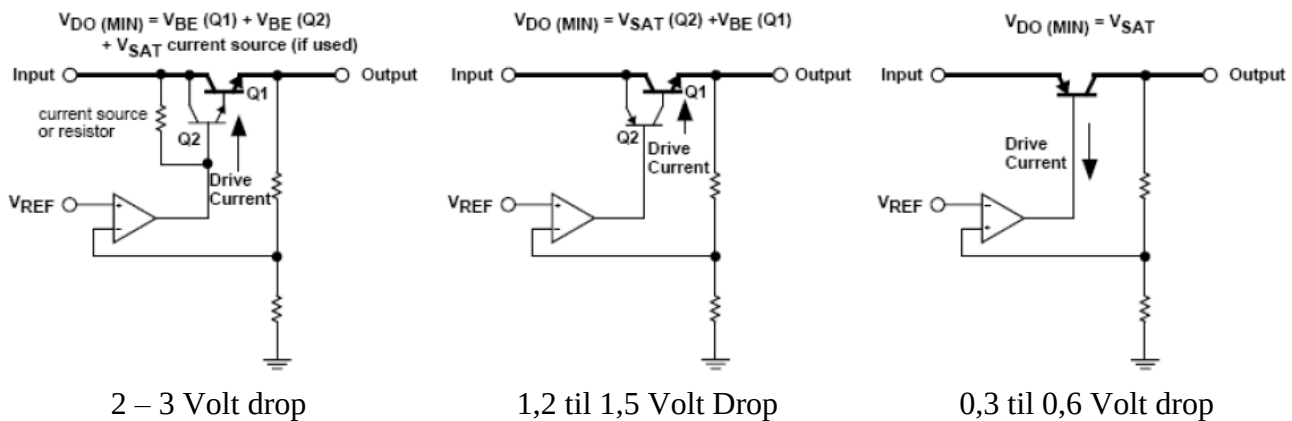
$$V_{out} = \frac{R_4}{R_1}$$



Low Voltage Drop Regulatorer, kaldet LDO. (low Drop Output)

Den normale LM78xx kræver ca. 3 volt højere spænding på input + evt. ripple, end udgangsspændingen for at kunne regulere.

Men der findes også typer med lavere ”spændingstab”. Her et par eksempler på princip-opbygning:



Kilde: <http://www.techmosa.com.tw/download/What%20is%20LDO.pdf>

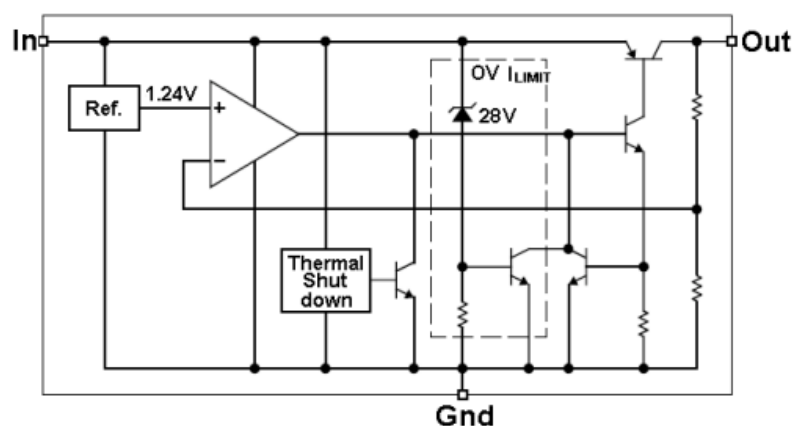
Søg på Cypax ” Low Drop ”

Ud over disse lineære typer findes efterhånden også udgaver, der arbejder efter Switch Mode-princippet. Herom senere!

TS2940

Dropout voltage typically
0.6V @ $I_o=1A$

Output current up to 1A



Eksempel:

2 stk af disse batterier i serie giver 6 Volt.

Det er ikke nok spænding til at en 7805 kan give 5 Volt på udgangen.

Men det kan en LDO type.



Blybatteri-lader med LM317.

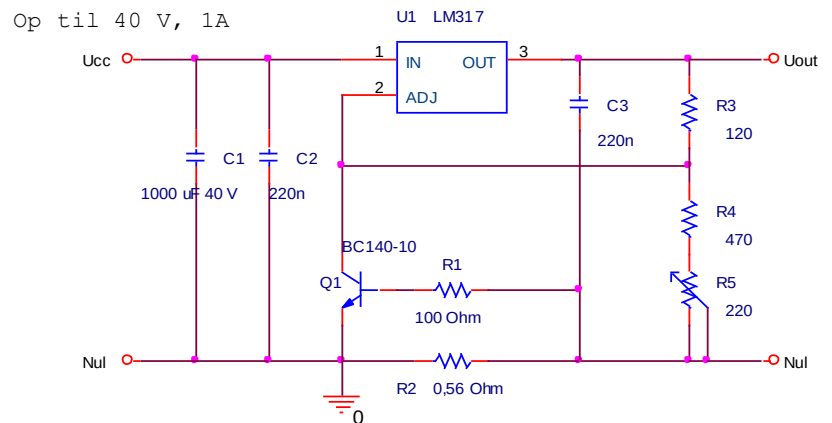
Næste kredsløb kan bruges som lader til bly-accumulatorer. Accumulatorer må ikke lades blot ved at påtrykke en spænding, for så kunne ladestrømmen blive for stor og ødelægge batteriet. Man skal styre både



på spændingen og den maksimale ladestrøm. Udgangs-spændingen stilles på R5, og den maksimale ladestrøm styres af R2.

Blyakkumulatorer oplades til mellem 2,27 og 2,45 Volt per celle. Spændingen er afhængig af omgivelsestemperaturen.

Strømmen må max være en tiendedel af mærkestrømmen, forstået på den måde, at en 7,2 Ah akku kan lades med max 0,72 [A]. Lades med 2,27 Volt pr celle, kan der lades uendeligt!!



Ovenfor er vist en lader for 6 Volt.

Ved 12 Volt skal R4 og R5 være ca. 1200-1500 ohm.

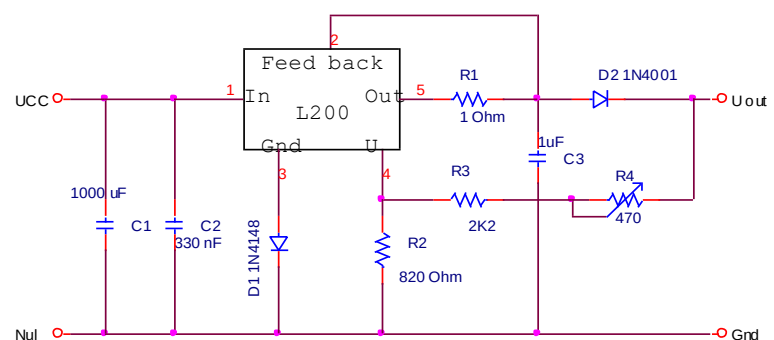
Indgangsspændingen skal være mindst 3 Volt mere end udgangsspændingen.



Laderegulator med L200

Dette kredsløb er opbygget omkring IC-en L200.

L200 regulerer både på strøm og spænding. Uout, ben 5, bliver kun 0,45 Volt højere end den spænding, kredsen måler på ben 2. Dvs. at R1 bestemmer den maksimale strøm, der leveres.



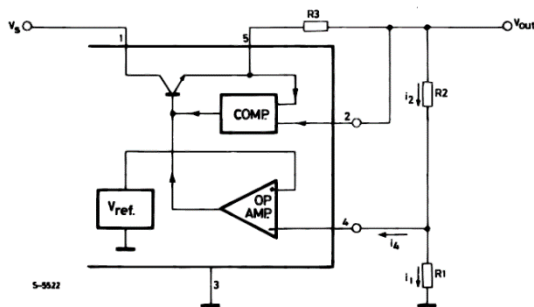
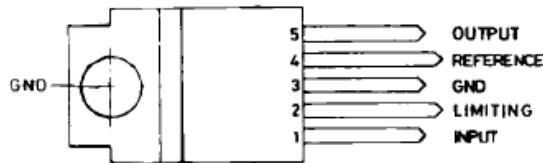
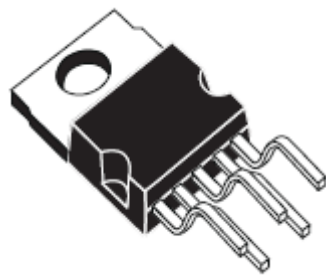
Ladestrømmen kan beregnes med formlen $I_{Out} = \frac{0,45}{R_{Out}}$. 0,45 er en typisk værdi, der dog kan ligge i intervallet 0,38 til 0,52 Volt.

Udgangsspændingen, der lades op til, beregnes af: $U_{Out} = 2,77 \cdot \left(1 + \frac{R3 + R4}{R2}\right)$

De 2,77 Volt er en typisk værdi. Værdien kan ligge i området fra 2,64 til 2,86 Volt.



Kredsen ser således ud



Blokdiagram over indmaden i kredsen.

For applications se: <http://www.st.com/stonline/products/literature/anp/1678.pdf>

Efterhånden som akkumulatoren bliver ladet op, falder den strøm, den optager. Er akkumulatoren helt opladet, er ladestrømmen faldet til fx 1 % af Amperetimer-værdien. Dvs. fx 1 % af 7,2 Ah, altså 72 mA.

Den maksimale ladestrøm en blyakkumulator kan tåle at lades med er typisk 10 % af AmpereTimer-tallet. Er der således tale om en 7,2 Ah batteri, må max ladestrøm være 720 mA.

Normalt angivet som 1/10 C, hvor C står for kapaciteten 7,2 Ah, altså 720 mA.

L200 skal have køleplade for ikke at blive for varm. L200 skal selv have et spændingsfald på mindst 2-3 Volt over sig, for at kunne regulere.

Opgave:

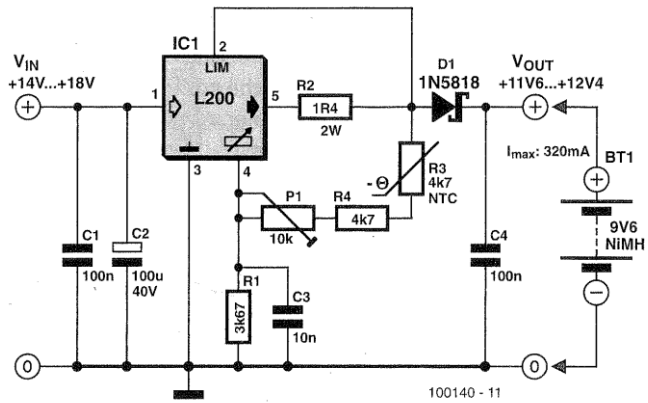
Undersøg databladet for L200. Find applikationer!

Udvid dernæst diagrammet, således, at der ved hjælp af en komparator og lysdioder angives, at ladeforløbet er i gang, eller er færdigt!!

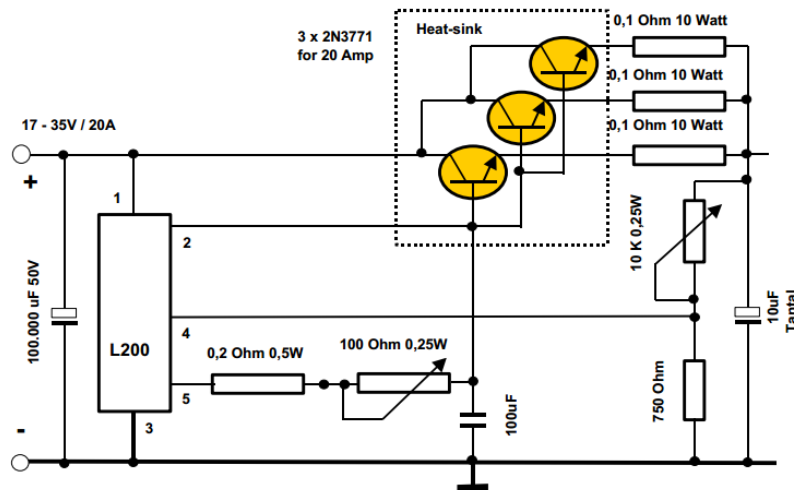


Eksempel på et ladekredsløb fra Elector.

The circuit uses the L200 with the thermistor in the feedback loop. When 'cold' the output voltage of the regulator is about 1.55 V per cell; when 'warm', at a cell temperature of about 35 °C to 40 °C, the output voltage is about 1.45 V per cell and the thermistor has a resistance of about 3.3 kΩ. This temperature sensing is enough to prevent the cells from being overcharged. P1 adjusts the charging voltage, and R2 limits the charge current to 320 mA. The IC is fitted with a small 20 K/W heatsink as it dissipates around 1.2 watts in use.



Boostning af L200



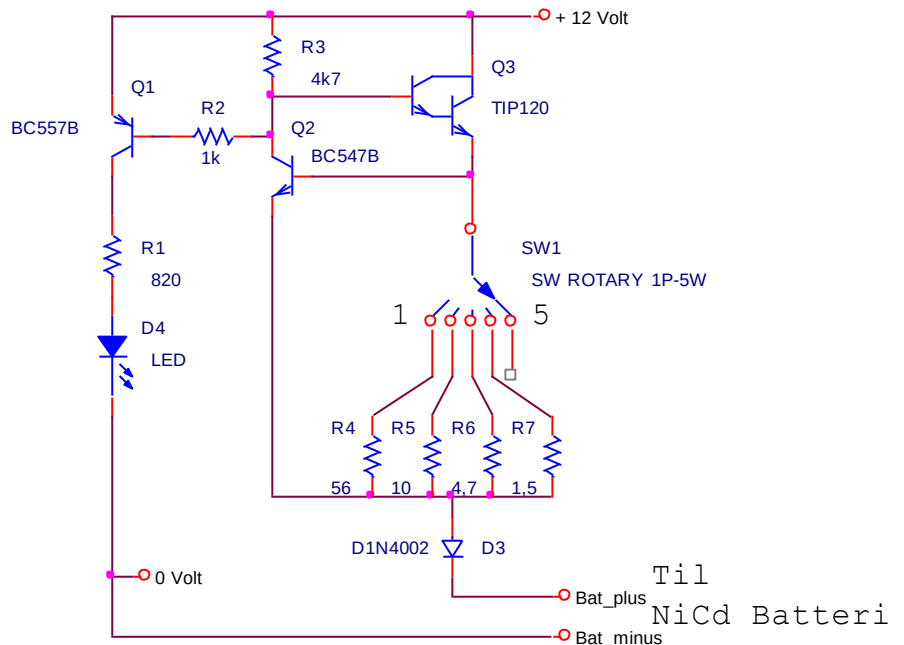
http://dl5dbm.darc.de/20a_e.pdf

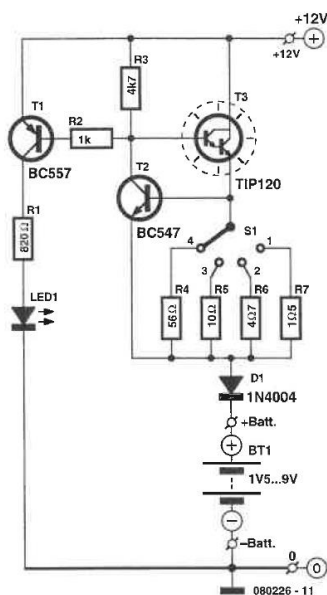
Batterilader fra 12 Volt Bil-lighter stik.

Hvis $U_{\text{basis}}/Q2$ bliver større end ca. 0,6 Volt, "stjæles" basisstrøm fra Q3. Herved begrænses ladestrømmen til NiCa-cellerne.

Strømmene der kan vælges er ca. 10 mA, 60 mA, 130 mA og 400 mA.

Forklar, hvornår LED, D4, lyser!



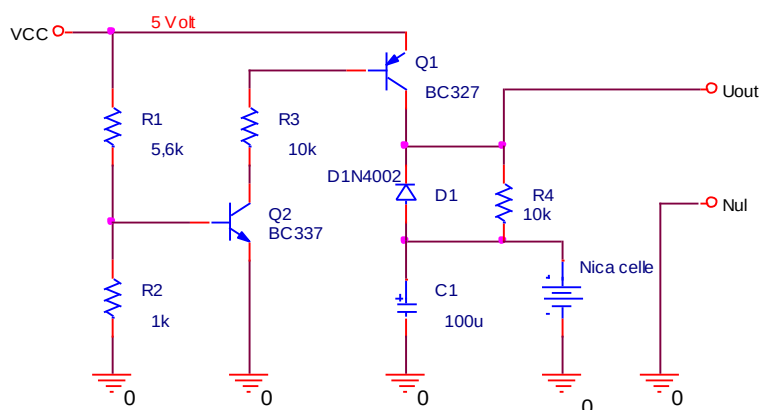


Powersupply med backup:

Til nogle kredsløb ønskes ikke afbrydelse af strømmen i tilfælde af net-udfald. Her kan følgende kredsløb bruges!

Dette kredsløb kunne også bruges til 12 Volt.

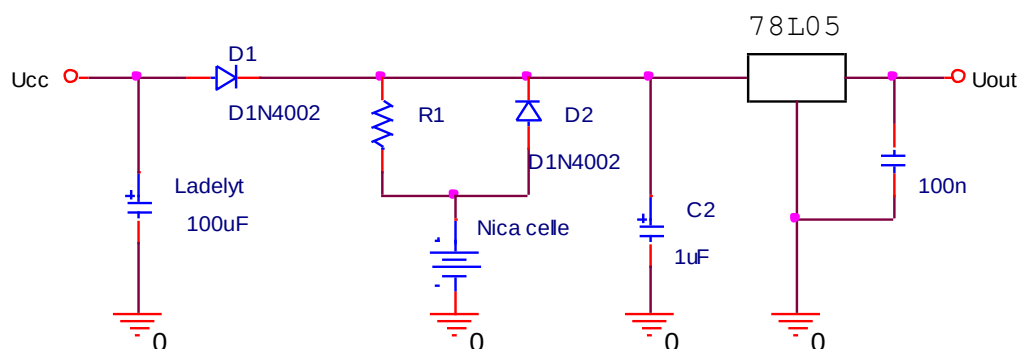
Ved hjælp af R1 og R2 får Q2 basisstrøm. Dvs. Q2 trækker strøm fra basis på Q1, og Q1 leder. Der er meget lav spændingsfald fra emitter til collector så Uout svarer næsten til Uin.



Forsvinder forsyningsspændingen, lukker Q2 og dermed også Q1. Uout forsynes følgelig fra NiCa-cellen gennem dioden D1. Dette giver dog et lille spændingsfald.

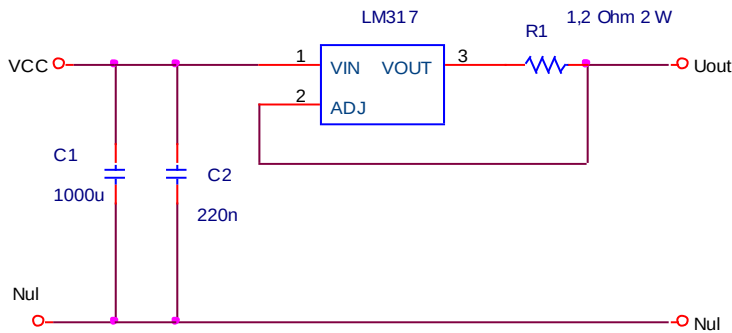
Gennem R4 opretholdes fuld ladning på batteriet!!

Der kunne sættes en 7805 efter kredsløbet, således at der stadig opretholdes 5 Volt fx til en Microcontroller, hvis forsynings-spændingen forsvinder.





Konstantstrømsregulator.



Den strøm, der kan trækkes ud af Uout, er bestemt af R1.

LM317 sætter på dens udgang en spænding, der er 1,25 Volt højere end dens referencespænding på ADJ. Dvs. der ligger 1,25 Volt over R1, og det giver her en strøm på

$$I_{Out} = \frac{1,25}{1,2} = 1 \text{ Ampere}$$

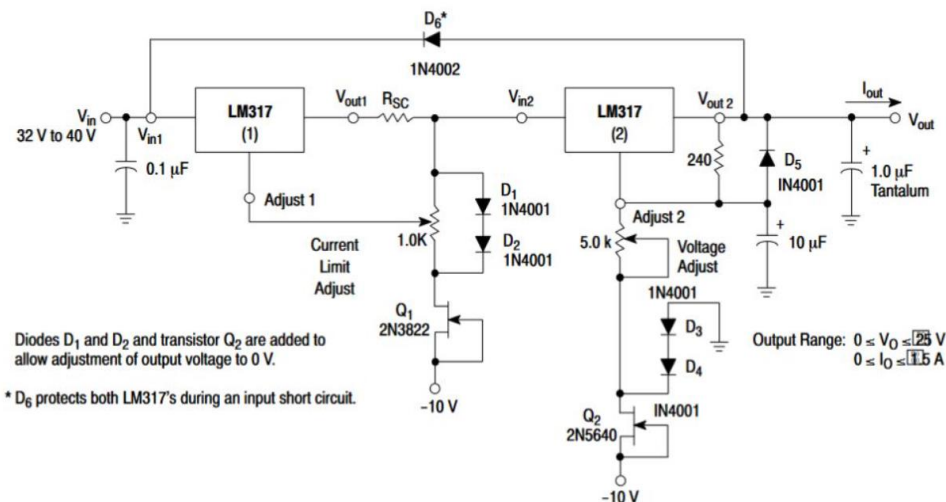
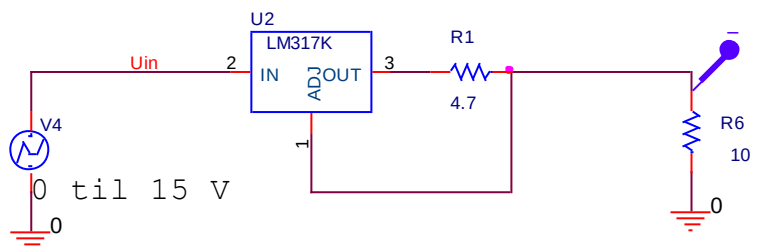
Det kræver selvfølgelig, at der er tilstrækkelig høj indgangsspænding til at drive strømmen!!

Med en anden modstand kan kredsløbet bruges til at oplade NiCa-celler.

Opgave!

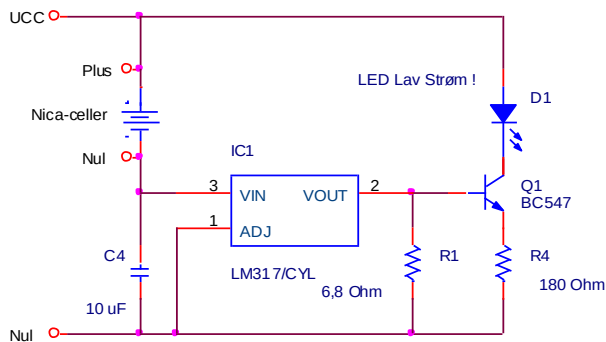
Simuler følgende kredsløb.

Pspice/opamp



Kilde: https://www.eevblog.com/forum/projects/lm317- laboratory _power-supply/

Lader for NiCd / NiMH batterier:



R1 bestemmer ladestrømmen. Kredsløbet kan forsynes fra en net-adapter. Den lader ikke særlig hurtig. Strømmen er kun 1/10 af batteri-kapaciteten. Ladeforløbet tager 10 til 14 timer.

Nikkel-Metal Hydrid batterier har ingen memory effekt. En NiMH celle kan tåle ladning med viste kredsløb i 20 timer.
(Kilde: Elektor Electronics, 7-8/2002)

Penlight batterier, (AA) har normalt en kapacitet på 1500 til 1800 mAh, så opladning må ikke ske med større strøm end ca. 150 mA. Det benævnes normalt 1/10 C, altså en tiendedel af kapaciteten.

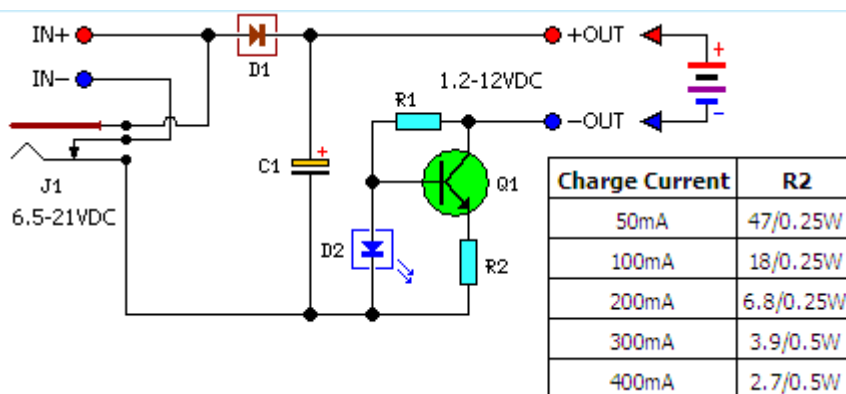
Lades kun 1 celle, er 4,5 Volt nok. Skal flere celler lades, serieforbindes de, men så skal forsyningspændingen også forøges. Der skal bruges ca. 1,5 V pr celle, plus mindst 3 Volt spændingsfald til ladekredsløbet!!

R4 regulerer strømmen i lysdioden. Lysdioden skal være Low Current type, hvis R4 er 180 Ohm.

Opgave:

Beregn R4 for $I_{led} = 10 \text{ mA}$

Simpel Batterilader



Her en – simpel – batterilader. Forklar!

R1 = 120R-0...5W

R2 = See Diagram

C1 = 220uF-35V

D1 = 1N4007

D2 = 3mm. LED

Q1 = BD135

J1 = DC Input Socket

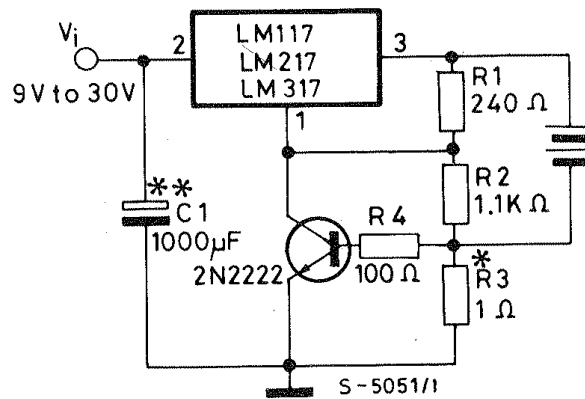
<http://www.extremecircuits.net/2009/10/low-cost-universal-battery-charger.html>



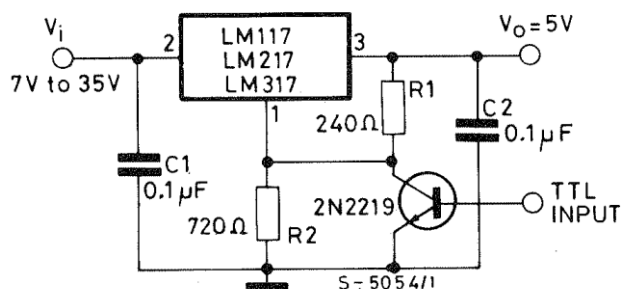
Strømbegrænset 6 Volt lader.

Max strøm indstilles med R3. Når der løber en strøm gennem den, der opbygger 0,7 Volt, ca. begynder transistoren at lede.

Strømmen bliver ca. 0,6 Amp ved $R3 = 1 \text{ Ohm}$.

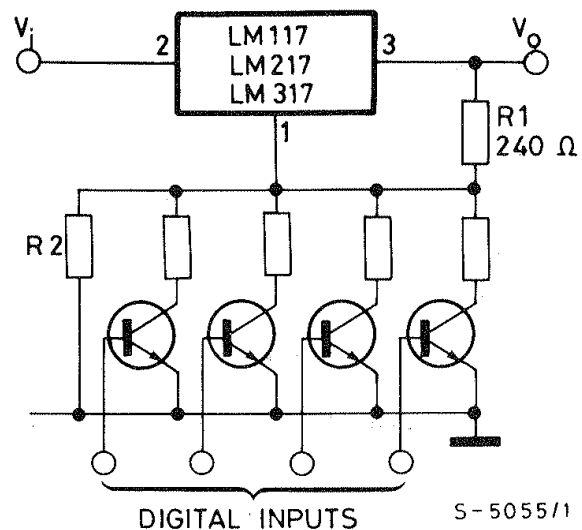


Elektronisk shutdown regulator



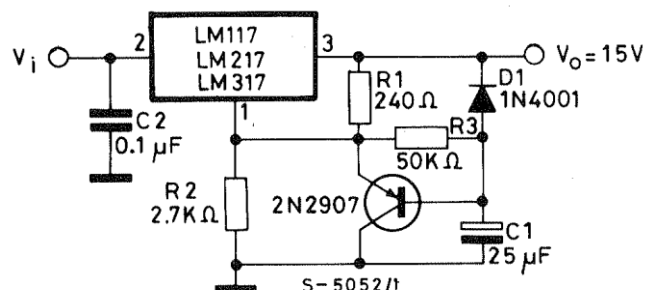
Når transistoren leder, trækkes Adj. Ned på næsten 0 Volt. Derfor kan udgangen kun komme op på 1,25 Volt

Digitalt programmeret udgangsspænding



R2 sætter Max Vout.

Forklar kredsløbet!



Slow turn on 15 Volt regulator.

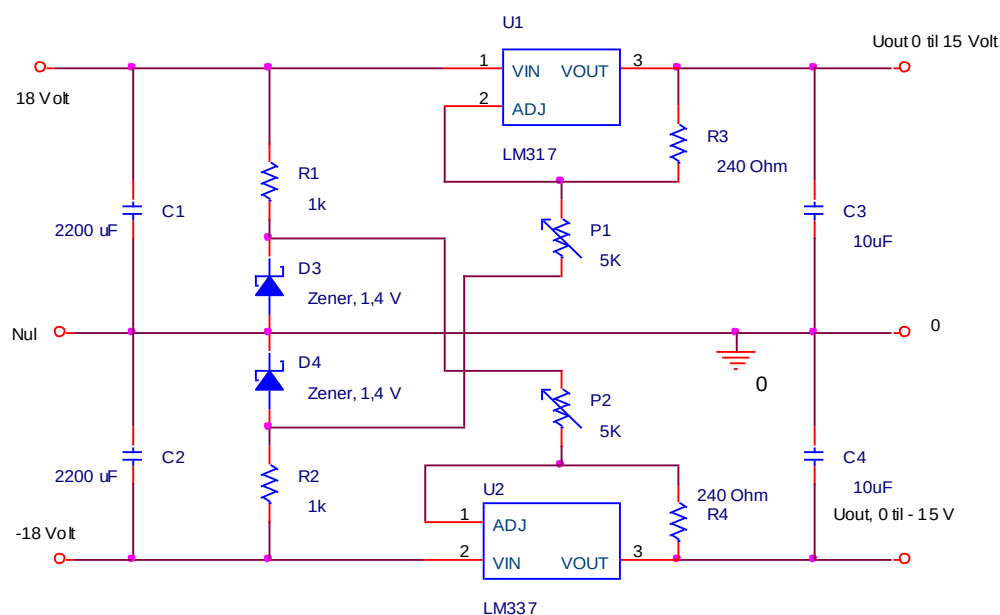
Variabel Split-Supply, plus – nul - minus supply.



Kredsløb for en
splitsupply
strømforsyning..

Zenerdioderne kan
udskiftes med lysdioder.

Røde lysdioder har en ret
stejl graf for deres
gennemgangsspæn-
ding på omkring 2 Volt.



Vha den negative spænding på P1 kan udgangsspændingen justeres helt ned til 0 Volt. Uout for

LM317 er

$$U_{out} = 1,25 \cdot \left(1 + \frac{P1}{R3} \right)$$

Zenerdioderne kan evt. erstattes af røde lysdioder, der har et spændingsfald på ca. 1,6 Volt.
De skal vendes med lederetningen nedad !

LM337 er modstykket til LM317. Den bruges i den negative del!

Regulatorerne skal køles.



Switch Mode Regulator.

De nyeste powersupply bruger Switch-Mode princippet. De er langt mere effektive, dvs. mere tabsfri. Fx 90 % effektivitet. Der bliver ikke brugt transistorer til at begrænse ladningsmængderne, der ledes til udgangen. Der er ingen spændingsfald over transistoren, der ganget med strømmen jo giver effektafsætning, og dermed tab i form af varme.

Der brændes ikke energi af i fx DeltaU_{regulator}.



Alle Switch Mode regulatorer arbejder ud fra princippet, at:

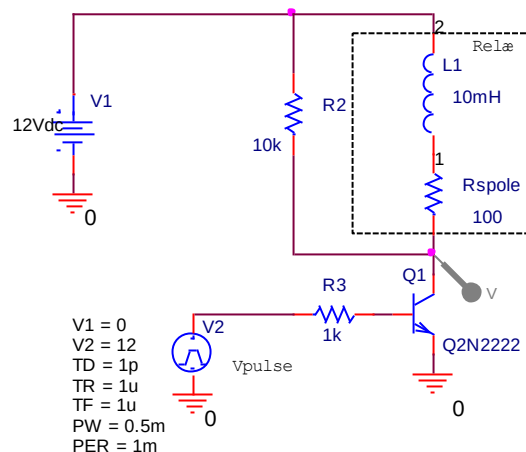
Det er ikke muligt, momentant at ændre strømmen i en spole.

Opgave:

Simuler opladning af spole og den spænding, den afgiver ved afbrydelse af strømmen. Se evt. næste kredsløb:

Generatoren er en Vpulse. Den genererer et pulserende signal, der kan defineres med følgende !

V1 er lav spænding,	fx 0 Volt
V2 er høj,	fx 12 V
TD er delaytime	fx 1p
TR er Risetime	fx 1u
TF er Falltime	fx 1u
PW er HØJ-tiden	
PER er tiden for en hel periode.	

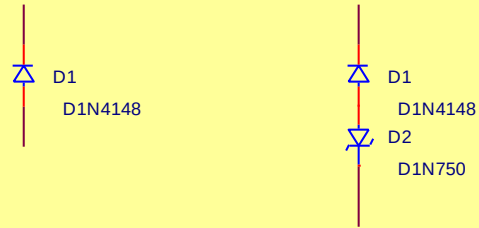


Kredsløbet viser hvad der sker, når en spole afbrydes. Spolen genererer en høj nok spænding, til at strømmen gennem spolen momentant kan fortsætte - lige efter afbrydelsen. Spændingen kan blive så høj, at den kan ødelægge en transistor!

I ovenstående kredsløb vil spændingen på Collector på Q1 bestemmes af strømmen gennem R2.



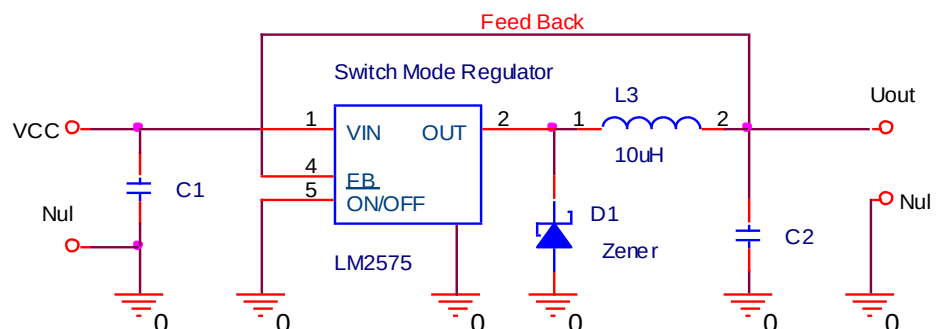
Opgave:
Erstat R2 med en diode, D1n4148
Dernæst en diode i serie med en zenerdiode:
Forklar !



Hovedprincipper for switch Mode Powersupplies.

Navn	Funktion	Eksempel
<u>Step down</u> <u>Forward, Buck</u>	Ned-transformering af en spænding.	fra fx 12 til 5 Volt
<u>Step Up</u> <u>Boost</u>	Optransformering af en spænding	fra fx 5 Volt til 12 Volt
<u>Inverting</u> <u>Flyback</u>	Invertering af en spænding	Fra fx 12 V til – 12 Volt.

Switch Mode kredse arbejder med en ret høj frekvens, fx 50 KHz. Regulatoren tænder en strøm på OUT. Den lille spole lades op med strøm eller med magnetfelt, hvorefter der slukkes igen.



Strømmen gennem L3 kan ikke momentant ændres, men energien i spolen skal jo aflades! Dvs. strømmen fortsætter efter afbrydelse. Derfor må strømmen blive trukket op gennem D1 – gennem spolen, - og oplade C2.

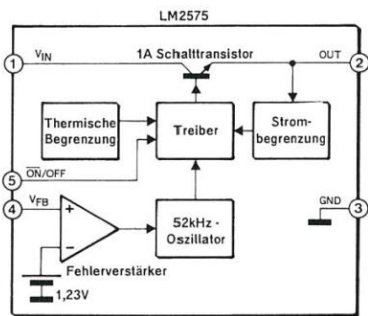
Dette gentages fx 50.000 gange pr sekund.

Regulatoren er styret af feed back'en fra Uout. Dvs. at hvis Uout er blevet for høj, sendes mindre strøm ud til L3.

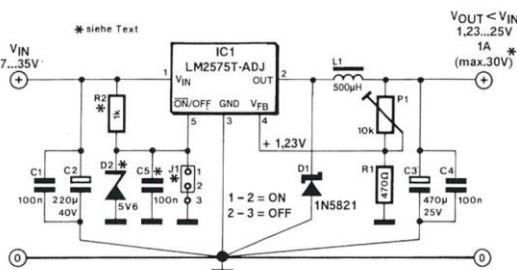
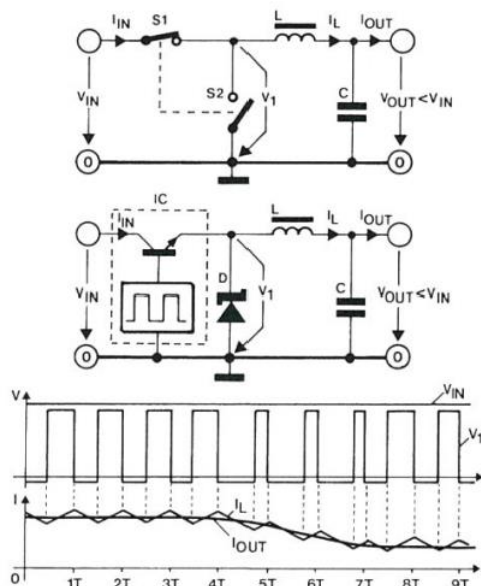
LM2575 har indbygget Termisk Shutdown! dvs. at hvis den bliver for varm, lukker den ned, for ikke at blive overophedet.



Men hvordan regulerer den så ??



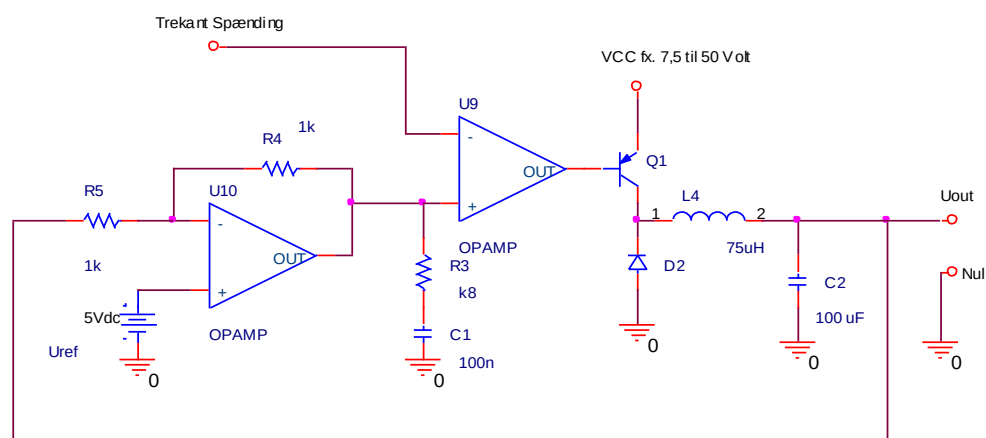
På pulsdigrammet til højre ses, at det er pulsbredden, der justerer energien, der oplades i spolen for hver cyklus.



Application

Eksempel:

Switch Mode Princippet er vist i følgende diagram! Det er blokdiagrammet fra en SGS L296



OP-ampen U10 måler og forstærker spændingen på Uout. Bliver Uout højere, falder Uout på OPAMP'ens udgang.

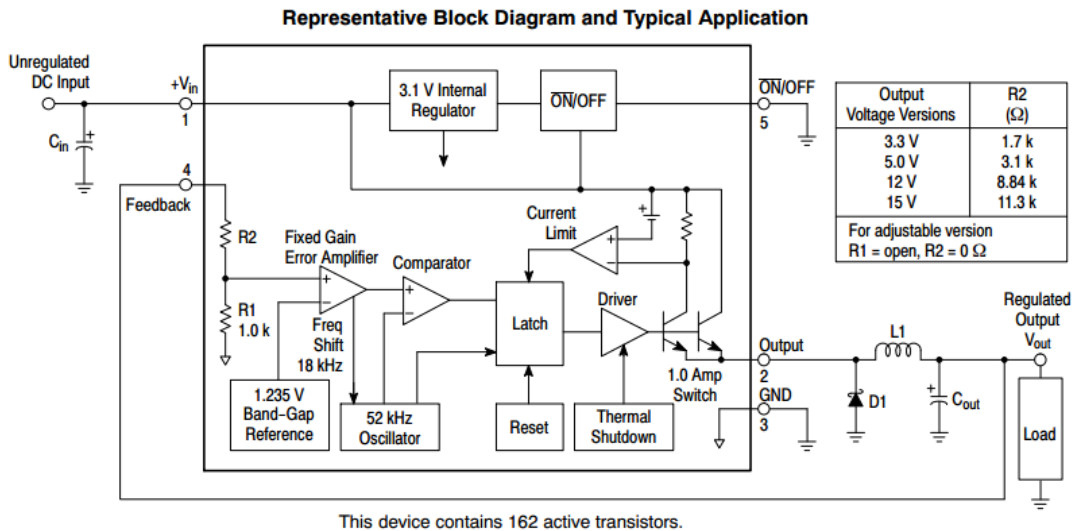


Denne spænding føres til Komparatoren U₉'s indgang. Her sammenlignes spændingen med en trekantspænding, med fx 50 KHz. Udgangen tænder eller slukker transistoren Q₁, der så switcher strømmen ned til spolen.

Altså, stiger U_{out}, falder U_{in} på komparatorens non inv. indgang.

Transistoren er **pulsbreddemoduleret**. !!

Blokdiagram for LM2575

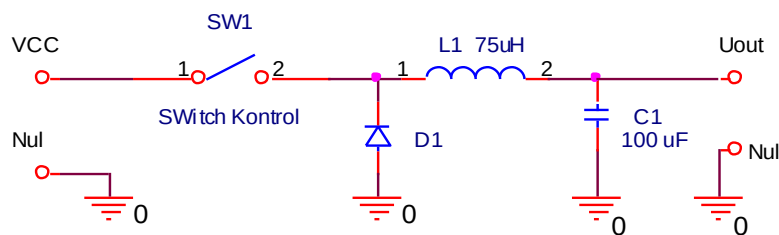


Kilde: <http://www.onsemi.com/pub link/Collateral/LM2575-D.PDF>

Switch mode kan bruges til at regulere en spænding ned, op, eller fx fra en positiv spænding til en negativ.

Igen!:

Basic Step down, Buck, switching regulator. $U_{out} < U_{in}$.



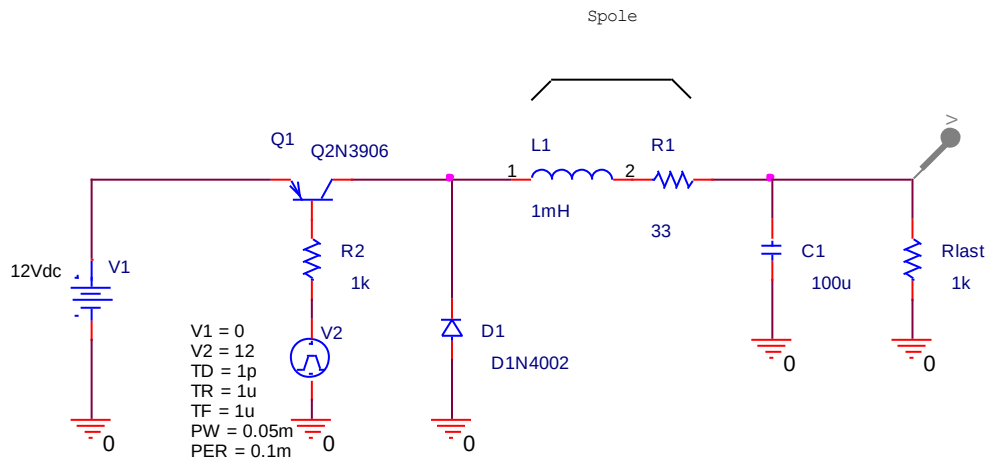
Switchen styres af en ” Variabel Puls Bredde Oscillator ”

Når switchen er ON, løber en strøm ned mod U_{out} gennem L₁. Når switchen afbryder, kommer strømmen op gennem D₁, gennem spolen og over i kondensatoren C₁, - indtil energien i spolen er opbrugt.

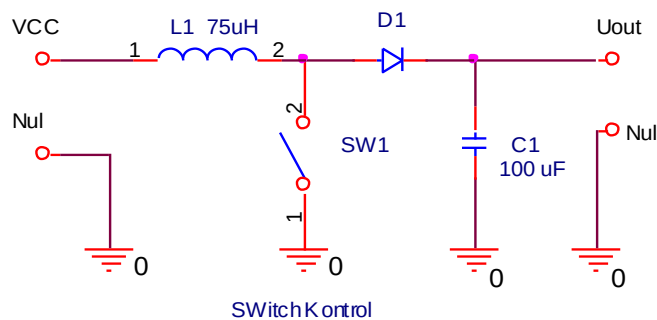
$$U_{out} = \left(\frac{t_{on}}{T} \right) \cdot U_{CC} , \quad U_{out} = \text{Dutycycle} * U_{in}.$$



Opgave:
Simuler dette kredsløb:
Brug generatoren Vpulse



Basic Step Up, Boost, switching regulator. $U_{out} > U_{in}$



Når switchen er ON, stiger magnetfeltet i spolen. Når switchen er off, fortsætter strømmen gennem D1 og over i kondensator C1. Også selvom den skal løbe op ad bakke, dvs. mod en højere spænding.

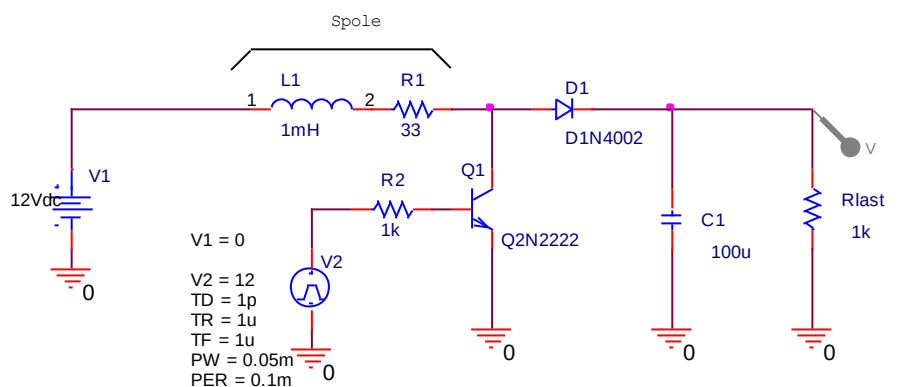
$$U_{Out} = \left(\frac{T}{t_{On}} \right) \cdot U_{CC}, \quad \frac{U_{out}}{I_{in}} = \frac{1}{1-D},$$

D står for Dutyfactor

Jo kortere t_{on} jo større I_L og jo højere U_{Out} .

Opgave:

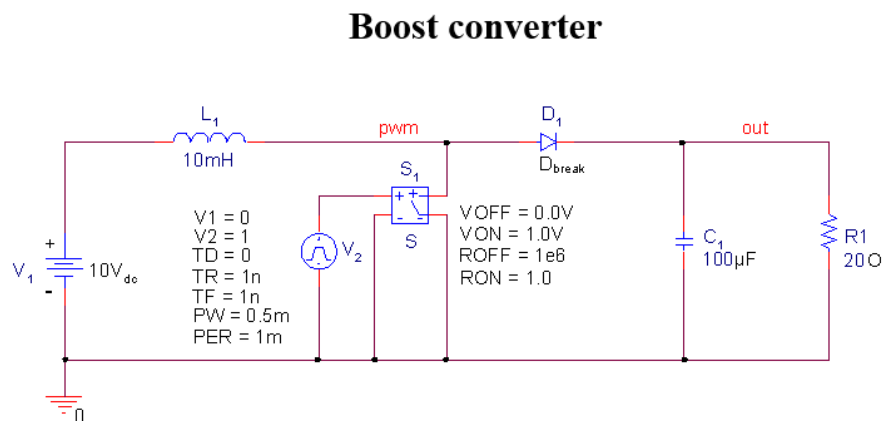
Simuler følgende kredsløb: Brug generatoren Vpulse



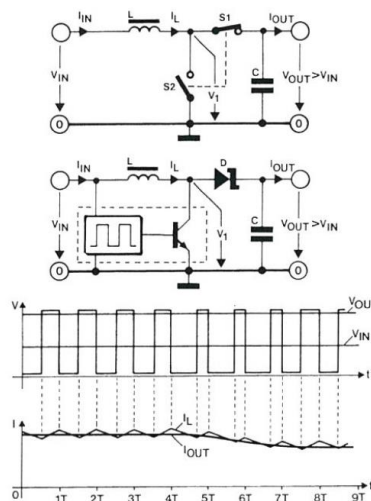


Alternativ måde at simulere princippet på !

Her er der brugt en spændingsstyret switch I stedet for en switch-transistor

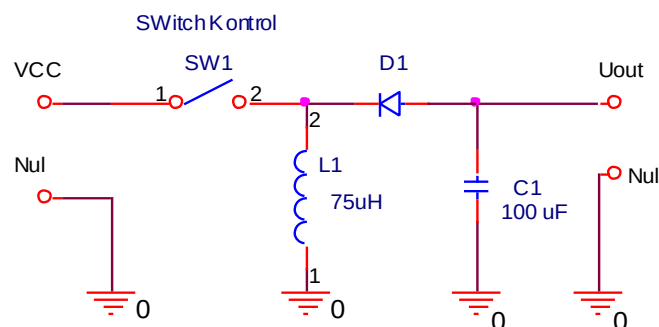


Princip for en step up: LM2577



Og endelig, hvordan virker inverting-konverteren ?

Basic Inverting, Buck-boost, switching regulator. Uout er negativ.



Når switchen er ON, løber strømmen ned gennem spolen, og oplader den med magnetfelt. Når switchen går OFF, kan strømmen ikke blot stoppe, men fortsætter, og slæber ladninger ud af C1 gennem D1.

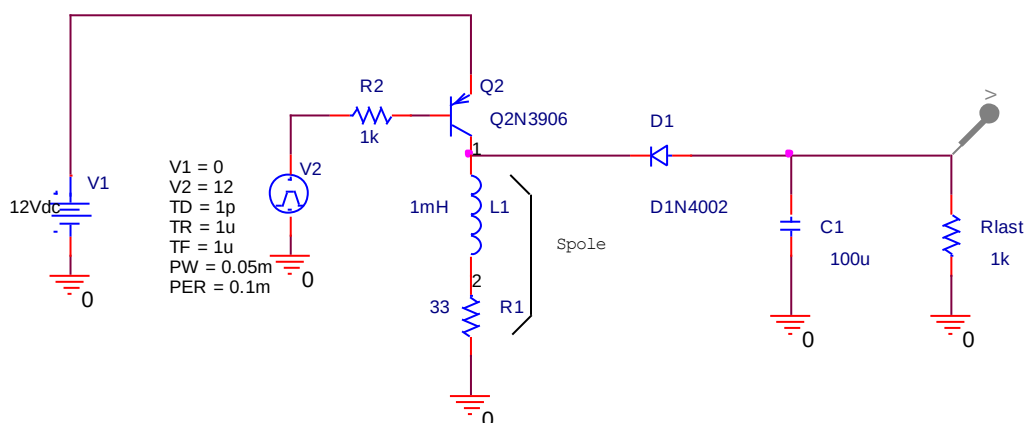


$$\frac{U_{out}}{U_{in}} = \frac{-D}{1-D}$$

Switchen for alle kredsløb udgøres af transistorer.

Opgave

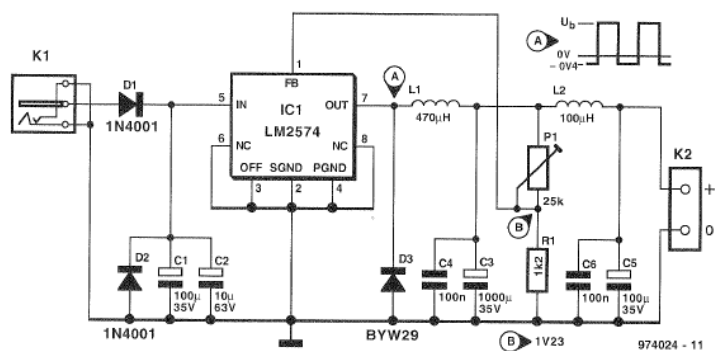
Simuler følgende kredsløb: Brug generatoren Vpulse

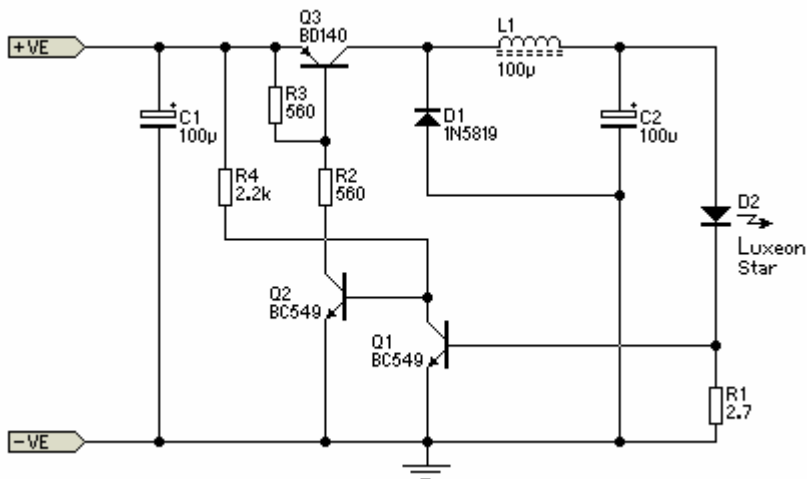


Her følger et par applications:

Eksempel på opbygning af et kredsløb med en switch mode regulator.

Step Down !!





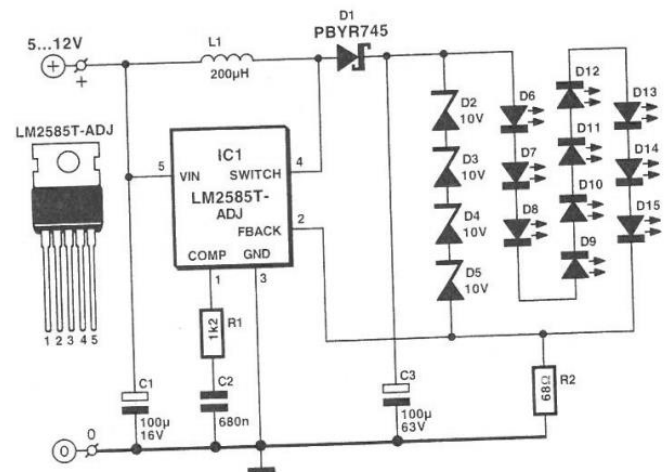
Et eksempel på opbygning af et selv-oscillerende
Switch-mode kredsløb til en hvid LED.

Uin ca. 5 til 12 Volt

Iled ca. 100 – 200 mA

Kilde: <http://sound.westhost.com/appnotes/an003.htm>

SW-mode supply til lysdioder.



Søg nettet efter 7805 switching regulator replacements.

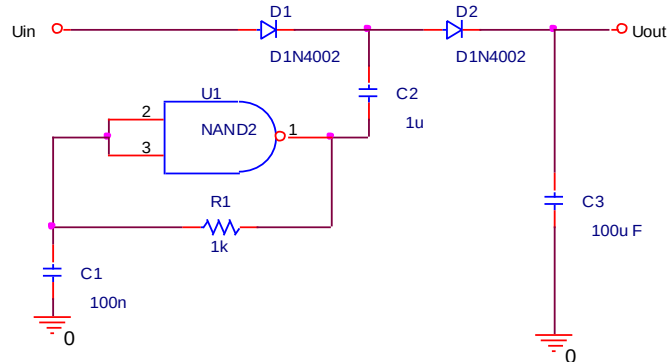
7805SR-C

Hvad er fordelene ved at benytte en switch mode version i stedet for fx en 7805 ??



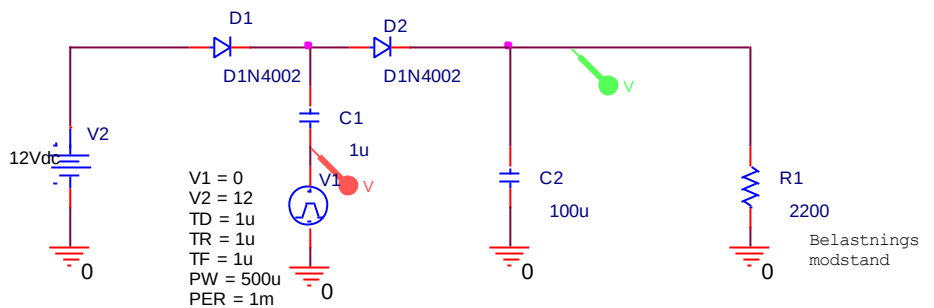


Dette kredsløb giver næsten 2 gange indgangsspændingen på udgangen.

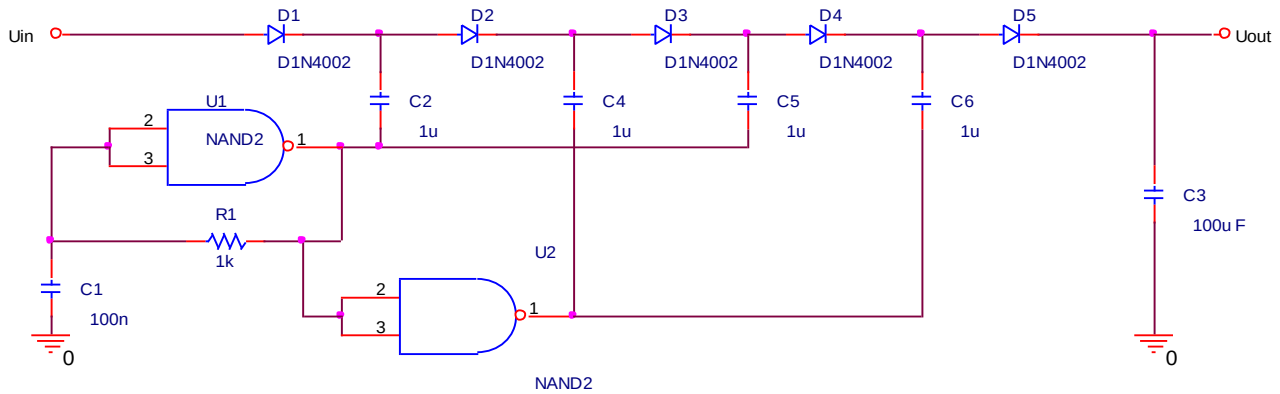


Undersøg for forskellige belastningsmodstande. Prøv med en 470 Ohm. Forklar !

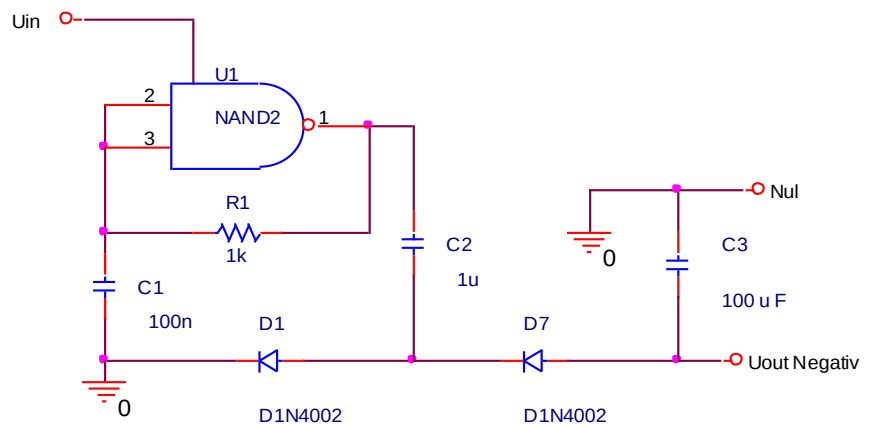
PER er tiden for en hel periode.



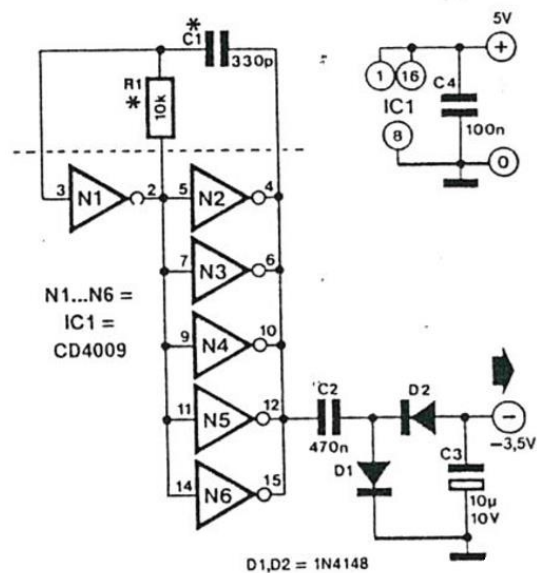
Side 50 af 56

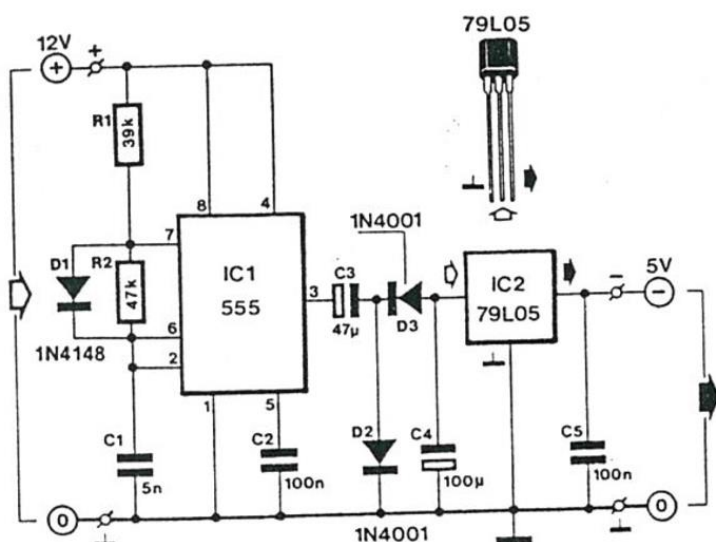


Følgende giver ca. samme negative spænding ud, som U_{in} er positiv! Fælles for ladningspumperne er, at der skal en hurtigløbende oscillator til. Og at der ikke kan trækkes ret meget energi fra udgangen. Kredsløbet kan fx bruges til en negativ Back Plane spænding til visse flydende krystal-displays.



Her et andet kredsløb, der giver negativ spænding.





Oscillatoren er her bygget op over en 555.

Supply direkte fra Nettet.

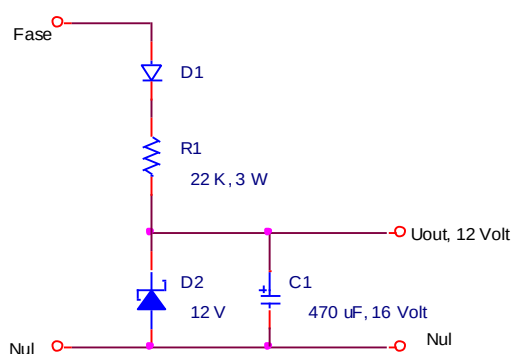
Skal et – ikke særligt strømkrævende – kredsløb forsynes med strøm, kan det ske direkte fra nettet uden brug af transformator.

Man skal dog være fuldstændig klar over, at hele kredsløbet er berøringsfarligt. Selv der, hvor der er angivet ”Nul”. Stikproppen kan jo være vendt i stikket. Dvs. der kan være fase direkte på det, man tror der er nul i ens kredsløb. Kredsløbet vil dog stadig virke!!

Princippet bruges fx i udendørs bevægelses-detektorer, i fugtstyrede badeværelsesventilatorer osv.

For at begrænse strømmen fra fasen til elektronikken kan man sætte en modstand i serie. Et kredsløb kunne se ud som dette:

Dioden D1 leder kun i fasens positive halvdel. R1 begrænser strømmen ned gennem Zenerdioden. Over Zenerdioden vil der være max 12 Volt, og C1 fungerer som ladningslager, der kan afgive strøm til det tilkoblede kredsløb i fasens negative perioder.



Men der vil være for stor energiafsætning i modstanden. Den vil blive ret varm.

Derfor kan der i stedet benyttes en kondensator til at begrænse strømmen.

Modstanden i en kondensator kan regnes som
$$X_C = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f \cdot C} [\Omega]$$

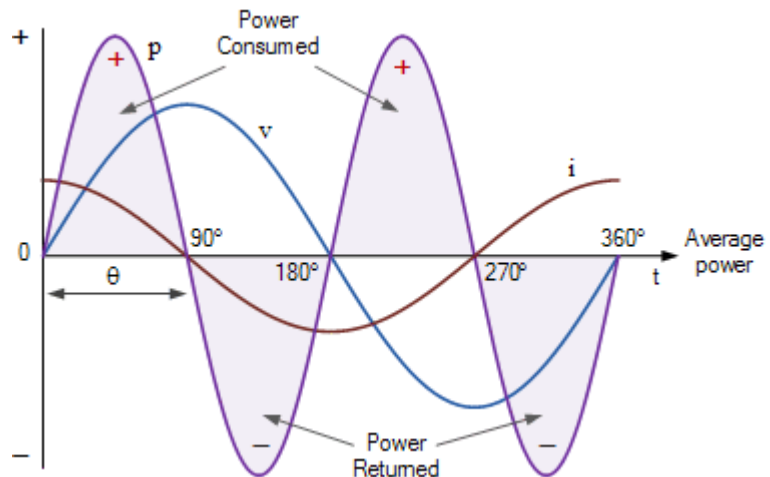


Fordi strøm og spænding ikke er i fase i kondensatoren, de er jo 90 grader forskudt, - er energiafsætningen i den nul.

Dvs. at den ikke bliver varm!!

Dette vises på grafen til højre.

Strøm og spænding er forskudt 90 grader.

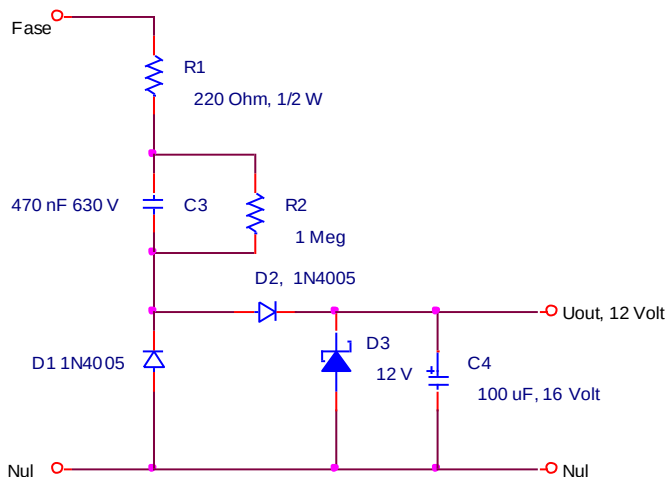


Kilde: <https://www.electronics-tutorials.ws/ac/circuits/power-in-ac-circuits.html>

Effekten P er lig U gange I . Som det ses, er effekten både positiv og negativ, altså i gennemsnit – integreret – lig nul.

Derfor afsættes ingen energi i kondensatoren.

Opgave: Hvordan ser graferne ud ved effektafsætning i en modstand



Et kredsløb med en kondensator som "modstand" kunne se således ud :

Kondensatoren $C3$'s størrelse angiver strømmen, der løber ned gennem zenerdioden og ud til det tilkoblede kredsløbs forbrug. Bliver den for stor, afsættes der meget energi i Zenerdioden.

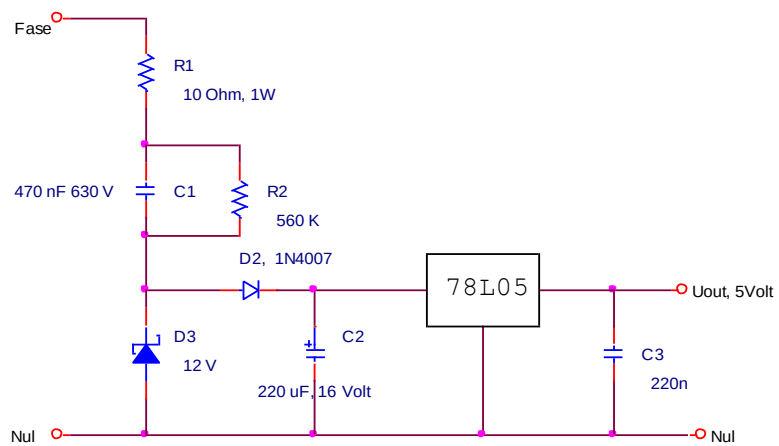
Kredsløbet er berøringsfarlig. Det er ikke nødvendig, at det er fasen, der er monteret, hvor der er angivet "Fase". Fase og nul kan være byttet i stikproppen, uden problemer. Men **Altså Livsfare!!**

$R2$'s formål er at aflade $C3$ når man tager kredsløbet fra nettet, så man ikke risikerer at få et rap over fingrene.

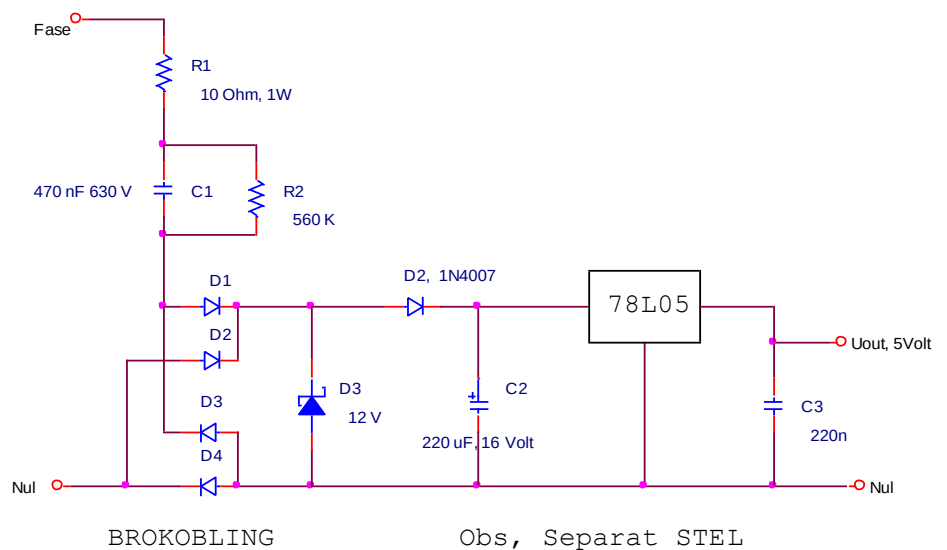


Udgangsspændingen i ovenstående kredsløb har lidt ripple. Den er ikke konstant.

Dette kan afhjælpes med dette kredsløb:



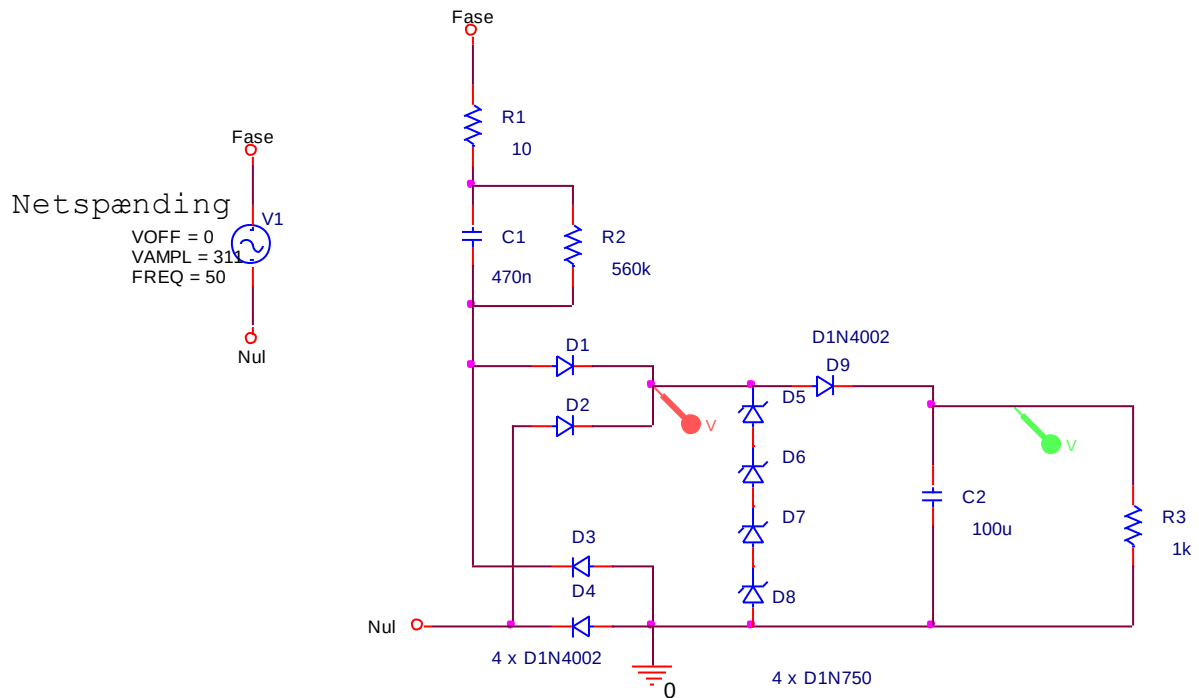
I dette kredsløb er der anvendt en diodebro, så begge halvperioder af fasen benyttes til at give bidrag til ladningerne i C2.



Opgave:

Forklar strømmens vej ved forsyningsspændingens positive og negative halvbølger.

Opgave: Simuler følgende kredsløb: Hvilken spænding kan måles på udgangen?

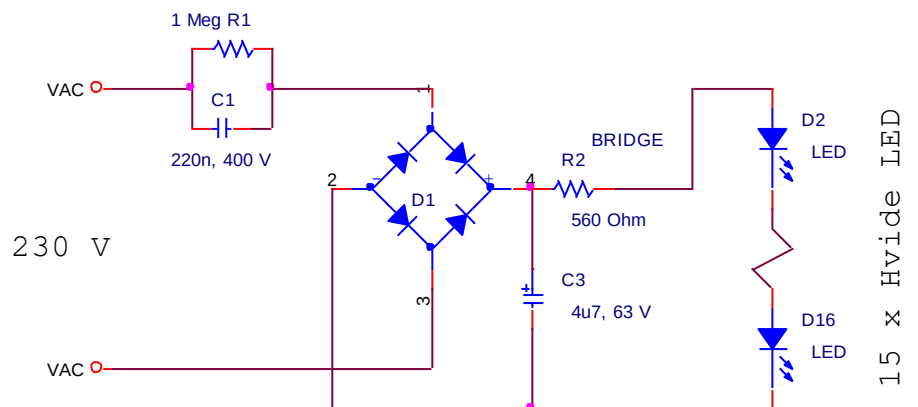


Kredsløbene der fødes direkte fra nettet kan strømføde alle typer elektroniske kredsløb, blot de ikke er særligt strømkrævende. Fx CMOS-kredsløb, uC-kredsløb mm. Det har ikke betydning, om stikproppen vendes.

230 Volt LED-Lampe:

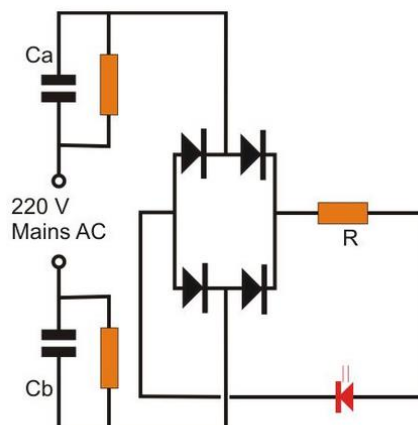
Med dette kredsløb kan man bygge en LED-lampe.

C3 leverer strøm til LED'ene når powersupply'ens spænding er mindre end ca. 45 Volt. (ca. 3 volt pr diode)
R2 sikrer en mere konstant strøm gennem dioderne.





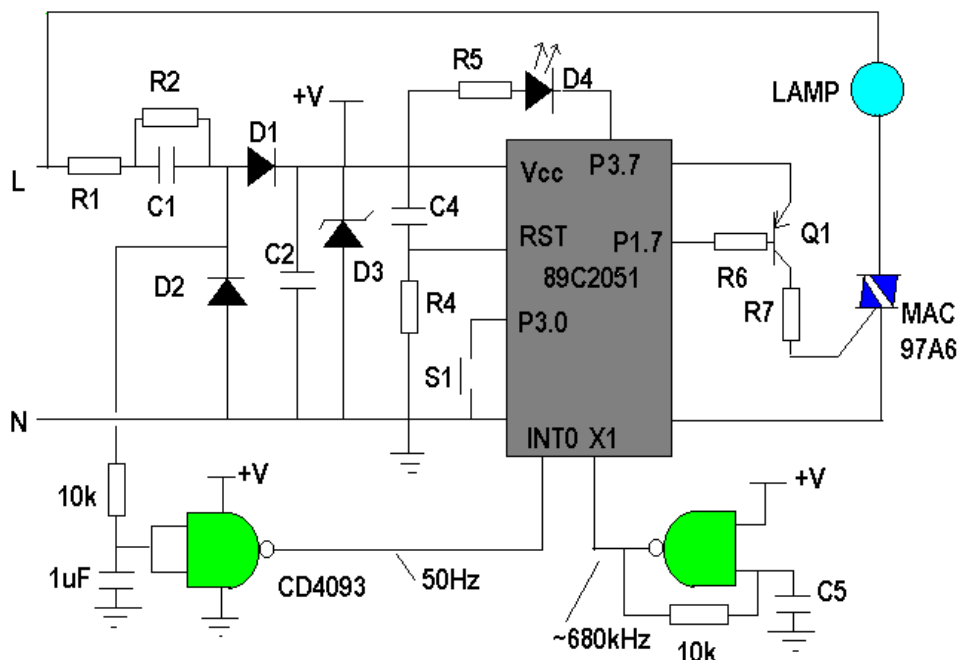
Eksempel på en net-spænding-viser.



<http://www.brighthubengineering.com/diy-electronics-devices/117071-calculating-current-voltage-and-resistance-in-an-electrical-circuit/>

Her et eksempel på, at en uC er forsynet direkte fra nettet uden trafo.

Men vær opmærksom på berøringsfaren !!



Kilde: <http://chaokhun.kmitl.ac.th/~kswichit/saver5/saver5.html>