

**2012**

Mercantec, juni 2012

Hans Jørgen Rasmussen

# **SWITCH MODE POWER SUPPLY**

## Indholdsfortegnelse

1. Grundlæggende powersupply-principper.....	4
Transformering.....	4
Ensretning.....	4
Enkeltensretning.....	4
Dobbeltensretning.....	5
Udglatning, brumfiltrering.....	7
Ladekondensator.....	7
Spændingsdobler.....	9
Spændingsstabilisering.....	10
Stabiliseringsprincipper.....	10
Parallelregulator.....	11
Serieregulator.....	13
Sikringskredsløb.....	15
2. Switch-mode princippet.....	16
Tiddeling.....	16
Udglatning og filtrering.....	16
Opbygning.....	16
Blokdigram.....	17
3. Sekundær switch-mode powersupply.....	21
Step-down eller Buck-konverteren.....	21
Step-up eller Boost-konverteren.....	24
Fly-back eller Buck-Boost.....	26
4. DC – DC konvertere.....	28
5. Primær switch-mode powersupply.....	30
Feed-forward-converter.....	32
Fly-back-converter.....	33
To-transistor converter.....	34
Push-pull converter.....	35
6. Power Factor Correction (PFC).....	38
Power Factor Correction typer.....	40
Discontinuous mode.....	42
Continuous mode.....	43
7. Støjproblemer.....	44
Støjspændings typer.....	45

Årsager til EMI.....	45
Bekæmpelse af EMI.....	47
Filter på. indgangen.....	47
Filter på. udgangen.....	49
Synkronisering af switch-frekvens.....	51
8. Komponenter.....	52
Transistor.....	53
Bipolar transistor.....	54
Delay tider.....	55
Collektor-emitter-strøm og- spænding.....	58
Field effekt transistor, FET.....	59
Dioder.....	61
Recovery time.....	62
Spoler og transformatorer.....	63
Spolen.....	63
Transformatoren.....	67
Kernens udformning.....	68

# 1. Grundlæggende powersupply-principper

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

- *Transformerering*
- *Ensretning*
- *Udglatning og brumfiltrering*
- *Spændingsstabilisering.*

## ***Transformerering.***

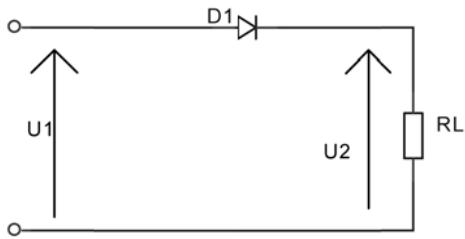
Transformereringen foregår i de lineære og i visse switch-mode powersupplys i en nettransformator, som omsætter netspændingen til én eller flere vekselspændinger af en størrelse, som er passende til den/de ønskede jævnspændinger.

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

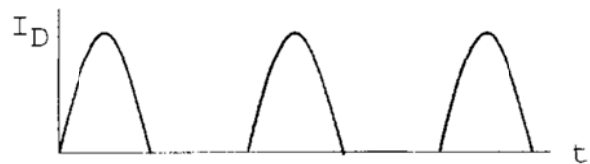
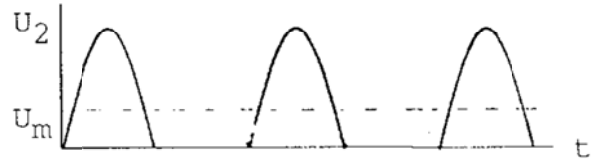
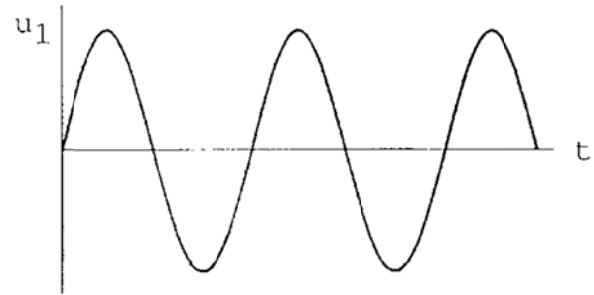
## ***Ensretning.***

### Enkeltensretning

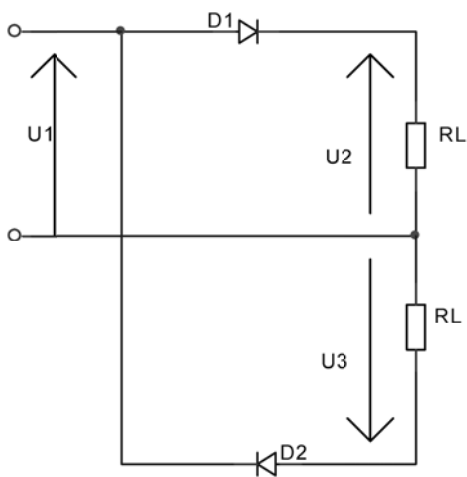
Ensretningen udføres alt efter behovet efter forskellige principper. Fælles for dem alle er dog, at dioden er den centrale komponent. Den simpleste form er enkeltensretningen, hvor én diode leder ved sinusspændingens ene halvperiode og spærre ved den anden. Man får så en pulserende jævnspænding og jævnstrøm,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



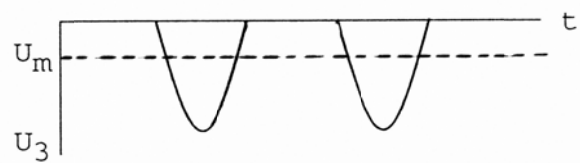
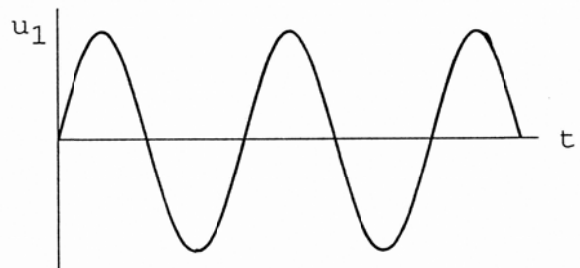
Ved anvendelse af to dioder kan man lave en nem og billig split-supply med en positiv og en negativ spænding med fælles stel. DC-spændingerne er her ligeledes lig med AC-spændingens halve middelværdi, minus diodespændingsfaldet.



*Enkeltensretter.*

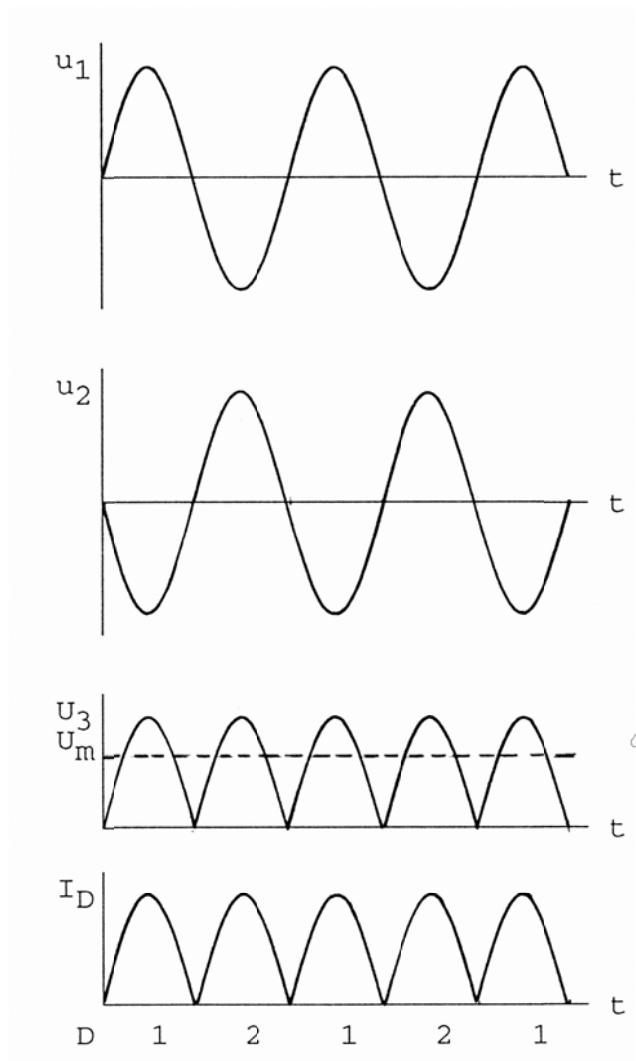
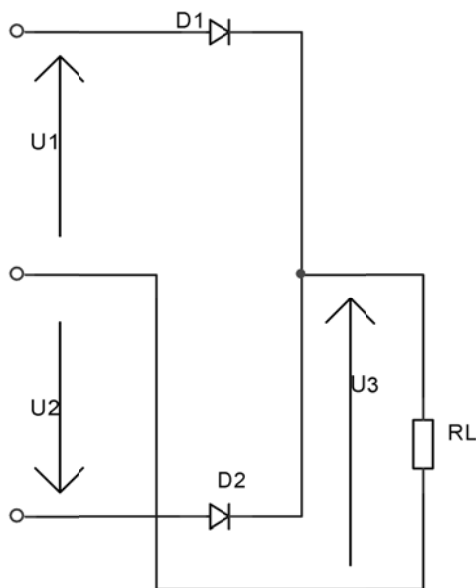


*Split supply.*

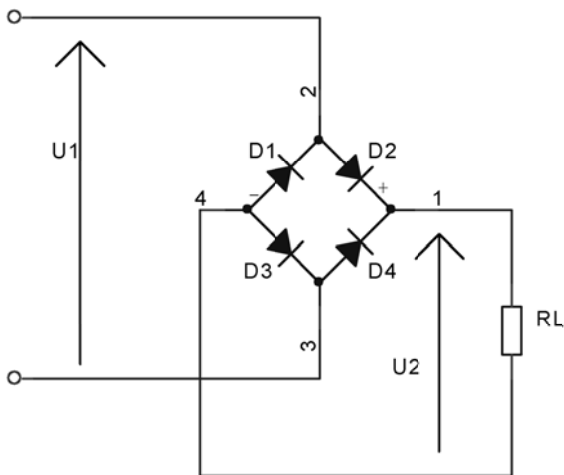


## Dobbeltensretning.

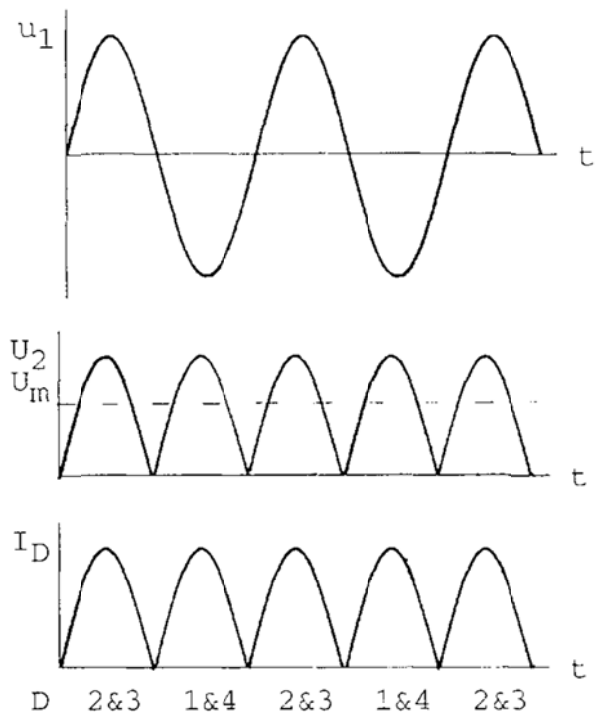
Ved dobbeltensretning udnytter man begge sinuskurvens halvperioder. Det kan realiseres med en transformator med midtpunktsudtag og to dioder, også kaldet en modtaktensretter, eller med fire dioder i en brokoblede ensretter. Metoden med den brokoblede ensretter har den ulempe, at strømmen skal igennem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



*Modtakt-ensretter.*



*Brokoblet ensretter*



## **Udglatning, brumfiltrering.**

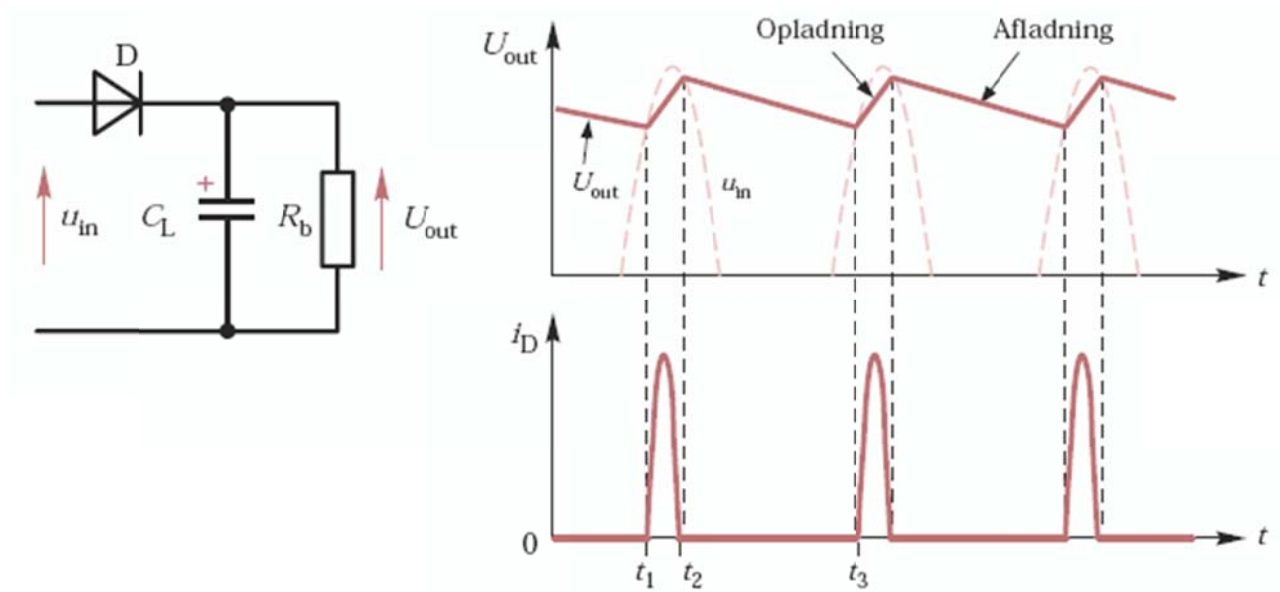
### Ladekondensator.

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

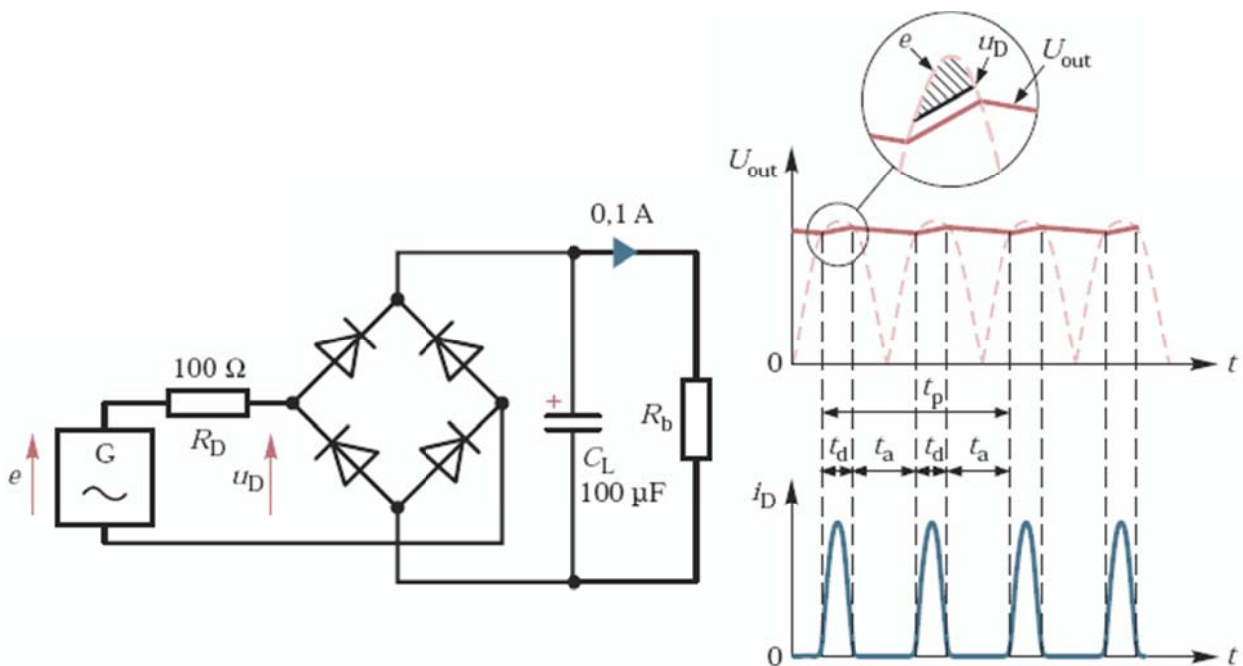
Ladekondensatoren dimensioneres, så tidskonstanten, bestemt af ladekondensator og belastning, under afladning er betydeligt større end under opladning, hvor tidskonstanten er bestemt af ladekondensatoren og den indre modstand i transformator og ensretter.

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

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



Enkeltensretter med ladecondensator.



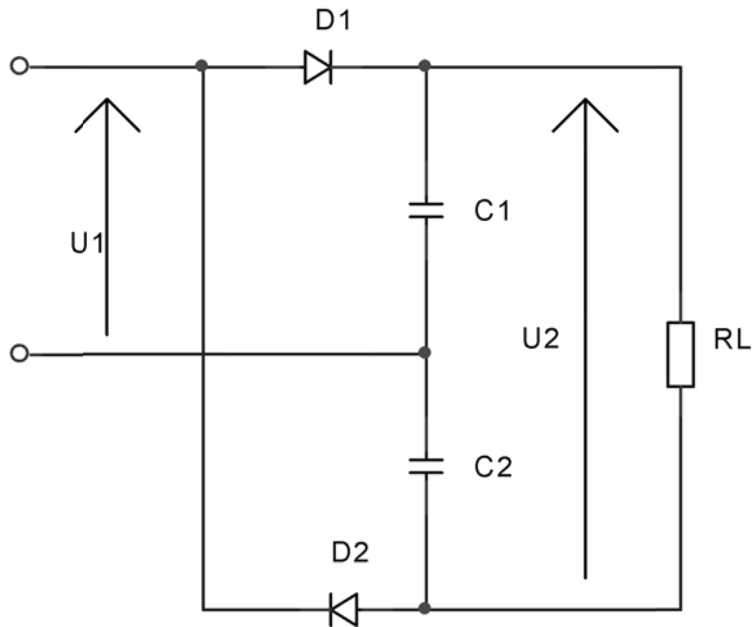
Dobbeltensretter med ladecondensator.

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



## Spændingsdabler.

Ved specielle koblinger af ensrettere og ladekondensatoren kan man opnå en fordobling eller

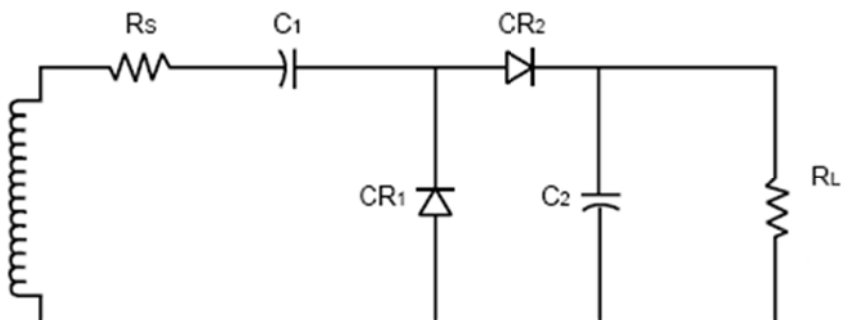


*Spændingsdabler efter Delong-princippet.*

flerdobling af spændingen.

Delong-koblingen er faktisk den samme som split supplyen, blot uden anvendelse af midtpunktet.

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



*Spændingsdabler efter kaskade-princippet*

## ***Spændingsstabilisering.***

Stabiliseringen har følgende formål:

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

### **Belastningsvariationer.**

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

### **Indgangsspændingsvariationer.**

Indgangsspændingen kan variere, dels på grund af ændringer på forsyningsnettet, dels på grund af ændringer i belastningen generelt i installationen. Den nominelle spænding på lavspændingsforsyningsnettet er 230V. Spændingen må afvige fra denne værdi med 5 %, -10 %.

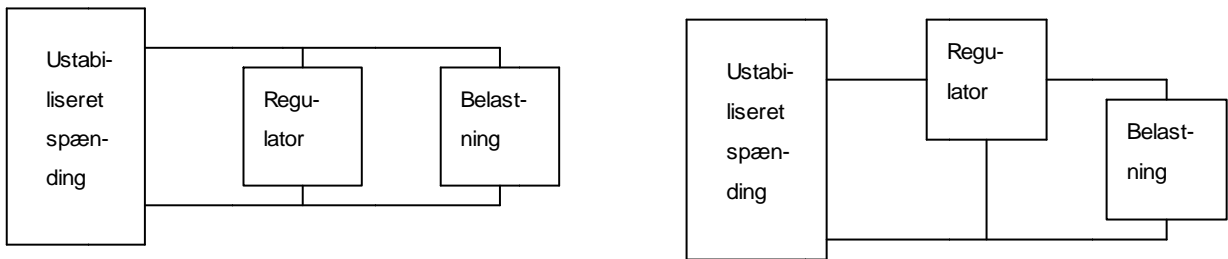
### **Ripplespænding.**

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

## ***Stabiliseringsprincipper.***

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

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

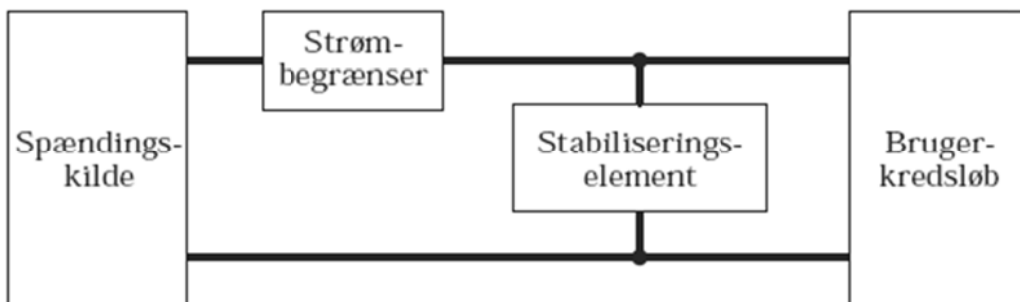


*Blokdiagram af parallel- og serieregulator.*

### Parallelregulator.

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

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

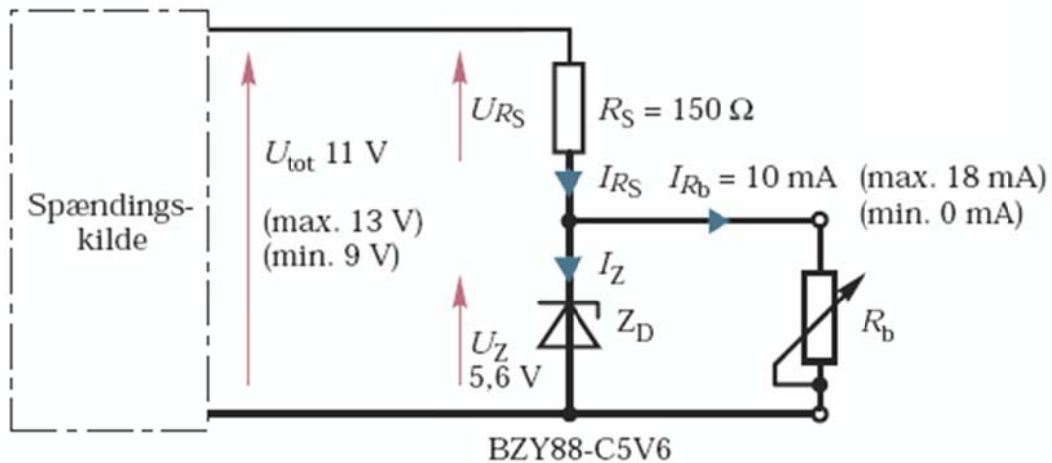


*Principdiagram af parallelregulator.*

## Zenerdiode.

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

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



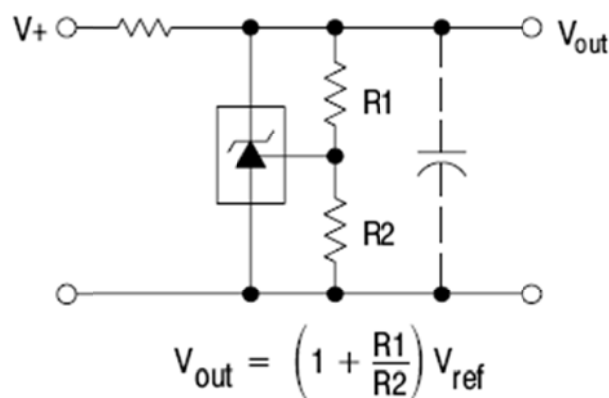
*Parallelregulatorer med zenerdiode.*

## Integreret shunt-regulator.

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

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

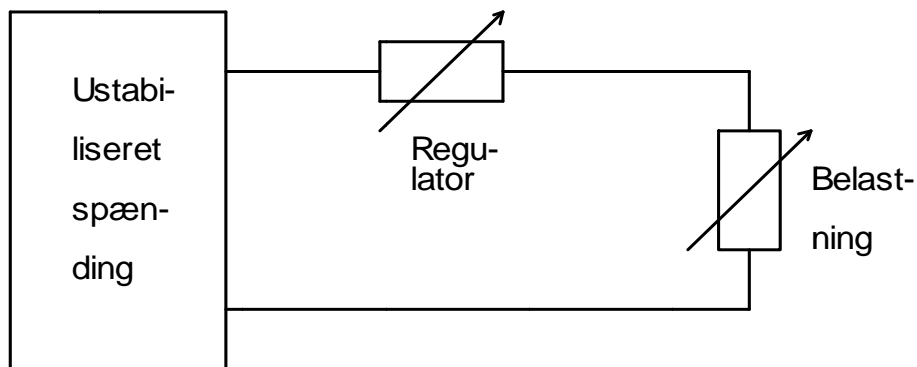
I det viste eksempel med TL431 er referencespændingen 2,5V og ohms lov og modstandene R1 og R2 bestemmer udgangsspændingen.



*Eksempel på integreret shuntregulator*

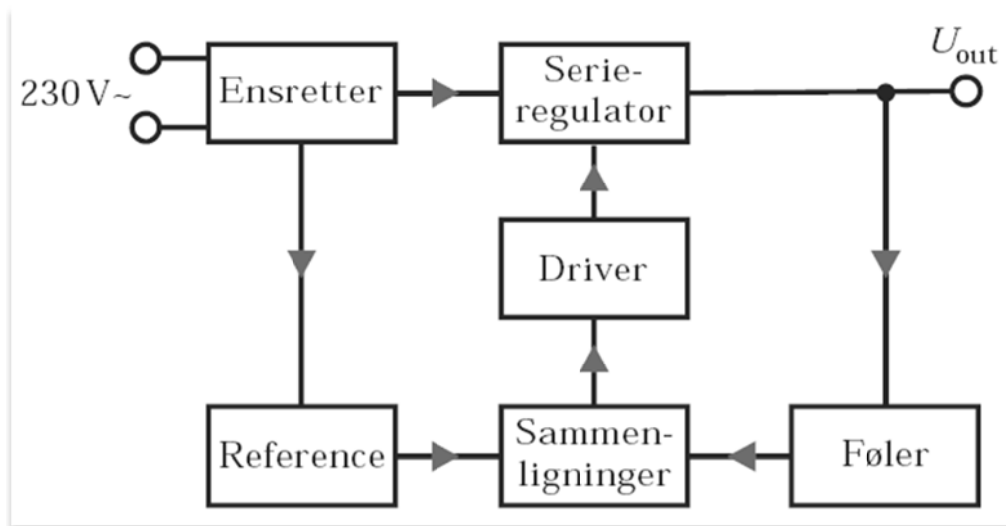
## Serieregulator.

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



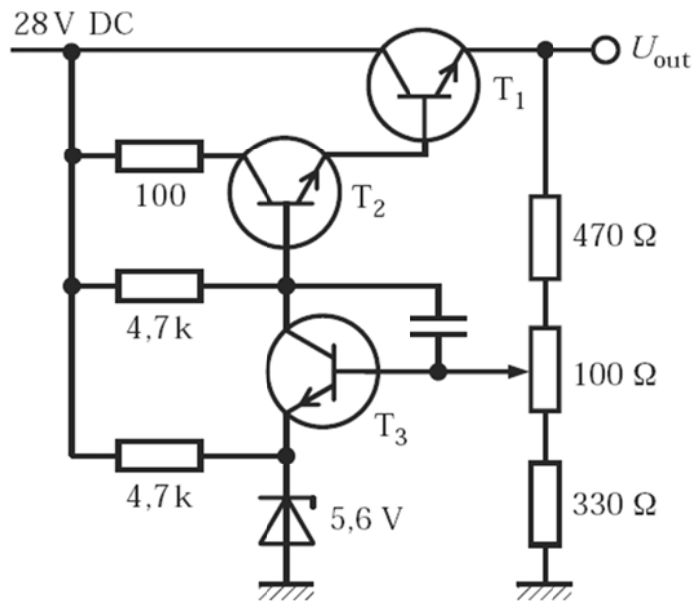
*Principdiagram af serieregulator.*

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



*Blokdiagram for en serieregulator.*

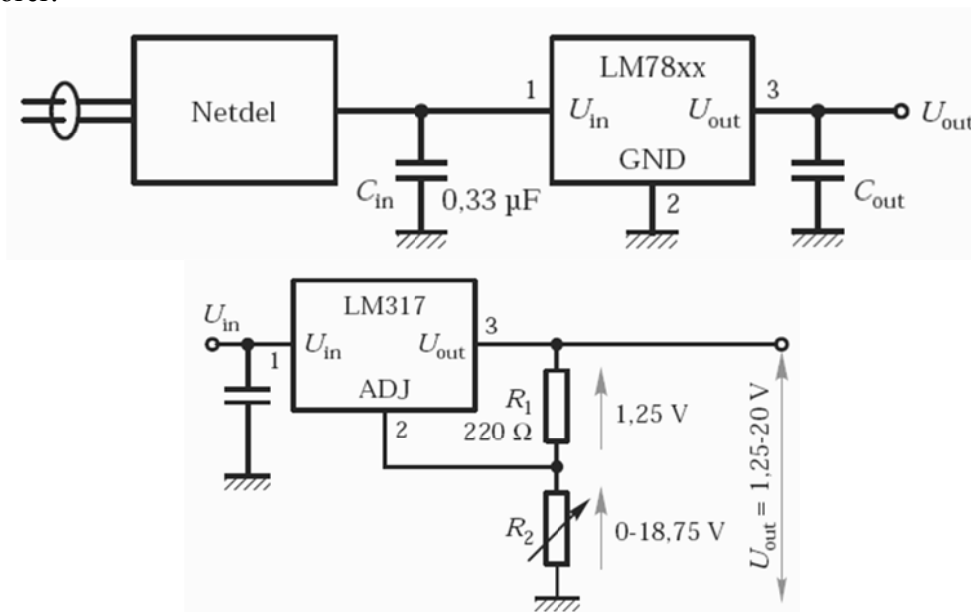
I en traditionel power-supply kan seriestabiliseringen være udført med diskrete komponenter.



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

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

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



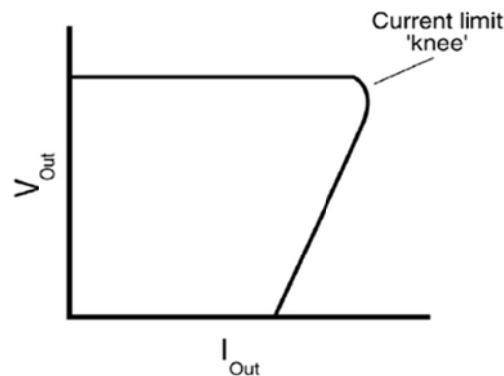
Eksempler på integrerede parallelregulatorer.

## Sikringskredsløb.

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

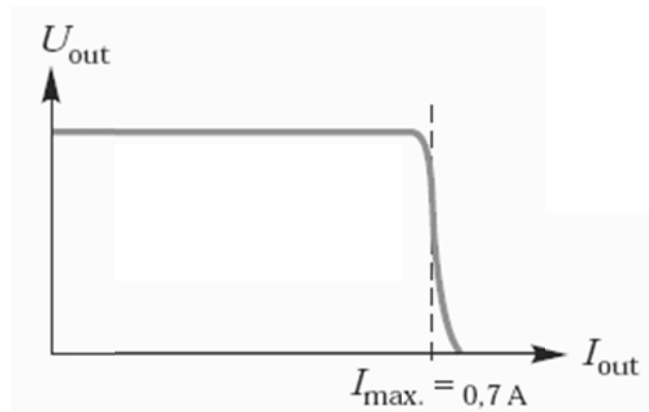
Et sådan kredsløb kaldes strømbegrænser med fold-back. Har kredsløbet været aktiveret, er det nødvendigt at nedsætte strømforbruget til under den forprogrammerede strøm.

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



*Karakteristik for en strømbegrænser med fold-back.*

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



*Karakteristik for en strømbegrænser uden fold-back.*

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

## 2. Switch-mode princippet

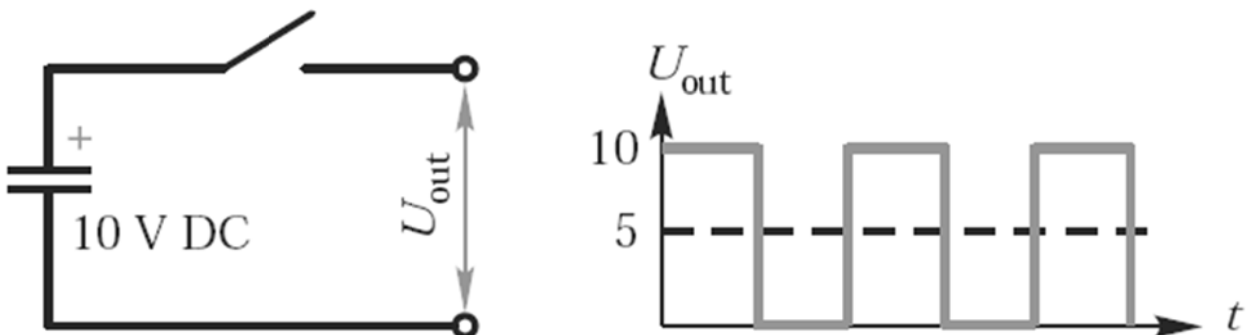
Switch-mode kan direkte oversættes til 'kontakt metode' Navnet kommer af at en switch-mode-regulator er opbygget omkring en kontaktfunktion.

### Tiddeling.

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

### Udglatning og filtrering.

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



*Switch-mode princip.*

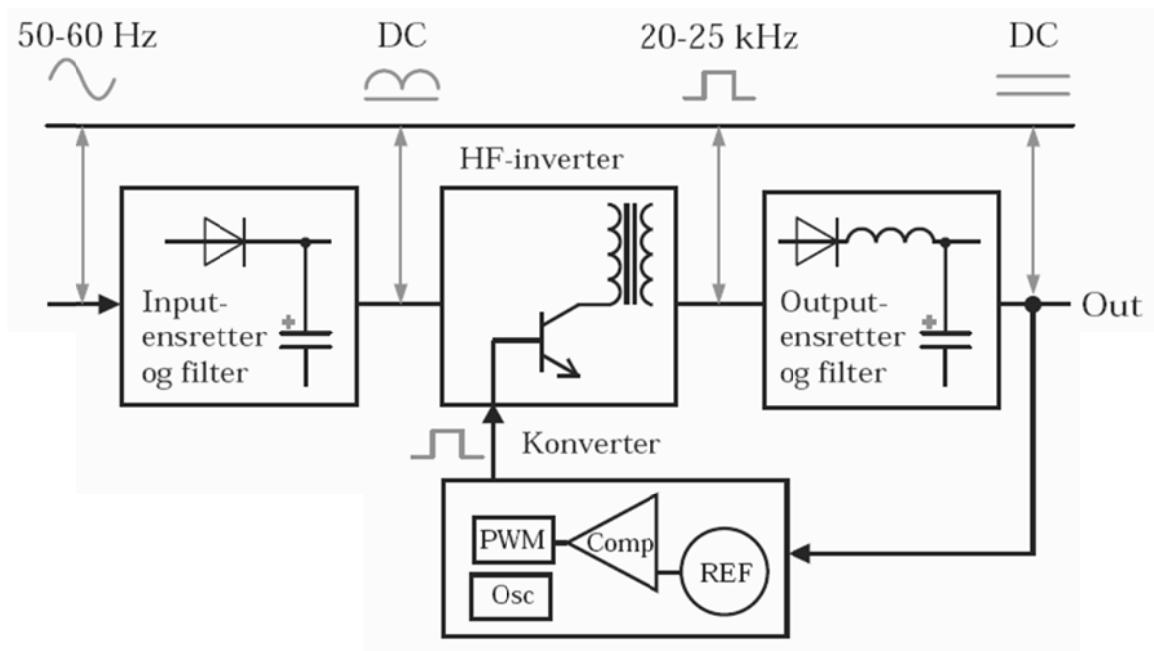
### Opbygning.

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



## **Blokdiagram.**

Blokdiagrammet for en power-supply efter switch-modeprincippet kan godt sammenlignes med det, vi så for en lineær power-supply. Men indholdet af de enkelte blokke er derimod noget anderledes. Et forenklet blokdiagram kan se således ud:



### **Ensretter og filter.**

Den første blok er ensretter og filter. Den har som sædvanlig til formål at omsætte AC-spænding til DC-spænding. Opbygningen er helt traditionel. Bemærk, at man ofte ensretter netspændingen direkte uden nogen nedtransformering.

### **HF switch og power transformer.**

DC-spændingen tilføres nu »hjertet« i SMPS'en, nemlig HF-switchen. Den »banker« eller hakker DC-spændingen i stykker med en frekvens på 20 kHz op til 4000 kHz. Det er også her, at indgangsspændingen transformeres op eller ned til det niveau, der ønskes. Dette kan gøres på flere forskellige måder, men fælles er, at transistoren kører helt ON og OFF. Der afsættes derfor kun en meget ringe effekt i transistoren i modsætning til serieregulatoren i den lineære power supply. Ud af switchen og power transformerens kommer en firkant-lignende spænding overlejret med en del støj. Denne spænding ensrettes og filtreres i udgangsensretteren og filterblokken. Nu ligger der en rimelig pæn DC-spænding på udgangen.

### **Kontrolløbsløb.**

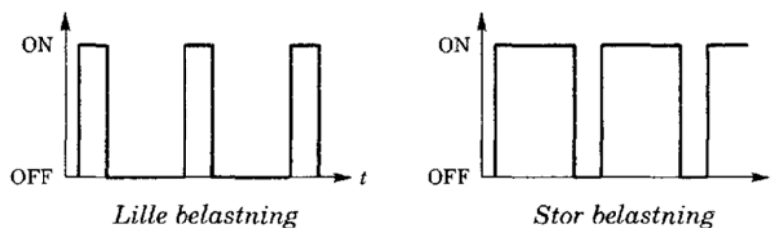
Ligesom i den lineære power supply er det nødvendigt at have en reguleringsenhed for at holde udgangsspændingen konstant. Denne regulering foretages i kontrolblokken. En komparator

sammenligner udgangsspændingen med en referencespænding, og resultatet styrer en firkantgenerator, der giver switchtransistoren dens signal. Når der skal reguleres, sker det ved, at reguleringsblokken ændrer på firkantgeneratorens frekvens eller pulsbredde og dermed den energiladning, der vil være i spolen/transformatoren.

Pulsbredde-modulation, forkortet PWM (Puls With Modulation), handler ganske enkelt om at styre pulstiden i forhold til hele periodetiden. Det bliver derfor duty cyclen, som påvirkes.

Ved en lille belastning af SMPS'en skal der ikke omsættes så megen energi i konverteren.

Switchtransistoren kan derfor nøjes med at lede i korte tidsrum. Når belastningen stiger, må den lede i længere tid for at forsyne belastningen med energi, uden at udgangsspændingen falder. Derfor sørger reguleringen for at gøre pulsbredden større.

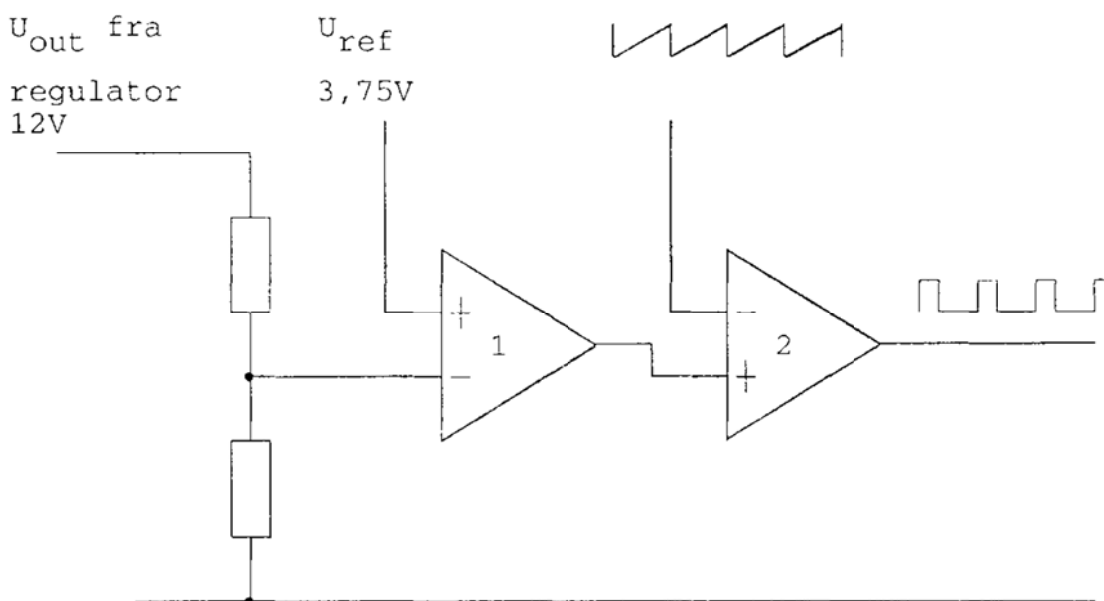


Føleren er ofte traditionelt opbygget som en spændingsdeler med to eller flere modstande. Referencen kan være en zenerdiode. Ofte ses reference og sammenligner sammenbygget i en IC.

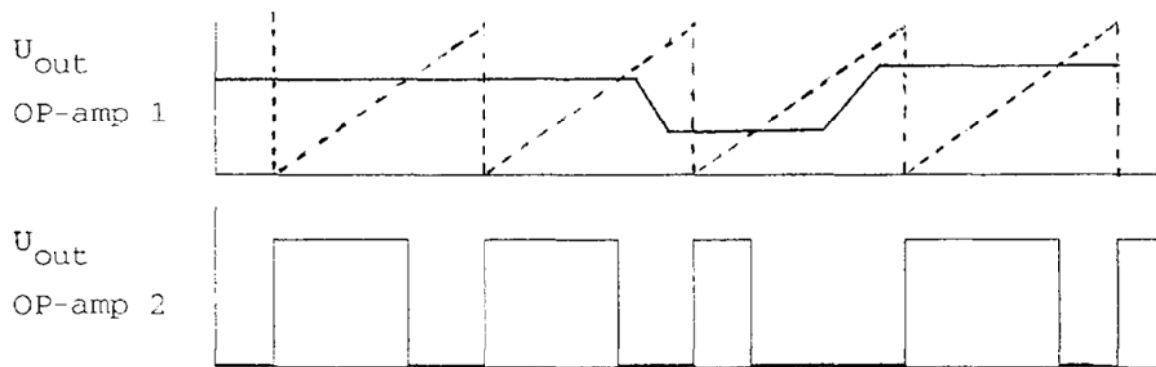
Sammenligner skal på vanlig vis sammenligne to DC-spændinger, referencespændingen og udgangsspændingen via følerkredsløbet. Resultatet af sammenligningen afleveres som en firkantimpuls, der skal styre driver og serietransistor.

### Pulsbreddemodulator.

Pulsbreddemodulatoren omsætter spændingsvariationer til variationer i et puls-pauseforhold.



Principdiagram af pulsbreddenmodulator.



*Pulsdiagrammer for pulsbreddemodulator.*

### **Virkemåde:**

Operationsforstærker 1 får tilført den interne referencespænding på 3,75V (typ.) på plus-indgangen. Udgangsspændingen fra switch-mode forsyningen føres til minus-indgangen via føleren, en spændingsdeler dimensioneret således at spændingen til operationsforstærkeren bliver 3,75V (=referencespændingen), når udgangsspændingen er 12V.

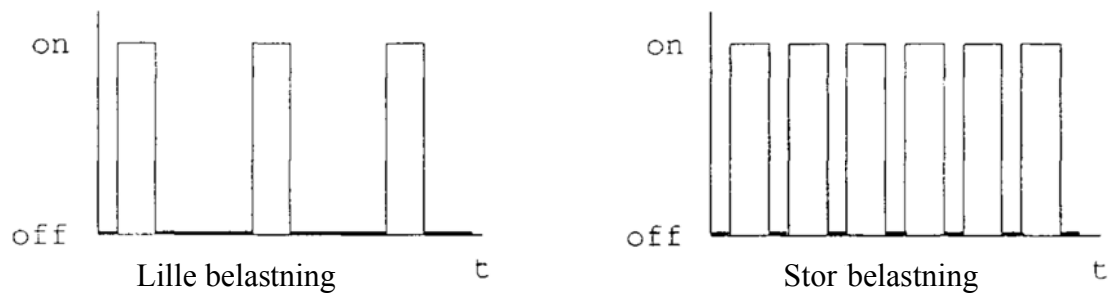
Hvis udgangsspændingen falder, falder følerspændingen tilsvarende og afviger dermed fra referencespændingen. Denne afvigelse forstærkes i operationsforstærkeren, hvis udgang er tilsluttet plus-indgangen på operationsforstærker 2.

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

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

## Frekvens-modulation.

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



*Styring af serietransistor med frekvensmodulation.*

### 3. Sekundær switch-mode powersupply.

#### Filtrering.

Vi vil nu koncentrere os om HF-inverteren og det efterfølgende filter. Der findes grundlæggende to principper:

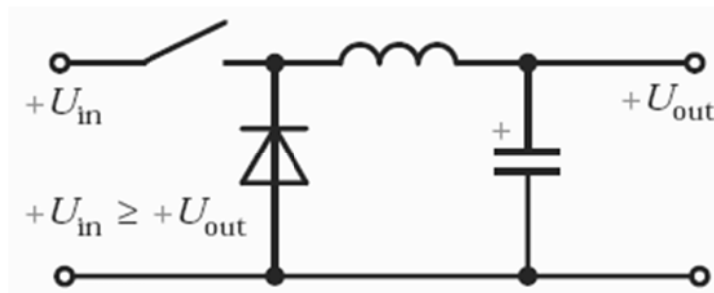
- **Buck** princippet, også kaldet **step-down**. Kan kun lave en spænding, der er lavere end indgangsspændingen.
- **Boost** princippet, også kaldet **step-up**. Kan lave en spænding, der er højere end indgangsspændingen.

Ofte kombineres de to principper, og derved opstår der en tredje type:

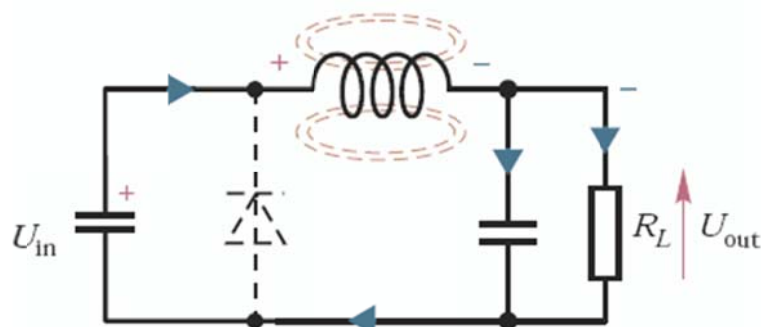
- **Fly-back** eller **Buck-Boost**. Den kan både regulere ned og op. Kan også lave en udgangsspænding med modsat polaritet af indgangen.

#### **Step-down eller Buck-konverteren.**

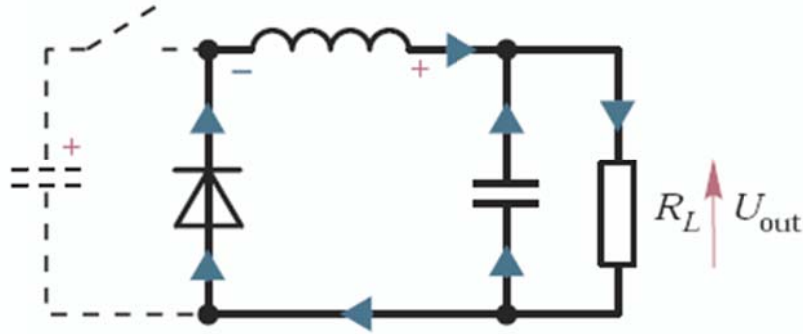
I step-down konverteren afleveres der energi til  $L$ ,  $C$  og  $RL$ , når switchen er sluttet. Konverteren kan kun aflevere en spænding, der er lavere end indgangsspændingen. Det er altså en »step-down« konverter.



Når kontakten er sluttet, er dioden forspændt i spærretretningen. Strømmen vil derfor løbe igennem spolen til kondensatoren og belastningen. Når der løber strøm i en spole, opstår der et magnetfelt omkring den. Det er spolens måde at gemme energien på.



Når switchen afbrydes, vil spolen søge at opretholde strømmen. Den vil derfor selv inducere en spænding med modsat polaritet, for at opretholde spolestrømmen og dennes retning. Energien kommer fra magnetfeltet, som nedbrydes. Derved forspændes dioden i lederetningen, og spolen kobles parallelt med kondensatoren, og de afgiver begge energi til belastningen.



I praksis er switchen erstattet af en transistor, f.eks. en MOSFET, eller en bipolar transistor som styres af et styrekredsløb, som igen sammenligner med udgangsspændingen.  
Duty cycle:

$$D = \frac{t_{on}}{T} ; \text{ hvor } T = t_{on} + t_{off}$$

Udgangsspændingen vil direkte være afhængig af pulstiden i forhold til periodetiden:

Pulsplanen herunder viser forløbet:

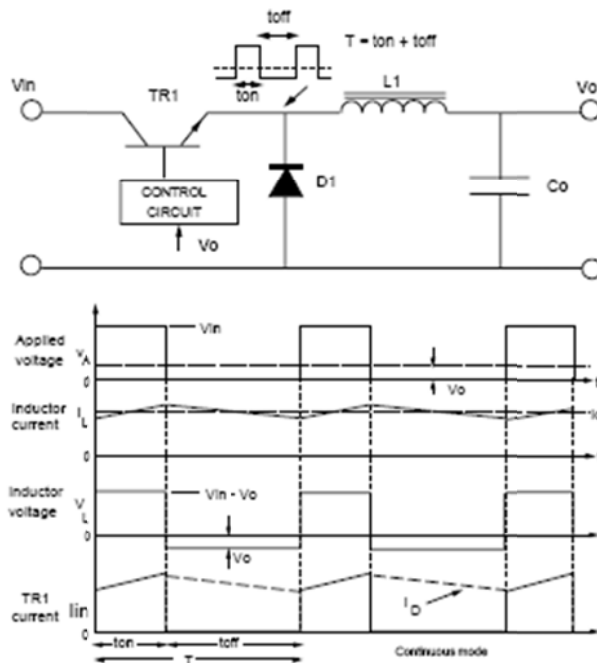
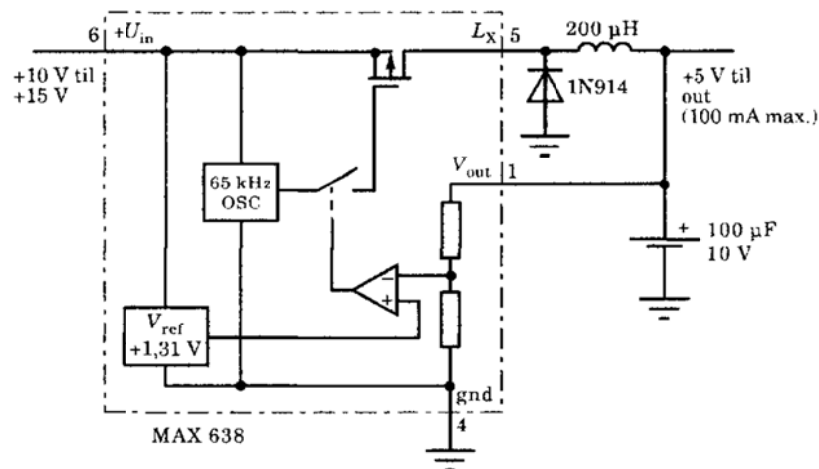


Fig. 2 Buck Regulator (step-down).

Switch-transistoren styres ON og OFF af styrekredsløbet med en bestemt frekvens. Når transistoren er ON, oplades kondensatoren og spolen.

Vi forestiller os, at kondensatoren er opladet til den ønskede udgangsspænding. Transistoren er OFF, og belastningen er i gang med at aflade kondensatoren. Udgangsspændingen kobles tilbage til styrekredsløbet, som, næste gang transistoren styres ON, holder transistoren ON netop så længe, at kondensatoren oplades til den ønskede udgangsspænding.

Kondensatoren kan opfattes som et »energi-svinghjul«, som udgletter den savtandformede ripple.

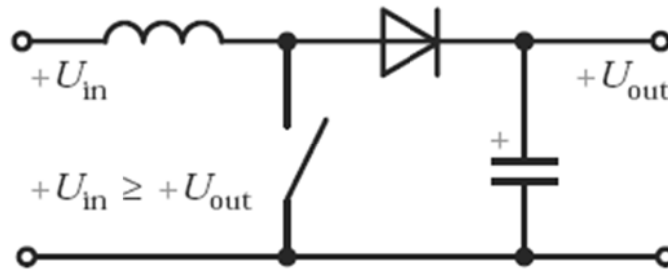


Herover er vist et praktisk eksempel på en lille  $+5\text{ V}$  regulator MAX638 fra Maxim. Foruden IC'en skal der kun bruges en diode, en spole og en kondensator. Tilføjer man en spændingsdeler, kan spændingen endda gøres variabel. Switch-frekvensen er her  $65\text{ kHz}$  og giver en effektivitet på hele  $85\%$ !

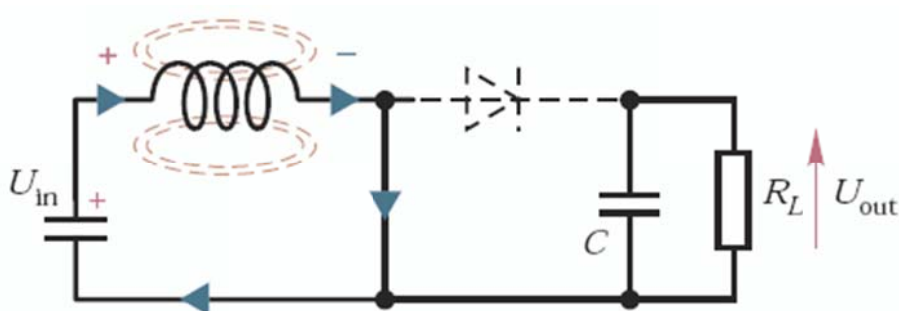
## Step-up eller Boost-konverteren

Boost-konverteren er i stand til at »booste« eller forøge udgangsspændingen i forhold til indgangsspændingen.

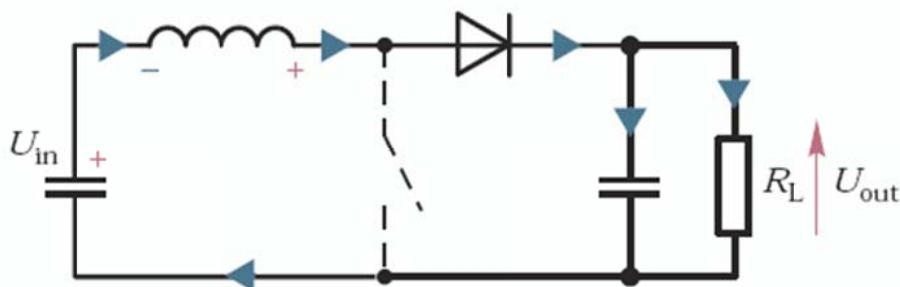
Virkemåden er lidt mere kompliceret: Energien oplagres først i spolen, for derefter, når kontakten åbnes, at blive overført til kondensatoren sammen med indgangsspændingen, således at udgangsspændingen vil blive større end indgangsspændingen.



Når kontakten er sluttet, spærrer dioden, og der er ingen forbindelse imellem ind- og udgang. Kondensatoren forsyner alene belastningen med energi, alt imens strømmen vokser op i spolen, hvorved den bygger sit magnetfelt op. Dioden forhindrer, at kondensatoren aflades bagud gennem kontakten.



Når kontakten afbryder, vil spolen søge at opretholde strømmen. Spolen vil derfor inducere en spænding med modsat polaritet over sig for at søge at opretholde strømmens størrelse og retning. Derved kommer dioden til at lede, og spolen afleverer sin energi til kondensatoren og belastningen. Kondensatoren var i forvejen ladet op til  $U_{in}$  og modtager nu en ekstra energiforsyning. Den bliver derfor ladet op til en spænding, der er højere end  $U_{in}$





Naturligvis kan man kun få samme effekt ud, som man tilfører. Det betyder, at jo højere man »booster« udgangsspændingen, jo mindre strøm er der til rådighed.

Kontakten kan være en bipolar transistor, men ofte anvendes en Power MOSFET pga. sin lille ON-modstand. Hvis skiftetiderne ellers er hurtige nok, vil det betyde en ringe afsat effekt i transistoren.

Pulsplanen herunder viser forløbet:

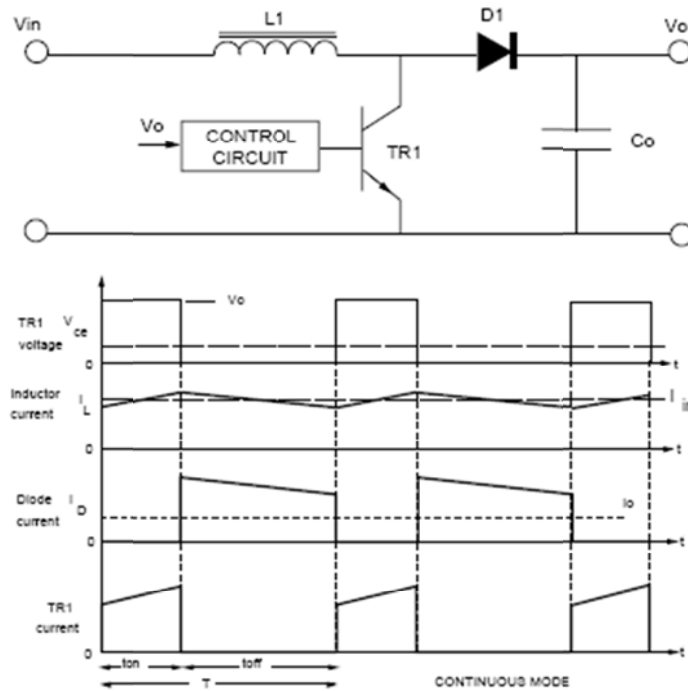


Fig. 3 Boost Regulator (step-up).

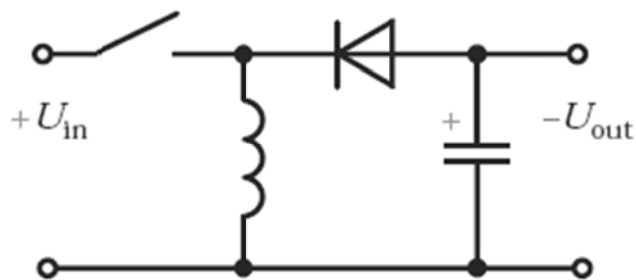
Duty cycle  $D$ :

$$D = \frac{t_{on}}{T} ; \text{ hvor } T = t_{on} + t_{off}$$

## Fly-back eller Buck-Boost

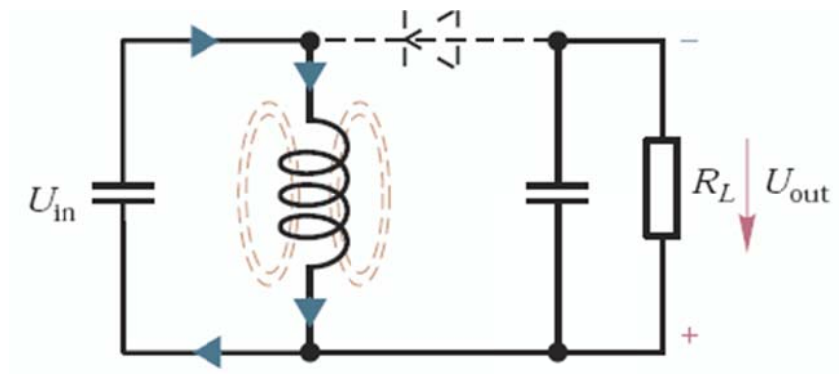
Transistoren er OFF, og belastningen er i gang med at aflade kondensatoren. Udgangsspændingen kobles tilbage til styrekredsløbet, som næste gang transistoren styres ON, holder transistoren ON netop så længe, at kondensatoren via energien i spolen oplades til den ønskede udgangsspænding.

Fly-back eller Buck-Boost-konverteren, der både kan regulere ned og op, bygger på en blanding af Buck- og Boost-koblingerne. Den vender samtidigt også polariteten af udgangsspændingen i forhold til indgangsspændingen.

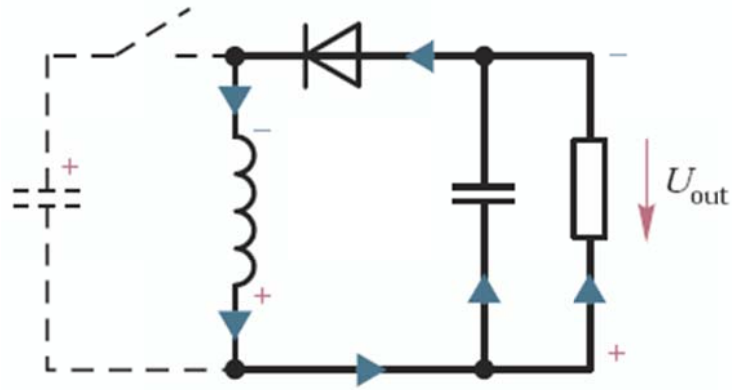


Denne kobling overfører kun den energi, der er mellemlagret i spolen, og energien afleveres til belastningen, når kontakten åbnes.

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



Når kontakten afbrydes, vil spolen søge at opretholde strømmens størrelse og retning. Den inducerer en spænding med modsat polaritet over spolen ved hjælp af energien fra sit magnetfelt. Derved forspændes dioden i lederetningen, og energien fra spolen overføres til kondensator og belastning. Pga. strømretningen vil polariteten på udgangen være modsat af polariteten på indgangen.



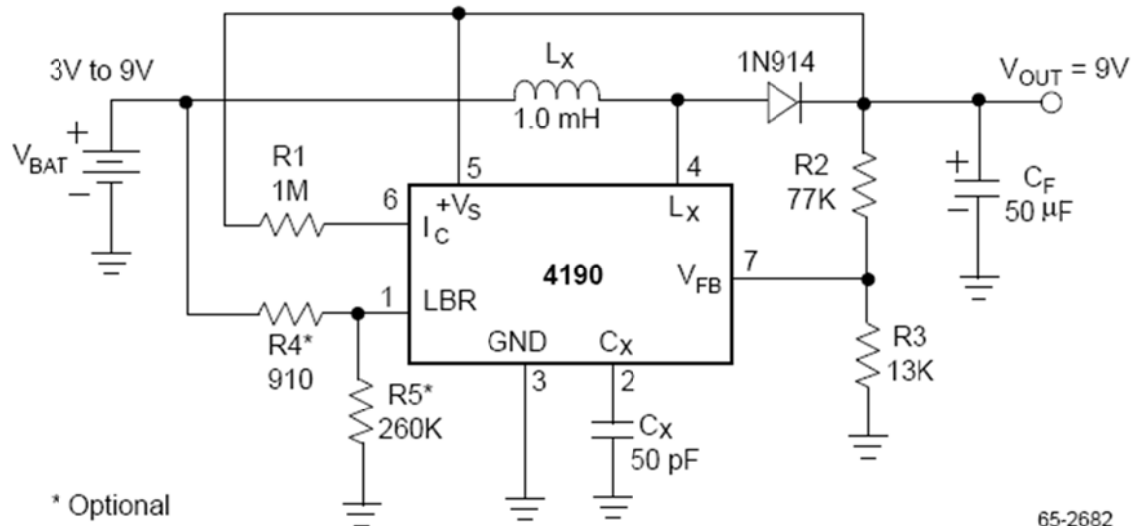
## 4. DC – DC konvertere.

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

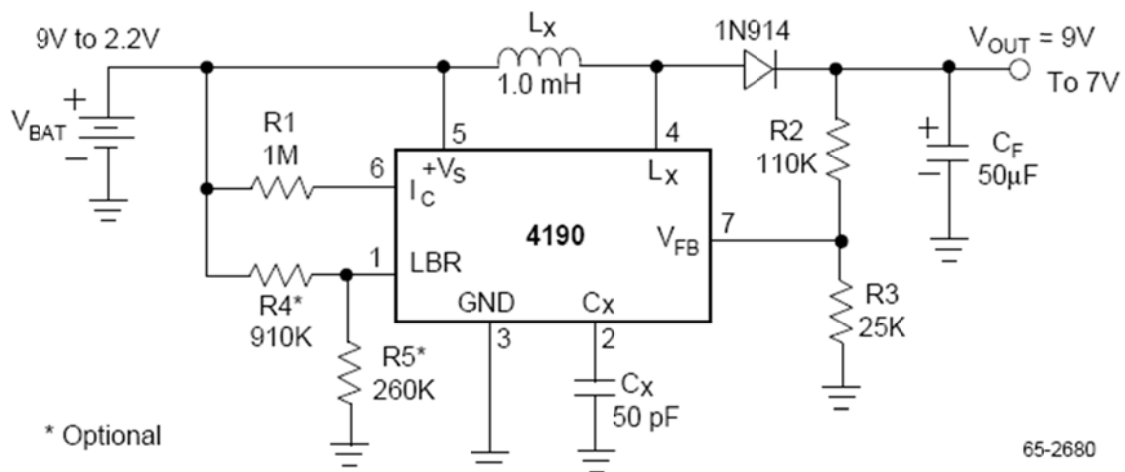
- **Ændring til højere spænding**
- **Ændring af polaritet**
- **Galvanisk adskillelse af to eller flere kredsløb**
- **Ændring til flere spændinger**
- **Kombinationer af ovennævnte**

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

I batteridrevet udstyr kan det også være meget nyttigt med en DC-DC-konverter. Er der brug for at indføre modifikationer, er man ikke nødvendigvis bundet af den valgte batterispænding, og ved konstruktion har man mulighed for at vælge f. eks. to 1,5 volts elementer (størrelse, pris) og så konvertere spændingen til den ønskede værdi. Herunder ses et par kredsløbseksempler med kredsen RC4190.



Eksempel på 3V - 9V -konverter.

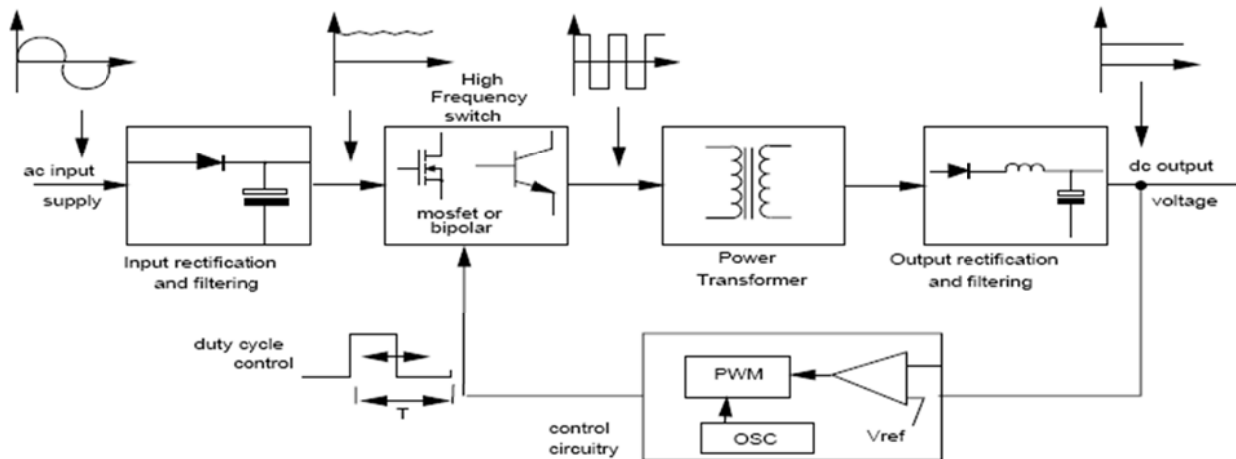


Kredsløb som holder batterispændingen.

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

## 5. Primær switch-mode powersupply.

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



Blokdiagram for primær switch mode power supply

### Transformerung.

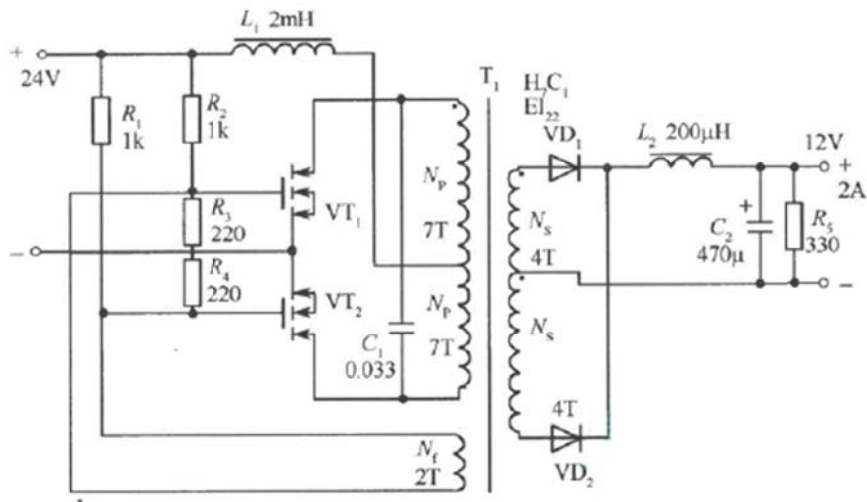
Til gengæld kommer transformeringen til at foregå ved en meget højere frekvens, hvilket medfører, at transformatoren kan udføres fysisk meget mindre end en traditionel 50Hz-transformator.

### Flere udgangs spændinger.

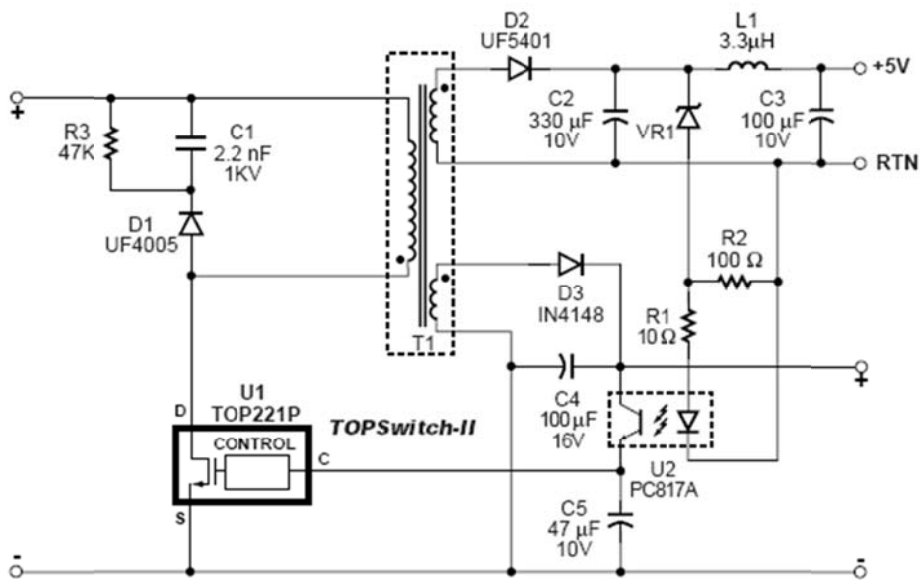
Transformatoren skal selvfølgelig sørge for at udgangsspændingen får den rette værdi, og i tilgift får man mulighed for at få flere separate udgangsspændinger, ved at udruste transformatoren med et tilsvarende antal separate sekundærviklinger.

## Galvanisk adskillelse.

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



*Eksempel på induktiv tilbagekobling*



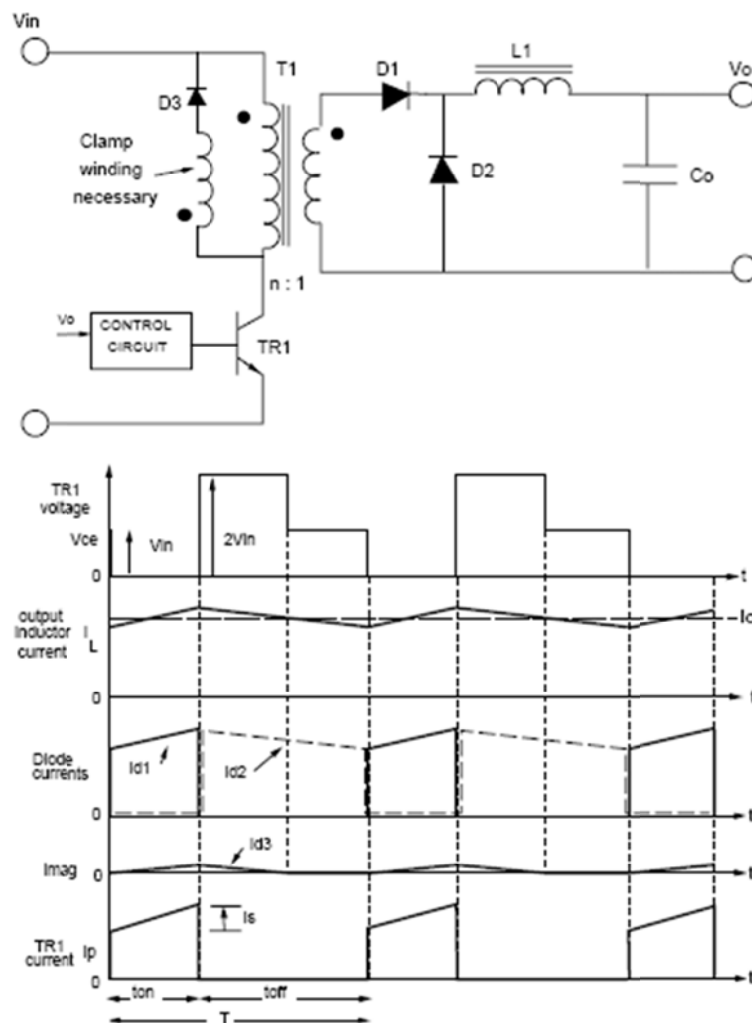
*Eksempel på optisk tilbagekobling*

## Filtrering.

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

### **Feed-forward-converter.**

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



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



## Virkemåde:

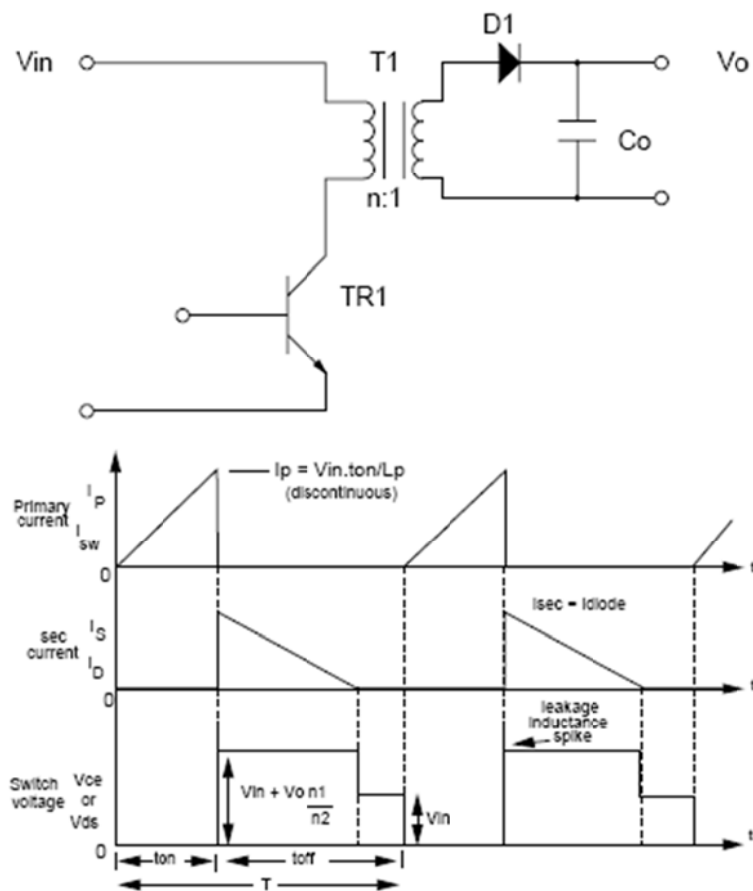
Når Q1 går on vokser strømmen op i primærviklingen. Sekundærviklingen har samme fase som primærviklingen og sekundærstrømmen vokser op i samme retning gennem D1. Derved opbygges strømmen også i spolen og energi oplagres i denne. D2 er forspændt i spærreretningen.

Når Q1 går off, inducerer transformatoren en modsat polariseret spænding over såvel primær som sekundær vikling. D1 forspændes i spærreretningen og D2 i lederetningen. Spolen ligger nu parallelt med kondensator og belastning og afgiver sin energi.

D3 og den tredje vikling på transformatoren, som har samme vindingetal som primærviklingen, hindrer DC-magnetisering af kærnen, ved at returnere transformatorens magnetiske energi til indgangen.

## **Fly-back-converter.**

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



*Eksempel på primær-switched fly-back--converter, med pulsediagrammer.*

## Virkemåde:

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

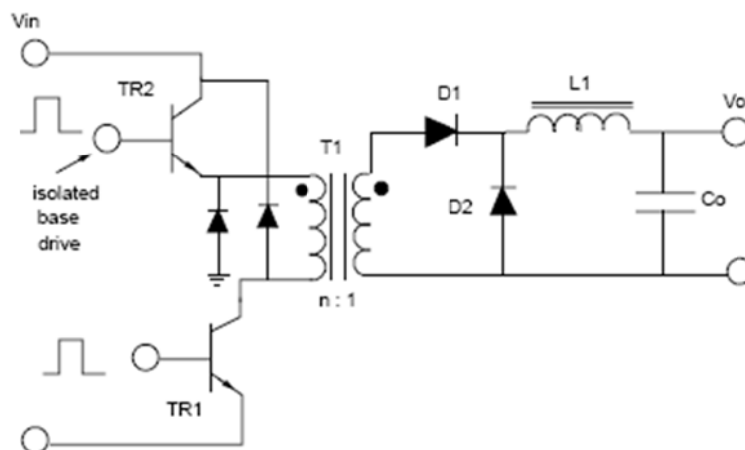
## Variationer.

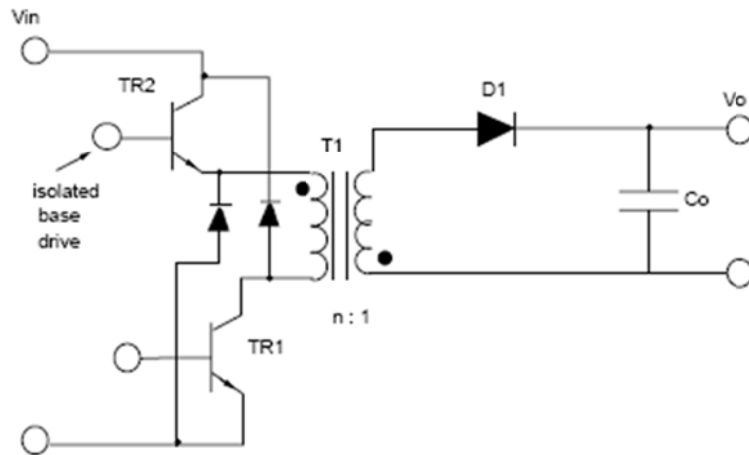
Oftentimes møder man switch-mode-regulatorer, som ikke umiddelbart ser ud som de viste eksempler. Ved nærmere iagttagelse viser det sig dog ofte, at det drejer sig om variationer over samme tema, opstået fordi konstruktøren har ønsket at tage specielle hensyn.

To-transistor converter.

De store kollektor-emitterspændinger switch- transistorerne udsættes for, er årsagen til, at man til tider støder på en variant, hvor spændingen fordeles over to transistorer.

To-transistor-princippet kan anvendes i feed-forward, såvel som fly-back-konverteren.



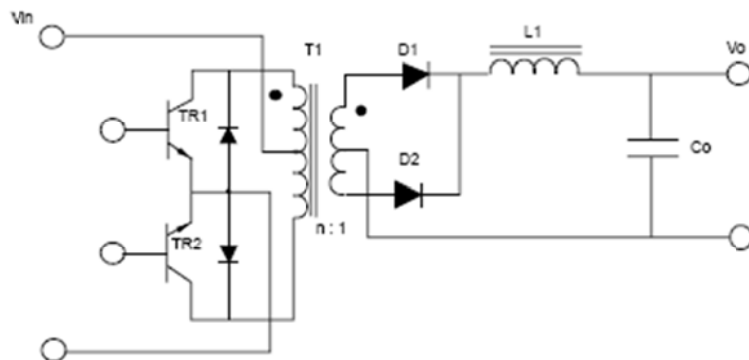


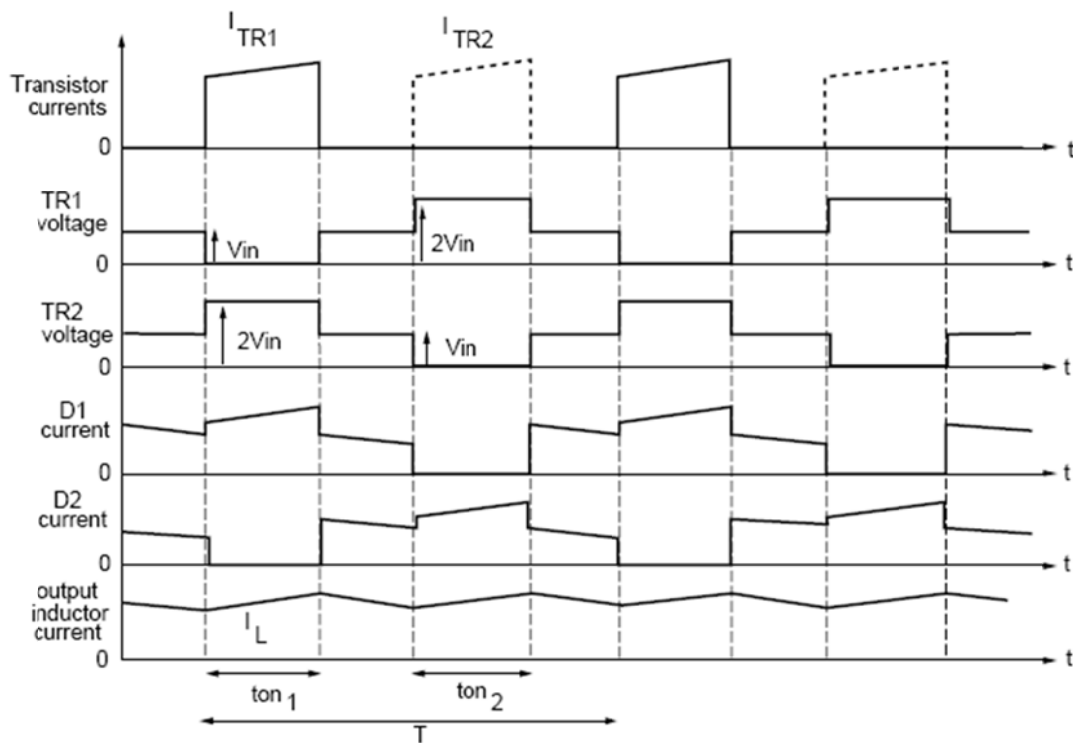
*To-transistors fly-back-converter.*

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

#### Push-pull converter.

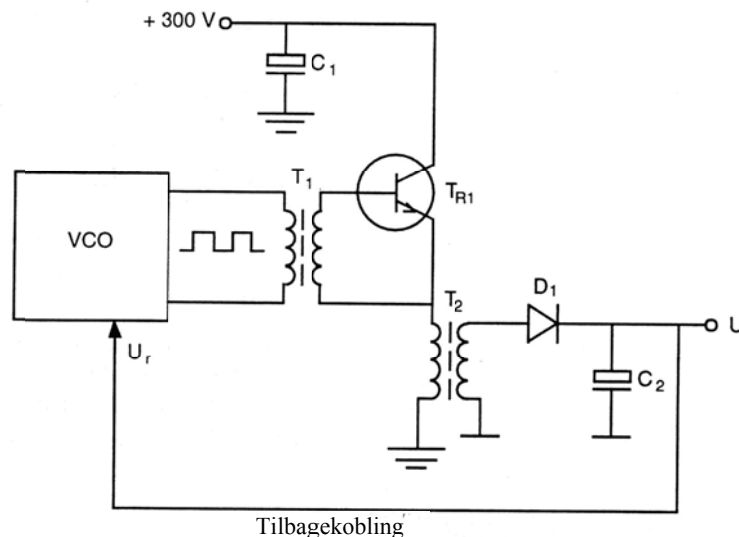
I push-pull converteren er der også to switch-transistorer, men her arbejder de i modfase. Det er her meget vigtigt at dutycycle ikke overskrider 0,5, eller 50 % da det vil forårsage, at transistorerne vil være on samtidig og dermed overbelastes.





Eksempel på push-pull-converter, med pulsdigrammer.

### Styring med VCO.

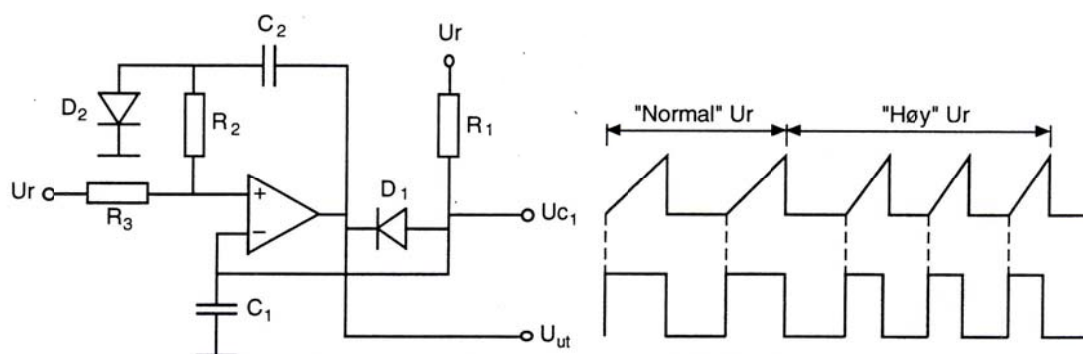


Eksemplet viser et principdiagram af en SMPS, hvor en spændingsstyret oscillator (VCO) leverer styreimpulser til TR1. Netspændingen er ensrettet og bliver tilført kollektoren på TR1. Den normale spænding er ca. 300V. Når transistoren leder, stiger emitterspændingen til ca. 300V og denne spænding tilføres spolen  $L_1$ . Strømmen i spolen stiger lineært. Når transistoren blokeres ændrer magnetfeltet i spolen retning. Dioden  $D_1$  på sekundærsiden leder og oplader kondensatoren  $C_2$ . Spændingen over kondensatoren afhænger af hvilken frekvens transistoren styres med. Da strømforsyninger er opbygget med en transformator, er apparatet galvanisk adskilt fra nettet

## Regulering:

Blokken som er mærket VCO i principdiagrammet ses på næste side som principdiagram. Styringen af TR1 er bygget op omkring en savtandoscillator (rampegenerator) hvor kondensatoren  $C_1$  bliver opladet gennem  $R_1$ . Over kondensatoren dannes der en savtandformet spænding som tilføres den inverterende indgang på en operationsforstærker. Når niveauet bliver højere på minusindgangen end på plusindgangen, går udgangen lav, og  $C_1$  aflades hurtigt gennem  $D_1$ . Operationsforstærkeren har positiv tilbagekobling gennem  $C_2$  og  $R_2$  og når  $C_1$  er afladet, gentages processen.

Der er to faktorer der kan bestemme oscillatorfrekvensen:



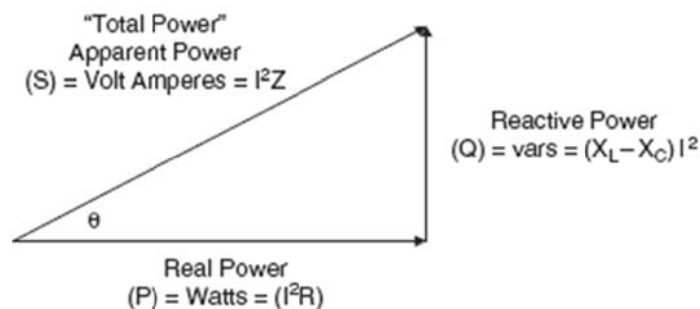
Frekvensen aftager hvis plusbenet på operationsforstærkeren går positivt. Via  $R_3$  kommer der en reguleringspænding, og når denne spænding falder, øges frekvensen på signalet fra oscillatoren og udgangsspændingen bliver stabiliseret.

Hvis ladespændingen som kommer via  $R_1$ ,  $U_r$  bliver større stiger hældningen på savtandspændingen og frekvensen stiger. Hvis  $U_r$  er et resultat af netspændingen, vil en stigende netspænding betyde en stigende frekvens, og en stabilisering af udgangsspændingen. Hvis  $U_r$  er en tilbagemelding fra  $U$  er virkningen den samme.

## 6. Power Factor Correction (PFC).

### Hvad er Power Factor?

Power Factor (PF) defineres som forholdet mellem ”reel effekt” (P) og ”tilsyneladende effekt” (S), eller Cosinus til fasevinklen mellem spænding og strøm, ved rent sinusformede kurveformer. PF kan variere mellem 0 og 1, og kan være enten induktiv eller kapacitiv. For at kompensere for en induktiv belastning kan man derfor indsætte en kapacitet af passende størrelse og dermed gøre PF = 1. Hvis spændings- og strømkurven er i fase bliver PF = 1. ( $\cos(0^\circ) = 1$ ) Hele formålet med at gøre PF lig 1 er at få belastningen til at se ud som en rent ohmsk belastning.



Figur 1. Power Factor trekanten (induktiv)

”Reel effekt” (Watt) producerer rigtigt arbejde: Watt er den komponent der overfører energien.

”Reaktiv effekt” er den effekt der er nødvendig for at opbygge de magnetiske felter der er nødvendige for at f.eks. en elmotor kan udføre ”reelle” arbejde.

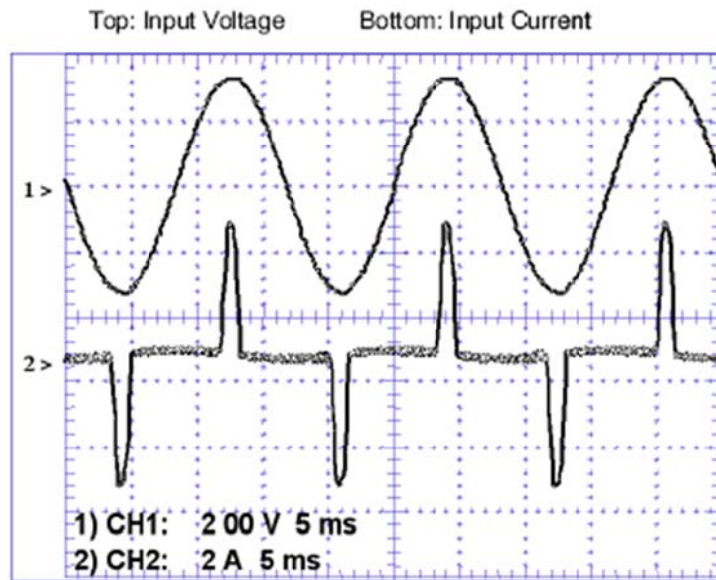
”Tilsyneladende effekt” er den totale effekt som elværkerne producerer. Denne ”totale energi” fremsendes til elforbrugerne gennem ledningsnettet, for at forsyne dem med tilstrækkelige mængder af ”reel” energi.

Den tidligere nævnte formel:  $PF = \cos(\text{fasevinkel})$  gælder kun ved rent sinusformede strøm- og spændingskurver. De fleste strømforsyninger trækker dog ikke sinusformede strømme, og når strømmen ikke er sinusformet, men spændingen er, kommer PF til at bestå af to faktorer:

1. ”displacement factor” der relaterer til fasevinklen og
2. forvrængnings-faktor der relaterer til kurveform.

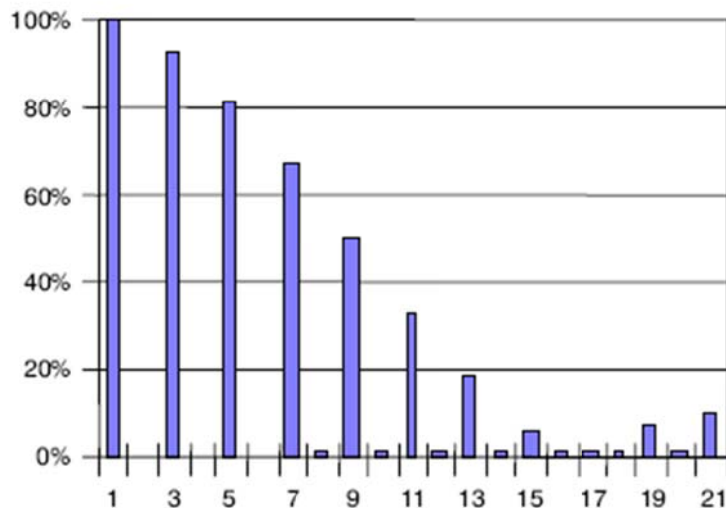
Formålet med PFC kredsløbet er altså at minimere forvrængningen af strømmens kurveform, og få strømmen til at være i fase med spændingen.

Hvis  $PF \neq 1$  følger strømmens kurveform altså ikke spændingens. Det resulterer ikke alene i effekttab, men kan også producere harmoniske svingninger der gennem ledningsnettet kan udbrede sig til andre tilsluttede apparater. Jo tættere PF er på 1 jo færre harmoniske frekvenser opstår der fordi hele energien indeholdes i grundfrekvensen (netfrekvensen).



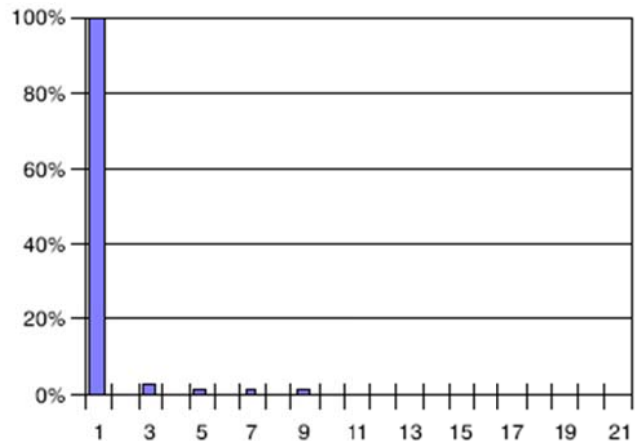
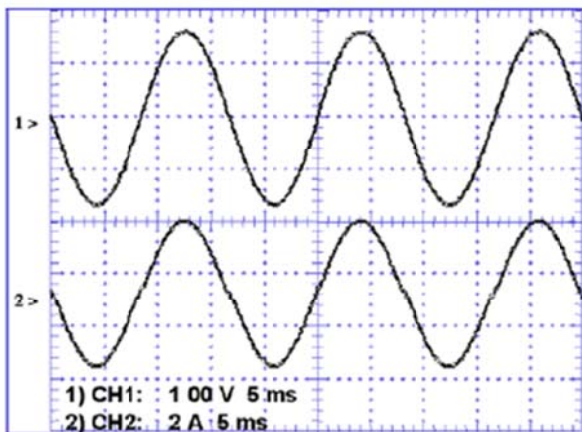
Figur 2. Måling på en typisk Switched-mode Power Supply uden PFC

Det fremgår af figur 2, at strømmen og spændingen er i fase, men at strømpulserne i forhold til spændingspulserne er kraftigt forvrængede. Tidsmæssigt udgør de kun mellem 10 % og 20 % af den samlede tid. Det betyder at strømmen i pulserne er 5 til 10 gange middelstrømmen der aftages fra lade-kondensatoren. Power factor for den viste strømforsyning er ca. 0,6.



Figur 3. Måling af indhold af harmoniske på strømforsyningen fra Fig. 2

Figur 3 viser indholdet af harmoniske oversvingninger som følge af disse voldsomme strømpulser. Grundfrekvensen (i dette tilfælde 60 Hz) er angivet som 100 % og for de efterfølgende harmoniske er amplituden angivet i % af denne. Det kan bemærkes at de lige harmoniske er næsten usynlige. Det skyldes at der ikke er fasedrejning mellem strøm og spænding.



Figur 4. Målinger på en strømforsyning med næsten perfekt PFC

Figur 4 viser inputtet fra en strømforsyning med næsten perfekt power factor correction. Strømkurven er næsten en kopi af spændingskurven både i form og fase. Det kan ses at de harmoniske næsten ikke er målbare. Man kan altså konstatere ud fra de viste kurver at der er en sammenhæng mellem harmonisk forvrængning og en høj power factor. Vi har dog tidligere set at selv om begge kurver er perfekt sinusformede har fasen mellem strøm og spænding også stor indflydelse på power factor.

### Power Factor Correction typer.

Målingerne i figur 4 er foretaget på en strømforsyning med aktiv Power Factor Correction med en relativt kompleks IC til styring af strømkurvens form. Dette er en meget populær type PFC i moderne strømforsyninger, men der er langt fra den eneste metode.

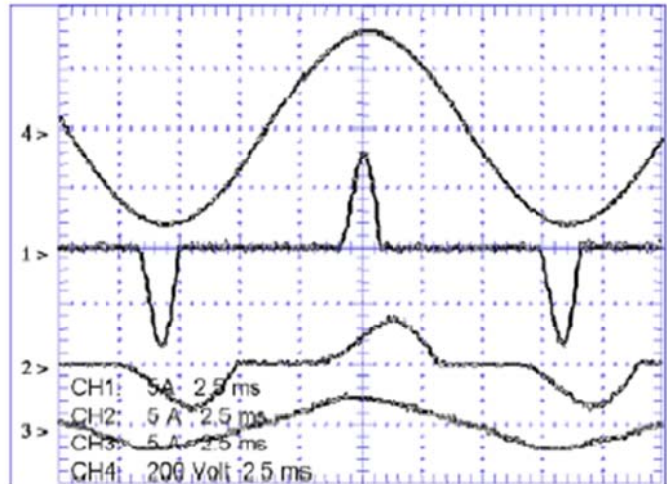
Der er ingen regler for hvordan man opnår den ønskede power factor correction. Enhver metode der kan opfylde kravene i de gældende regulativer er OK.

Det viser sig at en enkelt spole, indsat i kredsløbet hvor den aktive PCF normalt er placeret, kan være tilstrækkelig til at opfylde kravene. En tilpas stor spole vil reducere spidsstrømmene og vil sprede strømtrækket tilstrækkeligt til at reducere den harmoniske forvrængning så den kan opfylde de stillede krav. Spolerne har den ulempe at størrelsen gør at de ikke er anvendelige i strømforsyninger med et output større end ca. 250W.



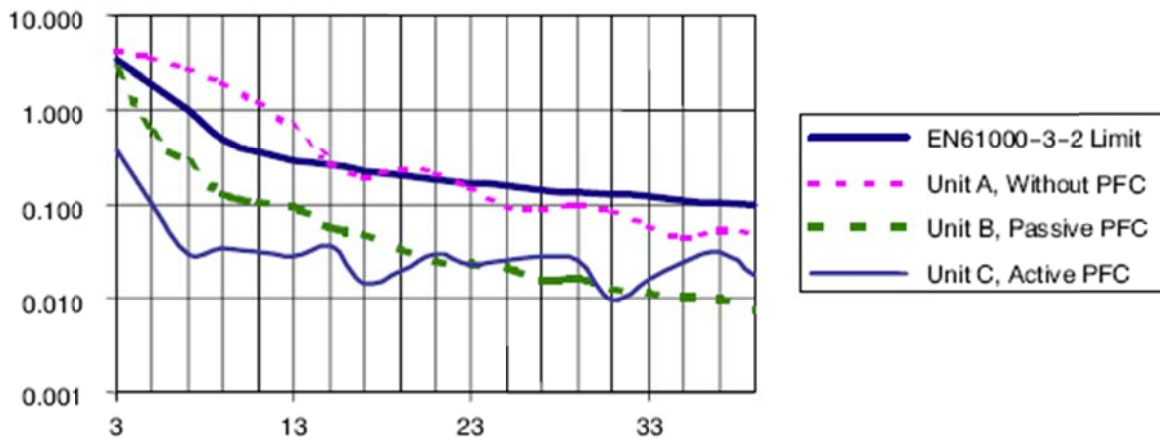


- Waveforms: 1. Input current with no PFC  
2. Input current with passive PFC  
3. Input current with active PFC  
4. Input voltage



Figur 5. Målinger på PC strømforsyninger med forskellige PFC typer (ingen, passiv og aktiv)

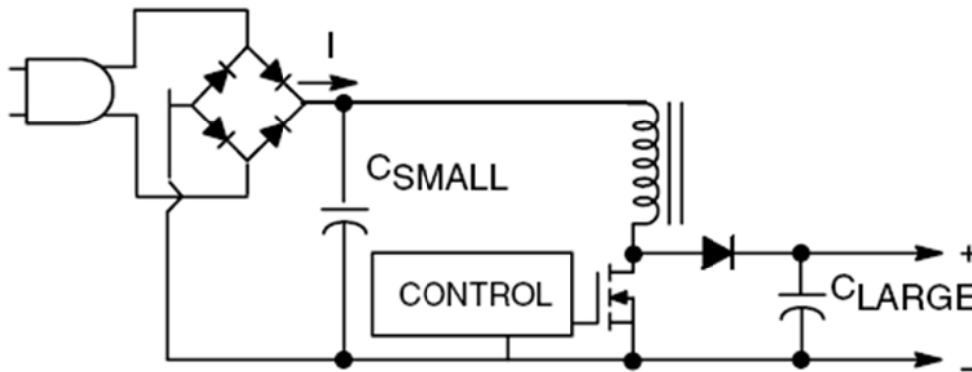
Figur 5 viser input karakteristik for 3 forskellige strømforsyninger på 250W. Strømmene er målt ved samme indstilling: 5A/inddeling.



Figur 6. Harmoniske svingninger målt på 3 PC strømforsyninger. Vist i forhold til EN61000-3-2

Figur 6 viser de samme 3 strømforsyninger sammenlignet med kravene for EN61000-3-2 normen. Det ses at den passive power factor correction kun lige overholder kravene for dæmpning af den 3. harmoniske.

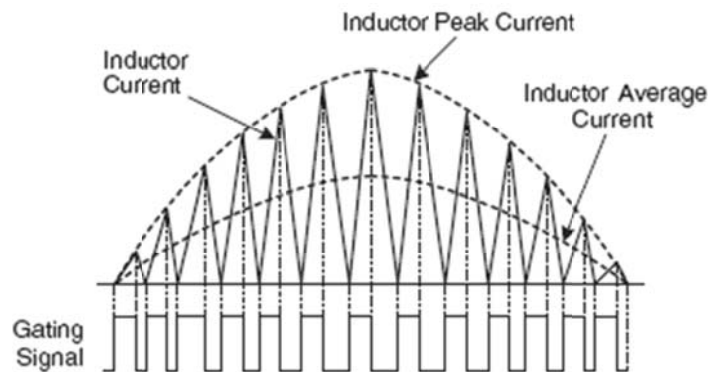
En af de mest almindelige måder at anvende aktiv PFC på er at anvende en boost konverter mellem ensretteren og ladekondensatoren som vist på nedstående figur.



Figur 7. PFC boost pre-regulator.

### Discontinuous mode.

Der er to forskellige måder at lave aktive PFC'er på: Continuous og discontinuous. Discontinuous betyder at Mosfet transistoren bliver styret ON når spolens strøm når nul, og styres OFF når spændingen når den ønskede input spændingsreference. (Se figur 8.)



Figur 8. Eksempel på Discontinuous mode kurveformer

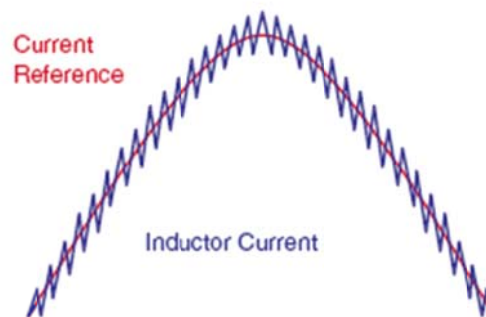
På denne måde følger input strømkurven indgangsspændingen og derved opnås en power factor tæt på 1.

Discontinuous måden kan bruges i strømforsyninger op til ca. 300W. I sammenligning med continuous metoden bruges større spoler og der er større tab på grund af større variation i spolestrømmen. Ved større strømforskel er der også behov for bedre indgangsfiltre. Fordelene ved discontinuous er simplere kredsløbsopbygning og da switch-transistoren går ON når spolestrømmen er nul er der ingen reverse recovery strøm i boostdioden, hvilket gør at der kan benyttes billigere dioder.

## Continuous mode.

Bruges typisk i Switch-mode Power Supplies over 300W. I denne type PFC styres Mosfet switchen ikke ON mens spolestrømmen er nul. Rent faktisk når spolens strøm på intet tidspunkt i en cyklus nul. På denne måde kan strømændringen i spolen blive mindre end det er tilfældet i Discontinuous metoden. Det betyder mindre effekttab, og den mindre strømripple betyder også at der opstår mindre tab i spolens kobbertråd. Mindre strøm- og spændingsændring betyder tilmed mindre EMI, hvilket betyder at mindre og billigere indgangsfiltre kan benyttes.

Af ulemper kan nævnes at når Mosfet'en går ON mens der løber strøm i spolen, kræves en ultra hurtig diode (reverse recovery) for at minimere tabene.



Figur 9. Typisk kurveform for Continuous Mode PFC.



## ***Støjspændings typer.***

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

### **Differentielle støjspændinger.**

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

### **Common-mode støjspændinger.**

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

## ***Årsager til EMI.***

### **Strømændringer.**

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

- **Jo større strømændringen er, des mere støj produceres.**
- **Jo oftere strømmen ændres, des mere støj produceres.**
- **Jo hurtigere strømmen ændres, des mere støj produceres.**

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

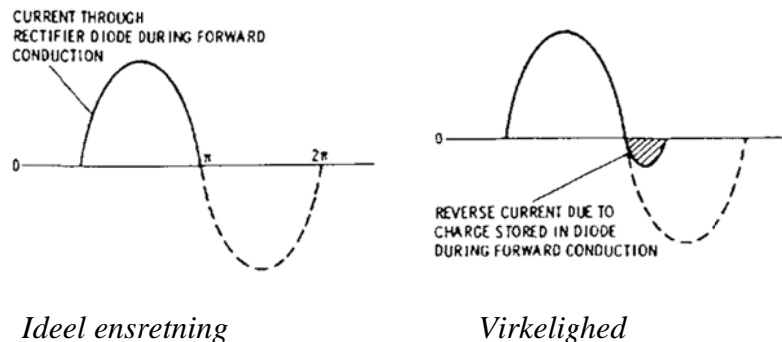
Ligeledes af hensyn til den fysiske størrelse bestræber vi os på at switche på så høj frekvens som muligt, og for at begrænse effekttabet i transistorer og dioder tilstræber vi så korte skiftetider som muligt.

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

Tidligere var det en god skik, at man begrænsede disse strømstød ved at indsætte en sikringsmodstand mellem ensretteren og ladekondensatoren. Det havde til hensigt at beskytte dioderne, men det havde sandelig også en begrænsende indflydelse på støjproduktionen. Kravet om større effektivitet har gjort disse sikringsmodstande til et noget historisk, og det er muliggjort af nye diodetyper, hvor store spidsstrømme ikke er et problem.

## Halvleder-komponenter.

En stor del af den støj, der opstår i en spændingsforsyning, forårsages af dioder og transistorer. Det er en udbredt misforståelse, at når blot man holder sig til lineære spændingsforsyninger, er der ingen problemer med støj, og at støjproblemerne med switchede spændingsforsyninger er næsten uovervindelige. Begge dele er forkert. Man behøver blot at betragte spændingen over en zenerdiode med et oscilloskop, for at få et indtryk af hvor megen støj en sådan kan præstere. Ensretterdioder producerer ligeledes en masse støj under drift. Når en diode er forspændt i lederetningen oplades kapaciteten i PN-overgangen. Denne ladning forårsager en kortvarig, men ikke ubetydelig, modsat rettet strøm når dioden forspændes i spærretetning. Det er denne afladning, som genererer støj. Udover at producere støj bevirker afladningen af diodens egen kapacitet at der afsættes effekt i dioden, og den bliver varm. Ved 50Hz ensretning er det ikke noget større problem, men ved højere frekvenser, 50kHz - 100kHz, som anvendes i switch - mode sammenhænge, bliver det til temmelig megen effekt, der afsættes i dioden. Mængden af støj bliver selvfølgelig også større ved øget frekvens.



*Strømforhold for ensretter diode under drift.*

## Mekanik.

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

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

## Ripple-spænding.

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

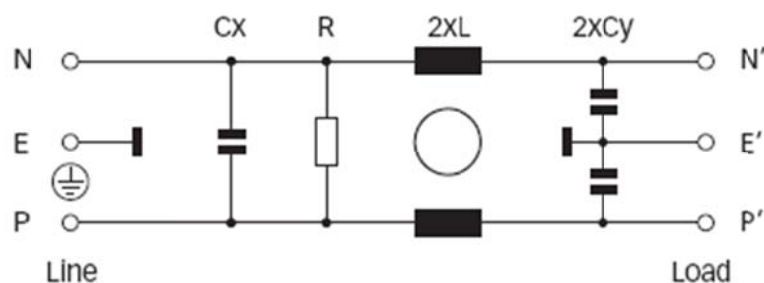
## ***Bekæmpelse af EMI.***

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

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

## Filter på indgangen.

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



*Eksempel på net-filter.*

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

Typiske komponentværdier:

Cx:	100nF til 2uF
Cy:	2,2nF til 33nF
L:	1,8 mH v. 25A - 47mH v. 0,3A

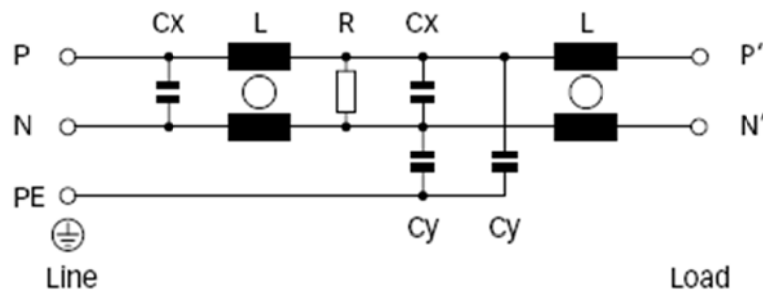
Modstanden i indgangen har intet med filtervirkningen at gøre. Den har til opgave at fjerne en eventuel ladning på kondensatorerne, når forbindelsen til 230V brydes.

Modstandens værdi bestemmes ud fra formlen:

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

hvor C er summen af X-kondensatorer.

Et mere effektivt filter vist i næste illustration.



*Eksempel på dobbelt net-filter.*



## Filter på udgangen.

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

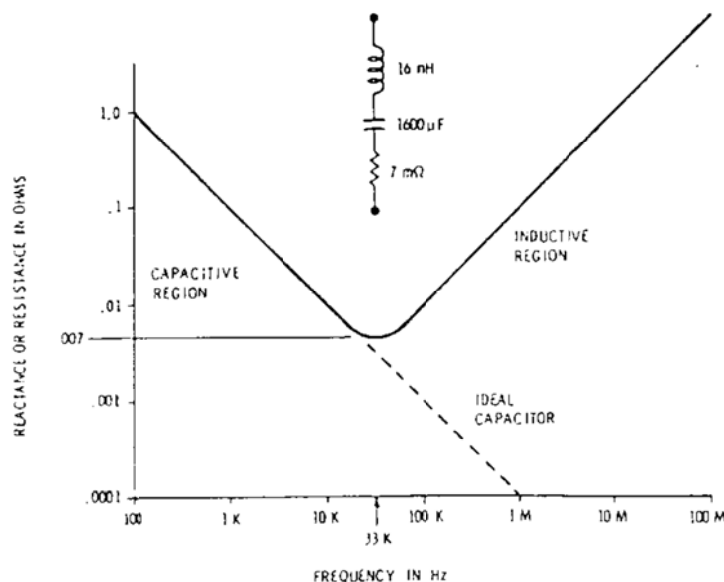
Behovet for yderligere filtrering på udgangen er meget afhængigt hvad DC-spændingen skal bruges til. Immuniteten overfor EMI på DC-forsyningen er meget forskellig fra kredsløb til kredsløb.

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

En elektrolytkondensator består af tre egenskaber:

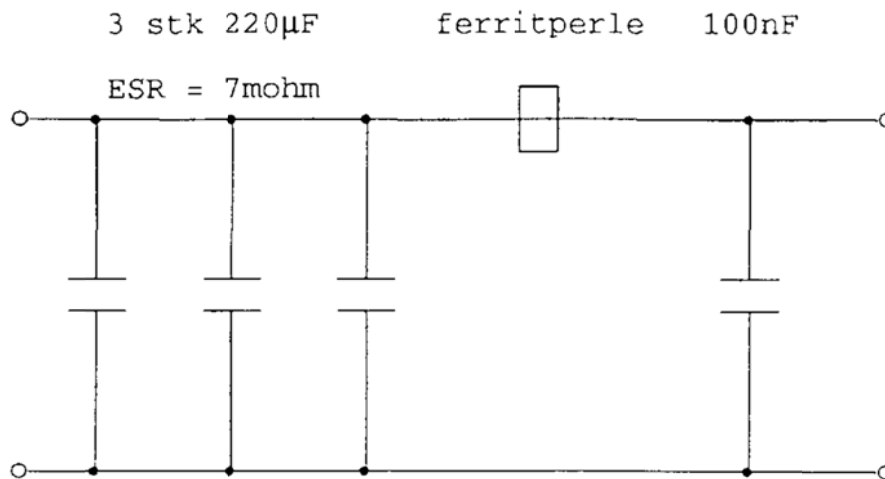
- **en kapacitet, C**
- **en selvinduktion, ESL (equivalent series inductance)**
- **en indre modstand, ESR (equivalent series resistance)**

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

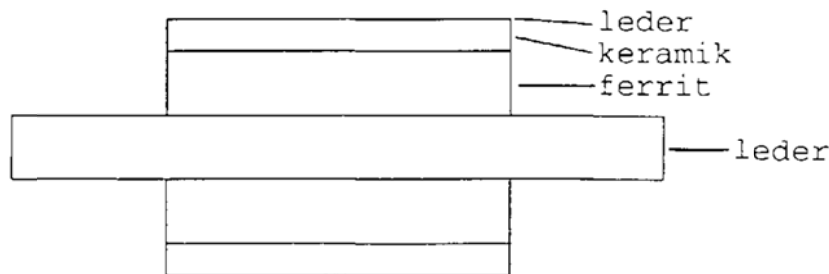


*Impedansforhold for en elektrolytkondensator.*

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



*Parallelle filterkondensatorer.*



*Principiel opbygning af gennemføringsfilter.*

En anden måde at begrænse EMI på DC-udgangen er at føre terminalerne ud af powersupplyen via gennemføringsfiltre. Et gennemføringsfilter er en videreudvikling af den gammelkendte gennemføringskondensator, som består af en leder omgivet af keramik med et metallag yderst. Gennemføringsfiltret er udført på samme måde, men imellem lederen og keramiklaget er der et ferritlag, så kondensatoren nu er suppleret med en spole.

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

### Synkronisering af switch-frekvens.

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

### Afskærmning.

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

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

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

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

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

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

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

## 8. Komponenter.

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

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

- **Bipolar transistor**
- **Field effekt transistor, FET**
- **Diode**
- **Spole**
- **Transformator**

## ***Transistor.***

### **Transistortyper.**

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

### **Transistordata.**

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

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

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

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

## ***Bipolar transistor.***

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

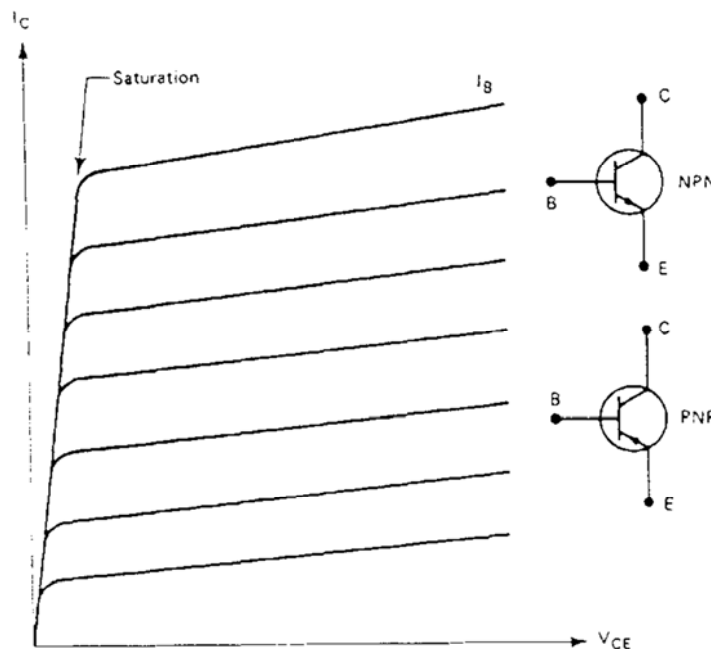
$$h_{FE} = \frac{I_C}{I_B}$$

Transistoren kan anvendes på to måder:

**Som lineær komponent, hvor den ikke bringes i mætning**

**Som switch, hvor den bringes i mætning.**

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

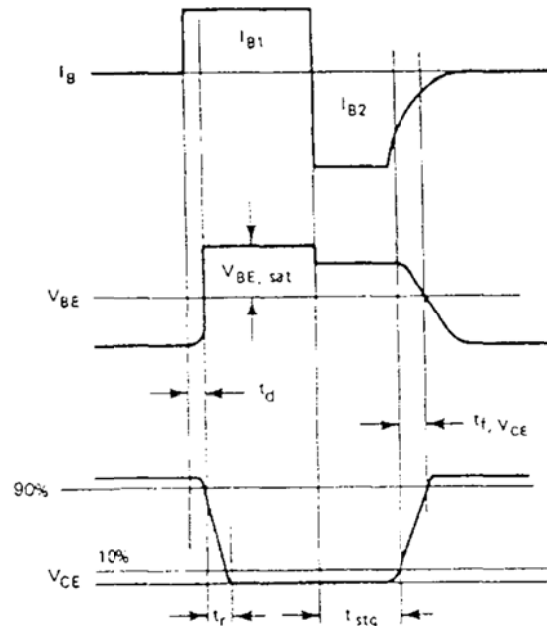


*Typisk output karakteristisk for en bipolar transistor.*

## Delay tider.

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

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

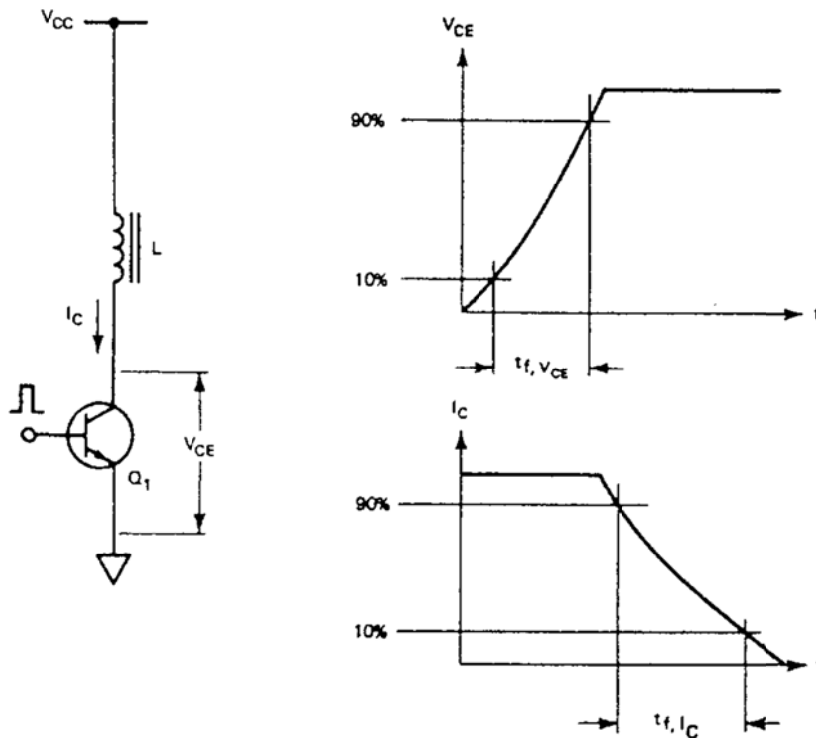


*Sammenhængen mellem basis-emitter strømme og spændinger, og collector-emitter spænding ved ren ohmsk belastning.*

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

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

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



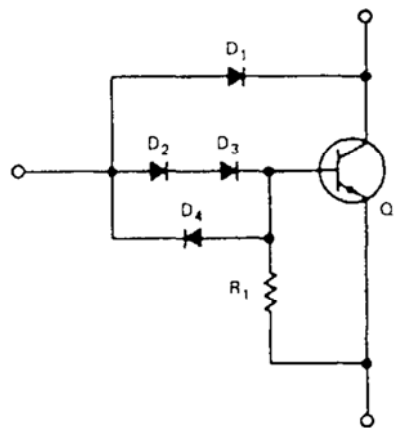
*Strøm- og spændings forhold ved en bipolartransistor med induktiv belastning.*

### **Begrænsning af delays.**

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

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



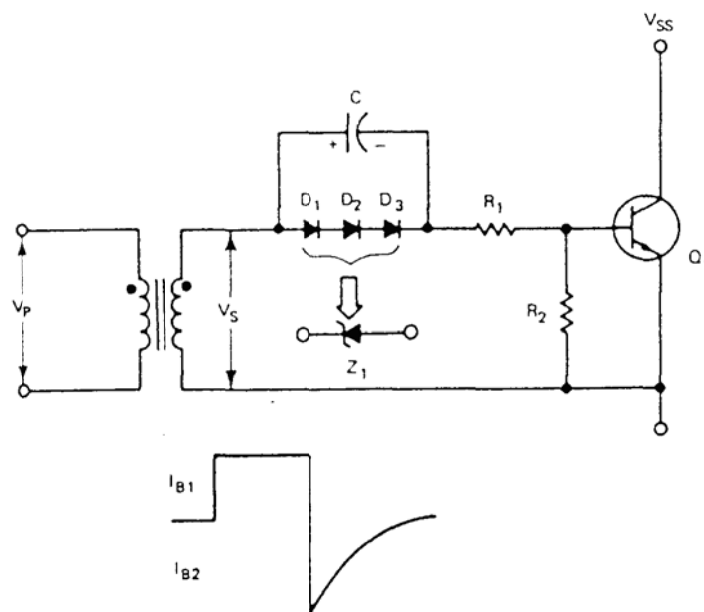


Eksempel på begrænsning af transistors mætningsgrad.

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

Alle dioder skal være tilstrækkeligt hurtige til den aktuelle switch-frekvens. Desuden skal D1 kunne klare spændinger svarende til transistorens maksimale  $U_{CE}$ .

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



Eksempel på reversering af basisstrøm.

## Collektor-emitter-strøm og- spænding.

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

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

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

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

Denne forsinkelse af collektor-strømændringen medfører at der afsættes effekt i transistoren i noget længere tid, end hvis belastningen havde været rent ohmsk. Denne effekt begrænses ved at reversere emitterspændingen under turn-off. faktorer giver os en "safe operation area" karakteristik for transistoren når base-emitter er forspændt i spærretretningen, RBSOA.

Hvis vi bevæger os udenfor denne karakteristik, risikerer vi at overbelaste transistoren.

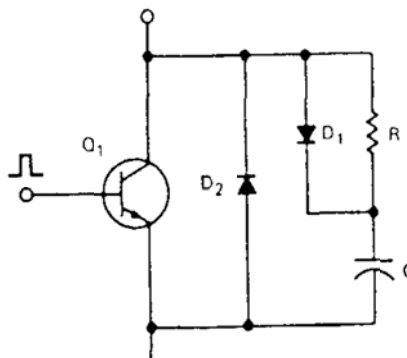
Der er to metoder til at undgå dette:

1. **at styre transistoren off ved lav collektorstrøm**
2. **at reducere collektorstrørnmen ved stigende collektor-emitterspænding**

Den første mulighed er den, der anvendes I resonanskonvertere.

I feed-forward- og fly-back-mulighed i brug, og kan realiseres kredsløb.

konvertere tages den anden med et såkaldt RC-snubber-kredsløb.



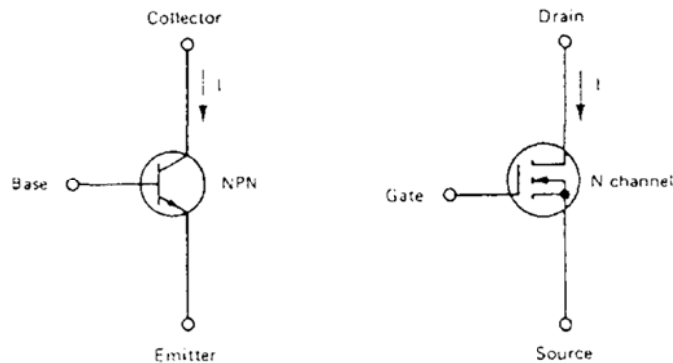
*Eksempel på RC-snubber- kredsløb*

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

## Field effekt transistor, FET.

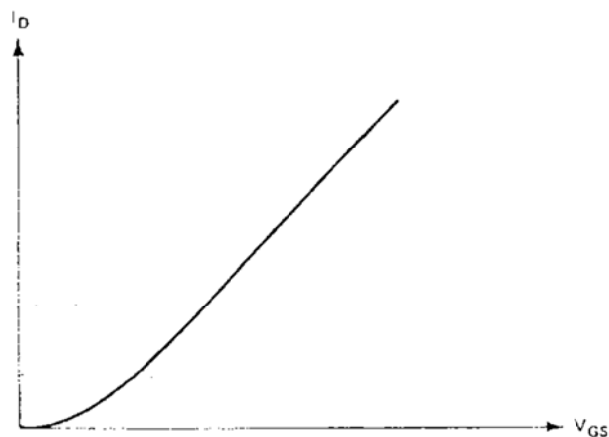
Skønt FET-en har været kendt og anvendt i mange år, er det dog først indenfor de sidste år, at power-MOSFET-en har vundet indpas i switch-mode-teknikken. Med power-MOSFET-en har vi fået en effekt-transistor, som er hurtig og uden problemer med termisk bortløb.

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



*N-kanal MOSFET sammenlignet med NPN-transistor.*

## Stejlhed.



*Drainstrømmens afhængighed af gate-sourcespændingen.*

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

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

## Stige- og faldtider.

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

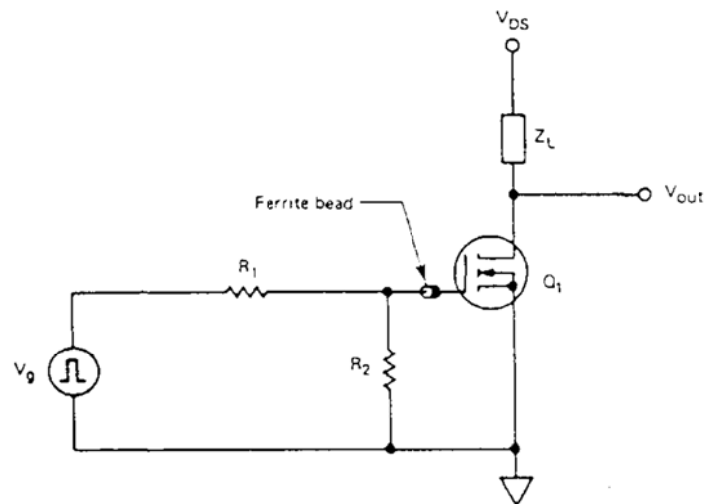
FET-ens stige- og faldtider er bestemt af hvor hurtigt disse indre kapaciteter op- og aflades, og det er igen bestemt af udgangsimpedansen i driverkredsløbet til FET-en.

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

$R_g$  = driverkredsløbets udgangsimpedans

$C_{iss}$  = FET-ens indre kapaciteter

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



*FET anvendt som switch.*

## Strømme og spændinger.

Da der ikke nogen strømforstærkning i FET-en, er der heller ikke mulighed for secondary breakdown.

## Dioder.

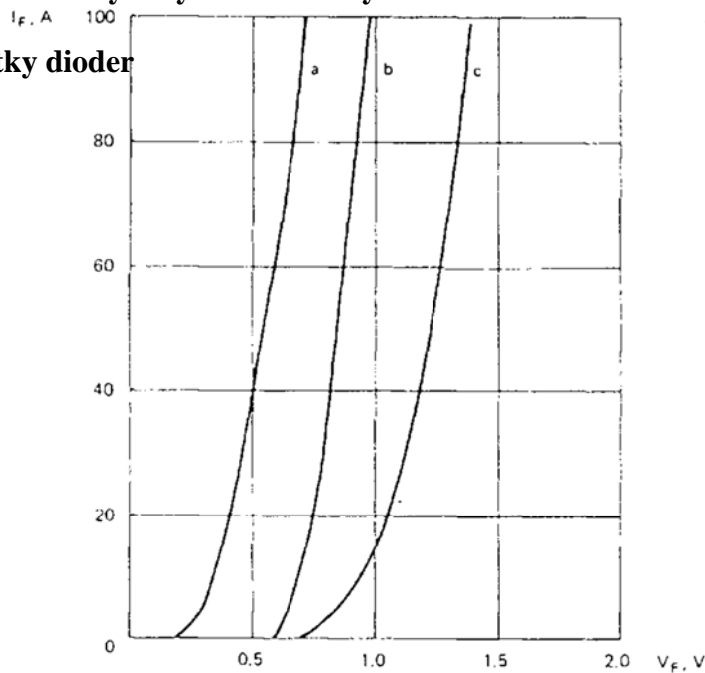
Også til dioderne i switch-mode-regulatorerne stilles der store krav. De skal:

- være hurtige til at gå on og off
- have lille spændingsfald i lederetningen
- kunne tåle stor strøm i lederetning
- kunne tåle stor spænding i spærretningen

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

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

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

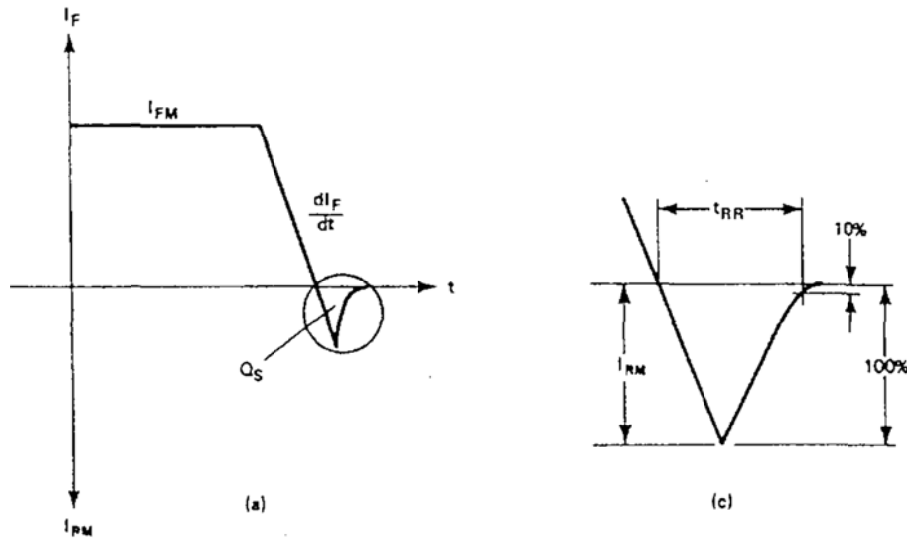


*Karakteristik for a: schottky, b: fast, c: very fast recovery dioder, forspændt i lederetning.*

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

Recovery time.

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



*Eksempel på reverse recovery time.*

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

## Spoler og transformatorer.

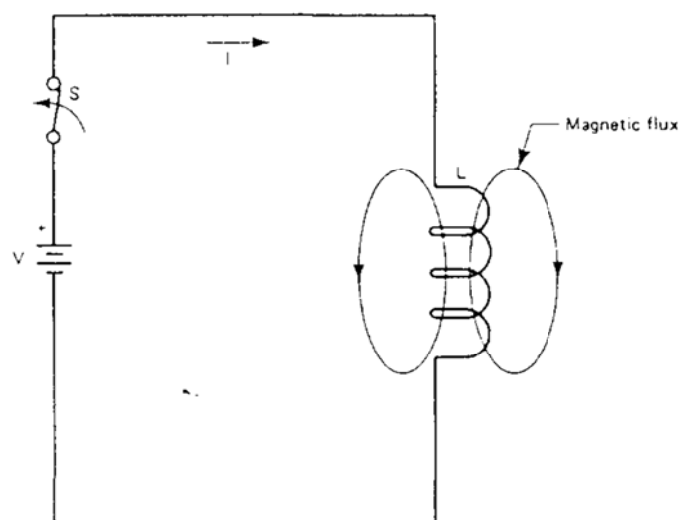
### Spolen.

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

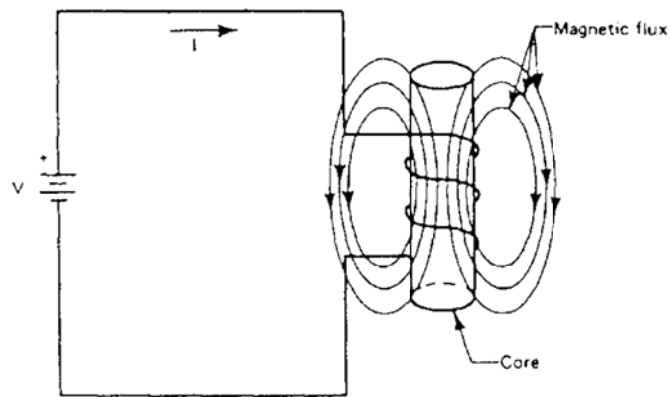
Spølen evne til at oplagre energien kaldes dens selvinduktion.

### Kerner.

Spølen kan være en luftspøle, altså uden kerne, og når den tilsluttes en spænding, opstår der et magnetfelt af en vis styrke omkring den. Hvis spølen udrustes med en kerne af magnetiserbart materiale, vil spølen selvinduktion stige, og magnetfeltets styrke forøges. Det skyldes, at den magnetiske modstand i kernen er mindre, end i luften, og den magnetiske strøm bliver derfor større. Kernematerialets evne til at lade sig magnetisere kaldes dets permeabilitet, og benævnes  $\mu$ .

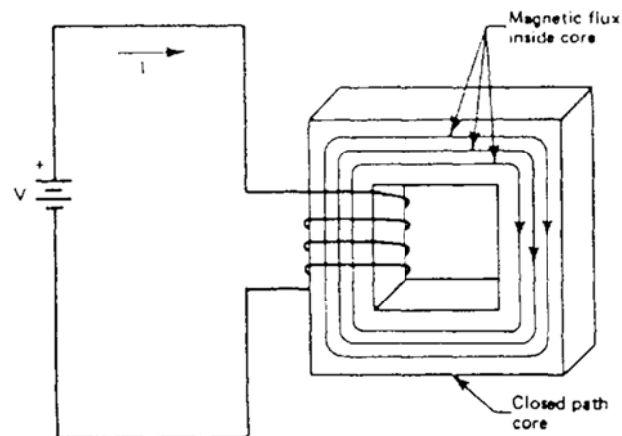


*Luftspøle*



*Spole med kerne.*

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

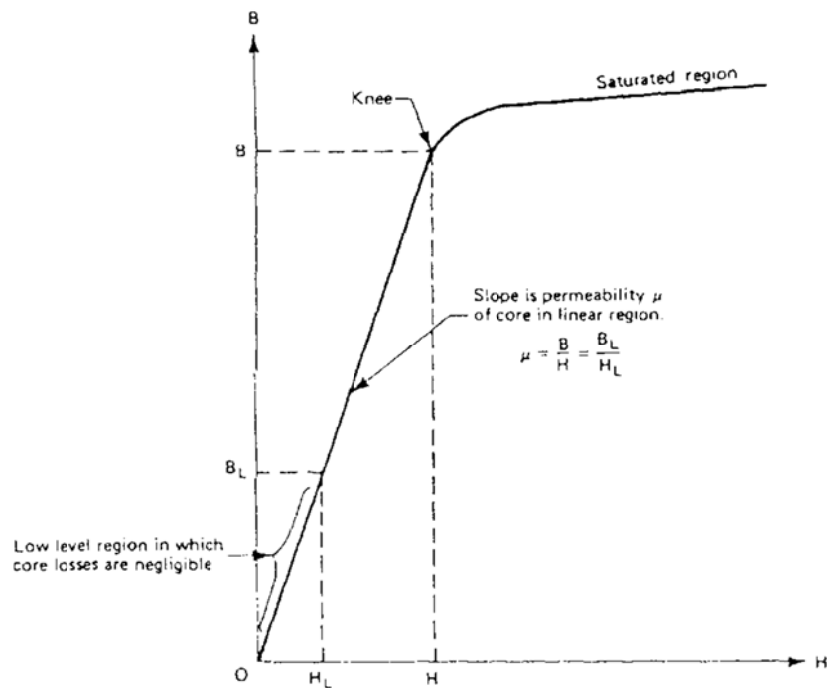


*Spole med lukket kerne.*



## Kernens mætning.

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



*Magnetiseringskurve for jernkerne.*

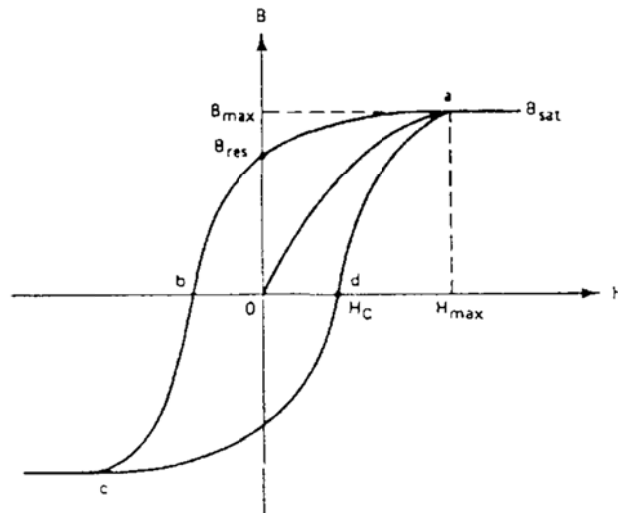
- B magnetfeltets styrke
- H den magnetiske strømstyrke
- $\mu$  materialets permeabilitet

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

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

## Hysterese.

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



*Hysteresekurve.*

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

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

## Hvirvelstrømme.

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

## ***Transformatoren.***

Ved at placere to eller flere spoler på samme kerne får vi en transformator. Når én af spolerne tilsluttes en spænding, opbygges et magnetfelt, som inducerer en spænding over de øvrige spoler. Når magnetfeltet aftager i styrke, induceres modsat polariserede spændinger over samtlige spoler. Forholdet mellem spændingerne er ligefrem proportionalt med vindingsforholdet. I forbindelse med switch-mode-power supplies har transformatoren de samme funktioner, som vi kender fra lineære supplies, nemlig:

- **at sikre galvanisk adskillelse**
- **at transformere spænding**
- **at transformere strøm**
- **at transformere impedans**

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

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

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

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

## **Kernemateriale.**

I en kerne til anvendelse ved højere frekvenser skal kernen deles i endnu mindre dele, og her kommer ferritmaterialer ind i billedet. Ferrit er et mørkegråt eller sort keramisk materiale, der er fremstillet af metaloxyder, som er findelt, sintret, og sammenpresset, eventuelt limet sammen. Metallerne, som danner grundlag for oxyderne er typisk legeringer af jern, mangan, zink, kobber, nikkel, kobolt eller magnesium.

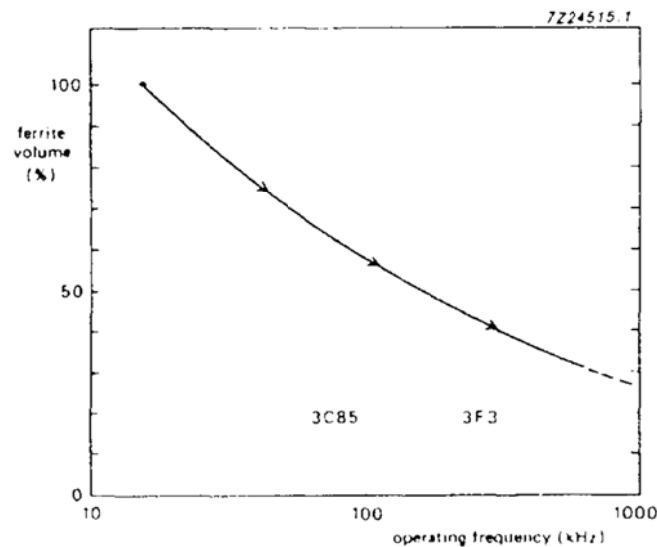
Ferrit har stor elektrisk modstand, og derfor små hvirvelstrømtab.

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

## Kernens størrelse.

Når transformeringen foregår ved en højere frekvens, skal energien overføres i mindre portioner. Det medfører at kernen skal rumme en langt mindre magnetisk energi, og derfor kan være meget mindre. Det samme gælder i øvrigt kerner i filterspoler.

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

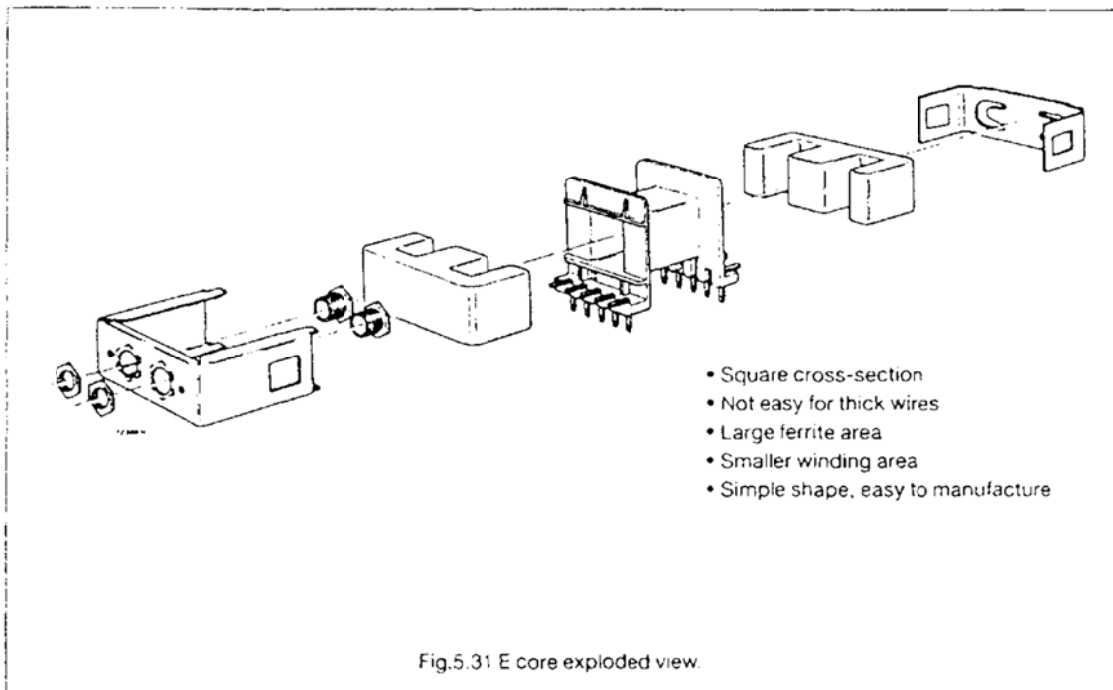
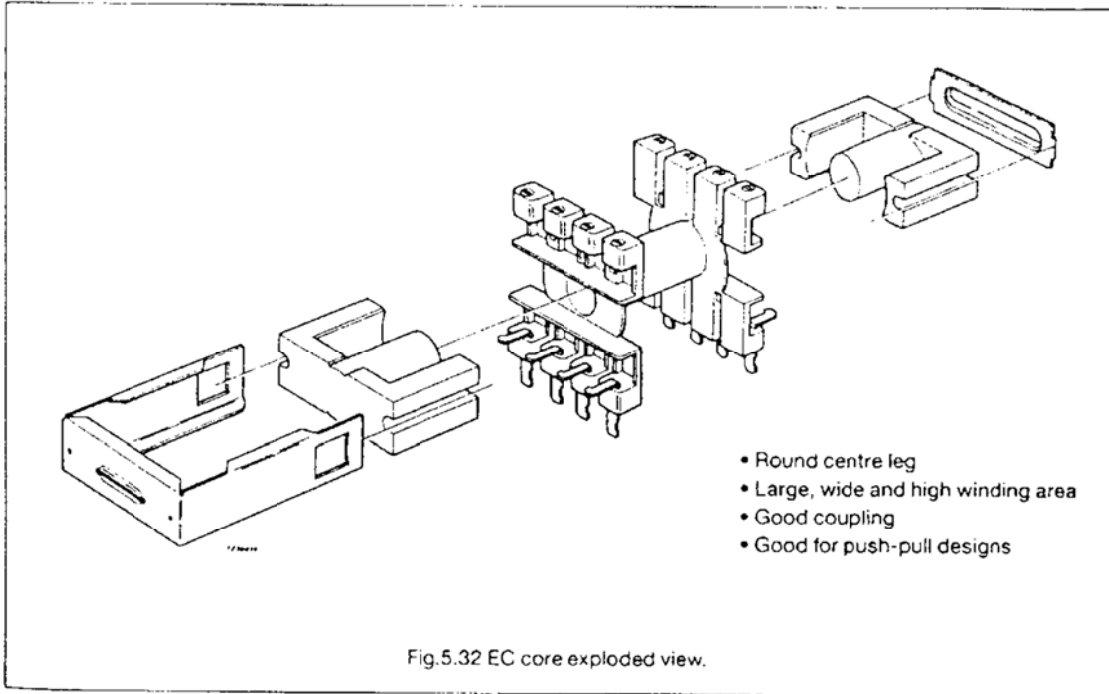


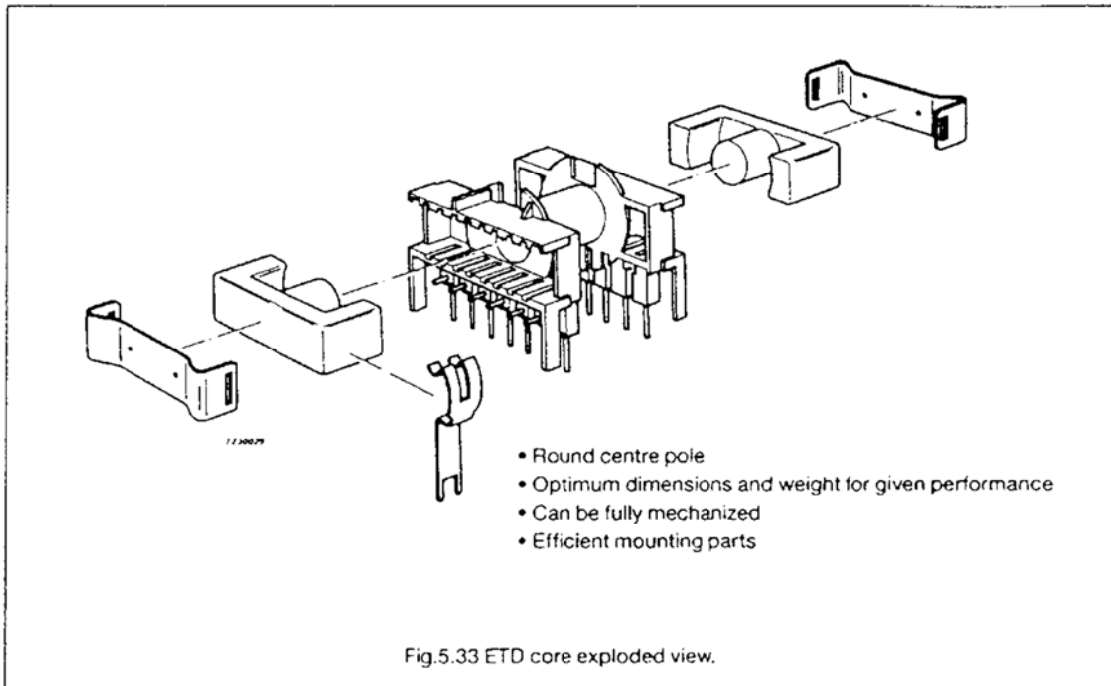
*Sammenhængen mellem switch-frekvens og kernestørrelse.*

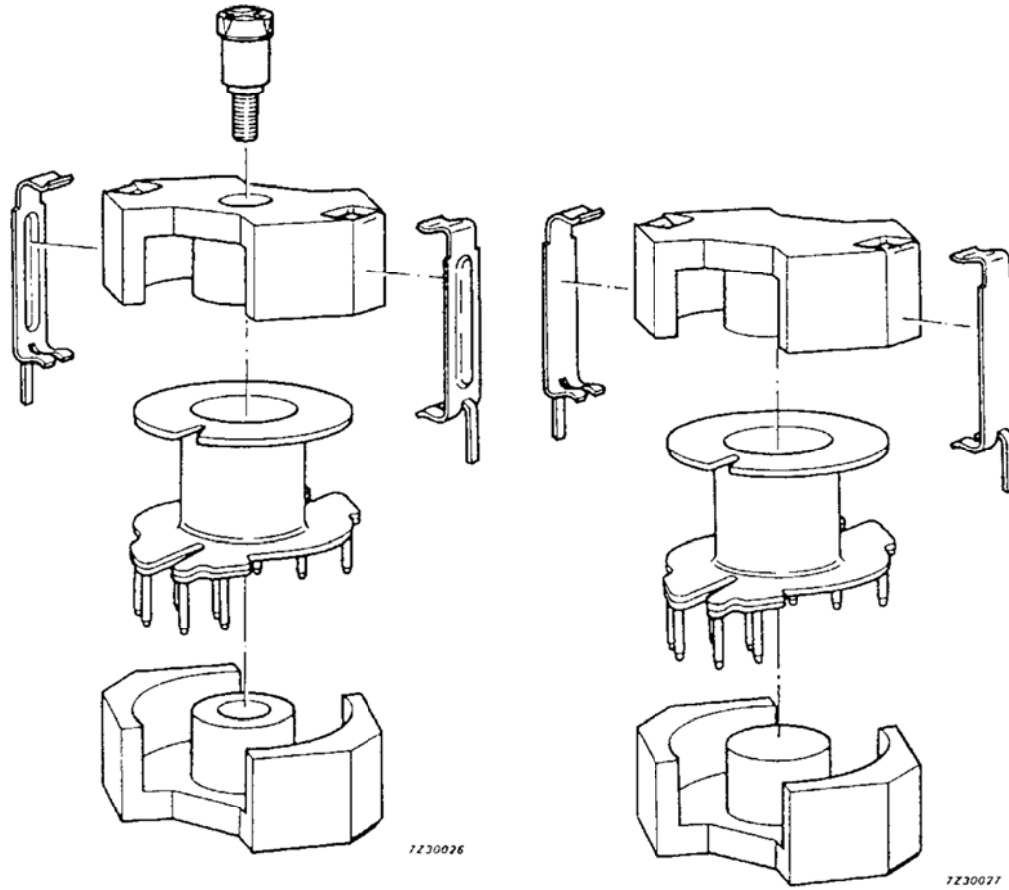
## Kernens udformning.

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

De efterfølgende illustrationer viser eksempler på ferritkerner fra Philips.

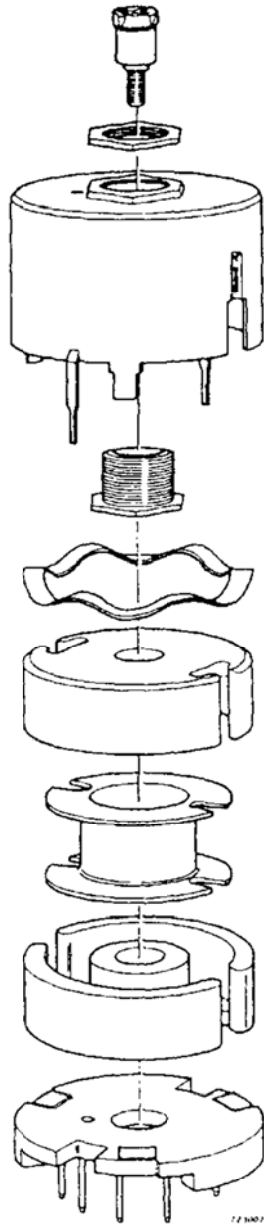






- Good screening
- Wider slots to get leads out
- Simple mounting system
- Easy for automatic winding
- Small surface area on PCB
- Good for high frequency low power

Fig.5.34 RM core exploded view.



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

Fig.5.35 P core exploded view.