

# **Analog System Design**

## **Eksamensforberedelse**

Jonas Lind

14-08-2017

### **Indhold**

<b>1</b>	<b>Effektforstærkerøvelse: DC</b>	<b>2</b>
<b>2</b>	<b>Effektforstærkerøvelse: AC</b>	<b>4</b>
<b>3</b>	<b>Effektforstærkerøvelse: Effektafsættelse</b>	<b>6</b>
<b>4</b>	<b>Effektforstærkerøvelse: Effektforsyning</b>	<b>9</b>
<b>5</b>	<b>Operationsforstærkeren</b>	<b>12</b>
<b>6</b>	<b>Dioden</b>	<b>18</b>
<b>7</b>	<b>Transistoren: DC</b>	<b>21</b>
<b>8</b>	<b>Transistoren: AC</b>	<b>25</b>

## 1 Effektforstærkerøvelse: DC

- Klasse AB 30 W forstærker til  $8\ \Omega$  højttaler.
- Indgangssignalet har signalamplitude på 1 V.

**Spændingsvinget** som er nødvendigt for at drive højttaleren ved 30 W beregnes til 22 V. Der skal være plads til to basis-emitter strækninger for udgangstrinnet, noget lignende til den øvrige elektronik og ripple i effektforsyningen og 10 percent på netspændingen så effektforsyningen bør placeres cirka 5 V højere end kravet til  $V_O$  og det giver værdien til  $+ - 27\text{ V}$ .

$$P_O = \frac{V_{RMS}^2}{R_L} \quad (1)$$

$$V_{RMS} = \sqrt{P_O R_L} = 15.5\text{ V} \quad (2)$$

$$V_O = V_{RMS} \sqrt{2} = 22\text{ V} \quad (3)$$

**Strømsvinget** som er nødvendigt på forstærkerens udgang igennem de  $8\ \Omega$  findes til at være 3.65 A, ved en nominel modstandsværdi på  $6\ \Omega$ . Dette er gældende da højttalerens svingspole har en DC modstand  $R_{DC}$  på typisk 80 % af den nominelle værdi. Der forventes en middelstrøm fra effektforsyningen på  $I_{DC} = 1.16\text{ A}$ .

$$I_{O\text{ PEAK}} = \frac{V_O}{R_L} \approx 3\text{ A} \quad (4)$$

$$I_{DC} = \frac{I_{O\text{ PEAK}}}{\pi} \approx 1\text{ A} \quad (5)$$

**Udgangstrinnet** benytter et darlington par af to emitter følgere (common collector) for at øge strømforstærkningen. Drivertrinnet skal levere basisstrømmen til udgangstransistorerne 2N3055 og MJ2955 og med  $\beta_{10} = \beta_{11} = 20$  som strømforstærkning i  $T_{10}$  og  $T_{11}$  behøves en strøm på 183 mA.

$$I_B = \frac{I_{O\text{ PEAK}}}{\beta} \approx 150\text{ mA} \quad (6)$$

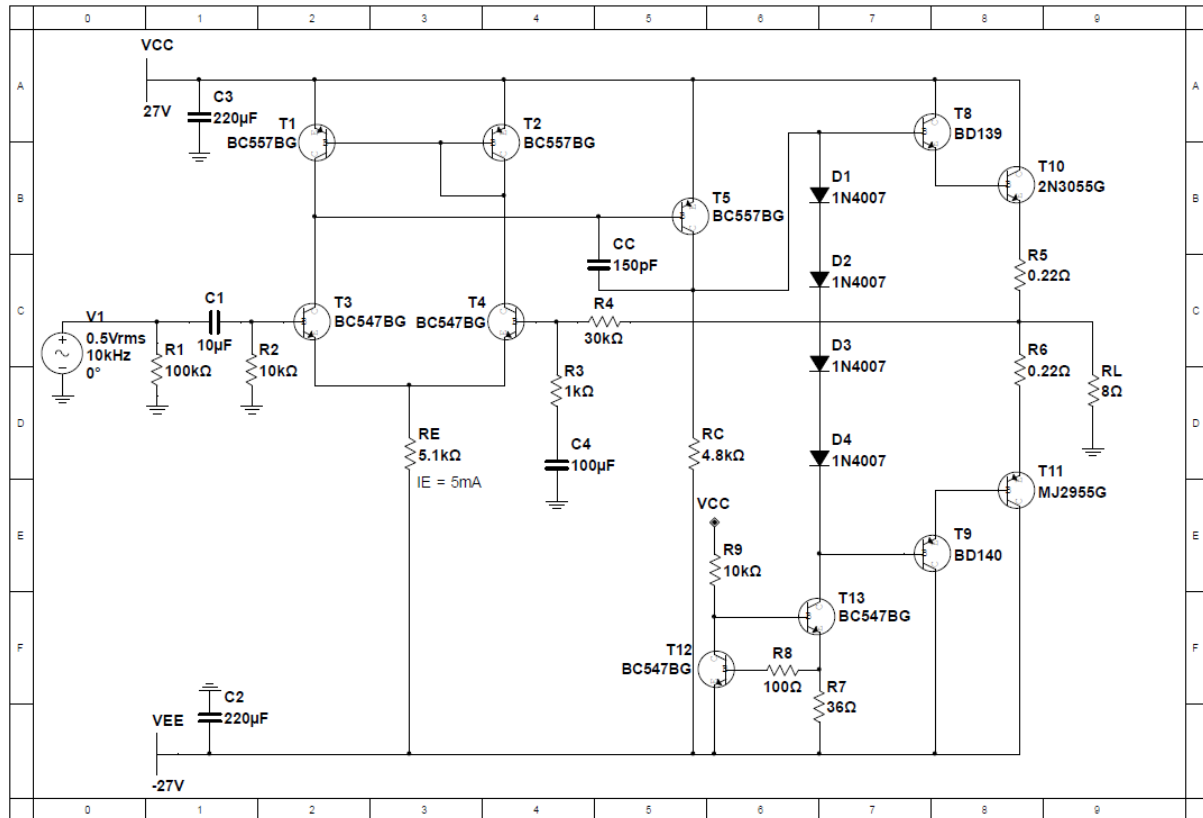
Basisstrømmen til drivertrinnet er ca 4 mA ved en strømforstærkning på  $\beta_8 = \beta_9 = 40$ .

$$I_B = \frac{150\text{ mA}}{\beta} \approx 4\text{ mA} \quad (7)$$

Den samlede strømforstærkning er 800 som sænker de 3 A udganstrinnet skal levere til 4 mA. Således belaster udgangstrinnet VAS-trinnet minimalt.

$$\beta = \beta_1 \beta_2 = 20 \cdot 40 = 800 \quad (8)$$

**Strømkilde** Strømkilden sørger for at der løber en strøm i dioderne. Der er valgt at der skal løbe en strøm på 19.45 mA, der giver et konstant spændingsfald på 2.8 V. Der anvendes en strømkilde istedet for en modstand, da der vil blive afsat for meget effekt i denne. Modstanden  $R_E(R_7)$  styrer strømmen  $I_O = 19.45 \text{ mA}$ .



3

## 2 Effektforstærkerøvelse: AC

### 2.1 Forstærkning og stabilitet

**Åben-sløjfe forstærkningen** benytter en transistors strømforstærkning  $\beta$  for T5 til at forstærke differentialtrinnets udgangsstrøm. Denne strøm bliver ledet gennem modstanden  $R_C$ , som laver det om til en strøm.

- Indgangsmodstanden for en emitterfølger er belastningen  $R_L$  gange med den samlede strømforstærkning til  $R_C = 4.8 \text{ k}\Omega$ .

$$R_C = \beta_8 \beta_{10} R_L = 4.8 \text{ k}\Omega \quad (9)$$

- DC forstærkningen beregnes herefter til  $A_{DC} \approx 194000$  ved en belastning på  $R_L = 6 \Omega$ .

$$A_{DC} = g_m \beta_5 R_C \approx 194000 \quad (10)$$

I en integreret forstærker benyttes ofte flere transistorer til at forøge den resulterende strømforstærkning mens en effektforstærker som oftest nøjes med en enkelt transistor da der ikke er behov for den ekstremt høje forstærkning ved DC.

**Kompenseringskondensatoren** skal sikre stabilitet ved at reducere forstærkningen til en ved den laveste af de høje poler der antages givet af  $R_C$  og  $C_\mu$  for T5, T8 og T9 i parallel.

- Miller transformation udføres for at finde modstande og kapaciteter, der resulterer i poler.

$$g_{m5} = \frac{I_C}{U_T} = 216 \text{ mS} \quad (11)$$

$$A = g_{m5} R_C \approx 1040 \quad (12)$$

$$r_{\pi 5} = \frac{\beta_5}{g_{m5}} = 1.9 \text{ k}\Omega \quad (13)$$

$$C_{\pi 5} = \frac{g_m}{2\pi f_T} \approx 90 \text{ pF} \quad (14)$$

- $C_\mu \approx 3 \text{ pF}$

$$C_{\mu 5} = C_{MO} \quad (15)$$

$$C_{MI} = (1 + A)C_{MO} = 3.1 \text{ nF} \quad (16)$$

- Polen ved ind- og udgangen findes.

$$f_1 = \frac{1}{2\pi r_\pi (C_\pi + C_{MI})} = 25.5 \text{ kHz} \quad (17)$$

$$f_2 = \frac{1}{2\pi r_C C_{MO5}} = 11.1 \text{ MHz} \quad (18)$$

- Den nye dominerende pol findes ud fra den høje pol.

$$f_0 \leq \frac{f_h}{4 A_{DC}} = 14.3 \text{ Hz} \quad (19)$$

- Den dominerende pol kan hæves med forstærkningen  $A_{CL} = 31$ . Dette er tilstrækkelig for stabilitet, da den dominerende pol  $f_0$  ligger så lavt at systemet bliver ubetinget stabilt.

$$f_0 \leq \frac{f_h A_{CL}}{4 A_{DC}} = 441.9 \text{ Hz} \quad (20)$$

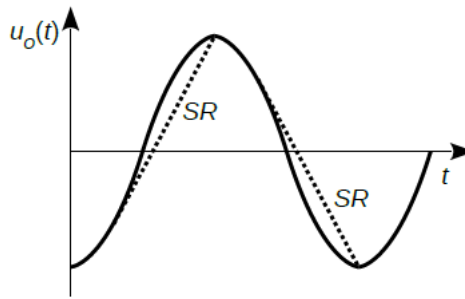
- Kompenseringskondensatoren kan nu vælges til  $C_C = 180 \text{ pF}$

$$C_C = \frac{1}{2\pi\beta f_0 R_C} = 178.8 \text{ pF} \quad (21)$$

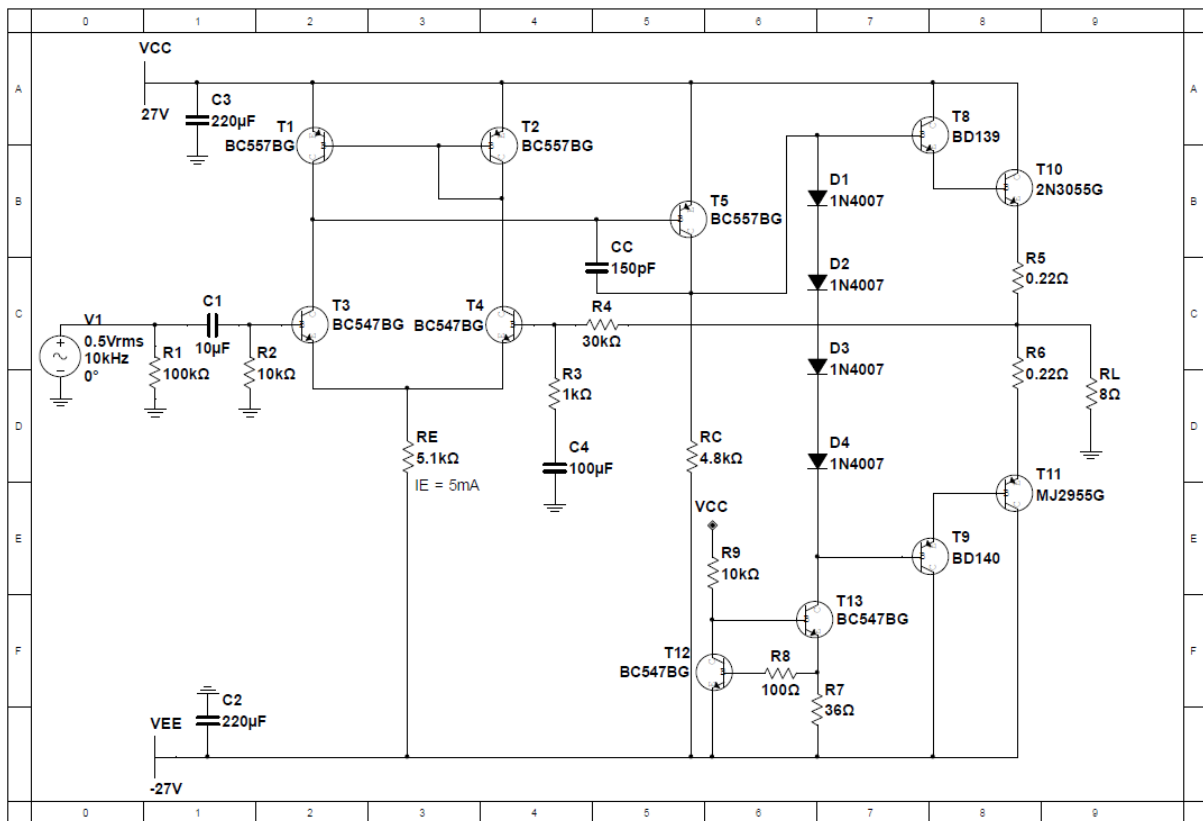
**Slew rate (SR)** begrænses af kondensatoren og strømmen  $I_E$ . En hurtig sinus med stor amplitude bliver til trekant.

Den dominerende pol giver stabilitet, men begrænser også hvor hurtigt udgangen kan flyttes. Hvis værdien forsøges overskredet bliver signalet forvrænget.

$$SR = \frac{I_E}{C_C} \approx 28 \text{ V } \mu\text{S}^{-1} \quad (22)$$



Figur 2: Operationsforstærkerens slew rate.



Figur 3: Kredsløbsdiagram for effektforstærker klasse AB.

### 3 Effektforstærkerøvelse: Effektafsættelse

#### 3.1 Beregning af effektafsættelse

Herunder regnes den totale effekt afsat i forstærkeren og ud fra den findes effekten afsat i udgangstrinnet.

- Den tilførte effekt på 67 W ved 30 W afgivet i nominelt  $8\Omega$ .

$$I_{OPEAK} \approx 3.5 \text{ A} \quad (23)$$

$$I_{DC} = \frac{I_{OPEAK}}{\pi} \approx 1 \text{ A} \quad (24)$$

$$P_{CC} = V_{CC}(I_{PEAK} - I_{DC}) \approx 67 \text{ W} \quad (25)$$

- Effekttabet i udgangstransistorerne T9 og T10 bliver 24 W samlet.
  - Der forventes derfor et tab på 12 W i hver transistor.
  - Ved simulering ses effekttabet til 11.5 W.
  - De valgte transistorer 2N3055 og MJ2955 kan klare 115 W.

$$P_T = 0.405 \cdot \frac{V_{CC}^2}{2R_L} \approx 24 \text{ W} \quad (26)$$

#### Valg af komponenter og deres vigtige parametre

- Max afsat effekt (Total Power Dissipation) ( $P_D$ )
- Max kollektor strøm (Collector Current) ( $I_{Cmax}$ )
- Max spænding over kollektor-emitter (Collector-Emitter Voltage) ( $V_{CEmax}$ )
- Strømforstærkning (DC Current Gain) ( $\beta/h_{FE}$ )

#### 3.2 SOA

SOA er en betegnelse for safe-operating area. En transistor skal beskyttes mod tre typer overlast: spænding, strøm og effekt.

- $I_{Cmax} = 15 \text{ A}$
- $V_{CEmax} = 60 \text{ V}$
- $P_{Cmax} 115 \text{ W}$

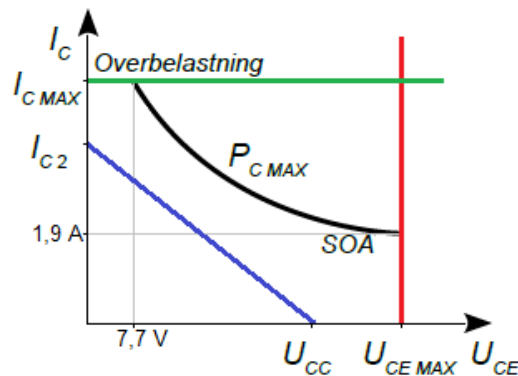
Den kan klare en spænding  $V_{CEmax}$  over kollektor og emitter uden sammenbrud på grund af den elektriske feltstyrke i PN overgangen. Den kan klare strømmen  $I_{Cmax}$  uden problemer med strømtætheden i siliciummet, men ved større strøm er der risiko for punktopvarmning (sekundært sammenbrud) eller den interne tråd i emitteren kan smelte som en sikring. Endelig kan transistoren klare effekten  $P_{Cmax}$  uden at opvarmes til destruktion.

Ved overskridelse af Absolute Maximum Ratings fra transistorens datablad risikeres alt fra en nedsat levetid til et momentant sammenbrud.

$P_{MAX}$  giver skæringspunkterne for 2N3055.

$$I_C = \frac{P_{MAX}}{V_{CE}} = \frac{115 \text{ W}}{60 \text{ V}} = 1.9 \text{ A} \quad (27)$$

$$V_{CE} = \frac{P_{MAX}}{I_C} = \frac{115 \text{ W}}{15 \text{ A}} = 7.7 \text{ V} \quad (28)$$



Figur 4: Safe-operating area.

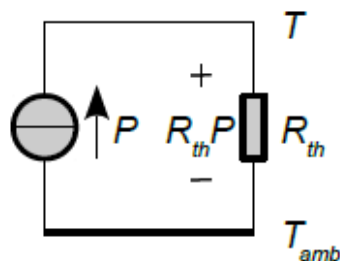
Arbejdslinjen er  $I_{C2} = 3.65 \text{ A} \rightarrow V_{CC} = 27 \text{ V}$ .

### 3.3 Termisk modstand

En køleprofil beskrives normalt ved en termisk modstand og Ohms lov antages at gælde for det termiske system. Man siger at effektstrømmen  $P$  løber gennem den termiske modstand  $R_{th}$  og det danner et temperaturfald på  $R_{th}P$  som hæver temperaturen  $T$  over omgivelsestemperaturen  $T_{amb}$ . Den termiske modstand kaldes undertiden for køleprofilens K-værdi og enheden er en stigning i temperatur per effekt.

$$T = R_{th}P + T_{amb} \quad (29)$$

- Angiver evnen til at transportere og afsætte varme, f.eks. fra transistorens junction til dens overflade.
- Måles i  $^{\circ}\text{C}/\text{W}$
- Jo højere værdi, jo varmere vil et komponent blive ved en given afsat effekt.

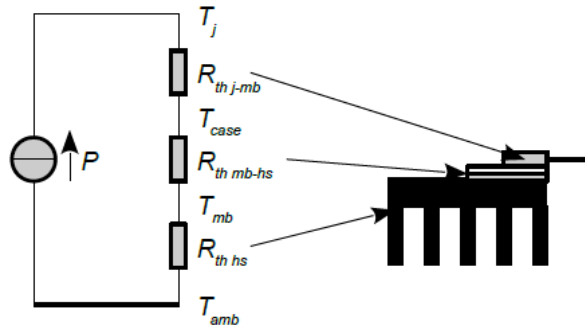


Figur 5: Beregning af temperaturstigning ved en effektstrøm  $P$  i en termisk modstand.

Effektstrømmen  $P$  løber gennem den termiske modstand  $R_{th}$  og det danner et temperaturfald på  $R_{th}P$  som hæver temperaturen  $T$  over omgivelsestemperaturen  $T_{amb}$ .

- $R_{th\ j-mb}$ 
  - Den termiske modstand fra PN overgangen (*junction*) til monteringsflade (*mounting base*).
- $R_{th\ mb-hs}$ 
  - Den termiske modstand mellem monteringsflade (*mounting base*) og køleprofilet (*heat sink*).
  - Inkluderes i den termiske model når det er nødvendigt at isolere transistoren fra køleprofilet med en isolationsskive af glimmer eller silicone.
- $R_{th\ hs}$ 
  - Den eksterne termiske modstand for køleprofilet (*heat sink*).

$$T_j = (R_{th\ j-mb} + R_{th\ mb-hs} + R_{th\ hs})P + T_{amb} \quad (30)$$



Figur 6: Termisk kredsløb.

### 3.4 Dimensionering af køling

Klasse AB forstærkerens effekttransistor junction ønskes kølet til maksimalt 100 °C Ifølge databladet for 2N3055 er junction to case = 1.52 °C W<sup>-1</sup>.

$$T_j = (R_{th\ j-mb} + R_{th\ mb-hs} + R_{th\ hs})P + T_{amb} \quad (31)$$

$$R_{th\ hs} = \frac{T_j - T_{amb}}{P} - R_{th\ j-mb} + R_{th\ mb-hs} \quad (32)$$

$$R_{th\ hs} = \frac{100\text{ °C} - 25\text{ °C}}{12\text{ W}} - 1.52\text{ °C W}^{-1} \approx 4.7\text{ °C W}^{-1} \quad (33)$$

### 3.5 Valg af køleplade

- Dens termiske modstand blev regnet med en online lommeregner til 2.15 °C W<sup>-1</sup>.

$$R_{th\ hs} = \frac{T_{HS} - T_{AMB}}{P_R + P_K} \quad (34)$$

- Varmen fra køleprofilet afgives til omgivelserne gennem varmestråling og konvektion.
- Varmestråling betegnes med  $P_R$  for den overførte effekt.

$$P_R = e\sigma A_R(T_{HS}^4 - T_{AMB}^4) \quad (35)$$

- Konvektion betegnes med  $P_K$  for effekten overført til luften tæt på køleprofilet.

$$P_K = 1,2 \frac{A_K}{L^{0,25}}(T_K - T_{AMB}) \quad (36)$$



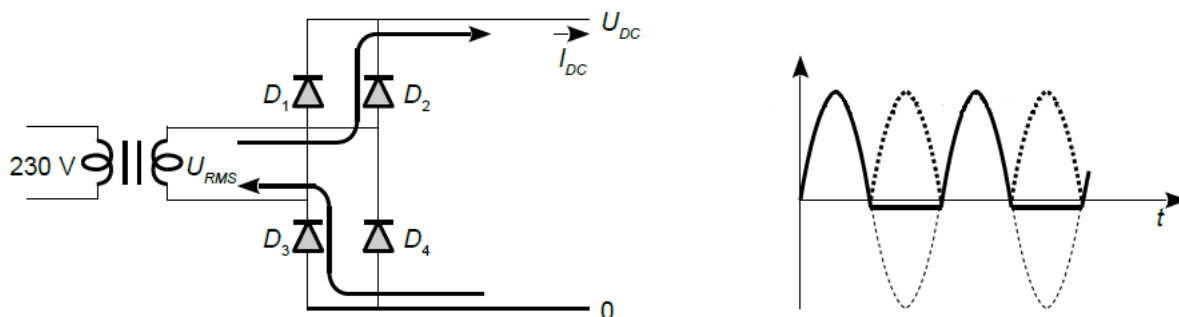
## 4 Effektforstærkerøvelse: Effektforsyning

### 4.1 Transformer

- En transformer kan regulere AC-spændinger (ikke DC!) op og ned.
- Lavere antal sekundær vindinger, giver en lavere udgangsspænding.
- Varmetab i spolerne  $\approx 5\%$ .

### 4.2 Ensretning

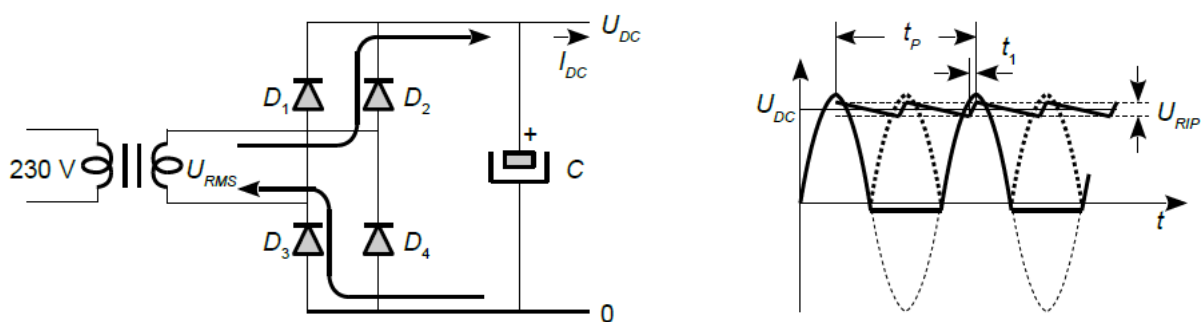
- Full bridge brokoblingen ensretter de positive og negative halvbølger.
- Der er to diode-spændingsfald, som sænker spændingen  $\approx -1.4\text{ V}$ .



Figur 7: Helbølgeensretter med brokobling.

### 4.3 Udglatning

- Kondensatoren  $C_{filter}$  udglatter den ensrettede spænding.
- Der vil være ripple,  $U_{RIP}$ , som øges ved større  $I_O$ .
- $U_{RIP}$  sænkes ved større kondensator.
- Elektrolyt-kondensator benyttes.



Figur 8: Udglatning af den ensrettede spænding med kondensator.

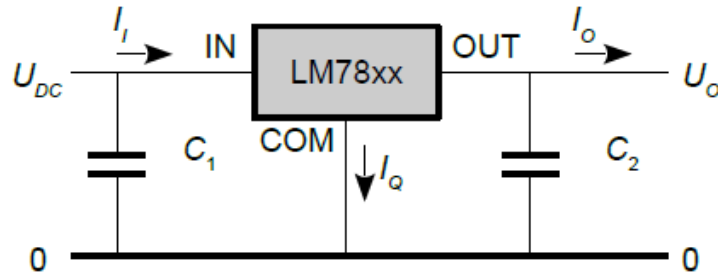
$$t_p = \frac{1}{50\text{ Hz}} = 20\text{ ms} \quad (37)$$

$$C_{Filter} = \frac{I_{DC} t_p}{2U_{RIP}} \quad (38)$$

- 2 tallet skyldes at der regnes for en halvperiode  $t_p/2$ .

#### 4.4 Serie regulator

- Lineær spændingsregulator, som afsætter overskydende spænding som varme.
- Input kondensatoren sikrer stabilitet, hvis dens forsyning er langt fra input.
- Output kondensatoren giver også stabilitet og evnen til hurtigt at levere strøm.
- Reguleres internt ud fra en bandgap spændingsreference,  $V_{ref}$ .



Figur 9: Lineær spændingsregulator med afkoblingskondensatorer.

$$P_{tab} = (U_{DC} - U_O)I_O \quad (39)$$

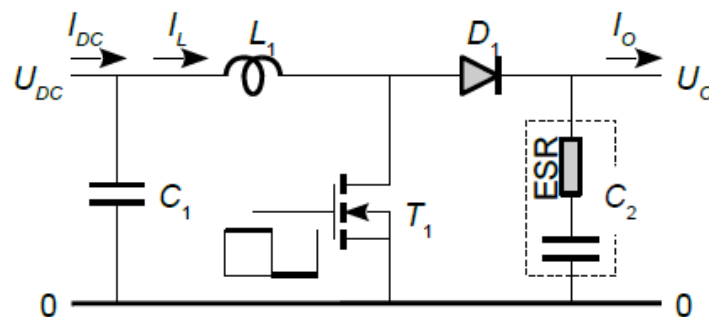
#### 4.5 DC-DC konverter

DC konverteren benytter en spole til at optage energi fra indgangen i et kort tidsrum hvorefter energien overføres til udgangen i det efterfølgende tidsrum. Den proces gentages i en evindelighed styret af en transistor og en diode der arbejder som kontakter. Transistoren kan være bipolar eller feltereffekt.

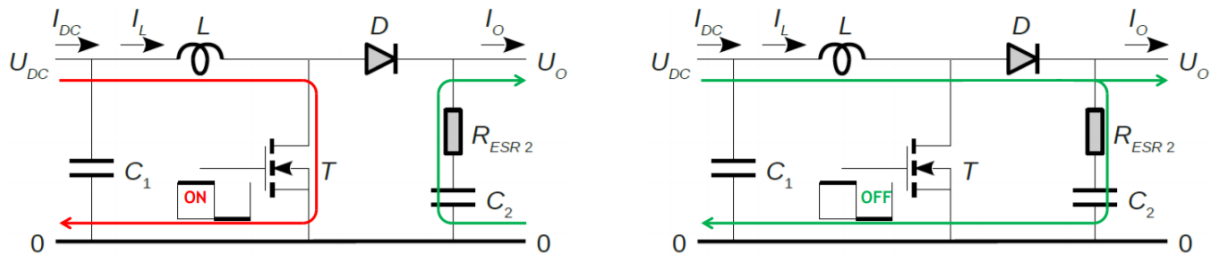
- Kan regulere DC spændinger op og ned mere effektivt end lineære regulatorer.
- Har en virkningsgrad på over 90 %.
- Der er højfrekvent switching støj på udgangen, hvilket kan være uønsket.

##### Opkonvertering

- Et PWM signal med en frekvens  $> 100$  kHz styrer MOSFET'en.
- Når MOSFET'en er tændt løber der en strøm igennem spolen, som oplades. C2 aflades.
- Når MOSFET'en er slukket aflades spolen, som skaber en spænding i serie med  $U_{DC}$ , som lader C2 op igennem dioden.
- Dioden sørger for at kondensatoren ikke aflades tilbage igennem MOSFET'en.
- Gøres det hurtigt nok vil  $U_O$  altid holdes over  $U_{DC}$ .



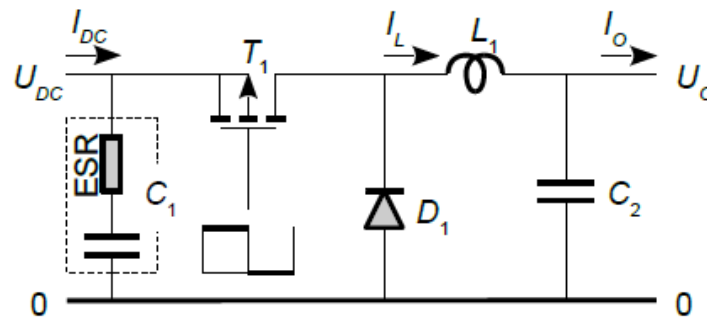
Figur 10: Opkonvertering.



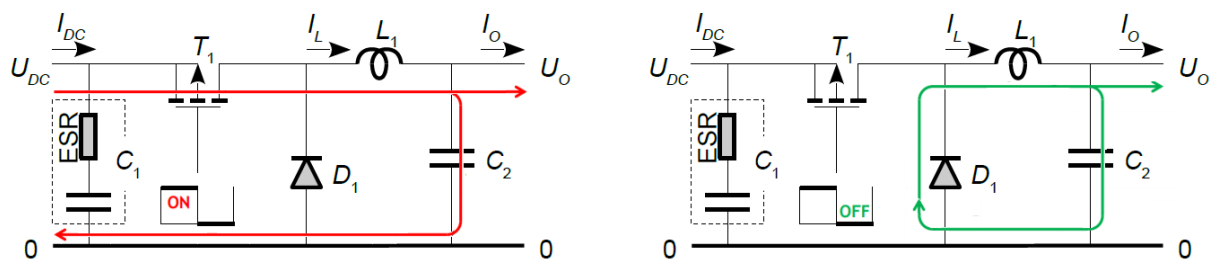
Figur 11: Opkonvertering i transistorens to tilstande.

### Nedkonvertering

- Ved nedkonvertering er der byttet rundt på MOSFET, diode og spole.
- Først når MOSFET'en er slukket løber der ingen strøm i kredsløbet.
- Når MOSFET'en tændes begynder strømmen langsomt at stige i spolen, det skaber et modsatrettet spændingsfald. Dette gør at  $U_o < U_{DC}$ .
- Imens strømmen stiger i spolen opbygger den et magnetisk felt.
- Når MOSFET'en slukkes vil spolen blive ved med at levere strøm, som opretholder udgangsspændingen.



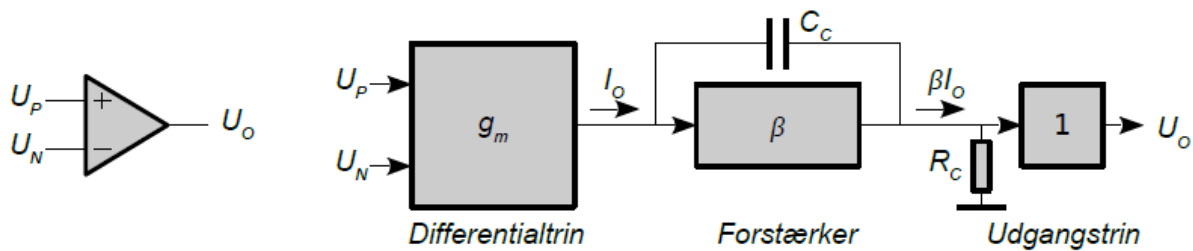
Figur 12: Nedkonvertering.



Figur 13: Nedkonvertering i transistorens to tilstande.

## 5 Operationsforstærkeren

En OpAmp kan beskrives ved et differentielt indgangstrin der omsætter en spænding til en strøm ved transkonduktansen  $g_m$  og en strømforstærker  $\beta$  der danner en spænding over  $R_C$ .

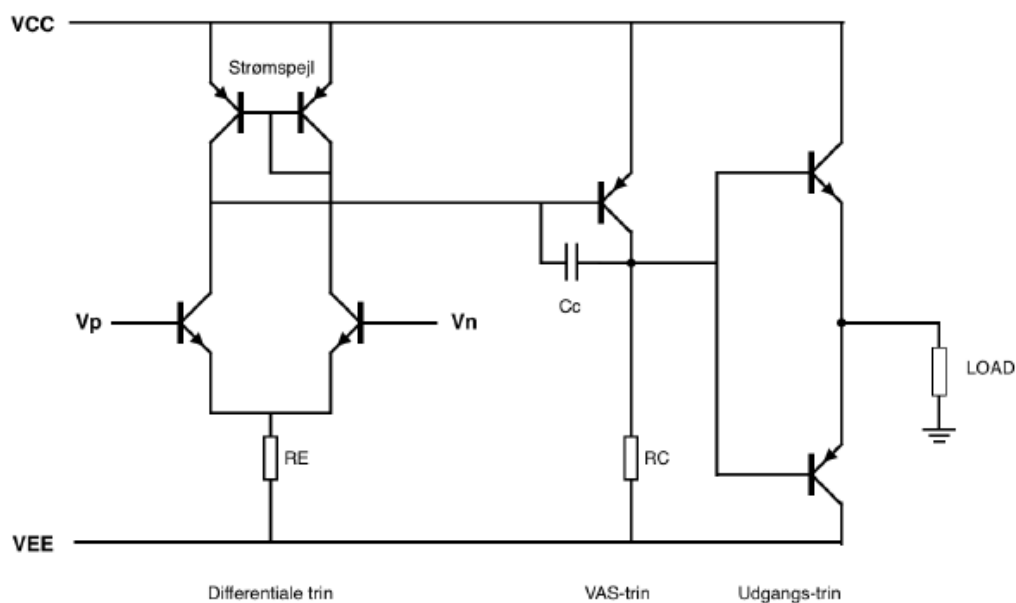


Figur 14: En OpAmp består af et differentielt indgangstrin og en strømforstærker.

- Forstærker forskellen mellem de to indgange,  $U_P$  og  $U_N$ .
- Differential-trinnet laver spændingsforskellen om til en strøm  $I_O$ .
- VAS-trinnet forstærker strømmen med  $\beta$ , som laves til en spænding med  $R_C$ .
- Udgangstrinnet er en unity gain buffer, så udgangen af VAS-trinnet ikke belastes af eksternt load.
- Kondensatoren  $C_C$  skaber en dominerende pol, der gør OpAmp'en stabil.
- DC gain:  $A_{DC} = g_m \beta R_C$
- AC gain:  $A_{OL} = \frac{g_m}{\omega C_C}$

### 5.1 Opbygning og DC forhold

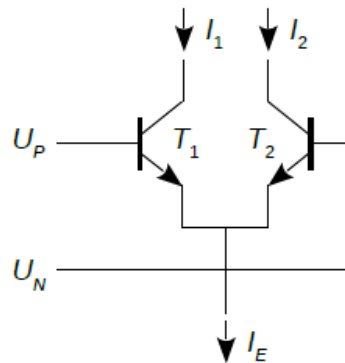
- Trin 1 - laver spændingsdifferens om til en strøm  $I_O$  - en transkonduktans blok.
- Trin 2 - Forstærker strøm og omsætter til spænding - VAS (Voltage Application Stage).
- Trin 3 - Beskytter  $R_C$  mod belastningen  $R_L$  - omsætter fra mA niveau til A niveau.



Figur 15: Generelt OpAmp kredsløb.

**Differentialtrin** benytter to transistorer med fælles emitter, en såkaldt differentielkobling. En strømkilde driver en fast strøm  $I_E$  i den fælles emitter. De to transistorer tvinges derfor til at dele strømmen mellem sig.

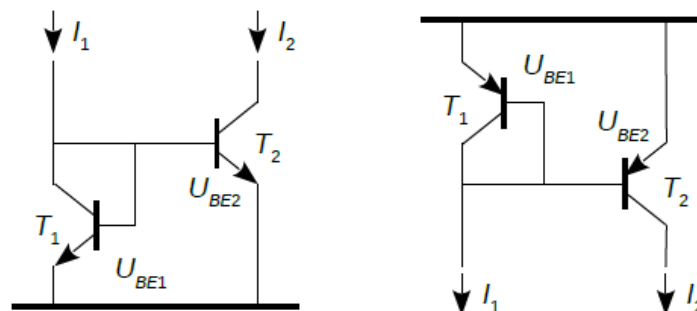
- Når der ikke er nogen spændingsforskel mellem  $U_P$  og  $U_N$  vil strømmen i de to transistorer være fordelt 50/50.
- Hæves spændingsdifferensen vil T1 trække mere strøm og T2 må så nøjes med en mindre strøm da  $I_E$  er konstant.
  - Hvis  $U_P$  hæves relativ til  $U_N$  vil  $I_1$  stige.



Figur 16: Differentialtrin.

**Strømspejl** udnytter transistorernes ens karakteristika til at indstille strømmen i  $I_2$  som er identisk med den strøm  $I_1$  det eksterne kredsløb driver i T1.

- Differensen mellem de to strømme fra differentialtrinnet dannes af et strømspejl.
- Strømmen  $I_1$  vil føre til en tilsvarende strøm  $I_2$ .
- Der løber en lille basis-strøm, som i praksis vil føre til en fejl i  $I_2$ .



Figur 17: Strømspejl.

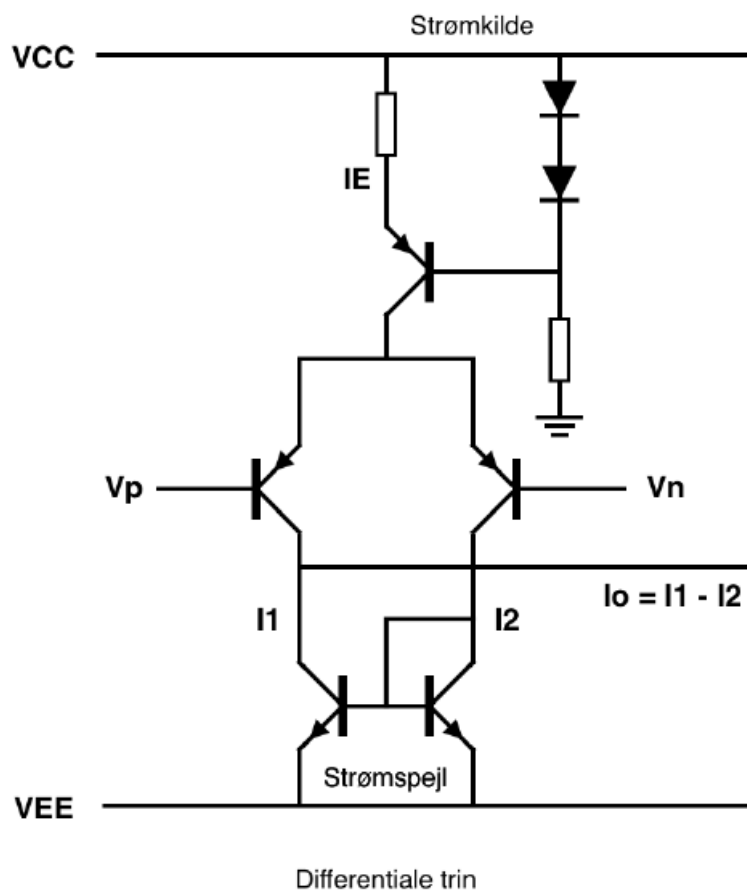
### 5.1.1 Trin 1: Differentialforstærker

- Kombinerer differentialetrinet, strømspejlet og strømkilden.
- På grund af strømspejlet ved T3 og T4 vil differensen mellem  $I_1$  og  $I_2$  give en strøm  $I_O$  i udgangen.
- Der er en øvre grænse for den strøm der kan løbe i udgangen. Det er ikke muligt at få en udgangsstrøm  $I_O$  på mere end  $I_E$  uanset spændingsdifferensen.
- Forholdet fra spændingsforskel til udgangsstrøm kaldes transkonduktansen  $g_m$ .
  - Afhænger af emitterstrømmen fra strømkilden og temperaturspændingen  $U_T$ .

$$I_o = g_m(U_P - U_N) \quad (40)$$

$$U_T = \frac{kT}{q_0} \approx 26 \text{ mV} \quad (41)$$

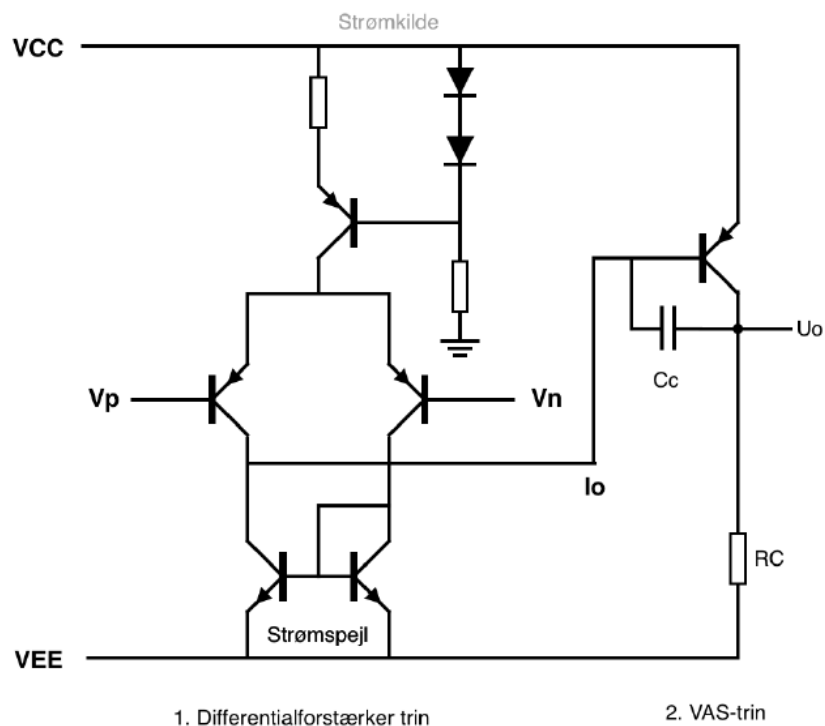
$$g_m = \frac{I_E}{2nU_T} \quad (42)$$



Figur 18: Differentialforstærkertrinnet.

### 5.1.2 Trin 2: VAS - Voltage Amplification Stage

Transistorens strømforstærkning  $\beta$  forstærker differentialtrinnets udgangsstrøm. Denne strøm bliver ledet gennem en modstand,  $R_C$ , som laver det om til en spænding.



Figur 19: Trans-resistans forstærker (VAS).

I en integreret forstærker benyttes ofte flere transistorer til at forøge den resulterende strømforstærkning mens en effektforstærker oftest nøjes med en enkelt transistor da der ikke er behov for den ekstremt høje forstærkning ved DC.

- Strømmen fra differentialforstærkertrinnet forstærkes op med strømforstærkning  $\beta_5$  i T5.
- Strømmen ledes gennem  $R_C$  der omsætter til en spænding.
- DC forstærkningen er givet af transkonduktansen  $g_m$ , forstærkerens  $\beta_5$  for T5 og modstanden  $R_C$ .

$$A_{DC} = g_m \beta R_C \quad (43)$$

- Kondensatoren  $C_C$  skaber en dominerende pol ved  $f_0$ , som sikrer stabilitet.

$$f_0 = \frac{1}{2\pi \beta R_C C_C} \quad (44)$$

Den dominerende pol giver stabilitet, men begrænser også hvor hurtigt udgangen kan flyttes. Hvis værdien forsøges overskredet bliver signalet forvrænget.

- Slew-raten (SR) begrænses af kondensatoren og strømmen  $I_E$ .

$$SR = \frac{I_E}{C_C} \quad (45)$$

## 5.2 AC forhold og stabilitet

- En operationsforstærker har mindst to poler.
- En tilbagekoblet operationsforstærker skal have en dominerende pol for stabilitet.
- Ved tilbagekobling giver det en overføringsfunktion af mindst andet orden og det kan give problemer med stabilitet.
- For at gardere sig kan man vælge den dominerende pol  $f_0$  så lavt at systemet bliver ubetinget stabilt.

$$f_0 \leq \frac{f_h}{4 A_{DC}} \quad (46)$$

$$C_C = \frac{1}{2\pi\beta f_0 R_C} \quad (47)$$

- Miller transformation udføres for at finde modstande og kapaciteter, der resulterer i poler.

$$g_{m5} = \frac{I_C}{U_T} \quad (48)$$

$$A = g_{m5} R_C \quad (49)$$

$$r_{\pi 5} = \frac{\beta_5}{g_{m5}} \quad (50)$$

$$C_{\mu 5} = C_{MO5} \quad (51)$$

$$C_{MI5} = (1 + A)C_{MO5} \quad (52)$$

- Polen ved ind- og udgangen findes.

$$f_1 = \frac{1}{2\pi r_{\pi}(C_{\pi} + C_{MI5})} \quad (53)$$

$$f_2 = \frac{1}{2\pi r_C C_{MO5}} \quad (54)$$

- Den nye dominerende pol findes ud fra den høje pol.

$$f_0 \leq \frac{f_h}{4 A_{DC}} \quad (55)$$

- Kompenseringskondensatoren kan nu vælges.

$$C_C = \frac{1}{2\pi\beta f_0 R_C} \quad (56)$$

Polen mellem differentialtrinnets T1 til T4 og VAS-trinnets T5 bliver normalt ofret ved at inkludere  $C_C$  der sænker polens frekvens så den udgør operationsforstærkerens dominerende pol.

Der er en fordel ved valget idet kapaciteten  $C_{\mu}$  fra kollektor til basis ved T5 bliver stort set uden betydning. Det er væsentligt fordi operationsforstærkerens egenskaber ved høje frekvenser defineres af netop denne kapacitet. Det betyder at kondensatoren er aktiv i hele frekvensområdet for den dominerende pol. Transistorens kapacitet  $C_{\mu}$  er spændingsafhængig og vil derfor introducere harmonisk forvrængning, men ved at parallelkoble  $C_{\mu}$  med en stabil kapacitet  $C_C$  kan forvrængningen sænkes.

Et design af en operationsforstærker bliver et kompromis mellem at opnå en hurtig forstærker, altså en stor slew rate, og stabilitet, altså en lav værdi af GBP.

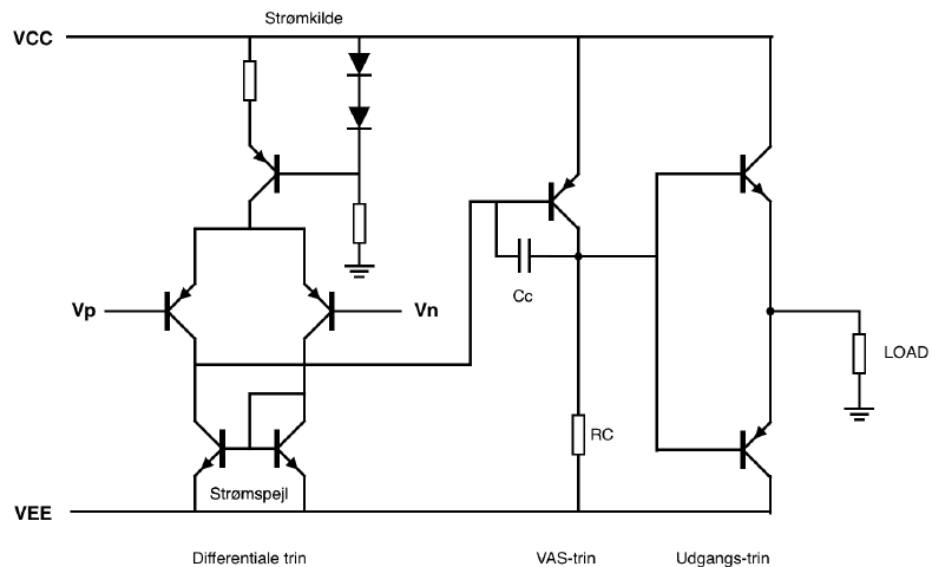


### 5.2.1 Trin 3: Udgangstrin

Udgangstrinnets opgave er at kunne levere (eller optage) en stor strøm til (fra) belastningen  $R_L$  samt at isolere det relativt høje impedansniveau ved kollektor af T5 fra belastningens varierende værdi.

Modstanden  $R_C$  er faktor i udtrykket for åben-sløjfe forstærkningen  $A_{OL}$  og ønskes derfor til en høj værdi. Det giver så til gengæld en pol ved udgangen af forstærkertrinet.

- Udgangstrinnet adskiller VAS trinnets  $R_C$  fra udgangsbelastningen.
- Kan gøres med et par emitterfølgere - eventuelt to dobbelt emitter-følgere, der øger dens evne til at levere strøm.



Figur 20: Udgangstrin.

### 5.3 Offset-fejl og støj

Se side 280 i Analogteknik.

## 6 Dioden

Diodens egenskab er PN overgangen der kun tillader en elektrisk strøm at løbe i én retning. I modsatte retning løber en ubetydelig strøm indtil spændingen over dioden bliver så stor at PN overgangen bryder sammen og strømmen vokser hurtigt.

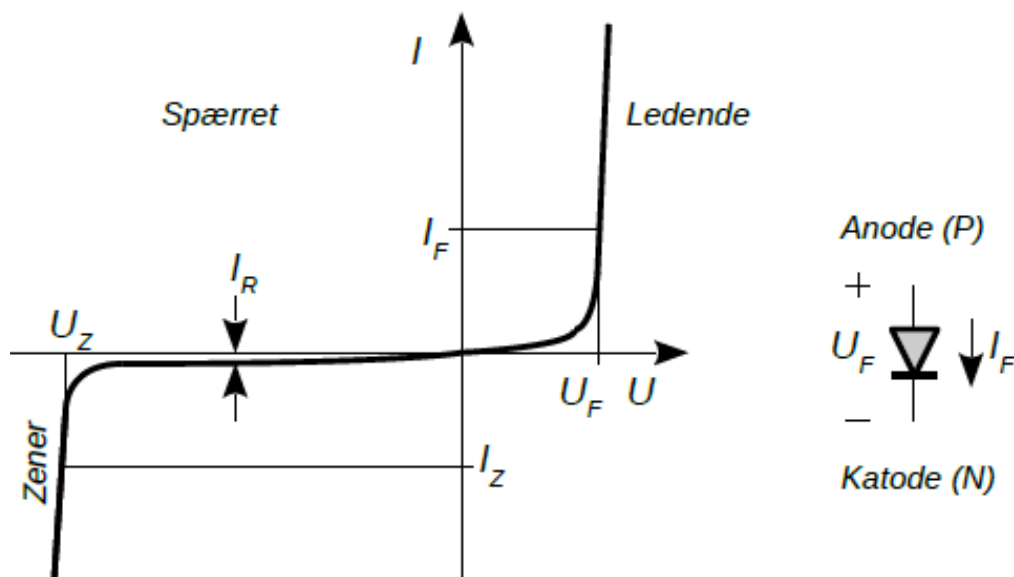
- Dioden er afbrudt når anodens spænding er lavere end katodens spænding.
- Dioden repræsenteres af en spændingsforskel på 0,7 V når anodens spænding er højere end katoden og der løber en strøm.
- I det ledende område er strømmen en eksponentiel funktion af diodens spænding.

$$I_F = I_s \exp\left(\frac{U_F}{nU_T}\right) \quad (57)$$

- I det spærrende område er strømmen meget lille, men varierer nu eksponentielt med temperaturen.

$$I_R = I_{R0} 2^{(T-T_0)/\Delta T} \quad (58)$$

- I zener området vil diodens strøm vokse voldsomt når spændingen over dioden overskrider en grænse hvorved PN overgangen bryder sammen.
- Relationen er eksponentiel og strømmen vokser en dekade ved en ændring af spændingen over dioden på cirka 60 mV for  $n = 1$ . Relationen vil almindeligvis holde over et område på seks dekader fra 10 nA til 10 mA for småsignaldioder.

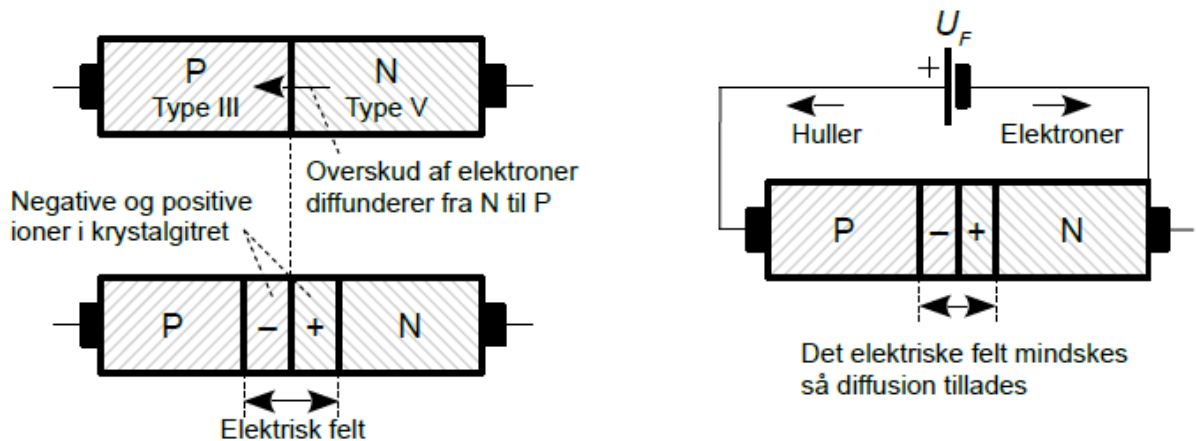


Figur 21: Diodens karakteristisk  $I(U)$ .

### 6.1 PN overgangen

Dioden består af et P-lag og et N-lag, med henholdsvis et underskud og et overskud af elektroner.

- Diodens N halvleder har et overskud af frie elektroner.
- Diodens P halvleder har et overskud af flytbare huller.
- Diffusionen af elektroner danner et elektrisk felt som modvirker diffusionen. Elektronerne fra N-laget diffunderer mod P-laget.
- En ekstern spændingskilde kan ændre på det elektriske felt og derved styre strømmen i dioden.



Figur 22: PN overgangen.

Hvis der påtrykkes en ekstern spænding med plus ved P og minus ved N vil det tilføre frie elektroner til N halvlederen som mindsker det elektriske felt. Derved kan elektroner diffundere gennem PN overgangen og rekombinere med hullerne i P halvlederen. **Der løber en elektrisk strøm i dioden.**

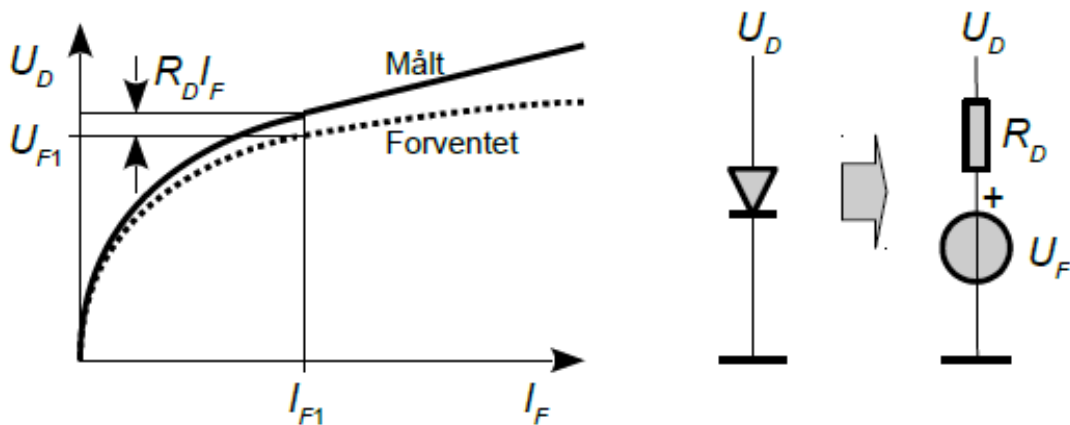
Hvis det eksterne batteri vendes om vil det elektriske felt øges og blokere for en strøm. **Dioden spærrer.**

## 6.2 Modeller - AC/DC

**DC modellen** for dioden har en DC modstandsværdi,  $R_D$ , som resulterer i et større målt spændingsfald,  $U_D$ , i lederetningen ved en given strøm  $I_F$ .

$$U_D = U_F + R_D I_F \quad (59)$$

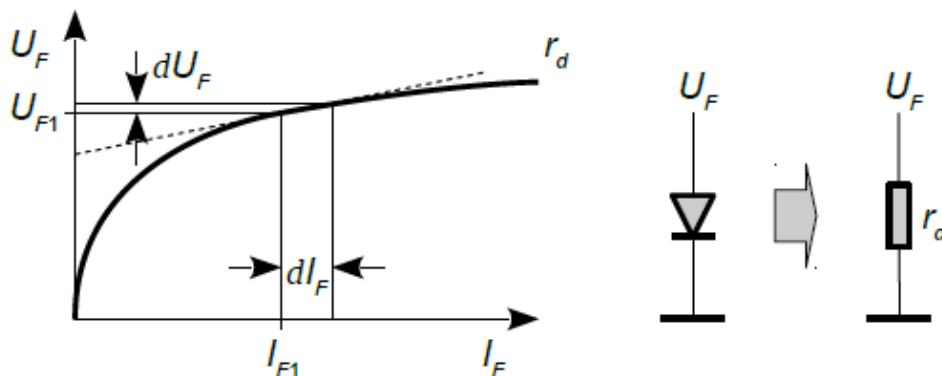
- Seriemodstanden skyldes ledningsevnen af halvlederens materiale.
- Modstanden  $R_D$  er ikke en konstant værdi.



Figur 23: Diodens seriemodstand ved DC.

**AC modellen** for dioden hvor seriemodstanden er ubetydelig, kan dioden ses som en strømstyret modstand. Modstanden falder ved højere strømme.

$$r_D = \frac{U_T}{I_F} \quad (60)$$

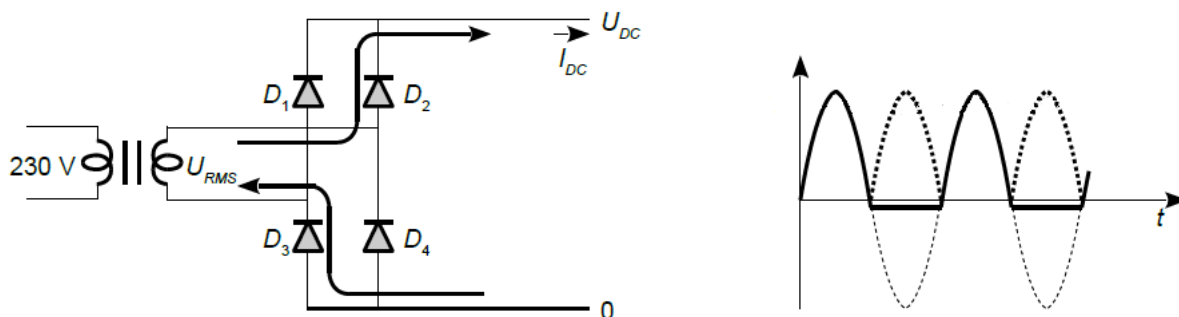


Figur 24: Diodens seriemodstand ved AC.

### 6.3 Anvendelser

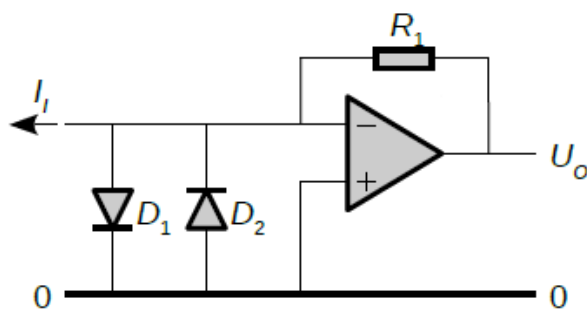
**Ensretning** Halvbølge ensretning af et vekselnsignal giver en pulserende jævnstrøm.

- Hvis indgangssignalet er positivt vil udgangen følge med indgangssignalet i den positive halvperiode dog med en forskel på cirka 0.7 V.
- Hvis indgangssignalet er negativt vil dioden spære da der kun kan løbe strøm i diodens lederetning.



Figur 25: Halvbølge ensretning af et vekselnsignal.

**Beskyttelseskredsløb** Dioden kan beskytte en følsom indgang imod overspænding.

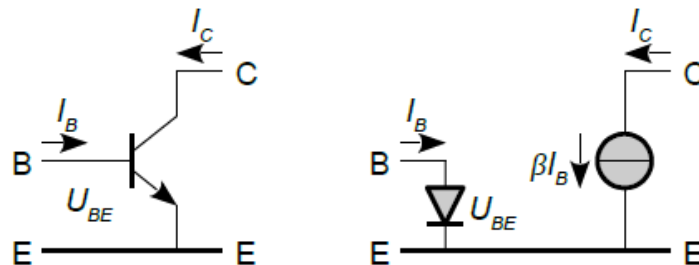


Figur 26: Beskytning af en følsom indgang imod overspænding.

## 7 Transistoren: DC

### 7.1 DC model

Der er to modeller for hvordan transistorens kollektorstrøm styres.



Figur 27: Transistorens strøm er styret af base-emitter spændingen eller basisstrømmen.

#### DC model 1 – Spændingsstyret

- Spændingen over transistorens base-emitter junction,  $U_{BE}$ , styrer kollektorstrømmen  $I_C$ .
- Basisstrømmen er  $\beta$  gange mindre end kollektorstrømmen.

$$I_C = I_S \exp \frac{U_{BE}}{nU_T} \quad (61)$$

$$I_B = \frac{I_C}{\beta} \quad (62)$$

#### DC model 2 – Strømstyret

- Basisstrømmen  $I_B$  styrer kollektorstrømmen  $I_C$ .
- Strømforstærkningen  $\beta$  er typisk mellem 100 og 1000 for småsignal transistorer.
- Effektransistorer forstærker 10 til 100 gange.

$$I_C = I_B \beta \quad (63)$$

$$U_{BE} = nU_T \ln \frac{I_C}{I_S} \quad (64)$$

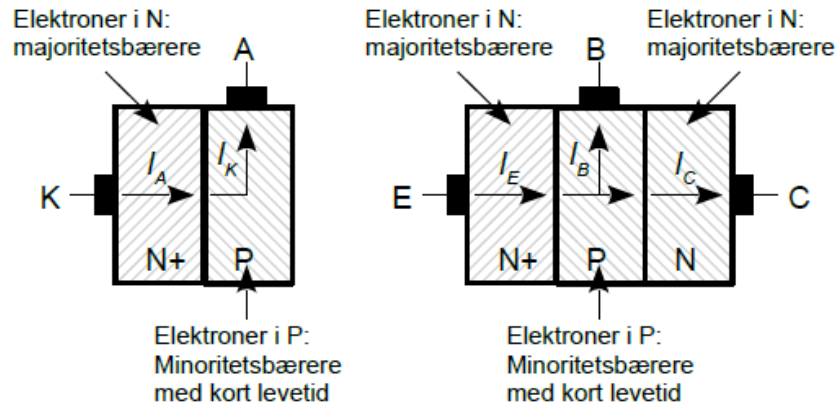
### 7.2 Forskellige typer (BJT, FET)

**BJT** er en bipolar transistor som fremstilles ud fra en diode ved at tilføje endnu et lag halvleder.

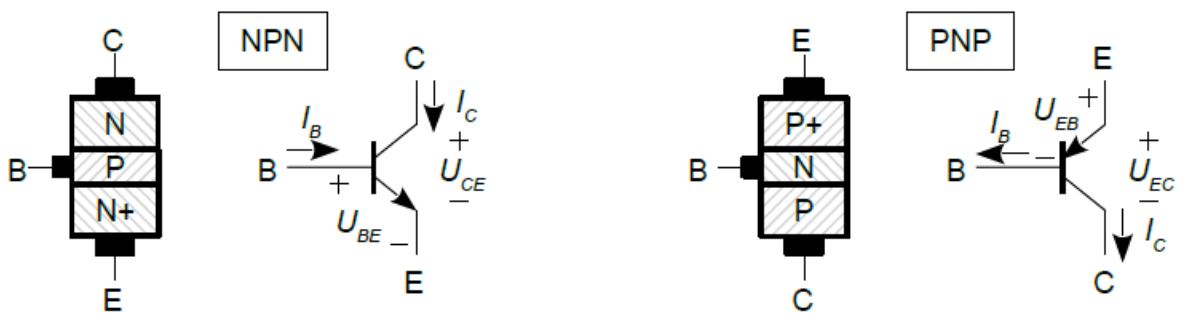
- Der er to måder PN overgangene kan arrangeres på: NPN og PNP.
- De er komplementære transistorer.
- Meget ens, men lidt større diode spændingsfald ved en PNP.

Ved NPN tilføres et ekstra N lag mod diodens anode hvorved elektronerne kan løbe videre i ledningsbåndet til det nye N lag der kaldes for kollektor.

Hvis bredden af P laget er væsentlig mindre end rekombinationslængden vil hovedparten af elektronerne fortsætte fra emitter til kollektor. De elektroner der rekombinerer i basis laget udgør transistorens basisstrøm.



Figur 28: En NPN opbygning med emitter (N+), basis (P) og kollektor (N).

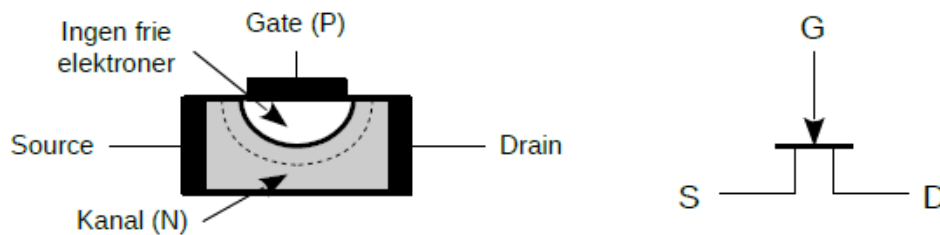


Figur 29: NPN og PNP transistor.

**JFET** er en betegnelse for junction field effect transistor. Den har tre elektroder der benævnes *gate* for styreelektroden, *source* for strømkilden og *drain* for opsamling af elektronerne.

Styreelektroden gate er forbundet til kanalen mellem drain og source via en spærrende diode. Med en negativ spænding på gate i forhold til source vil det elektriske felt frastøde elektroner i nærheden af dioden. Modstanden af kanalen er givet ved antallet af frie elektroner. Hvis kanalen indsnævres ved det elektriske felt fra gate vil der være færre elektroner og derved en højere modstandsværdi mellem source og drain.

- Transistoren er åben uden spænding på gate  $V_{GS} = 0$ . Kaldes Depletion mode.
- En negativ gate-source spænding vil begynde at begrænse drain-strømmen  $I_D$  (modsat for en P kanal JFET).
- Transistoren er helt spærende ved den negative pinch off spænding:  $V_P$ .

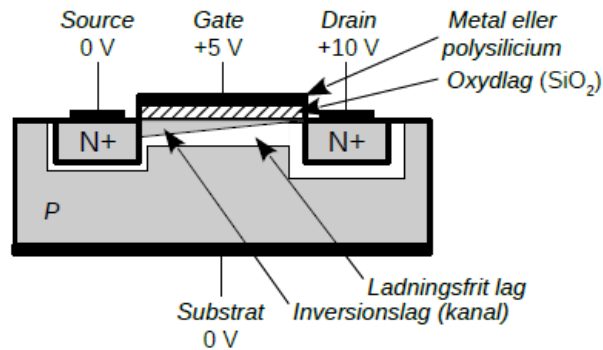


Figur 30: JFET transistor.

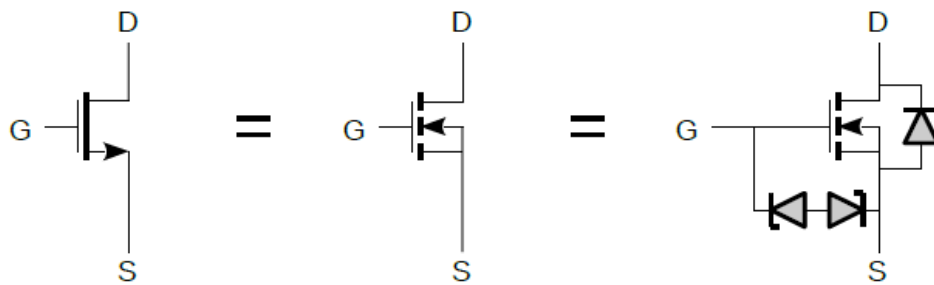
Kanalen mellem source og drain er i mange tilfælde symmetrisk og de to elektroder kan da ombyttes. Hvis det ikke er tilfældet tegnes pilen nærmest ved source.

**MOSFET** er betegnelsen for en metal-oxide silicon field-effect transistor. Gate-elektroden er opbygget som et metallag med et tyndt lag siliciumoxyd som isolator mellem gate og kanal.

- Mosfetten spærrer for strøm når gate-spændingen  $V_{GS} < V_{GS(th)}$ . Kaldes Enhancement mode.
- Der kan løbe strøm i drain når gaten lades op (det tager tid, som en kondensator).
- Gate kapaciteten begrænser hvor hurtigt den kan tænde/slukke.



Figur 31: MOSFET transistor opbygning.

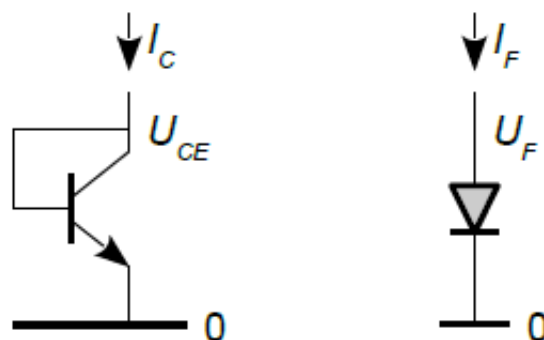


Figur 32: MOSFET transistor symbol.

### 7.3 Anvendelser

**Diodekobling** En diode-koblet transistor opfører sig fuldstændig som en diode.

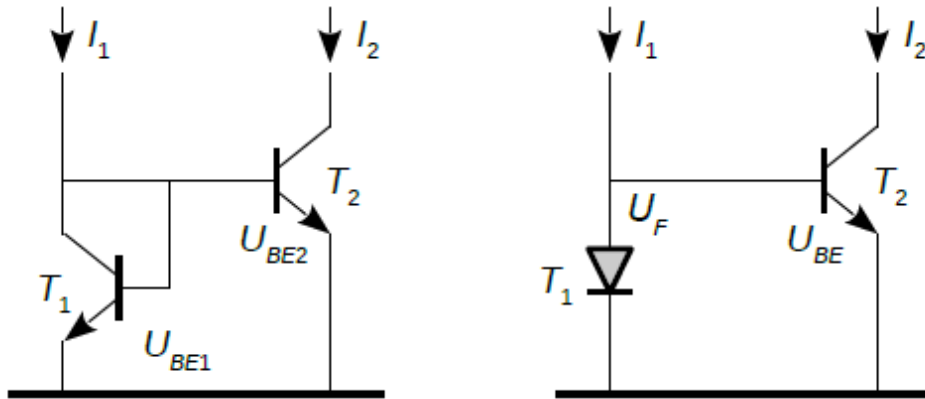
- Ved at korslutte basis og kollektor bliver transistoren en diode.
- Hyppigt brugt i IC design.
- Anvendes i strømspejlet.



Figur 33: Transistoren kan benyttes som diode.

**Strømspejl** En strøm  $I_1$  i transistor  $T_1$  vil give en tilsvarende strøm  $I_2$  i transistor  $T_2$  så det er muligt at bruge strømmen i ét kredsløb til at styre en strøm i et andet.

- Strømmen  $I_1$  vil føre til en tilsvarende strøm  $I_2$ .
- Der løber en lille basis-strøm, som i praksis vil føre til en fejl i  $I_2$ .



Figur 34: Strømspejl.

$$U_F = nU_T \ln \left( \frac{I_S}{I_1} \right) \quad (65)$$

$$U_{BE} = U_F \quad (66)$$

$$I_2 = I_S \exp \left( \frac{U_{BE}}{nU_T} \right) \quad (67)$$

$$I_2 = I_S \exp \left( \frac{nU_T \ln \left( \frac{I_S}{I_1} \right)}{nU_T} \right) \quad (68)$$



## 8 Transistoren: AC

### 8.1 AC model

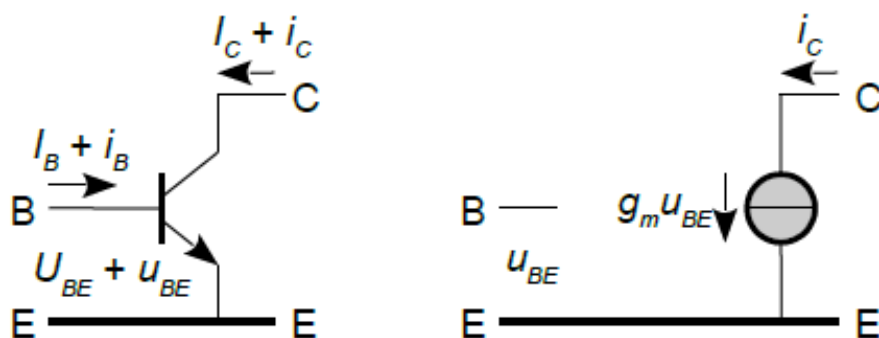
**Linearitet** kan for en transistor opnås ved at holde signalniveauet lavt. Arbejdspunktet må ikke komme tæt på  $I_C = 0$  mA og må kun svinge få mV omkring dette arbejdspunkt.

- Det antages at transistoren er ved et fornuftigt DC-arbejdspunkt. AC-spændingerne varierer omkring det faste arbejdspunkt.
- Det antages at kredsløbet er lineært, som tillader superposition og dermed adskillelse mellem DC og AC-analysen (småsignalmodel).
- DC-arbejdspunktet angives med  $I_B$ ,  $I_C$  og  $U_{BE}$ .
- AC-værdierne angives med  $i_B$ ,  $i_C$  og  $u_{BE}$ .

Strømmen i kollektor  $i_C$  varierer proportionalt med  $u_{BE}$  ved svagt signal.

$$i_C = g_m u_{BE} \quad (69)$$

$$i_C = \frac{I_C}{nU_T} u_{BE} \quad (70)$$



Figur 35: Simple AC model.

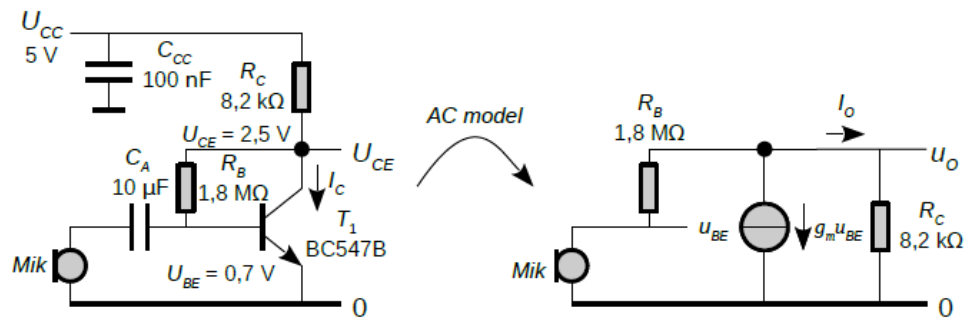
DC arbejdspunktet  $I_C$  giver fundamentet for AC modellens vigtigste parameter: transkonduktansen.

**Transkonduktansen** er proportionaliteten mellem småsignals-kollektorstrømmen  $i_C$  som funktion af spændingen  $u_{BE}$ . Den beskriver ledningsevnen i siemens (S).

For at finde et arbejdspunkt hvor det er muligt at lave denne småsignals overførelse, laves en DC analyse hvor  $I_C$  og  $U_{BE}$  bestemmes. Ud fra disse kan transkonduktansen findes som:

$$g_m = \frac{I_C}{U_T} \quad (71)$$

**Miller-transformation** benyttes for at adskille transistorens ind- og udgangsporte. Ved et eksempel med en mikrofon forstærker vises Miller-transformationen. Først oversættes kredsløbet til en AC model.



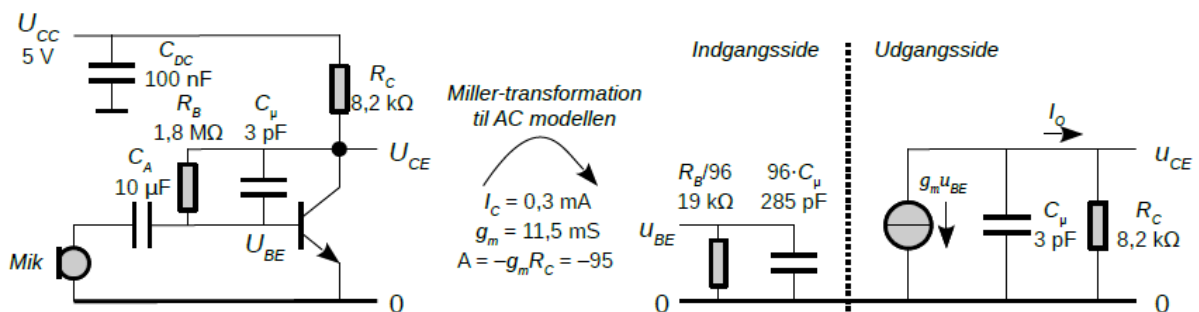
Figur 36: Mikrofonforstærker oversat til en AC model.

Forstærkningen bestemmes af transkonduktansen og modstanden  $R_C$ .

$$A = \frac{u_o}{u_{BE}} = -g_m R_C \quad (72)$$

Transistoren har en intern kapacitet  $C_\mu$  i den spærrende diode i kollektor-basis og den begrænser den opnåelige båndbredde.

- $C_\mu$  transformeres fra ud- til indgangen ved at gange med forstærkningen  $A + 1$ .
  - Udgangen:  $C_{\mu MO} = C_\mu$
  - Indgangen:  $C_{\mu MI} = C_\mu (A + 1)$
- $R_B$  transformeres til indgangen ved at dele med  $(A + 1)$ .



Figur 37: Mikrofonforstærker med kapaciteten  $C_\mu$  indtegnet.

## 8.2 Støj og forvrængning

Forstærkeren er ikke støjfri da der genereres termisk støj fra modstandene og haglstøj fra strømmene i basis og kollektor.

- Termisk støj  $e_{nR}$  fra modstandene.
  - Signalkildens indre modstand  $R_G$ .
  - Basismodstanden  $r_x$ .

Støjbidraget fra den indre modstand  $R_G$  og transistorens modstand i basis  $r_x$ .

$$e_{nR} = \sqrt{4kT(R_G + r_x)} \quad (73)$$

- Haglstøj fra strømmene i basis og kollektor.
  - Basis  $i_{nB} = \sqrt{2q_0 I_B}$
  - Kollektor  $i_{nC} = \sqrt{2q_0 I_C}$

Støjbidraget fra strømmen  $I_B$  i basis som løber gennem  $R_G$  og  $r_x$ .

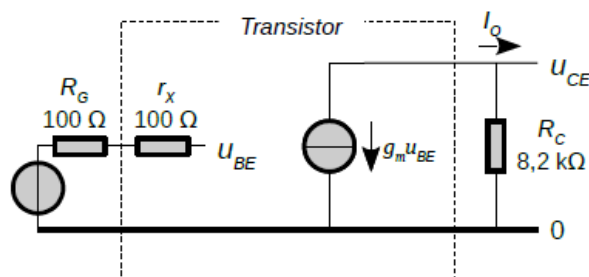
$$e_{nB} = (R_G + r_x)i_{nB} \quad (74)$$

Støjbidraget fra strømmen  $I_C$  i kollektor som løber gennem den eksterne modstand  $R_C$ .

$$e_{nC} = U_T \sqrt{\frac{2q_0}{I_C}} \quad (75)$$

Samlet indgangsstøj

$$e_{nTOT} = \sqrt{e_{nR}^2 + e_{nB}^2 + e_{nC}^2} \quad (76)$$



Figur 38: Egenstøj fra transistor.

Modstanden  $r_x$  kan udregnes ud fra transistorens støjtal NF som er opgivet i databladet. NF angiver det antal decibel hvormed transistoren forringer det mulige signal/støj forhold.

$$r_x = R_G(10^{NF/10 \text{ dB}} - 1) \quad (77)$$

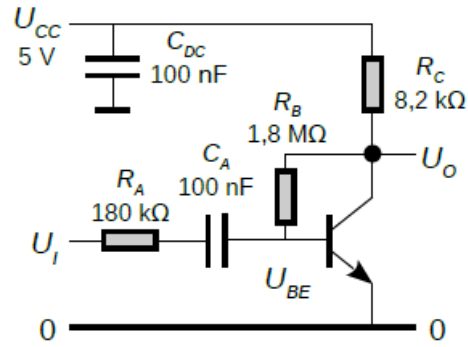
Transistorens forvrængning kan holdes til 1 % THD (total harmonic distortion) ved at indgangssignalet varierer med mindre end 1 mA.

Dette skyldes transistorens eksponentielle karakteristik.

### 8.3 Koblingstyper og deres egenskaber

**Inverterende forstærker** med en forstærkning der teoretisk bør være  $-\frac{R_B}{R_A}$ .

Det holder dog ikke i praksis pga. den lave åben-sløjfe forstærkning og indgangsmodstanden ved transistorens basis.



Figur 39: Inverterende forstærker.