

Analog System Design

Eksamensforberedelse

Jonas Lind

14-08-2017

1 Effektforstærkerøvelse: DC

- Klasse AB 30W forstærker til 8Ω højtaler.
- Indgangssignalet har signalamplitude på 1V.

Spændingsvinget som er nødvendigt for at drive højtaleren ved 30W beregnes til 22V. 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 5V højere end kravet til V_O og det giver værdien til $\pm 27V$.

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

$$U_{RMS} = \sqrt{P_O R_L} = \sqrt{30 \text{ W} \cdot 8 \Omega} = 15.5 \text{ V} \quad (2)$$

$$U_{PEAK} = U_{RMS} \sqrt{2} = 22 \text{ V} \quad (3)$$

Strømsvinget som er nødvendigt på forstærkerens udgang igennem de 8Ω findes til at være 3.65 A, ved en nominel modstandsværdi på 6Ω . Dette er gældende da højtalerens svingspole har en DC modstand R_{DC} på typisk 80 percent af den nominelle værdi.

$$I_{OPEAK} = \frac{U_{PEAK}}{R_L} = 3.65 \text{ A} \quad (4)$$

Udgangstrinnet benytter et darlington par af to emitter følgere (common collector) for at øge strømforstærkningen.

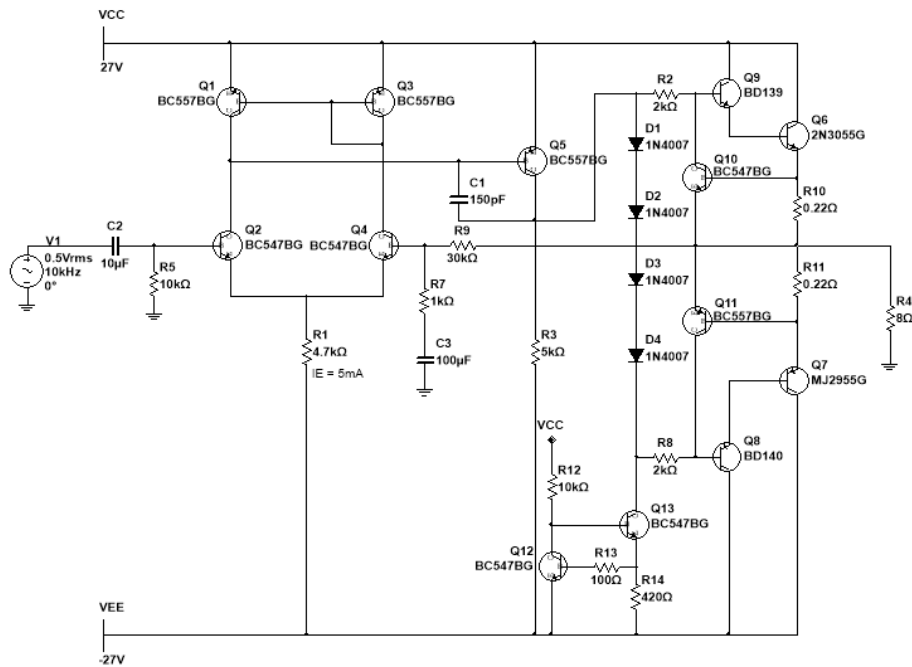
$$\beta = \beta_1 \beta_2 = 100 \cdot 30 = 3000 \quad (5)$$

- Dette sænker de 3.65 A udganstrinnet skal levere til 1.22 mA.

- Således belaster udgangstrinnet VAS-trinnet minimalt.
- En $2\text{ k}\Omega$ base-modstand begrænser basestrømmen til højst 1.45 mA .
- Modstanden er bestemt ved at se på fuldt udsving hvor højttaleren har 22 V over sig og der er 3 gange 0.7 V op til basen.

$$R = \frac{27\text{ V}(3 \cdot 0.7\text{ V} + 22\text{ V})}{1.22\text{ mA}} = 2.38\text{ k}\Omega \quad (6)$$

Diode biasing benyttes for at minimere crossover distortion. Fire dioder sættes i serie for at skabe et fast spændingsfald på 2.8 V mellem de to transistores baser.



Figur 1: Kredsløbsdiagram for effektforstærker klasse AB.

Strømkilde For at levere strømmen til dioderne anvendes en strømkilde istedet for en modstand, da der vil blive afsat for meget effekt i denne. Modstanden $R_E(R_{14})$ styrer I_O . R_{12} sørger for at der løber en strøm i dioderne, der giver et konstant spændingsfald.

DC forstærkningen er således givet ved:

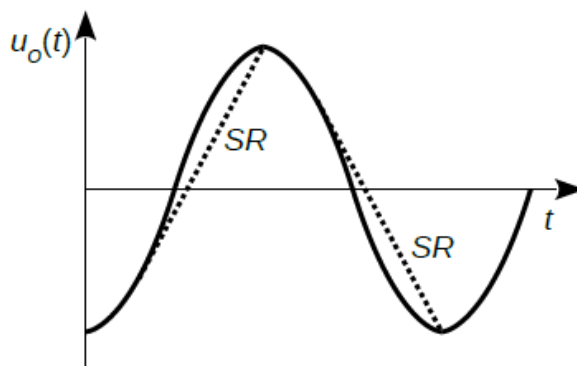
$$A_{DC} = g_m \beta R_C \quad (7)$$

Transkonduktansen g_m i differentialtrinnet T1 ... T4 beregnes til 0,1
Kondensatoren C_C skaber en dominerende pol ved f_0 , som sikrer stabilitet.

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\beta R_C C_C} \quad (8)$$

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

$$SR = \frac{I_E}{C_C} \quad (9)$$



Figur 3: Operationsforstærkerens slew rate.

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

2.2 Transistor - AC model

2.3 Diode - AC model

3 Effektforstærkerøvelse: 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 $8\ \Omega$.

$$I_{OPEAK} = 3.65\text{ A} \quad (10)$$

$$I_{DC} = \frac{I_{OPEAK}}{\pi} = 1.16\text{ A} \quad (11)$$

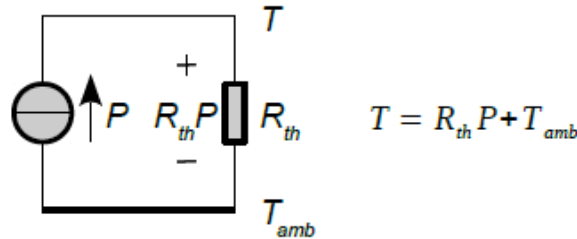
$$P_{CC} = U_{CC}(I_{PEAK} - I_{DC}) = 67.2\text{ W} \quad (12)$$

Effekttabet i udgangstransistorerne T9 og T10 bliver 32 W samlet og derfor forventes et tab på 16 W i hver transistor.

$$P_O = \frac{U_{CC}U_O}{\pi R_L} = 31.2\text{ W} \quad (13)$$

3.1 Ohms lov analogi

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 køleprofils K-værdi og enheden er en stigning i temperatur per effekt.



Figur 4: Beregning af temperaturstigning ved en effektstrøm P i en termisk modstand.

3.2 Termisk modstand

- 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.

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

$$T_j = (R_{th\ j-mb} + R_{th\ mb-hs} + R_{th\ hs})P + T_{amb} \quad (14)$$

$$R_{th\ hs} = \frac{T_j - T_{amb}}{P} - R_{th\ j-mb} - R_{th\ mb-hs} \quad (15)$$

$$R_{th\ hs} = \frac{100\text{ °C} - 25\text{ °C}}{11\text{ W}} - 1.52\text{ °C W}^{-1} = 5.3\text{ °C W}^{-1} \quad (16)$$

Til effekttransistorene blev der valgt en køleplade, som var rigeligt stor.

3.3 SOA

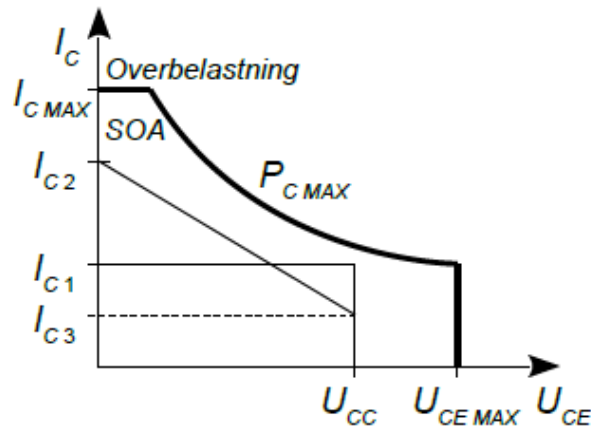
SOA er en betegnelse for safe-operating area. SOA findes ved at kombinere følgende tre begrænsninger:

- $I_{C,MAX}$
- $U_{CE,MAX}$
- P_{MAX}

P_{MAX} giver skæringspunkterne for 2N3055:

$$I_C = \frac{P_{MAX}}{U_{CE}} = \frac{115\text{ W}}{60\text{ V}} = 1.9\text{ A} \quad (17)$$

$$U_{CE} = \frac{P_{MAX}}{I_C} = \frac{115\text{ W}}{15\text{ A}} = 7.7\text{ V} \quad (18)$$



Figur 5: Safe-operating area.

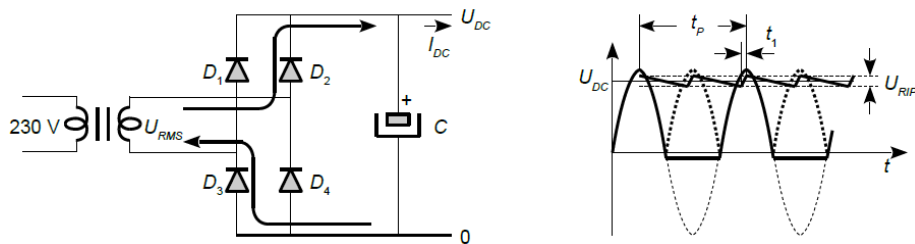
4 Effektforstærkerøvelse: Effektforsyning

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 ≈ 5 percent.

4.2 Ensretning udglatning

- Full bridge brokoblingen ensretter de positive og negative halvbølger.
- Der er to diode-spændingsfald, som sænker spændingen ≈ -1.4 V.
- 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 6: AC fra transformeren ensrettet af brokoblingen.

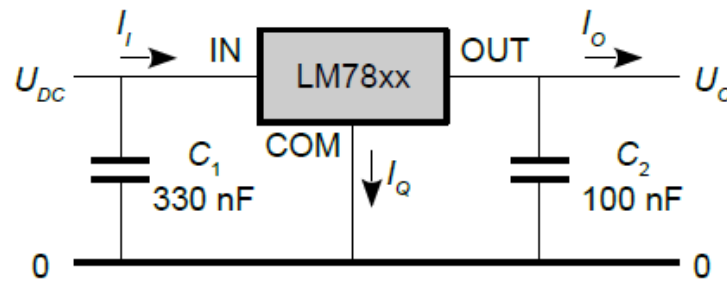
$$t_p = \frac{1}{50 \text{ Hz}} = 20 \text{ ms} \quad (19)$$

$$C_{Filter} = \frac{I_{DC} t_p}{2 U_{RIP}} \quad (20)$$

4.3 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 7: En serieregulator der nedsætter spændingen fra en ustabil effektforsyning til en stabil og kortslutningssikker forsyningslinje. De viste kondensatorer er krævet af hensyn til stabilitet.

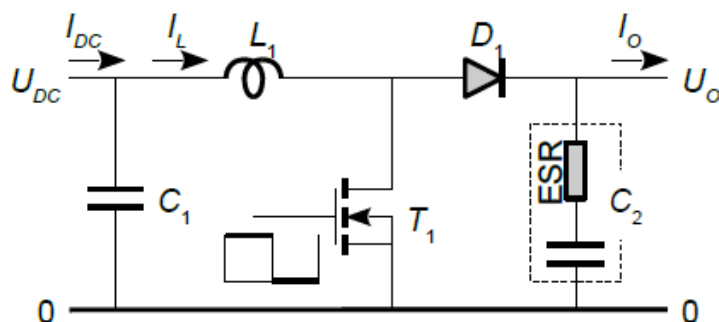
4.4 DC-DC konverter

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 percent.
- Der er højfrekvent switching støj på udgangen, hvilket kan være uønsket.

Opkonvertering

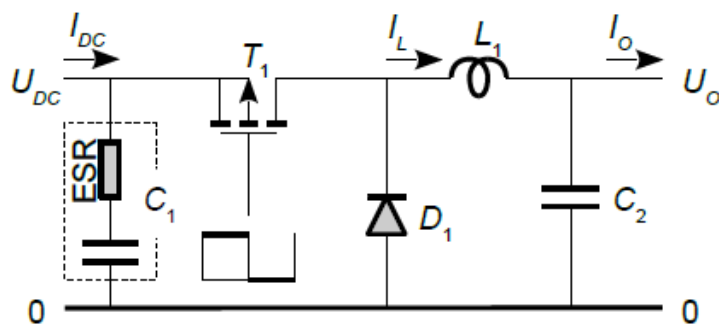
- Et PWM signal med en frekvens > 100 kHz styrer MOSFET'en.
- Når MOSFET'en er tændt løber der en strøm igennem spolen, som oplades. C2 aflades.
- Når MOSFET'en er slukket aflades spolen, som skaber en spænding i serie med U_{DC} , som lader C2 op igennem dioden.
- Dioden sørger for at kondensatoren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



Figur 8: Opkonvertering.

Nedkonvertering

- Ved nedkonvertering er der byttet rundt på MOSFET, diode og spole.
- Først når MOSFETen er slukket løber der ingen strøm i kredsløbet.
- Når MOSFETen 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 MOSFETen slukkes vil spolen blive ved med at levere strøm, som opretholder udgangsspændingen.

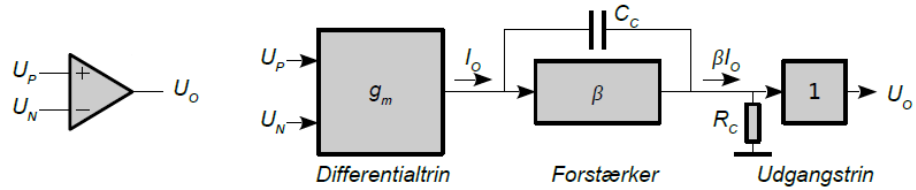


Figur 9: Nedkonvertering.

$$C_{Filter} = \frac{I_{DC} t_p}{2U_{RIP}} \quad (21)$$

5 Operationsforstærkeren

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

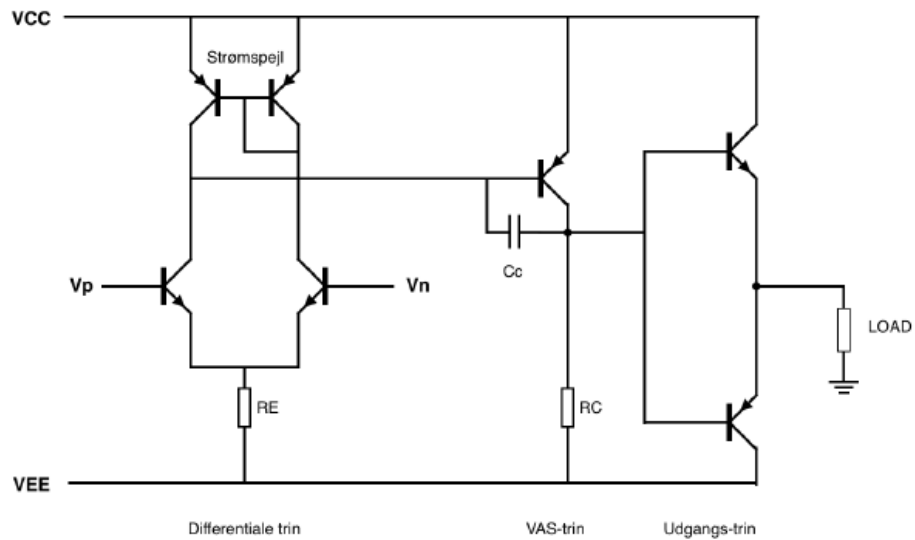


Figur 10: En OpAmp består af et differentielt indgangstrin og en strømforstærker.

- 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 β , 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 OpAmpen stabil.
- DC gain: $A_{DC} = g_m \beta R_C$
- AC gain: $A_{OL} = \frac{g_m}{\omega C_C}$

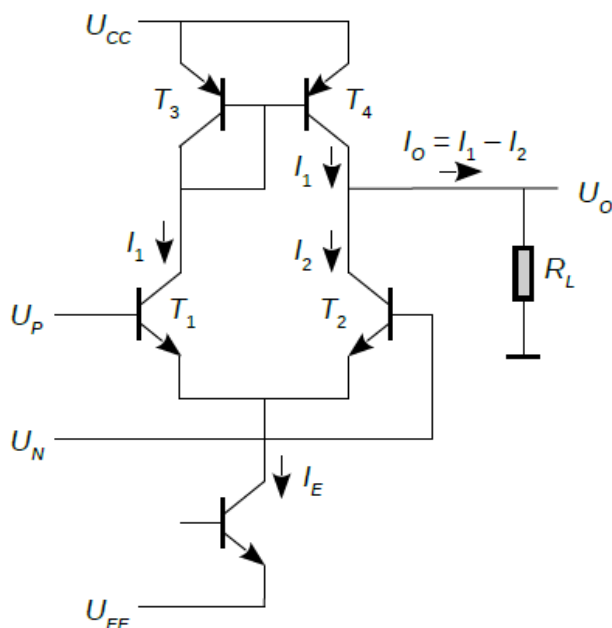
5.1 Opbygning og DC forhold

- Trin 1 Spænding til strøm - en transkonduktans blok.
- Trin 2 Forstærker strøm og omsætter til spænding - en transresistans forstærker, også kaldet VAS (Voltage Application Stage).
- Trin 3 Kommer ved effektforstærkeren. Omsætter fra mA niveau til A niveau.



Figur 11: Generelt OpAmp kredsløb.

Differentialtrinnet benytter to BJT 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. De to transistorer T3 og T4 udgør et strømspejl hvor strømmen i T1 kopieres over til T4.



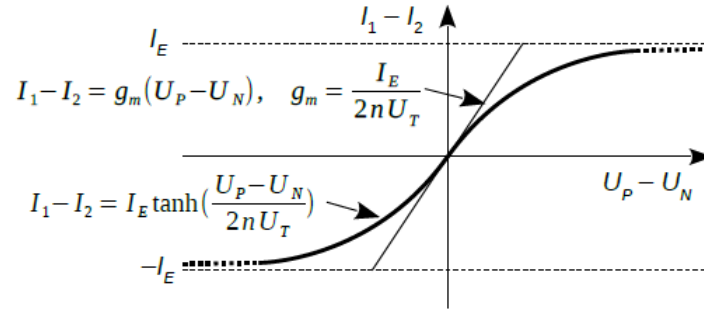
Figur 12: Differentialtrin med strømspejl.

Strømdelingen styres af en spændingsdifferent $U_P U_N$ mellem de to indgange ved basis. Hvis spændingsdifferenten er nul deles strømmen ligeligt med 50 % til hver transistor. Hæves spændingsdifferenten vil T1 trække mere strøm og T2 må så nøjes med en mindre strøm da I_E er konstant. På grund af strømspejlet ved T3 og T4 vil differenten mellem I_1 og I_2 give en strøm I_O i udgangen. Ved stor positiv spændingsdifferent vil T1 lede 100 percent strømmen og T2 får 0 percent. Der er derfor 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 spændingsdifferenten.

$$I_o = g_m(U_P - U_N) \quad (22)$$

$$U_T = \frac{kT}{q_0} \approx 26 \text{ mV} \quad (23)$$

$$g_m = \frac{I_E}{2nU_T} \quad (24)$$

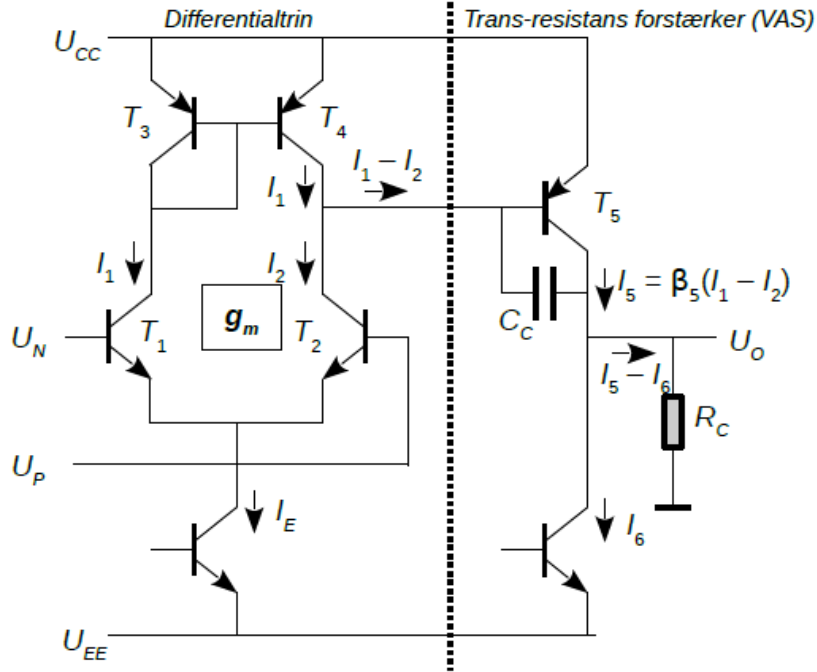


Figur 13: Differentialtrinnets emitterstrøm.

Der er et næsten retlinet forløb for en spændingsdifferentens nær ved nul og at stor spændingsdifferentens giver et mætningsforløb for strømdifferentensen $I_1 - I_2$ hvor der optræder en begrænsning til den fælles strøm i emitter.

I_E er arbejdsstrømmen, en emitterstrøm. Typisk $100 \mu\text{A}$ i operationsforstærker og 5 mA i effektforstærker.

Det strømforstærkende trin benytter en BJT transistors strømforstærkning for at forstærke differentialtrinnets udgangsstrøm. Denne strøm bliver ledet gennem en modstand, R_C , som laver det om til en strøm. 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.



Figur 14: Trans-resistans forstærker (VAS).

DC forstærkningen er således givet ved:

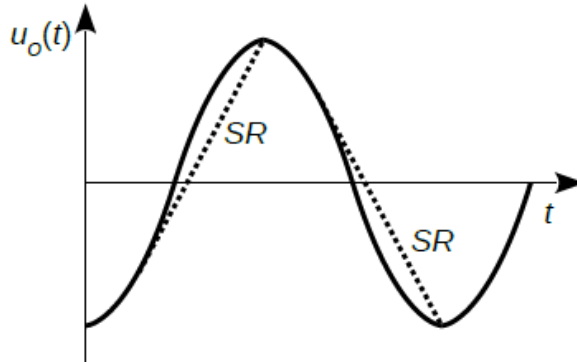
$$A_{DC} = g_m \beta R_C \quad (25)$$

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

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\beta R_C C_C} \quad (26)$$

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

$$SR = \frac{I_E}{C_C} \quad (27)$$



Figur 15: Operationsforstærkerens slew rate.

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

Lave frekvenser

$$U_O = g_m \beta R_C (U_P - U_N) \quad (28)$$

Høje frekvenser

$$U_O = \frac{g_m}{j\omega C_C} (U_P - U_N) \quad (29)$$

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

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. Polens frekvens er som regel lavere end 1 kHz. Der er en fordel ved valget idet kapaciteten C_{μ} 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 den dominerende pol. Transistorens kapacitet C_{μ} er spændingsafhængig og vil derfor introducere harmonisk

forvrængning, men ved at parallelkoble C_{μ} med en stabil kapacitet C_C kan forvrængningen sænkes.

Den hastighed udgangen kan flyttes med, altså slew raten, begrænses af strømmen I_E og kapaciteten C_C som beskrevet tidligere. Et design af en operationsforstærker bliver derfor et kompromis mellem at opnå en hurtig forstærker, altså en stor slew rate, og stabilitet, altså en lav værdi af GBP.

Udgangstrinnet fra operationsforstærkeren benytter oftest to eller flere transistorer koblet som emitterfølger. Trinnets 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 forstærkertrinnet.

5.3 Offset-fejl og støj

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.

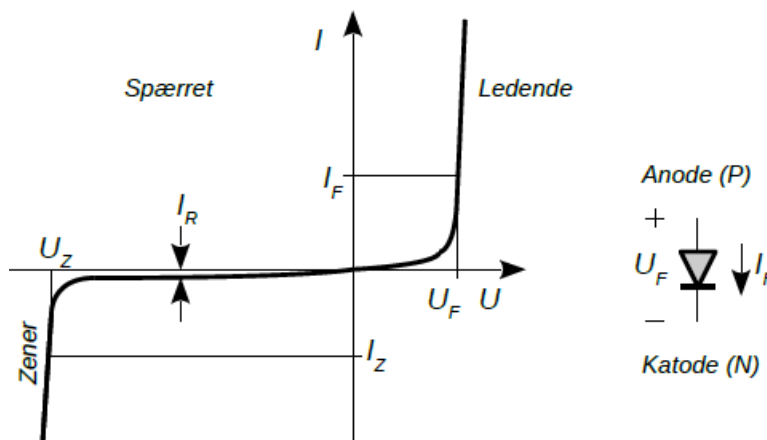
- Dioden er afbrudt når anodens spænding er lavere end katodens spænding.
- Dioden repræsenteres af en spændingsforskel på 0,7 V når anodens spænding er højere end katoden og der løber en strøm.
- I det ledende område er strømmen en eksponentiel funktion af diodens spænding.

$$I_F = I_s \exp\left(\frac{U_F}{nU_T}\right) \quad (30)$$

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

$$I_R = I_{R0} 2^{(T-T_0)/\Delta T} \quad (31)$$

- 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.

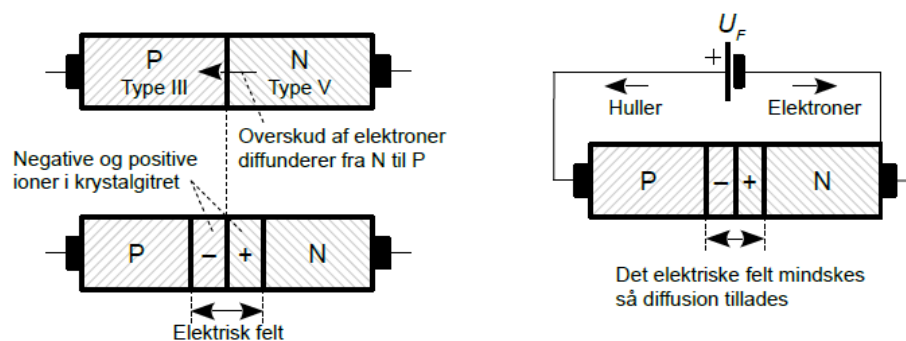


Figur 16: Diodens karakteristisk $I(U)$.

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 17: 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.**

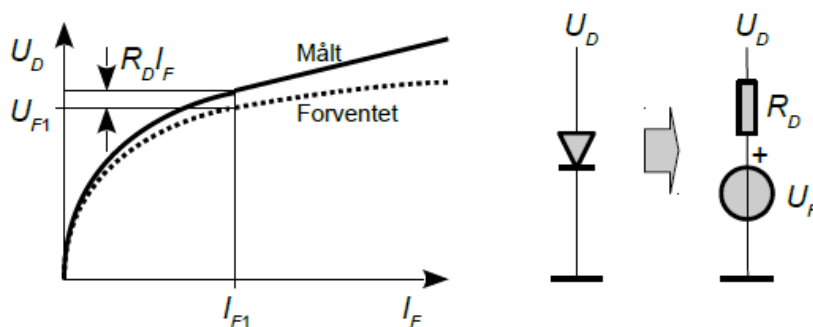
Hvis det eksterne batteri vendes om vil det elektriske felt øges og blokere for en strøm. **Dioden spærrer.**

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 .

$$U_D = U_F + R_D I_F \quad (32)$$

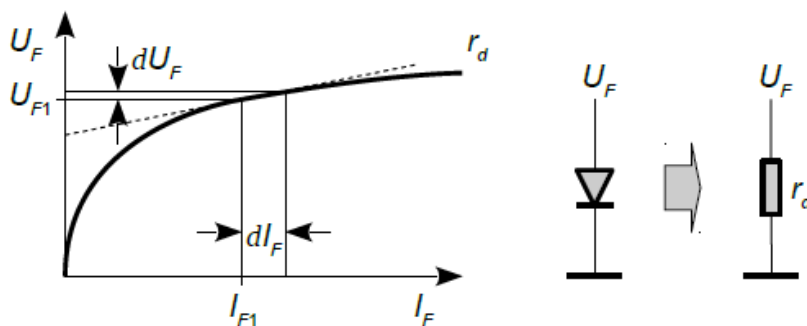
- Seriemostanden skyldes ledningsevnen af halvlederens materiale.
- Modstanden R_D er ikke en konstant værdi.



Figur 18: Diodens seriemoestand ved DC.

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

$$r_D = \frac{U_T}{I_F} \quad (33)$$

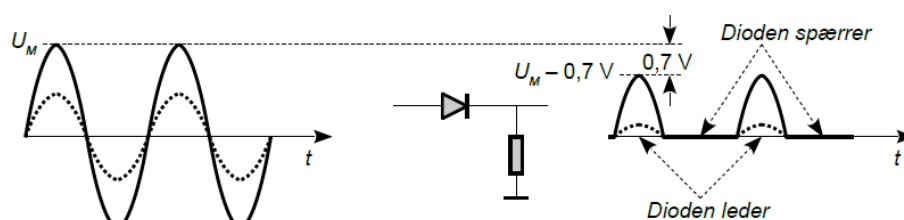


Figur 19: Diodens seriemoestand ved AC.

6.3 Anvendelser

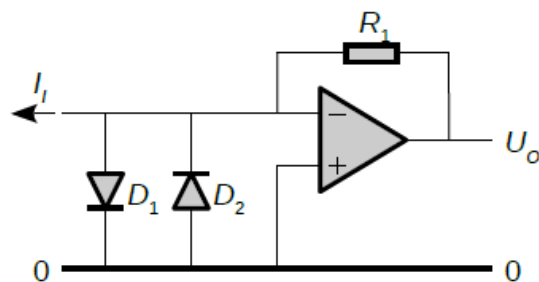
Ensretning Halvbølge ensretning af et vekselssignal giver en pulserende jævnstrøm.

- 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 20: Halvbølge ensretning af et vekselssignal.

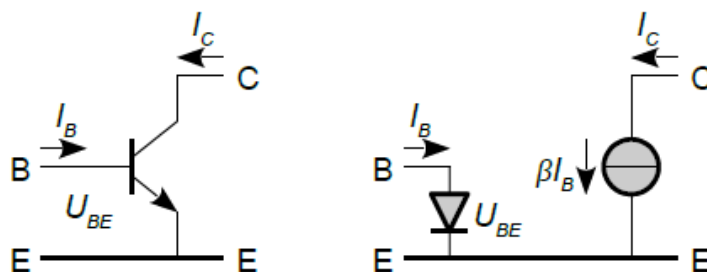
Beskyttelseskredsløb Dioden kan beskytte en følsom indgang imod overspænding.



Figur 21: Beskytning af en følsom indgang imod overspænding.

7 Transistoren: DC

7.1 DC model



Figur 22: 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 β gange mindre end kollektorstrømmen.

$$I_C = I_S \exp \frac{U_{BE}}{nU_T} \quad (34)$$

$$I_B = \frac{I_C}{\beta} \quad (35)$$

DC model 2 Strømstyret

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

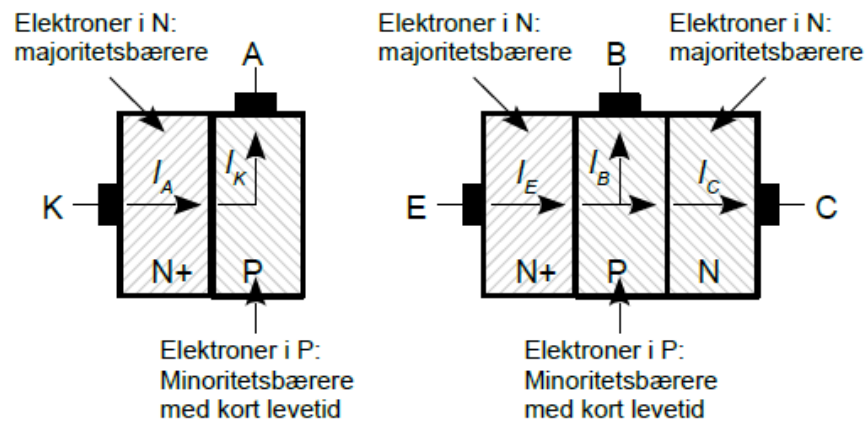
$$I_C = I_B \beta \quad (36)$$

$$U_{BE} = nU_T \ln \frac{I_C}{I_S} \quad (37)$$

7.2 Forskellige typer (BJT, FET)

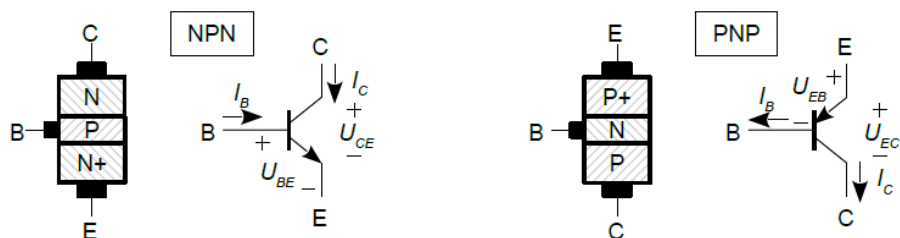
BJT er en bipolar transistor som fremstilles ud fra en diode ved at tilføje endnu et lag. Med et ekstra N lag på mod diodens anode kan elektronerne løbe videre i ledningsbåndet til nye N lag der kaldes for kollektor.

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

- 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.



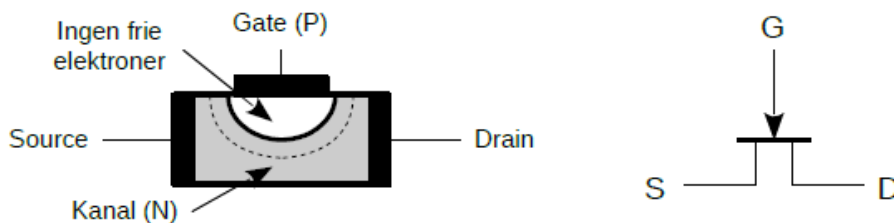
Figur 24: NPN og PNP transistor.

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*.
- En negativ *gate-source* spænding vil begynde at begrænse *drain*-strømmen I_D .
- Transistoren er helt spærende ved den negative pinch off spænding: U_P .

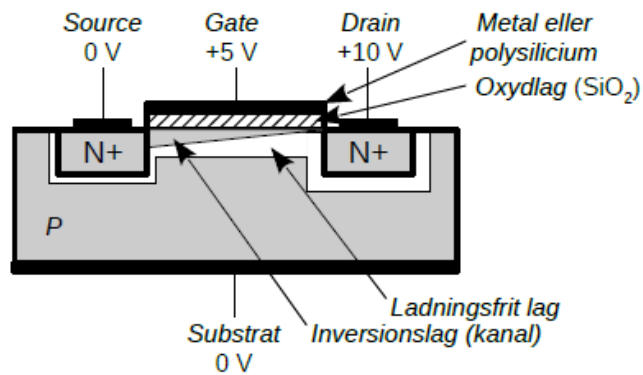


Figur 25: JFET transistor.

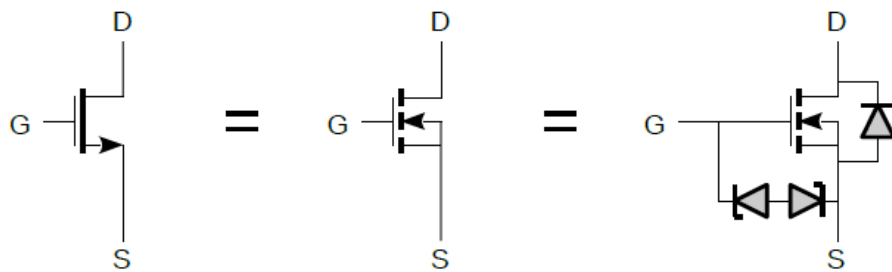
Kanalen mellem *source* og *drain* er i mange tilfælde symmetrisk og de to elektroder kan da ombyttes. Hvis det ikke er tilfældet tegnes pilen nærmest ved *source*.

MOSFET er betegnelsen for en metal-oxide silicon field-effect transistor.

- Mosfetten spærrer for strøm når *gate*-spændingen $U_G < U_{TH}$.
- 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 26: MOSFET transistor opbygning.

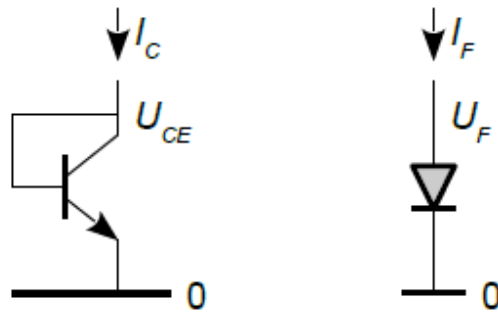


Figur 27: MOSFET transistor symbol.

7.3 Anvendelser

Diodekobling

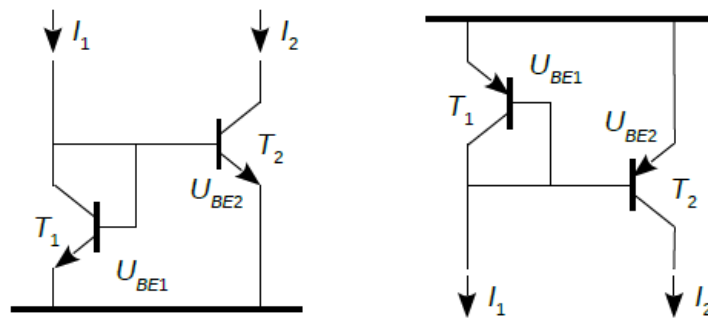
- Ved at korslutte basis og kollektor bliver transistoren en diode.
- Hyppigt brugt i IC design.
- Anvendes i strømspejlet.



Figur 28: Transistoren kan benyttes som diode.

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 29: Strømspejl placeret ved low side (venstre) og high side (højre).

8 Transistoren: AC

8.1 AC model

DC-arbejdspunktet angives med I_B , I_C og U_{BE} .

AC-værdierne angives med i_B , i_C og u_{BE} .

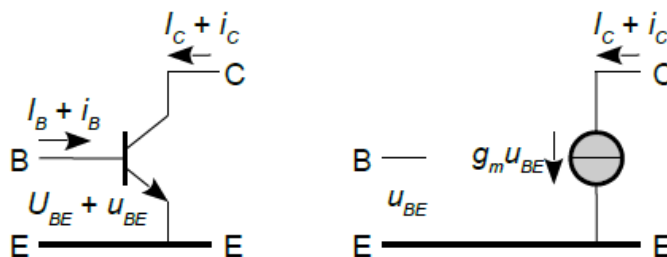
Linearitet kan for en transistor opnås ved at holde signalniveauet lavt. Arbejdspunktet må ikke komme tæt på $I_C = 0mA$ og må kun svinge få mV omkring dette arbejdspunkt.

$$I_C = g_m u_{BE} \quad (38)$$

$$i_C = I_S \exp \frac{u_{BE}}{nU_T} \quad (39)$$

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

$$i_C = \frac{I_C}{nU_T} u_{BE} \quad (40)$$



Figur 30: Smpel AC model.

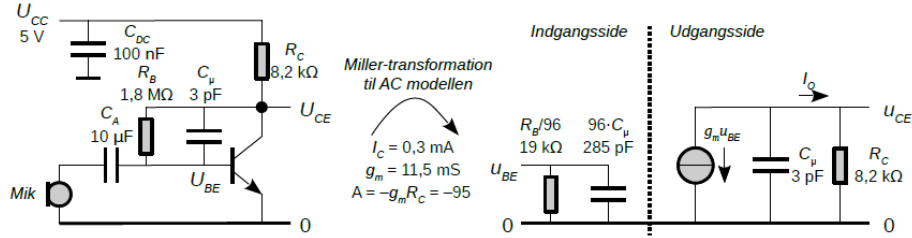
DC arbejdspunktet I_C giver fundamentet for AC modellens vigtigste parameter: transkonduktansen.

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:

$$g_m = \frac{I_C}{U_T} \quad (41)$$

Miller transformationen Transistoren har en intern kapacitet C_p i den spærrende diode i kollektor-basis og den begrænser den opnåelige båndbredde. Ved et eksempel med en mikrofon forstærker vises Miller transformationen. Først oversættes kredsløbet til en AC model:



Figur 31: Mikrofonforstærker med kapaciteten C_p indtegnet.

Fra AC modellen ovenfor ses det at forstærkningen må være

$$A = \frac{u_{CE}}{u_{BE}} \quad (42)$$

u_{CE} må for dette kredsløb være spændingsfaldet over R_C da strømmen løber væk fra I_o .

$$u_{CE} = -g_m u_{BE} R_C \quad (43)$$

Dette indsættes i udtrykket for forstærkningen

$$A = \frac{-g_m u_{BE} R_C}{u_{BE}} \quad (44)$$

På billedet nedenfor er en mikrofon forstærker Miller transformeret. Først findes transkonduktansen for kredsløbet I_C vælges til 2 mA i DC analysen:

$$g_m = \frac{I_C}{u_T} = \frac{2 \text{ mA}}{26 \text{ mV}} = 0,08 \text{ S} \quad (45)$$

Dernæst findes forstærkningen i kredsløbet:

$$A = -g_m R_C = g_m 1,25 \text{ k}\Omega = -95 \quad (46)$$

Herefter findes indgangs impedansen af kredsløbet: Hvis modstanden R_B skal have samme strøm gennem sig når den er sat til 0V må den ændres i værdi, da der over den er et spændingsfald på $u_{CE} - u_{BE}$ hvilket ikke er lig $u_{BE} - 0V$. Det nye spændingsfald er 1-A gange mindre og får at få den samme strøm må R_B ændres til

$$R_B = \frac{R_{BM}}{1 - A} \quad (47)$$

$$R_I = R_{BM} = \frac{270 \text{ k}\Omega}{1 - (-95)} = 2.8 \text{ k}\Omega \quad (48)$$

Næst findes udgangsimpedansen: Da R_B set fra indgangens synspunkt har en meget lav spænding (A gange mindre ind på udgangen) på indgangen, kan dette ses som 0V og i dette tilfælde er $u_{CE} - u_{BE} = u_{CE} - 0V$, derfor skal modstanden ikke ændres ved Miller transformationen, heller ikke R_C .

8.2 Koblingstyper og deres egenskaber

(forstærkning, ind- og udgangsimpedans)

8.3 Støj og forvrængning

- Forstærkeren er ikke støjfri.
- Termisk støj fra modstandene e_{nR} .
 - Signalkildens modstand R_G .
 - Basismodstanden r_x .
- Haglstøj fra strømmene i basis og kollektor.
 - Basis i_{nB}
 - Kollektor i_{nC}

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