
E3-4 Analog Elektronik (AEL)

Komponenter, Kredsløb og Analyse

AEL19

Jan Hvolgaard Mikkelsen, Ole Kiel Jensen og Sofus Birkedal Nielsen

{jhm, okj, sbn}@es.aau.dk

Aalborg Universitet



2010

Kursusoversigt



Kursusgang	Emne	Forelæser
AEL11	Højfrekvens respons	SBN
AEL12	LF design eksempel	JHM
AEL13	Harmonisk forvrængning	JHM
AEL14	Flertrinsforstærker	JHM
AEL15	Effektforstærker – I	JHM
AEL16	Diff. forstærker/strømspejl	SBN
AEL17	Opamp – Idelle	SBN
AEL18	Opamp – ikke idelle	SBN
AEL19	Effektforstærker – II	JHM
AEL20	Effektforstærker – III	JHM

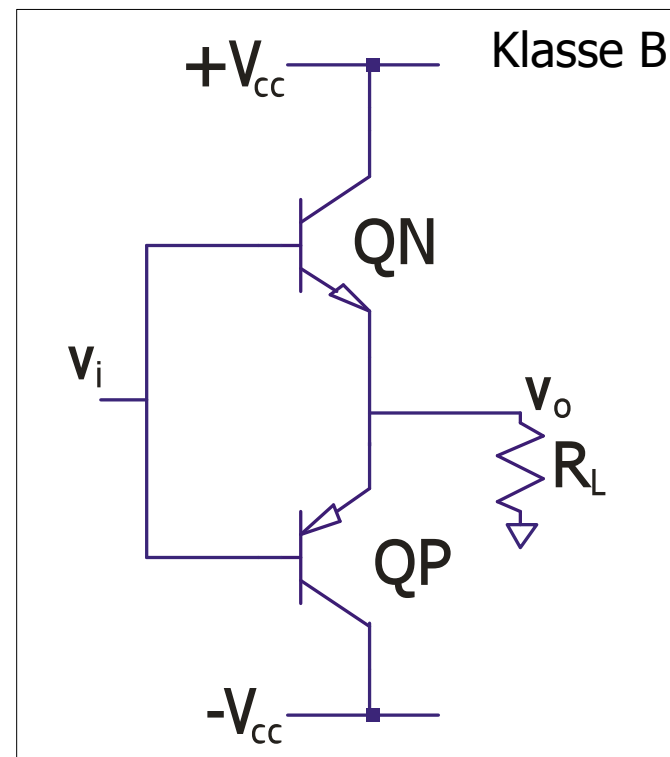
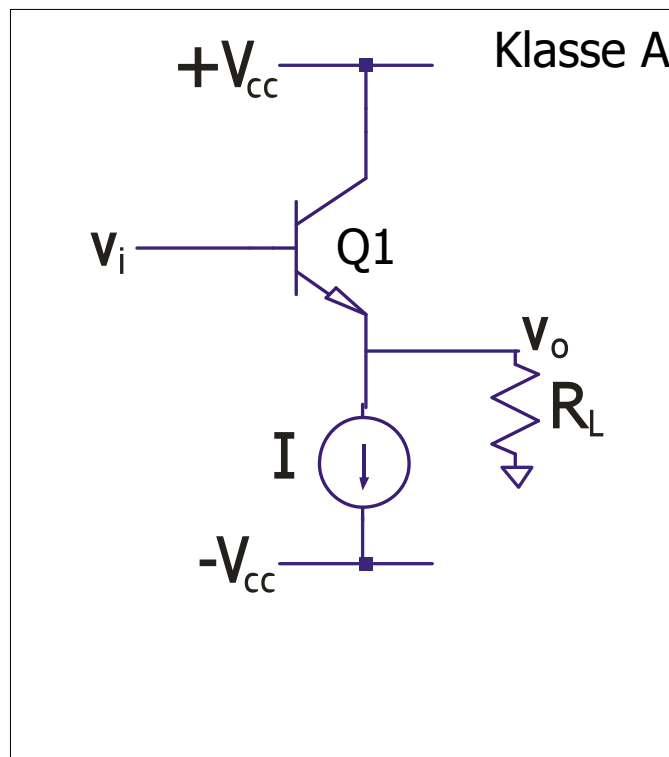
Agenda

- Lidt opsamling fra PA I (AEL15)
 - Udgangstrin
 - Forvrængning – forskellige typer
- Termiske effekter
 - Termisk equivalent kredsløb
 - Design af køling
- Safe Operating Area (SOA) for en BJT
- Termisk stabilitet
- Termisk run-away
- Design af R_E
- Klasse AB bias
 - V_{BE} -Multiplier
- Lidt til opgaverne

Vi kigger fortsat "kun"
på selve udgangstrinnet

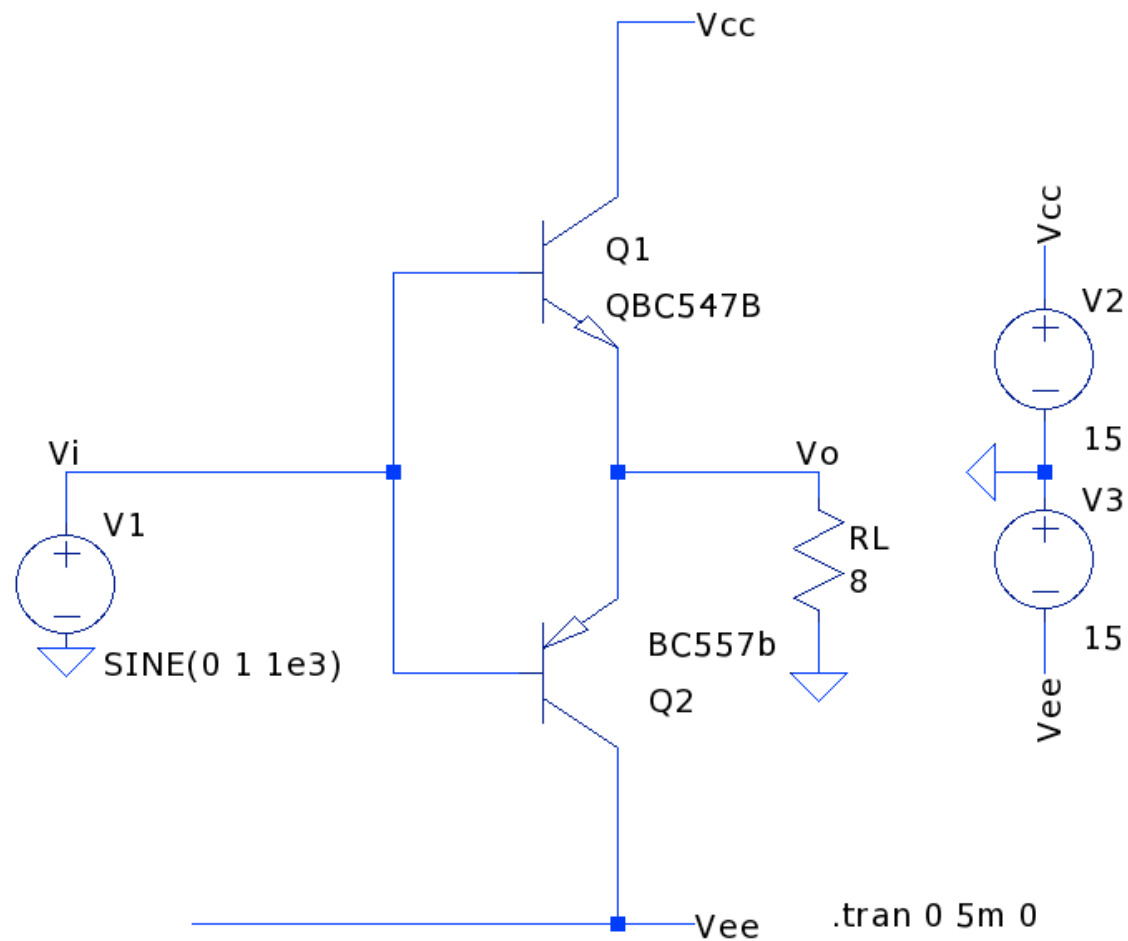
Opsamling - udgangstrinnet

- Som vi har set, så findes der et væld af forskellige "typer" af effektforstærkere, og vores fokus er på klasse A, B, og AB
- Klassefikationen sker på baggrund af formen af udgangssignalet for en given forstærker - strømvinklen
- Klassificeringen sker indirekte ud fra transistorens arbejds punkt



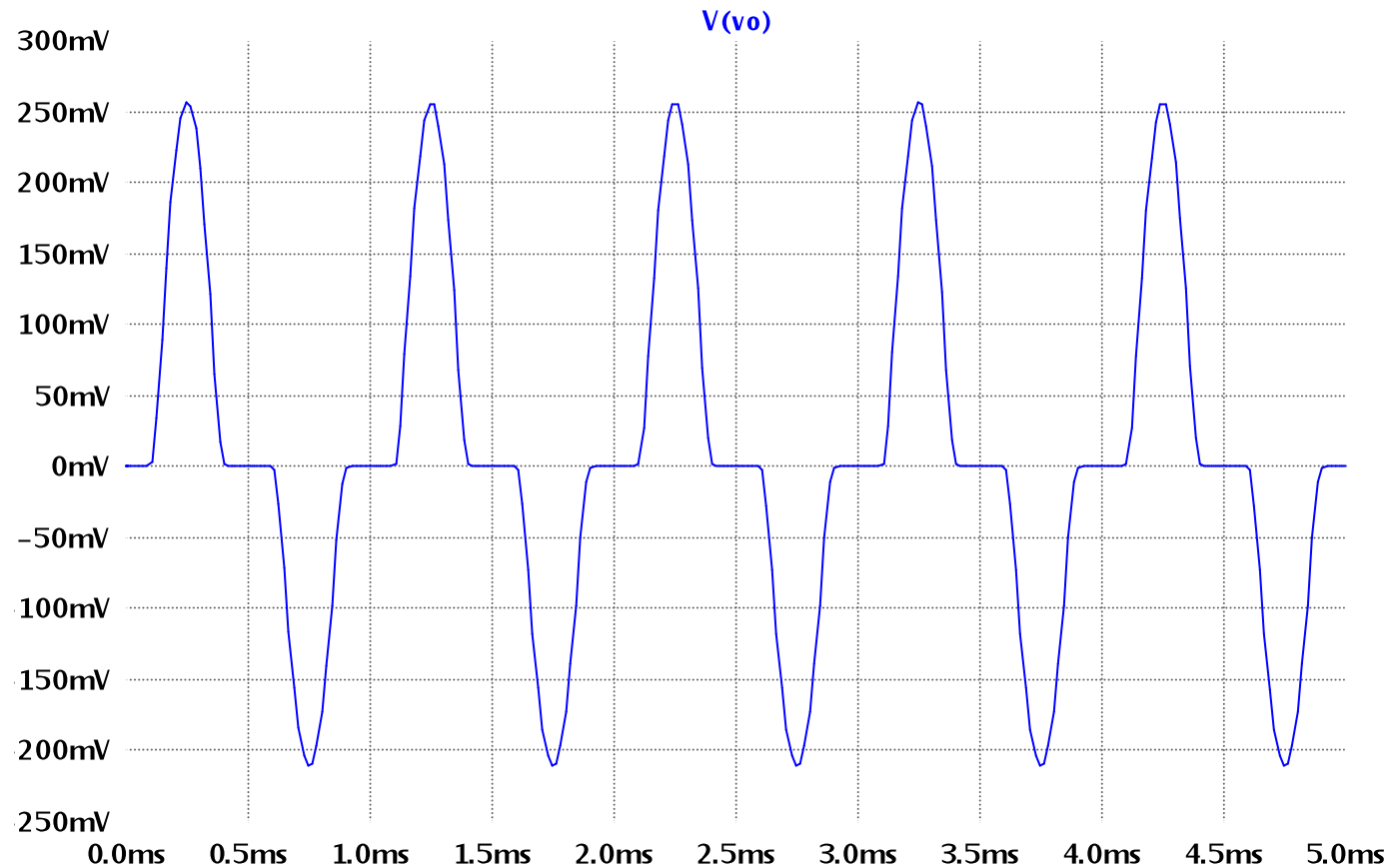
Opsamling – Cross-over

LTspice: simpel klasse B



Opsamling – Cross-over

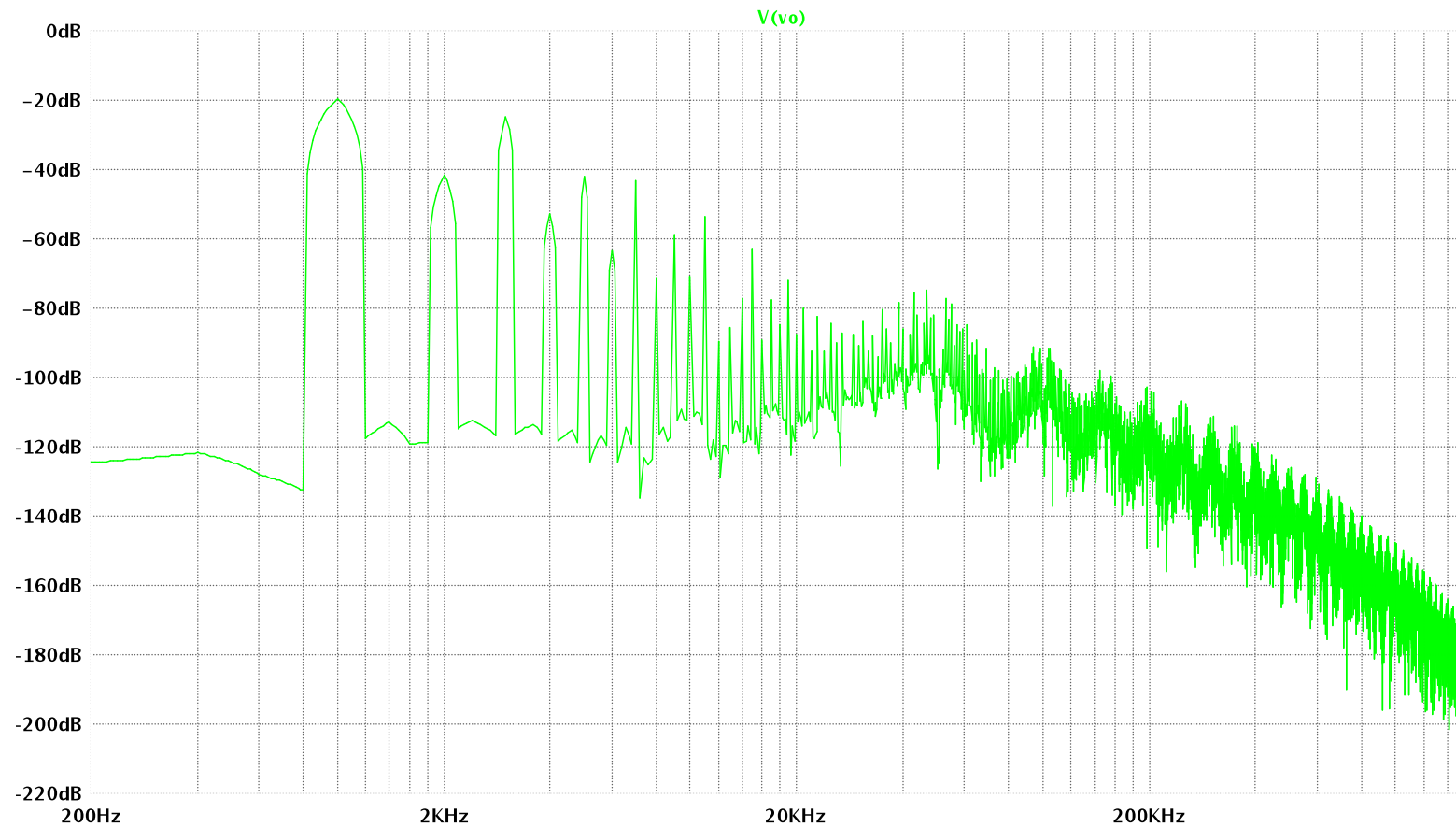
Cross-Over forvrængning i simpel klasse B



Opsamling – Cross-over

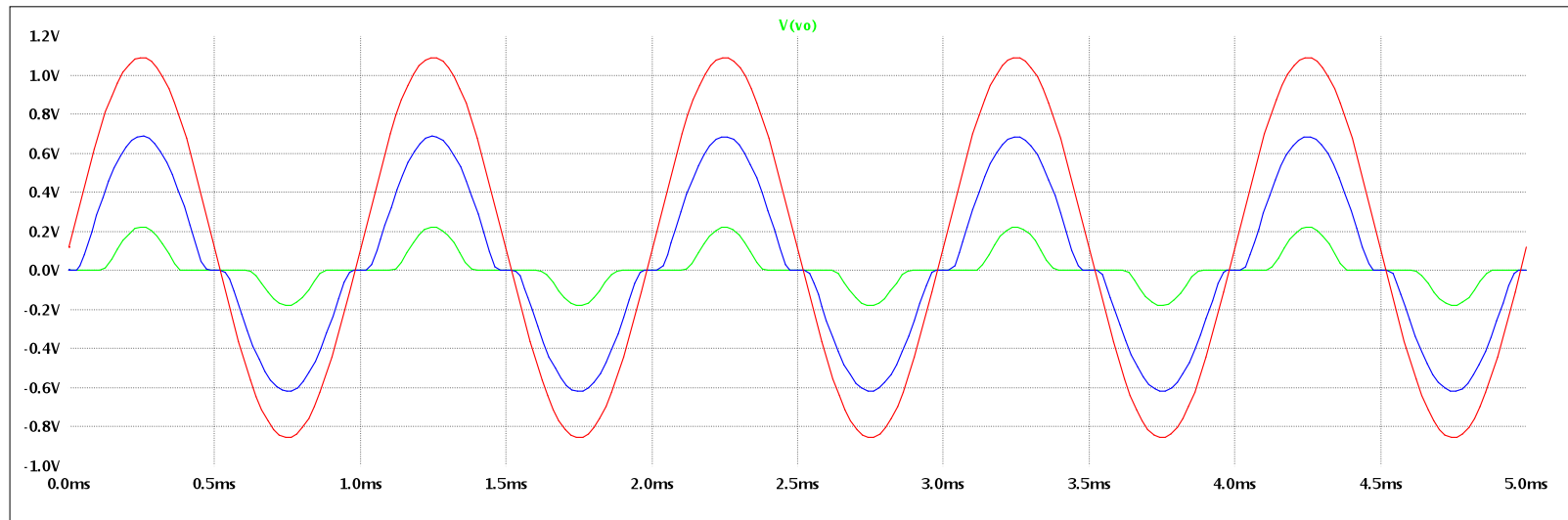
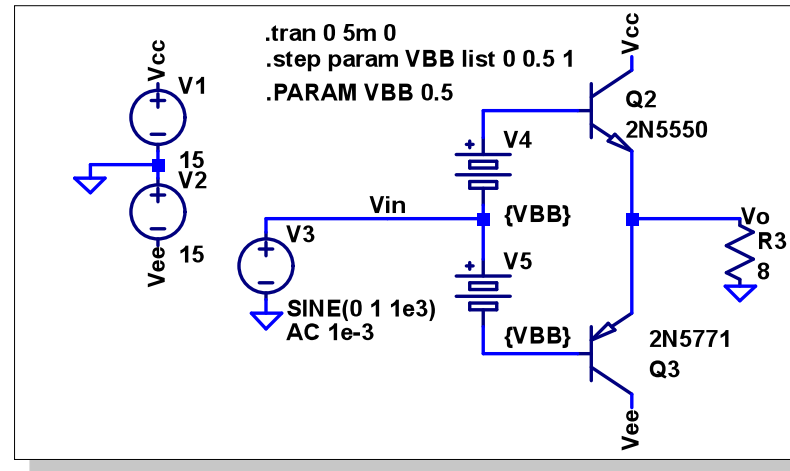


Forvrængning i simpel klasse B



Opsamling – Klasse B (AB) bias

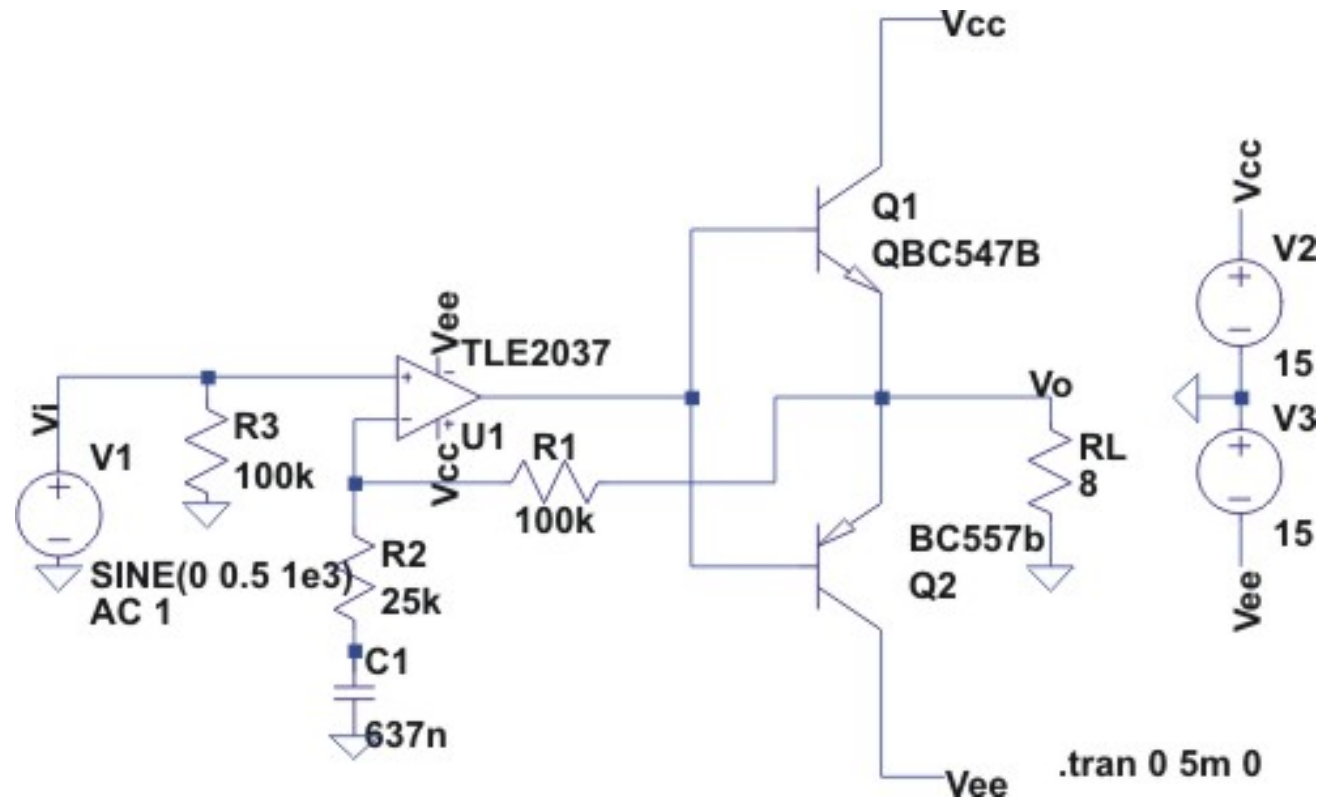
- Eksempler på signalerne for en klasse AB udgang



Opsamling – Cross-over

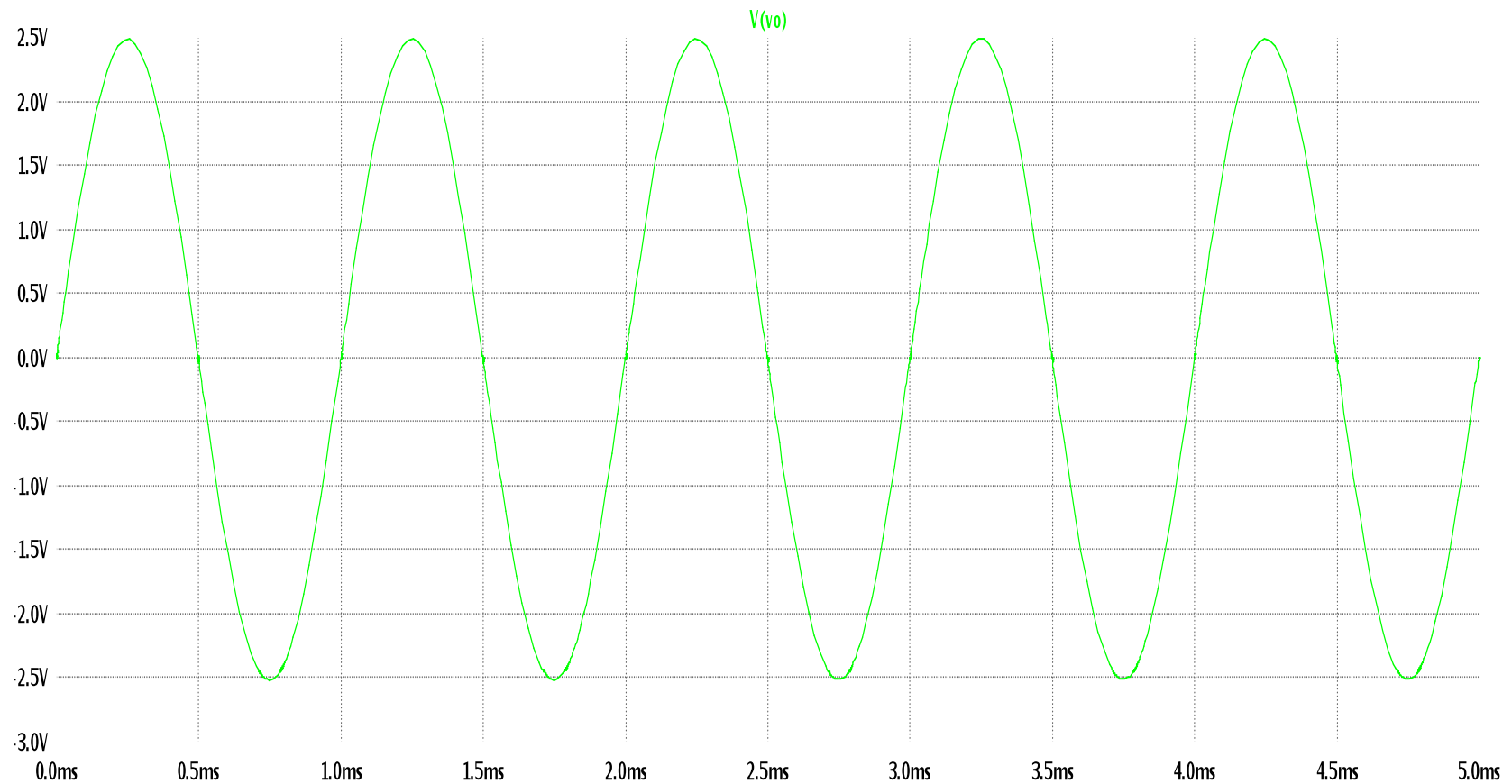
LTspice: Tilbagekoblet klasse B

100% DC feedback



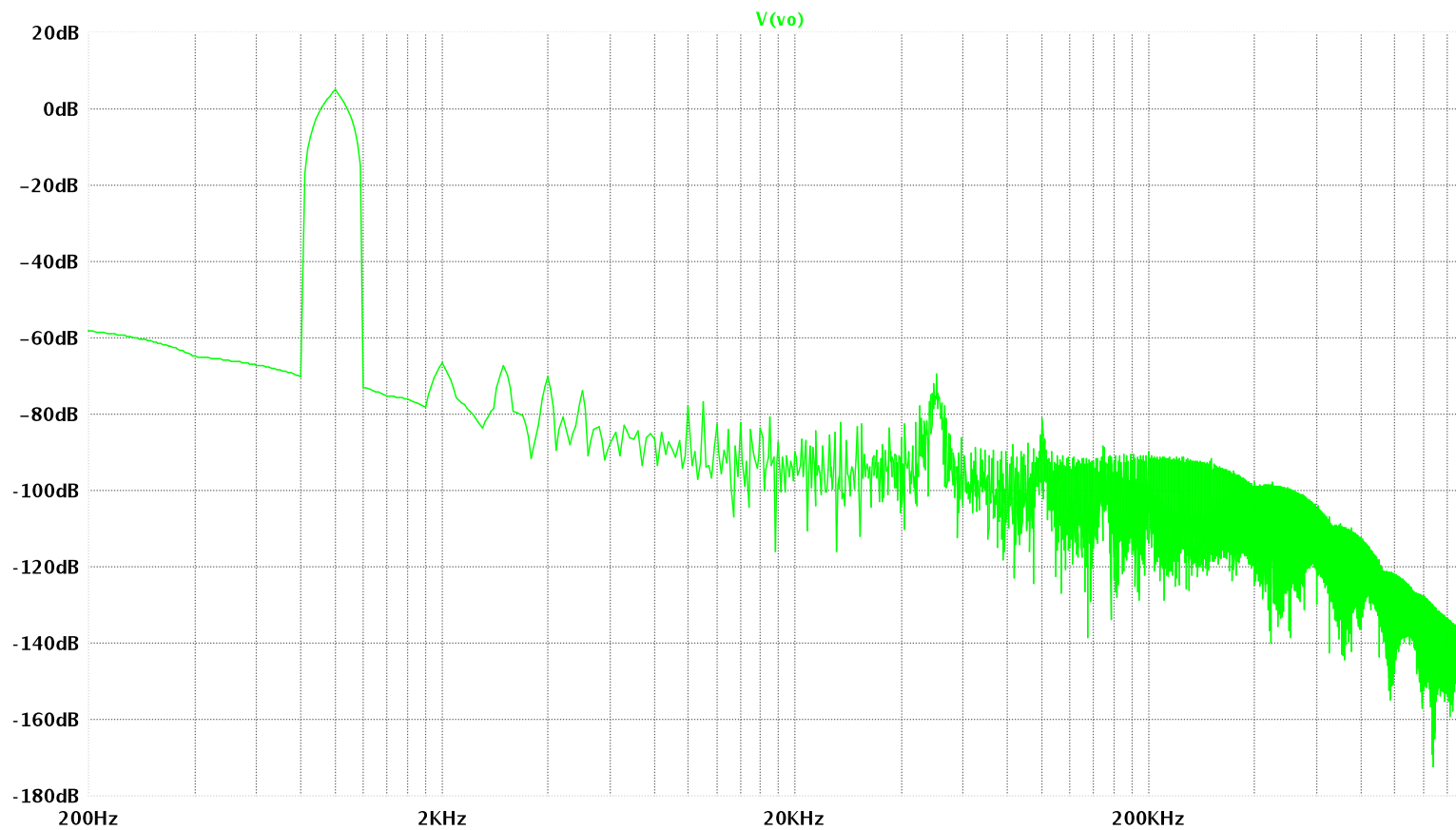
Opsamling – Cross-over

Tilbagekobling fjerner cross-over i simpel klasse B



Opsamling – Cross-over

Forvrængning i tilbagekoblet klasse B



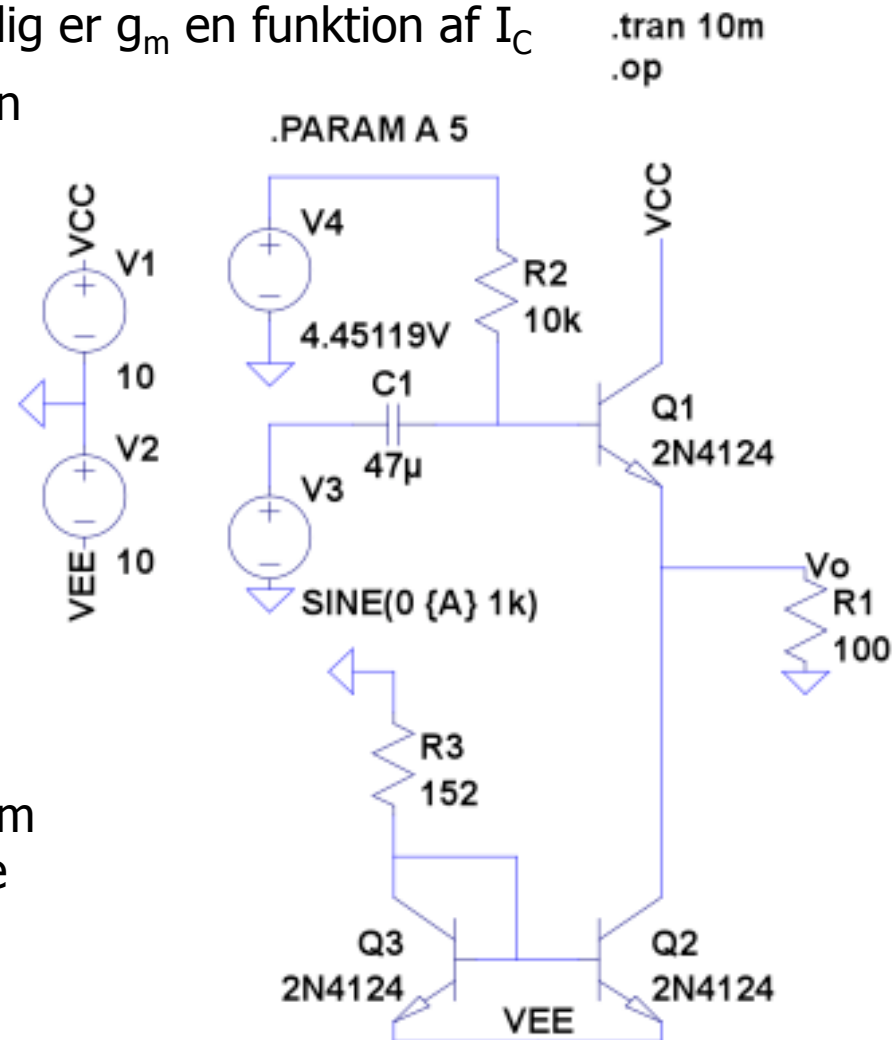
Opsamling - forvrængning

"Opgave 1" fra AEL15

- R_o er cirka $1/g_{mQ1}$ og samtidig er g_m en funktion af I_C
- Som et resultat oplever vi en ændring i "damping faktor"

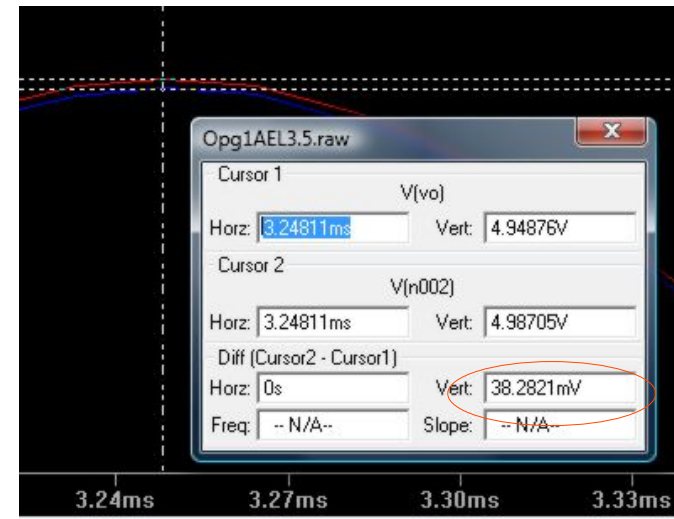
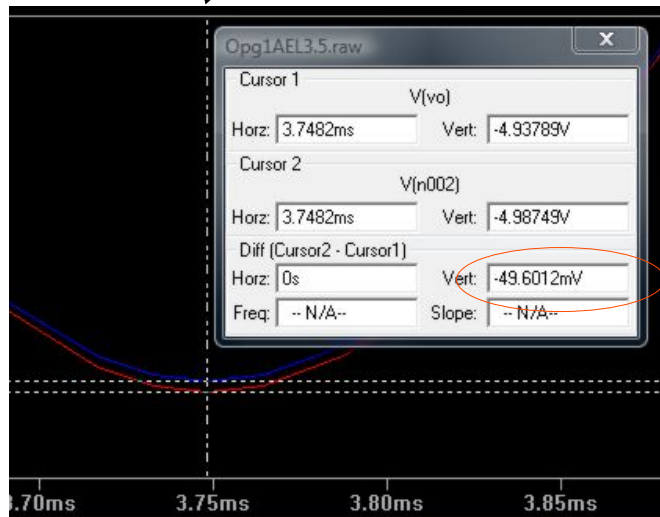
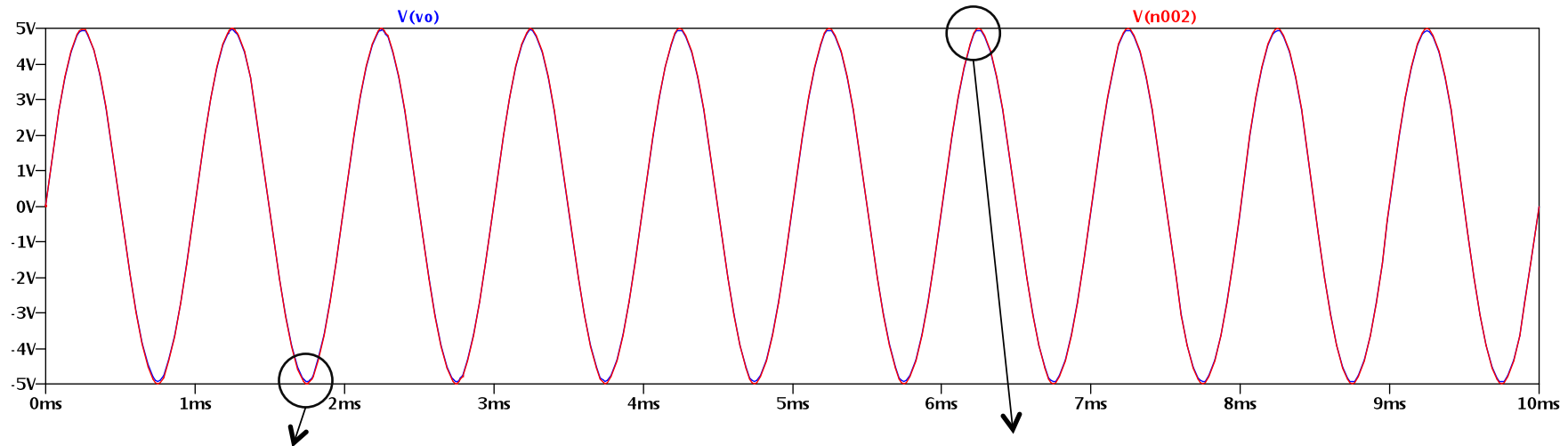
$$DF = \frac{R_L}{R_o}$$

- Med Thevenin i baghovedet bliver "problemet" klart
- Vores x1 udgang er ikke konstant x1
- Vi får med andre ord en forstærkning der svinger som funktion af den øjeblikkelige udstyring af udgangen



Opsamling - forvrængning

- Vi kan se effekten af at arbejde med store signaler ...



Lille IC -> lille gm -> stor Ro -> lille DF

Stor IC -> stor gm -> lille Ro -> stor DF

Forvrængning – Beta droop

- En ting vi ikke kom ind på sidst er sammenhængen mellem β og I_C for en BJT
- Beta droop (værrer for stigende I_C)
- Nært beslægtet med Damping Factor, men beta droop giver anledning til forvrængning i drivertrinnet
- Hvis "per-device I_C " kan reduceres, så vil effekten af beta droop også blive reduceret
- Derfor kobles BJT'er ofte parallelt
- Da beta for en FET i princippet er uendelig stor til enhver tid, så lider en FET udgang ikke af dette
- P_o større -> ☹
- R_L laver -> ☹

$$CC: r_{in} = r_{\pi} + \beta \cdot R_L$$

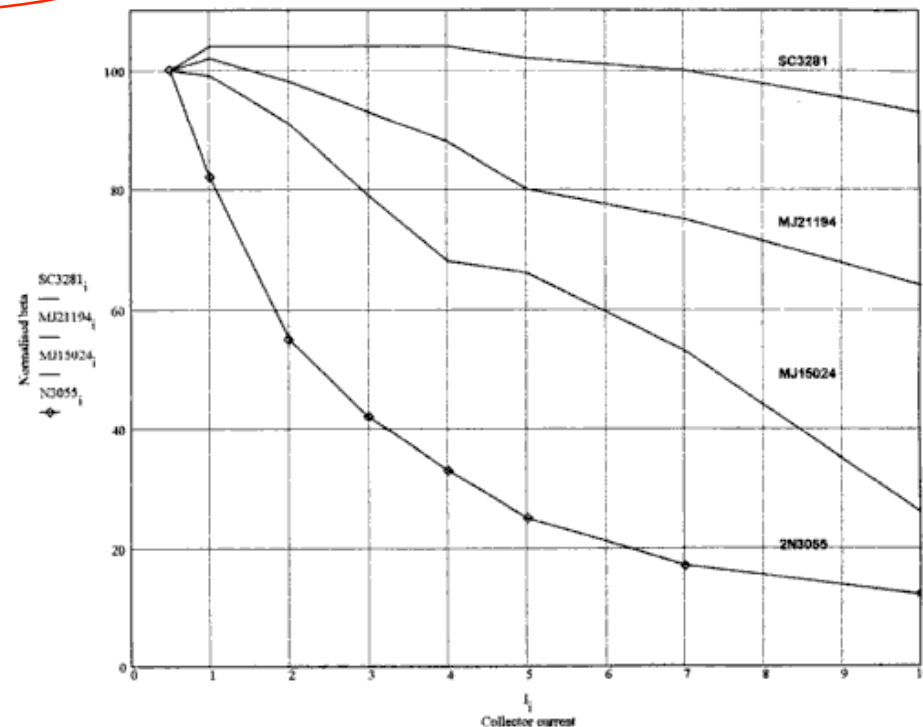


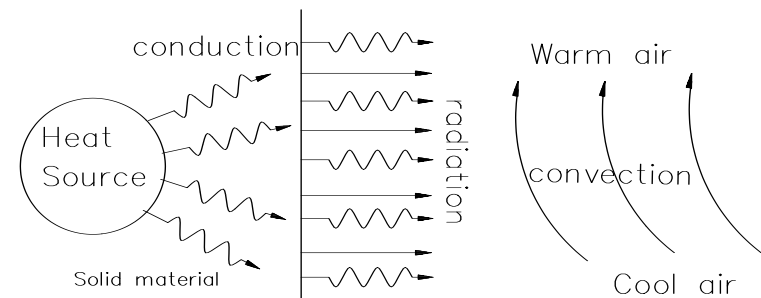
Figure 5.19
Power transistor beta falls as collector current increases. Beta is normalised to 100 at 0.5 A [from manufacturers' data sheets]

- Når de forskellige effektforstærkertyper betragtes ses det tydeligt, at en betydelig del af den leverede effekt bliver afsat i udgangstrinnet selv
- Da den afsatte effekt ikke bare forsvinder op i den blå luft må den nødvendigvis blive afsat i form af varme
- Vores designs skal være i stand til at sikre at vi ikke ender op med så høje temperaturer at transistorerne brænder af
- Det stiller krav til både det elektriske og det termiske design
- Yderligere en elektrisk-termisk dualitet gør at vi skal sikre både elektrisk og termisk stabilitet i vores kredsløb

Termiske effekter

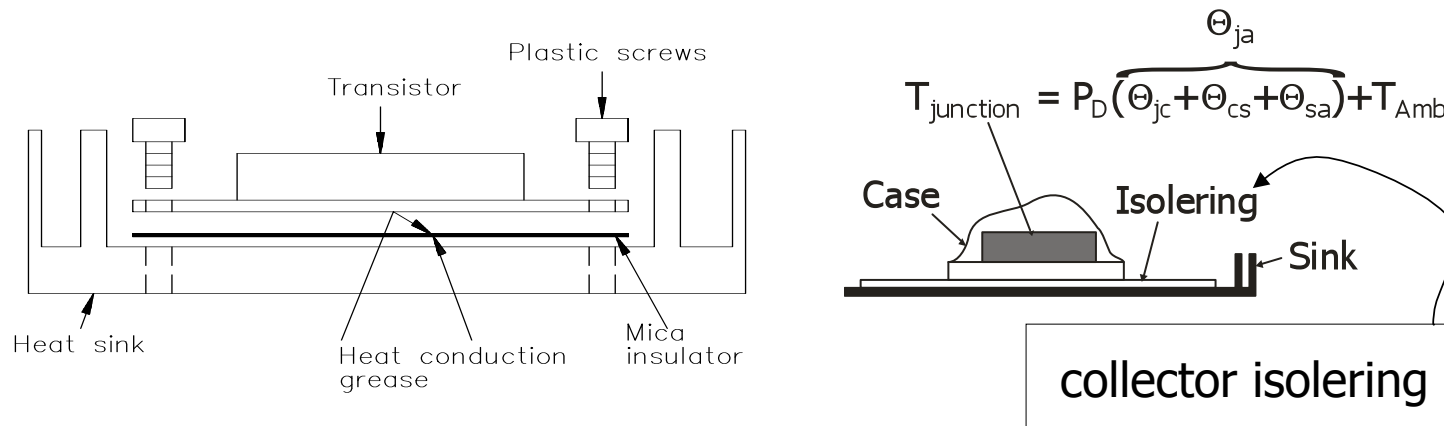
- Forstærkere har en nyttevirkning der ofte ligger langt under 100%
- Effekttransistoren er her en af "storforbrugerene" af effekt
- Forbruget sker i form af en varmeforøgelse internt i transistoren
- Varmestigningen sker primært i collector overgangen
- For at sikre korrekt operation af transistoren skal denne temperaturstigning begrænses til et acceptabelt niveau
- Den maksimalt tilladelige collector junction temperatur for Silicium baserede power transistorer ligger omkring 150 – 200°C
- Hvorledes kan vi håndtere den del af den afsatte effekt der ikke går til loaden?

- Conduction (heat sinks)
- Radiation (passende overflader)
- Convection (fans)



Termiske effekter

- For at kunne regne lidt på de termiske forhold opstiller vi et elektrisk equivalent for systemet
- Systemet inkludere her både transistor, pakke samt køleplade

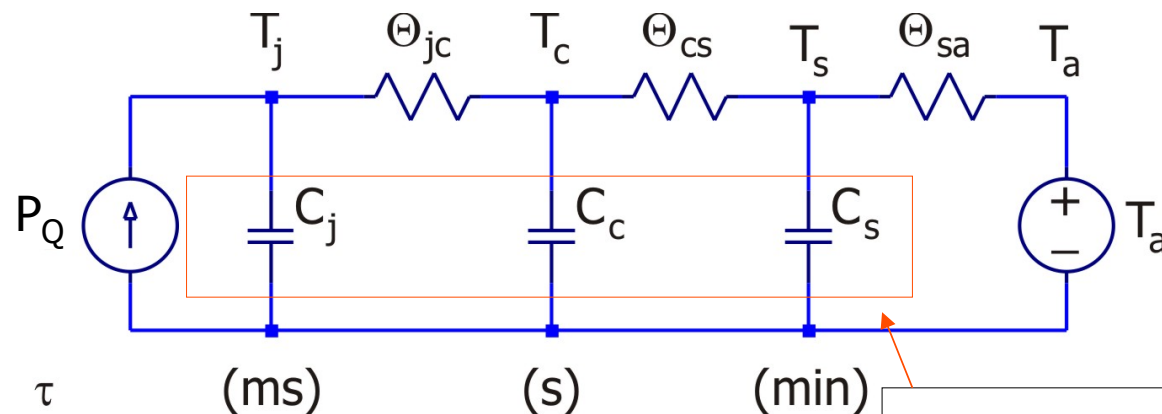


- P , Θ og T svare til strøm, modstand og spænding
- Databladet specificere normalt en "maximum operating junction temperature", junction-to-case termisk modstand (Θ_{jc}) samt en case-to-ambient termisk modstand (Θ_{ca}) .. jo mindre jo bedre!
- Enheden for Θ er grader pr. Watt
- For at forbedre varmeafledningsegenskaberne monteres en effekt-komponent ofte på en køleplade (heat sink)

Termiske effekter

- Vi kan nu betragte to former for effekt når vi ser på de termiske forhold for en effekttransistor
- Modtaget elektrisk effekt: P_Q
- Afgivet termisk effekt: P_D

$$P_D = \frac{T_j - T_a}{\Theta_{ja}}$$



Vigtige ved pulsede systemer

Ligevægt: $P_Q = P_D \rightarrow T_j$ er konstant
 Opvarmning: $P_Q > P_D \rightarrow T_j$ stiger
 Afkøling: $P_Q < P_D \rightarrow T_j$ falder

Krav:

$$T_j < T_{j,max} \quad \text{absolut}$$

$$T_s - T_a \leq 40^\circ\text{C} \quad (65^\circ\text{C})$$

Termiske effekter

- Vi har nu fået defineret et elektrisk equivalent for de termiske effekter i effekttransistoren incl. køleplader
- Termisk modstand: $\Theta = R_{th} [^{\circ}K/W]$
- Termisk "Ohms lov": $T_j - T_a = P_D \cdot \Theta_{ja}$, hvor $\Theta_{ja} = \Theta_{jc} + \Theta_{cs} + \Theta_{sa}$
- Beregning af køleflade:

$$\Theta_{sa} = \frac{T_j - T_{a,max}}{P_{D,max}} - \Theta_{jc} - \Theta_{cs}$$

Evt. opgivet i datablad!!

$$\Theta_{sa} = \frac{\rho \cdot t}{A}$$

ρ : termisk resistivitet i $(^{\circ}C \cdot m)/W$
 t : materialetykkelse
 A : materiale areal

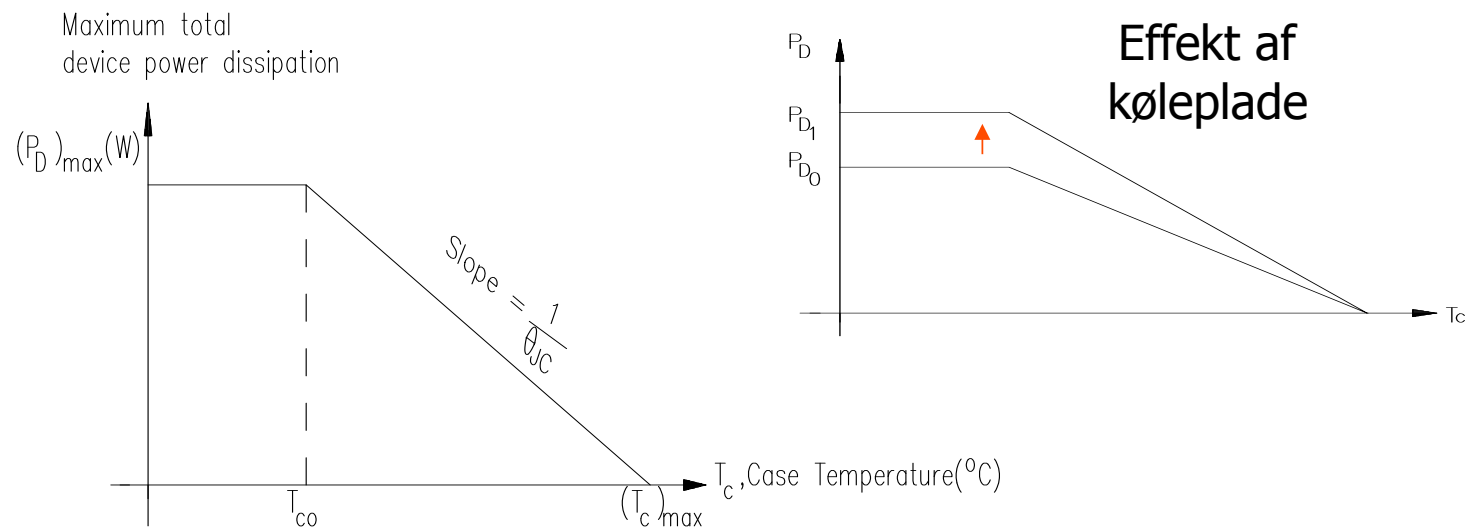
Termiske effekter

- For at optimere de termiske egenskaber (minimere Θ_{jc}) for transistoren er collectoren oftest forbundet til case'en
- For at undgå kortslutninger er det vigtigt at case'en ikke bliver sluttet til køleelementet rent elektrisk
- Til at sikre "termisk kortslutning" og elektrisk afbrydelse benyttes forskellige isolatorer
- Husk at både case og monteringskruer skal isoleres (+ pasta)

Materiale	Termisk	Elektrisk	Θ	Øvrigt
Mica	God	Ok	0.75 – 1.0	Skrøbelig
Kapton	God	Ok	0.9 – 1.5	Robust
Alu. oxid	Super	Ok	0.4	Skrøbelig
Beryllium	Super	Ok	0.25	Giftig
Sil-pads	God	Ok	1.0 – 1-5	Praktisk

Termiske effekter

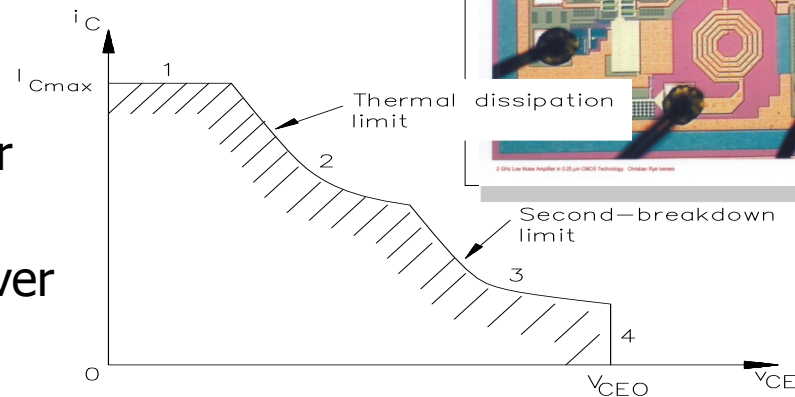
- Det er ikke altid muligt direkte at finde data for Θ_{jc} og Θ_{cs} i databladene
- I stedet har fabrikanterne en "power de-rating curve" med
- Her varmes case'en i stedet op og så angives hvor stor en elektrisk effekt der må blive tilført transistoren (afsat i denne)
- For en given afsat effekt kan vi aflæse hvor varm case'en maksimalt må blive
- Vi skal så sørge for at denne temperatur ikke bliver overskredet .. evt. vha. køleplader



Safe Operating Area (SOA)

- Ud over at inkludere en "power de-rating" kurve i databladet, så specificere fabrikanten normalt også et SOA plot
- SOA plottet indikere hvilke områder i i_C - v_{CE} transistoren skal befinde sig i såfremt sikker og pålidelig operation ønskes

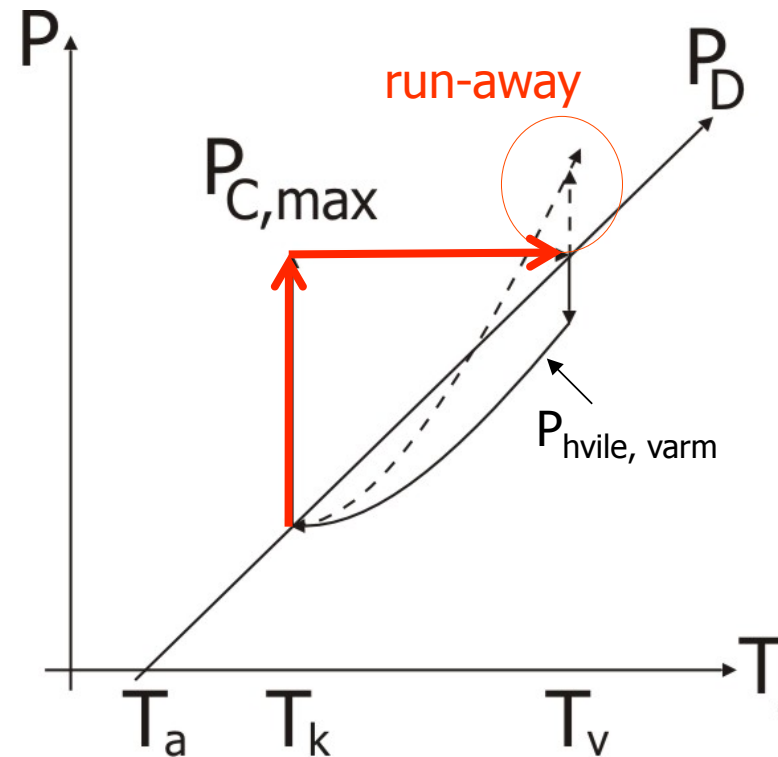
1. Maksimalt tilladelig i_C . Overskrides denne kan bondwires smelte
 2. Termisk grænse hvor i_C - v_{CE} relationen giver $P_{D,max}$. Dette er typisk angivet ved 25°C
 3. Pga. non-uniform strøm hen over emitter-base junctionen opstår termiske hot-spots der kan resultere i termisk run-away
 4. Collector-emitter breakdown. Overstiger v_{CE} værdien for V_{CE0} risikeres avalanche breakdown
- For pulsede signaler kan transistoren tåle noget mere



Plottes karakteristikken i et dobbelt-log koordinatsystem består SOA kurverne af rette linier istedet

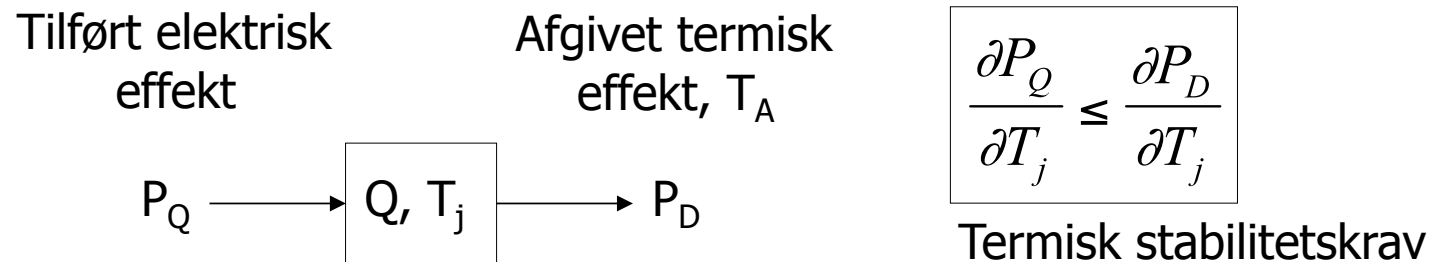
Termiske effekter

- Termisk operationsforløb
- Et kraftigt signal tilsluttes og køre nogen tid hvorefter det fjernes igen
- Udgangstransistorene er nu meget varme og er den "varme" hvileeffekt større end afkølingseffekten opstår termisk run-away
- Løsningemuligheder:
- Bedre kølingen (stejlere P_D)
- Tilpasse $P_{hvile, varm}$ kurven så en stabil cyklus resultere
- To (i hvert fald) kredsløbsmæssige hensyn kan tages således at termisk run-away kan undgås
- R_E modstand indføres
- V_{BE} -multiplier kobles til udgangstransistorene



Termisk run-away

- Selv med alverdens køleplader koblet på en transistor vil der stadig være en risiko for termisk run-away
- Den elektriske analogi vi netop har 'udviklet' for de termiske effekter .. kan den bruges til noget fornuftigt i denne sammenhæng?



$$P_D = \frac{T_j - T_a}{\Theta_{ja}} \Rightarrow \frac{\partial P_D}{\partial T_j} = \frac{1}{\Theta_{ja}}$$

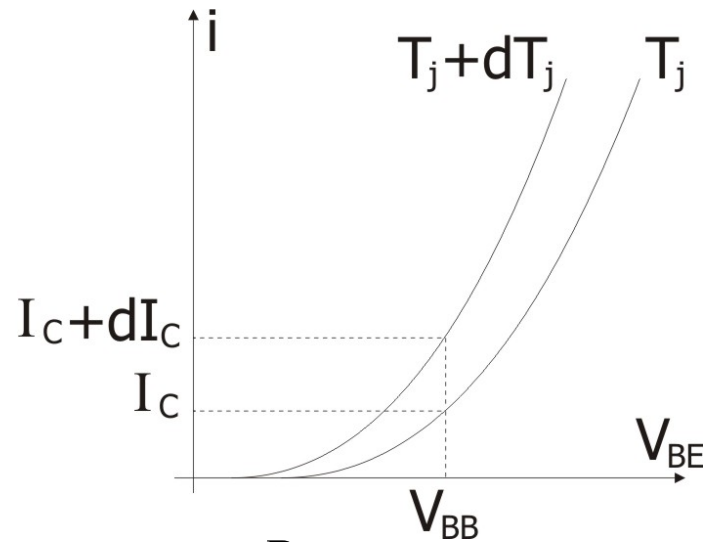
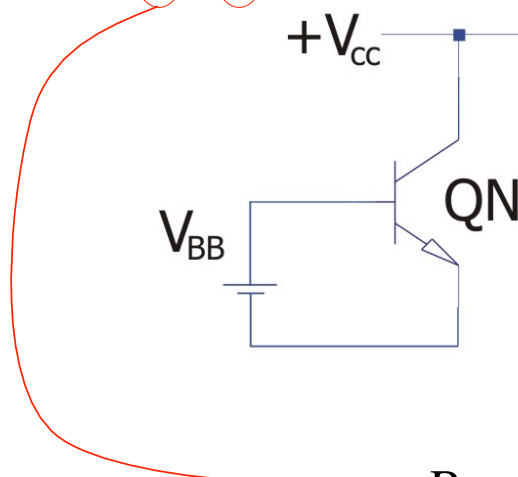
Ændringen i P_Q (∂P_Q) stammer fra ændringen i T_j (∂T_j):

$$\frac{\partial P_Q}{\partial T_j} = \frac{\partial P_Q}{\partial I_C} \cdot \frac{\partial I_C}{\partial T_j}$$

Termisk run-away

- Case 1: BJT uden serie-modstand

$$\frac{\partial P_Q}{\partial T_j} = \frac{\partial P_Q}{\partial I_C} \cdot \frac{\partial I_C}{\partial T_j}$$



$$P_Q = V_{CC} \cdot I_C \Rightarrow \frac{\partial P_Q}{\partial I_C} = V_{CC}$$

dI_C/dT_j for konstant V_{BE} søges. Vi løser dette ved partiel differentiation af $V_{BE} = f(I_C, T_j)$

$$dV_{BE} = \left. \frac{\partial V_{BE}}{\partial I_C} \right|_{T_j \sim \text{konst.}} \cdot dI_C + \left. \frac{\partial V_{BE}}{\partial T_j} \right|_{I_C \sim \text{konst.}} \cdot dT_j = \frac{1}{g_m} \cdot dI_C + K \cdot dT_j$$

$$K \sim -2\text{mV}/^\circ\text{C}$$

Termisk run-away

- Case 1: BJT uden serie-modstand

$$dV_{BE} = 0 \Rightarrow \frac{dI_C}{dT_j} = -g_m \cdot K = \frac{I_C}{V_T} \cdot 2mV \quad \boxed{\frac{dI_C}{I_C \cdot dT_j} = \frac{2mV}{V_T} \approx 0.13}$$

Stabilitet for:

$$\frac{dP_Q}{dT_j} = \frac{dP_Q}{dI_C} \cdot \frac{dI_C}{dT_j} = V_{CC} \cdot (-g_m \cdot K) \leq \frac{1}{\Theta_{ja}}$$

$$I_C \leq \frac{V_T}{-K \cdot V_{CC} \cdot \Theta_{ja}}$$

Eksempel med BC547b:

$$V_{CC} = 15V, \Theta_{ja} = 250^\circ\text{C/W, og } V_T = 26mV$$

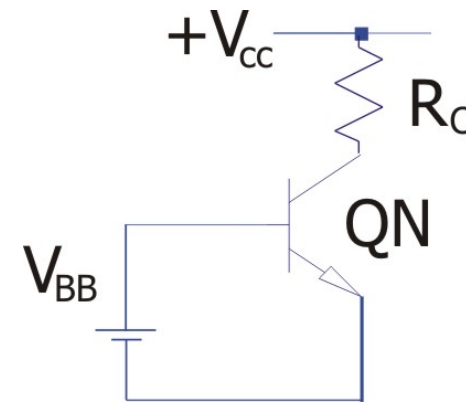
$$I_C \leq \frac{V_T}{-K \cdot V_{CC} \cdot \Theta_{ja}} \leq \frac{26mV}{2 \frac{mV}{^\circ C} \cdot 15V \cdot 250 \frac{^\circ C}{W}} \leq 3.47mA$$

Termisk run-away

- Case 2: BJT med serie-modstand i collectoren

$$P_Q = V_{CE} \cdot I_C = (V_{CC} - I_C \cdot R_C) \cdot I_C$$

$$\frac{dP_Q}{dT_j} = \frac{dP_Q}{dI_C} \cdot \frac{dI_C}{dT_j} = (V_{CC} - 2 \cdot I_C \cdot R_C) \cdot \frac{dI_C}{dT_j}$$



V_{BE} er stadig konstant og vi får igen:

$$dV_{BE} = 0 \Rightarrow \frac{dI_C}{dT_j} = -g_m \cdot K = \frac{I_C}{V_T} \cdot 2mV$$

Stabilitet opnåes for:

$$\frac{dP_Q}{dT_j} \leq \frac{dP_D}{dT_j} = \frac{1}{\Theta_{ja}} \Rightarrow (V_{CC} - 2 \cdot I_C \cdot R_C) \cdot (-g_m \cdot K) \leq \frac{1}{\Theta_{ja}}$$

Termisk run-away

- Case 2: BJT med serie-modstand i collectoren

$$-V_{CC} \frac{I_C}{V_T} \cdot K + 2 \cdot I_C \cdot R_C \cdot \frac{I_C}{V_T} \cdot K \leq \frac{1}{\Theta_{ja}}$$

\Downarrow

$$-V_{CC} \frac{I_C}{V_T} \cdot K + 2 \cdot R_C \cdot \frac{I_C^2}{V_T} \cdot K \leq \frac{1}{\Theta_{ja}}$$

\Downarrow

$$I_C^2 - \frac{V_{CC} \cdot \cancel{V_T} \cdot K}{2 \cdot R_C \cdot \cancel{K} \cdot \cancel{V_T}} \cdot I_C - \frac{V_T}{2 \cdot R_C \cdot K} \cdot \frac{1}{\Theta_{ja}} \leq 0$$

Uændret!!

\Downarrow

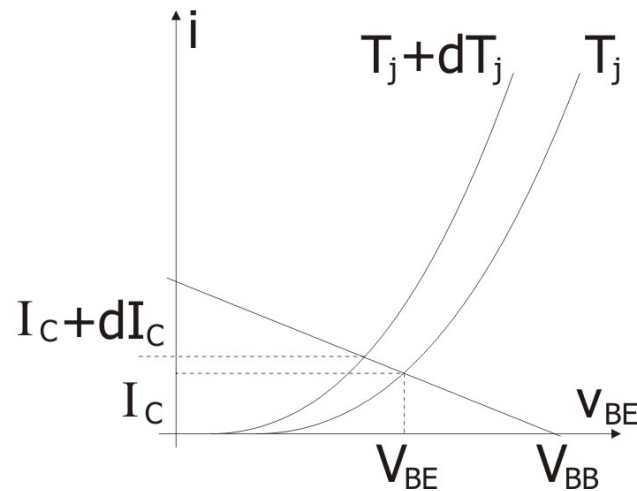
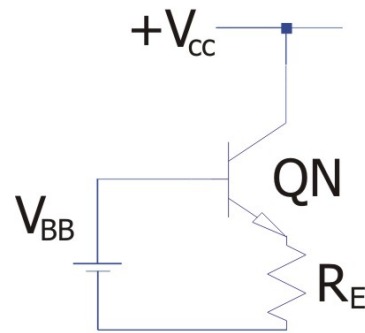
$$I_C^2 - \frac{V_{CC}}{2 \cdot R_C} \cdot I_C - \frac{V_T}{2 \cdot R_C \cdot K} \cdot \frac{1}{\Theta_{ja}} \leq 0 \Rightarrow I_C = \frac{V_T}{-K \cdot V_{CC} \cdot \Theta_{ja}}$$

$$I_C \left(I_C - \frac{V_{CC}}{2R_C} \right) \rightarrow \text{for } V_{CC}/2R_C \gg I_C$$

Termisk run-away

- Case 3: BJT med serie-modstand i emitteren

$$\frac{\partial P_Q}{\partial T_j} = \frac{\partial P_Q}{\partial I_C} \cdot \frac{\partial I_C}{\partial T_j}$$



R_E ændre både dP_Q/dI_C og dI_C/dT_j :

$$\frac{dP_Q}{dI_C} = \frac{d(V_{CC} - I_C \cdot R_E) \cdot I_C}{dI_C} = V_{CC} - 2 \cdot I_C \cdot R_E$$

$$V_{BE} = V_{BB} - I_C \cdot R_E \Rightarrow dV_{BE} = -dI_C \cdot R_E$$

Termisk run-away

- Case 3: BJT med serie-modstand i emitteren

$$dV_{BE} = \frac{1}{g_m} \cdot dI_C + K \cdot dT_j$$

Har vi fra tidligere ...

Fandt vi lige før ...

$$-dI_C \cdot R_E = \frac{1}{g_m} \cdot dI_C + K \cdot dT_j$$

$$\Downarrow$$

$$\frac{dI_C}{dT_j} = \frac{-K}{\frac{1}{g_m} + R_E}$$

Stabilitet opnåes for:

$$\frac{dP_Q}{dT_j} \leq \frac{dP_D}{dT_j} = \frac{1}{\Theta_{ja}} \Rightarrow (V_{CC} - 2 \cdot I_C \cdot R_E) \cdot \frac{-K}{\frac{1}{g_m} + R_E} \leq \frac{1}{\Theta_{ja}}$$

Termisk run-away

- Case 3: BJT med serie-modstand i emitteren

$$\frac{1}{g_m} = \frac{V_T}{I_C} \Rightarrow \frac{-(V_{CC} - 2 \cdot I_C \cdot R_E) \cdot K}{\frac{V_T}{I_C} + R_E} \leq \frac{1}{\Theta_{ja}}$$

⇓

$$R_E \geq -K \cdot (V_{CC} - 2 \cdot I_C \cdot R_E) \cdot \Theta_{ja} - \frac{V_T}{I_C}$$

$$R_E \geq \frac{-K \cdot V_{CC} \cdot \Theta_{ja} - \frac{V_T}{I_C}}{1 - 2 \cdot I_C \cdot K \cdot \Theta_{ja}}$$

$$R_E \geq -K \cdot V_{CC} \cdot \Theta_{ja} - \frac{V_T}{I_C}$$

for $V_{CC} > 2I_C R_E$

Termisk run-away

- Case 3: BJT med serie-modstand i emitteren
- Kigger vi igen på eksemplet med BC547b transistoren får vi følgende værdier for R_E (husk at $I_{C,max}$ uden R_E var 3.47mA):

$$V_{CC} = 15V, \Theta_{ja} = 250^{\circ}C/W, \text{ og } V_T = 26mV$$

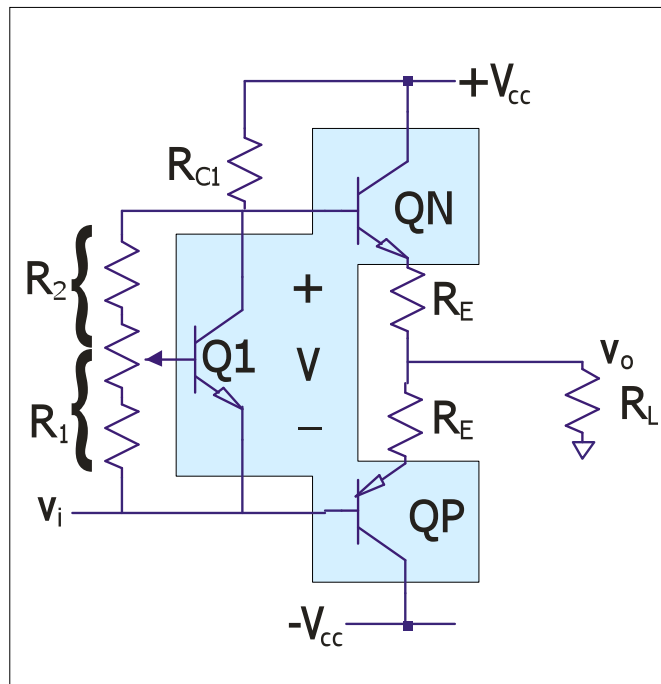
$$\begin{aligned} R_E &\geq -K \cdot V_{CC} \cdot \Theta_{ja} - \frac{V_T}{I_C} \\ &\geq 2 \frac{mV}{^{\circ}C} \cdot 15V \cdot 250 \frac{^{\circ}C}{W} - \frac{26mV}{3.47mA} = 7.2m\Omega \end{aligned}$$

$$R_E \geq 5\Omega @ I_{C,max} = 10mA$$

En utrolig effektiv metode
til at opnå termisk stabilitet

V_{BE} -Multiplier som termisk stabilisator

- Med R_E modstandene er der principielt set allerede taget højde for termisk run-away
- Vi kan nu alligevel godt li at gå med både livrem og seler, så kan vi udnytte V_{BE} -Multiplieren til at sikre en endnu bedre termisk stabilitet?



$$I_{R2} > I_{B1}$$

$$V \cdot \frac{R_1}{R_1 + R_2} = V_{BE}$$

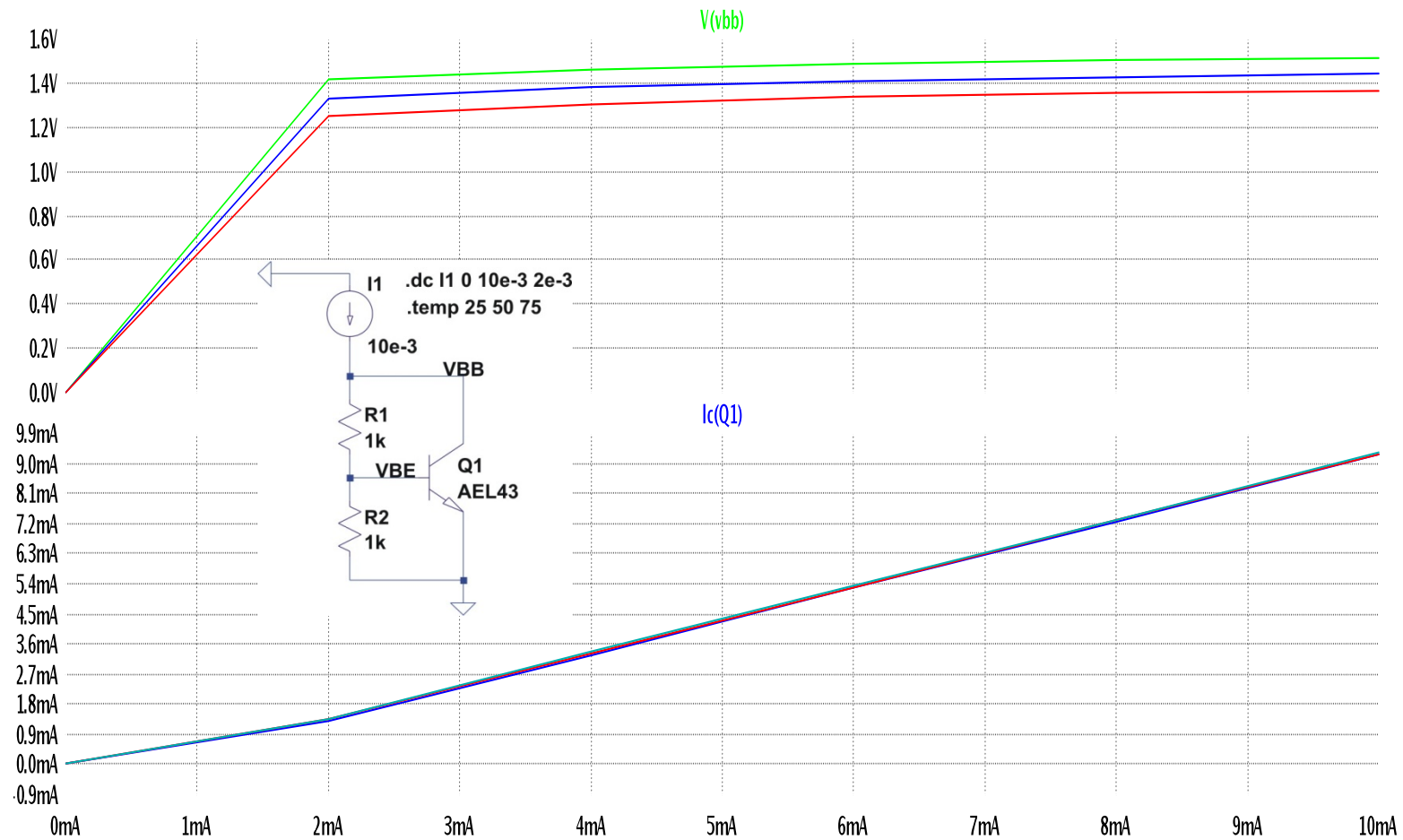
$$V = V_{BE,1} \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right)$$

Termisk kobling sikre at $V_{BE,N}$, $V_{BE,P}$ og $V_{BE,1}$ følges

Stiger strømmen i QN så $V_{BE,N}$ falder som følge af en temperatur stigning, så vil en termisk koblet $V_{BE,1}$ også falde ...

V_{BE} -Multiplier som termisk stabilisator

- Sammenhængen mellem temperatur og V_{BE} for V_{BE} -multiplieren ses tydeligt når en SPICE simulering køres



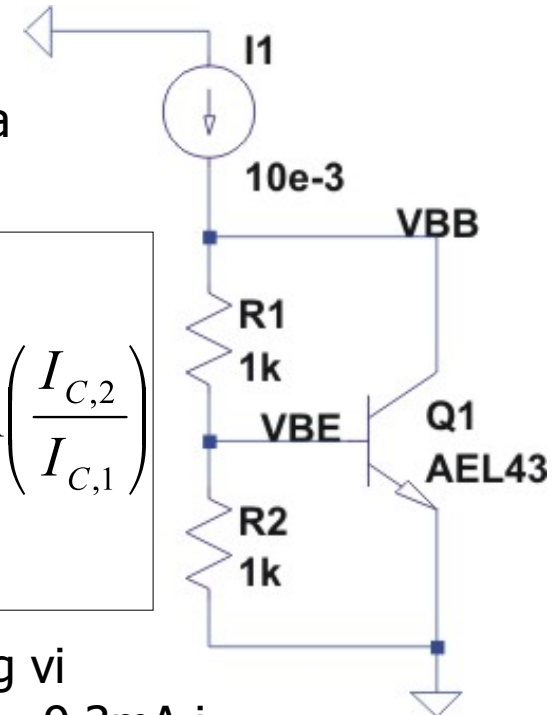
V_{BE} -Multiplieren

- Når vi regner på V_{BE} -Multiplieren må vi gøre os en antagelse om hvor meget af strømmen det løber gennem cross-over transistoren (Q1) og hvor meget der løber i bias modstandene
- Når vi har valgt forholdet mellem strømmene skal vi evt. have lavet en korrektion for V_{BE} da denne jo afhænger af I_C

$$I_{C,1} = I_S \cdot \exp\left(\frac{v_{BE,1}}{V_T}\right)$$

$$I_{C,2} = I_S \cdot \exp\left(\frac{v_{BE,2}}{V_T}\right)$$

$$v_{BE,2} = v_{BE,1} + V_T \cdot \ln\left(\frac{I_{C,2}}{I_{C,1}}\right)$$



- Har vi fx. oplyst at $V_{BE} = 0.7V$ for $I_C = 1mA$ og vi samtidig antager at der løber $10mA - 0.7/1k\Omega = 9.3mA$ i Q1 så får vi

$$v_{BE} = 0.7V + 26mV \cdot \ln\left(\frac{9.3mA}{1mA}\right) = 757.98mV$$

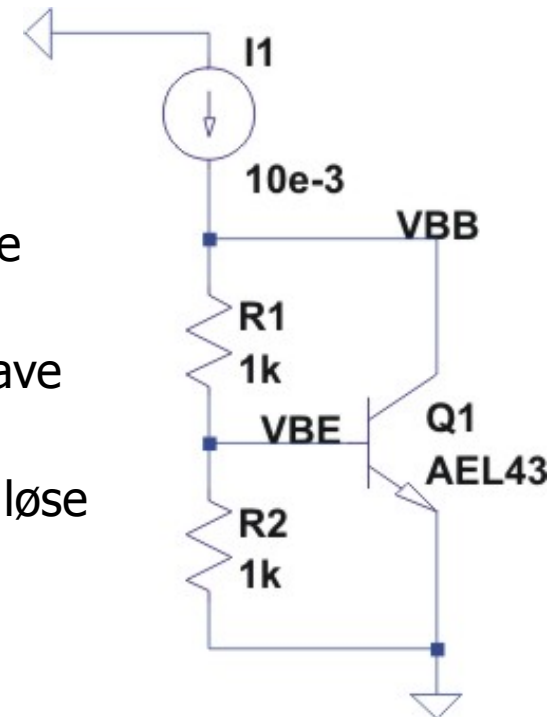
V_{BE} -Multiplieren

- Antager vi at β er meget stor kan vi se bort fra basis-strømmen i Q1 og strømmen igennem R2 kan beregnes

$$I_{R2} = \frac{V_{BE}}{R2} = \frac{757.98mV}{1k\Omega} = 0.757mA$$

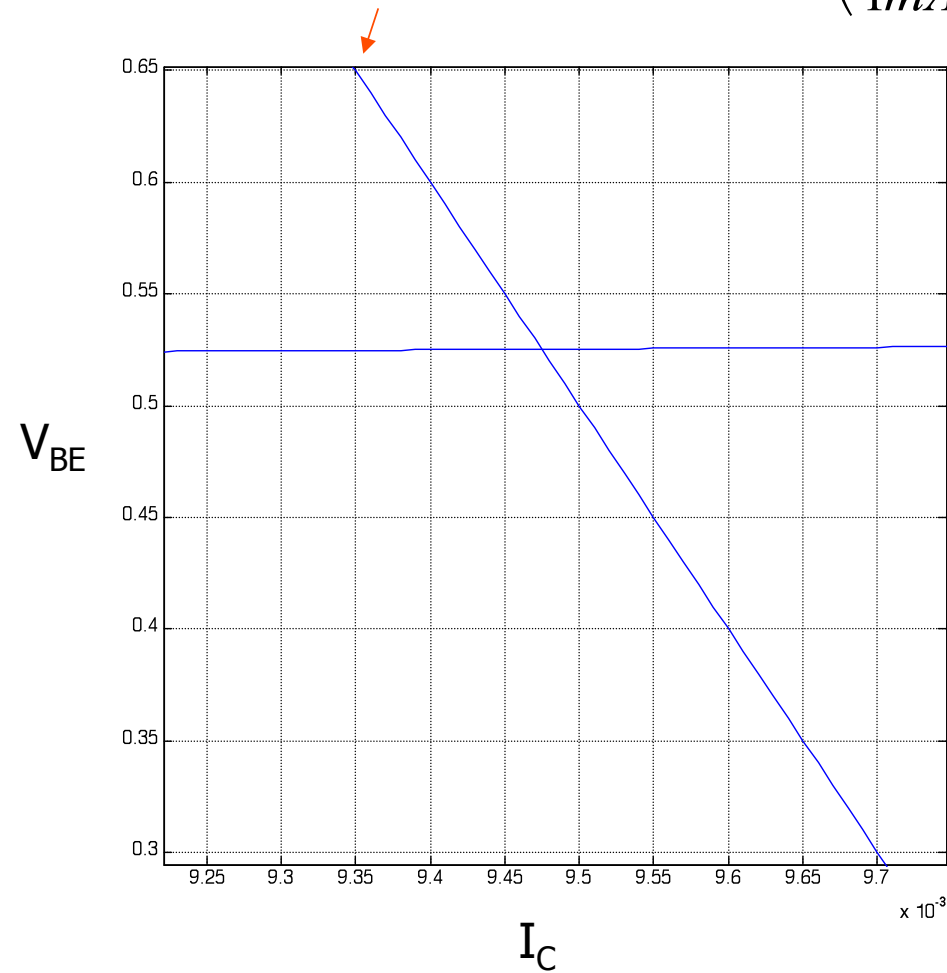
- Det er tilstrækkeligt tæt på de 0.7mA vi havde gættet os til
- Hvis ikke det havde været tilfælde skulle vi have været endnu en iteration igennem
- Alternativet er at løse opgaven grafisk ved at løse følgende udtryk for I_C

$$(I1 - I_C) \cdot R2 = 0.7V + 26mV \cdot \ln\left(\frac{I_C}{1mA}\right)$$



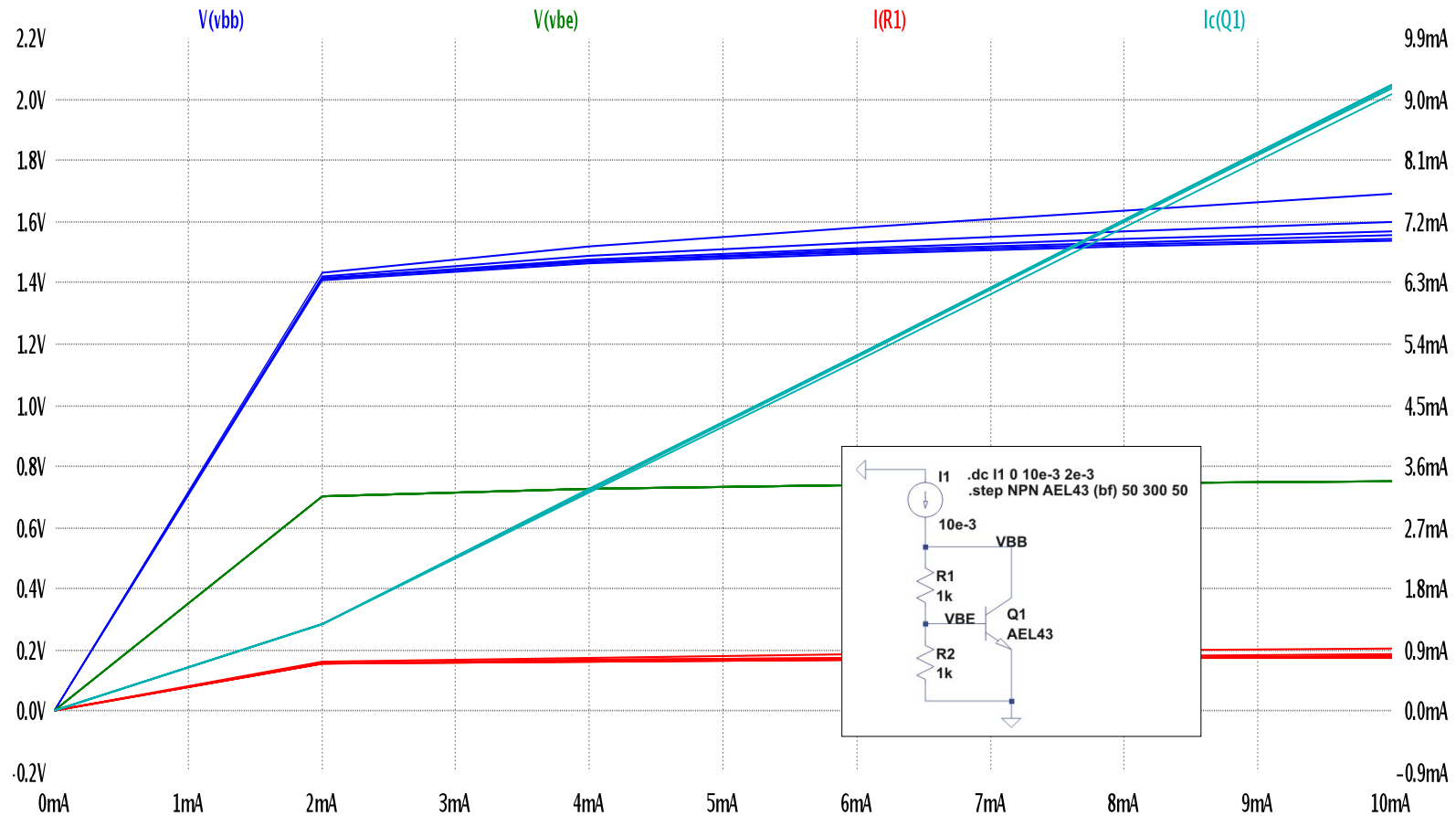
V_{BE} -Multiplizieren

$$\underline{(I_1 - I_C) \cdot R_2} = 0.7V + 26mV \cdot \ln\left(\frac{I_C}{1mA}\right)$$



V_{BE} -Multiplieren

- LTspice kan naturligvis også benyttes til at finde en mere nøjagtig løsning hvor β for transistoren tages med i betragtningerne



Lidt til opgaverne



- Opgave 1 og 2
 - Beregninger på udgangstrin hvor bla. maksimal junction temperatur skal bestemmes
- Opgave 3
 - Sedra & Smith fra AEL15 (hvis ikke i nåede den sidst .. og det gjorde I ikke)
 - Beregninger på en V_{BE} -multiplier
 - Skip evt. spørgsmål (d) eller nøjes med en SPICE løsning
- Opgave 4
 - Sedra & Smith fra AEL15 (hvis ikke i nåede den sidst .. og det ☺)
 - Beregninger på et klasse AB udgangstrin
 - Bestem alle hvilestrømme og de tilhørende basis-emitter spændinger som det første
 - Bestem herefter hvilke transistorer der leder når udgangen er høj/lav og lav nye beregninger for strømme og spændinger og se om antagelserne holder stik
- Opgave 5
 - Stor opgave hvor der skal gøres en række overvejelser ang. termisk stabilitet og køling på en klasse AB forstærker