

# UKE 7

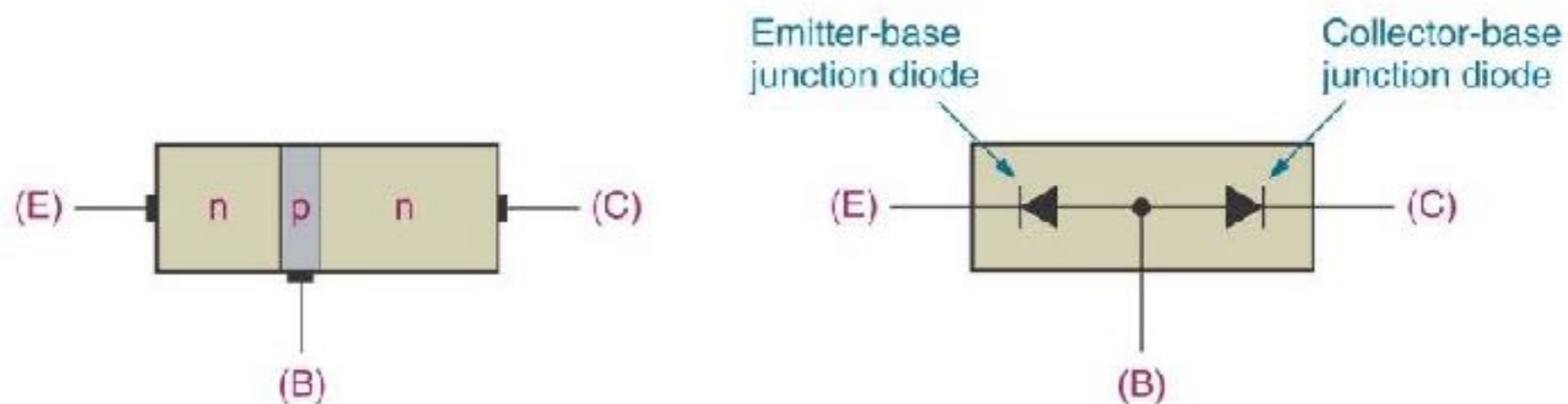
## Transistorer

- Dekkes delvis i boka, Kap 19 -21
- Småsignal modellen dekkes av notatene

# Transistorer

Temapunkter for de 3 neste ukene:

- Beskrive struktur og virkningsmekanismer i bipolare junction transistorer (BJT)
- Forklare operasjonen til en BJT klasse A-forsterker
- Analysere klasse B - og klasse AB - forsterker
- Kort analyse av “bryterkretser” – switching circuits
- Beskrive strukturene og operasjonen til felteffekt transistorene JFET og MOSFET

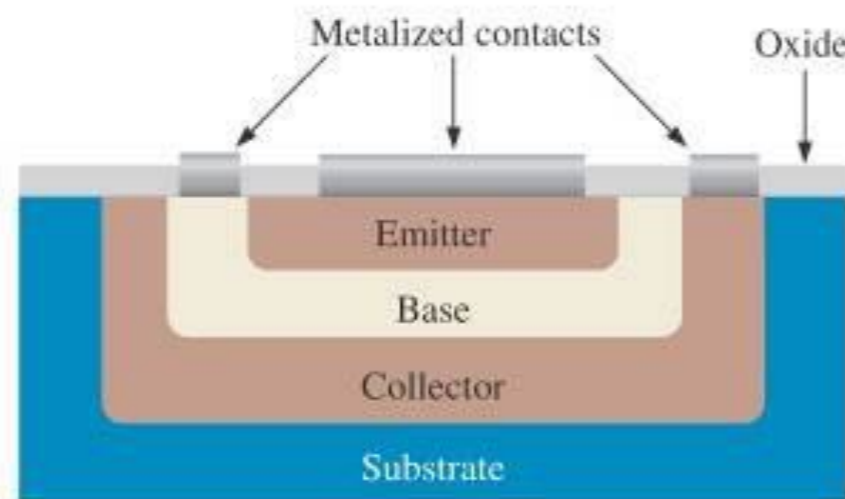


# Bipolar Junction Transistor - BJT

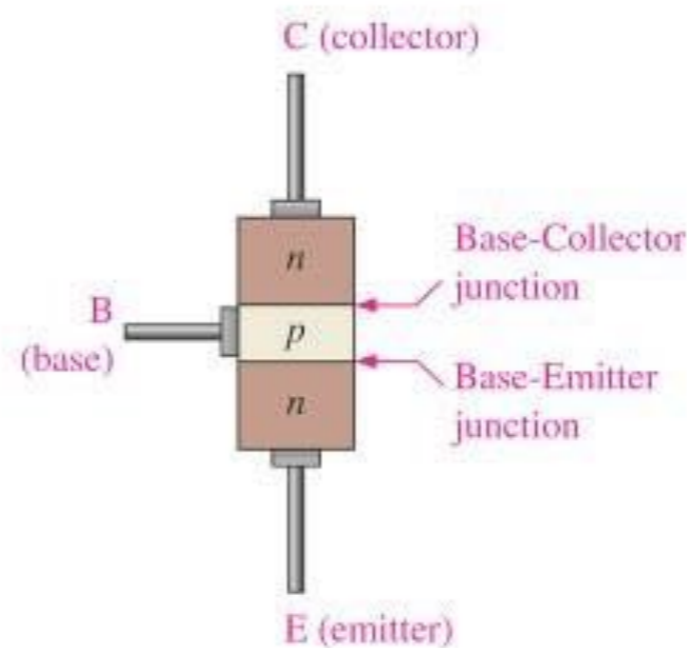
Dekkes delvis i boka Kap 19 -21

En BJT er bygget opp av tre dopede regioner i et halvledermateriale, separert med to pn-overganger (pn junctions). Disse regionene kalles Emitter, Base og Kollektor

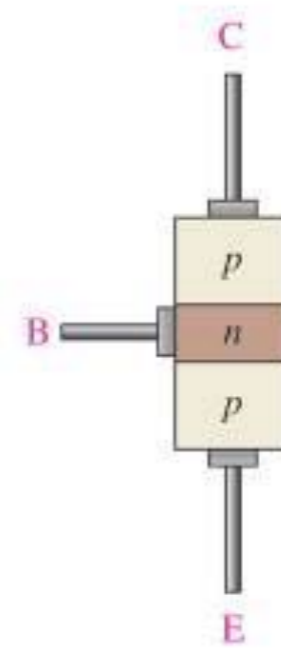
Det er to typer BJT-transistorer – avhengig av sammensetningen til de dopede områdene – npn eller pnp



(a) Basic epitaxial planar structure



(b) npn



(c) pnp

# Bipolar Junction Transistor - BJT

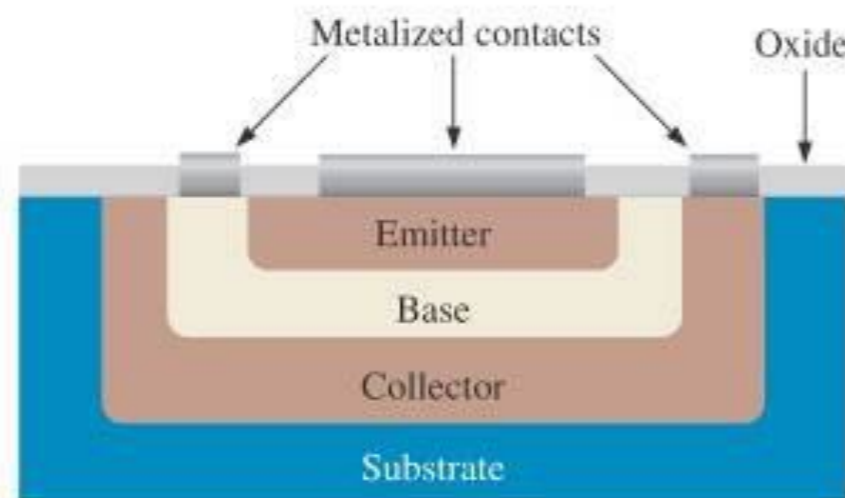
Dekkes delvis i boka Kap 19 -21

Det er to halvlederoverganger – ( junctions ) - base - emitter junction og base - collector junction

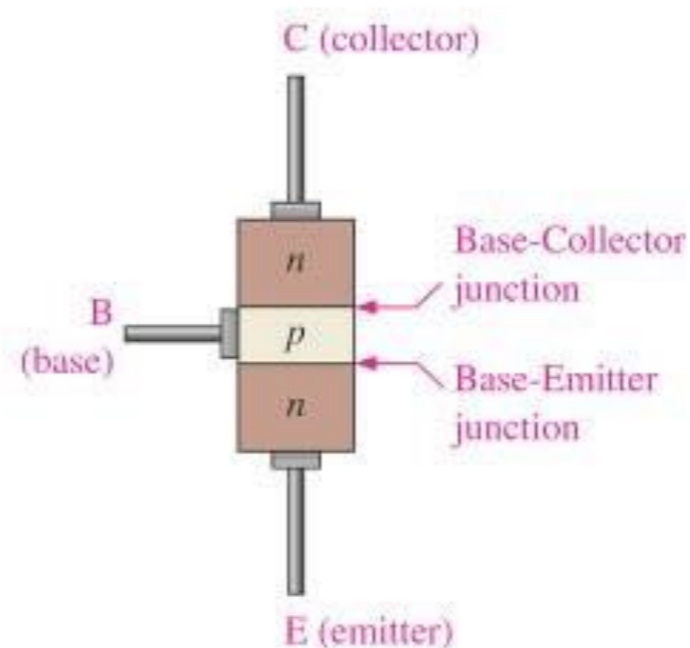
Uttrykket bipolar refererer seg til at både elektroner og hull inngår i ladningstransporten i transistorstrukturen.

Skal transistoren virke som forsterker må de to overgangene ha riktig forspenning

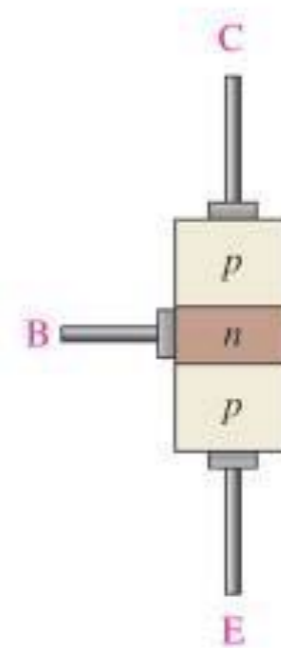
- Base - emitter (BE) junction er forspent i lederetning
- Base - collector (BC) junction er forspent i sperreretning



(a) Basic epitaxial planar structure



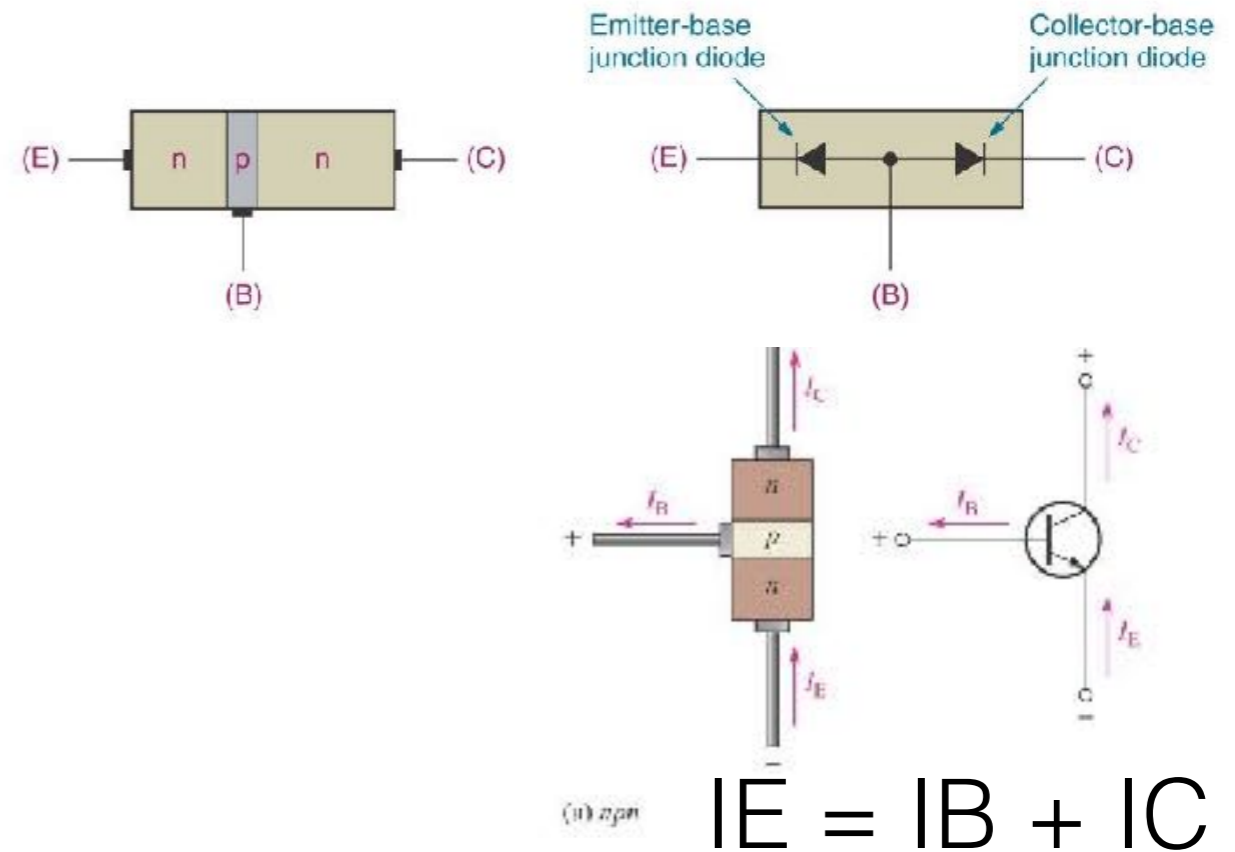
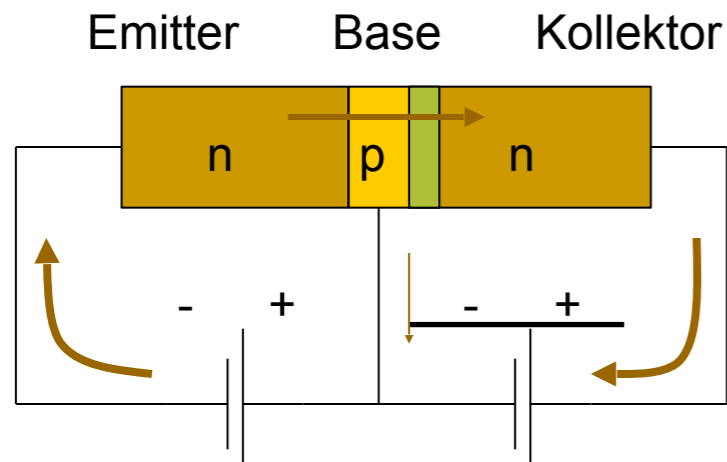
(b) npn



(c) pnp

# Bipolar Junction Transistor - BJT

Dekkes delvis i boka Kap 19 -21



Base-Kollektor-dioden forspennes i sperreretning.  
Emitter-Base-dioden forspennes i lederetning  $V_{BE} = 0,7$  volt  
elektroner strømmer fra Emitter inn i Basen

Basen er fysisk tynn – pga. diffusjon strømmer elektroner mot Kollektor. Elektronene er minoritetsbærere i et p-dopet materiale. Bare noen få elektroner vil rekombinere med hull - og trekkes ut som en liten strøm på base- ledningen.

De aller fleste elektronene når "depletion layer" på grensen mot Kollektor. Pga. E-feltet vil elektronene bli trukket over til kollektor, - hvor de fritt trekkes mot den positive batteripolen.

# Bipolar Junction Transistor - BJT

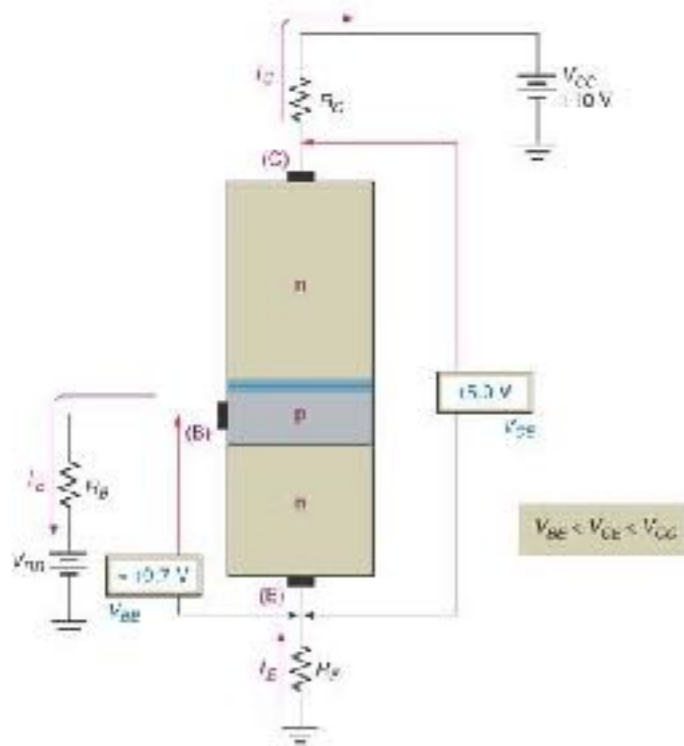
Dekkes delvis i boka Kap 19 -21

Transistoren har 3 operasjons -"modi"

<i>Base-Emitter Junction</i>	<i>Collector-Base Junction</i>	<i>Operating Region</i>
Reverse biased Forward biased Forward biased	Reverse biased Reverse biased Forward biased	Cutoff Active Saturation

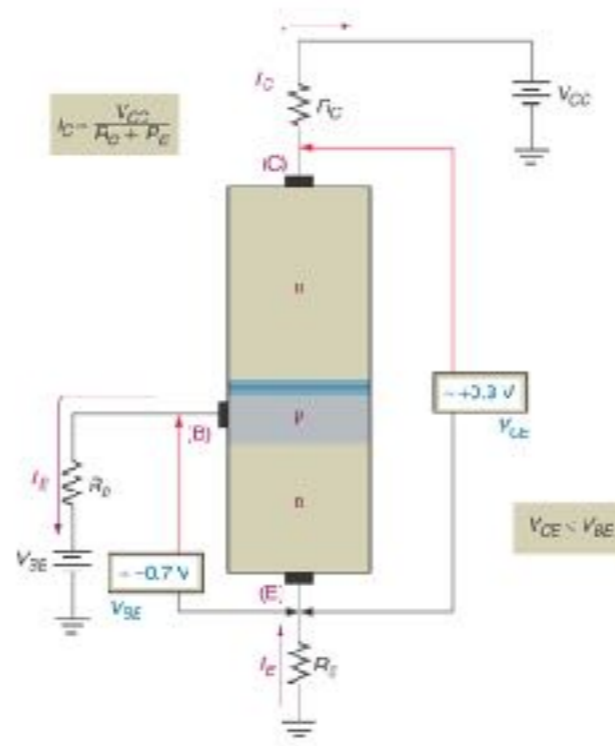
## ACTIVE

Base – Kollektor -dioden i sperreretning  
Emitter – Base – dioden i lederetning



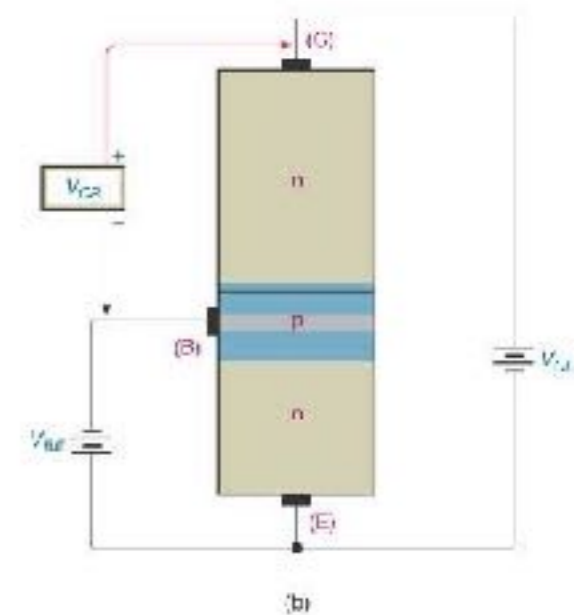
## SATURATION

Begge diodene er koplet i lederetning  
 $V_{CE} \sim 0,1 - 0,3$  volt



## CUTOFF

Begge diodene er koplet i sperreretning  
 $V_{CE} = V_{CC}$   
(forsyningsspenning)



# Bipolar Junction Transistor - BJT

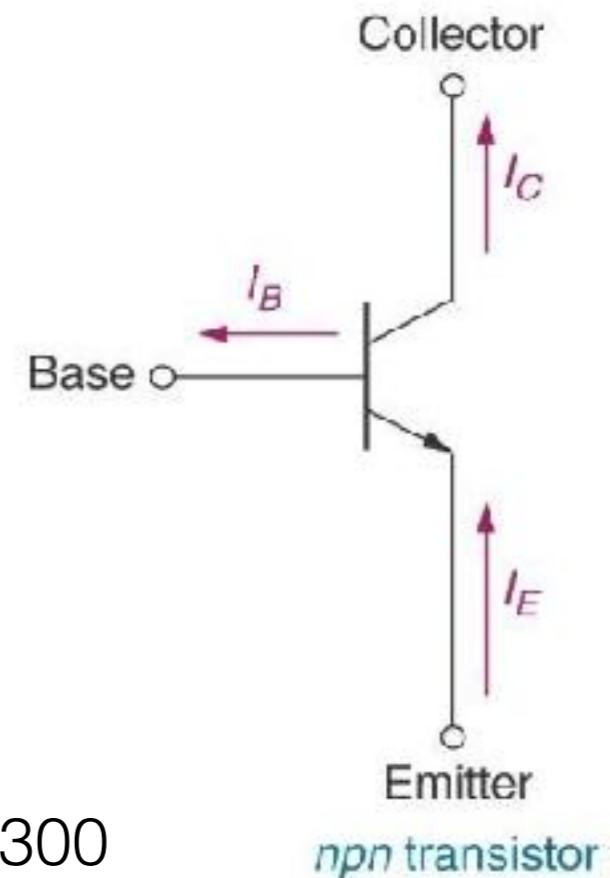
Dekkes delvis i boka Kap 19 -21

Under normale arbeidsforhold vil strømmene  $I_C$  og  $I_E$  variere direkte som funksjon av:

$$I_B \rightarrow I_C = \beta \cdot I_B$$

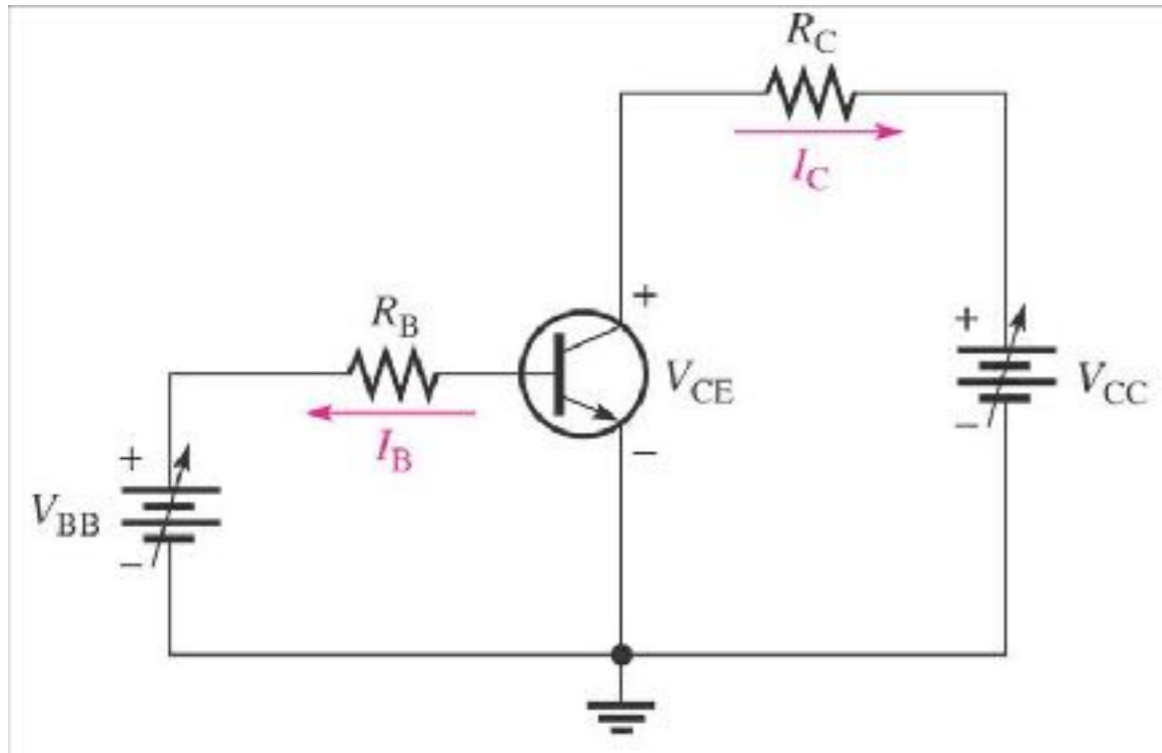
$$I_C = \beta \cdot I_B$$

Strømforsterkningen  $\beta$  vil være i område 50 - 300



# Bipolar Junction Transistor - BJT

Dekkes delvis i boka Kap 19 -21



Forholdet mellom  $I_E$ ,  $I_C$  og  $I_B$

Kirchhoff :  $I_E = I_B + I_C$

DC- strømforsterkning  $\beta$  :

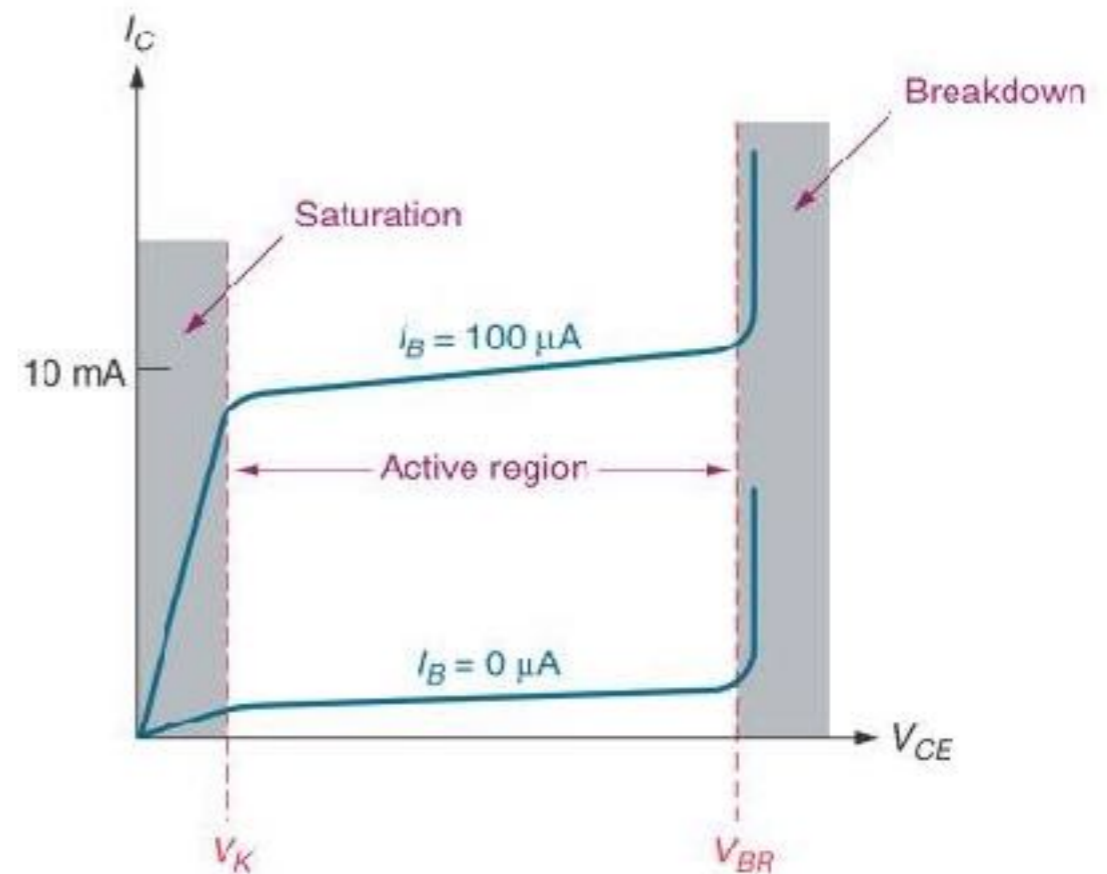
$$I_C = \beta \cdot I_B \quad 50 < \beta < 300$$

For AC signaler brukes ofte betegnelsen  $h_{FE}$  på  $\beta$

Straks base-emitter-dioden begynner å lede vil strømmen  $I_C$  holde seg nesten konstant – selv om  $V_{CE}$  øker kraftig.

$I_C$  øker litt pga redusert tykkelse på base-område. Når  $V_{CE}$  øker – øker tykkelsen på "sperrsjiktet" mellom basis og kollektor.

Hvis sperrsjiktet fyller hele basis opplever vi "punch through" – gjennomslag.

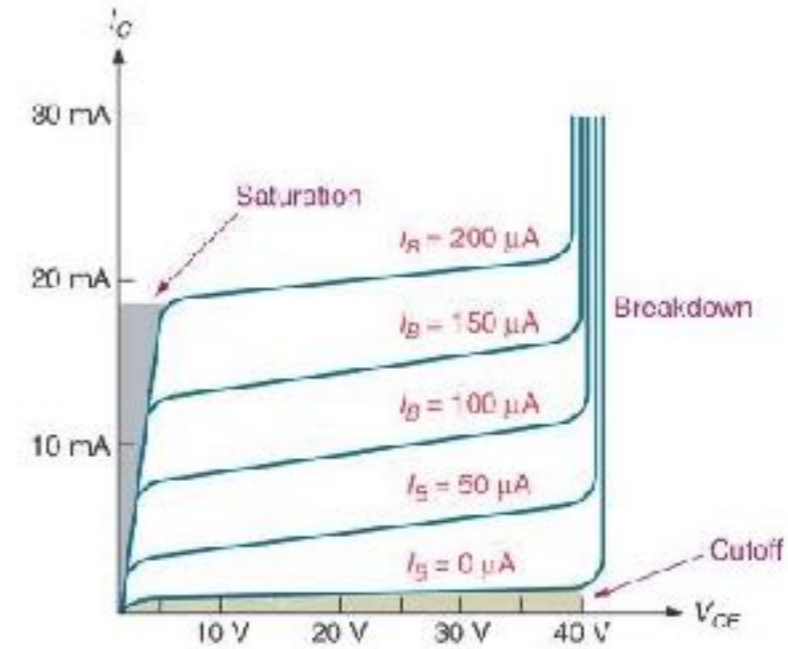
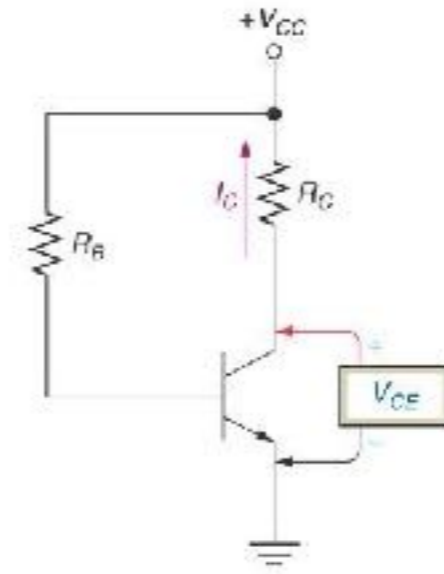
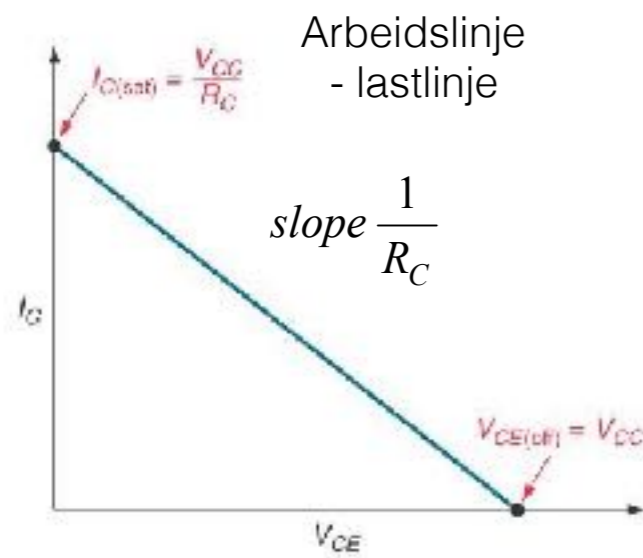




# Bipolar Junction Transistor - BJT

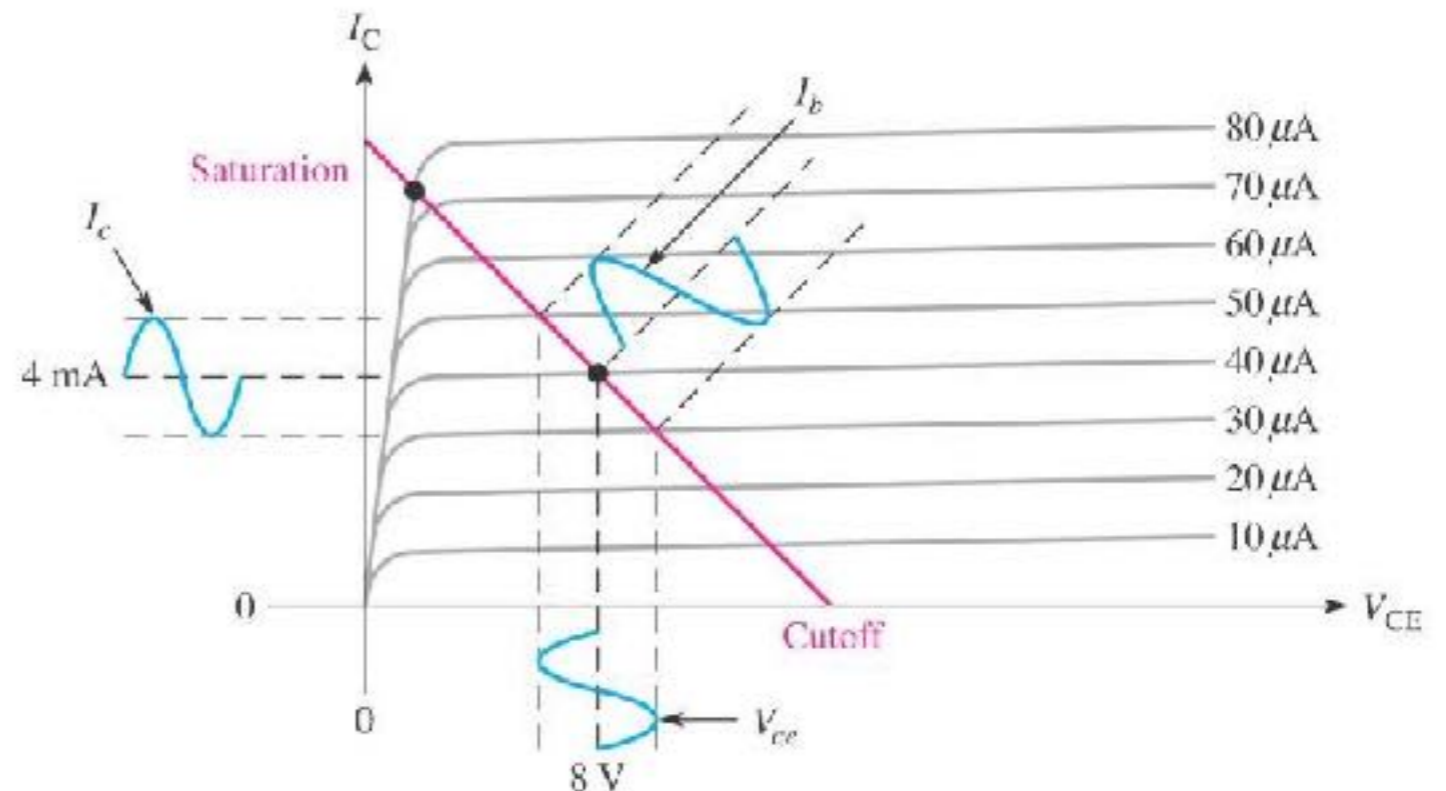
Dekkes delvis i boka Kap 19 -21

I transistorens aktive område vil kollektorstrømmen  $I_C$  endre seg lite – selv om  $V_{CE}$  øker kraftig. Strømmen bestemmes helt av base-emitter-dioden – og strømmen  $I_B$  som trekkes ut på basen. (laboppgave 5)



La transistoren arbeide i sitt aktive område. Velg arbeidspunkt midt på lastlinja. ( $V_{CC}/2$ ). Se på figuren hvordan små strømendringer på basen gir store spenningsendringer over transistoren.

Transistor – trans resistans – et uttrykk som forteller at komponenten kan betraktes som en variabel motstand.



# Bipolar Junction Transistor - BJT

brukt som forsterker

DC - beregning på en enkel transistorforsterker :

Du har gitt en transistor med kjent strømforsterkning  $\beta$

Du velger  $V_{CC}$  og  $I_C$

Du beregner  $R_C$  ,  $I_B$  og  $R_B$

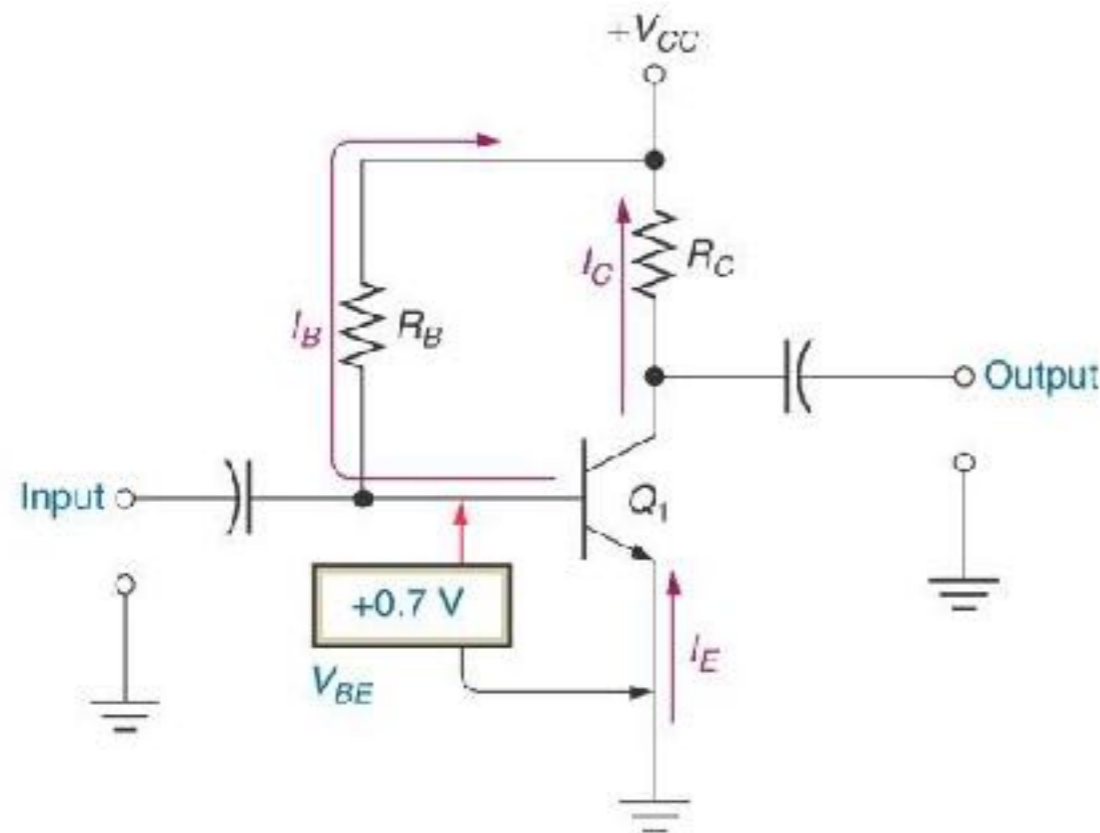
Eksempel : Vi har en npn-transistor BC546 med

strømforst.  $\beta = 100$ . Vi har et batteri på 9 volt

(  $V_{CC} = 9\text{ v}$  ) Velger arbeidspunkt ved  $V_{CC}/2$ .

Det betyr at  $V_{CE}$  må være 4,5 volt

Velger 1mA som kollektorstrøm.



$$R_C = \frac{4,5\text{ volt}}{1\text{ mA}} = \frac{4,5}{10^{-3}} = \underline{\underline{4,5\text{ k}\Omega}}$$

$$I_B = \frac{I_C}{\beta} = \frac{1\text{ mA}}{100} = 10\mu\text{A}$$

$$V_{RB} = 9\text{ v} - 0,7\text{ v} = 8,3\text{ volt}$$

$$R_B = \frac{8,3\text{ v}}{10\mu\text{A}} = \underline{\underline{830\text{ k}\Omega}}$$

Kondensatorene stopper DC,  
men slipper AC - signalet igjennom

# Datablad for en Bipolar Junction Transistor

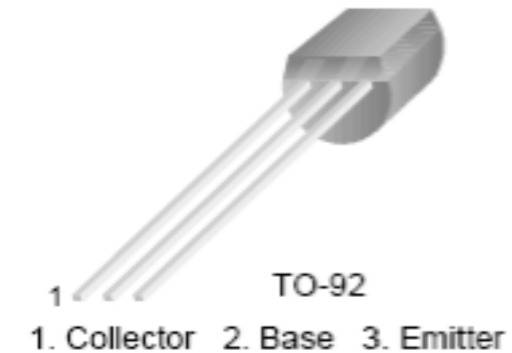
BC546

## BC546/547/548/549/550

### Switching and Amplifier

- High Voltage: BC546,  $V_{CE0}=65V$
- Low Noise: BC549, BC550
- Complement to BC556 ... BC560

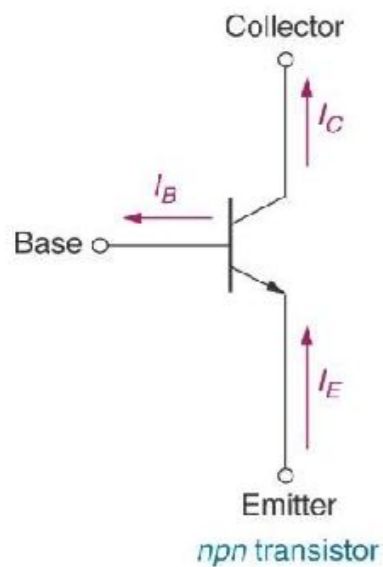
Denne transistoren brukes på laben i FYS1210



### NPN Epitaxial Silicon Transistor

#### Absolute Maximum Ratings $T_a=25^\circ C$ unless otherwise noted

Symbol	Parameter	Value	Units
$V_{CBO}$	Collector-Base Voltage : BC546	80	V
	: BC547/550	50	V
	: BC548/549	30	V
$V_{CEO}$	Collector-Emitter Voltage : BC546	65	V
	: BC547/550	45	V
	: BC548/549	30	V
$V_{EBO}$	Emitter-Base Voltage : BC546/547	6	V
	: BC548/549/550	5	V
$I_C$	Collector Current (DC)	100	mA
$P_C$	Collector Dissipation	500	mW
$T_J$	Junction Temperature	150	$^\circ C$
$T_{STG}$	Storage Temperature	-65 ~ 150	$^\circ C$



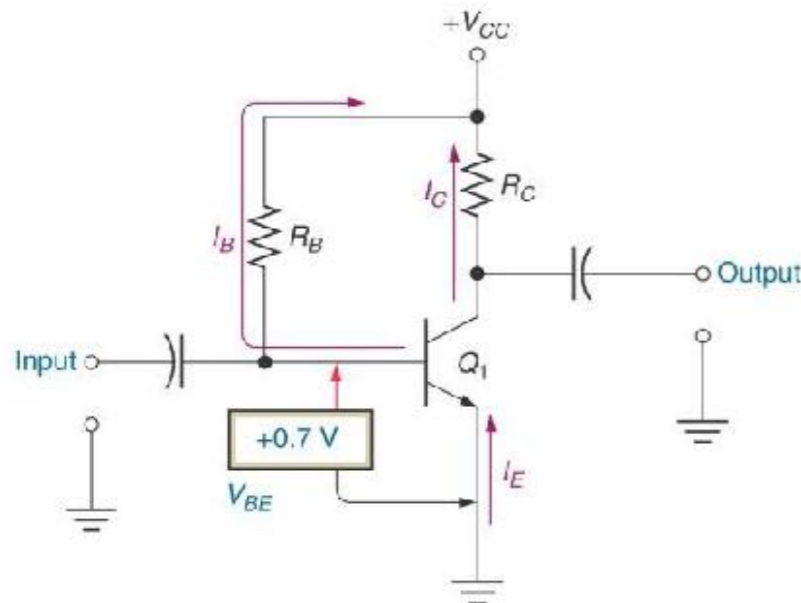
#### Electrical Characteristics $T_a=25^\circ C$ unless otherwise noted

Symbol	Parameter	Test Condition	Min.	Typ.	Max.	Units
$I_{CBO}$	Collector Cut-off Current	$V_{CB}=30V, I_E=0$			15	nA
$h_{FE}$	DC Current Gain	$V_{CE}=5V, I_C=2mA$	110		800	
$V_{CE(sat)}$	Collector-Emitter Saturation Voltage	$I_C=10mA, I_B=0.5mA$		90	250	mV
		$I_C=100mA, I_B=5mA$		200	600	mV
$V_{BE(sat)}$	Base-Emitter Saturation Voltage	$I_C=10mA, I_B=0.5mA$		700		mV
		$I_C=100mA, I_B=5mA$		900		mV

$\beta$

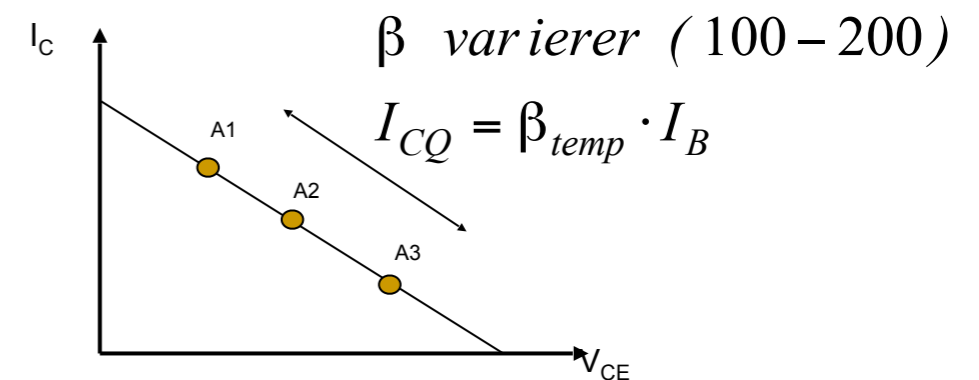
# En enkel BJT - transistor brukt som forsterker

## Temperaturproblemer

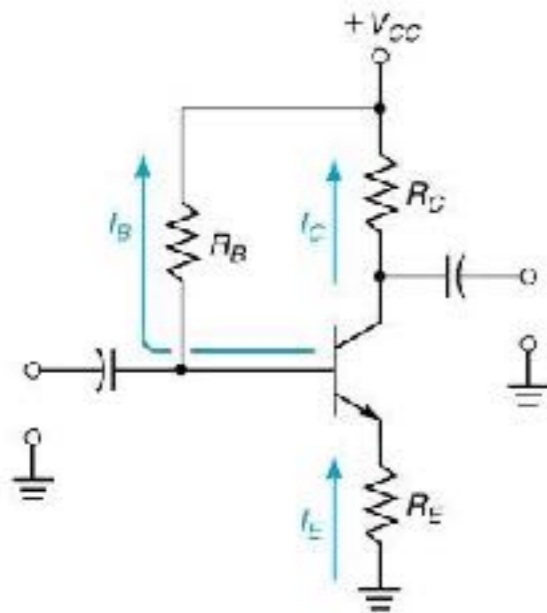


Strømførsterkningen  $\beta$  vil endre seg med temperaturen. Det betyr at arbeidspunktet A vil flytte seg langs last linjen med temperaturen.

Vi vil ha en krets hvor strømmen  $I_{CQ}$  er mest mulig stabil – uavhengig av  $\beta$



Emitter motkoping - (neg. feedback)



*Bruker Kirchhoff langs basestrømveien*

$$1) \quad V_{CC} - I_B \cdot R_B - V_{BE} - I_E \cdot R_E = 0$$

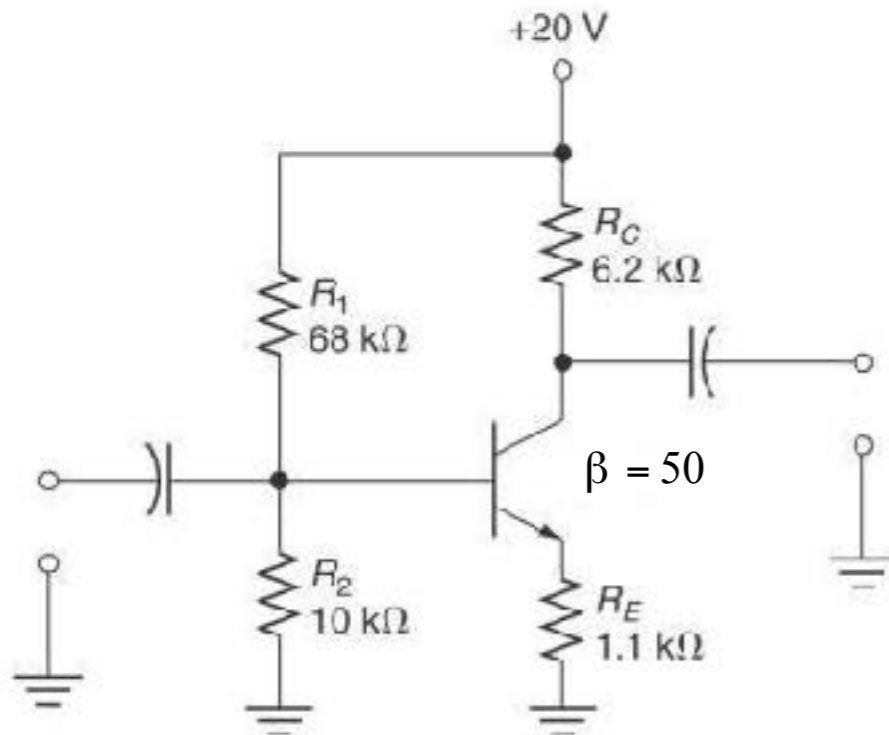
og ser på emitterstrømmen  $2) \quad I_E \cong I_C = \beta \cdot I_B$

kombinerer 1) og 2)  $- I_{CQ} = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{\frac{R_B}{\beta} + R_E}$  Hvis  $R_E \gg R_B/\beta$

vil  $I_{CQ}$  være uavhengig av  $\beta \rightarrow \underline{\underline{I_{CQ} \cong (V_{CC} - V_{BE})/R_E}}$

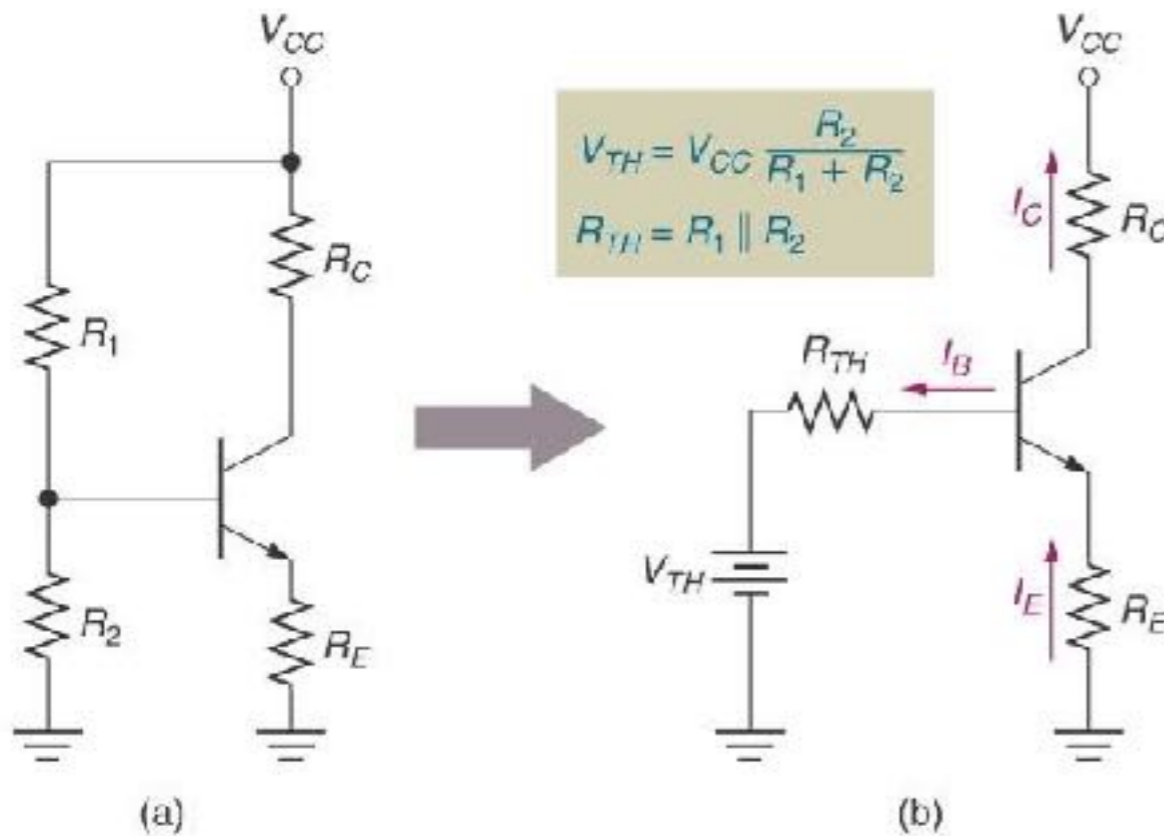
# En enkel BJT - transistor brukt som forsterker

## Temperaturproblemer



Best stabilisering mot temperaturdrift og variasjoner i  $\beta$  får vi med en emittermotstand  $R_E$  og i tillegg "låse fast" spenningen på basen med en spenningsdeler -  $R_1$  og  $R_2$ )  
(Denne koplingen har fått navnet Universal bias)

Skal vi gjøre en kretsanalyse på denne kretsen må vi bruke Thevenin – se fig. under.



$$I_{CQ} = \frac{V_{TH} - V_{BE}}{\frac{R_{TH}}{\beta} + R_E} \quad \text{and} \quad V_{CEQ} = V_{CC} - I_{CQ}(R_C + R_E)$$

Hvis  $\beta$  varierer fra 50 til 100 vil  $I_{CQ}$  bare endre seg fra

$$\beta = 50 \rightarrow I_{CQ} = 1,46 \text{ mA}$$

$$\beta = 100 \rightarrow I_{CQ} = 1,56 \text{ mA}$$

Endring på 6,8% - når  $\beta$  doubles

# Transistor brukt som forsterker

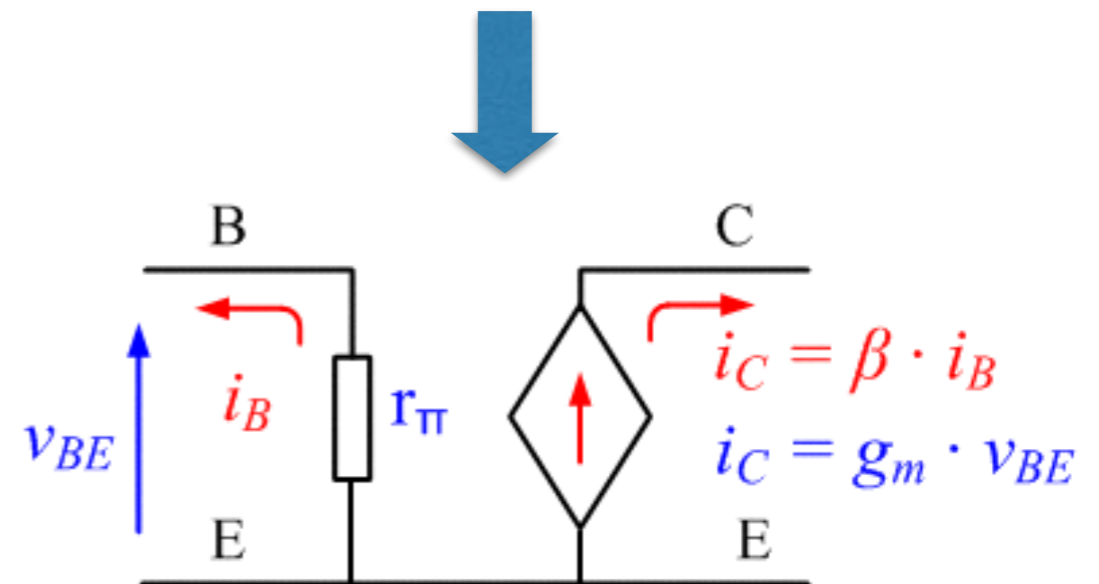
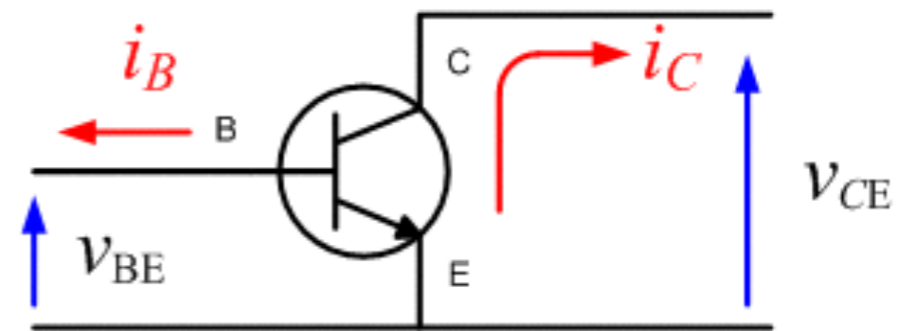
## Vi ser på Småsignalmodeller

Vi har sett hvordan vi vha. en emittermotstand kan stabilisere forsterkerens arbeidspunkt  
- Alle betraktninger så langt er gjort med en DC – modell av forsterkeren. ( En statisk beregningsmodell )

Men hvordan virker forsterkeren for små signaler?

Vi erstatter det vanlige transistorsymbolet med en småsignalmodell og signalstrømmer og spenninger angis med små bokstaver

Mellom Base og Emitter "ser" signalet en "dynamisk" motstand  $r_{\pi}$  (BE-dioden). Mellom Emitter og Collector finner vi en strømgenerator som leverer signalstrømmen  $i_C$ . Denne strømmen bestemmes av transistorens transkonduktans  $g_m$   
 $r_{\pi}$  og  $g_m$  kalles småsignalparametere



# Småsignalparametere

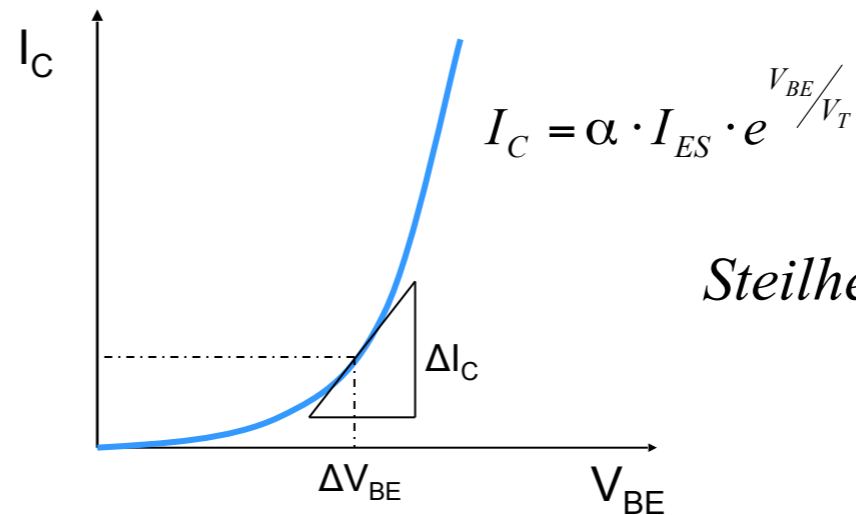
Transkonduktans - steilhet  $g_m$

Emitterstrømmen  $I_E = I_{ES} \cdot e^{V_D/V_T}$

hvor  $V_D = V_{BE}$  og  $V_T = 25mV$

(diodelikningen)

$I_C = I_E - I_B \rightarrow I_C = \alpha \cdot I_E$   $\alpha \cong 1$



Steilhet  $g_m = \frac{\Delta I_C}{\Delta V_{BE}}$

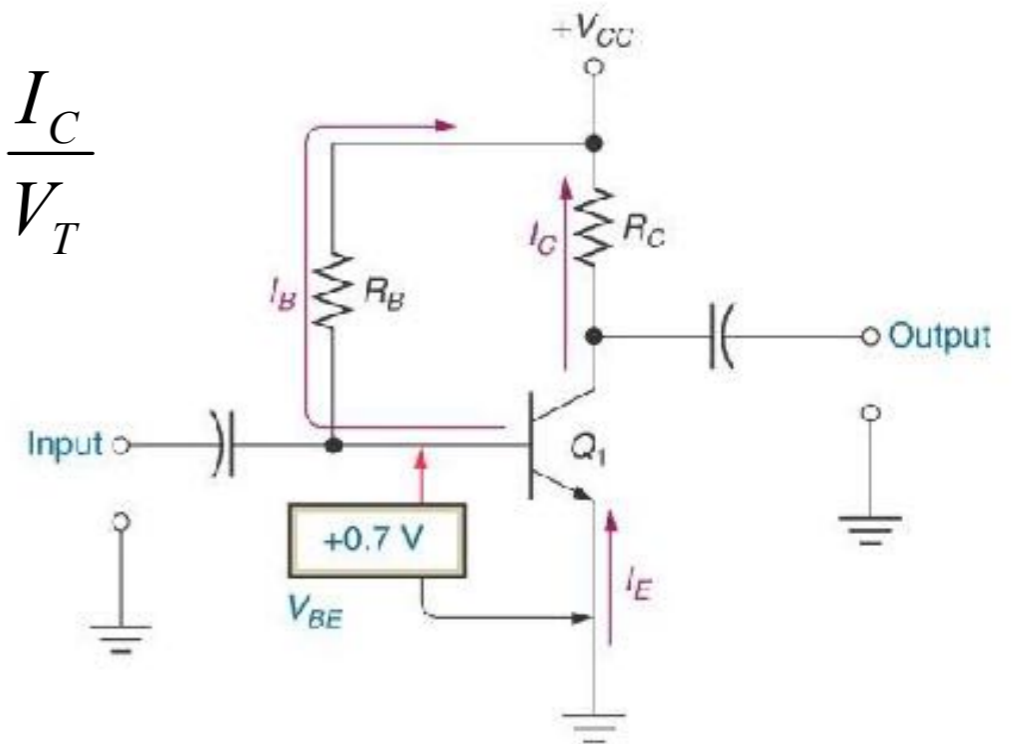
Steilheten  $g_m$  er gitt av tangenten til kurven for  $I_C$ . Deriverer  $I_C$  mhp.  $V_{EB}$

$$g_m = \frac{d(I_C)}{dV_{EB}} = \alpha \cdot I_{ES} \cdot e^{V_{EB}/V_T} \cdot \frac{1}{V_T} = I_C \cdot \frac{1}{V_T} = \frac{I_C}{V_T}$$

$$g_m = \frac{I_C}{V_T}$$

Eksempel : Forsterkeren settes opp med  $I_C = 2 mA$ , som gir:

$$g_m = \frac{I_C}{V_T} = \frac{2mA}{25mV} = 80mS \quad (\text{benevning Siemens})$$



# Småsignalparametere

Dynamisk inngangsmotstand  $r_{\pi}$

$$r_{\pi} = \frac{\Delta V_{EB}}{\Delta I_B}$$

$$I_C = \beta \cdot I_B$$

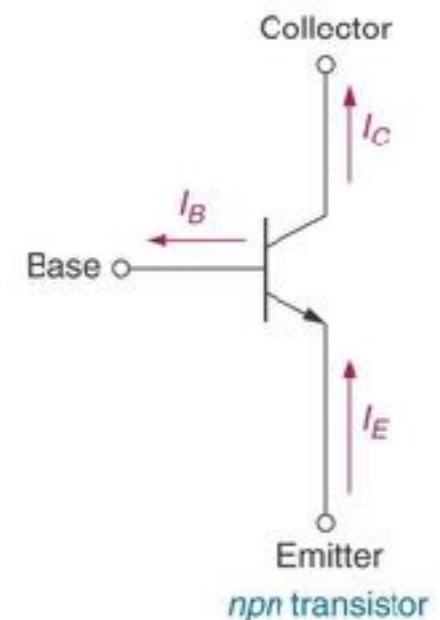
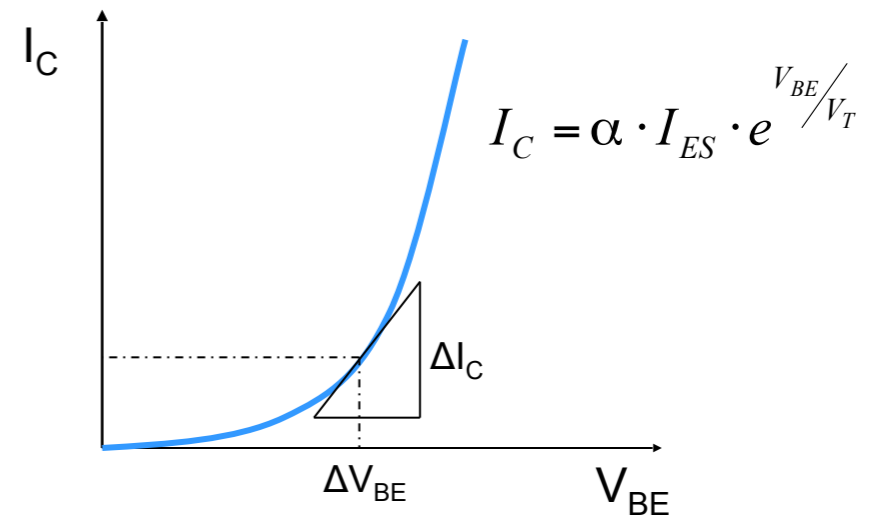
en liten endring i  $I_B$  gir stor endring i  $I_C$

$$1) \Delta I_B = \frac{\Delta I_C}{\beta} \quad 2) g_m = \frac{\Delta I_C}{\Delta V_{EB}} \rightarrow \Delta I_C = g_m \cdot \Delta V_{EB}$$

Forholdet mellom  $\Delta V_{EB}$  og  $\Delta I_B$  kalles  
den dynamiske inngangsresistansen  $r_{\pi}$   
Kombinerer likning 1) og 2)

$$\Delta I_B = \frac{g_m \cdot \Delta V_{EB}}{\beta}$$

$$r_{\pi} = \frac{\Delta V_{EB}}{\Delta I_B} = \frac{\beta}{g_m} = \frac{\beta \cdot V_T}{I_C}$$





# Transistorforsterker

Vi beregner spenningsforsterkningen  $A_V$

$$\text{Steilhet } g_m = \frac{\Delta I_C}{\Delta V_{BE}}$$

$$1) \quad \Delta I_C = g_m \cdot \Delta V_{BE}$$

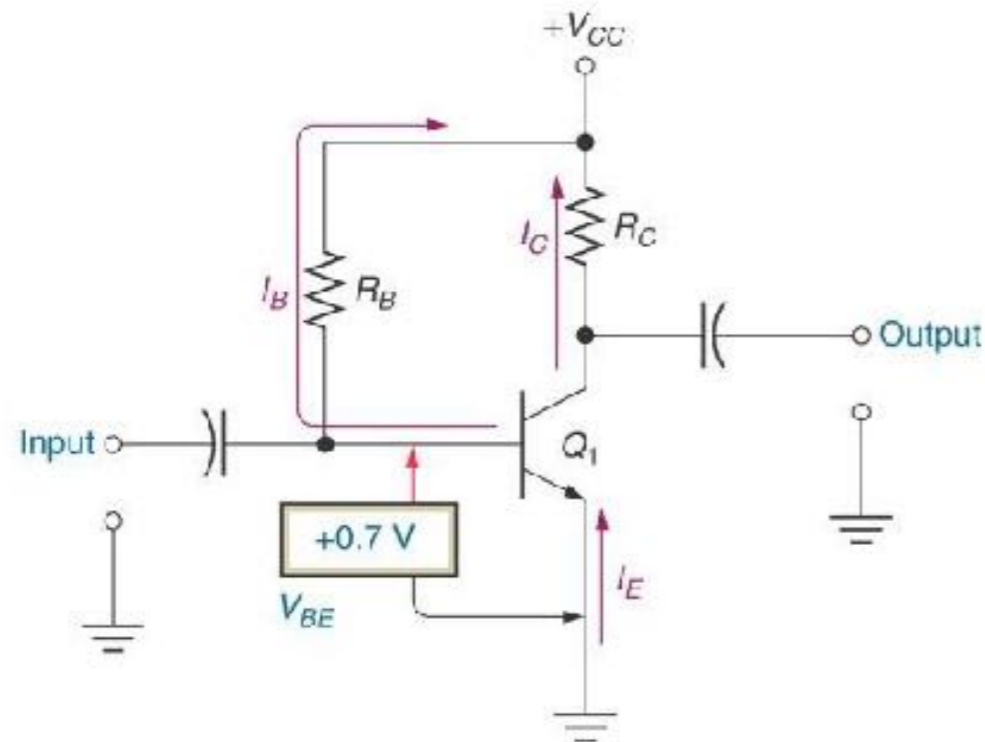
$$2) \quad \Delta V_{RC} = \Delta I_C \cdot R_C \quad (\text{ohms lov})$$

Setter inn 1) i 2) som gir

$$\Delta V_{RC} = g_m \cdot \Delta V_{BE} \cdot R_C$$

Forsterningen  $A_V$  er definert som

$$A_V = \frac{V_{Output}}{V_{Input}} = \frac{\Delta V_{RC}}{\Delta V_{BE}} = g_m \cdot R_C$$



Gitt  $V_{CC}=10\text{volt}$  Setter  $V_C=5\text{volt}$  Vi bestemmer at  $I_C = 2\text{mA}$

$$A_V = g_m \cdot R_C$$

$$\text{Beregner } R_C = \frac{V_{RC}}{I_C} = \frac{5\text{v}}{2\text{mA}} = 2,5 \text{ k}\Omega \quad g_m = \frac{I_C}{V_T} = \frac{2\text{mA}}{25\text{mV}} = 80\text{mS}$$

$$\underline{\underline{\text{Forsterkningen } A_V = 80 \text{ mS} \cdot 2,5 \text{ k}\Omega = 200}}$$