



Università degli
Studi di Pavia

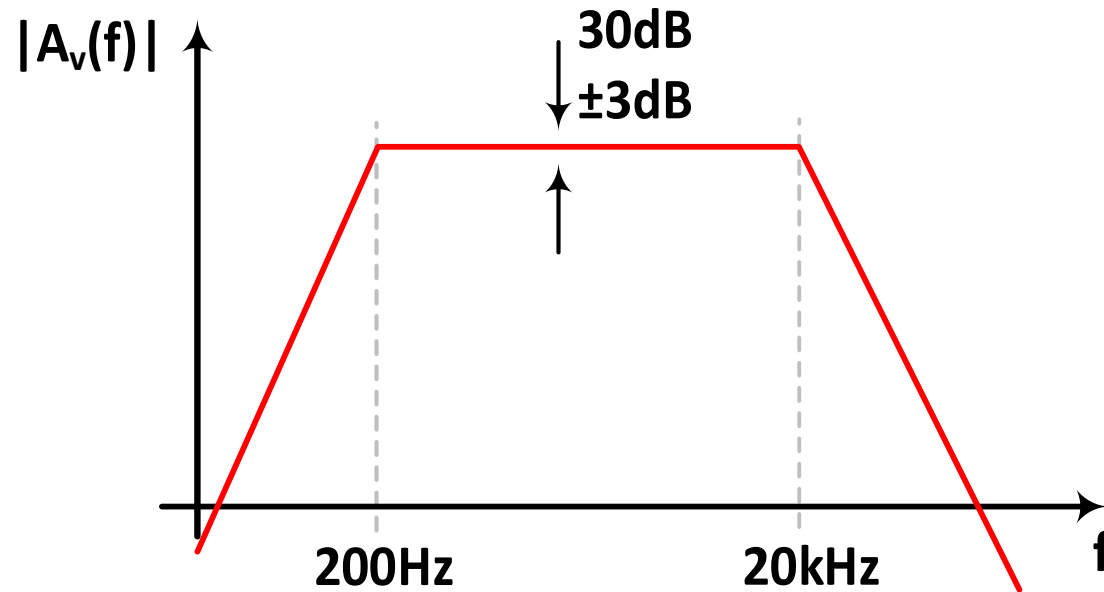
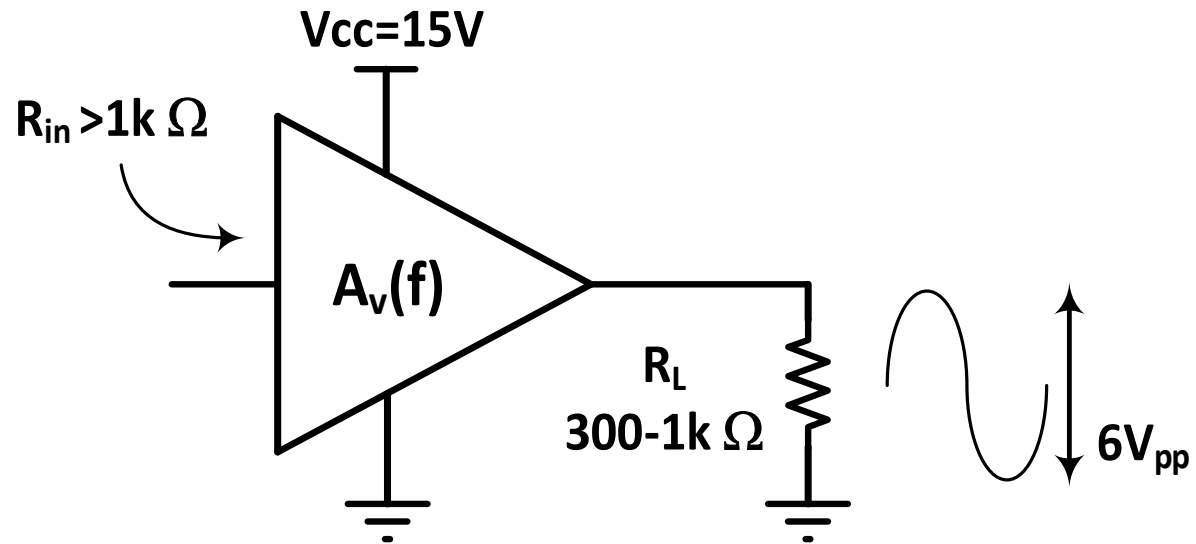
ESERCITAZIONE 6

Laboratorio di Elettronica II-B

*Progetto e simulazione di un
amplificatore con BJT*

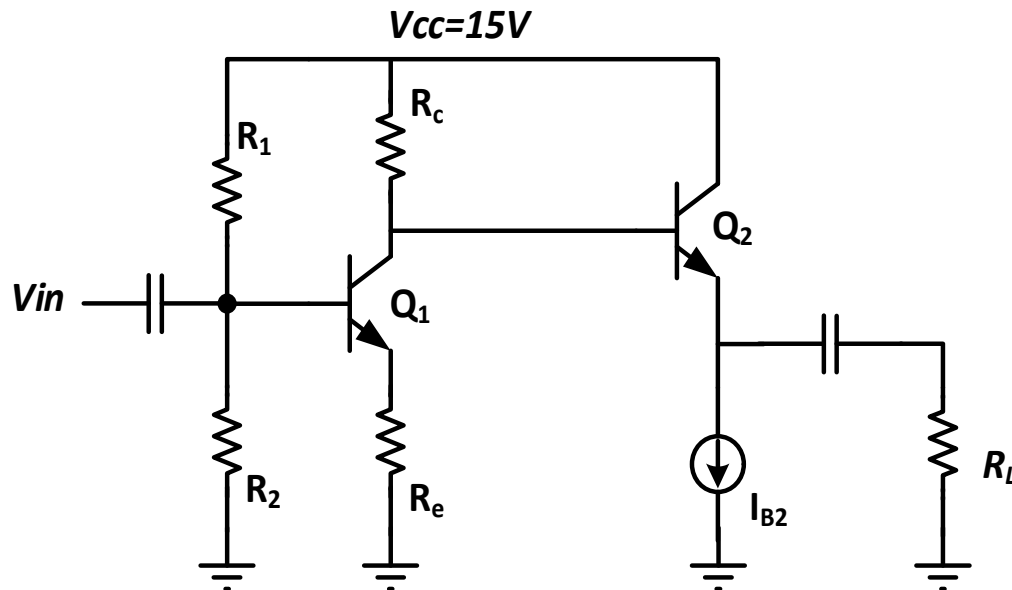


Specifiche dell'amplificatore





Scelta della topologia



Per avere guadagno stabile a fronte di variazione del carico ($R_L=300-1k\Omega$) è opportuno prevedere un buffer (Q₂)

Il primo stadio (Q₁) fornisce il guadagno di tensione richiesto

L'utilizzo della resistenza di emettitore, R_e, permette di ridurre la sensibilità del guadagno a variazioni del β del transistor Q₁



Università degli
Studi di Pavia

Scelta del transistor



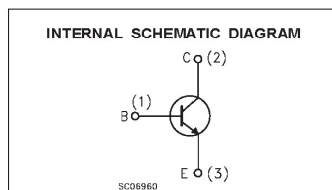
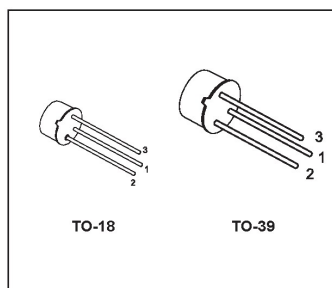
2N2219A
2N2222A

HIGH SPEED SWITCHES

DESCRIPTION

The 2N2219A and 2N2222A are silicon planar epitaxial NPN transistors in Jedec TO-39 (for 2N2219A) and in Jedec TO-18 (for 2N2222A) metal case. They are designed for high speed switching application at collector current up to 500mA, and feature useful current gain over a wide range of collector current, low leakage currents and low saturation voltage.

2N2219A approved to CECC 50002-100,
2N2222A approved to CECC 50002-101
available on request.



ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

Symbol	Parameter	Value	Unit
V_{CB0}	Collector-Base Voltage ($I_E = 0$)	75	V
V_{CE0}	Collector-Emitter Voltage ($I_B = 0$)	40	V
V_{EB0}	Emitter-Base Voltage ($I_C = 0$)	6	V
I_C	Collector Current	0.8	A
P_{tot}	Total Dissipation at $T_{amb} \leq 25^\circ\text{C}$ for 2N2219A for 2N2222A at $T_{case} \leq 25^\circ\text{C}$ for 2N2219A for 2N2222A	0.8 0.5 3 1.8	W W W W
T_{stg}	Storage Temperature	-65 to 200	$^\circ\text{C}$
T_j	Max. Operating Junction Temperature	175	$^\circ\text{C}$

2N2219A/2N2222A

THERMAL DATA

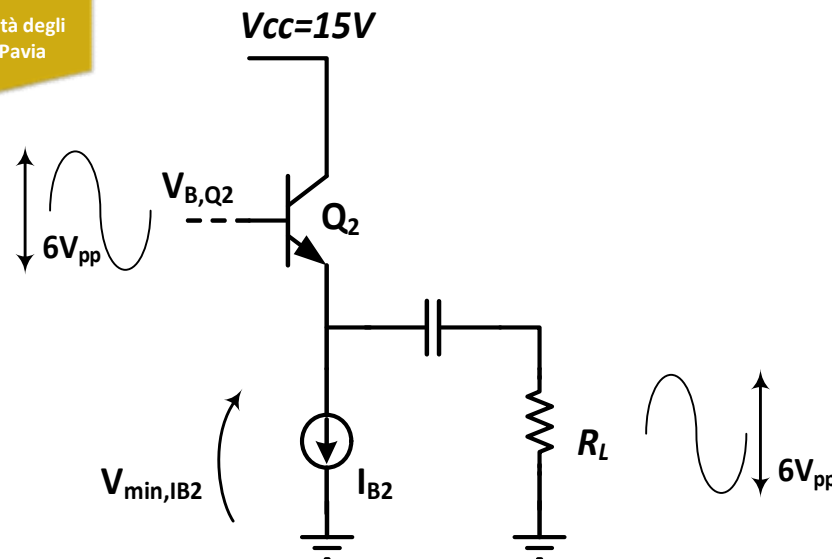
		TO-39	TO-18	
$R_{th(j-case)}$	Thermal Resistance Junction-Case	Max 50	83.3	$^\circ\text{C/W}$
$R_{th(j-amb)}$	Thermal Resistance Junction-Ambient	Max 187.5	300	$^\circ\text{C/W}$

ELECTRICAL CHARACTERISTICS ($T_{case} = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise specified)

Symbol	Parameter	Test Conditions	Min.	Typ.	Max.	Unit
I_{CBO}	Collector Cut-off Current ($I_E = 0$)	$V_{CB} = 60\text{ V}$ $V_{CB} = 60\text{ V}$ $T_{case} = 150^\circ\text{C}$			10 10	nA μA
I_{CEX}	Collector Cut-off Current ($V_{BE} = -3\text{V}$)	$V_{CE} = 60\text{ V}$			10	nA
I_{BEX}	Base Cut-off Current ($V_{BE} = -3\text{V}$)	$V_{CE} = 60\text{ V}$			20	nA
I_{EBO}	Emitter Cut-off Current ($I_C = 0$)	$V_{EB} = 3\text{ V}$			10	nA
$V_{(BR)CB0}^*$	Collector-Base Breakdown Voltage ($I_E = 0$)	$I_C = 10\ \mu\text{A}$	75			V
$V_{(BR)CEO}^*$	Collector-Emitter Breakdown Voltage ($I_B = 0$)	$I_C = 10\text{ mA}$	40			V
$V_{(BR)EBO}^*$	Emitter-Base Breakdown Voltage ($I_C = 0$)	$I_E = 10\ \mu\text{A}$	6			V
$V_{CE(sat)}^*$	Collector-Emitter Saturation Voltage	$I_C = 150\text{ mA}$ $I_B = 15\text{ mA}$ $I_C = 500\text{ mA}$ $I_B = 50\text{ mA}$			0.3 1	V V
$V_{BE(sat)}^*$	Base-Emitter Saturation Voltage	$I_C = 150\text{ mA}$ $I_B = 15\text{ mA}$ $I_C = 500\text{ mA}$ $I_B = 50\text{ mA}$	0.6		1.2 2	V V
h_{FE}^*	DC Current Gain	$I_C = 0.1\text{ mA}$ $V_{CE} = 10\text{ V}$ $I_C = 1\text{ mA}$ $V_{CE} = 10\text{ V}$ $I_C = 10\text{ mA}$ $V_{CE} = 10\text{ V}$ $I_C = 150\text{ mA}$ $V_{CE} = 10\text{ V}$ $I_C = 500\text{ mA}$ $V_{CE} = 10\text{ V}$ $I_C = 150\text{ mA}$ $V_{CE} = 1\text{ V}$ $I_C = 10\text{ mA}$ $V_{CE} = 10\text{ V}$ $T_{amb} = -55^\circ\text{C}$	35 50 75 100 40 50 35		300	
h_{fe}^*	Small Signal Current Gain	$I_C = 1\text{ mA}$ $V_{CE} = 10\text{ V}$ $f = 1\text{KHz}$ $I_C = 10\text{ mA}$ $V_{CE} = 10\text{ V}$ $f = 1\text{KHz}$	50 75		300 375	
f_T	Transition Frequency	$I_C = 20\text{ mA}$ $V_{CE} = 20\text{ V}$ $f = 100\text{ MHz}$	300			MHz
C_{EB0}	Emitter Base Capacitance	$I_C = 0$ $V_{EB} = 0.5\text{ V}$ $f = 100\text{KHz}$			25	pF
C_{CB0}	Collector Base Capacitance	$I_E = 0$ $V_{CB} = 10\text{ V}$ $f = 100\text{ KHz}$			8	pF
$R_{e(inie)}$	Real Part of Input Impedance	$I_C = 20\text{ mA}$ $V_{CE} = 20\text{ V}$ $f = 300\text{MHz}$			60	Ω

* Pulsed: Pulse duration = 300 μs , duty cycle $\leq 1\%$

Dimensionamento del buffer 1/2



L'ampiezza massima su R_L è $3V_{0-pk}$
 La corrente massima che deve erogare l'amplificatore sul carico si ha quando R_L assume il minimo valore:

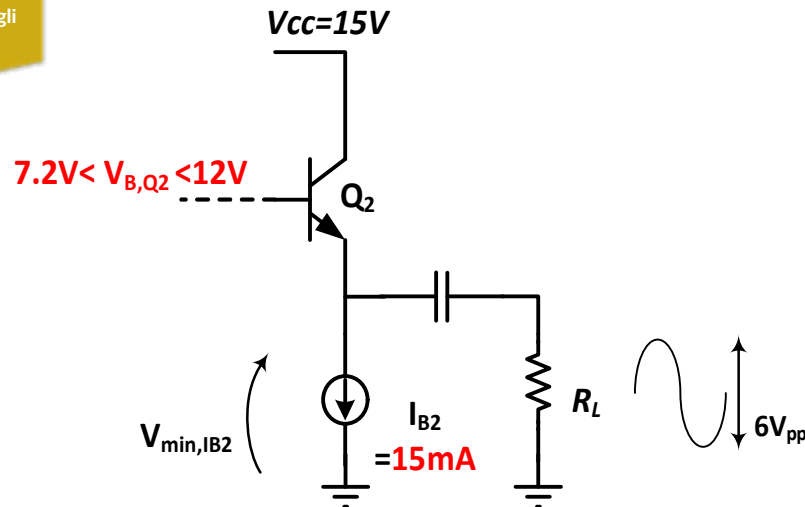
$$I_{o,max} = 3V / 300\Omega = 10mA$$

Il transistor Q_2 deve essere polarizzato con corrente superiore ad $I_{o,max}$, per evitare che si spenga in condizioni di massimo segnale, introducendo forte distorsione del segnale: scelgo $I_{B2} = 15mA$

Il generatore di corrente I_{B2} necessita di una minima tensione ai capi ($V_{min,IB2}$) per garantirne il funzionamento: supponiamo $V_{min,IB2} = 3.5V$

Per avere ampiezza del segnale di $3V_{0-pk}$, la tensione DC all'emettitore di Q_2 deve essere superiore a $V_{min,IB2} + 3V = 6.5V$

Dimensionamento del buffer 2/2



La tensione DC alla base di Q_2 é superiore all'emettitore di $V_{BE}=0.7V$
Quindi $V_{B,Q2} > 7.2V$

La tensione $V_{B,Q2}$ deve però essere almeno 3V inferiore a V_{cc} , in modo da permettere una ampiezza del segnale alla base di Q_2 pari a 6Vpp

La tensione sul punto di lavoro alla base di Q_2 deve essere compresa fra 7.2V e 12V

La tensione di emettitore V_e puo quindi essere compresa tra 6.5V e 11.3V.

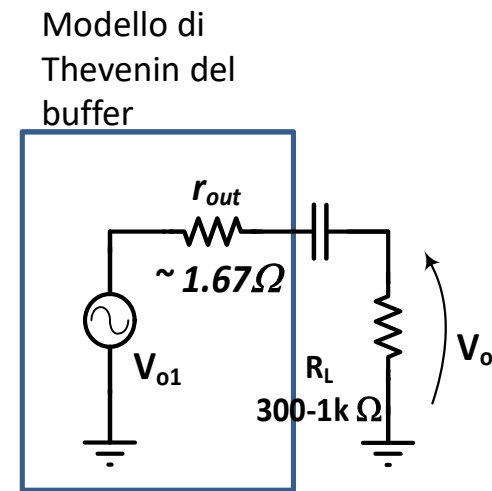
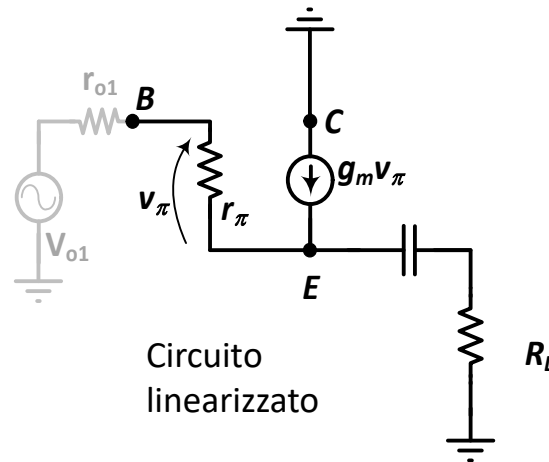
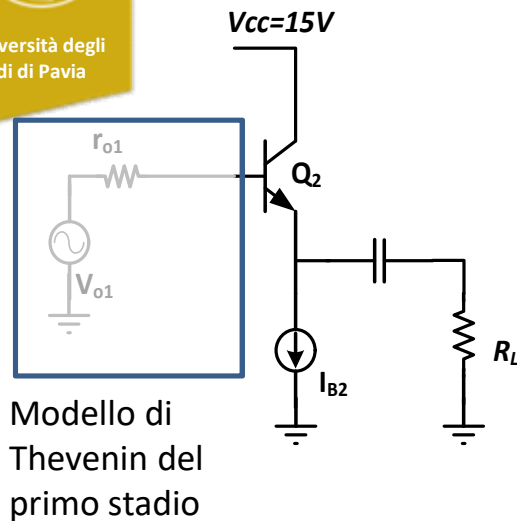
$$V_{ce} = V_{cc} - V_e = [3.7V - 8.5V]$$

La potenza dissipata da Q_2 ($P_{diss} = I_c \times V_{ce}$) è 55-128mW, sicuramente minore di

$P_{d,max} = 500mW$, indicata nel datasheet



Sensibilità del guadagno a variazioni di R_L



g_m , r_π dipendono dalla corrente di polarizzazione I_C e dal β :

$$g_m = \frac{I_C}{V_T} \quad r_\pi = \beta \frac{V_T}{I_C} \quad V_T = \frac{kT}{q} = 25mV$$

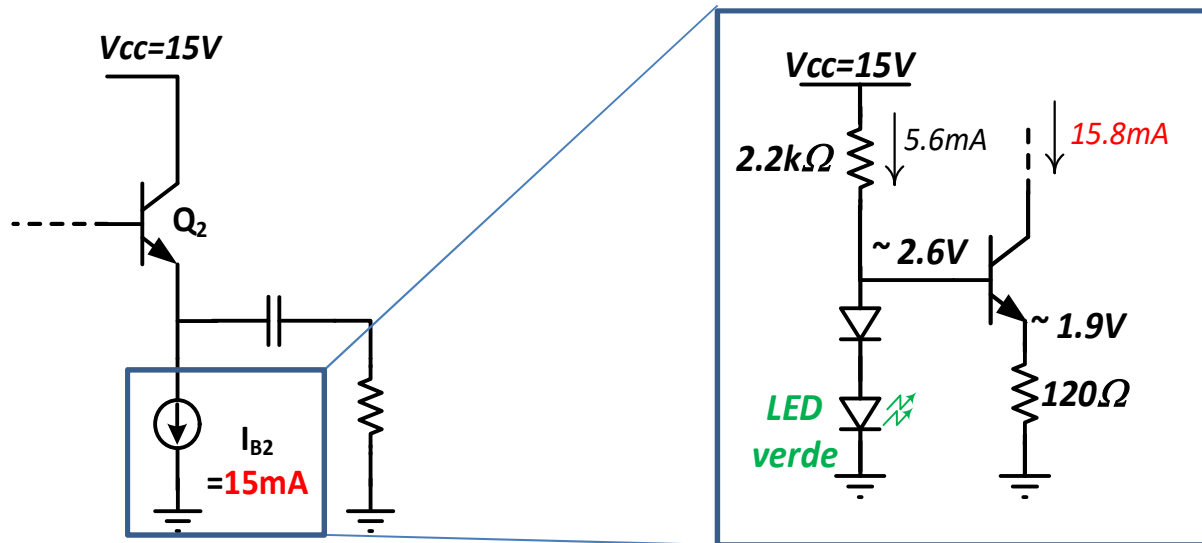
Dall'analisi del circuito linearizzato possiamo ricavare un modello di Thevenin per lo stadio buffer, in cui:

$$r_{out} = \frac{r_\pi + r_{o1}}{g_m r_\pi + 1} = \frac{r_\pi + r_{o1}}{\beta + 1} \approx \frac{r_\pi}{\beta} + \frac{r_{o1}}{\beta} = \frac{1}{g_m} + \frac{r_{o1}}{\beta} \approx \frac{1}{g_m} = 1.67\Omega$$

Con una resistenza di uscita inferiore a 3Ω , il guadagno del buffer è in buona approssimazione unitario, e la variazione per R_L nell'intervallo $0.3-1k\Omega$ risulta inferiore a 1% (0.09dB)



Generatore di corrente



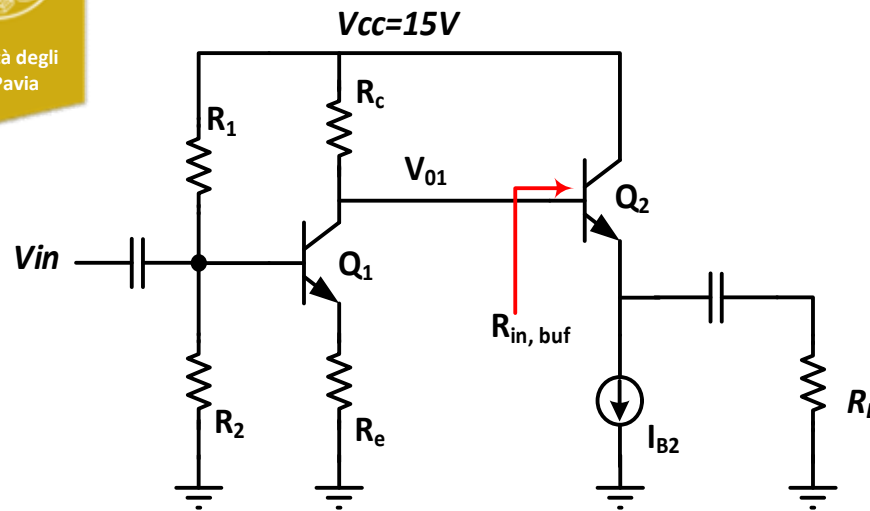
Il diodo LED ha una caduta di tensione di circa 1.9V. In serie con il diodo 1N4148 forma una «batteria» che mantiene la tensione alla base del transistor a circa 2.6V. La tensione all'emettitore risulta $2.6V - 0.7V = 1.9V$. La corrente di emettitore (circa uguale a quella di collettore) vale:

$$I_{out} = 1.9V / 120\Omega = 15.8mA$$

La tensione al collettore del BJT deve essere sufficientemente alta da garantire il funzionamento in regione attiva: $V_{min,IB2} = V_E + V_{CE,sat} = 1.9V + 0.3V = 2.2V$. Il valore è inferiore (e quindi accettabile) con quanto ipotizzato nella (slide #7), $V_{min,IB2} = 3.5V$ 8



Stadio Amplificatore



La resistenza equivalente vista all'ingresso di Q_2 è data da:

$$r_{in,buf} = r_{\pi} + (\beta + 1)R_L = \beta \frac{V_T}{I_{C2}} + (\beta + 1)R_L$$

Nel caso peggiore, $\beta_{min}=50$,
 $R_L=300\Omega$, $r_{in,buf}=15.4k\Omega$

Se R_c è sufficientemente più piccola di $r_{in,buf}$ quest'ultima (e le sue variazioni dovute a β ed R_L) non influenza il guadagno dell'amplificatore, che risulta:

$$A_{v1} = \frac{V_{01}}{V_{in}} = \frac{R_c}{\frac{1}{g_{m1}} + R_e}$$

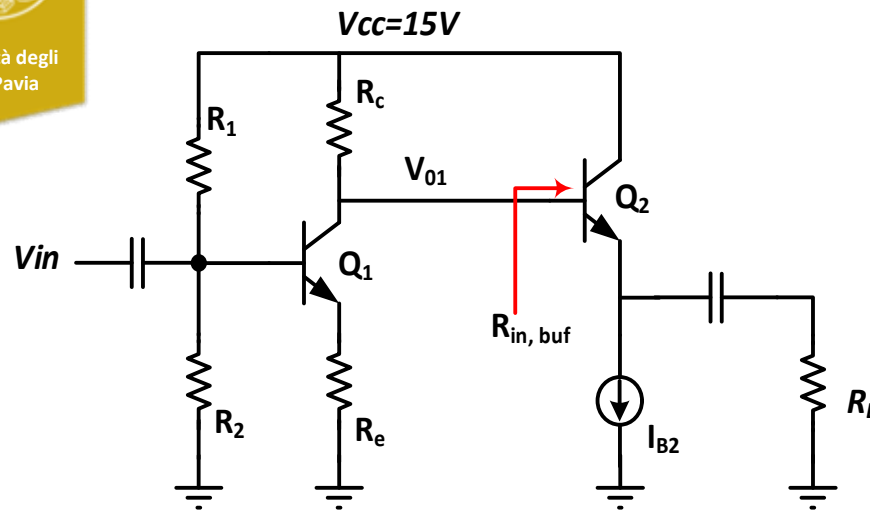
$$g_{m1} = \frac{I_{C1}}{V_T}$$

I_{c1} ed R_c devono essere scelte in modo che la tensione al collettore di Q_2 ($V_{c,Q2}=V_{cc}-R_c I_{C2}$) cada nell'intervallo precedentemente calcolato (slide #8):

$$7.2V < V_{c,Q2} < 12V$$



Stadio Amplificatore: I_c , R_c , R_e



$$A_{v1} = \frac{V_{01}}{V_{in}} = \frac{R_c}{\frac{1}{g_{m1}} + R_e}$$

$$g_{m1} = \frac{I_{C1}}{V_T}$$

Fissato $I_{c1}=5\text{mA}$, $g_m^{-1}=5\Omega$ Con questa corrente, possiamo scegliere R_c in modo che la tensione di collettore cada a metà dell'intervallo richiesto (7.2V-12V). Trascurando la corrente di base di Q_2 (rispetto alla corrente di collettore di Q_1):

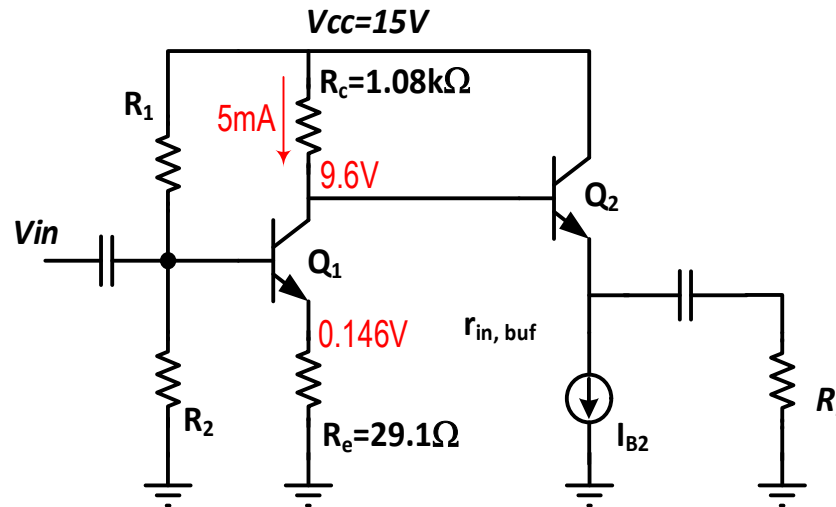
$$V_{c,Q1} = 9.6V \quad R_c = \frac{(15-9.6)V}{5\text{mA}} = 1080\Omega$$

Fissato R_c e g_m , per avere un guadagno di tensione nominale $A_{v1}=30\text{dB}$ (31.62),

$$R_e = \frac{R_c}{A_{v1}} - \frac{1}{g_m} = 29.1\Omega$$



Stadio Amplificatore: tensione all'emettitore



Fissate R_c , R_e ed I_{c1} , le tensioni sul punto di lavoro risultano come in figura

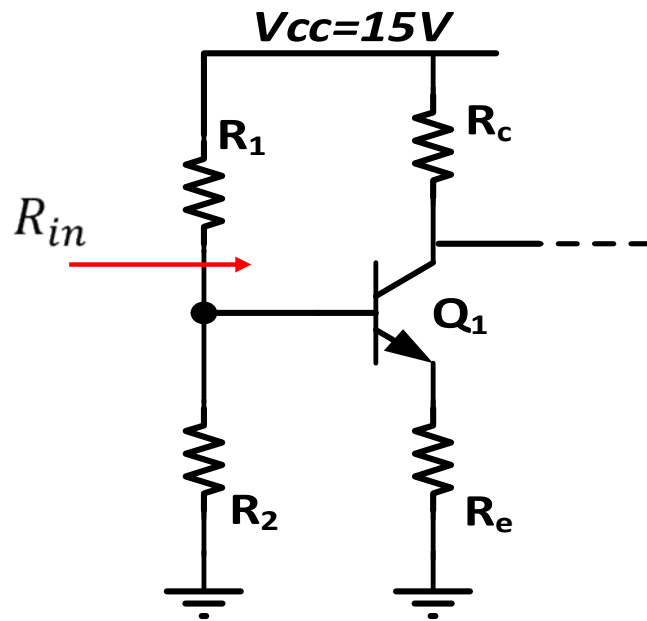
In presenza di segnale, la tensione sul collettore può muoversi di $\pm 3V$

Quando la tensione di collettore raggiunge il livello minimo $9.6V - 3V = 6.6V$ il BJT deve rimanere in regione attiva. La tensione all'emettitore deve quindi essere inferiore a $6.6V - V_{CE,sat} = 6.6V - 0.3V = 6.3V$

Questo vincolo viene rispettato con abbondante margine



Stadio Amplificatore: resistenza di ingresso



$$R_{in} = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} // (r_{\pi} + (\beta + 1)R_e)$$

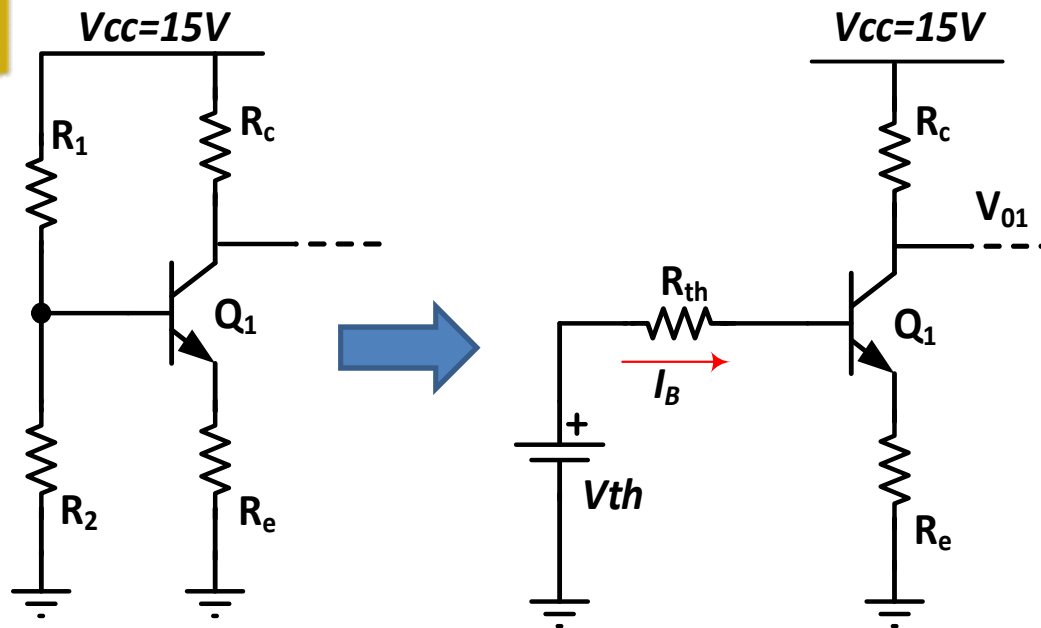
$$r_{\pi} = \beta \frac{V_T}{I_{C1}}$$

Con $I_{c1}=5\text{mA}$, $\beta=\beta_{\min}=50$, la resistenza alla base del BJT è $1705\ \Omega$

Se $R1//R2=20\text{k}\Omega$, la resistenza di ingresso dell'amplificatore è $1571\ \Omega$,
soddisfacendo alla specifica $R_{in}>1\text{k}\Omega$



Stadio Amplificatore: R_1, R_2



$$V_{th} = V_{CC} \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$
$$R_{th} = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} = 20k\Omega$$

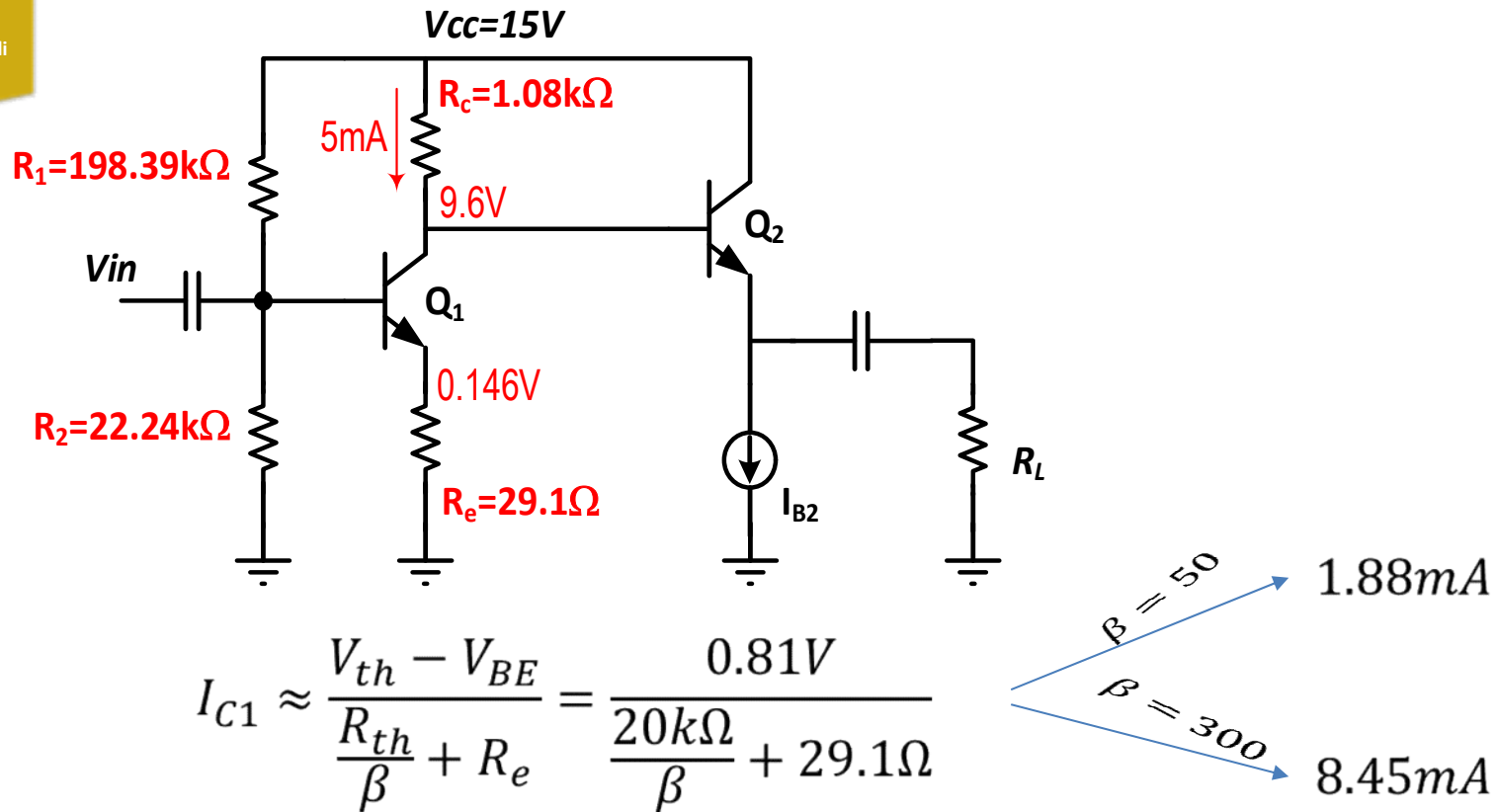
Le resistenze R_1 ed R_2 determinano la corrente di collettore. Risolvendo Kirchhoff alla maglia di ingresso:

$$I_C = \frac{V_{th} - V_{BE}}{\frac{R_{th}}{\beta} + \frac{\beta + 1}{\beta} R_e} \approx \frac{V_{th} - V_{BE}}{\frac{R_{th}}{\beta} + R_e}$$

Con $R_{th}=20k\Omega$, $I_{C1}=5mA$, $\beta=150$, $V_{be}=0.7V$, $R_e=29.1\Omega$, l'equazione permette di derivare:

$$V_{th}=1.512V, \quad R_1=198.39k\Omega, \quad R_2=22.24k\Omega$$

Sensibilità di I_{c1} a variazioni di β

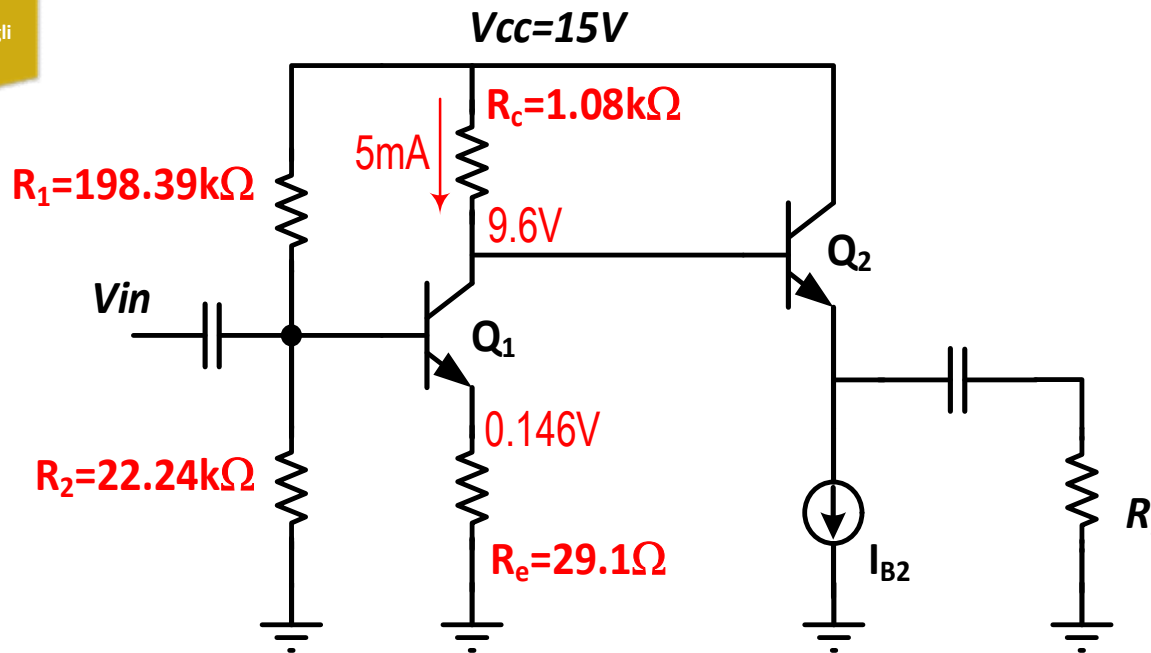


Il punto di lavoro (e di conseguenza anche il guadagno) è fortemente sensibile a variazioni di β poichè a denominatore il termine R_{th}/β è più elevato di R_e

Per ridurre la sensibilità bisogna ridurre R_{th} (riducendo la resistenza di ingresso dell'amplificatore) o alzare R_e , riducendo il guadagno



Sensibilità di I_{c1} variazioni di β



$$I_{C1} \approx \frac{V_{th} - V_{BE}}{\frac{R_{th}}{\beta} + R_e}$$
$$= \frac{0.81V}{\frac{20k\Omega}{\beta} + 29.1\Omega}$$

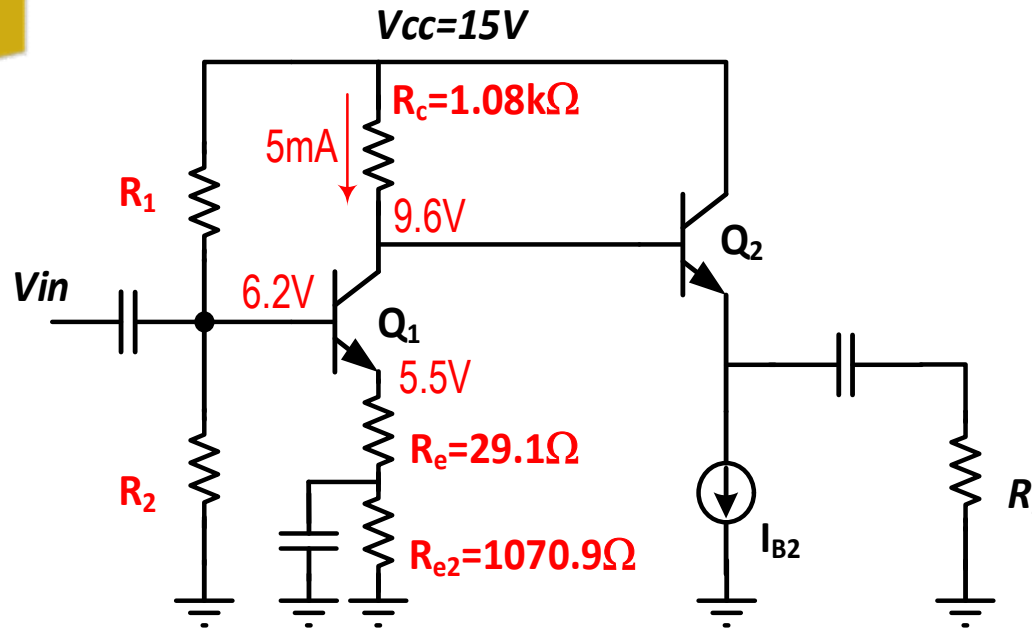
Il valore di R_e (29.1Ω), fissato per ottenere il guadagno richiesto, è relativamente piccolo

La tensione all'emettitore ($V_e=0.146V$) è molto più bassa del valore massimo che permette un'ampiezza di $\pm 3V$ al collettore ($9.6V - 3V - 0.3V = 6.3V$), mantenendo il BJT in regione attiva

Possiamo sfruttare questa considerazione per modificare il circuito riducendo la sensibilità a variazioni di β



Amplificatore robusto a variazioni di β



$$I_C \approx \frac{V_{th} - V_{BE}}{\frac{R_{th}}{\beta} + R_e}$$

$$V_{th} = V_{CC} \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$

$$R_{th} = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}$$

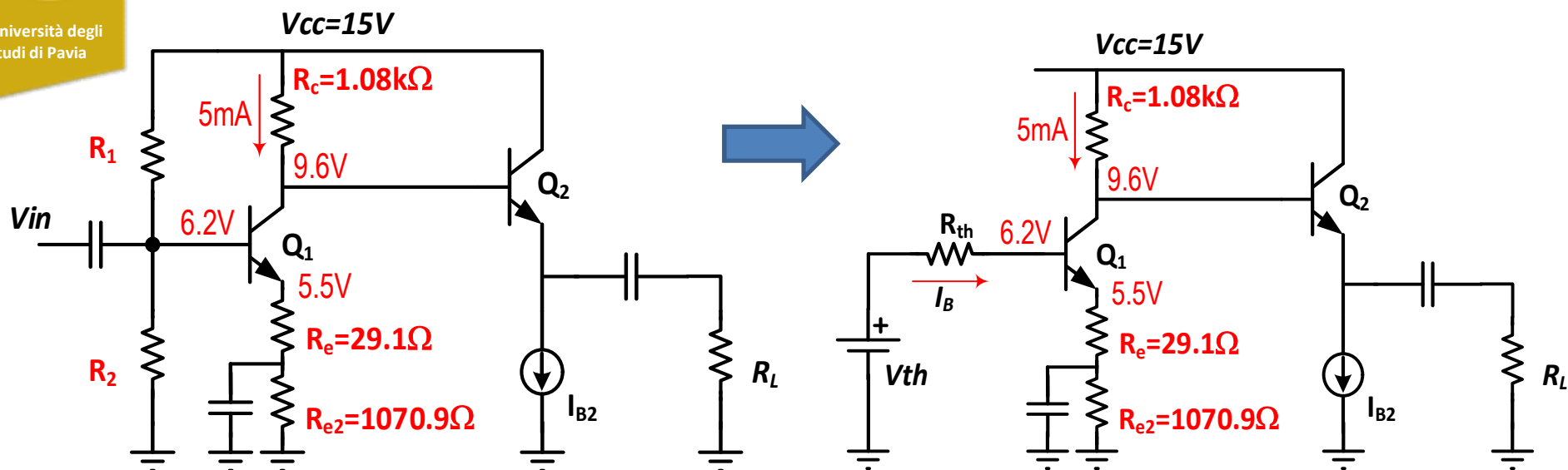
La corrente I_{c1} è fissata dalla serie delle due resistenze ($R=1100\Omega$)

Il condensatore cortocircuita R_{e2} per il segnale e $R_e=29.1\Omega$ determina ancora il guadagno

R_1 ed R_2 devono essere ricalcolate



Amplificatore robusto a variazioni di β



$$I_C \approx \frac{V_{th} - V_{BE}}{\frac{R_{th}}{\beta} + R_e + R_{e2}}$$

$$V_{th} = V_{CC} \frac{R_2}{R_1 + R_2} \quad R_{th} = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}$$

Con $R_{th}=20k\Omega$, $I_C=5mA$, $\beta=150$, $V_{be}=0.7V$, $R_e=29.1\Omega$, $R_{e2}=1070.9\Omega$, l'equazione permette di ottenere:

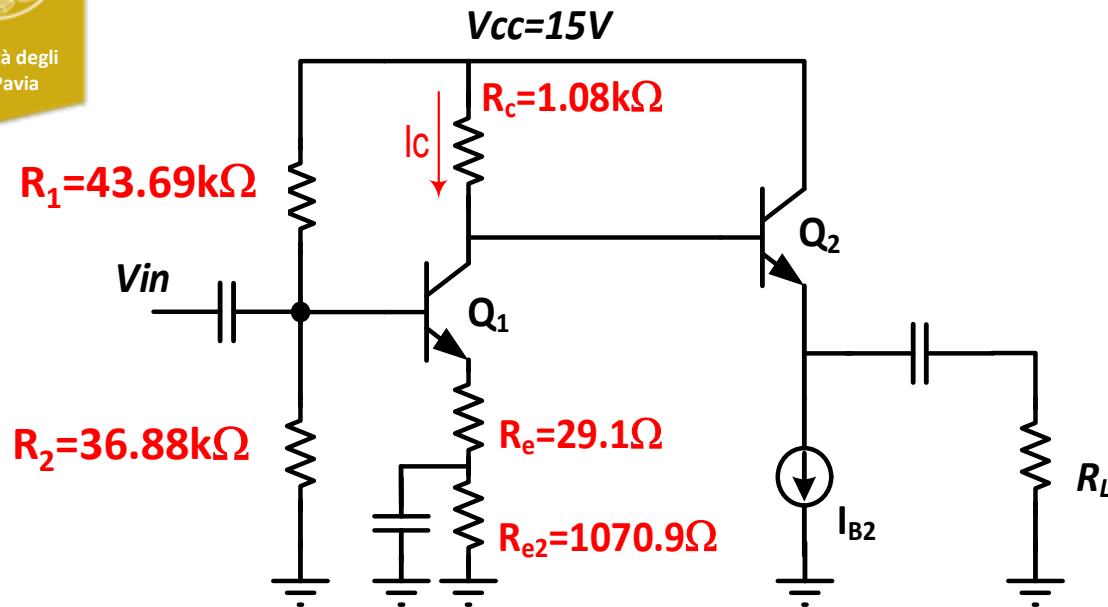
$$V_{th}=6.866V,$$

$$R_1=43.693k\Omega$$

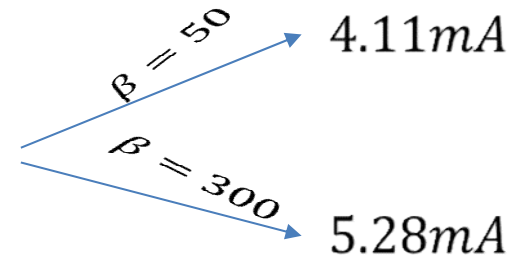
$$R_2=36.88k\Omega$$



Sensibilità di I_{c1} variazioni di β



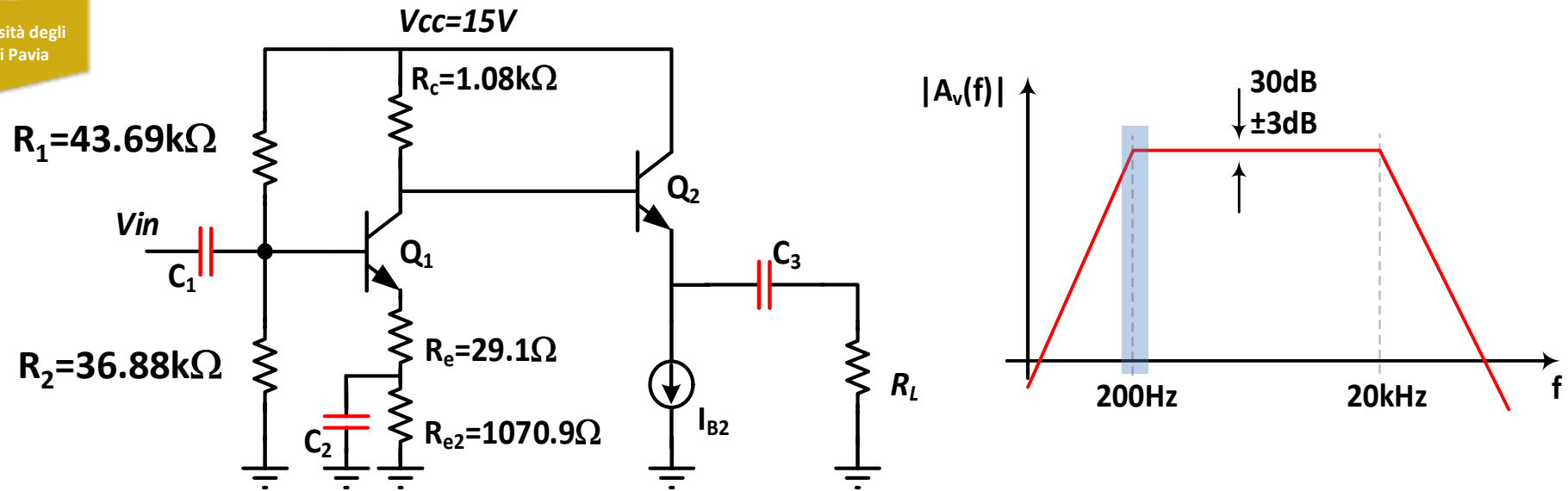
$$I_{C1} \approx \frac{V_{th} - V_{BE}}{\frac{R_{th}}{\beta} + R_e + R_{e2}} = \frac{6.166V}{\frac{20k\Omega}{\beta} + 1100\Omega}$$



La corrente di collettore sul punto di lavoro (e di conseguenza anche il guadagno) è ora molto più insensibile a variazioni β



Frequenza di taglio inferiore



Le capacità evidenziate in rosso introducono zeri e poli in bassa frequenza nella funzione di trasferimento. Questi ultimi limitano inferiormente la banda passante. Possiamo stimare la frequenza di taglio inferiore con il metodo delle **costanti di tempo in corto circuito**:

$$f_{1-3dB} \approx \frac{1}{2\pi} \left(\frac{1}{\tau_{C1}} + \frac{1}{\tau_{C2}} + \frac{1}{\tau_{C3}} \right) = \frac{1}{2\pi} \left(\frac{1}{r_1 C_1} + \frac{1}{r_2 C_2} + \frac{1}{r_3 C_3} \right)$$

r_i è la resistenza vista ai capi della capacità c_i quando le altre capacità sono sostituite da corto-circuiti



Frequenza di taglio inferiore

Posso fissare le tre costanti di tempo uguali, in modo che:

$$f_{1-3dB} \approx \frac{1}{2\pi} \left(\frac{3}{\tau_{ci}} \right) = 200Hz \quad \tau_{ci} = 2.38 \text{ msec}$$

Dall'analisi del circuito, assumendo $I_{c1}=5\text{mA}$, $I_{c2}=15\text{mA}$, $\beta=150$, $R_L=300$, ottengo:

$$r_1 = R_{th} // (r_{\pi-Q1} + (\beta + 1)R_e) = 4091\Omega$$

$$r_2 = R_{e2} // \left(R_{e2} + \frac{r_{\pi-Q1}}{\beta+1} \right) = 33\Omega$$

$$r_3 = R_L + \left(\frac{r_{\pi-Q2} + R_c}{\beta + 1} \right) = 308.8\Omega$$

e per avere le tre costanti di tempo uguali a 2.38msec:

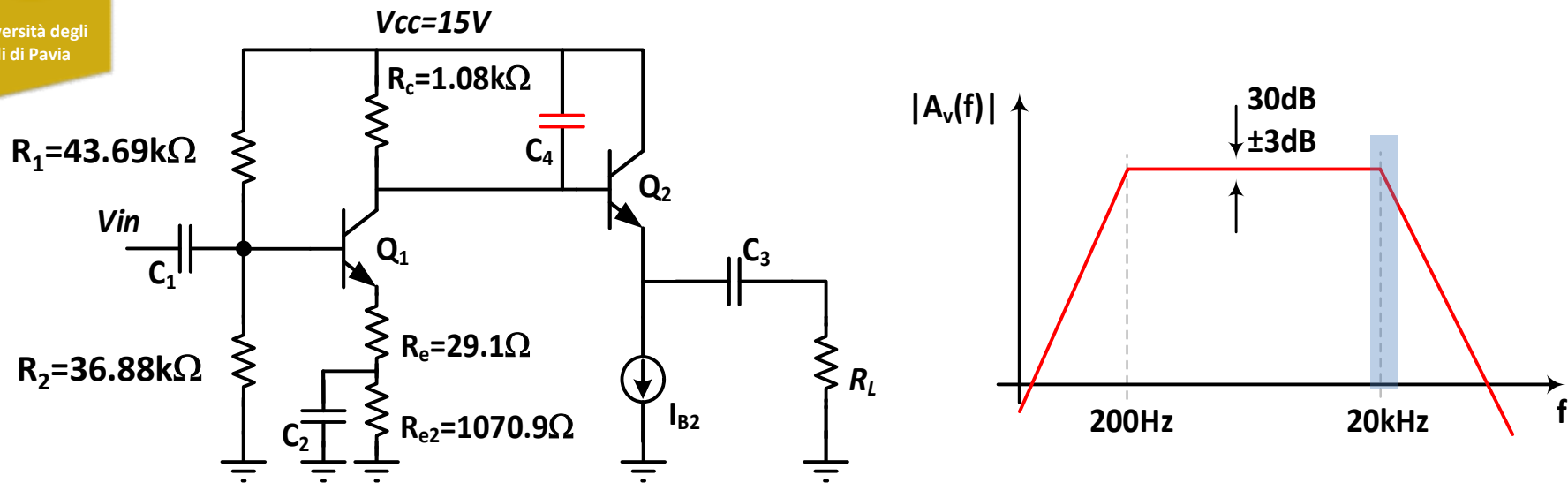
$$C_1 = 581nF$$

$$C_2 = 72\mu F$$

$$C_3 = 7.7\mu F$$



Frequenza di taglio superiore



Le capacità parassite di Q_1 e Q_2 limitano la banda passante dell'amplificatore a decine di MHz. Per limitare la banda superiore a 20kHz è necessario aggiungere il condensatore C_4 :

$$f_{2-3dB} = \frac{1}{2\pi} \left(\frac{1}{\tau_{C4}} \right) = \frac{1}{2\pi} \left(\frac{1}{r_4 C_4} \right) = 20kHz$$

r_4 è la resistenza vista ai capi di C_4 : $r_4 = R_C // (r_{\pi-Q2} + (\beta + 1)R_L) = 1065\Omega$

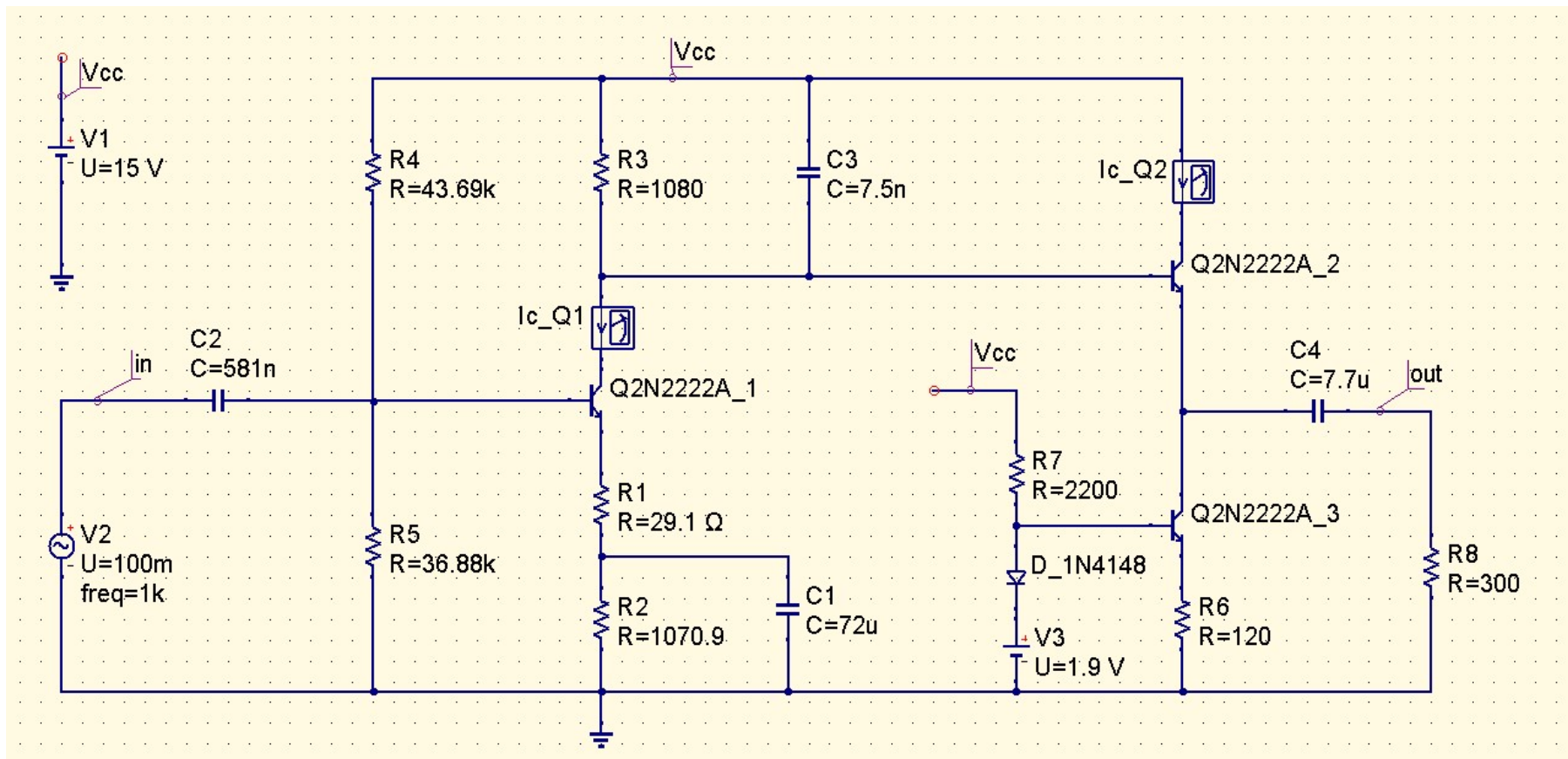
Per ottenere la frequenza di taglio superiore desiderata (20kHz), $C_4=7.5nF$



Attività

Disegnare lo schema dell'amplificatore in QUCS con i componenti precedentemente calcolati

Per simulare il comportamento del LED verde utilizzare una batteria da 1.9V





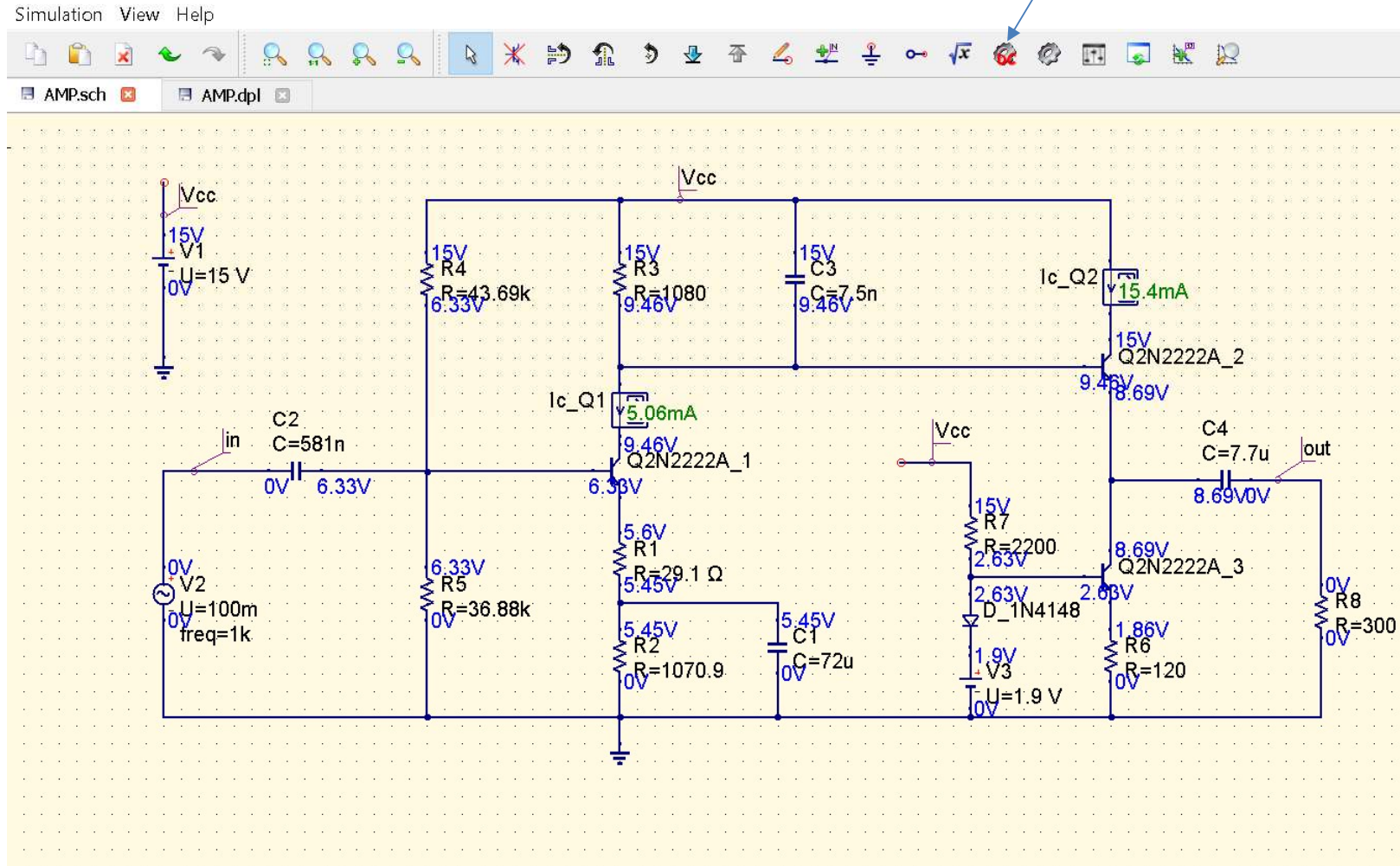
Attività

- 1) Impostare una simulazione DC. Confrontare il punto di lavoro di Q_1, Q_2 calcolato e simulato
- 2) Verificare la stabilità della corrente di collettore di Q_1 e Q_2 al variare di β da 50 a 300
- 3) Impostare una simulazione AC (da 10Hz a 1MHz) e verificare guadagno a centro-banda e frequenze di taglio inferiore e superiore con β nominale. Confrontare le prestazioni simulate e calcolate
- 4) Verificare in simulazione la dipendenza della funzione di trasferimento dal β di Q_1, Q_2
- 5) Verificare con una simulazione Transient che l'amplificatore possa erogare in uscita un segnale sinusoidale di ampiezza 3V con distorsione trascurabile
- 6) Aggiustare il progetto, cambiando il valore dei resistori e dei condensatori utilizzando valori della serie E12 e cercando di rispettare al meglio le specifiche



Punto di Lavoro

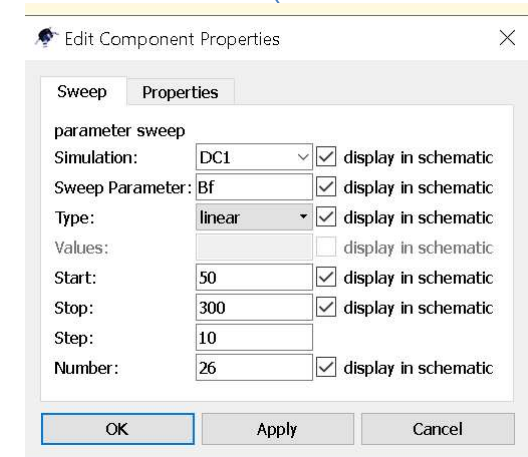
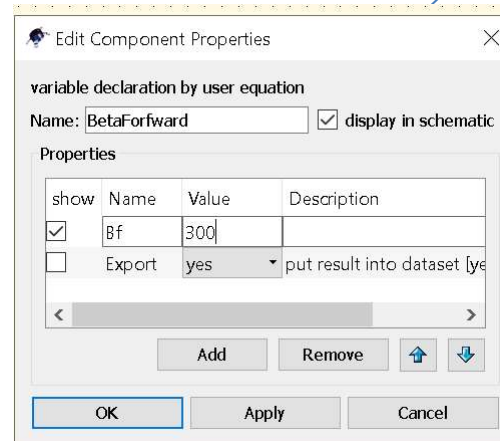
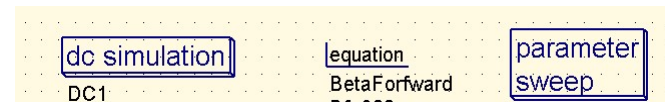
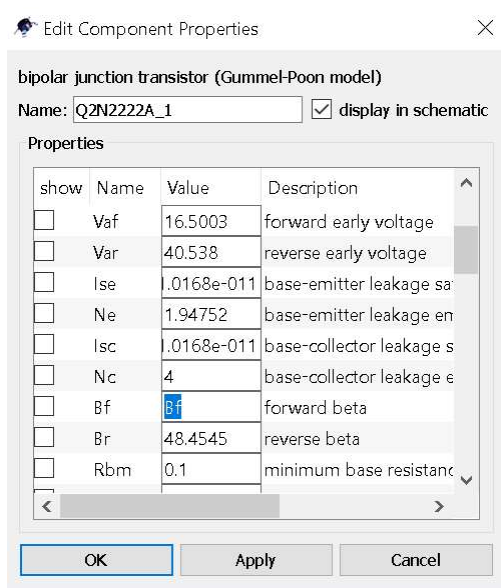
Simulazione DC con visualizzazione del punto di lavoro



Sensibilità di $I_{c1,2}$ a β

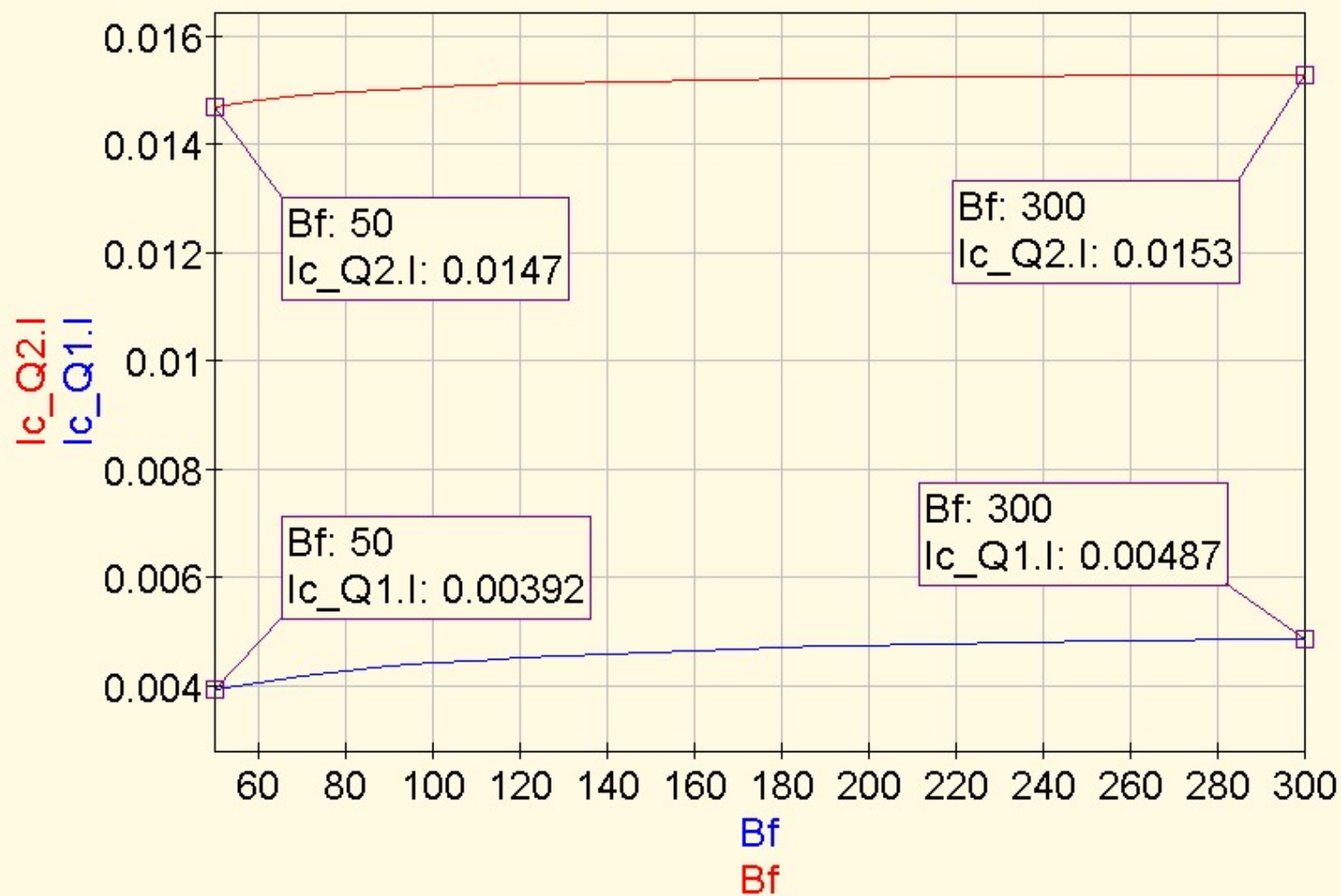
Nelle proprietà dei transistori Q1, Q2, Q3, impostare β_f come variabile
 Inserire nello schema la variabile Bf, e il blocco per effettuare una
 simulazione parametrica.

Impostare il blocco per effettuare diverse simulazioni DC al variare di β_f da
 50 a 300



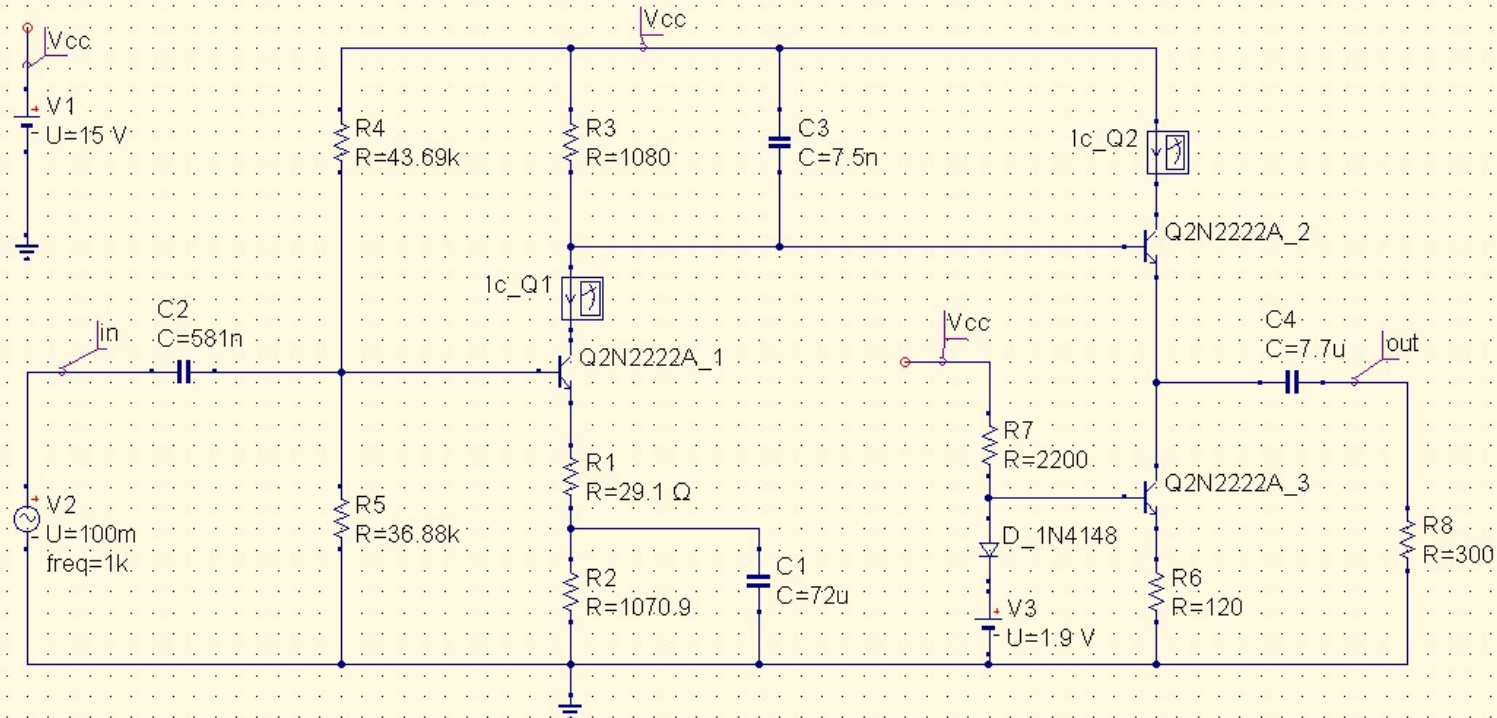


Sensibilità di $I_{c1,2}$ a β





Guadagno e Banda Passante



~~dc simulation~~

DC1

equation

BetaForward
Bf=300

~~parameter sweep~~

SW1
Sim=DC1
Param=Bf
Type=lin
Start=50

equation

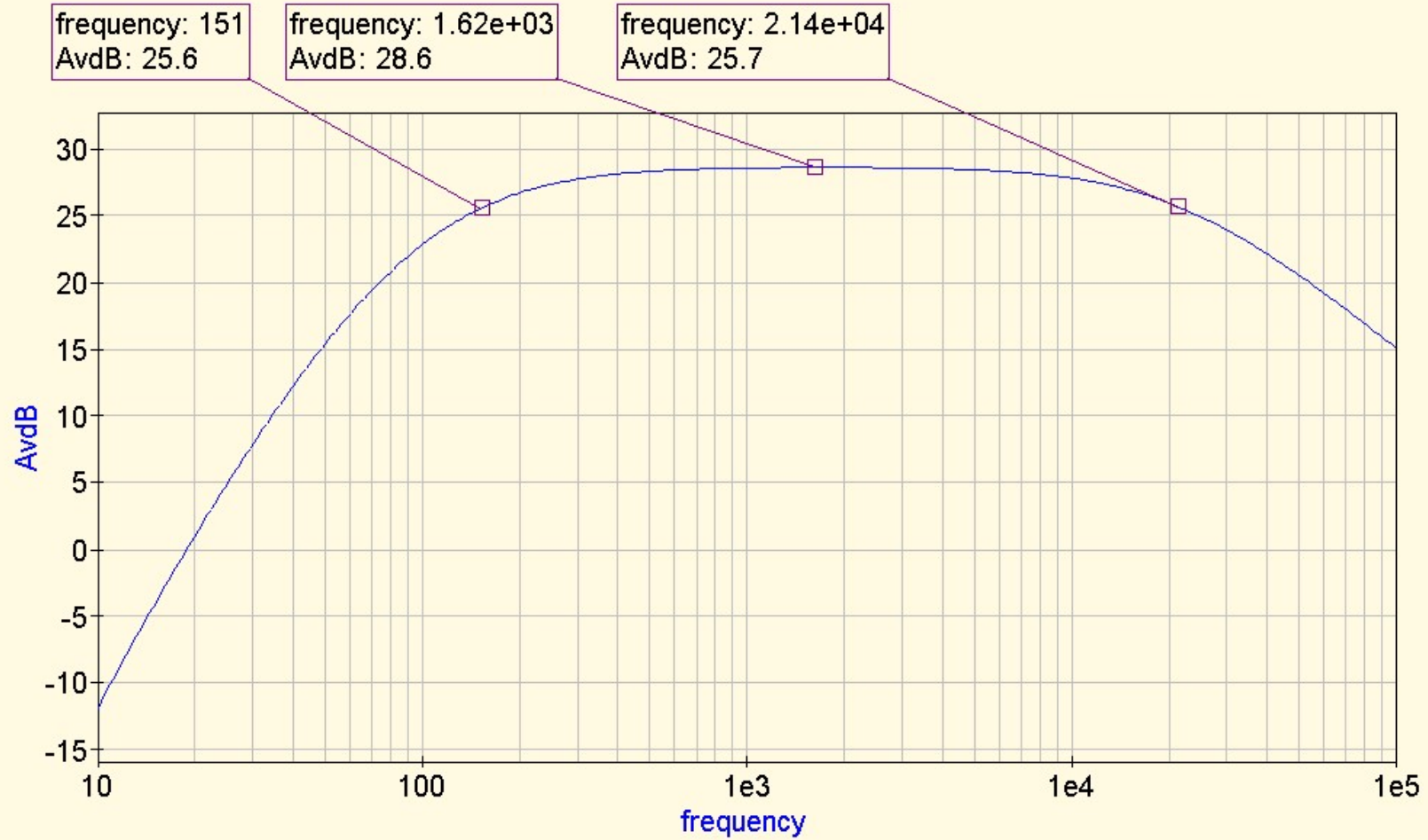
Gain
AvdB=dB(out.v/in.v)

~~ac simulation~~

AC1
Type=log
Start=10
Stop=100k
Points=401



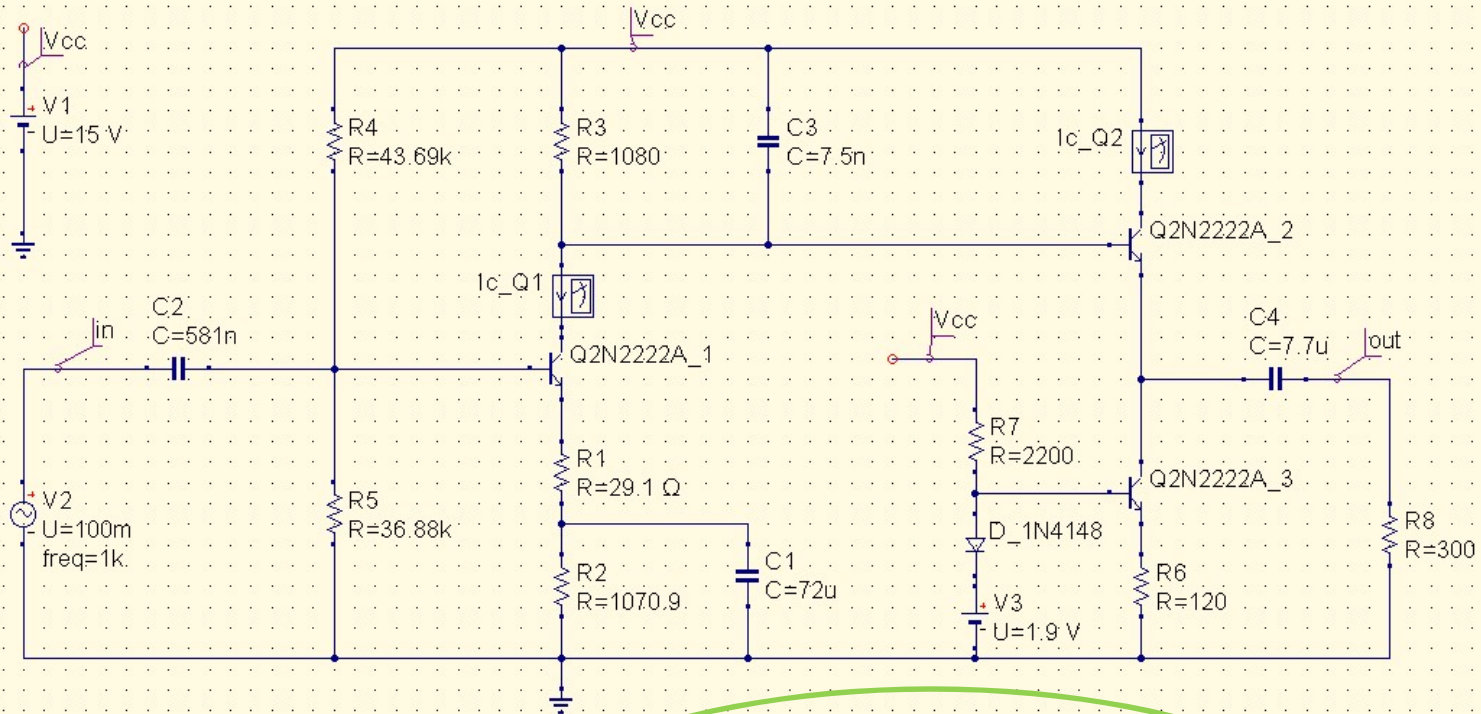
Guadagno e Banda Passante





Sensibilità del guadagno a β

Impostare una simulazione parametrica AC al variare della variabile β_f



~~dc simulation~~

DC1

equation

BetaForward
Bf=300

parameter sweep

SW1
Sim=AC1
Param=Bf
Type=lin
Start=50
Stop=300
Points=26

equation

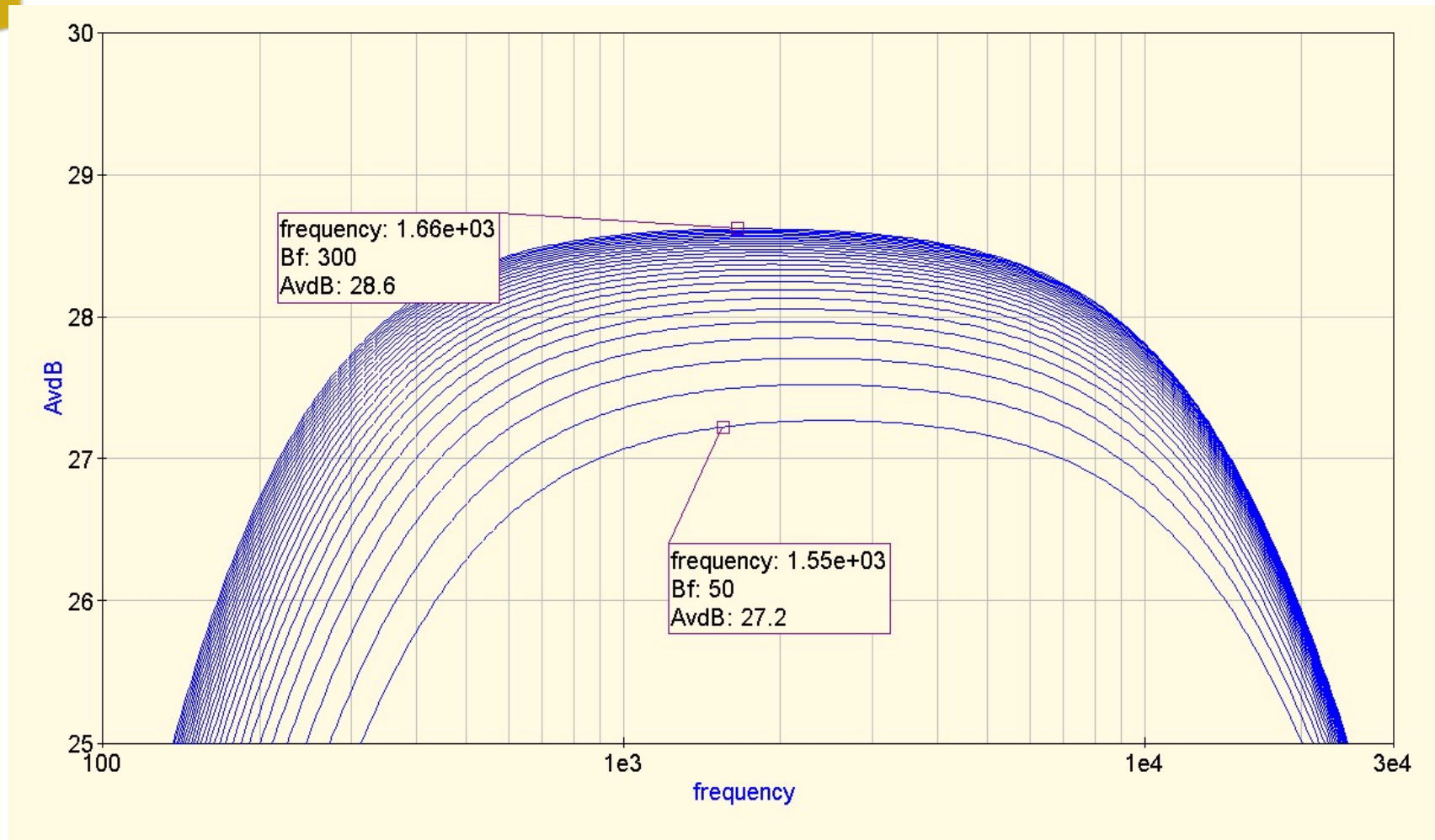
Gain
AvdB=dB(out.v/in.v)

ac simulation

AC1
Type=log
Start=10
Stop=100k
Points=401



Sensibilità del guadagno a β

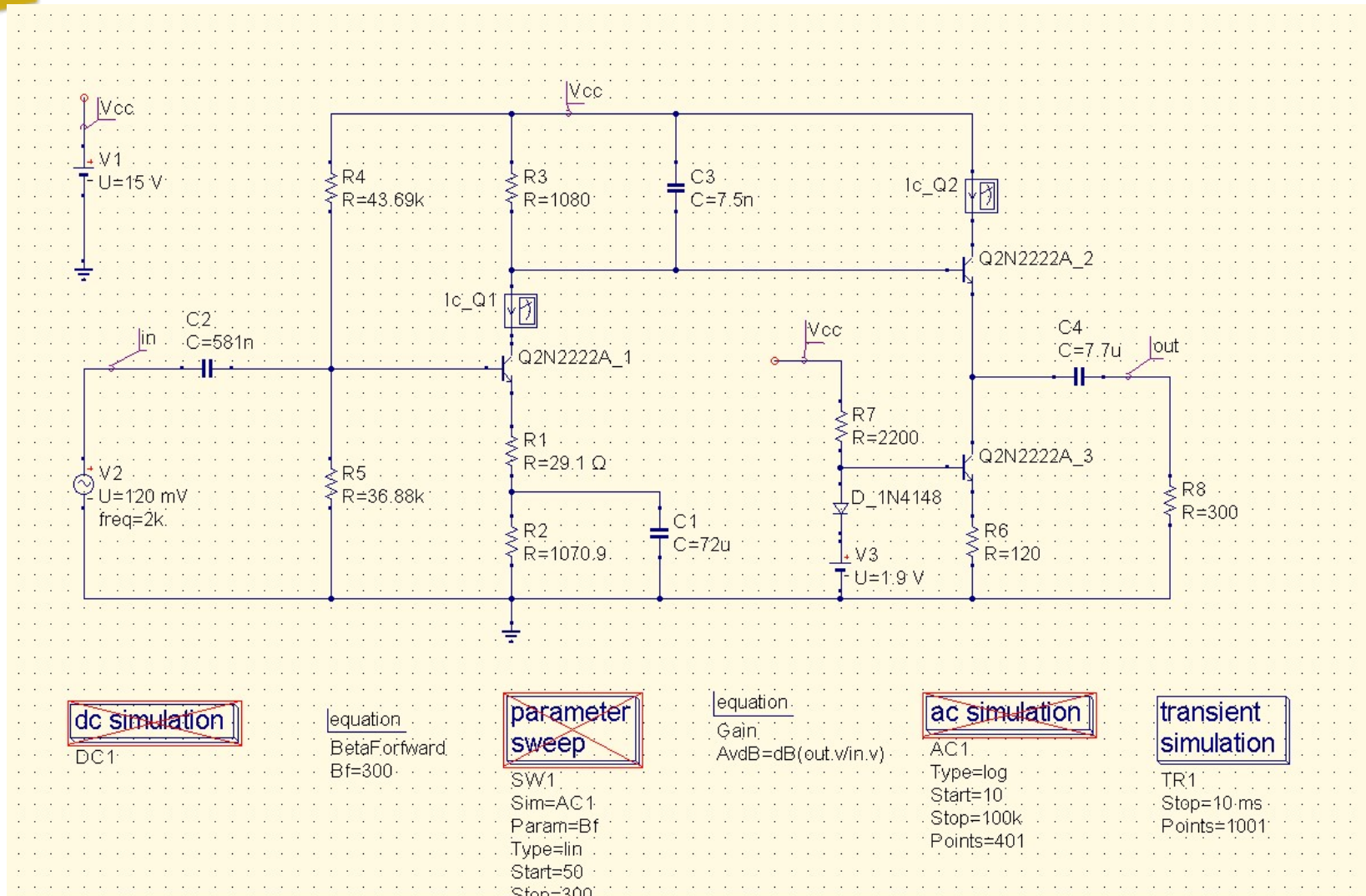


La variazione del guadagno è di circa 1.5 dB

Con $\beta=50$ la frequenza di taglio inferiore diventa di poco superiore a 200Hz 30

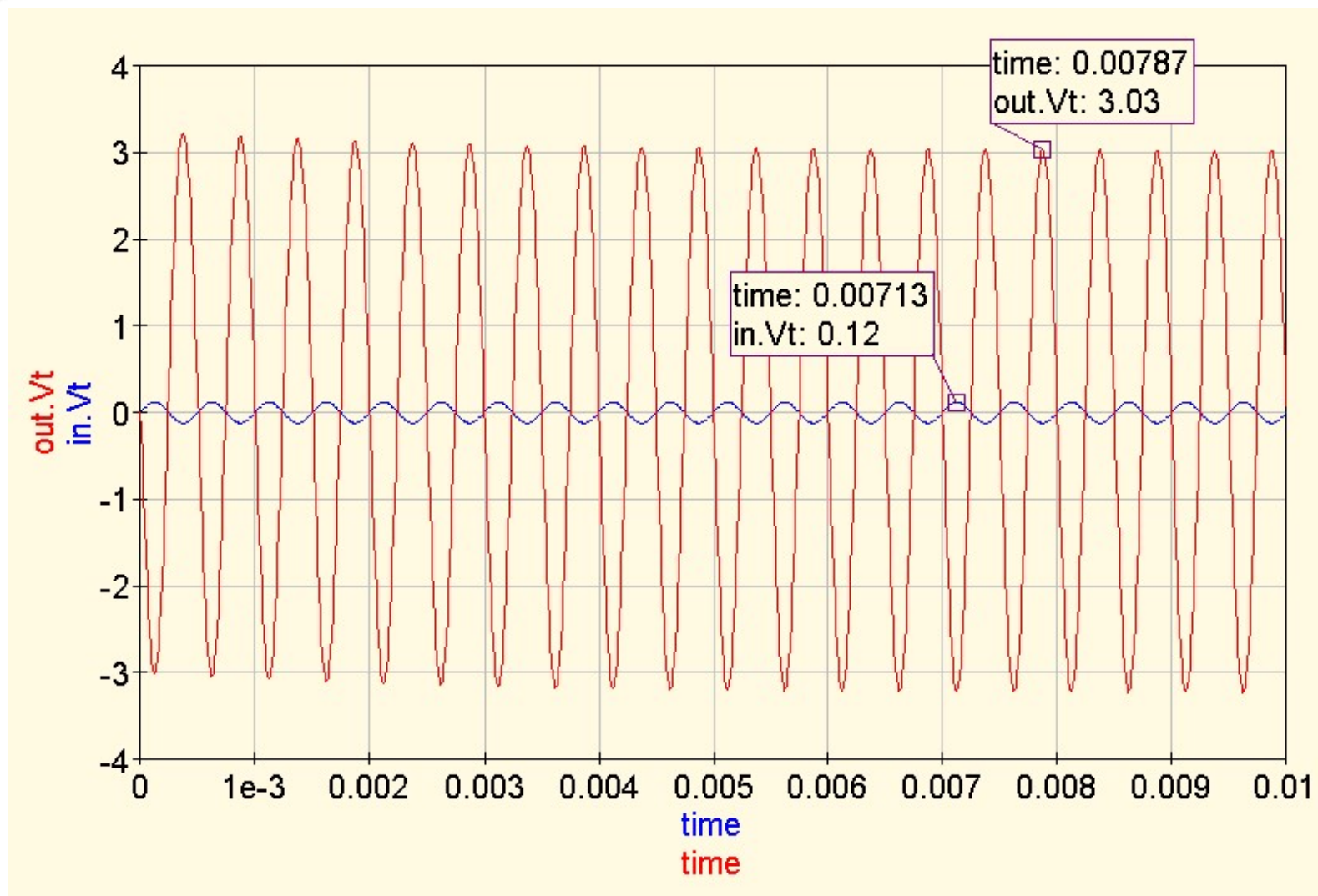


Simulazione Transient con $V_{in} = 120mV$





Simulazione Transient con $V_{in} = 120mV$





Serie E12

Series de resistencias eléctricas, E6 - E12 - E24 - E48, norma IEC

E6	1.0		1.5		2.2		3.3		4.7		6.8													
E12	1.0	1.2	1.5	1.8	2.2	2.7	3.3	3.9	4.8	5.6	6.8	8.2												
E24	1.0	1.1	1.2	1.3	1.5	1.6	1.8	2.0	2.2	2.4	2.7	3.0	3.3	3.6	3.9	4.3	4.7	5.1	5.6	6.2	6.8	7.5	8.2	9.1
E48	1.0	1.05	1.10	1.15	1.21	1.27	1.33	1.40	1.47	1.54	1.62	1.69												
	1.78	1.87	1.96	2.05	2.15	2.26	2.37	2.49	2.61	2.74	2.87	3.01												
	3.16	3.32	3.48	3.65	3.83	4.02	4.22	4.42	4.64	4.87	5.11	5.36												
	5.62	5.90	6.19	6.49	6.81	7.15	7.50	7.87	8.25	8.66	9.09	9.53												

I componenti passivi (resistori, condensatori) non sono disponibili di qualunque valore, ma solo per i multipli dei valori codificati da serie standardizzate (E6, E12, E24, E48).

Ad esempio, se abbiamo calcolato una resistenza $36,88\text{k}\Omega$, dobbiamo in pratica scegliere quella che più si avvicina all'interno della serie scelta. Per la serie E12 i due valori più vicini sono $33\text{k}\Omega$ o $39\text{k}\Omega$.

Per la serie E48 abbiamo $33,2\text{k}\Omega$ o $34,8\text{k}\Omega$



Scelta dei componenti della serie E12

Come ultimo passo dell'esperienza di laboratorio, aiutandovi con il simulatore, aggiustate i componenti passivi (resistori, condensatori) ai valori della serie E12, cercando di mantenere le specifiche dell'amplificatore.

**Estrarre e completare le slides che seguono inserendo le figure richieste.
Inviare le slides al docente, assieme ai files del progetto QUCS**

Laboratorio - I

Aggiustamento dei componenti passivi per la serie E12

Nome:

Cognome:

Allegare i files del progetto QUCS e inviare al docente insieme alle slides che seguono



Università degli
Studi di Pavia

Schema dell'amplificatore

Riportare qui una stampa dello schema dell'amplificatore con i valori scelti per i componenti passivi (rispettando la serie E12)



Guadagno di Tensione e Banda Passante

Riportare qui un grafico del guadagno in funzione della frequenza con due curve relative a (1) amplificatore con componenti passivi calcolati e (2) amplificatore con componenti passivi aggiustati per la serie E12)



Università degli
Studi di Pavia

Segnali nel tempo

Riportare qui un grafico della tensione di ingresso e della tensione di uscita verso il tempo, dimostrando che l'amplificatore può erogare 6V pp senza distorsione