

Corso di elettronica analogica

A.A. 2001/2002

II anno – Ingegneria delle telecomunicazioni

Prof. G. Busatto



Esercitazioni svolte durante il corso didattico

Studenti relatori: Antonio Formato, Emilio Mignanelli.

Esercitazione 1

Reti RLC

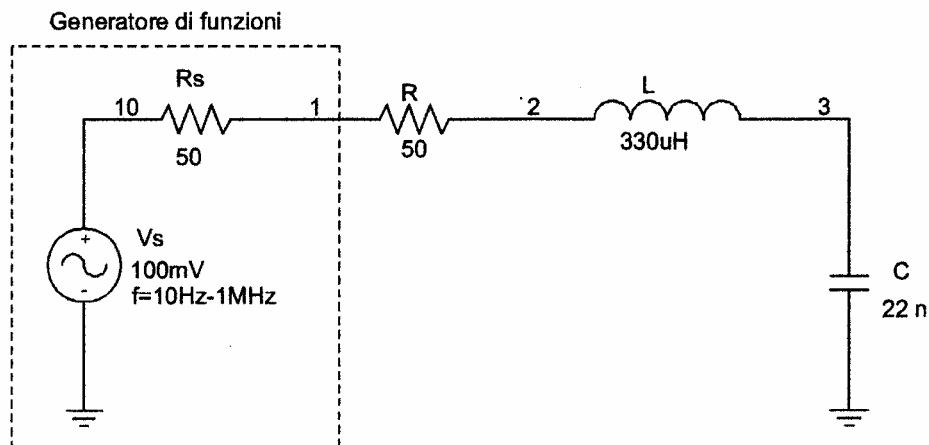
STRUMENTI UTILIZZATI:

- Multimetro Agilent 33120 A 15 Mhz
- Oscilloscopio Leader Ls 1020 20 Mhz
- Cavi di collegamento vari
- Basetta sperimentale di tipo Breadboard

COMPONENTI UTILIZZATI:

- Resistenza $R=56\ \text{ohm}$
- Induttanza $L=330\ \mu\text{H}$
- Capacità $C=22\ \text{nF}$

L' esercitazione è mirata alla misura della risposta armonica di una rete RLC, il cui schema è:



e di confrontare i risultati sperimentali con la previsione teorica e con una simulazione al calcolatore mediante l'uso di Spice.

Prima di tutto si realizza sulla basetta sperimentale il circuito disegnato in figura collegando i componenti in serie, avendo cura di collegare a terra la capacità e il generatore di funzioni, in modo da avere un corretto riferimento.

In seguito si collega il segnale d'ingresso fornito dal generatore di funzioni avvalendosi del collegamento banana-banana; si collegano le due sonde dell'oscilloscopio all'ingresso e all'uscita del circuito, rispettivamente ai nodi 1 e 3. Per ottenere la risposta armonica del

circuito si procede con l'analisi dalle basse frequenze verso le alte, inizialmente a passi di decade intera (da 10 Hz a 1Mhz come indicato), calcolando il guadagno del circuito tramite la formula: $|Av|_{dB} \equiv 20 \log|Vo/Vi|$.

Il segnale d'ingresso è un segnale sinusoidale di ampiezza di 100 mV; tale segnale visualizzato sul canale 1 dell'oscilloscopio non risulta costante. Questo comportamento del circuito si verifica poiché alle basse frequenze predomina la reattanza capacitiva e quindi la corrente è piccola ed in anticipo di quasi 90° rispetto alla tensione applicata; alle alte frequenze predomina la reattanza induttiva e quindi la corrente è piccola ed è in ritardo di quasi 90° rispetto alla tensione. Esiste una frequenza intermedia, *frequenza di risonanza* f_0 , alla quale la reattanza induttiva e capacitiva si compensano; per $f=f_0$ il circuito appare al generatore come puramente ohmico pertanto la corrente è determinata solo dal particolare valore della resistenza. Quindi avvicinandosi alla frequenza di risonanza la corrente aumenta, di conseguenza aumenta anche la caduta di tensione su R_s e quindi diminuisce la tensione V_{10} .

I dati rilevati sperimentalmente sono stati elaborati mediante il foglio elettronico di Microsoft Excel e sono i seguenti:

Analisi delle misurazioni effettuate sul circuito

Frequenza	Ingresso (mV)	Uscita (mV)	t1-t2 (us)	Guadagno	Guadagno in dB	Sfasamento
100 Hz	100	100	0	1,00	0,00	0
200 Hz	100	100	0	1,00	0,00	0
500 Hz	100	100	0	1,00	0,00	0
1 KHz	100	100	0	1,00	0,00	0
5 KHz	100	100	1	1,00	0,00	1,8
10 KHz	100	100	1,2	1,00	0,00	4,32
20 KHz	97,5	105	1,4	1,08	0,64	10,08
30 KHz	90	115	1,6	1,28	2,13	17,28
40 KHz	80	125	2	1,56	3,88	28,8
50 KHz	68	130	2,6	1,91	5,63	46,8
57 KHz	56	120	3,4	2,14	6,62	69,77
60 KHz	58	118	3,8	2,29	6,17	82,08
70 KHz	60	100	4,6	1,67	4,44	115,92
80 KHz	68	76	4,8	1,12	0,97	138,24
90 KHz	80	60	4,6	0,75	-2,50	149,04
100 KHz	85	48	4,3	0,56	-4,96	154,8
200 KHz	100	10	2,4	0,10	-20,00	172,8
300 KHz	100	4,2	1,6	0,04	-27,54	180

Come riportato in tabella, le misurazioni sono state riportate a partire da 100 Hz dato che a frequenze inferiori il guadagno è pressoché unitario e lo sfasamento è nullo. Analogamente per frequenze superiori ai 300 KHz non sono state riportate misure per il motivo che non è apprezzabile la misura con l'oscilloscopio.

La frequenza di taglio rilevata sperimentalmente è intorno ai 57 KHz con un guadagno di circa 6,2 dB.

L'analisi sperimentale si avvicina molto, per quanto riguarda la precisione dei risultati, all'analisi analitica riportata di seguito.

$$Vo(s) \equiv \frac{Vi(s) \frac{1}{sC}}{R + sL + \frac{1}{sC}} \quad \Leftrightarrow \quad \frac{Vo(s)}{Vi(s)} \equiv \frac{1}{s(R + sL + \frac{1}{sC})} \equiv \frac{1}{s^2 LC + sRC + 1}$$

Attraverso la relazione $s \equiv j\omega$, e sostituendo i valori numerici di R, L, C otteniamo:

$$H(j\omega) \equiv \frac{1}{-\omega^2 \cdot 330 \cdot 10^{-6} \cdot 22 \cdot 10^{-9} + j\omega \cdot 56 \cdot 22 \cdot 10^{-9} + 1} \equiv \frac{1}{1 - \omega^2 \cdot 7,26 \cdot 10^{-12} + j\omega \cdot 1,23 \cdot 10^{-6}}$$

$$\omega \equiv \frac{1}{\sqrt{LC}} \equiv \frac{1}{\sqrt{330 \cdot 10^{-6} \cdot 22 \cdot 10^{-9}}} \equiv 371134 \approx 3,71 \cdot 10^5 \text{ rad/s}$$

$$f_0 \equiv \frac{\omega_0}{2\pi} \equiv 59068 \approx 59 \text{ KHz} \quad \text{frequenza di risonanza}$$

Per $\omega \equiv \omega_0$ possiamo calcolare:

$$H(j\omega_0) \equiv \frac{1}{1 - (3,71 \cdot 10^5)^2 \cdot 7,26 \cdot 10^{-12} + j3,71 \cdot 10^5 \cdot 1,23 \cdot 10^{-6}} \equiv \frac{1}{1 - 1 + j0,456} \equiv \frac{1}{j0,456} =$$

$$\equiv \frac{j0,456}{-0,208} \equiv -j2,19$$

$|H(j\omega_0)| \equiv \sqrt{2,19^2} \equiv 2,19$ possiamo adesso calcolare il guadagno in dB dato da:

$$A_{v,dB} \equiv 20 \log|2,19| \approx 6,8$$

...e lo sfasamento:

$$\angle H(j\omega_0) \equiv -\arctg \frac{\text{Im}}{\text{Re}} \equiv 0$$

Nelle tabelle seguenti sono riportati i grafici del *guadagno in dB* e della *fase* del circuito.

Esercitazione 2

Amplificatore Operazionale

L'obiettivo di quest'esercitazione è la realizzazione e l'analisi delle configurazioni invertente, non invertente e integratore dell'amplificatore operazionale. L'integrato utilizzato è un campione prodotto dalla *ST MICROELECTRONICS*.

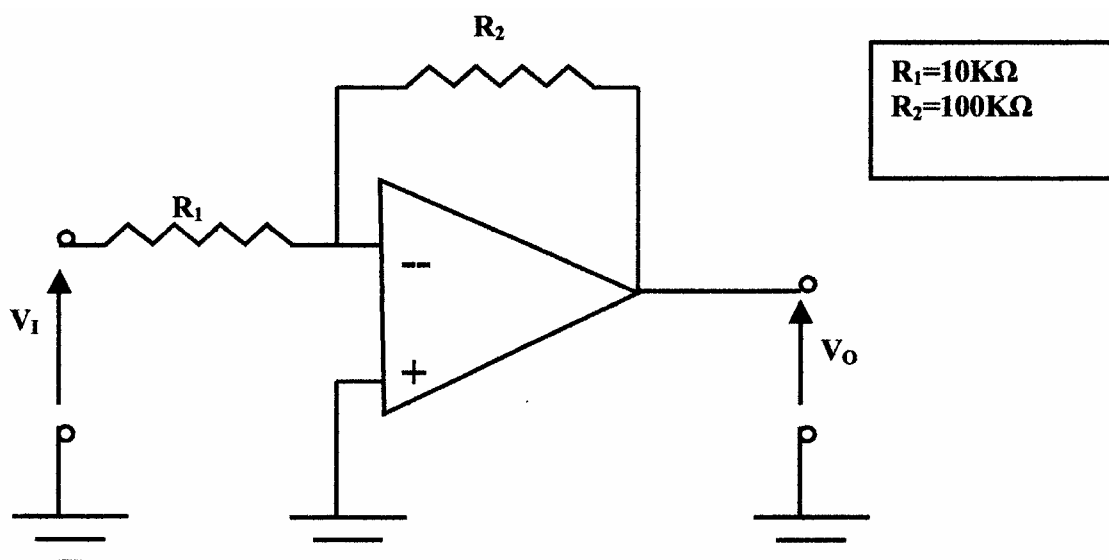
STRUMENTI UTILIZZATI:

- Oscilloscopio analogico
- Generatore di funzioni
- Cavi di collegamento vari

COMPONENTI UTILIZZATI:

- Amplificatore operazionale ST LN081CN
- Breadboard
- Resistenze varie ($10\text{ K}\Omega$, $100\text{ K}\Omega$, $1\text{ M}\Omega$, $10\text{ M}\Omega$)
- Condensatore $C=10\mu\text{F}$

Configurazione invertente



- a) Si richiede la misura del guadagno dell'amplificatore in configurazione invertente ponendo in ingresso un segnale avente ampiezza di qualche frazione di volt.

Alla frequenza di 10 KHz:

$$\text{INGRESSO} \rightarrow V_{pp} = 300mV$$

$$\text{USCITA} \rightarrow V_{pp} = 3V$$

$$|A_V| = \frac{v_0}{v_i} = \frac{3}{0,3} = 10$$

$$|A_V|_{dB} = 20 \log 10 = 20dB$$

Il modulo del guadagno è di circa 10; infatti, analizzando analiticamente questa configurazione, la corrente in ingresso al morsetto negativo è trascurabile e consideriamo un corto circuito tra il morsetto A e il morsetto invertente, quindi:

$$I = \frac{v_0 - v_i}{R_1 + R_2}$$

$$v_0 = -A_d(v_i - R_1 I) \Rightarrow v_0 = -A_d \left[v_i + (v_0 - v_i) \cdot \frac{R_1}{R_1 + R_2} \right] \Rightarrow v_0 = \frac{-A_d \cdot R_2}{A_d \cdot R_1 + R_1 + R_2} \cdot v_i$$

A_d è il *GUADAGNO DIFFERENZIALE* o *GUADAGNO AD ANELLO APERTO*.

Per $A_d \rightarrow \infty$ si trascura R_1+R_2 e risulta:

$$\frac{v_0}{v_i} = -\frac{R_2}{R_1}$$

L'amplificazione dipende da un rapporto tra 2 resistori che in questo caso specifico è proprio pari a 10. Inoltre è da notare che il segnale d'uscita è in controfase con quello d'ingresso, questo spiega il segno meno nell'espressione precedente.

- b) La seconda richiesta è la valutazione dei limiti di linearità dell'operazionale. Gli operazionali funzionano linearmente per un intervallo limitato delle tensioni. Aumentando l'ampiezza del segnale in ingresso l'amplificatore inizia a cimare l'uscita entrando in saturazione; ciò accade per un valore calcolato sperimentalmente pari a $0,74 V_{pp}$.

- c) Di seguito sono riportati i valori misurati per determinare la risposta in frequenza dell'amplificatore e del relativo grafico della risposta in ampiezza su scala semilogaritmica.

Analisi delle misurazioni effettuate sul circuito.

Frekuensi KHz	Uscita V_{pp}	Guadagno A_v	Guadagno A_v dB
10	6	10,00	20,00
20	6	10,00	20,00
30	6	10,00	20,00
100	6	10,00	20,00
200	5,2	8,67	18,76
300	4	6,67	16,48
400	3,4	5,67	15,07
500	2,7	4,50	13,06
600	2,3	3,83	11,67
700	1,9	3,17	10,01
800	1,6	2,67	8,52
900	1,3	2,17	6,72
1000	1,16	1,93	5,73
2000	0,38	0,63	-3,97

- d) Per determinare la risposta all'onda quadra, si pone il segnale in ingresso e si misura il tempo di salita, vale a dire il tempo che il segnale impiega per passare dal 10% al 90 % della sua escursione.

$$\Delta t = 2,4 \text{ divisioni} \cdot 0,5 \mu\text{s} / \text{divisione} = 1,2 \mu\text{s}$$

$$f_{3dB} = \frac{0.35}{1,2 \cdot 10^{-6}} = 291,67 \text{ KHz}$$

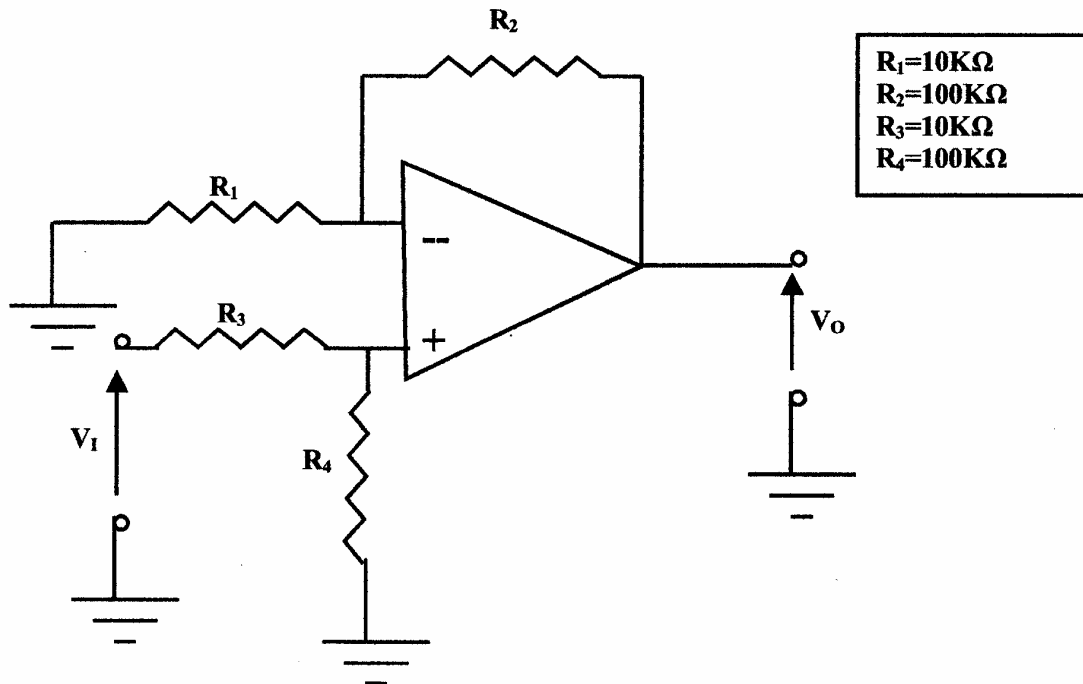
- e) Per misurare la SLEW-RATE (velocità di variazione), fenomeno che comporta distorsioni non lineari, si pone in ingresso un'onda quadra con ampiezza molto piccola; aumentando l'ampiezza del segnale, questo fenomeno si rileva quando non ci sono più variazioni apprezzabili della pendenza del segnale d'uscita.

$$\text{INGRESSO} \rightarrow V_{pp} = 1,5V$$

$$\text{USCITA} \rightarrow V_{pp} = 15V$$

$$S.R. = V_{OUT} \cdot \omega_{3dB} = V_{OUT} \cdot 2\pi f_{3dB} = 15 \cdot 2 \cdot \pi \cdot 291,67 \cdot 10^{-3} = 27,50 \frac{V_{pp}}{\mu\text{s}}$$

Configurazione non invertente



a) Misura del guadagno alle medie frequenze:

$f=10\text{KHz}$

INGRESSO $\rightarrow 1,2V_{pp}$

USCITA $\rightarrow 11,7V_{pp}$

$$|A_v| = \frac{v_o}{v_i} = \frac{11,7}{1,2} = 9,65$$

$$|A_v| = 20 \log 9,65 = 19,7 \text{ dB}$$

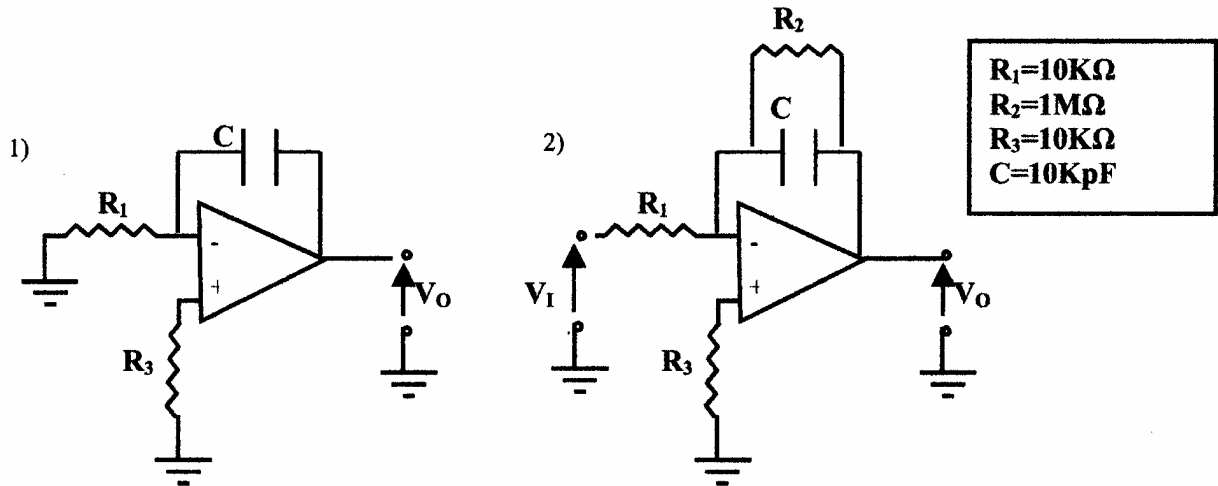
b) Analogamente a quanto fatto in precedenza misuriamo il tempo di salita di un'onda quadra:

$$\Delta t = 1,9 \cdot \text{divisioni} \cdot 0,5 \frac{\mu\text{s}}{\text{divisione}} = 0,95 \mu\text{s}$$

$$f_{3dB} = \frac{0,35}{0,95 \cdot 10^{-6}} = 368421 \cong 368,4 \text{ KHz}$$

Configurazione integratore

L' amplificatore operazionale permette di compiere operazioni sui segnali mediante l'aggiunta di qualche componente passivo.



Questi sono gli schemi circuitali di un integratore.

Per la configurazione 1 (integratore di Miller) e integratore reale 2, ponendo a massa il segnale d'ingresso ($V_i=0$), si richiede di determinare il segnale d'uscita V_o .

a)-b) In uscita è possibile notare la saturazione dell'amplificatore operazionale. Questo accade perché anche se in ingresso non c'è alcun segnale, è sempre presente una piccola tensione di *offset* che viene amplificata con un guadagno molto alto, pari al guadagno ad anello aperto.

Questa configurazione non è molto efficiente perché se viene applicato un segnale reale (che presenta un minimo di offset) in uscita è possibile rilevare un segnale che risulta essere la somma del segnale integrato più una rampa che rappresenta l'uscita di un segnale costante.

Per ovviare a questo tipo d'inconveniente si può modificare il circuito come in figura 2 inserendo una resistenza in parallelo al condensatore.

In questo modo la componente continua viene bloccata dal condensatore che risulta essere un circuito aperto. Essendo presente la resistenza R_2 il guadagno non sarà più ad anello aperto, ma sarà pari ad $\frac{R_2}{R_1}$, siamo quindi in presenza di una configurazione invertente.

$$A_v = -\frac{R_2}{R_1} = -\frac{1 \cdot 10^6}{1 \cdot 10^4} = -100$$

c) Prendiamo in considerazione l'integratore di figura 2.

La frequenza di taglio rilevata sperimentalmente è di circa 14KHz.

La previsione teorica della frequenza di taglio è:

$$\omega_{\tau} = \frac{1}{R_2 \cdot C} = 100 \text{ rad/sec}$$

$$f_i = 15,9 \text{ KHz}$$

Di seguito sono riportate le misure effettuate sul circuito per calcolare la risposta in frequenza della configurazione integratore reale:

Analisi delle misure effettuate sul circuito

Frequenza KHz	Uscita V_{pp}	Guadagno A_v	Guadagno $A_v \text{ dB}$
1,00	20,00	100,00	40,00
2,00	20,00	100,00	40,00
3,00	20,00	100,00	40,00
4,00	20,00	100,00	40,00
5,00	19,37	96,85	39,72
6,00	18,75	93,75	39,44
7,00	18,25	91,25	39,20
8,00	17,50	87,50	38,84
9,00	16,87	84,35	38,52
10,00	16,25	81,25	38,20
11,00	15,62	78,10	37,85
12,00	15,00	75,00	37,50
13,00	14,70	73,50	37,33
14,00	14,10	70,50	36,96
15,00	13,75	68,75	36,75
16,00	12,50	62,50	35,92

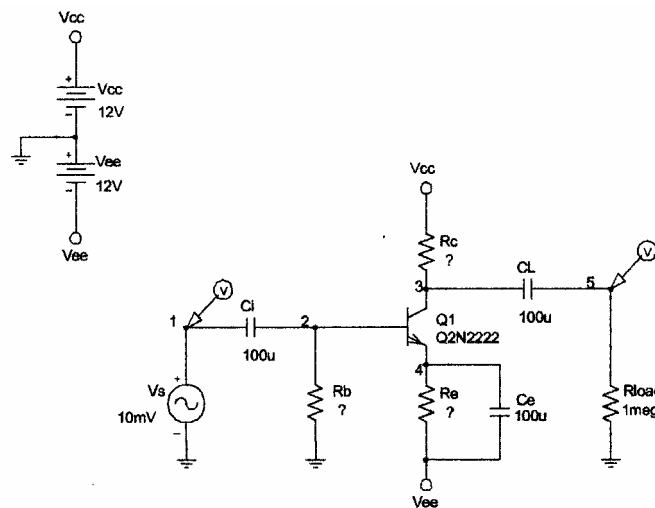
$$V_{IN} = 0,2V_{pp}$$

Esercitazione 3

Amplificatore ad emettitore comune

Lo scopo di questa esercitazione è la progettazione e la simulazione al calcolatore di un amplificatore ad emettitore comune a transistor BJT. Per far funzionare un transistor come amplificatore esso deve essere polarizzato in zona attiva (J_E direttamente polarizzata e J_C inversamente polarizzata), bisogna quindi determinare il valore della corrente continua che deve scorrere nell'emettitore; essa non deve essere influenzata dalla temperatura e dal valore di β . Il circuito di polarizzazione scelto per la progettazione di questo amplificatore è a doppia alimentazione con $V_{CC}=V_{EE}=12\text{ V}$.

Lo schema del circuito di polarizzazione e dell'amplificatore sono i seguenti:



Punto di lavoro a riposo

Si richiede di calcolare i valori di R_B , R_E e R_C in modo tale che risulti $|A_v| = |V_o|/|V_i| = 50$ e la potenza massima pari a $V_{CE} \times I_C = 100\text{ mW}$, con un segnale V_s d'ampiezza di 10 mV , utilizzando i valori delle capacità riportate nella figura precedente ($C_i=C_f=C_e=100\text{ uF}$).

Alle medie frequenze i condensatori possono essere considerati come corto circuiti, quindi:

$$A_v = \frac{v_0}{v_s} = -g_m (R_L // R_C // r_0)$$

Se $R_C \gg r_0 \Rightarrow R_C // r_0 \cong R_C$

$$\Rightarrow A_v = -g_m R_C \quad \text{l' amplificatore è invertente}$$

Se $R_C \gg R_L \Rightarrow R_C // R_L \cong R_C$

$$A_v = -\frac{I_C}{V_T} \cdot R_C$$

Per quanto riguarda la prima richiesta:

$$|A_v| = |V_0|/|V_i| = 50$$

$$V_{CE} \times I_C = 100mW$$

$$\beta = 260$$

$$|A_v| = \frac{|v_0|}{|v_i|} = 50 = \frac{I_C}{V_T} R_C$$

Da questa relazione possiamo calcolare V_C considerando $V_T \approx 26 mV$

$$I_C \cdot R_C = 50 \cdot 26 \cdot 10^{-3} = 1,3V$$

$$I_C = \frac{V_{CE} \cdot I_C}{V_{CE}} = \frac{100mW}{V_{CE}} \quad \text{Corrente di collettore}$$

Supponendo che la tensione d'alimentazione si ripartisca in modo uguale su R_C , V_{BC} e R_E , abbiamo che:

$$R_E \cdot I_E = \frac{1}{3} \cdot 24 = 8V$$

$$V_{CE} = 24 - R_E I_E - R_C I_C \Rightarrow V_{CE} = 24 - 8 - 1,3 = 14,7V$$

$$I_C = \frac{100 \cdot 10^{-3}}{14,7} = 0,0068A = 6,8mA$$

Quindi la resistenza di collettore deve essere pari a:

$$|A_v| = \frac{I_C}{V_T} R_C \Rightarrow R_C = \frac{A_v \cdot V_T}{I_C} = \frac{50 \cdot 26 \cdot 10^{-3}}{6,8 \cdot 10^{-3}} = 191,17\Omega$$

$$I_E = \frac{I_C}{\alpha} \Rightarrow I_E \cong I_C$$

$$R_E I_E = 8V \Rightarrow R_E = \frac{8}{I_E} = \frac{8}{I_C} = \frac{8}{6,8 \cdot 10^{-3}} = 1176,47\Omega \quad \text{Resistenza di emettitore}$$

Per il calcolo di R_B applichiamo il II principio di Kirchoff allo schema dell'amplificatore e otteniamo:

$$V_{EE} - V_{Rb} - V_{BE} - V_{RE} = 0 \Rightarrow 12 - R_B I_B - 0,7 - 8 = 0 \Rightarrow R_B = \frac{3,3}{I_B}$$

$$I_B = \frac{I_C}{\beta} = \frac{6,8 \cdot 10^{-3}}{260} = 0,000026A = 0,026mA$$

$$R_B = \frac{3,3}{0,026 \cdot 10^{-3}} = 126923 \cong 127K\Omega$$

Si procede l'analisi con la simulazione al calcolatore con PSPICE ricordando i valori delle resistenze del circuito: **$R_B=127K\Omega$, $R_C=191\Omega$, $R_E=1176\Omega$.**

Di seguito sono riportati i grafici del guadagno A_v e A_{vdB} .

Dinamica di uscita

Applicando la “regola del pollice” (o “thumb rule”), progettando R_B , R_C , R_E in modo tale da ottenere una ripartizione della tensione pari a $1/3$ su i tre componenti del ramo d’uscita (R_C , Q_1 , R_E), si vuole determinare il guadagno dell’amplificatore in questa configurazione.

Si procede con l’analisi in questo modo:

$$V_{CE} \times I_C = 100mW$$

$$C_{CE} = \frac{1}{3} \cdot V_{Alimentazione} = \frac{1}{3} \cdot 24 = 8V \Rightarrow I_C = \frac{100 \cdot 10^{-3}}{V_{CE}} = \frac{0,1}{8} = 0,0125A$$

$$R_E I_E = \frac{1}{3} 24 = 8V$$

$$\Rightarrow I_C \cong I_E \Rightarrow R_C \cong R_E$$

$$R_C I_C = \frac{1}{3} 24 = 8V$$

$$R_C = R_E = \frac{8}{0,0125} = 640\Omega$$

$$R_B I_B = V_{EE} - V_{BE} - R_E I_E = 12 - 0,7 - 8 = 3,3V$$

$$I_E = (\beta + 1) I_B \Rightarrow I_B = \frac{I_E}{(\beta + 1)}$$

$$R_B = \frac{3,3}{I_B} = \frac{3,3(\beta + 1)}{I_E} = \frac{3,3 \cdot 261}{0,0125} = 68904\Omega$$

Resistenza di base se soddisfatta la condizione:

$$R_E \gg \frac{R_B}{\beta + 1} \Rightarrow 640 \gg 264$$

...che è verificata.

Il guadagno vale:

$$|A_V| = \frac{I_C R_C}{V_T} = \frac{0,0125 \cdot 640}{26 \cdot 10^{-3}} = 307,69$$

$$|A_v|_{dB} = 20 \log 307,69 = 49,7dB$$

Di seguito sono riportati i grafici del guadagno riferiti a questa configurazione.

Stadio a singola alimentazione

Mediante l'uso di un partitore resistivo sulla maglia d'ingresso, l'amplificatore ad emettitore comune può essere alimentato con un solo generatore V_{CC} adottando quindi un circuito di polarizzazione a singola alimentazione.

a) Caso $|A_v| = 50$

$$\frac{I_C R_C}{V_T} = 50 \Rightarrow I_C R_C = 50 \cdot V_T = 50 \cdot 26 \cdot 10^{-3} = 1,3V$$

$$\text{Si pone } I_E R_E = \frac{1}{3} 12 = 4V$$

$$V_{CE} = V_{CC} - R_E I_E - R_C I_C = 12 - 4 - 1,3 = 6,7$$

$$I_C = \frac{0,1}{V_{CE}} = \frac{0,1}{6,7} = 0,015A$$

$$R_C = \frac{50 \cdot V_T}{I_C} = \frac{1,3}{0,015} = 86,66\Omega$$

$$I_C \cong I_E$$

$$R_E I_E = 4 \Rightarrow R_E = \frac{4}{I_E} = \frac{4}{0,015} = 266,66\Omega$$

$$I_p = 0,1 I_E = 0,0015A$$

$$V_{CC} = (R_{B1} + R_{B2}) I_p \Rightarrow (R_{B1} + R_{B2}) = \frac{V_{CC}}{I_p} = \frac{12}{0,0015} = 8000\Omega = 8K\Omega$$

$$V_{BB} = \frac{1}{3} V_{CC} = 4$$

$$\begin{cases} R_{B1} + R_{B2} = 8000 \\ \frac{R_{B1}}{R_{B1} + R_{B2}} = V_{BB} \end{cases} \quad \text{Risolvendo il sistema si ha: } R_{B1} = 5333,33\Omega \quad R_{B2} = 2666,66\Omega$$

$$R_B = R_{B1} // R_{B2} = \frac{R_{B1} R_{B2}}{R_{B1} + R_{B2}} = 1777,77\Omega \quad \text{con } R_E \gg \frac{R_B}{(\beta + 1)}$$

Di seguito sono riportati i grafici del guadagno per questo tipo di configurazione.

b) Caso "thumb rule"

$$I_E = \frac{V_{BB} - V_{BE}}{R_E + R_B / (\beta + 1)} \quad \text{con } V_{BB} \gg V_{BE} \quad R_E \gg \frac{R_B}{\beta + 1}$$

$$V_{BB} = \frac{1}{3} V_{CC} \Rightarrow V_{BB} = \frac{12}{3} = 4V$$

$$V_{CE} = \frac{1}{3} V_{CC} \Rightarrow V_{CE} = \frac{12}{3} = 4V$$

$$V_{CE} I_C = 0,1W \Rightarrow I_C = \frac{0,1}{V_{CE}} = \frac{0,1}{4} = 0,025A$$

$$I_C \cong I_E = 0,025A$$

Per calcolare R_{B1} e R_{B2} si risolve il seguente sistema:

$$\begin{cases} R_{B1} + R_{B2} = \frac{V_{CC}}{I_p} = \frac{12}{0,0025} = 4800 \\ \frac{R_{B2}}{R_{B1} + R_{B2}} V_{CC} = V_{BB} = 4 \end{cases} \Rightarrow R_{B1} = 3200\Omega = 3,2K\Omega \Rightarrow R_{B2} = 1600\Omega = 1,6K\Omega$$

$$R_B = R_{B1} // R_{B2} = 1066,66\Omega$$

$$R_C I_C = 4 \Rightarrow R_C = \frac{4}{I_C} = \frac{4}{0,025} = 160\Omega$$

$$R_E = \frac{V_{BE}}{I_E}$$

$$V_E = V_{BB} - V_{BE} = 4 - 0,7 = 3,3V \Rightarrow R_E = \frac{3,3}{0,025} = 132\Omega$$

Resistenza di emettitore

Il guadagno dell'amplificatore è:

$$|A_v| = \frac{I_C R_C}{V_T} = \frac{0,025 \cdot 160}{26 \cdot 10^{-3}} = 153,8$$

$$|A_v|_{dB} = 20 \log 153,8 = 43,7dB$$

il grafico del guadagno simulato al calcolatore è quello mostrato nelle pagine seguenti.

Programmi Spice

- **Caso 1**

Amplificatore Ad Emittitore Comune.cir

```
.LIB EVAL.LIB

VS      1  0  DC  0  AC  10m  0
Cb      1  2  100u
Rb      0  2  127K
Q1      3  2  4    Q2N2222
Rc      3  6  191.17
Vcc     6  0  12V
CL      3  5  100u
Rload   5  0  1meg
Re      4  7  1176.47
Ce      4  7  100u
Vee     7  0  -12V
.AC     DEC  20  100m  100G
.OP
.PROBE
.END
```

- **Caso 2**

Amplificatore Ad Emittitore Comune.cir

```
.LIB EVAL.LIB

VS      1  0  DC  0  AC  10m  0
Cb      1  2  100u
Rb      0  2  68904
Q1      3  2  4    Q2N2222
Rc      3  6  640
Vcc     6  0  12V
CL      3  5  100u
Rload   5  0  1meg
Re      4  7  640
Ce      4  7  100u
Vee     7  0  -12V
.AC     DEC  20  100m  100G
.OP
.PROBE
.END
```

- **Caso 3**

Amplificatore Ad Emittitore Comune.cir


```
.LIB EVAL.LIB
VS      1  0  DC  0  AC  10m  0
Cb      1  2  100u
R1      2  6  5400
R2      2  0  2700
Q1      3  2  4    Q2N2222
Rc      3  6  86.66
Vcc     6  0  12V
CL      3  5  100u
Rload   5  0  1meg
Re      4  0  266.66
Ce      4  0  100u
.AC DEC 20 100m 100G
.OP
.PROBE
.END
```

- **Caso 4**

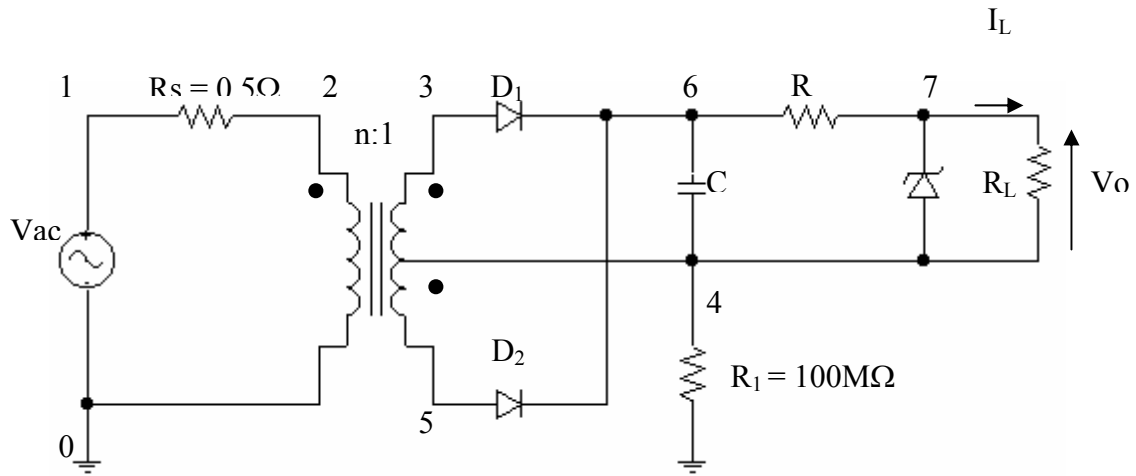
Amplificatore Ad Emittitore Comune.cir

```
.LIB EVAL.LIB
VS      1  0  DC  0  AC  10m  0
Cb      1  2  100u
R1      2  6  3200
R2      2  0  1600
Q1      3  2  4    Q2N2222
Rc      3  6  160
Vcc     6  0  12V
CL      3  5  100u
Rload   5  0  1meg
Re      4  0  132
Ce      4  0  100u
.AC DEC 20 100m 100G
.OP
.PROBE
.END
```

Esercitazione 4

Alimentatore Stabilizzato

Lo scopo di questa esercitazione è la progettazione e la successiva simulazione SPICE di un *alimentatore stabilizzato* il cui schema è il seguente:



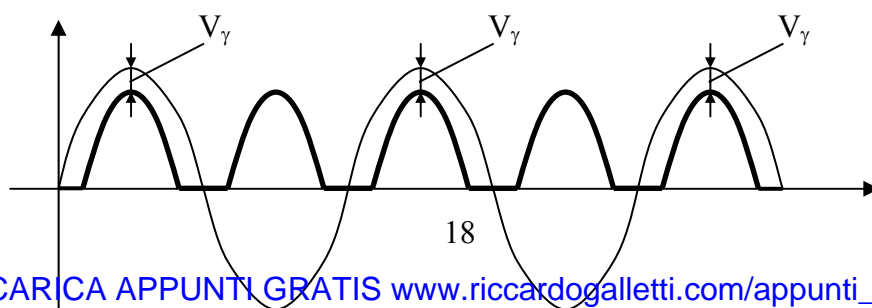
Il circuito schematizzato in figura è costituito da tre stadi:

Nel *primo stadio* troviamo un raddrizzatore a doppia semionda, realizzato mediante un trasformatore a presa centrale. Tramite questo dispositivo il segnale di ingresso V_{ac} , che è una sinusoide, verrà rettificato, nel senso che all'uscita di questo primo stadio troveremo un segnale unipolare ottenuto mediante l'inversione dell'onda sinusoidale nel semiperiodo in cui essa è negativa.

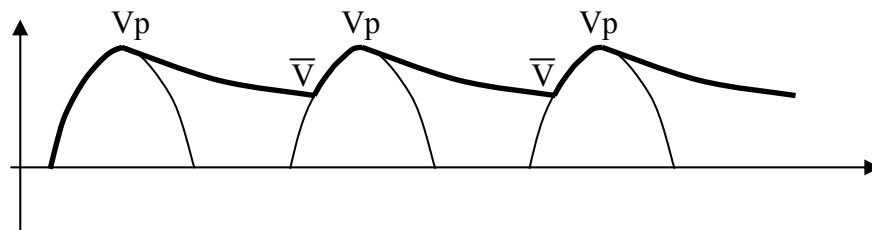
A questo risultato si arriva nel seguente modo:

Quando il segnale al secondario del trasformatore è positivo, il diodo D_1 è in conduzione, mentre il diodo D_2 è interdetto. Di conseguenza, su un eventuale carico posto all'uscita di questo primo stadio, scorre una corrente che poi torna indietro alla presa centrale del trasformatore. La tensione ai capi del carico sarà uguale a quella di ingresso a meno di una caduta V_γ (tensione di soglia) sul diodo D_1 in conduzione.

Quando invece il segnale al secondario del trasformatore è negativo, il diodo D_1 è interdetto, mentre il diodo D_2 è in conduzione. Il carico in questo caso è attraversato da una corrente che ha lo stesso verso di circolazione del caso precedente e quindi la caduta di tensione ai suoi capi risulterà unipolare.



Nel *secondo stadio* troviamo un filtro capacitivo che ha lo scopo di ridurre drasticamente le variazioni della tensione all'uscita del raddrizzatore. Quando questa tensione aumenta, il condensatore si carica fino al valore di picco e quindi la tensione di uscita di questo secondo stadio raggiunge tale valore. A questo punto, la tensione all'uscita del raddrizzatore inizia a decrescere; il condensatore si scarica sul carico fino a quando la tensione all'uscita del raddrizzatore non sarà maggiore della tensione ai suoi capi; si carica di nuovo fino al valore di picco e dopo il processo si ripete.



Come vediamo dal grafico, la tensione non è proprio costante, ma c'è una certa oscillazione tra il valore V_p e il valore \bar{V} . Tale oscillazione viene detta *tensione di ripple*:

$$V_r = V_p - \bar{V}$$

Abbiamo infine un *terzo stadio* dove c'è un circuito stabilizzatore realizzato mediante l'utilizzo di un diodo zener e serve a ridurre il ripple introdotto dal filtro capacitivo e quindi a stabilizzare il più possibile la tensione di uscita.

In pratica la tensione all'uscita del filtro capacitivo sarà tale da far entrare in conduzione il diodo zener il quale fornisce una tensione pressoché costante ai capi del carico e quindi l'effetto voluto di stabilizzazione.

La resistenza R serve a far in modo che la corrente circolante nello zener non vada al di sotto di un certo valore oltre il quale non è più garantito l'effetto di stabilizzazione di tale dispositivo.

Calcoli di progetto

- Calcolo del rapporto di trasformazione “n”

Nel caso peggiore $V_{ac_{eff}} = 240V - 20\% = 192V$

$$\frac{Vac_{picco}}{n} = V_3$$

$$\begin{cases} Vac_{picco} = Vac_{eff} \cdot \sqrt{2} = 192 \cdot \sqrt{2} = 271,53V \\ V_3 = V_0 + V_{diodo} + V_R + V_{ripple} = 18,8V \end{cases} \Rightarrow \frac{271,53V}{n} = 18,8V \Rightarrow n = 14,44 \cong 15$$

- Calcolo di "RL_{min}"

$$R_{L\min} = \frac{V_0}{I_{L\max}} = 500\Omega$$

- Calcolo di "R"

$$R = \frac{V_6 - V_Z}{I_{L\max} + I_{Z\min}}$$

$$\begin{cases} V_6 = V_3 - V_{diodo} - V_{ripple} = \frac{Vac_{picco}}{n} - V_{diodo} - V_{ripple} = 16,3V \\ V_Z = 12,1V \\ I_{L\max} = 24mA \\ I_{Z\min} = I_{ZK} = 5mA \end{cases} \Rightarrow R = 145\Omega \cong 140\Omega$$

- Calcolo di "C"

$$V_{ripple} = \frac{I_R}{f^* \cdot C'} \quad C' = 2C$$

con 2 fattore di copertura e $f^* = 100Hz$ frequenza del segnale all'uscita del raddrizzatore che è il doppio della frequenza del segnale d'ingresso Vac.

Calcoliamo il valor medio della corrente IR:

$$I_R = \frac{\bar{V}_6 - V_7}{R} = \frac{\bar{V}_6 - V_Z}{R}$$

Nel caso migliore

$$Vac_{eff} = 240V + 20\% = 288V \Rightarrow V_6^i = \frac{Vac_{picco}}{n} - V_{diodo} - V_{ripple} = \frac{Vac_{eff} \cdot \sqrt{2}}{n} - V_{diodo} - V_{ripple} = 25,35V$$

Nel caso peggiore

$$V_{ac_{eff}} = 240 - 20\% = 192V \Rightarrow V_6'' = \frac{V_{ac_{picco}}}{n} - V_{diodo} - V_{ripple} = \frac{V_{ac_{eff}} \cdot \sqrt{2}}{n} - V_{diodo} - V_{ripple} = 16,3V$$

$$\bar{V}_6 = \frac{V_6' + V_6''}{2} = 20,82V \Rightarrow I_R = 0,062$$

$$C' = \frac{I_R}{f^* \cdot V_{ripple}} = 0,0062F \Rightarrow C = 2C' = 1,24mF \cong 1mF$$

Programma Spice

ALIMENTATORE STABILIZZATO.CIR

```
.LIB EVAL.LIB
.model Dfor D(Is=100E-12 n=1.679)
.model Drev D(Is=100E-12 n=0.01)

Vac      1      0      SIN  0V  339.41V  50Hz
Rs       1      2      0.5ohm
Lp       2      0      10mH
Ls1      3      4      44uH
Ls2      4      5      44uH
K12      Lp     Ls1    0.999
K13      Lp     Ls2    0.999
K23      Ls1    Ls2    0.999
D1       3      6      D1N4148
D2       5      6      D1N4148
R        6      7      140ohm
C        6      4      1mF
R1       4      0      100MEGohm
Df       4      7      Dfor
Dr       7      8      Drev
Vzo      8      9      11.9V
Rz       9      4      10ohm
Rl       7      4      500ohm
.TRAN    1ms   400ms  0s    1ms
.PROBE
.END
```

L'analisi del circuito è stata fatta per i seguenti valori di carico:

$$R_L = R_{L\min}$$

$$R_L = 1,25 \cdot R_{L\min}$$

$$R_L = 2,5 \cdot R_{L\min}$$

$$R_L = 0,75 \cdot R_{L\min}$$

Per tali valori di carico sono stati usati i seguenti valori di tensione:

$$V_{ac} = 240V + 20\% \quad f = 50Hz$$

$$V_{ac} = 240V - 20\% \quad f = 50Hz$$

$$V_{ac} = 240V \quad f = 50Hz + 10\%$$

$$V_{ac} = 240V \quad f = 50Hz - 10\%$$

$$V_{ac} = 240V \quad f = 50Hz \quad C = 2 \cdot C^*$$

$$V_{ac} = 240V \quad f = 50Hz \quad C = 0,5 \cdot C^*$$

N. B.: C^* è il valore di capacità precedentemente calcolato e cioè: $C^* = 1mF$.