

Corso di elettronica per telecomunicazioni - 1ª esercitazione



AMPLIFICATORE SELETTIVO ED OSCILLATORE COLPITTS

Docente del corso: prof. Giovanni Busatto

Galletti Riccardo
Matr. 1265

1.a) - 1.b) Una volta disegnato il circuito di fig.1,

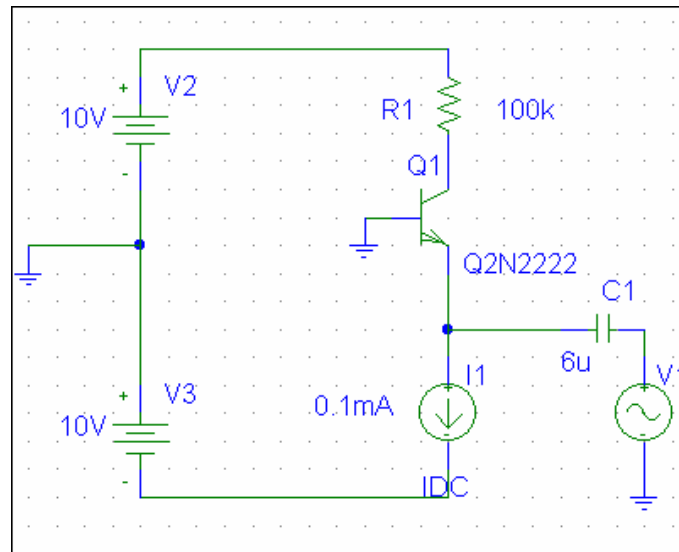


fig. 1

il valore di C1 è stato ottenuto imponendo:

$$\frac{1}{gm} = R_{IN} = \frac{1}{\omega \cdot C_1} \Leftrightarrow \frac{V_T}{I_C} = \frac{1}{\omega \cdot C_1}$$

ed essendo $I_C \cong I_E = 0.1\text{mA}$, $V_T \cong 26\text{mV}$, $\omega = 2\pi \cdot 100 \text{ rad/s}$, abbiamo:

$$C_1 = \frac{0.1 \cdot 10^{-3}}{26 \cdot 10^{-3} \cdot 100 \cdot 2 \cdot \pi} \cong 6 \mu\text{F};$$

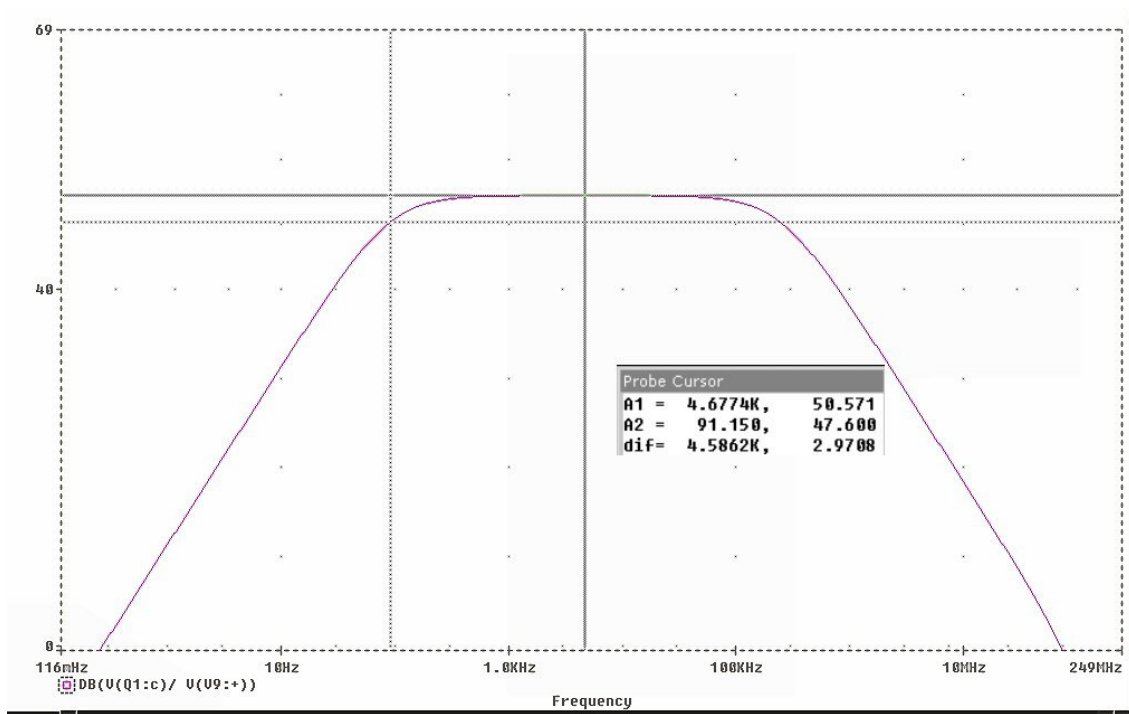
1.c) I parametri di polarizzazione sono:

**** BIPOLAR JUNCTION TRANSISTORS

NAME	Q_Q1
MODEL	Q2N2222
IB	8.71E-07
IC	9.91E-05
VBE	5.86E-01
VBC	-8.71E-02
VCE	6.73E-01
BETADC	1.14E+02
GM	3.83E-03
RPI	3.42E+04
RX	1.00E+01
RO	7.48E+05
CBE	3.62E-11
CBC	7.04E-12
CJS	0.00E+00
BETAAC	1.31E+02
CBX	0.00E+00
FT	1.41E+07

E' quindi evidente che il bjt sta lavorando in regione attiva ($V_{BC} < 0$, V_{CE} e $V_{BE} > 0$) e che inoltre sono verificate le condizioni $\beta \approx 100$, $I_C \cong I_E$.

1.d) Impostando un ingresso AC di 1mV ed effettuando un'analisi AC ho il seguente diagramma di Bode:



La frequenza di taglio inferiore, come voluto, è di circa 100 Hz, mentre la banda passante è di 250 kHz.

stiazzzi

1.e) - 1.f)

Dall'analisi in transitorio dell'amplificatore è evidente la distorsione maggiore nel secondo segnale (fig.3), cioè quello con ampiezza maggiore, piuttosto che nel primo (fig. 2)

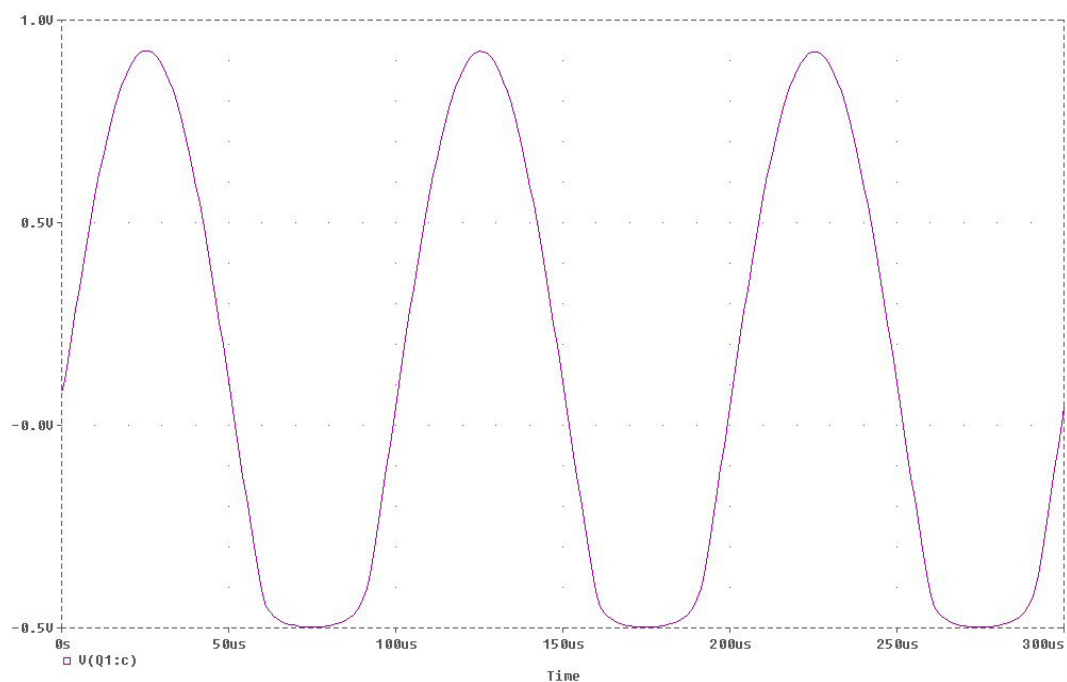


fig.2

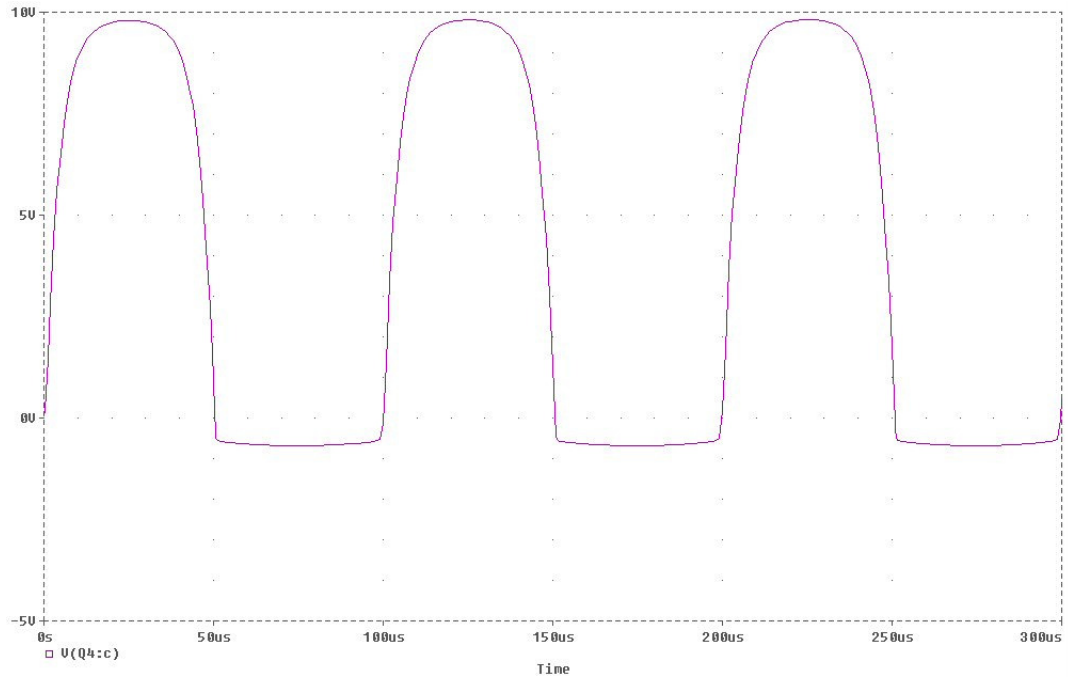


fig. 3

Mettendo a confronto anche i due grafici dell'analisi di Fourier (fig. 4 e fig.5, rispettivamente per il segnale di 2.6mV e di 104mV), si evince una maggiore purezza spettrale nel primo caso piuttosto che nel secondo:

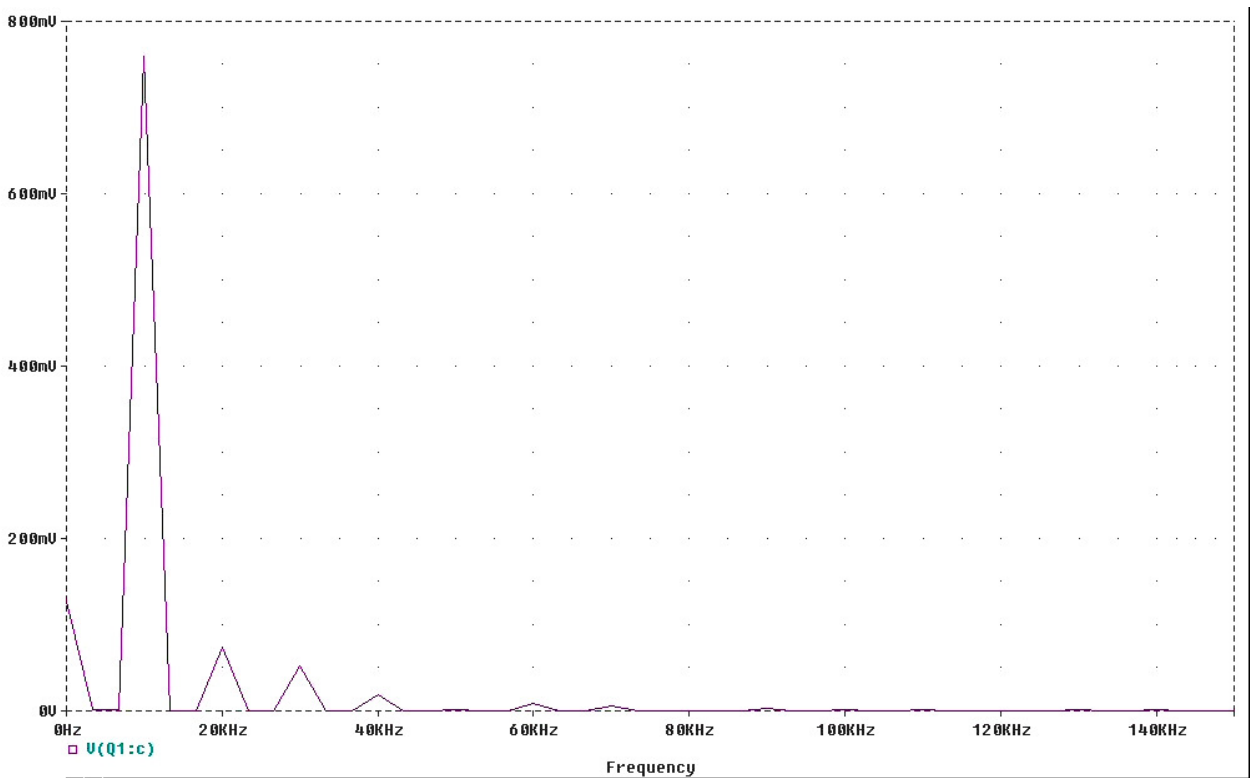


fig. 4

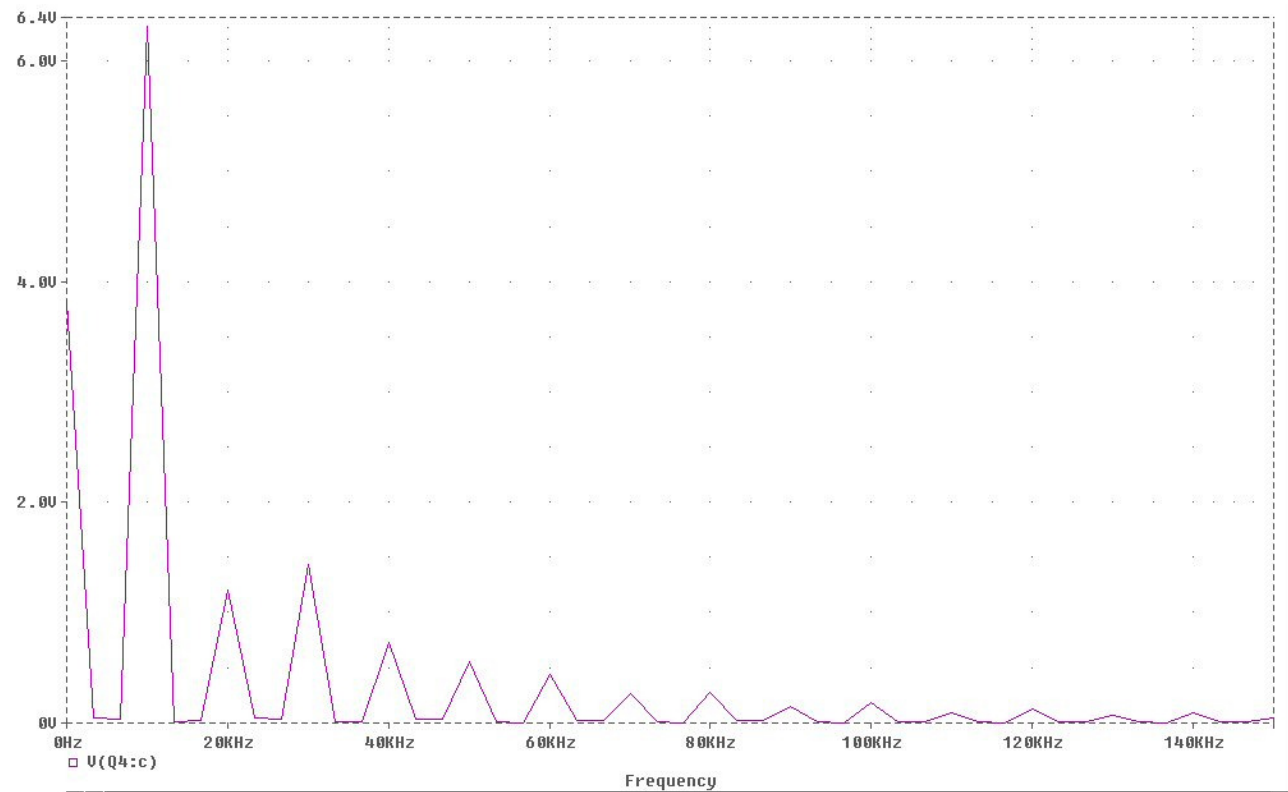


fig. 5

Esaminiamo ora l'output relativo al contenuto delle armoniche per il primo segnale:

HARMONIC NO	FREQUENCY (HZ)	FOURIER COMPONENT	NORMALIZED COMPONENT	PHASE (DEG)	NORMALIZED PHASE (DEG)
1	1.000E+04	7.572E-01	1.000E+00	-1.770E+00	0.000E+00
2	2.000E+04	7.452E-02	9.842E-02	-9.203E+01	-9.026E+01
3	3.000E+04	5.249E-02	6.932E-02	-8.073E+00	-6.303E+00
4	4.000E+04	1.883E-02	2.487E-02	7.702E+01	7.879E+01
5	5.000E+04	1.772E-03	2.340E-03	-2.098E+01	-1.921E+01

TOTAL HARMONIC DISTORTION = 1.229429E+01 PERCENT

Per il secondo segnale (quello ad ampiezza maggiore):

HARMONIC NO	FREQUENCY (HZ)	FOURIER COMPONENT	NORMALIZED COMPONENT	PHASE (DEG)	NORMALIZED PHASE (DEG)
1	1.000E+04	6.326E+00	1.000E+00	-1.126E+00	0.000E+00
2	2.000E+04	1.133E+00	1.790E-01	-9.211E+01	-9.098E+01
3	3.000E+04	1.478E+00	2.336E-01	-3.662E+00	-2.537E+00
4	4.000E+04	6.900E-01	1.091E-01	-9.436E+01	-9.324E+01
5	5.000E+04	5.933E-01	9.380E-02	-6.689E+00	-5.563E+00

TOTAL HARMONIC DISTORTION = 3.276017E+01 PERCENT

Si ha una distorsione maggiore nel caso del 2° segnale, e la minore purezza spettrale è confermata dal fatto che le armoniche secondarie sono molto meno attenuate rispetto alla fondamentale, rispetto al caso del segnale di 2.6mV (vedere dati evidenziati in giallo).

2.a) - 2.b) Dopo aver disegnato con Spice il circuito di fig. 6,

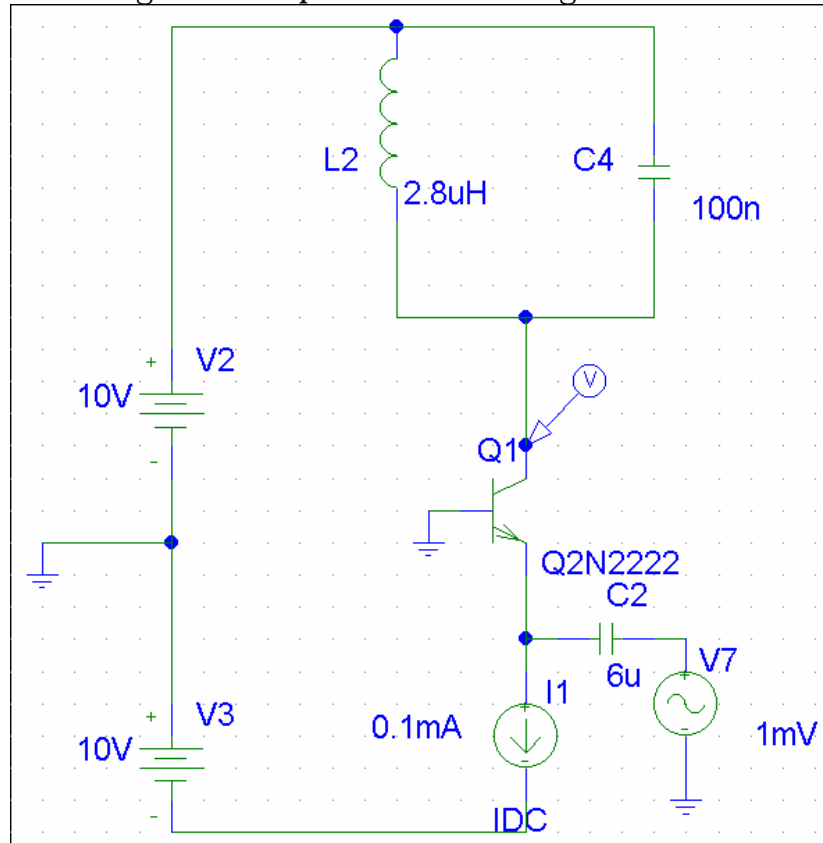


fig. 6

ci si rende conto (fig. 7) attraverso un'analisi AC che il l'amplificatore è accordato alla
 | frequenza di 300KHz (freq. di risonanza)

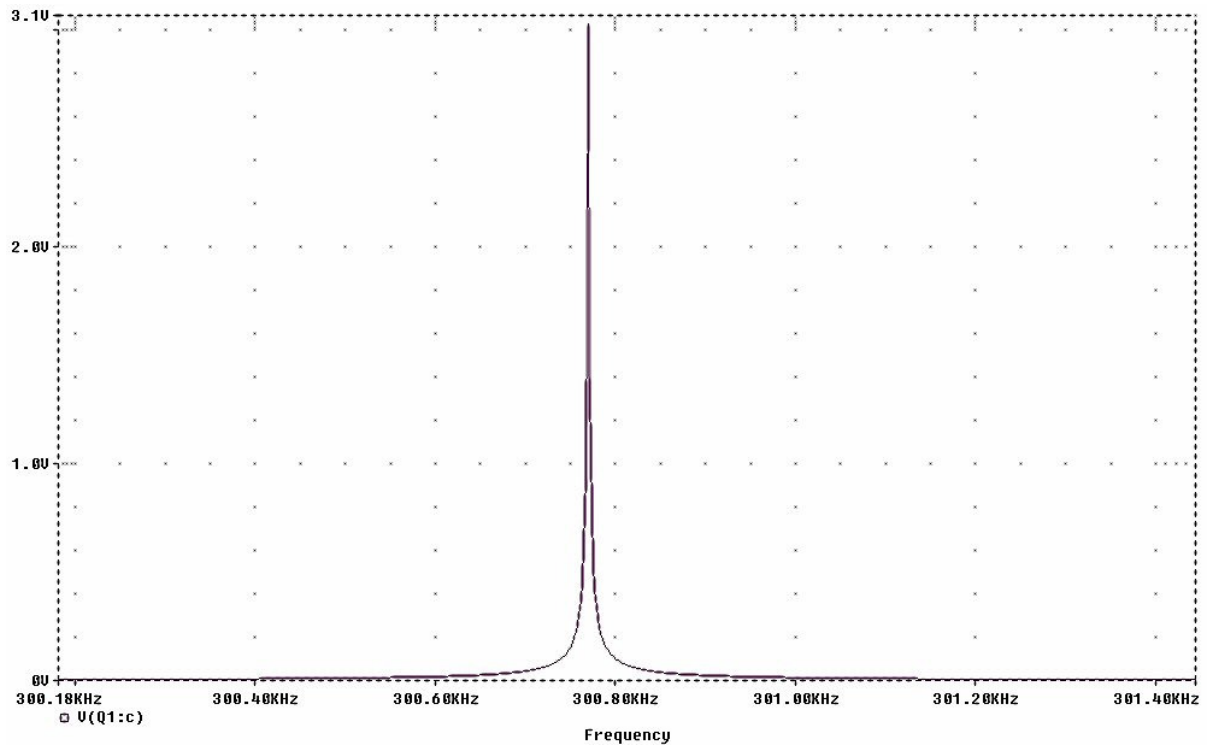


fig. 7

Calcoliamo ora il fatt. di merito Q , tenendo conto che:

$$Q = \left(\frac{1}{Q_L} + \frac{1}{Q_C} \right)^{-1} \cong Q_C \quad \text{poiché} \quad \frac{1}{Q_L} = \frac{R}{\omega_0 \cdot L} \cong 0;$$

inoltre essendo $r_0 = \text{res. d'uscita} = 8.47 \cdot 10^5 \Omega$

**** BIPOLAR JUNCTION TRANSISTORS

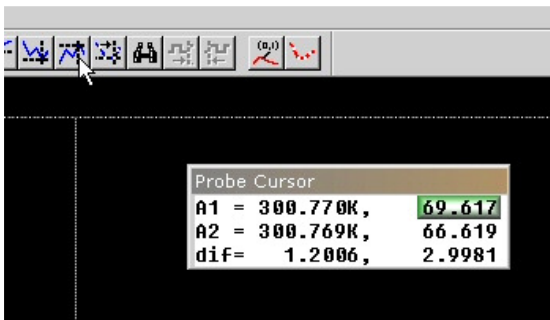
```

NAME      Q_Q1
MODEL     Q2N2222
IB        7.82E-07
IC        9.92E-05
VBE       5.83E-01
VBC       -1.00E+01
VCE       1.06E+01
BETADC    1.27E+02
GM        3.83E-03
RPI       3.81E+04
RX        1.00E+01
RO        8.47E+05
    
```

abbiamo $Q = Q_C = \omega_0 \cdot C \cdot r_0 = 2\pi \cdot 300 \cdot 10^3 \cdot 100 \cdot 10^{-9} \cdot 8.47 \cdot 10^5 \approx 160000$

verifichiamo il risultato con Spice:

attraverso il bottone 'cursor max' dal grafico di $DB(V(Q1:c)/ V(V7:+))$ ho:



guadagno pari a 69.617

inoltre la banda a -3 dB è 1.9268 Hz, come da fig. 8:

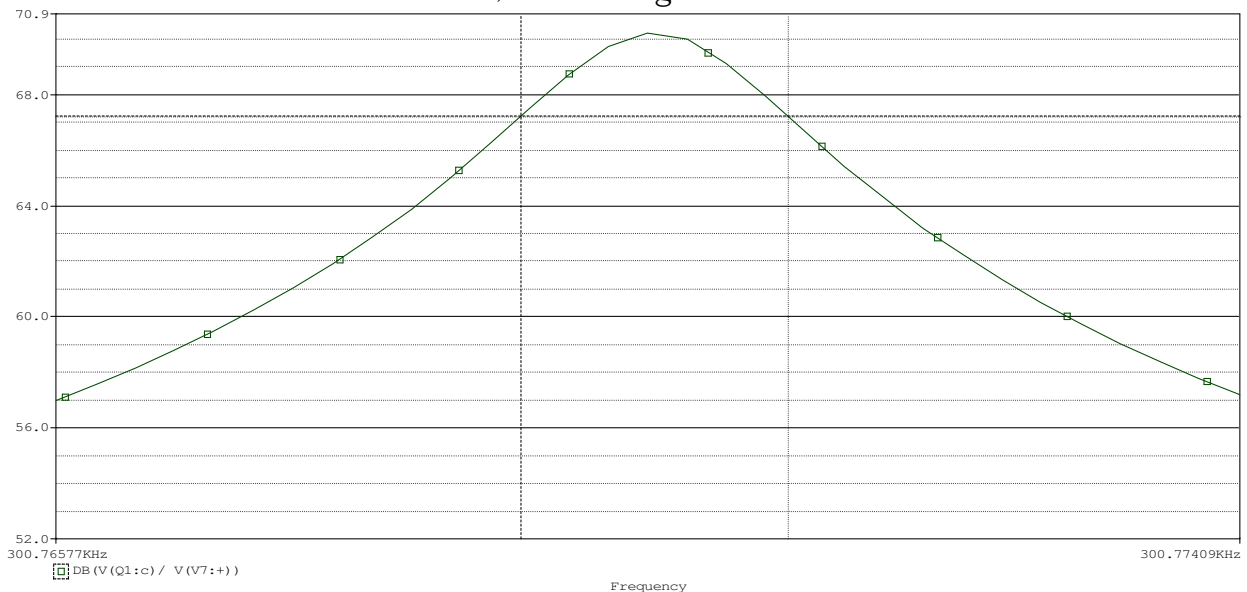


fig. 8

per cui essendo $Q = \frac{f_0}{\Delta f} = \frac{300.77 \cdot 10^3}{1.9268} = 1.56 \cdot 10^5$, cioè quanto dovevamo ottenere.

2.c) Come abbiamo ottenuto dal punto precedente, il guadagno vale 69.6 dB

Verifichiamo che tale valore coincide con il prodotto $g_m \cdot r_o$:

$$A_v = g_m \cdot r_o = \frac{I_C}{V_T} \cdot r_o = \frac{99.13 \cdot 10^{-6} \cdot 8.47 \cdot 10^5}{26 \cdot 10^{-3}} 3.23 \cdot 10^3 \text{ (in val. naturali)} \Rightarrow 70.18 \text{ dB}$$

e il risultato è compatibile con quello fornito da Spice.

2.d) Inserisco un segnale in ingresso di 100mV e una frequenza di 100kHz.

Devo verificare, tramite analisi in transitorio, che il circuito si comporta davvero da triplicatore di frequenza, (ovvero se in ingresso è presente un segnale a frequenza f avrò in uscita un segnale a $3f$).

Il segnale che ottengo in uscita è quello in FIG.8

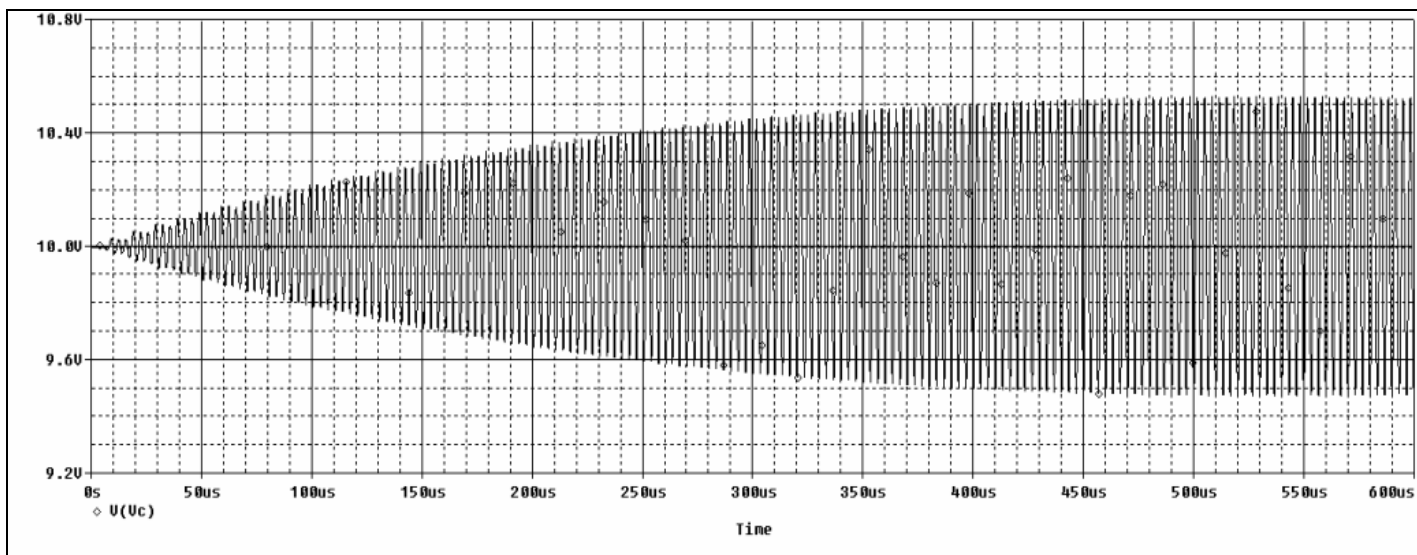
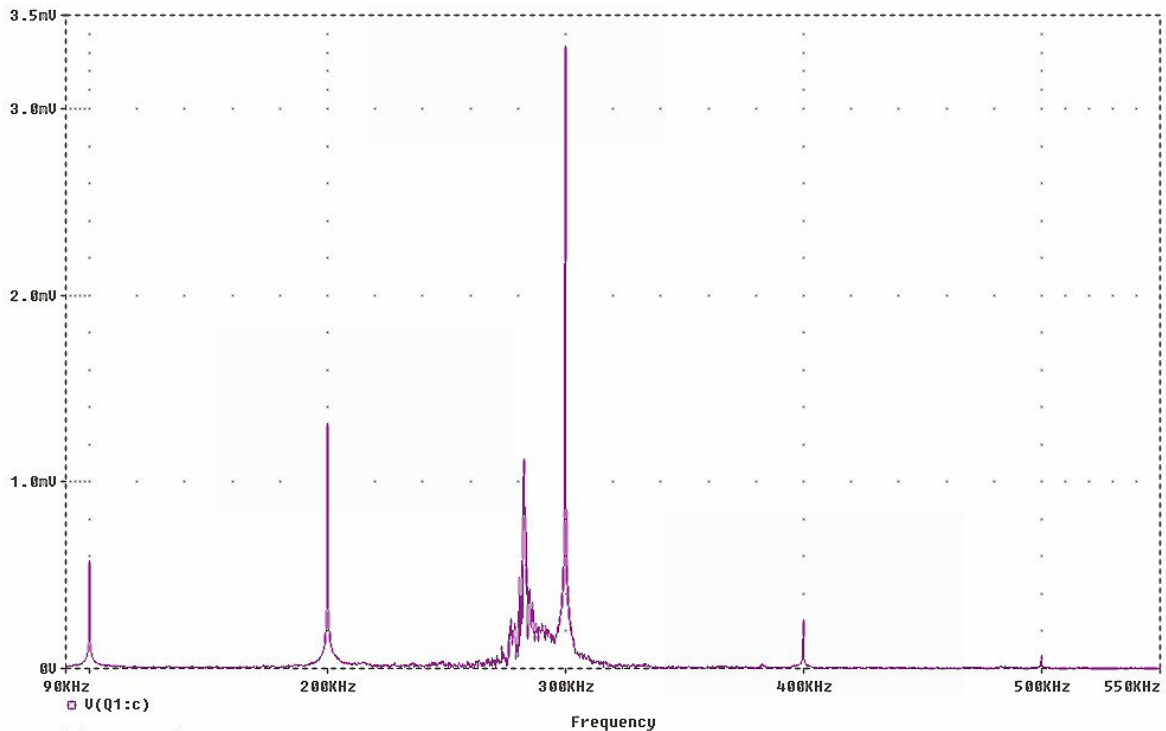


FIG.8

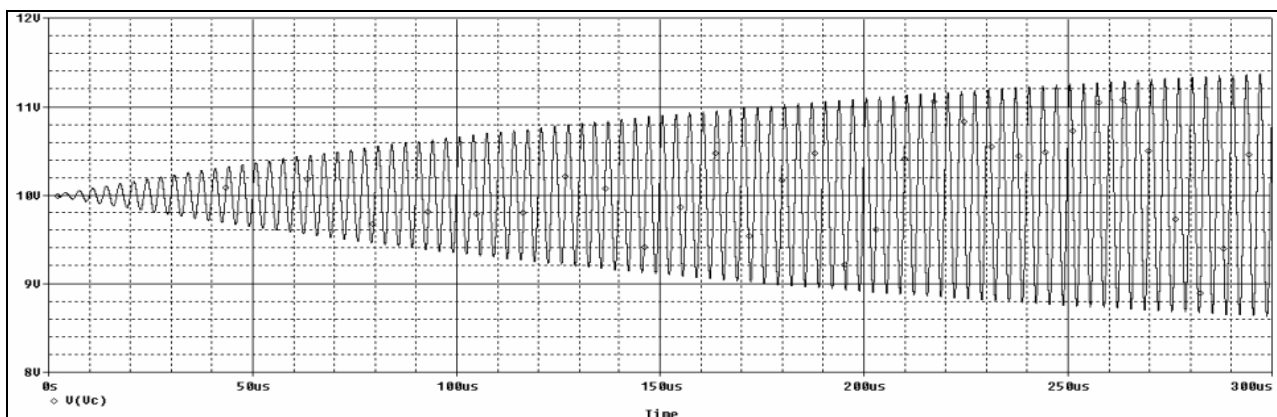
Dopo un certo transitorio il segnale comincia ad oscillare ed ho verificato che a regime il segnale ha una frequenza di 300kHz.

Facendo la FFT del segnale in uscita ottengo:



Posso ora stimare la distorsione del segnale rispetto ad una sinusoide a 300kHz e ne considero gli spettri.

Il segnale in uscita è quello in FIG.9 e si verifica che a regime la sua frequenza è proprio pari a 300kHz.



Lo spettro del segnale (FIG.10) presenta una forte componente armonica a frequenza zero e presenta un picco a frequenza 300kHz.

Questo dimostra che il nostro circuito è un triplicatore di frequenza perché abbatte tutte le componenti tranne quella a 300kHz

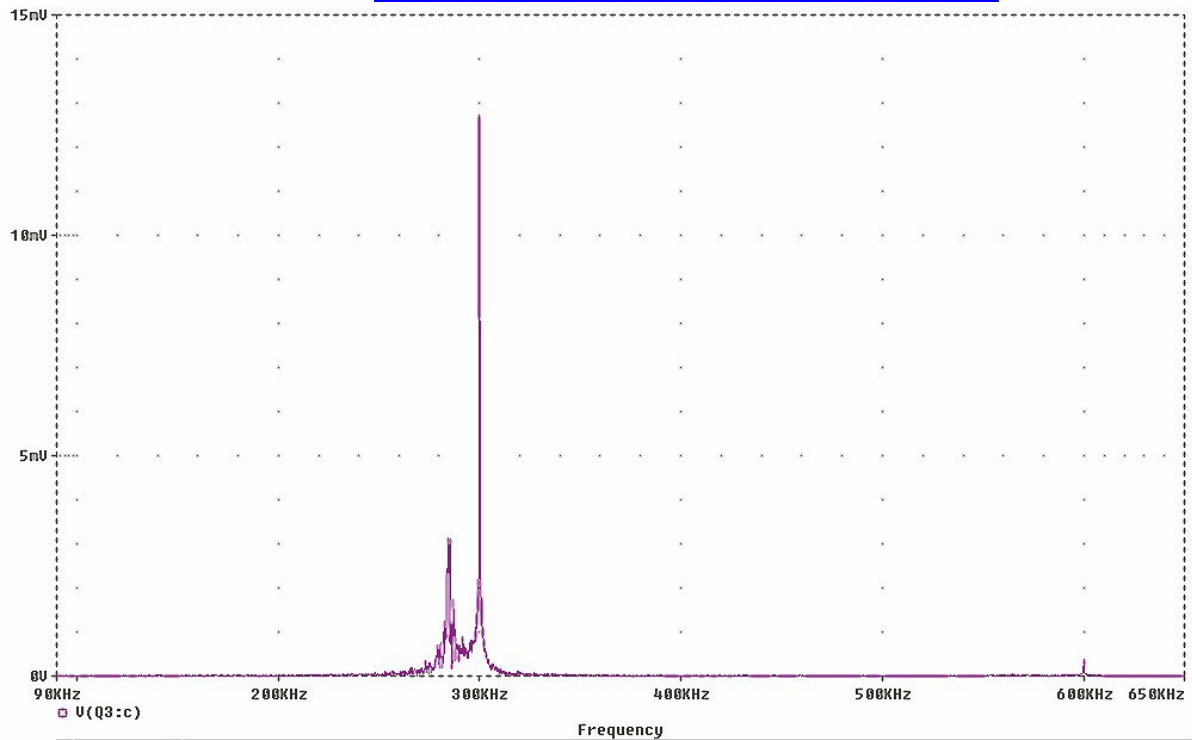


FIG.10

L'analisi con Fourier ci dà:

HARMONIC NO	FREQUENCY (HZ)	FOURIER COMPONENT	NORMALIZED COMPONENT	PHASE (DEG)	NORMALIZED PHASE (DEG)
1	3.000E+05	7.513E-02	1.000E+00	-8.994E+01	0.000E+00
2	6.000E+05	1.538E-03	2.047E-02	-2.207E+01	1.578E+02
3	9.000E+05	2.016E-05	2.683E-04	-1.704E+02	9.947E+01
4	1.200E+06	1.281E-04	1.705E-03	-1.013E+02	2.584E+02
5	1.500E+06	2.216E-05	2.949E-04	-1.371E+02	3.126E+02
6	1.800E+06	1.917E-04	2.551E-03	-1.606E+02	3.791E+02
7	2.100E+06	1.549E-03	2.062E-02	-9.615E+01	5.335E+02
8	2.400E+06	2.029E-05	2.701E-04	-1.187E+02	6.009E+02
9	2.700E+06	9.430E-04	1.255E-02	-9.598E+01	7.135E+02
10	3.000E+06	6.634E-05	8.830E-04	-4.377E+01	8.557E+02

TOTAL HARMONIC DISTORTION = 2.648227E+01 PERCENT

3.a) - 3.b)

A partire dall'amplificatore selettivo inseriamo come carico in uscita allo stesso due capacità (che servono proprio ad indurre le oscillazioni nel circuito), sostituiamo una delle due batterie con un generatore impulsivo di tensione che mi da lo spunto per far partire le oscillazioni.

Inoltre inseriamo una nuova resistenza in parallelo al generatore di corrente sull'emettitore in modo da accorciare le costanti di tempo sul circuito per vedere così meglio le oscillazioni. Alla fine otteniamo il circuito di fig. 11, i cui parametri di polarizzazione sono riportati in fig.12:

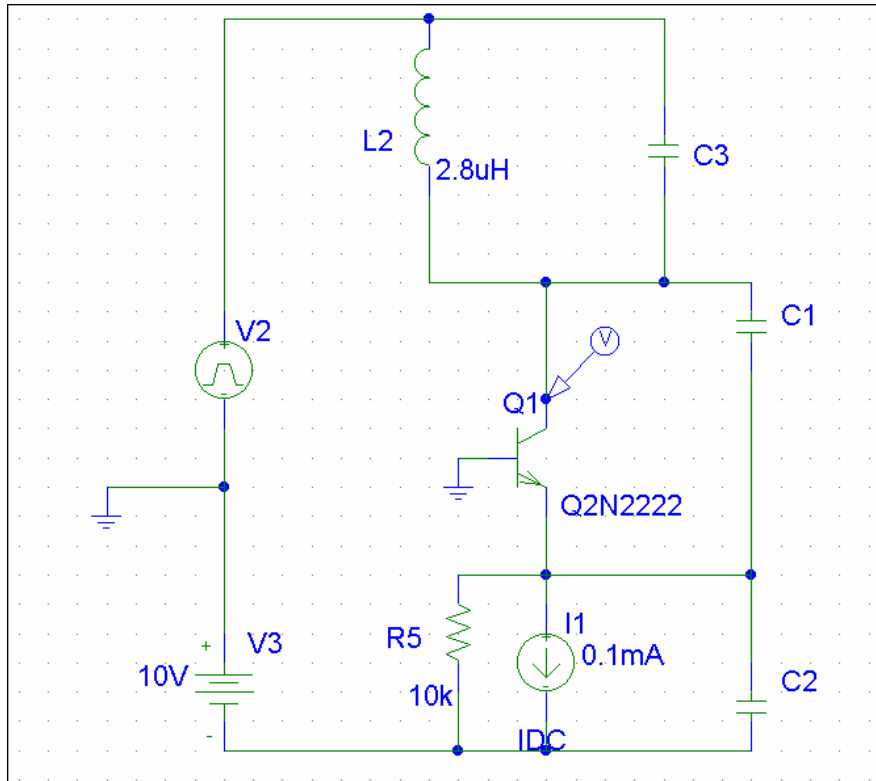


fig. 11

**** BIPOLAR JUNCTION TRANSISTORS

NAME	Q_Q1
MODEL	Q2N2222
IB	6.94E-06
IC	1.03E-03
VBE	6.47E-01
VBC	0.00E+00
VCE	6.47E-01
BETADC	1.48E+02
GM	3.96E-02
RPI	4.13E+03
RX	1.00E+01
RO	7.20E+04
CBE	5.27E-11
CBC	7.31E-12
CJS	0.00E+00
BETAAC	1.64E+02
CBX	0.00E+00
FT	1.05E+08

Dovendo inoltre imporre, per innescare le oscillazioni, che $A \cdot \beta \gg 1$

$$\beta \gg 1/A = \frac{1}{3230} = C_1/(C_1+C_2) = 3.1 \cdot 10^{-4}$$

Allora scelgo come fattore di controreazione $\beta = 10^{-2}$

$$\text{e che } 1/(\omega_R C_2) \ll 1/g_m \Leftrightarrow \frac{1}{2\pi \cdot 300000 \cdot C_2} \ll \frac{1}{3.96 \cdot 10^{-2}} \Leftrightarrow C_2 \gg 21 \cdot 10^{-9} \text{ F}$$

abbiamo:

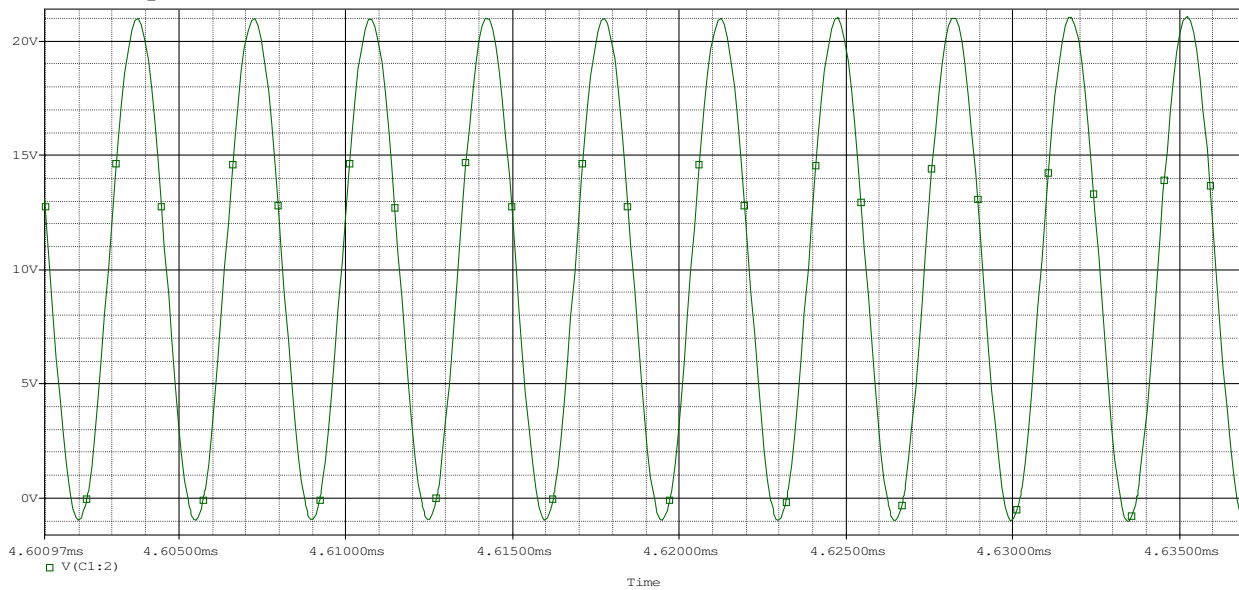
$$\text{caso 1) } C_3 \gg \frac{C_1 C_2}{(C_1 + C_2)} \Rightarrow \omega_R = \frac{1}{\sqrt{L \cdot \left(C_3 + \frac{C_1 C_2}{(C_1 + C_2)} \right)}} \approx \frac{1}{\sqrt{L \cdot C_3}} = 2\pi \cdot 300000$$

$$\Rightarrow C_3 = 100 \cdot 10^{-9} \text{ F}$$

$$\text{ora se prendiamo } C_2 = 1 \cdot 10^{-6} \text{ F} \gg 21 \cdot 10^{-9} \text{ F} \Rightarrow C_3 \gg \frac{C_1 C_2}{(C_1 + C_2)} = 10^{-8} \text{ F}$$

$$\Rightarrow C_1 = 10 \cdot 10^{-9} \text{ F}$$

e si hanno queste oscillazioni:



$$F = 1/T = 1/3.4955 \mu\text{s} = 286 \text{ kHz}$$

$$\text{Ampiezza} \approx 22,13 \text{ V}$$

$$\text{caso 2) } C_3 \approx \frac{C_1 C_2}{(C_1 + C_2)} \Rightarrow \omega_R = \frac{1}{\sqrt{L \cdot \left(C_3 + \frac{C_1 C_2}{(C_1 + C_2)} \right)}} \approx \frac{1}{\sqrt{L \cdot 2C_3}} = 2\pi \cdot 300000$$

$$\Rightarrow C_3 = 50 \cdot 10^{-9} \text{ F}$$

$$\text{ora essendo } \Rightarrow C_3 \approx \frac{C_1 C_2}{(C_1 + C_2)} \Rightarrow C_2 = 50 \cdot 10^{-9} \cdot \beta^{-1} = 5 \cdot 10^{-6} \text{ F} \gg 21 \cdot 10^{-9} \text{ F}$$

$$\Rightarrow C_1 = 50 \cdot 10^{-9} \text{ F}$$

anche in questo caso, essendo il periodo 3.327 μs , abbiamo una frequenza di oscillazione di circa 300kHz, mentre l'ampiezza picco picco è di 22 volt.

$$\text{caso 3) } C_3 = 0 \Rightarrow \omega_R = \frac{1}{\sqrt{L \cdot \left(C_3 + \frac{C_1 C_2}{(C_1 + C_2)} \right)}} \approx \frac{1}{\sqrt{L \cdot \frac{C_1 C_2}{(C_1 + C_2)}}} = 2\pi \cdot 300000$$

$$\Rightarrow \frac{C_1 C_2}{(C_1 + C_2)} = 100 \cdot 10^{-9} \text{ F} \Rightarrow C_2 = 100 \cdot 10^{-9} \cdot \beta^{-1} = 10 \cdot 10^{-6} \text{ F} \gg 21 \cdot 10^{-9} \text{ F}$$

$$\Rightarrow C_1 = 100 \cdot 10^{-9} \text{ F}$$

il periodo delle oscillazioni così ottenute è di 3.3188 μs , cosicché la frequenza anche in questo caso è circa 300 kHz.

In tutte e tre i casi l'uscita non è risultata troppo distorta, e nel terzo caso ($C_3=0$) il fattore di distorsione era di:

TOTAL HARMONIC DISTORTION = 1.590866E+00 PERCENT

3.c) Se facciamo in modo tale che $A \cdot \beta < 1$

$$\beta < 1/A = \frac{1}{3230} = C_1 / (C_1 + C_2) = 3.1 \cdot 10^{-4} \text{ le oscillazioni non si auto sostengono.}$$

Allora scelgo come fattore di controreazione $\beta = 10^{-6}$

Prendendo, a titolo di esempio, il primo caso:

$$C_3 \gg \frac{C_1 C_2}{(C_1 + C_2)} \Rightarrow \omega_R = \frac{1}{\sqrt{L \cdot \left(C_3 + \frac{C_1 C_2}{(C_1 + C_2)} \right)}} \approx \frac{1}{\sqrt{L \cdot C_3}} = 2\pi \cdot 300000$$

$$\Rightarrow C_3 = 100 \cdot 10^{-9} \text{ F}$$

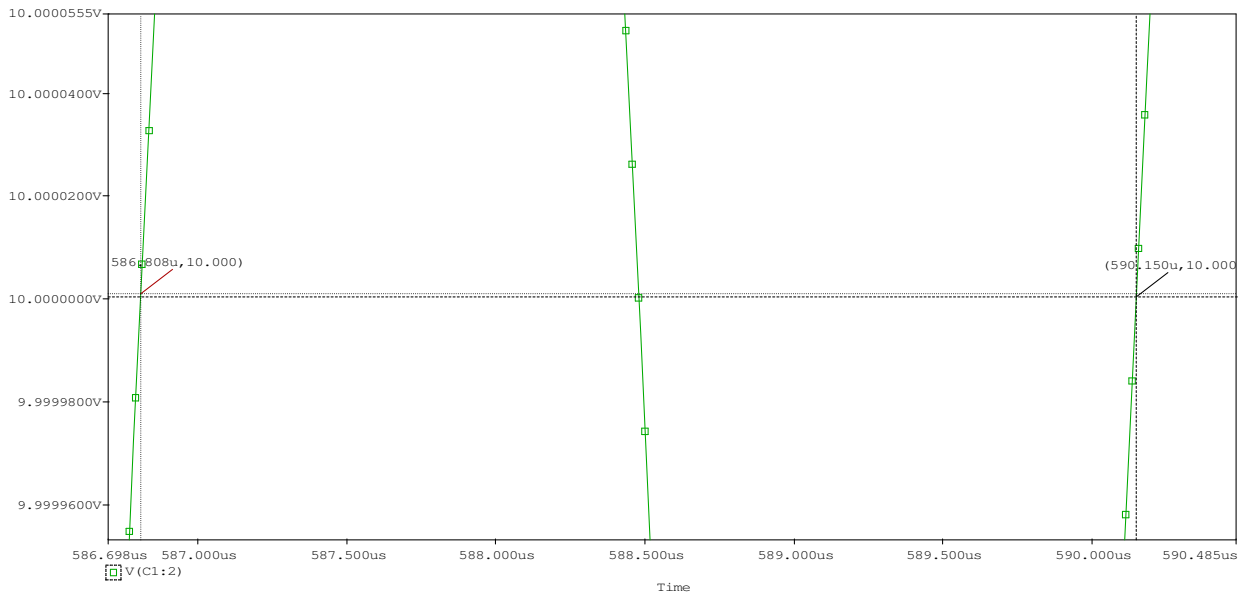
Inoltre dobbiamo comunque verificare che $1/(\omega_R C_2) \ll 1/g_m$

$$\text{dunque se prendiamo } C_2 = 10^{-6} \text{ F} \gg 21 \cdot 10^{-9} \text{ F} \Rightarrow C_3 \gg \frac{C_1 C_2}{(C_1 + C_2)} = 10^{-12} \text{ F}$$

$$\Rightarrow C_1 = 10^{-12} \text{ F}$$

E graficando i risultati si ottiene:

Zoomando ancora fino a visualizzare il singolo periodo otteniamo:



Il periodo è di 3.3416 μ s, la frequenza 299258 Hz.

A conclusioni analoghe si arriva simulando il circuito negli altri due casi.

3.d) Questa volta dobbiamo imporre β prossimo ad uno, per cui posso scegliere $\beta = 0.99$.

In tutti i 3 casi per $\beta \cong 1$ abbiamo delle oscillazioni che si sostengono perché risulta $|A * \beta| > 1$

Prendiamo in considerazione, come esempio, il terzo caso:

$$C_3 = 0 \Rightarrow \omega_R = \frac{1}{\sqrt{L \cdot \left(C_3 + \frac{C_1 C_2}{(C_1 + C_2)} \right)}} \approx \frac{1}{\sqrt{L \cdot \frac{C_1 C_2}{(C_1 + C_2)}}} = 2\pi \cdot 300000$$

$$\Rightarrow \frac{C_1 C_2}{(C_1 + C_2)} = 100 \cdot 10^{-9} \text{ F} \Rightarrow C_2 = 100 \cdot 10^{-9} \cdot \beta^{-1} = 100 \cdot 10^{-9} \text{ F}$$

$$\Rightarrow C_1 = 10 \cdot 10^{-6} \text{ F}$$

Essendo β prossimo a uno la distorsione frequenziale risulta essere maggiore rispetto ai casi analizzati nel punto 3b), dal momento che tale fattore porta l'amplificatore a lavorare ben lontano dalla condizione di piccolo segnale ($V_i \ll V_t$) e quindi dalla zona di linearità ove $V_t = 26 \text{ mV}$.

Nella fattispecie:

$$\text{TOTAL HARMONIC DISTORTION} = 7.333579\text{E-01 PERCENT}$$

Oscillatore Colpitts sperimentale

Si è realizzato su breadboard il seguente circuito di un oscillatore Colpitts (fig.12):

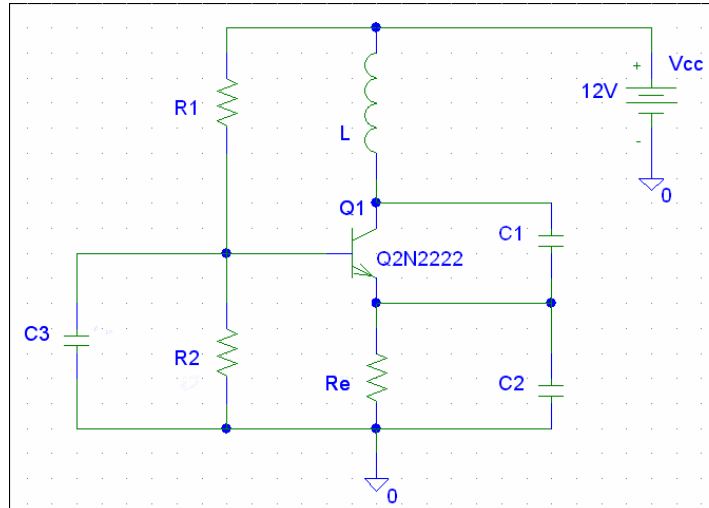


fig.12

I dati del circuito di polarizzazione sono i seguenti: $R_1 = R_2 = 47k\Omega$, $R_e = 10k\Omega$, $C_3 = 1\mu F$.

Si sono calcolati i valori di C_1 e C_2 in modo che la frequenza di risonanza sia pari a 300

kHz, assegnata $L = 2.7\mu H$. Considerando $\beta = \frac{C_1}{C_1 + C_2} = \frac{1}{2} \Rightarrow C_1 = C_2$;

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L \cdot \left(\frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2} \right)}} = \frac{1}{\sqrt{L \cdot \beta \cdot C_2}} \Rightarrow C_1 = C_2 = 208nF$$

Si sono, quindi, utilizzate due capacità del valore di 220 nF.

Nel realizzare il circuito di fig.21 si è utilizzato un condensatore di dumping in policarbonato inserito tra il morsetto superiore di L e la massa allo scopo di abbattere il valore dell'induttanza dovuta ai collegamenti, che altrimenti avrebbe influito non poco sulla frequenza dell'oscillazione.

La frequenza di oscillazione misurata è stata pari a 298,7 kHz (per cui a meno di approssimazioni l'oscillatore oscilla alla frequenza desiderata) e un'ampiezza picco-picco pari a 474mV.

La forma d'onda della tensione di collettore visualizzata sull'oscilloscopio è riportata in fig. 13.

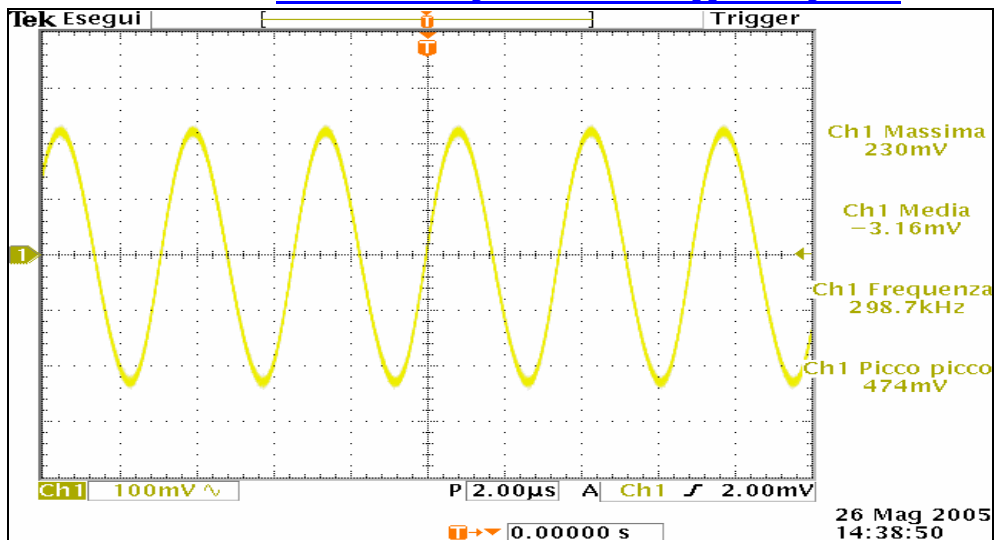


FIG.13

A questo punto abbiamo tolto la capacità da $4,7 \mu\text{F}$ che era stata inserita sull'alimentazione, misurando una frequenza pari a $219,8 \text{ kHz}$, dunque notevolmente abbassata. Questo effetto dannoso è dato dalle induttanze parassite dei fili di collegamento che sommate insieme ci provocano l'effetto di una frequenza di risonanza più bassa. Queste induttanze aumentano tanto più, quanto più abbasso l'area della spira del filo.

L'induttanza del filo è pari a $\frac{1nH}{mm}$ e nel nostro caso vale circa 2 mH , nel caso in cui tolgo il condensatore vanno ad aggiungersi sulla alimentazione, oltre quella già presente modificando la frequenza di oscillazione.

Inseriamo di nuovo il condensatore da $4,7 \mu\text{H}$, e ricalcolo i valori di C_1 e di C_2 in modo da lasciare immutata la frequenza di oscillazione a 300kHz imponendo però questa volta un

$$\beta = \frac{1}{10}.$$

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC_{eq}}} = 300\text{kHz} * 2\pi \Rightarrow C_{eq} = 100\text{nF}$$

$$\beta = \frac{C_1}{C_1 + C_2} = \frac{1}{10}$$

$$C_{eq} = \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2} = \frac{1}{10} C_2 = 100\text{nF} \Rightarrow C_2 = 1\mu\text{F}$$

$$\beta = \frac{C_1}{C_1 + C_2} = \frac{1}{10} \Rightarrow C_1 = \frac{\beta C_2}{1 - \beta} = 0.11\mu\text{F}$$

In questo caso come prevedibile non abbiamo delle oscillazioni del segnale ma solo rumore, dato che il prodotto $A\beta$ risulta essere < 1 .

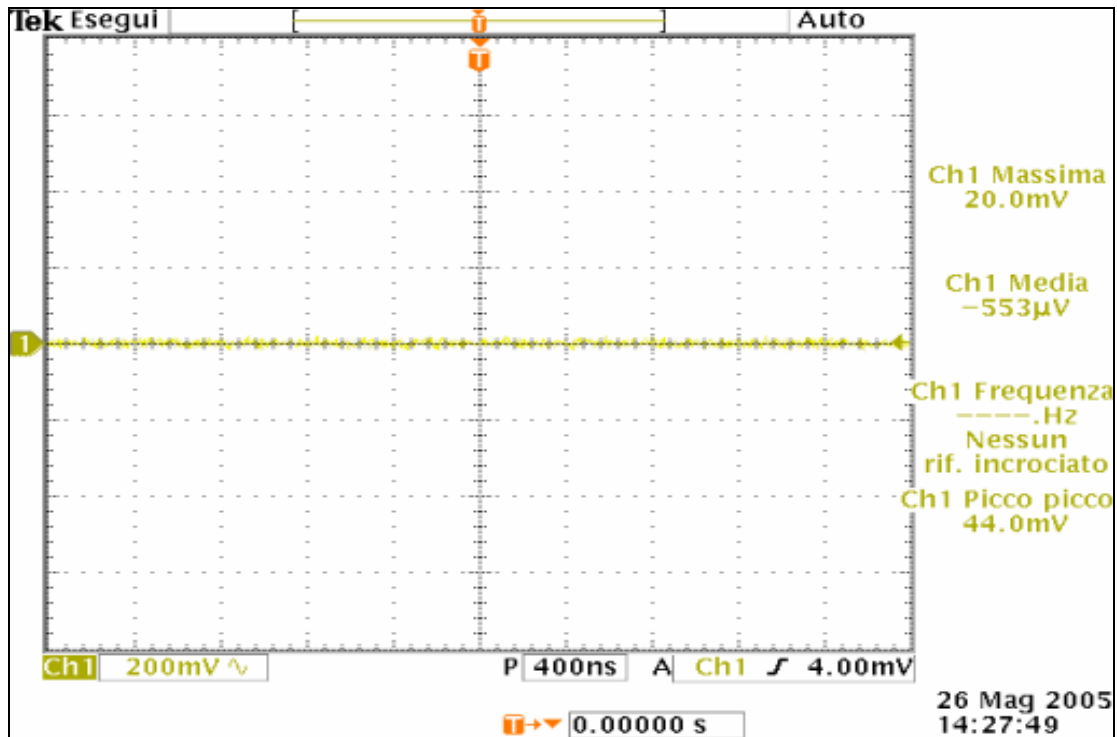


FIG. 8

Dopo aver fatto cio', calcoliamo C_1 e C_2 in modo da variare la frequenza di oscillazione imponendola a 600kHz.

$$\beta = \frac{C_1}{C_1 + C_2} = \frac{1}{2} \Rightarrow C_1 = C_2$$

$$C_{eq} = \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2} = \frac{1}{2} C_2 = 20.6nF \Rightarrow C_2 = 41.2nF$$

Capacità di 41nF non si trovano in commercio quindi siamo stati costretti ad utilizzare 2 capacità da 100nF messe in serie per averne una da 41n.

Otteniamo delle oscillazioni a 600 kHz e ampiezza picco-picco di 1,6 mV circa.

scaricato dal sito www.riccardogalletti.com/appunti_gratis

© Riccardo Galletti

si ringrazia per la stesura dell'elaborato la valida collaborazione della dott.ssa Annarita Evangelista e del dott. Salvatore Benna e del loro gruppo d'esercitazione.