

GLI OSCILLATORI

Prima di parlare degli oscillatori, è necessario fare alcune premesse sui criteri di stabilità di un sistema. Si farà riferimento ad un sistema lineare ad un ingresso ed una uscita come schematizzato dalla figura seguente:

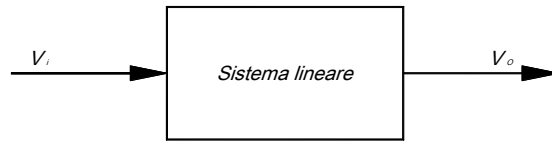


Figura 1

si suppone che all'istante $t = t_0$ il sistema sia in condizione di equilibrio (in quiete); ciò significa che per $t < t_0$, i segnali d'ingresso e di uscita sono nulli e che per $t > t_0$ l'uscita rimarrebbe nulla se l'ingresso non subisse variazioni.

L'equilibrio o quiete ovviamente può corrispondere anche a valori costanti non nulli dell'ingresso e dell'uscita, in pratica un qualunque circuito in condizioni statiche è in equilibrio o quiete.

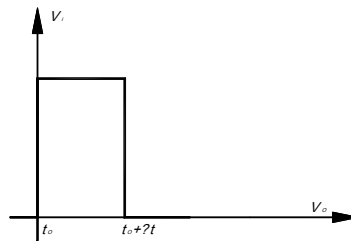
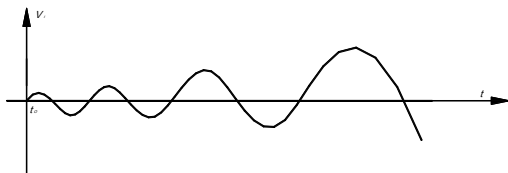
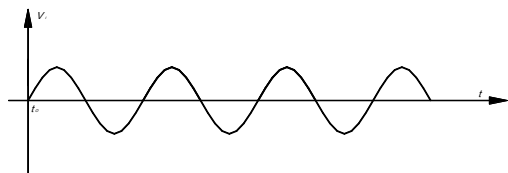


Figura 2

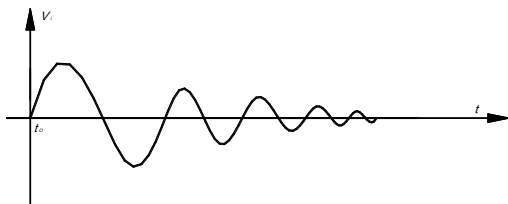
Si suppone che il sistema, inizialmente in quiete, venga perturbato, ad esempio applicando un segnale d'ingresso diverso da zero per un intervallo di tempo di durata limitata Δt , del tipo di Fig. 2. Il sistema risponde con un segnale di uscita che può presentare tre diversi comportamenti:



1. il segnale di uscita tende ad assumere un'ampiezza costantemente crescente nel tempo, il sistema si dice allora instabile;



2. il segnale di uscita tende ad assumere un'ampiezza costante nel tempo, il sistema si dice allora semplicemente stabile;



3. il segnale di uscita tende ad assumere un'ampiezza che nel tempo tende ad annullarsi, il sistema si dice allora asintoticamente stabile o strettamente stabile.

Figura 3

É immediato riconoscere nel caso 3 il classico comportamento di un amplificatore elettronico, cioè di un circuito che fornisce un'uscita proporzionale, istante per istante, al segnale d'ingresso.

I sistemi instabili o semplicemente stabili potrebbero essere invece idonei ad ottenere un generatore di segnali, per convincerci di ciò facciamo le seguenti considerazioni:

- un generatore di segnali spento, ossia non alimentato, fornisce uscita nulla, possiamo perciò tranquillamente ritenerlo un sistema inizialmente in quiete;
- appena lo accendo, ossia gli fornisco la tensione di alimentazione continua, al suo interno si generano dei transitori di carica e scarica degli elementi reattivi (parassiti o voluti) presenti, a tutti gli effetti introduco una perturbazione del sistema;
- terminato il transitorio iniziale, ossia terminata la perturbazione, il generatore fornisce in uscita il segnale desiderato con ampiezza prestabilita, questa situazione è la stessa di un sistema semplicemente stabile o instabile.
- Si tratta ora di capire come ottenere un sistema semplicemente stabile o instabile in grado di erogare in uscita le forme d'onda desiderate.

Allo scopo è opportuno valutare quali sono le condizioni affinché un sistema risulti asintoticamente stabile, semplicemente stabile o instabile.

Per far ciò si considera la funzione di trasferimento $A_v(s)$ del sistema e si determina la risposta ad una perturbazione del tipo di Fig. 2 e si ottengono i seguenti risultati:

1) la funzione di trasferimento ha:

- a) anche **un solo polo con parte reale positiva**;
- b) oppure **due o più poli con parte reale nulla e identica parte immaginaria** (poli multipli) allora il segnale di uscita tende ad assumere un'ampiezza costantemente crescente nel tempo;

il sistema si dice **instabile** ;

2) la funzione di trasferimento ha:

- a) **tutti i poli a parte reale negativa**, il segnale di uscita tende ad assumere un'ampiezza che nel tempo tende ad annullarsi;

il sistema si dice **asintoticamente stabile** o strettamente stabile ;

3) la funzione di trasferimento ha:

- a) **uno o più poli a parte reale nulla e tutti diversi fra loro** (poli semplici) **e tutti i rimanenti poli a parte reale negativa**, il segnale di uscita tende ad assumere un'ampiezza costante nel tempo;

il sistema si dice **semplicemente stabile** .

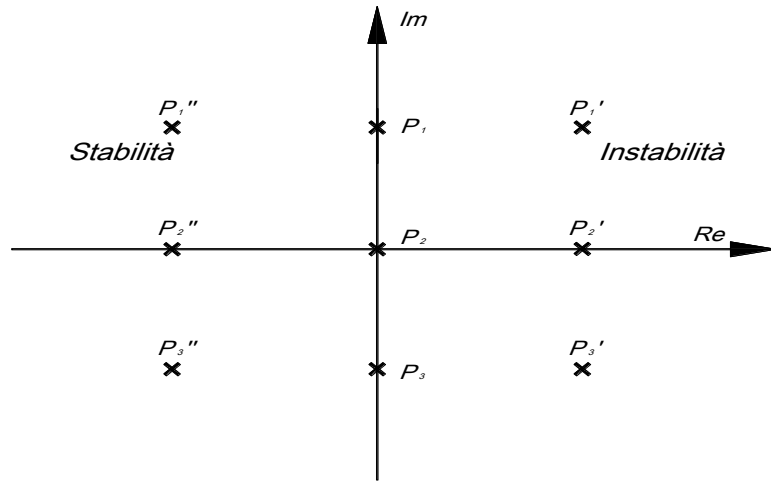
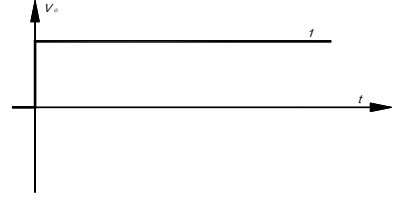
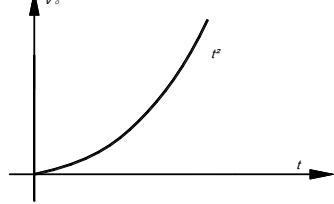
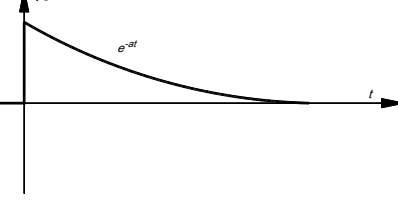
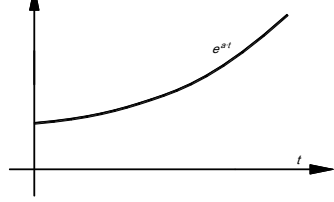
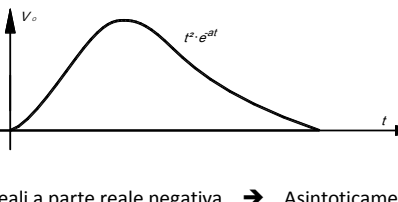
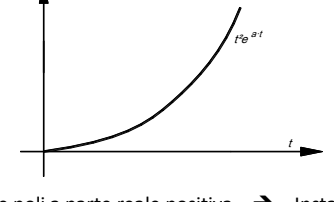
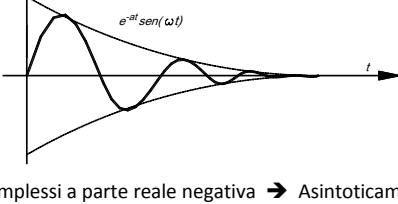
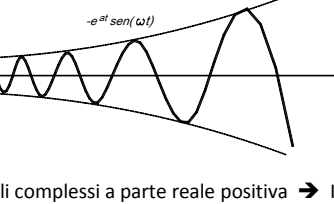
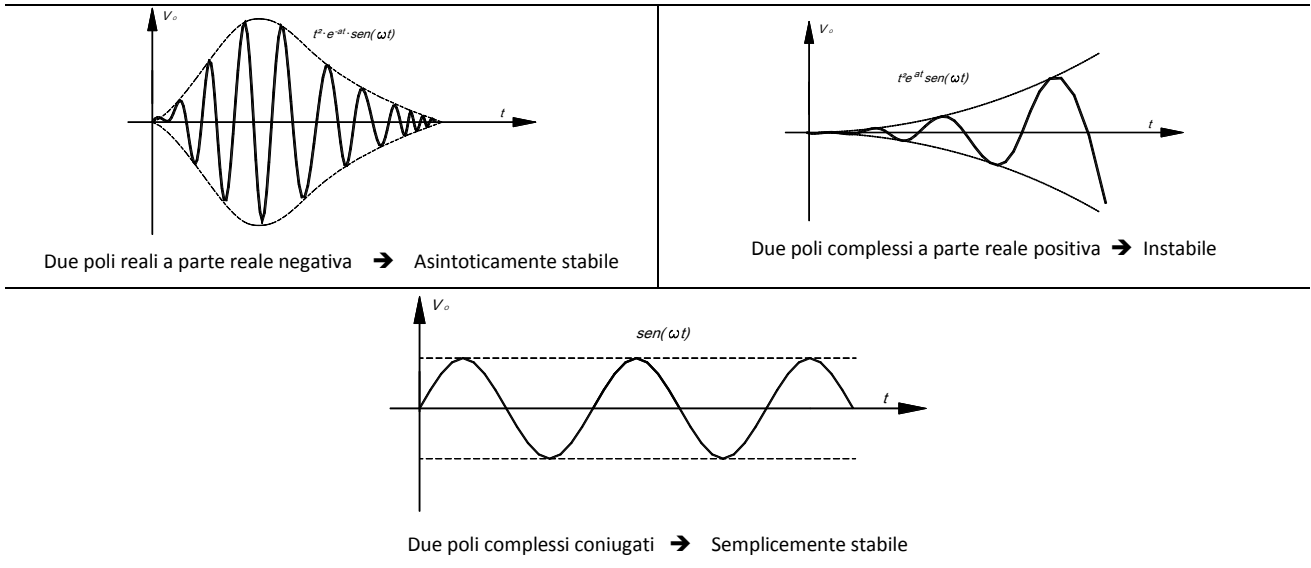


Figura 4

Un esempio di quello che succede si può vedere nella figura successiva, dalla quale si può dedurre che se si desidera generare dei segnali sinusoidali vi devono essere poli complessi coniugati a parte reale nulla ossia poli puramente immaginari.

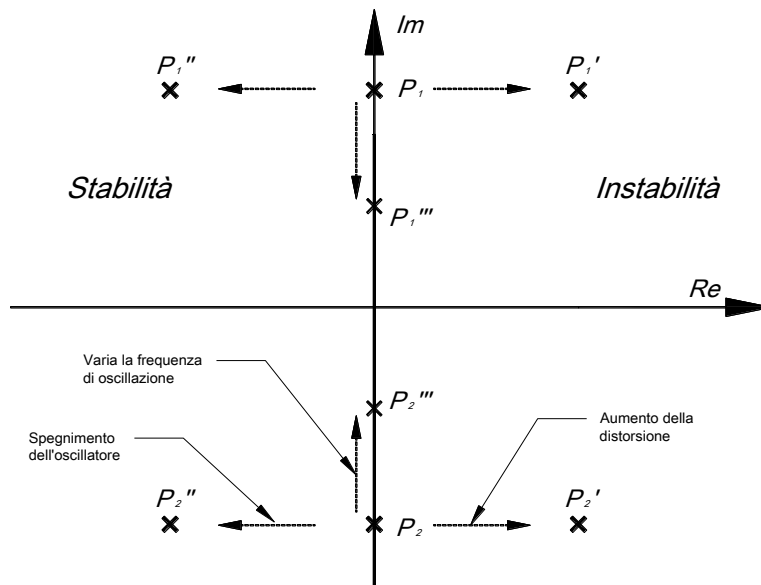
Se ricordiamo che la posizione dei poli dipende dai componenti del sistema, ci rendiamo immediatamente conto che la condizione sopra è abbastanza critica da ottenere.

STABILITÀ	INSTABILITÀ
 <p>Polo reale nullo → Asintoticamente stabile</p>	 <p>Tre poli reali nulli → Instabile</p>
 <p>Polo reale negativa → Asintoticamente stabile</p>	 <p>Polo reale positiva → Instabile</p>
 <p>Due poli reali a parte reale negativa → Asintoticamente stabile</p>	 <p>Due poli a parte reale positiva → Instabile</p>
 <p>Due poli complessi a parte reale negativa → Asintoticamente stabile</p>	 <p>Due poli complessi a parte reale positiva → Instabile</p>



Infatti è sufficiente che per un qualche motivo (variazioni di temperatura o altre condizioni ambientali, invecchiamento dei componenti) il valore dei componenti cambi, per avere un immediato spostamento dei poli e modifica del segnale generato in uscita come segue:

1. **i poli si spostano nel semipiano destro**, diventano perciò a parte reale positiva e *l'uscita tende ad aumentare in ampiezza*; tale aumento cessa quando l'ampiezza raggiunge il massimo valore consentito dalla tensione di alimentazione, ed il circuito "taglia" ossia distorce il segnale di uscita che non è più sinusoidale.
2. **i poli si spostano nel semipiano sinistro**, diventano perciò a parte reale negativa e *l'uscita tende a diminuire in ampiezza*, fino ad annullarsi.
Il generatore smette di erogare il segnale sinusoidale ossia, come si dice nel gergo, si spegne.
3. **i poli si spostano lungo l'asse immaginario**, l'ampiezza non cambia ma *cambia la frequenza del segnale generato*. Gli effetti sono tutti e tre altamente indesiderati e pertanto a questi si cercherà di porre rimedio sia utilizzando componenti con ottime caratteristiche, sia inserendo opportuni sistemi che si occupano di mantenere i poli nella posizione voluta.



In particolare i sistemi che tengono sotto controllo solo l'ampiezza del segnale di uscita sono detti "**circuiti di controllo automatico del guadagno**" o semplicemente C.A.G. (**A.G.C.** da *Automatic Gain Control* in inglese)

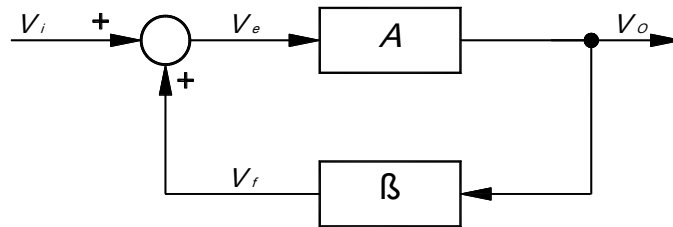
SISTEMI A RETROAZIONE POSITIVA - OSCILLATORI

Un generatore di segnali possiamo considerarlo come un quadripolo con un guadagno A_v che fornisce in uscita una tensione V_o in assenza di segnale d'ingresso V_i , ossia con $V_i = 0$, possiamo perciò affermare che tale quadripolo deve avere un A_v infinito.

Se vogliamo che V_o sia perfettamente sinusoidale tale situazione deve essere verificata solo ad una frequenza ossia quella desiderata in uscita (f_{osc}).

Si pone ora il problema di realizzare concretamente tale situazione circuitale, in quanto i quadripoli da noi trattati (gli amplificatori) presentano tutti guadagno finito, vi è però una configurazione circuitale che consente di aumentare il guadagno di un amplificatore: la retroazione positiva.

Verifichiamo se è possibile che in qualche condizione il guadagno risulti infinito. Ricaviamo la seguente espressione del guadagno (vedi fig. seguente):



$$V_o = A \cdot V_e ; \quad V_f = \beta \cdot V_o ; \quad V_e = V_i + V_f = V_i + \beta \cdot V_o$$

segue, sostituendo l'espressione di V_e nell'espressione di V_o :

$$V_o = A \cdot (V_i + \beta \cdot V_o) = A \cdot V_i + A\beta \cdot V_o$$

portiamo a primo membro tutti i termini con la V_o e si ha:

$$V_o \cdot (1 - \beta A) = A \cdot V_i$$

da cui si può ricavare

$$A_v = \frac{V_o}{V_i} = \frac{A}{1 - \beta A} \quad (1)$$

questi risulta infinito se il guadagno d'anello $A\beta = 1$, situazione concretamente realizzabile.

Possiamo concludere che un circuito costituito da un amplificatore A posto in retroazione positiva con un blocco passivo β è un oscillatore sinusoidale se risulta:

$$\boxed{A(j\omega) \cdot \beta(j\omega) = 1} \quad \text{detta } \underline{\text{CONDIZIONE DI BARKHAUSEN}} \quad (2)$$

Questa condizione si può pure esprimere nei seguenti modi alternativi ed equivalenti:

$$\begin{cases} |A(j\omega) \cdot \beta(j\omega)| = 1 \\ \angle A(j\omega) \cdot \beta(j\omega) = 0 \end{cases} \quad (3) \quad \text{oppure ancora:} \quad \begin{cases} \Re(A(j\omega) \cdot \beta(j\omega)) = 1 \\ \Im(A(j\omega) \cdot \beta(j\omega)) = 0 \end{cases} \quad (4)$$

Osservazioni:

- dovendo risultare verificata la relazione ad una sola frequenza è evidente che il gruppo amplificatore più blocco passivo deve risultare altamente selettivo, poiché l'amplificatore è normalmente a banda larga per comodità

realizzative, la selettività è affidata tutta al blocco passivo, il quale sarà in sostanza un filtro passa-banda o elimina-banda;

- la condizione $\angle A(j\omega) \cdot \beta(j\omega) = 0$, indica che l'anello costituito dal blocco passivo e dall'amplificatore deve introdurre uno sfasamento nullo, ciò è necessario per garantire la presenza della retroazione positiva;
- la condizione di oscillazione trattata precedentemente garantisce in senso matematico la presenza di oscillazioni auto sostenute, tuttavia, è ben noto che i parametri di un qualunque circuito non possono essere mantenuti costanti indefinitamente.

In altre parole supponiamo di aver realizzato il circuito in modo da avere soddisfatta la condizione di oscillazione.

- Se in seguito ad un cambiamento dei componenti $A\beta < 1$, ovviamente **le oscillazioni cesseranno**.
- Se invece $A\beta > 1$, **le oscillazioni cresceranno** in ampiezza.

Abbiamo perciò bisogno di un meccanismo che garantisca il mantenimento della condizione di oscillazione per il valore desiderato dell'ampiezza del segnale di uscita.

Questo scopo viene raggiunto mediante un circuito non lineare per il controllo del guadagno detto **controllo automatico del guadagno** o semplicemente **C.A.G.**

Il funzionamento del C.A.G., alla luce anche delle considerazioni rigorose iniziali è il seguente:

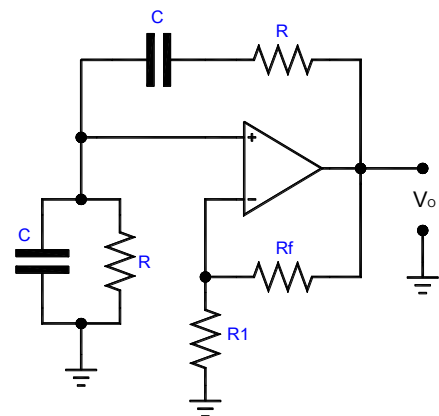
- Per prima cosa, per assicurare che le oscillazioni abbiano inizio, si progetta il circuito in modo che $A\beta$ sia leggermente maggiore di uno. Questo corrisponde a progettare un circuito con i poli a parte reale positiva ossia nel semipiano destro del piano dei numeri complessi.
- Quindi, negli istanti successivi all'accensione del circuito, le oscillazioni cresceranno in ampiezza.
- Quando l'ampiezza raggiunge il livello desiderato, la rete non lineare entra in funzione e fa in modo che il guadagno d'anello si riduca esattamente ad uno. In altre parole, i poli saranno "tirati indietro" verso l'asse immaginario. Questa azione farà in modo che il circuito continui ad oscillare a questa ampiezza desiderata. Se per qualche ragione il guadagno d'anello scende sotto l'unità, l'ampiezza dell'onda sinusoidale tende a diminuire. Questo fatto viene rivelato dalla rete non lineare, che farà aumentare il guadagno d'anello fino a renderlo esattamente unitario.

OSCILLATORE DI WIEN

Questo circuito fa parte della grande famiglia degli oscillatori RC (a resistenza e capacità).

Ci proponiamo ora di ricavare se è effettivamente un oscillatore. secondo la condizione di Barkhausen se è un oscillatore sinusoidale deve essere: $A(j\omega) \cdot \beta(j\omega) = 1$ alla frequenza di oscillazione.

Pertanto determiniamo l'espressione del guadagno d'anello e verifichiamo se esiste qualche valore di frequenza o pulsazione per cui è vera la condizione di Barkhausen, se la verifica ha successo il circuito è un oscillatore e noi abbiamo contemporaneamente determinato la frequenza di oscillazione, altrimenti il circuito non è un oscillatore.



Dalla figura possiamo individuare che il blocco amplificatore è costituito da un amplificatore operazionale in configurazione non invertente, mentre il blocco di retroazione è un partitore di tensione costituito da due impedenze, una serie che chiameremo Z_S ed una parallelo che chiameremo Z_P :

$$Z_S = R + \frac{1}{j\omega C} = \frac{1+j\omega C R}{j\omega C} \quad \text{e} \quad Z_P = R // \frac{1}{j\omega C} = \frac{R \cdot \frac{1}{j\omega C}}{1+j\omega RC} = \frac{R}{1+j\omega RC}$$

da cui si può ricavare β :

$$\beta = \frac{Z_P}{Z_S + Z_P} = \frac{\frac{R}{1+j\omega RC}}{\frac{1+j\omega RC R}{j\omega C} + \frac{R}{1+j\omega RC}} = \frac{\frac{R}{1+j\omega RC}}{\left(\frac{R}{1+j\omega RC}\right) \cdot \left[\left(\frac{1+j\omega RC}{R} \cdot \frac{1+j\omega RC}{j\omega C}\right) + 1\right]} =$$

$$= \frac{1}{\left(\frac{1+j\omega RC}{R} \cdot \frac{1+j\omega RC}{j\omega C}\right) + 1} = \frac{1}{\frac{(1+j\omega RC)^2}{j\omega RC} + 1} \quad \boxed{\beta = \frac{1}{\frac{(1+j\omega RC)^2}{j\omega RC} + 1}}$$

ricordata l'espressione del guadagno di un amplificatore non invertente $A = 1 + \frac{R_f}{R_1}$ posso ricavare l'espressione di

$$\boxed{A \cdot \beta = \left(1 + \frac{R_f}{R_1}\right) \cdot \frac{1}{\frac{(1+j\omega RC)^2}{j\omega RC} + 1}}$$

Osservando che per le condizioni di Barkhausen deve risultare nulla la parte immaginaria, si può scrivere:

$$\text{Im} \left(\frac{1}{\frac{(1+j\omega RC)^2}{j\omega RC} + 1} \right) = 0$$

da cui sviluppando:

$$\text{Im} \left(\frac{1}{\frac{1+2j\omega RC - (\omega RC)^2}{j\omega RC} + 1} \right) = \text{Im} \left(\frac{1}{\frac{1+2j\omega RC - (\omega RC)^2 + j\omega RC}{j\omega RC}} \right) = \text{Im} \left(\frac{1}{\frac{1 - (\omega RC)^2}{j\omega RC} + 3} \right) = 0$$

Quest'ultima espressione è vera se:

$$\frac{-j \cdot (1 - (\omega RC)^2)}{\omega RC} = 0 \quad \text{cioè: } 1 - (\omega RC)^2 = 0 \quad \text{da cui: } \omega^2 R^2 C^2 = 1 \quad \text{e quindi: } \boxed{\omega = 2\pi f = \frac{1}{RC}}$$

Affinché sia rispettata anche l'altra condizione di Barkhausen, deve risultare $\Re[A(j\omega) \cdot \beta(j\omega)] = 1$ cioè, sostituendo nell'espressione del guadagno d'anello:

$$A \cdot \beta = \left(1 + \frac{R_f}{R_1}\right) \cdot \frac{1}{\frac{(1+j\omega RC)^2}{j\omega RC} + 1} = \text{poiché: } \omega = \frac{1}{RC} \text{ si ricava: } \left(1 + \frac{R_f}{R_1}\right) \cdot \frac{1}{\frac{\left(1 + j \frac{1}{RC} RC\right)^2}{j \frac{1}{RC} RC} + 1} =$$

$$= \left(1 + \frac{R_f}{R_1}\right) \cdot \frac{1}{\frac{(1+j)^2}{j} + 1} = \left(1 + \frac{R_f}{R_1}\right) \cdot \frac{1}{\frac{(1+2j-1)}{j} + 1} = \left(1 + \frac{R_f}{R_1}\right) \cdot \frac{1}{\frac{2j}{j} + 1} = \left(1 + \frac{R_f}{R_1}\right) \cdot \frac{1}{3}$$

poiché quest'ultima espressione deve essere uguale a 1 si ricava infine: $A \cdot \beta = \left(1 + \frac{R_f}{R_1}\right) \cdot \frac{1}{3} = 1$ questo è vero se:

$$A = 1 + \frac{R_f}{R_1} = 3$$

Conclusione: Il circuito funziona da oscillatore sinusoidale con $f_{osc} = \frac{1}{2\pi RC}$ se il guadagno dell'amplificatore è uguale a 3.

- Assegnata la f_{osc} , si sceglie un valore ottimale di C e si calcola il valore necessario di R.
- I resistori R_1 e R_f si determinano in modo da avere un guadagno leggermente maggiore di 3 e garantire così il sicuro innesco dell'oscillatore (normalmente si sceglie un guadagno circa il 1-10% più grande di quello strettamente necessario).

GLI OSCILLATORI PER ALTE FREQUENZE

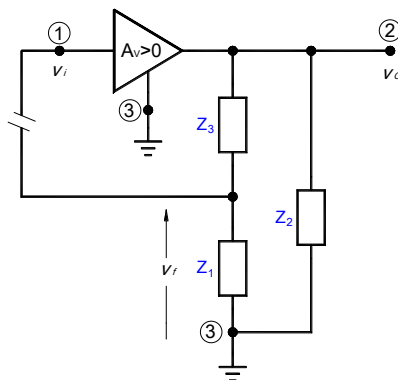
In particolare nel mondo delle telecomunicazioni è necessario disporre di oscillatori in grado di erogare segnali sinusoidali con frequenze molto elevate, per questo tipo di applicazioni gli oscillatori a resistenza capacità non sono adatti e normalmente si ricorre a reti selettive composte da induttori e condensatori o, meglio ancora, da quarzi.

Gli oscillatori a tre punti

Sono anche noti come oscillatori liberi, la loro struttura è la solita di un oscillatore sinusoidale, dove il blocco A è un amplificatore invertente realizzato con BJT o altro tipo di transistor, il blocco di retroazione β , di conseguenza, deve essere pure invertente ossia sfasare di 180° alla sola frequenza di oscillazione, in modo da soddisfare la condizione di Barkhausen. Le reti a tre punti più utilizzate sono tre:

- **Rete di Colpitts**
- **Rete di Hartley**
- **Rete di Clapp**
- **Rete di Meissner**
- **Rete di Armstrong**

Esistono numerose versioni circuitali di oscillatori LC, ma quasi tutte sono riconducibili alla tipica struttura detta "**a tre punti**", illustrata nella figura seguente.



L'amplificatore, supposto invertente, include spesso un unico dispositivo attivo (FET, BJT, operazionale a banda larga), mentre le impedenze Z_1 , Z_2 , Z_3 sono costituite da elementi reattivi dei due tipi.

I punti 1, 2 e 3, sono rispettivamente i terminali di ingresso, di uscita e di riferimento dell'amplificatore.

Per una trattazione del funzionamento del circuito si introducono le seguenti ipotesi semplificative:

- a) si suppone la resistenza di ingresso dell'amplificatore R_i infinita;
- b) si considerano ideali i componenti reattivi della rete di reazione;
- c) si trascurano, alla frequenza di oscillazione, gli effetti reattivi dei dispositivi attivi.

Per il calcolo di βA e per l'imposizione delle condizioni di Barkhausen, conviene, dopo aver aperto l'anello di reazione all'ingresso dell'amplificatore, far riferimento al circuito equivalente di figura seguente:

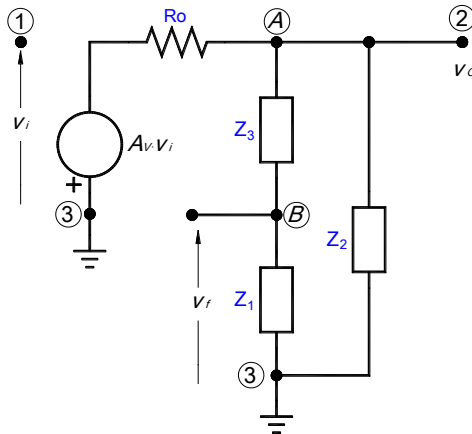
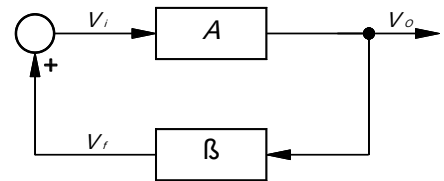


Figura 5

Indicando con $A_v > 0$ e R_o rispettivamente l'amplificazione a vuoto e la resistenza di uscita dell'amplificatore.

Osservando lo schema a fianco, considerando come blocco β l'insieme delle tre impedenze, possiamo scrivere:

$$\beta A = \frac{V_f}{V_o} \cdot \frac{V_o}{V_i} = \frac{V_f}{V_i}$$



Se osserviamo lo schema di figura 5, possiamo scrivere per la regola del partitore al nodo B:

$$V_f = \frac{V_o \cdot Z_1}{Z_1 + Z_3} \quad \text{da cui:} \quad \frac{V_f}{V_o} = \frac{Z_1}{Z_1 + Z_3} = \beta \quad \text{inoltre, considerando il circuito tra il nodo A ed in nodo } \textcircled{3}$$

relativamente al generatore di tensione, otteniamo, ponendo: $Z_L = (Z_1 + Z_3) // Z_2$:

$$\frac{V_o}{V_i} = A = \frac{-A_v Z_L}{R_o + Z_L} \quad \text{sviluppando il parallelo, si ricava infine:}$$

$$\beta A = \frac{-A_v Z_1 Z_2}{R_o (Z_1 + Z_2 + Z_3) + Z_2 (Z_1 + Z_3)} \quad (5)$$

Esprese poi le tre impedenze, puramente immaginarie, cioè:

$$Z_1 = jX_1, \quad Z_2 = jX_2, \quad Z_3 = jX_3,$$

l'equazione (5) diviene:

$$\beta A = \frac{A_v X_1 X_2}{jR_o (X_1 + X_2 + X_3) - X_2 (X_1 + X_3)} \quad (6)$$

Affinché siano rispettate le condizioni di Barkhausen, il prodotto $\beta \cdot A$ deve risultare reale; ciò avviene se:

$$X_1 + X_2 + X_3 = 0 \quad (7)$$

ovvero se gli elementi reattivi non sono tutti dello stesso tipo.

In questo modo l'equazione (6) si riscrive:

$$\beta A = \frac{A_V X_1}{-(X_1 + X_3)} = A_V \frac{X_1}{X_2} \quad (8)$$

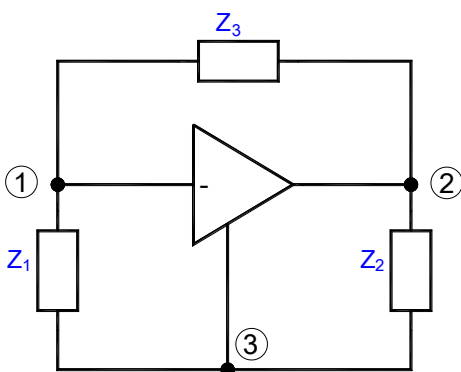
Sempre per le condizioni di Barkhausen deve essere $\angle \beta A = 0$ e ciò avviene solo se X_1 e X_2 sono reattanze dello stesso segno, ovvero entrambe capacitive od induttive mentre per l'equazione (7) X_3 deve essere di segno opposto.

La condizione $|\beta A| = 1$ impone invece che:

$$A_V = \frac{X_2}{X_1} \quad (9)$$

Si possono avere le seguenti due condizioni:

- se X_3 è un induttore \rightarrow X_2 e X_1 devono essere condensatori \rightarrow **Oscillatore Colpitts**
- viceversa:
- se X_3 è un condensatore \rightarrow X_2 e X_1 devono essere induttori \rightarrow **Oscillatore Hartley**



Rete di Colpitts

Lo schema di principio è riportato nel disegno a fianco. La frequenza di oscillazione viene ottenuta imponendo che sia verificata l'equazione (7) e cioè:

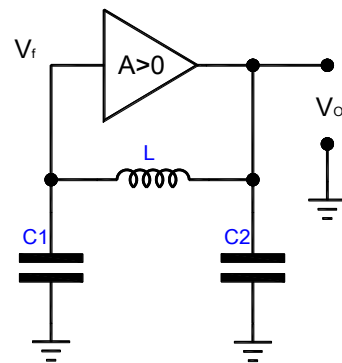
$$\frac{1}{j\omega C_1} + \frac{1}{j\omega C_2} + j\omega L = 0 \quad \rightarrow \quad -\frac{1}{\omega C_1} - \frac{1}{\omega C_2} + \omega L = 0$$

Da cui si ricava:

$$\omega = 2\pi \cdot f_{osc} = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad \rightarrow \quad f_{osc} = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad \text{avendo posto: } C = \frac{C_1 \cdot C_2}{C_1 + C_2}$$

Si noti che C equivale alla serie di C_1 e C_2 . La condizione di oscillazione a regime si trova applicando l'espressione (9):

$$A_V = \frac{X_2}{X_1} = \frac{1/j\omega C_2}{1/j\omega C_1} = \frac{C_1}{C_2} \quad \text{che nel caso di circuiti a BJT corrisponde all}'h_{fe}$$



L'oscillatore di Colpitts è una delle configurazioni più utilizzate, poiché utilizza un solo induttore e quindi ci sono meno problemi realizzativi (l'induttore irradia intorno un campo magnetico che può disturbare i circuiti vicini, il condensatore non ha invece questo problema).

È opportuno che le capacità utilizzate siano le più elevate possibili, per ridurre gli effetti delle capacità parassite inevitabilmente presenti (nella pratica $C_1, C_2 > 10 C_T$).

Rete di Hartley

Lo schema di principio è riportato nel disegno a fianco. la frequenza di oscillazione viene ottenuta imponendo che sia verificata l'equazione (7) e cioè:

$$j\omega L_1 + j\omega L_2 + \frac{1}{j\omega C} = 0 \quad \rightarrow \quad \omega L_1 + \omega L_2 - \frac{1}{\omega C} = 0$$

Da cui si ricava:

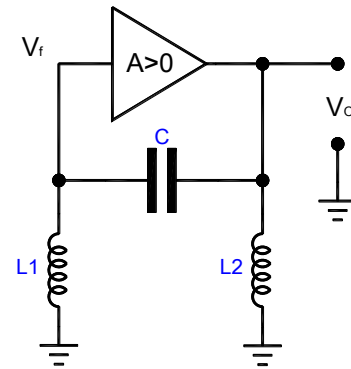
$$\omega = 2\pi \cdot f_{osc} = \frac{1}{\sqrt{(L_1 + L_2)C}} \quad \rightarrow \quad f_{osc} = \frac{1}{2\pi \sqrt{(L_1 + L_2)C}}$$

La condizione di oscillazione a regime si trova applicando l'espressione (9):

$$A_V = \frac{X_2}{X_1} = \frac{j\omega L_2}{j\omega L_1} = \frac{L_2}{L_1}$$

L'oscillatore di Hartley consente di variare facilmente f_{osc} , agendo soltanto sul valore della capacità C , senza alterare in alcun modo la condizione di oscillazione a regime che dipende esclusivamente da L_1 ed L_2 .

Il suo funzionamento però risulta spesso critico per frequenze superiori a qualche MHz a causa delle capacità parassite delle bobine. Di norma le induttanze L_1 ed L_2 vengono ricavate da un'unica bobina con una presa intermedia.

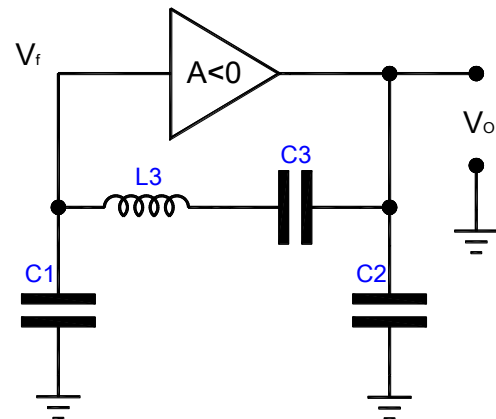


Rete di Clapp

È una variante della rete di Colpitts in cui l'induttore è stato sostituito da un bipolo risonante serie, che opera sopra la frequenza di risonanza, in modo da avere un comportamento complessivamente induttivo.

Grazie alla presenza di C_3 , l'impedenza induttiva del bipolo è inferiore all'impedenza induttiva della sola L_3 , l'induttanza equivalente L_T del bipolo serie risulta quindi inferiore a L_3 .

Si può dimostrare che $L_T = L_3 - \frac{1}{\omega^2 C_3}$



In pratica si riesce ad ottenere una riduzione dei valori di induttanza che consente di utilizzare capacità C_1, C_2 , più elevate e quindi ridurre l'effetto delle capacità parassite. La frequenza di oscillazione si ricava dalla rete di Colpitts:

$$\omega = 2\pi \cdot f_{osc} = \frac{1}{\sqrt{L_T C}} \quad \rightarrow \quad f_{osc} = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_T C}} \quad \text{avendo posto: } C = \frac{C_1 \cdot C_2}{C_1 + C_2}; \quad L_T = L_3 - \frac{1}{\omega^2 C_3} = \frac{\omega^2 L_3 C_3 - 1}{\omega^2 C_3}$$

$$\omega^2 = \frac{1}{L_T C} = \frac{1}{\frac{\omega^2 L_3 C_3 - 1}{\omega^2 C_3} \cdot \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2}} = \frac{1}{\frac{(\omega^2 L_3 C_3 - 1)(C_1 C_2)}{\omega^2 C_3 (C_1 + C_2)}} = \frac{\omega^2 C_3 (C_1 + C_2)}{\omega^2 L_3 C_1 C_2 C_3 - C_1 C_2}$$

$$1 = \frac{C_3 (C_1 + C_2)}{\omega^2 L_3 C_1 C_2 C_3 - C_1 C_2} \quad \rightarrow \quad \omega^2 L_3 C_1 C_2 C_3 - C_1 C_2 = C_3 (C_1 + C_2) \quad \text{e quindi:}$$

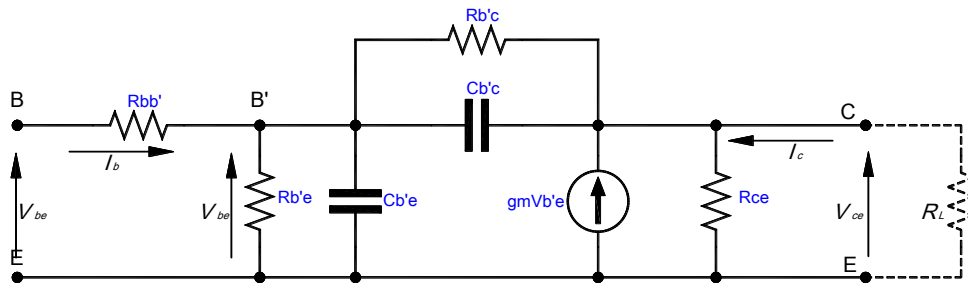
$$\omega^2 = \frac{C_1 C_2 + C_3 (C_1 + C_2)}{L_3 C_1 C_2 C_3} \quad \rightarrow \quad \omega = 2\pi f = \sqrt{\frac{C_1 C_2 + C_3 (C_1 + C_2)}{L_3 C_1 C_2 C_3}} \quad \rightarrow \quad f = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{C_1 C_2 + C_3 (C_1 + C_2)}{L_3 C_1 C_2 C_3}}$$

RICHIAMI SULL'UTILIZZO DEI COMPONENTI IN ALTA FREQUENZA.

A frequenze elevate il circuito equivalente del transistor a parametri h non è più accettabile, perché gli effetti reattivi interni del BJT, dovuti in primo luogo alle capacità parassite delle giunzioni, non possono essere ignorati.

Si preferisce perciò ricorrere ad un circuito equivalente del transistor per piccoli segnali più aderente alla sua struttura fisica, che presenti parametri indipendenti dalla frequenza in un campo molto esteso. Il circuito proposto è quello a π -ibrido, conosciuto come "**circuito di Giacoletto**", e rappresentato in figura seguente.

È concepito ad emettitore comune, ma ha valore generale e può essere usato convenientemente per ogni configurazione circuitale.



Modello di Giacoletto

dove:

$r_{bb'}$: è la resistenza diffusa di base, l'ordine di grandezza è 10÷200 Ω .

$r_{b'e}$: è la resistenza differenziale della giunzione base emettitore, che varia da qualche centinaia di Ω a qualche k Ω .

$r_{b'e}$: è la resistenza che tiene conto della reazione interna al BJT (effetto Early) . Rappresenta in pratica la resistenza differenziale, molto elevata, della giunzione J_c polarizzata inversamente. Il suo ordine di grandezza è quello dei M Ω .

g_m : è la transconduttanza di cortocircuito può essere determinata per via teorica, in ottimo accordo con la realtà fisica, mediante la seguente relazione.

$$g_m = \frac{I_C}{V_T} \quad \text{Per } T_a = 25 \text{ }^\circ\text{C diventa:} \quad g_m = \frac{I_C}{26} \text{ [mA]}$$

r_{ce} : è la resistenza d'uscita e mette in evidenza che il BJT visto dai terminali C ed E non è un generatore ideale di corrente. Con buona approssimazione, nei casi pratici, può però essere considerato tale , essendo la resistenza di uscita r_{ce} dell'ordine delle decine di k Ω .

$C_{b'e}$: è la capacità parassita della giunzione J_E , prevalentemente di diffusione, il cui ordine di grandezza è compreso tra poche decine di pF e alcune centinaia di pF. Il suo valore aumenta al crescere di I_C .

$C_{b'c}$: è la capacità parassita, sostanzialmente di transizione, della giunzione J_c polarizzata inversamente. Il suo ordine di grandezza va da pochi pF a qualche decina di pF. Designata con C_c , ma più frequentemente con C_{ob} oppure C_{obo} in relazione con il metodo di misura utilizzato, costituisce un dato di catalogo. Il suo valore diminuisce all'aumentare di V_{CE} , cioè della polarizzazione inversa della giunzione J_c .

La relazione tra i parametri del circuito π -ibrido ed i parametri h per l'utilizzo in bassa frequenza del circuito di Giacoletto sono:

$$g_m = \frac{h_{fe}}{h_{ie} - r_{bb'}} \approx \frac{h_{fe}}{r_{b'e}} \quad r_{b'e} = \frac{h_{ie} - r_{bb'}}{1 - h_{re}} \approx h_{ie} - r_{bb'} \quad r_{b'c} = \frac{h_{ie} - r_{bb'}}{h_{re}} \approx \frac{r_{b'e}}{h_{re}}$$

$$r_{ce} = \frac{1}{h_{oe} - \frac{(1+h_{fe})h_{re}}{h_{ie} - r_{bb'}}} \approx \frac{1}{h_{oe} - \frac{(1+h_{fe})h_{re}}{r_{b'e}}} \quad A = \frac{Vu}{V_{b'e}} = \frac{-g_m V_{b'e} (R_L // r_{ce})}{V_{b'e}} = -g_m \cdot (R_L // r_{ce})$$

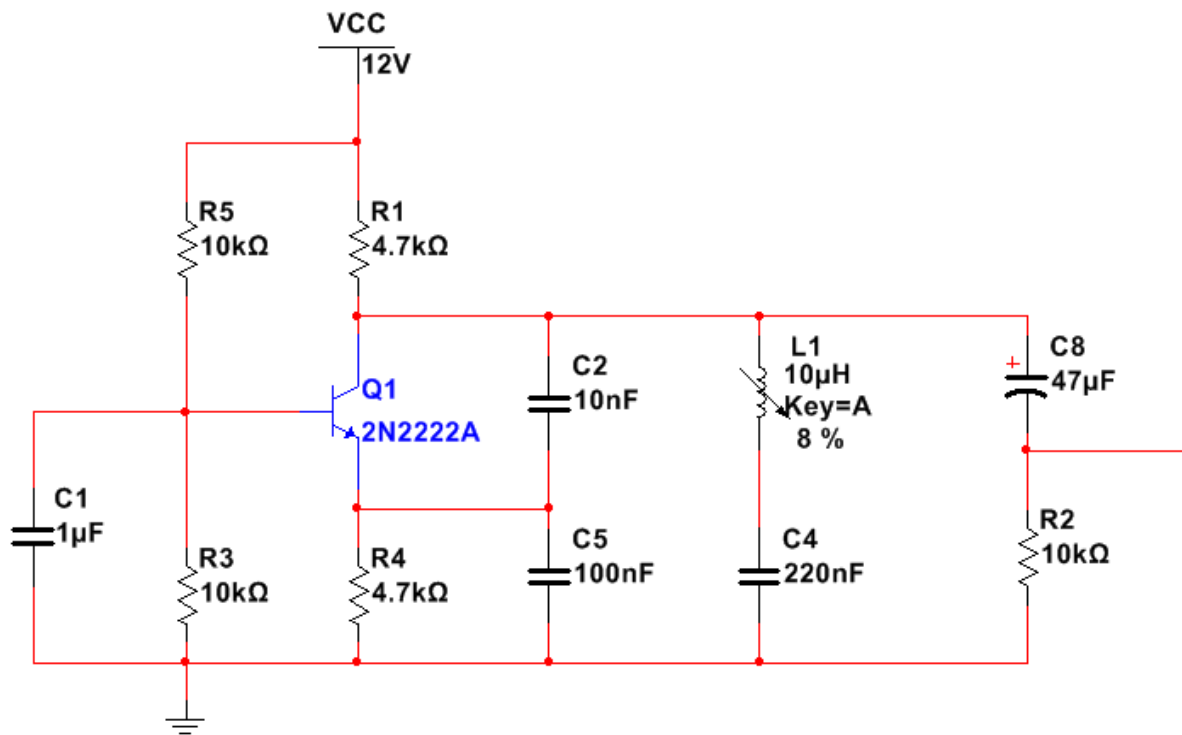


Figura 6 - Oscillatore di Colpitts

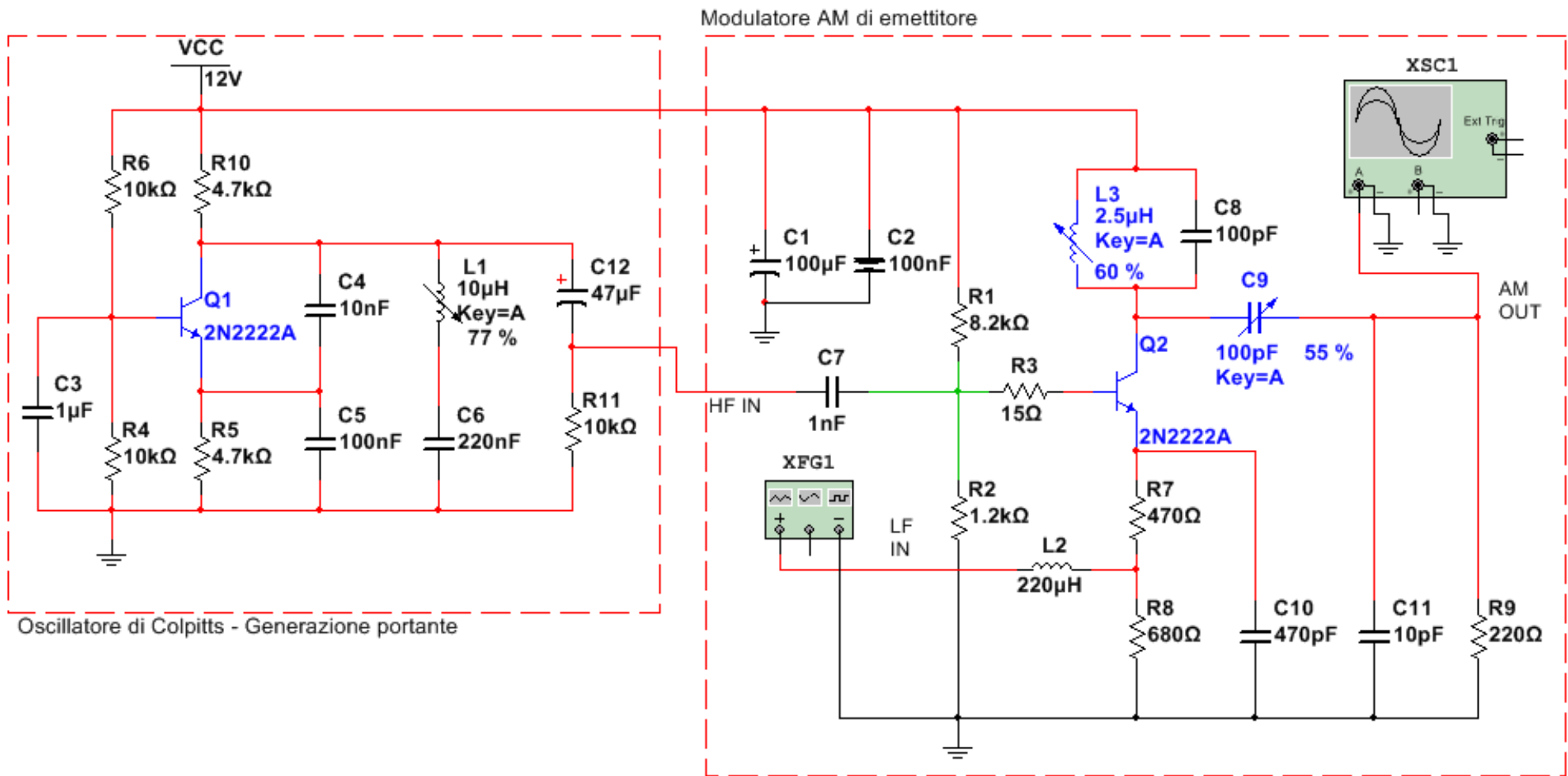


Figura 7 - Modulatore AM