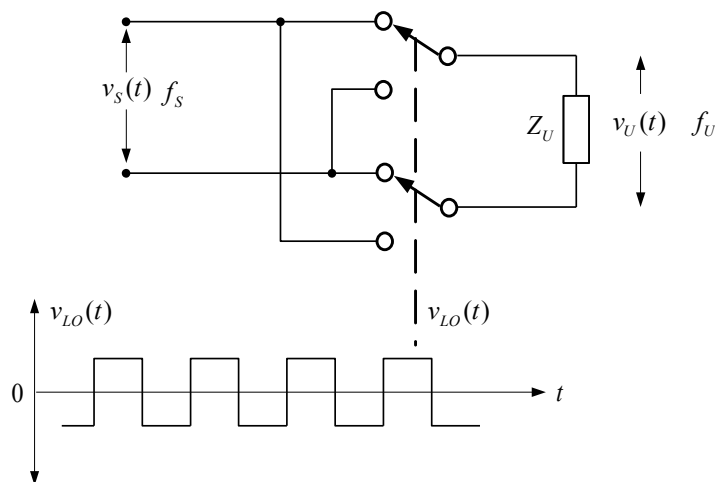


Appunti sul mixer

Il mixer a commutazione

Consideriamo un esempio meccanico



- v_s , è la tensione del segnale (supposto sinusoidale) alla frequenza f_s ,
- v_{LO} , è il segnale fornito dall'oscillatore locale, si suppone una forma d'onda rettangolare (funzione segno),
- Z_U , è l'impedenza di ingresso dei circuiti che seguono il mixer, in pratica è l'impedenza di ingresso del filtro che segue il mixer e che è sintonizzato sulla frequenza f_U ,
- v_U , la tensione di uscita.

Vediamo come agisce il comando del commutatore (l'oscillatore locale agisce sul commutatore stesso). Il comando è un'onda rettangolare ovvero una funzione segno

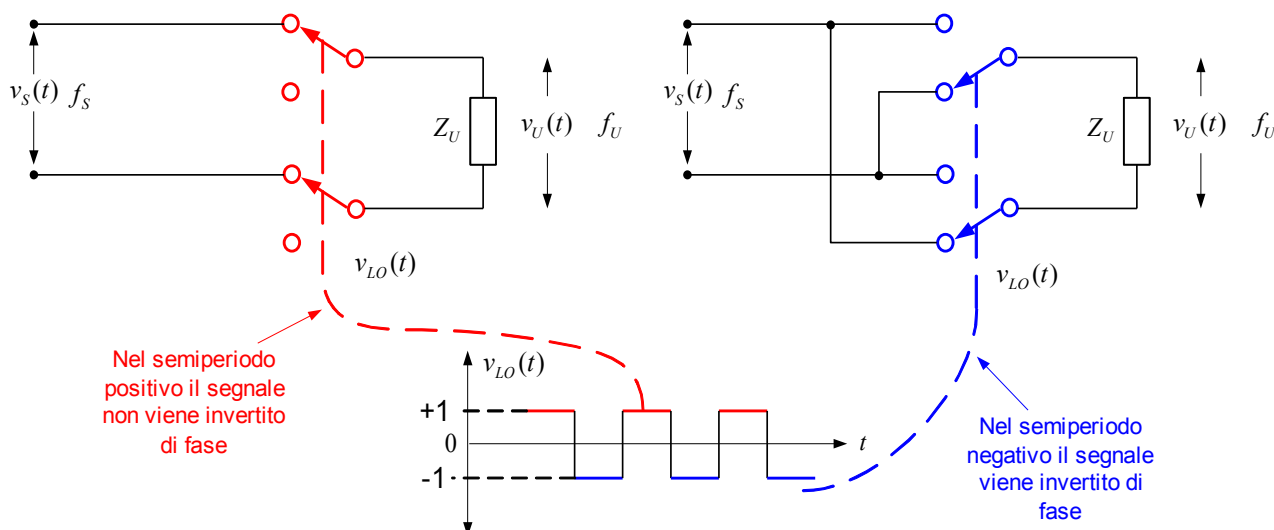


Figura 1

Nel semiperiodo positivo il segnale **non viene** invertito
 Nel semiperiodo negativo il segnale **viene** invertito.

Appunti sul mixer

La funzione segno

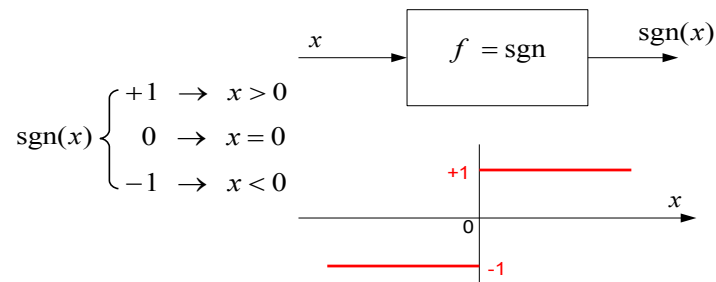


Figura 2

Vediamo cosa succede in pratica (per mettere in evidenza il comportamento useremo segnali con un rapporto fra le frequenze più basso di quello usualmente incontrato nella pratica)

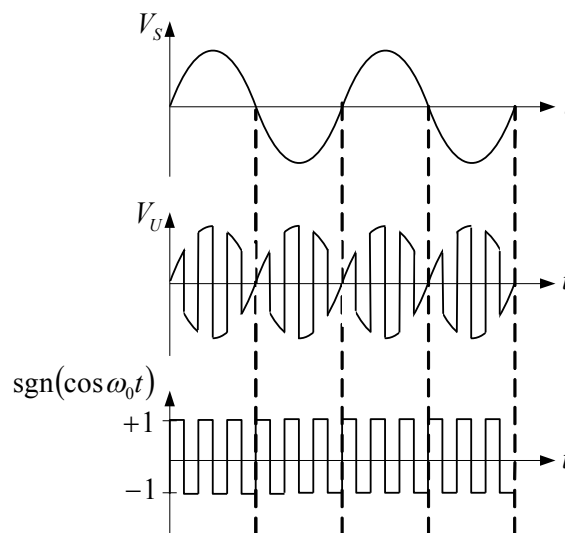


Figura 3

L'operazione di inversione di fase è in pratica una moltiplicazione per +1 e per -1 al ritmo della frequenza dell'oscillatore locale. Il segnale di uscita è il prodotto del segnale di ingresso per una funzione segno che è funzione dell'oscillatore locale.

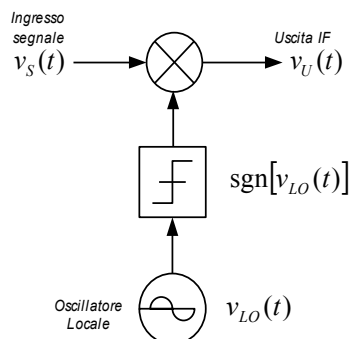


Figura 4

$$v_U(t) = v_S(t) \bullet \text{sgn}(\cos \omega_{LO} t) \quad \text{e} \quad v_S(t) = V_S \cos \omega_S t$$

Appunti sul mixer

La funzione segno $\text{sgn}(\cos(\omega_{LO}t))$ è una funzione periodica, con forma d'onda quadra, che può essere sviluppato in serie di Fourier .

$$\text{sgn}[\cos(\omega_{LO}t)] = \frac{4}{\pi} \left[\cos(\omega_{LO}t) - \frac{1}{3} \cos(3\omega_{LO}t) + \frac{1}{5} \cos(5\omega_{LO}t) - \dots \right]$$

$$v_U(t) = v_S(t) \bullet \text{sgn}[\cos(\omega_{LO}t)] \quad v_U(t) = V_S \cos(\omega_S t) \bullet \text{sgn}[\cos(\omega_{LO}t)]$$

$$v_U(t) = V_S \cos(\omega_S t) \bullet \frac{4}{\pi} \left[\cos(\omega_{LO}t) - \frac{1}{3} \cos(3\omega_{LO}t) + \frac{1}{5} \cos(5\omega_{LO}t) - \dots \right]$$

$$v_U(t) = \frac{4}{\pi} V_S \cos(\omega_S t) \cos(\omega_{LO}t) - \frac{4}{3\pi} V_S \cos(\omega_S t) \cos(3\omega_{LO}t) + \frac{4}{5\pi} V_S \cos(\omega_S t) \cos(5\omega_{LO}t) - \dots$$

Da notare che all'uscita non sono presenti le componenti alla frequenza del segnale, ω_S e a quella dell'oscillatore locale, ω_{LO} .

la componente utile è la $v_U(t) = \frac{4}{\pi} V_S \cos(\omega_S t) \cos(\omega_{LO}t)$.

mentre le altre componenti $-\frac{4}{3\pi} V_S \cos(\omega_S t) \cos(3\omega_{LO}t) + \frac{4}{5\pi} V_S \cos(\omega_S t) \cos(5\omega_{LO}t) - \dots$

sono indesiderate e devono essere attenuate fortemente dai filtri che seguono il mescolatore. (**Nota 1**)

La componente utile $v_U(t) = \frac{4}{\pi} V_S \cos(\omega_S t) \cos(\omega_{LO}t)$. (applicando le formule di Werner della

trigonometria) diventa: $v_U(t) = \frac{2}{\pi} V_S \cos(\omega_S - \omega_{LO}) + \frac{2}{\pi} V_S \cos(\omega_S + \omega_{LO})$

Ci sono due componenti una somma ed una differenza, prendiamo in considerazione una sola delle due (**Nota 2**)

$v_U(t) = \frac{2}{\pi} V_S \cos(\omega_S - \omega_{LO})t$ che diventa $v_U(t) = V_U \cos(\omega_S - \omega_{LO})t$ dove $V_U = \frac{2}{\pi} V_S$ per cui il

guadagno di conversione sarà $G_C = \frac{V_U^2}{V_S^2} \quad G_C = \frac{\frac{2^2}{\pi^2} V_S^2}{V_S^2} = \frac{2^2}{\pi^2} = 0,405 < 1$

essendo minore di uno si avrà una attenuazione, in dB $G_{C_dB} = -3,93dB$

Appunti sul mixer

Il circuito del mixer

Vediamo come si ottiene l'inversione di segno in un circuito. Una delle forme usate per il mixer a commutazione è quella con 4 diodi connessi per mezzo di due trasformatori.

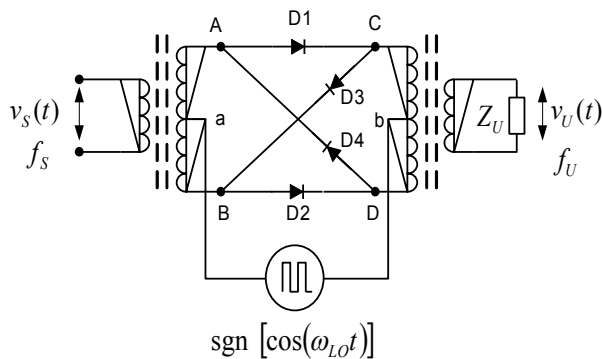


Figura 5

La conduzione dei diodi nel semiperiodo positivo di V_{LO} (in rosso nella figura 6)

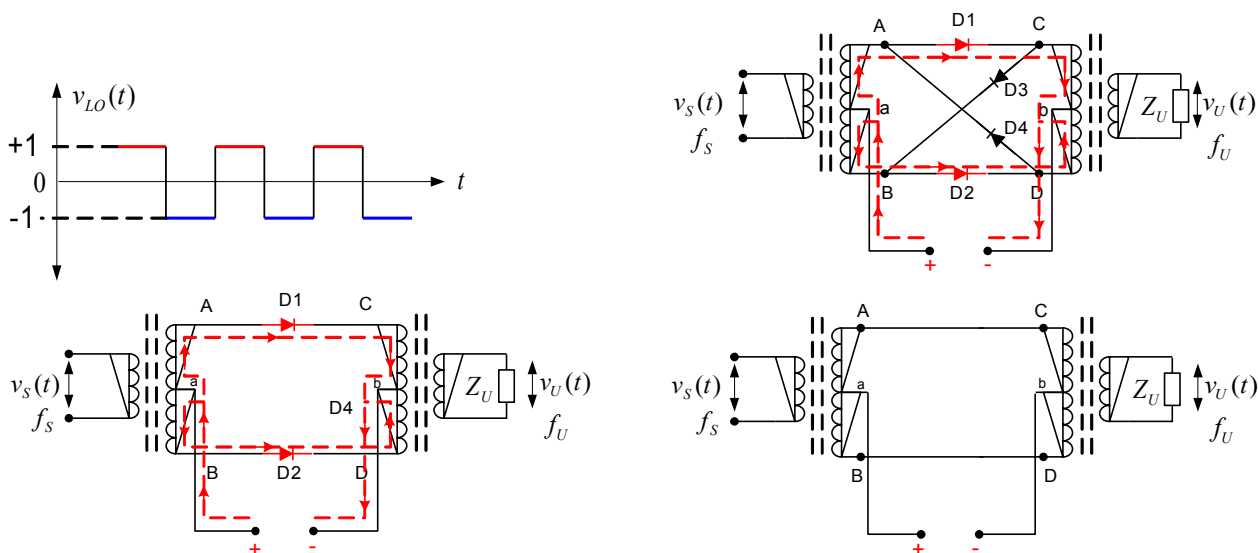
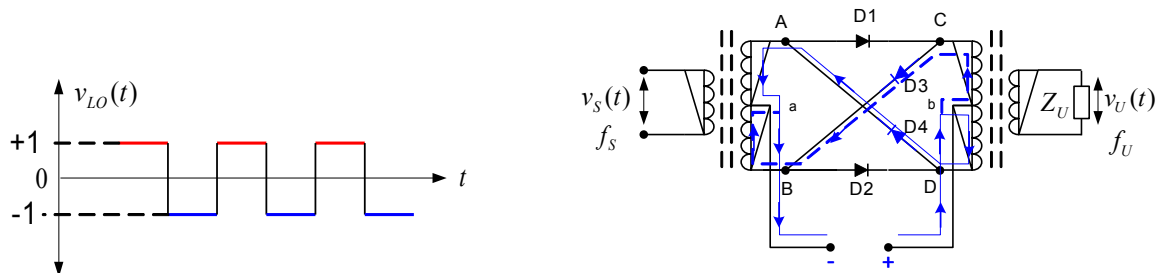


Figura 6

Nel semiperiodo positivo $D1$ e $D2$ sono polarizzati direttamente mentre $D3$ e $D4$ sono polarizzati inversamente. Tutto avviene come se i punti A e C e anche B e D fossero connessi assieme.

La conduzione dei diodi nel semiperiodo negativo di V_{LO} (in blu nella figura 7)



Appunti sul mixer

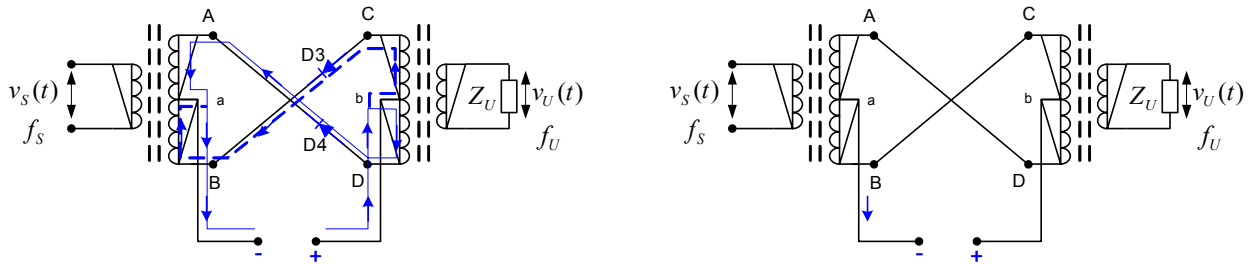


Figura 7

Nel semiperiodo negativo D3 e D4 sono polarizzati direttamente (sono in conduzione) mentre D1 e D2 sono polarizzati inversamente (non sono in conduzione).

Tutto avviene come se A fosse connesso con D e B con C.

Il **mixer bilanciato ad anello** (si chiama così perché i diodi che lo compongono sono disposti ad anello) si comporta come un invertitore che inverte il segno della tensione istantanea del segnale con una cadenza pari alla frequenza dell'oscillatore locale.

Nota 1

Come si nota dall'espressione

$$v_U(t) = \frac{4}{\pi} V_s \cos(\omega_s t) \cos(\omega_{LO} t) - \frac{4}{3\pi} V_s \cos(\omega_s t) \cos(3\omega_{LO} t) + \frac{4}{5\pi} V_s \cos(\omega_s t) \cos(5\omega_{LO} t) - \dots$$

oltre alla componente utile, con coefficiente $\frac{4}{\pi}$, esistono anche tutte le armoniche (dispari)

dell'oscillatore locale, con una ampiezza via via decrescente; dopo la conversione esse convertiranno il segnale di ingresso a frequenze $|f_s \pm 3f_{LO}|$, $|f_s \pm 5f_{LO}|$, $|f_s \pm 7f_{LO}|$,

Se l'onda quadra, dell'oscillatore locale, contiene una componente continua, si avrà un termine costante nel suo sviluppo in serie che darà luogo alla comparsa in uscita di una frazione del segnale di ingresso; questo provocherà una riduzione dell'isolamento fra le porte.

Se l'onda quadra, dell'oscillatore locale, non sarà perfettamente quadra, ma rettangolare lo sviluppo in serie conterrà anche i termini pari.

Nota 2

Si potrebbe prendere in considerazione anche la componente somma. Generalmente si utilizza una sola delle due componenti, quella non desiderata deve essere soppressa (= attenuata fortemente) con l'ausilio di un adeguato sistema di filtraggio.

Appunti sul mixer

Il mixer di Gilbert

Il mixer di Gilbert è la realizzazione più comune del mixer nei circuiti integrati monolitici, spesso assieme ad altri circuiti per implementare interi front-end di ricetrasmittitori con frequenze di lavoro fino a qualche GHz.

Viene chiamato in questa maniera dal nome del suo inventore, Barrie Gilbert, che lo ha proposto nella pubblicazione scientifica "*IEEE Journal of Solid-State Circuits*" nel dicembre 1968. In realtà non tutti gli autori riconoscono a Gilbert la paternità di questo mixer, anche se lui stesso ne difende l'originalità. Gilbert lavora in Oregon con Analog Devices Inc., nel 1997 ha pubblicato una variante del "suo" mixer da lui chiamata MICROMIXER, successivamente ha proposto un circuito integrato per la rilevazione di potenza del segnale CDMA.

Dal 1968 sono state presentate tante varianti della sua forma "standard" a BJT presentata nella figura 1: ne esistono realizzazioni anche in GaAs MESFET, MOSFET, SiGe o GaAs HBT. Inoltre con qualche modifica si realizzano facilmente circuiti che svolgono le funzioni di moltiplicatore analogico a quattro quadranti, amplificatore a guadagno variabile, comparatore di fase e qualche altro ancora.

La figura 1 mostra uno schema semplificato (mancano i circuiti di polarizzazione) del mixer di Gilbert realizzato con BJT.

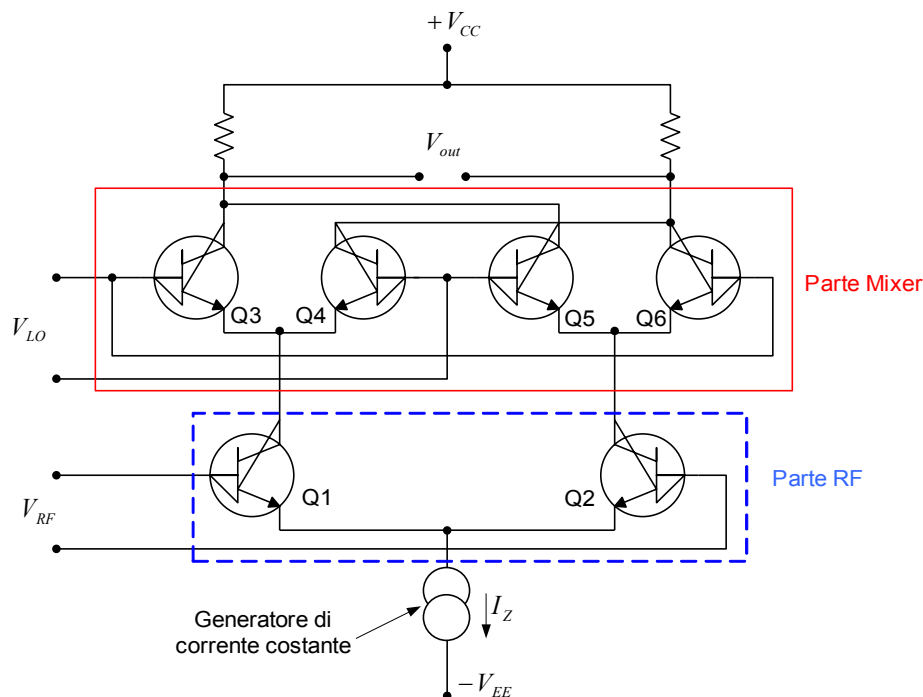


Figura 1

Il mixer di Gilbert è formato da 3 amplificatori differenziali, uno nella parte RF e due nella parte mixer.

Appunti sul mixer

Il processo di miscelazione

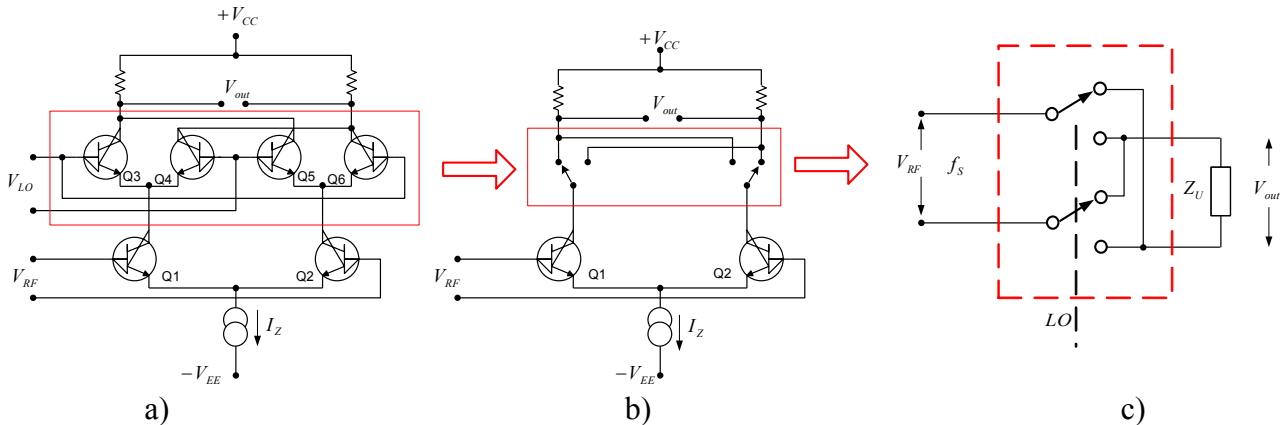


Figura 2

Se $V_{LO} \gg V_T$ i transistori Q3, Q4, Q5, Q6 ci comportano come degli interruttori. La figura 2 mette in evidenza questo tipo di comportamento e la analogia con il mixer a commutazione, in pratica la miscelazione si ottiene con la stessa tecnica già studiata nel mixer a commutazione.

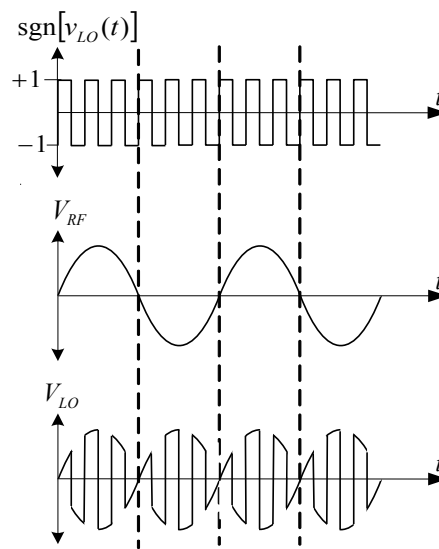


Figura 3

Il processo di miscelazione, idealmente una pura moltiplicazione bifase, è implementata dai transistori Q3-Q4-Q5-Q6, (il "mixer core" o "mixer quad", a seconda degli autori) che semplicemente realizzano la funzione dei deviatori indicati nello schema di principio (figura 2 b e 2 c); essi alternano il verso della corrente sul carico in funzione del segnale di comando dell'oscillatore locale applicato alle loro basi.

Il segnale di comando, generato dall'oscillatore locale, è un segnale differenziale, di circa 100mV, con un opportuna tensione di modo comune per la polarizzazione corretta dei transistor, ad esempio 1.8V. Ma si può pilotare in maniera soddisfacente l'ingresso LO in maniera sbilanciata su un singolo terminale e connettendo a massa l'altro terminale mediante un condensatore che si comporti come un cortocircuito per la frequenza dell'LO.

Appunti sul mixer

Può anche essere impiegato un trasformatore (Appendice A). Quasi sempre la polarizzazione viene realizzata da opportuni circuiti all'interno dell'integrato, cosicché è necessario accoppiare in AC il segnale dell'oscillatore locale

L'uscita a media frequenza, IF , è prodotta ai collettori di Q3-Q4-Q5-Q6, sotto forma di una corrente differenziale, la quale è convertita in tensione dall'impedenza di carico.

Lo stadio a RF

E' conveniente richiamare qualche nozione sugli amplificatori differenziali. Esaminiamo ad esempio lo stadio RF. Si usano le notazioni convenzionali (figura4):

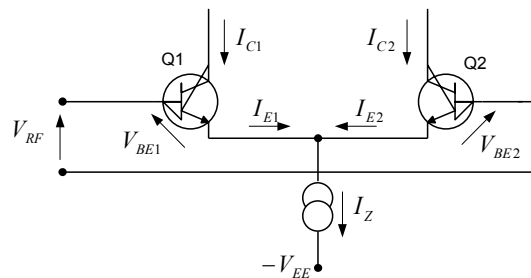


Figura 4

Le correnti di saturazione dei transistori Q1 e Q2 si considerano tra loro uguali $I_S = I_{S1} = I_{S2}$

$$V_{RF} = V_{BE1} - V_{BE2} \quad \text{e} \quad I_Z = I_{E1} + I_{E2}$$

$$I_{E1} = I_S e^{\frac{qV_{BE1}}{\eta kT}} \quad \text{essendo} \quad V_T = \frac{\eta kT}{q} = 26mV \quad \text{a} \quad 300^\circ K \quad \text{si ha} \quad I_{E1} = I_S e^{\frac{V_{BE1}}{V_T}} \quad \text{lo stesso per} \quad I_{E2}$$

$$I_{E2} = I_S e^{\frac{V_{BE2}}{V_T}} \quad \text{si può riscrivere} \quad I_{E2} = I_S e^{\frac{V_{BE2} - V_{BE1}}{V_T}} e^{\frac{V_{BE1}}{V_T}} \quad \text{ma il termine} \quad I_S e^{\frac{V_{BE1}}{V_T}} \quad \text{è uguale a} \quad I_{E1}$$

$$\text{per cui} \quad I_{E2} = I_{E1} e^{\frac{V_{BE2} - V_{BE1}}{V_T}} \quad \text{essendo} \quad V_{RF} = V_{BE1} - V_{BE2} \quad \text{cioè} \quad -V_{RF} = V_{BE2} - V_{BE1}$$

$$\text{si può scrivere} \quad I_{E2} = I_{E1} e^{\frac{-V_{RF}}{V_T}}$$

$$I_Z = I_{E1} + I_{E2} \quad I_{E1} = I_Z - I_{E2} \quad I_{E1} = I_Z - I_{E1} e^{\frac{-V_{RF}}{V_T}}$$

$$I_Z = I_{E1} + I_{E1} e^{\frac{-V_{RF}}{V_T}} \quad I_Z = I_{E1} \left(1 + e^{\frac{-V_{RF}}{V_T}} \right) \quad \text{da cui si ricava} \quad I_{E1} = \frac{I_Z}{1 + e^{\frac{-V_{RF}}{V_T}}}$$

Tenendo conto che se la corrente di collettore è data da $I_C = \alpha I_E + I_{CB0}$ e trascurando la I_{CB0} e considerando $\alpha \cong 1$ si può assumere che $I_C \cong I_E$ Vedi nota 1.

Appunti sul mixer

$$I_{C1} = \alpha I_{E1} \cong I_{E1} \qquad I_{C1} = \frac{I_Z}{1 + e^{\frac{-V_{RF}}{V_T}}}$$

Si ricava $I_{C2} \quad I_{C2} \cong I_{E2} \quad I_Z = I_{E1} + I_{E2} \quad I_{E2} = I_Z - I_{E1}$

$$I_{C2} = I_Z - \frac{I_Z}{1 + e^{\frac{-V_{RF}}{V_T}}} \qquad I_{C2} = I_Z \left(\frac{1 + e^{\frac{-V_{RF}}{V_T}} - 1}{1 + e^{\frac{-V_{RF}}{V_T}}} \right) = I_Z \left(\frac{e^{\frac{-V_{RF}}{V_T}}}{1 + e^{\frac{-V_{RF}}{V_T}}} \right)$$

la si riscrive in modo diverso

$$I_{C2} = I_Z \left(\frac{e^{\frac{-V_{RF}}{V_T}}}{1 + e^{\frac{-V_{RF}}{V_T}}} \right) \cdot \left(\frac{e^{\frac{V_{RF}}{V_T}}}{e^{\frac{V_{RF}}{V_T}}} \right) \qquad I_{C2} = I_Z \left(\frac{1}{1 + e^{\frac{V_{RF}}{V_T}}} \right).$$

$$\Delta I_{C12} = I_{C1} - I_{C2} = \left(\frac{I_Z}{1 + e^{\frac{-V_{RF}}{V_T}}} \right) - I_Z \left(\frac{1}{1 + e^{\frac{V_{RF}}{V_T}}} \right)$$

$$\Delta I_{C12} = I_Z \left(\frac{1}{1 + e^{\frac{-V_{RF}}{V_T}}} - \frac{1}{1 + e^{\frac{V_{RF}}{V_T}}} \right) \qquad \Delta I_{C12} = I_Z \left(\frac{1}{1 + e^{\frac{-V_{RF}}{V_T}}} - \frac{1}{1 + \frac{1}{e^{\frac{V_{RF}}{V_T}}}} \right)$$

$$\Delta I_{C12} = I_Z \left(\frac{1}{1 + e^{\frac{-V_{RF}}{V_T}}} - \frac{1}{\frac{e^{\frac{V_{RF}}{V_T}}}{e^{\frac{V_{RF}}{V_T}} + 1}} \right) \qquad \Delta I_{C12} = I_Z \left(\frac{1}{1 + e^{\frac{-V_{RF}}{V_T}}} - \frac{e^{\frac{V_{RF}}{V_T}}}{e^{\frac{V_{RF}}{V_T}} + 1} \right)$$

Appunti sul mixer

$$\Delta I_{C12} = I_Z \left(\frac{1 - e^{-\frac{V_{RF}}{V_T}}}{1 + e^{-\frac{V_{RF}}{V_T}}} \right) \quad \text{che può essere riscritta come segue (vedi Nota 2)}$$

$$\Delta I_{C12} = I_Z \left(\frac{e^{\frac{V_{RF}}{2V_T}} - e^{-\frac{V_{RF}}{2V_T}}}{e^{\frac{V_{RF}}{2V_T}} + e^{-\frac{V_{RF}}{2V_T}}} \right) \quad \text{dove} \quad \frac{e^{\frac{V_{RF}}{2V_T}} - e^{-\frac{V_{RF}}{2V_T}}}{e^{\frac{V_{RF}}{2V_T}} + e^{-\frac{V_{RF}}{2V_T}}} = \tanh\left(\frac{V_{RF}}{2V_T}\right) \quad \text{per cui}$$

$$\Delta I_{C12} = I_Z \tanh\left(\frac{V_{RF}}{2V_T}\right) \quad \text{ovvero} \quad \frac{\Delta I_{C12}}{I_Z} = \tanh\left(\frac{V_{RF}}{2V_T}\right)$$

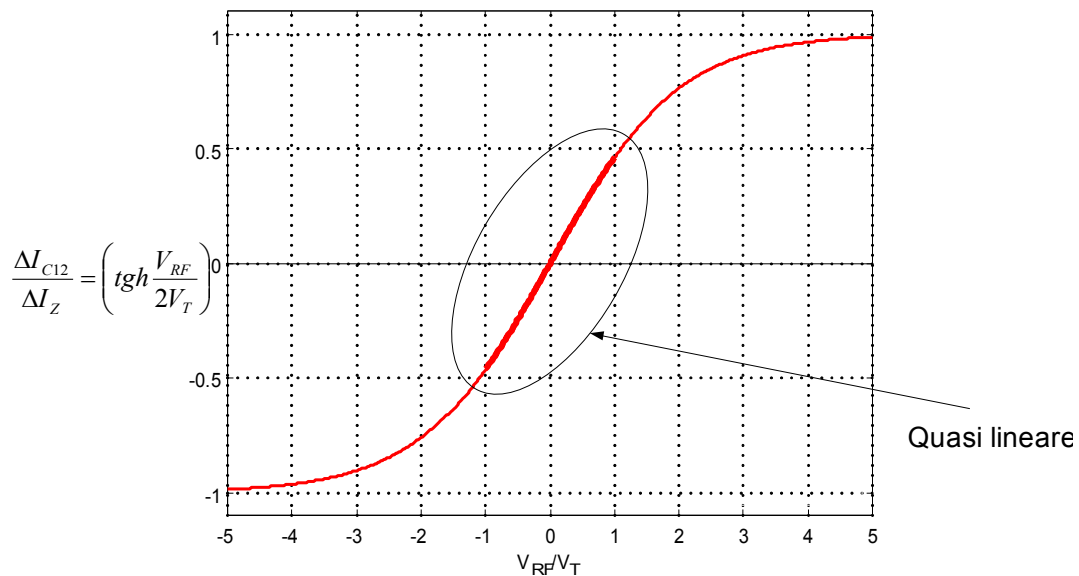


Figura 5

La figura 5 mostra l'andamento della tangente iperbolica di $\frac{\Delta I_{C12}}{I_Z}$ in funzione del rapporto $\frac{V_{RF}}{V_T}$, si vede che esiste una zona di funzionamento quasi lineare per segnali di ingresso "piccoli".

Appunti sul mixer

Lo stadio mixer

Il nucleo del mixer è formato da due amplificatori differenziali, del tutto simili a quello dello stadio RF.

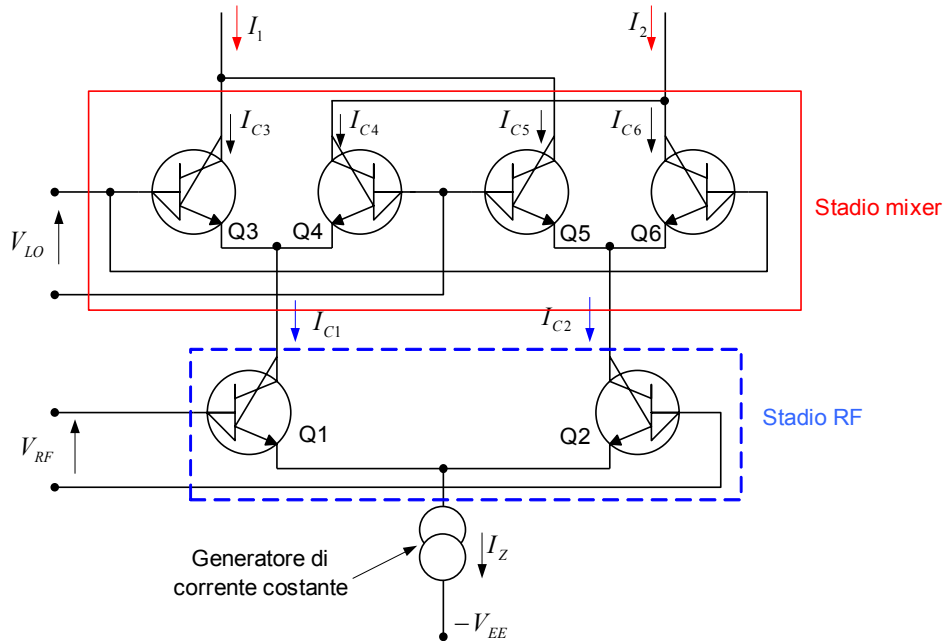


Figura 6

Similmente a quanto fatto per lo stadio RF si possono scrivere le equazioni della corrente per i 2 amplificatori differenziali dello stadio mixer.

$$I_{C3} \cong \frac{I_{C1}}{1 + e^{\frac{-V_{LO}}{V_T}}} \quad I_{C4} \cong \frac{I_{C1}}{1 + e^{\frac{V_{LO}}{V_T}}} \quad I_{C5} \cong \frac{I_{C2}}{1 + e^{\frac{V_{LO}}{V_T}}} \quad I_{C6} \cong \frac{I_{C2}}{1 + e^{\frac{-V_{LO}}{V_T}}}$$

$$I_1 = I_{C3} + I_{C5}$$

$$I_2 = I_{C4} + I_{C6}$$

Si calcola $\Delta I_C = I_1 - I_2$ $\Delta I_C = (I_{C3} + I_{C5}) - (I_{C4} + I_{C6})$

questa relazione può essere riscritta così $\Delta I_C = (I_{C3} - I_{C6}) - (I_{C4} - I_{C5})$

$$\Delta I_C = \left(\frac{I_{C1}}{1 + e^{\frac{-V_{LO}}{V_T}}} - \frac{I_{C2}}{1 + e^{\frac{-V_{LO}}{V_T}}} \right) - \left(\frac{I_{C1}}{1 + e^{\frac{V_{LO}}{V_T}}} - \frac{I_{C2}}{1 + e^{\frac{V_{LO}}{V_T}}} \right)$$

$$\Delta I_C = \left(\frac{I_{C1} - I_{C2}}{1 + e^{\frac{-V_{LO}}{V_T}}} \right) - \left(\frac{I_{C1} - I_{C2}}{1 + e^{\frac{V_{LO}}{V_T}}} \right) \quad \Delta I_C = \Delta I_{C12} \cdot \left(\frac{1}{1 + e^{\frac{-V_{LO}}{V_T}}} \right) - \left(\frac{1}{1 + e^{\frac{V_{LO}}{V_T}}} \right)$$

Appunti sul mixer

$$\Delta I_C = \Delta I_{C12} \left(\frac{1}{1 + e^{\frac{-V_{LO}}{V_T}}} - \frac{1}{1 + e^{\frac{V_{LO}}{V_T}}} \right) \quad \Delta I_C = \Delta I_{C12} \left(\frac{1}{1 + e^{\frac{-V_{LO}}{V_T}}} - \frac{e^{\frac{V_{LO}}{V_T}}}{e^{\frac{V_{LO}}{V_T}} + 1} \right)$$

$$\Delta I_C = \Delta I_{C12} \left(\frac{1 - e^{\frac{V_{LO}}{V_T}}}{1 + e^{\frac{-V_{LO}}{V_T}}} \right) \quad \text{che riscritta (Nota 1)} \quad \Delta I_C = \Delta I_{C12} \left(\frac{e^{\frac{V_{LO}}{2V_T}} - e^{\frac{V_{LO}}{2V_T}}}{e^{\frac{V_{LO}}{2V_T}} + e^{\frac{-V_{LO}}{2V_T}}} \right)$$

$$\Delta I_C = \Delta I_{C12} \operatorname{tgh} \left(\frac{V_{LO}}{2V_T} \right)$$

Essendo $\Delta I_{C12} = I_Z \operatorname{tgh} \left(\frac{V_{RF}}{2V_T} \right)$ si avrà $\Delta I_C = I_Z \operatorname{tgh} \left(\frac{V_{RF}}{2V_T} \right) \cdot \operatorname{tgh} \left(\frac{V_{LO}}{2V_T} \right)$ [1]

Si calcola la tensione differenziale di uscita ΔV

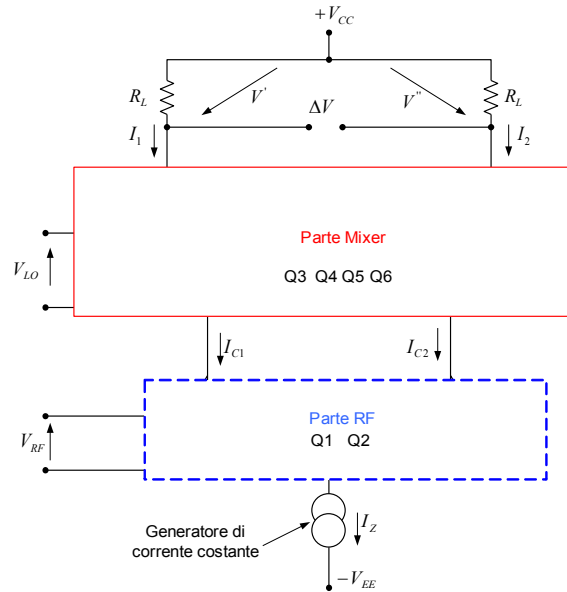


Figura 7

$$\Delta I_C = I_1 - I_2$$

$$\Delta V = V' + V''$$

$$\Delta V = (I_1 R_L) + (-I_2 R_L) \quad \Delta V = R_L (I_1 - I_2)$$

$$\Delta V = R_L \Delta I_C$$

Sostituendo ΔI_C

$$\Delta V = R_L I_Z \operatorname{tgh} \left(\frac{V_{RF}}{2V_T} \right) \cdot \operatorname{tgh} \left(\frac{V_{LO}}{2V_T} \right)$$

Appunti sul mixer

La corrente di uscita, quindi anche la tensione di uscita, differenziale è il prodotto delle tangenti iperboliche delle tensioni differenziali di ingresso allo stadio RF (V_{RF}) ed allo stadio mixer (V_{LO}).

Tutte le considerazioni fin qui fatte sono valide se:

- Le correnti di base sono trascurabili, $I_C \cong -\alpha I_E$,
- Che i transistori siano uguali, $Q1=Q2$, $Q3=Q4$, $Q5=Q6$.

Tutte le grandezze sono differenziali. La funzione $tgh(x)$ è una funzione dispari e quindi il segnale di uscita non conterrà termini di distorsione pari.

La relazione $\Delta V = R_L I_Z tgh\left(\frac{V_{RF}}{2V_T}\right) \cdot tgh\left(\frac{V_{LO}}{2V_T}\right)$ si presta ad applicazioni diverse;

ci possono essere casi diversi a seconda dei livelli dei segnali applicati all'ingresso del circuito.

1° Caso V_{RF} e $V_{LO} \ll V_T$ (moltiplicatore)

Le tensioni di ingresso al circuito sono molto piccole rispetto a V_T e quindi il circuito lavora in una zona quasi lineare (figura 8)

$$tgh(x) = x - \frac{x^3}{3} \dots \cong x$$

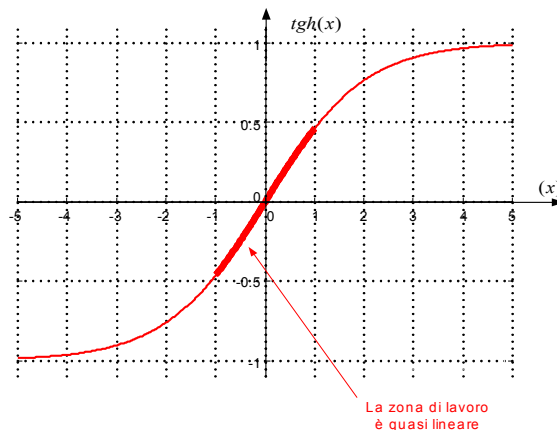


Figura 8

La relazione [1] $\Delta I_C = I_Z tgh\left(\frac{V_{RF}}{2V_T}\right) \cdot tgh\left(\frac{V_{LO}}{2V_T}\right)$ diventa $\Delta I_C = I_Z \left(\frac{V_{RF}}{2V_T}\right) \cdot \left(\frac{V_{LO}}{2V_T}\right)$

La funzione circuitale che si ottiene è quella di un **moltiplicatore analogico** (viene chiamato moltiplicatore a quattro quadranti)

Appunti sul mixer

2° Caso $V_{RF} \text{ e } V_{LO} \gg V_T$ (comparatore di fase)

Le tensioni di ingresso al circuito sono molto grandi rispetto a V_T . I segnali di ingresso sono di grande ampiezza e quindi portano i transistori a lavorare in saturazione. In pratica i segnali si possono considerare di forma rettangolare. La tangente iperbolica è quasi uguale alla funzione segno

$$\tanh(x) \cong \text{sgn}(x)$$

$$\frac{V_{RF}}{V_T} \cong V_{RF} \quad \frac{V_{LO}}{V_T} \cong V_{LO}$$

La relazione [1] $\Delta I_C = I_Z \tanh\left(\frac{V_{RF}}{2V_T}\right) \cdot \tanh\left(\frac{V_{LO}}{2V_T}\right)$ diventa

$$\Delta I_C = I_Z \text{sgn}(V_{RF}) \cdot \text{sgn}(V_{LO})$$

Si ottiene il prodotto di due funzioni segno, cioè il prodotto di due segnali rettangolari. Si realizza l'operazione logica

$$y = k \text{sgn}(x_1) \otimes \text{sgn}(x_2) = k \text{ XOR}(x_1 x_2)$$

In queste condizioni di lavoro il circuito viene usato come **comparatore di fase**.

3° Caso $V_{RF} < V_T \ll V_{LO}$ (mixer)

IL segnale V_{RF} è piccolo rispetto a V_T , mentre V_{LO} è molto grande rispetto a V_T .

Essendo $V_{LO} \gg V_T$ ci si troverà nella condizione $\tanh(x) \cong \text{sgn}(x)$ e di conseguenza la

relazione [1] $\Delta I_C = I_Z \tanh\left(\frac{V_{RF}}{2V_T}\right) \cdot \tanh\left(\frac{V_{LO}}{2V_T}\right)$ diventa $\Delta I_C = I_Z \tanh\left(\frac{V_{RF}}{2V_T}\right) \cdot \text{sgn}(v_{LO}(t))$

Questo è il caso del mixer.

Per gli scopi di questo corso si trascurano i casi 1° e 2° e ci si concentra sul 3°.

Il caso del mixer

La tensione differenziale di uscita sarà data da $V_{out} \cong R_L \Delta I_C = R_L I_Z \tanh\left(\frac{V_{RF}}{2V_T}\right) \cdot \text{sgn}(v_{LO}(t))$

La funzione segno, $\text{sgn}(v_{LO}(t))$, risulta dalla trasformazione in onda rettangolare di una forma d'onda sinusoidale $v_{LO}(t) = V_{LO} \cos(\omega_{LO} t)$.

Quindi $V_{out} \cong R_L I_Z \tanh\left(\frac{V_{RF}}{2V_T}\right) \cdot \text{sgn}(V_{LO} \cos(\omega_{LO} t))$

Appunti sul mixer

sviluppando in serie di Fourier il termine $\text{sgn}(V_{LO} \cos(\omega_{LO} t))$ si ottiene

$$V_{out} \cong R_L I_Z \tanh\left(\frac{V_{RF}}{2V_T}\right) \cdot \frac{4}{\pi} \left[\cos(\omega_{LO} t) - \frac{1}{3} \cos(3\omega_{LO} t) + \dots \right]$$

V_{RF} è la tensione differenziale di ingresso, comprende anche gli offset dovuti alla polarizzazione ed alle differenze di caratteristica dei transistori. Si lavora nelle condizioni di piccoli segnali e questo consente di valutare la dipendenza incrementale della tensione di uscita $v_{out}(t)$ in funzione della $v_{RF}(t)$

Apriamo una parentesi sulla **dipendenza incrementale** e consideriamo una funzione generica $f(x + x_0)$

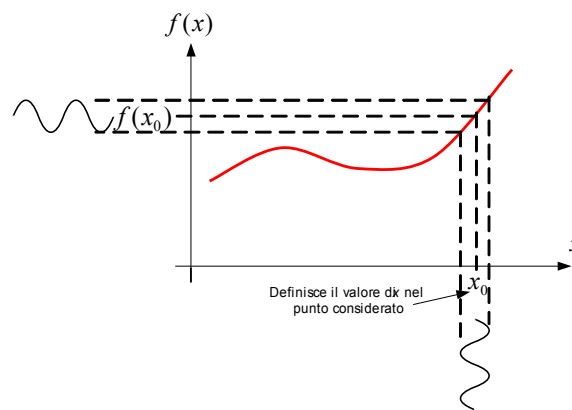


Figura 9

x_0 potrebbe essere una tensione di controllo o una polarizzazione a cui viene sovrapposta una componente alternata, cioè un piccolo segnale (Figura 9).

Il dispositivo può essere descritto da una funzione del tipo $I = f(V)$, come in figura 10. Si assume che V_0 sia la tensione di controllo, o la polarizzazione, a cui viene sovrapposta la tensione alternata $v(t)$ di ampiezza molto piccola.

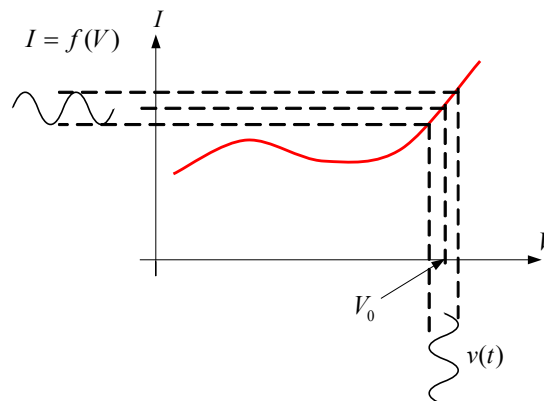


Figura 10

Per trovare il valore del “piccolo segnale” si espande la funzione $f(x + x_0)$ nella serie di Taylor

Appunti sul mixer

$$f(x + x_0) = f(x_0) + \left. \frac{df(x)}{dx} \right|_{x=x_0} \cdot x + \frac{1}{2!} \left. \frac{d^2 f(x)}{dx^2} \right|_{x=x_0} \cdot x^2 + \frac{1}{3!} \left. \frac{d^3 f(x)}{dx^3} \right|_{x=x_0} \cdot x^3 + \dots$$

dove x è il piccolo segnale che potrebbe essere, ad esempio, una funzione del tempo $x(t)$.

Nel caso di un dispositivo in cui la corrente è funzione della tensione

$I = f(V)$ o $I = f[v(t) + V_0]$, si avrà

$$f[v(t) + V_0] = f(V_0) + \left. \frac{df(V)}{dV} \right|_{V=V_0} \cdot v(t) + \frac{1}{2!} \left. \frac{d^2 f(V)}{dV^2} \right|_{V=V_0} \cdot v^2(t) + \frac{1}{3!} \left. \frac{d^3 f(V)}{dV^3} \right|_{V=V_0} \cdot v^3(t) + \dots$$

Trascurando la componente continua $f(V_0)$ trascurando i termini di ordine superiore, la corrente alternata, $i(t)$, sarà data dal termine

$$\left. \frac{df(V)}{dV} \right|_{V=V_0} \cdot v(t) \quad \text{e quindi} \quad i(t) = \left. \frac{df(V)}{dV} \right|_{V=V_0} \cdot v(t)$$

nel caso del mixer la funzione $f(V)$ è descritta dalla $I_Z \operatorname{tgh}\left(\frac{V_{RF}}{2V_T}\right)$ per cui si avrà

$$i(t) = \left. \frac{d \left[I_Z \operatorname{tgh}\left(\frac{V_{RF}}{2V_T}\right) \right]}{dV_{RF}} \right|_{V_{RF}=V_{0_RF}} \cdot v_{RF}(t) = \frac{I_Z}{2V_T} \sec^2 \left(\frac{V_{RF}}{2V_T} \right) v_{RF}(t)$$

dalla quale si ricava la tensione di uscita del segnale $v_{out}(t)$ in funzione del segnale di ingresso $v_{RF}(t)$

$$\text{La relazione } V_{out} \cong R_L I_Z \operatorname{tgh}\left(\frac{V_{RF}}{2V_T}\right) \cdot \frac{4}{\pi} \left[\cos(\omega_{LO} t) - \frac{1}{3} \cos(3\omega_{LO} t) + \dots \right]$$

in regime di piccole segnali (RF) e per una data tensione di polarizzazione, V_{0_RF} , diventa

$$v_{out}(t) \cong R_L I_Z \frac{1}{2V_T} \sec^2 \left(\frac{V_{RF}}{2V_T} \right) \cdot v_{RF}(t) \cdot \frac{4}{\pi} \left[\cos(\omega_{LO} t) - \frac{1}{3} \cos(3\omega_{LO} t) + \dots \right]$$

dove V_{RF} è la tensione differenziale di ingresso dello stadio RF.

Nel caso di una caratteristica I/V definita dalla $I = f(V)$ (Figura 11) la **transconduttanza** è definita dalla pendenza della curva in corrispondenza di V_0 , quindi dalla derivata

$$\left. \frac{df(V)}{dV} \right|_{V=V_0} = g_m$$

Appunti sul mixer

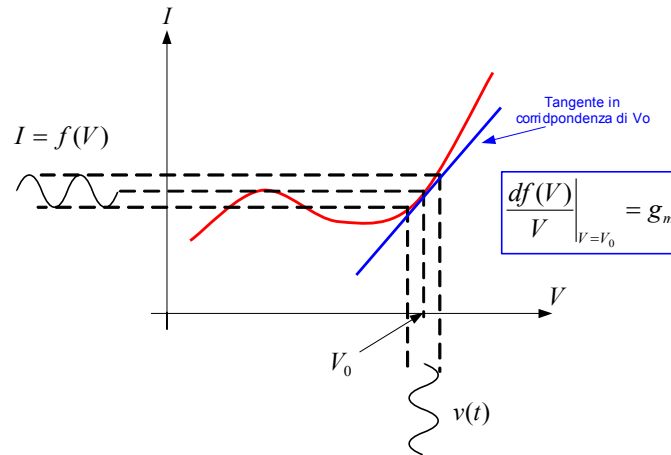


Figura 11

Dalla sviluppo della serie di Taylor si è visto che la componente della corrente alternata è data dalla

$$i(t) = \left. \frac{df(V)}{dV} \right|_{V=V_0} \cdot v(t) \text{ che può essere riscritta } \frac{i(t)}{v(t)} = \left. \frac{df(V)}{dV} \right|_{V=V_0} \text{ da cui}$$

$$g_m = \frac{i(t)}{v(t)} = \left. \frac{df(V)}{dV} \right|_{V=V_0}$$

Nel nostro caso $V = V_{RF}$ ed è l'ampiezza della tensione differenziale di ingresso dello stadio RF e $V_0 = V_{0_RF}$ è la tensione di polarizzazione.

$$\text{Per cui si potrà scrivere } \frac{i(t)}{v_{RF}(t)} = \left. \frac{d \left[I_Z \tanh \left(\frac{V_{RF}}{V_T} \right) \right]}{dV_{RF}} \right|_{V_{RF}=V_{0_RF}} = \frac{I_Z}{2V_T} \sec^2 \left(\frac{V_{RF}}{2V_T} \right) = g_m$$

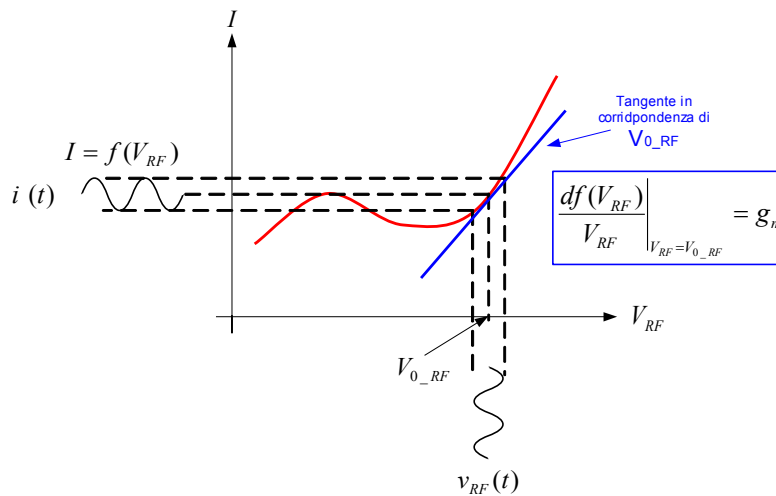


Figura 12

Appunti sul mixer

La **trasconduttanza** del mixer, per una data condizione di polarizzazione, sarà

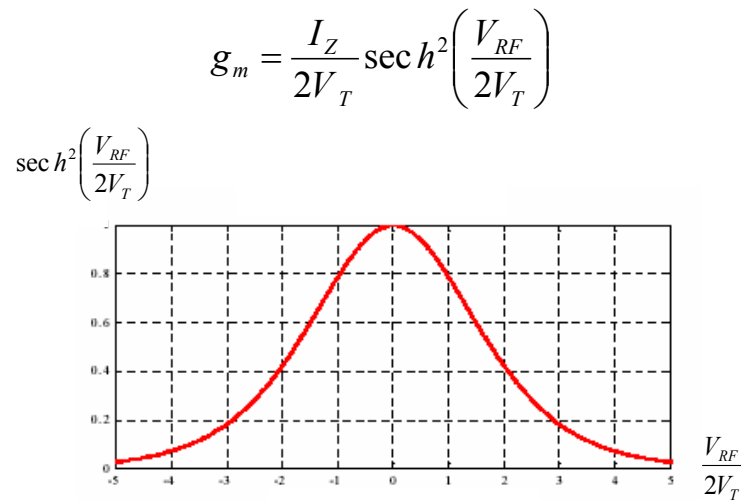


Figura 12

La figura 12 mostra l'andamento della $\sec h^2 \left(\frac{V_{RF}}{2V_T} \right)$ si può notare che per $V_{RF} = 0$, la

trasconduttanza diventa $g_m = \frac{I_Z}{2V_T}$

Svantaggi

Gli svantaggi del mixer di Gilbert sono:

- Difficoltà di operare a bassa tensione: la cascata dei due stadi più la necessità di provvedere ad una sorgente di corrente costante (solitamente un pozzo di corrente) introduce un minimo requisito di almeno $3 \times V_{BE}$, a cui si deve aggiungere l'escursione della tensione di uscita, se questa è ricavata come una caduta sulle resistenze di carico.
- Le distorsioni di non linearità dello stadio RF si possono recuperare con una degenerazione di emettitore, ma questo diminuisce il guadagno di conversione ed introduce rumore.
- Un aumento di rumore e distorsione durante la commutazione dei transistori dello stadio mixer.

Appunti sul mixer

Nota 1

$$\beta = \frac{\alpha}{1 - \alpha}$$

$$I_C = \alpha I_E + I_{CB0} \quad I_C = \beta I_B \quad I_C = \left(\frac{\alpha}{1 - \alpha} \right) I_B \quad \left(\frac{\alpha}{1 - \alpha} \right) I_B = \alpha I_E + I_{CB0}$$

$$I_B = (1 - \alpha) I_E - I_{CB0}$$

Nota 2

$$\frac{1 - e^{-\alpha}}{1 + e^{-\alpha}} = \frac{e^{\frac{\alpha}{2}} e^{\frac{\alpha}{2}} - e^{-\frac{\alpha}{2}} e^{-\frac{\alpha}{2}}}{e^{\frac{\alpha}{2}} e^{\frac{\alpha}{2}} + e^{-\frac{\alpha}{2}} e^{-\frac{\alpha}{2}}} = \frac{e^{\frac{\alpha}{2}} \cdot e^{\frac{\alpha}{2}} - e^{-\frac{\alpha}{2}}}{e^{\frac{\alpha}{2}} \cdot e^{\frac{\alpha}{2}} + e^{-\frac{\alpha}{2}}} = \frac{e^{\frac{\alpha}{2}} - e^{-\frac{\alpha}{2}}}{e^{\frac{\alpha}{2}} + e^{-\frac{\alpha}{2}}} = \tanh\left(\frac{\alpha}{2}\right)$$

Appendice A

Un esempio di polarizzazione.

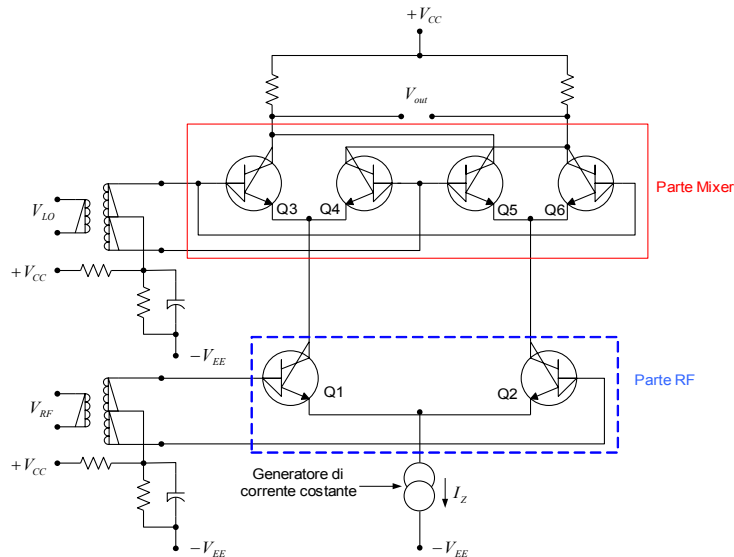


Figura A1

Appunti sul mixer

Appendice B

La caratteristica di un diodo a giunzione PN

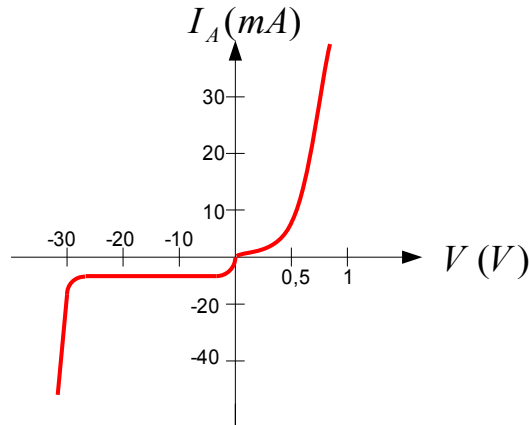


Figura B1

Nella figura A1 le scale sono diverse per mettere in evidenza i diversi andamenti delle curve caratteristiche di corrente diretta ed inversa.

La caratteristica di un diodo a giunzione può, in via approssimata, essere espressa dalla relazione

$$I_A = I_S \left(e^{\frac{qV_{AK}}{\eta kT}} - 1 \right)$$

Ha le dimensioni di una tensione

I_A , è la corrente che scorre nel diodo (diretta),

I_S , è la corrente inversa di saturazione,

q , è la carica dell'elettrone, $q = 1,6 \cdot 10^{-19}$ *Coulomb*,

T , è la temperatura assoluta in gradi Kelvin, K° ,

k , è la costante di Boltzman, $k = 1,38 \cdot 10^{-23}$ *Joule / K°*,

η , coefficiente che vale ≈ 1 per il Germanio e ≈ 2 per il Silicio.

Il termine $\frac{\eta kT}{q}$ ha le dimensioni di una tensione e alla temperatura di $27^\circ C$ ($300^\circ K$) vale circa 26 mV per il Germanio e circa 52 mV per il Silicio.

$$e^{\frac{qV_{AK}}{\eta kT}} = e^{\frac{V_{AK}}{\eta V_T}} \text{ dove } V_T = \frac{kT}{q}$$

$$I_A = I_S \left(e^{\frac{V_{AK}}{\eta V_T}} - 1 \right)$$

per $V_{AK} \gg 1$ si può trascurare il termine -1, la relazione diventa $I_A = I_S e^{\frac{V_{AK}}{\eta V_T}}$

Appunti sul mixer

Il mixer dato da una caratteristica non lineare

Un mescolatore è un dispositivo (non lineare) nel quale un segnale a RF viene combinato con un oscillatore locale per ottenere all'uscita un segnale avente la stessa modulazione di quello di ingresso ma con una frequenza diversa e uguale alla differenza o alla somma della frequenza di ingresso a quella dell'oscillatore locale.

Il mixer

Un metodo per realizzare un mixer consiste nell'applicare ad un dispositivo non lineare un segnale ottenuto dalla **somma** del segnale originario con quello dell'oscillatore locale.

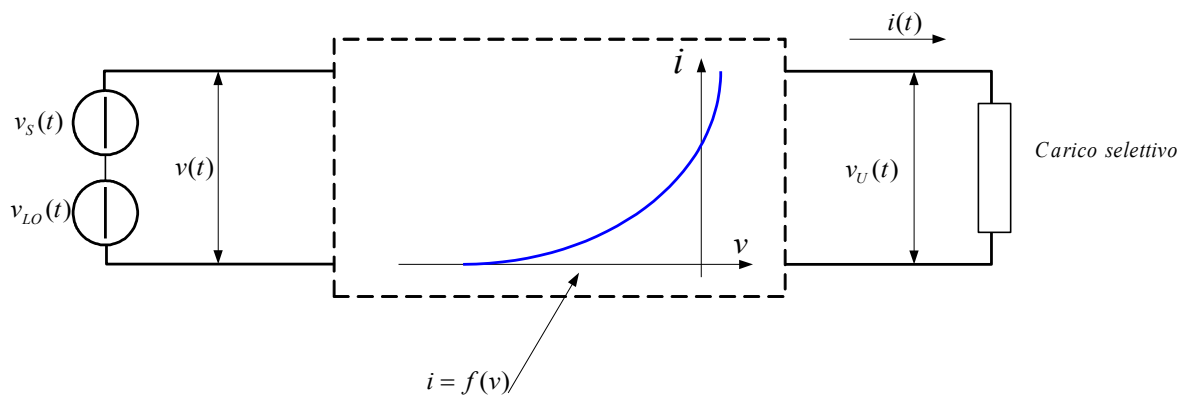


Figura 1

$v_s = V_s \cos(\omega_s t)$, è il segnale di ingresso,

$v_{LO} = V_{LO} \cos(\omega_{LO} t)$, è il segnale dell'oscillatore locale,

$v_U = V_U \cos(\omega_U t)$, è il segnale di uscita.

Se la caratteristica $i = f(v)$ del dispositivo non lineare, diodo transistor, può essere espressa dalla relazione :

$$i = a_0 + a_1 v + a_2 v^2 + a_3 v^3 + a_4 v^4 + \dots$$

Prendendo in considerazione solamente i termini fino al secondo ordine si può parlare di un mescolatore con legge quadratica.

$$i = a_0 + a_1 v + a_2 v^2$$

Se la tensione di ingresso è,

$$v(t) = V_s \cos(\omega_s t) + V_{LO} \cos(\omega_{LO} t)$$

la corrente di uscita sarà data da:

$$i(t) \cong a_0 + a_1 (V_s \cos \omega_s t + V_{LO} \cos \omega_{LO} t) + a_2 (V_s \cos \omega_s t + V_{LO} \cos \omega_{LO} t)^2$$

$$i(t) \cong a_0 + a_1 (V_s \cos \omega_s t + V_{LO} \cos \omega_{LO} t) + a_2 (V_s^2 \cos^2 \omega_s t + V_{LO}^2 \cos^2 \omega_{LO} t + 2V_s V_{LO} \cos \omega_s t \cos \omega_{LO} t)$$

$$i(t) \cong a_0 + a_1 V_s \cos \omega_s t + a_1 V_{LO} \cos \omega_{LO} t + a_2 \left[V_s^2 \left(\frac{\cos 2\omega_s t + 1}{2} \right) + V_{LO}^2 \left(\frac{\cos 2\omega_{LO} t + 1}{2} \right) + 2V_s V_{LO} \cos \omega_s t \cos \omega_{LO} t \right]$$

Appunti sul mixer

$$i(t) \cong a_0 + a_1 V_S \cos \omega_S t + a_1 V_{LO} \cos \omega_{LO} t + \frac{a_2 V_S^2 \cos 2\omega_S t}{2} + \frac{a_2 V_S^2}{2} + \frac{a_2 V_{LO}^2 \cos 2\omega_{LO} t}{2} + \frac{a_2 V_{LO}^2}{2} + a_2 V_S V_{LO} \cos \omega_S t \cos \omega_{LO} t$$

raccogliendo i termini e applicando formule trigonometriche di Werner (Nota 1) :

$$i(t) \cong a_0 + \frac{a_2 V_S^2}{2} + \frac{a_2 V_{LO}^2}{2} + a_1 V_S \cos \omega_S t + a_1 V_{LO} \cos \omega_{LO} t + \frac{a_2 V_S^2}{2} \cos 2\omega_S t + \frac{a_2 V_{LO}^2}{2} \cos 2\omega_{LO} t + a_2 V_S V_{LO} \left[\frac{1}{2} (\cos(\omega_S - \omega_{LO}) t) + (\cos(\omega_S + \omega_{LO}) t) \right]$$

riscrivendo per maggiore chiarezza:

$$i(t) \cong \underbrace{a_0}_{a} + \underbrace{\frac{a_2 V_S^2}{2}}_{a} + \underbrace{\frac{a_2 V_{LO}^2}{2}}_{a} + \underbrace{a_1 V_S \cos \omega_S t}_{b} + \underbrace{a_1 V_{LO} \cos \omega_{LO} t}_{b} + \underbrace{\frac{a_2 V_S^2}{2} \cos 2\omega_S t}_{c} + \underbrace{\frac{a_2 V_{LO}^2}{2} \cos 2\omega_{LO} t}_{c} + \underbrace{a_2 V_S V_{LO} \cos(\omega_S - \omega_{LO}) t}_{d} + \underbrace{a_2 V_S V_{LO} \cos(\omega_S + \omega_{LO}) t}_{d}$$

$$a \Rightarrow a_0 + \frac{a_2 V_S^2}{2} + \frac{a_2 V_{LO}^2}{2} \quad \text{Componente continua}$$

$$b \Rightarrow a_1 V_S \cos \omega_S t + a_1 V_{LO} \cos \omega_{LO} t \quad \text{Sono presenti anche i due segnali entranti nel mixer}$$

$$c \Rightarrow \frac{a_2 V_S^2}{2} \cos 2\omega_S t + \frac{a_2 V_{LO}^2}{2} \cos 2\omega_{LO} t \quad \text{Le seconde armoniche del segnale entrante}$$

$$\text{e finalmente i due segnali utili (uno dei due): } d \Rightarrow a_2 V_S V_{LO} \cos(\omega_S - \omega_{LO}) t + a_2 V_S V_{LO} \cos(\omega_S + \omega_{LO}) t$$

Si può prendere in considerazione, come segnale utile, la sola componente differenza

$$a_2 V_S V_{LO} \cos(\omega_S - \omega_{LO}) t$$

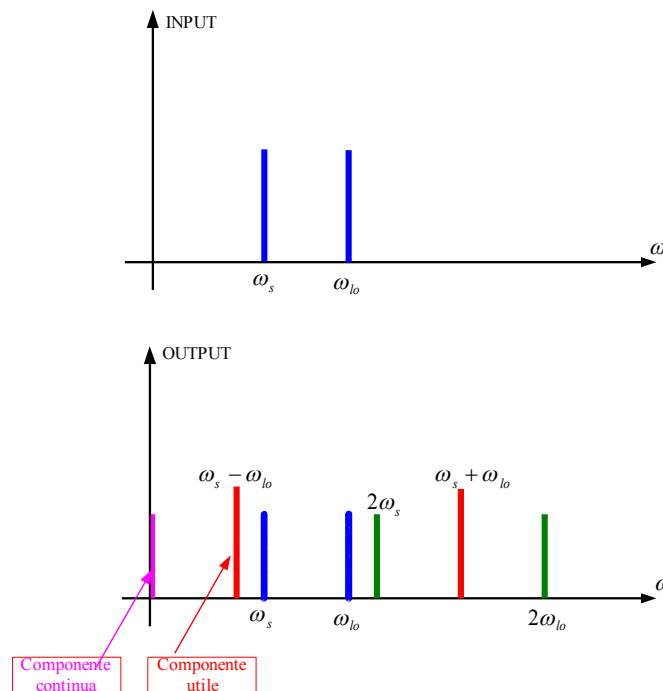


Figura 2

Se il carico di uscita è un circuito sintonizzato e la sua selettività è tale da attenuare sufficientemente le componenti indesiderate, ai suoi capi si avrà una tensione :

Appunti sul mixer

$$v_U(t) = R \cdot i(t)$$

dove R è la resistenza equivalente del circuito risonante in parallelo

$$v_U(t) = a_2 R \cdot V_S \cdot V_{LO} \cdot \cos(\omega_S - \omega_{LO})t$$

$$v_U(t) = R \cdot I_U \cdot \cos(\omega_S - \omega_{LO})t \quad \text{dove } I_U = a_2 V_S V_{LO}$$

L'azione di conversione viene caratterizzata da un parametro chiamato **Transconduttanza di Conversione**, che viene indicata con g_C ed è definita dal rapporto fra l'ampiezza della componente a frequenza intermedia della corrente di uscita e l'ampiezza della tensione del segnale di ingresso,

$$g_C = \frac{I_U}{V_S} = \frac{a_2 \cdot V_S \cdot V_{LO}}{V_S} = a_2 \cdot V_{LO} \qquad g_C = a_2 \cdot V_{LO}$$

$I_U \rightarrow$ ampiezza della corrente della componente a frequenza intermedia,

$V_U \rightarrow$ ampiezza della tensione del segnale da convertire,

$a_2 \rightarrow$ coefficiente del termine quadratico della caratteristica,

g_C (transconduttanza di conversione) è **direttamente proporzionale** al **coefficiente del termine quadratico** ($a_2 v^2$) della caratteristica del dispositivo non lineare ed alla **ampiezza dell'oscillatore locale** V_{LO} .

Analogamente si definisce guadagno di conversione di tensione G_c il rapporto fra l'ampiezza della tensione di uscita a frequenza intermedia V_U e l'ampiezza della tensione del segnale di ingresso V_S .

$$G_c = \frac{V_U}{V_S} = \frac{a_2 \cdot R \cdot V_S \cdot V_{LO}}{V_S} = R \cdot a_2 \cdot V_{LO} = R \cdot g_C \qquad G_c = R \cdot g_C$$

Appunti sul mixer

La conduttanza mutua

Si è visto che il guadagno dipende dal valore della resistenza equivalente del carico e dalla trasconduttanza di conversione $G_c = R \cdot g_c$

e la trasconduttanza di conversione dipende dall'ampiezza della tensione dell'oscillatore locale

$$g_c = a_2 \cdot V_{LO}$$

e quindi il guadagno dipende dall'ampiezza della tensione dell'oscillatore locale che normalmente è

$$V_S \ll V_{LO}$$

Vediamo come determinare g_c ed il processo di mescolazione.

Il mixer può essere considerato non come un dispositivo non lineare, ma come dispositivo lineare avente un parametro variabile.

Questo parametro variabile è la sua **conduttanza mutua** g_m .

$$g_m = \frac{di}{dv}$$

Per comprendere come si ricava la trasconduttanza di conversione conviene disegnare la caratteristica di un diodo (l'elemento non lineare preso in considerazione)

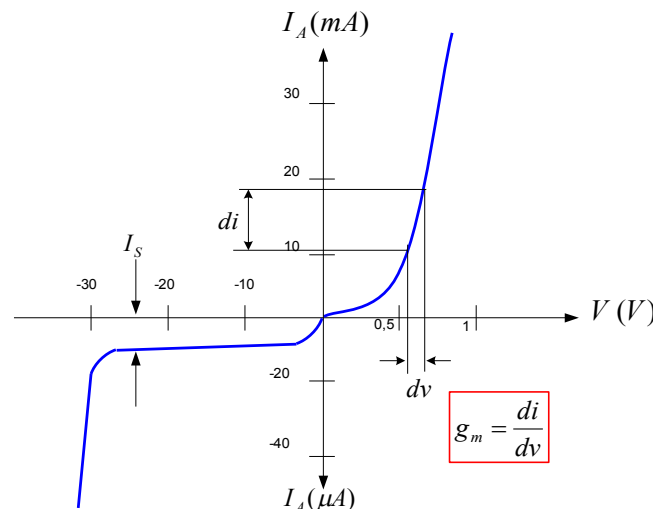


Figura 3

Se V_S è molto piccola $V_S \ll V_{LO}$ si può ritenere che la conduttanza mutua g_m non sia influenzata dalla V_S , ma che g_m ovvero la pendenza della curva $i = f(v)$ sia influenzata solamente dalla tensione dell'oscillatore locale V_{LO} .

Quindi g_m diventa una grandezza che varia nel tempo in accordo con le variazioni dell'oscillatore locale V_{LO} e non è influenzata dalle variazioni di V_S .

La variazione della conduttanza mutua g_m determina il valore trasconduttanza di conversione g_c .

Il valore di g_c dipenderà dalla forma della curva caratteristica $i = f(v)$ dell'elemento non lineare, dalla tensione di polarizzazione dello stesso, e dalla ampiezza della tensione dell'oscillatore locale V_{LO} .

Appunti sul mixer

La figura 5 mostra una rappresentazione grafica semplificata della figura 4, nella semplificazione si è supposto che la caratteristica del diodo sia lineare

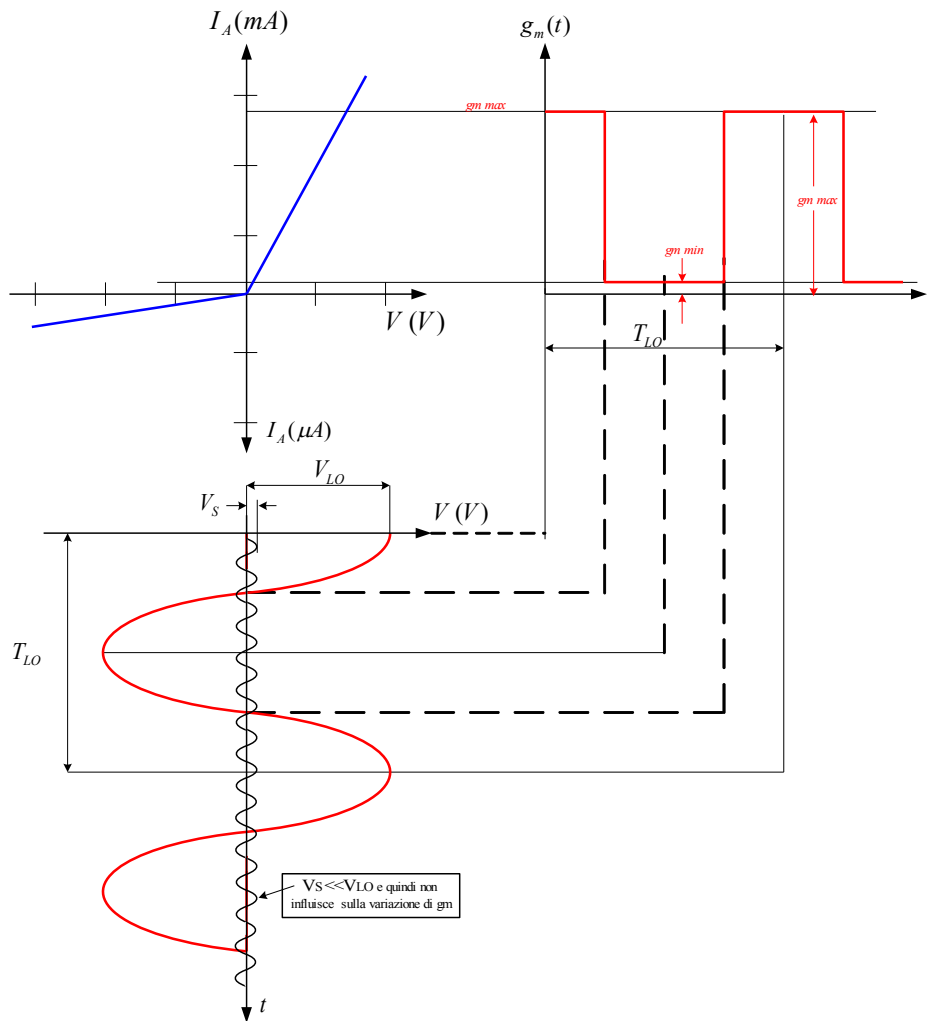


Figura 5

Le figure 3, 4 e 5 dimostrano in forma grafica la dipendenza della conduttanza mutua g_m dalla tensione dell'oscillatore locale V_{LO} .

La conduttanza mutua g_m varia nel tempo, per effetto della tensione dell'oscillatore locale, con una forma d'onda impulsiva e periodica, forma d'onda che può essere espressa con una serie di Fourier, $g_m(t) = a_0 + a_1 \cos(\omega_{LO}t) + a_2 \cos(2\omega_{LO}t) + \dots + a_n \cos(n\omega_{LO}t)$ i coefficienti sono

$$a_0 = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} g_m(t) d(\omega_{LO}t)$$

$$a_1 = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} g_m(t) \cos(\omega_{LO}t) d(\omega_{LO}t)$$

$$a_n = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} g_m(t) \cos(n\omega_{LO}t) d(\omega_{LO}t)$$

Appunti sul mixer

La componente variabile della corrente $i(t)$ del dispositivo non lineare interessato al processo di conversione è quella provocata dalla simultanea presenza della tensione del segnale $v_s(t)$ e della tensione fornita dall'oscillatore locale $v_{LO}(t)$, questa componente, indicata con i_C , è data dalla relazione $i_C(t) = g_m(t)v_s(t)$ in cui sia g_m che v_s sono variabili nel tempo

La componente che interessa è data da: $i_C(t) = g_m(t)v_s(t)$ dove $v_s(t) = V_s \cos(\omega_s t)$

$$i_C(t) = g_m(t)V_s \cos(\omega_s t) \quad \text{e} \quad g_m(t) = a_0 + a_1 \cos(\omega_{LO} t) + a_2 \cos(2\omega_{LO} t) + \dots a_n \cos(n\omega_{LO} t)$$

$$i_C(t) = [a_0 + a_1 \cos(\omega_{LO} t) + a_2 \cos(2\omega_{LO} t) + \dots a_n \cos(n\omega_{LO} t)] V_s \cos(\omega_s t)$$

$$i_C(t) = a_0 V_s \cos(\omega_s t) + a_1 V_s \cos(\omega_{LO} t) \cos(\omega_s t) + a_2 V_s \cos(2\omega_{LO} t) \cos(\omega_s t) + \dots$$

che sviluppando usando le relazioni della trigonometria

$$i_C(t) = a_0 V_s \cos(\omega_s t) + \frac{a_1 V_s}{2} \cos(\omega_s - \omega_{LO})t + \frac{a_1 V_s}{2} \cos(\omega_s + \omega_{LO})t + \\ + \frac{a_2 V_s}{2} \cos(\omega_s - 2\omega_{LO})t + \frac{a_2 V_s}{2} \cos(\omega_s + 2\omega_{LO})t + \dots$$

Il carico selettivo è accordato su $(\omega_s - \omega_{LO})$ oppure su $(\omega_s + \omega_{LO})$.

L'ampiezza della corrente relativa a ciascuna delle due componenti utili è $I_U = \frac{a_1}{2} V_s$.

Come si può notare esistono altre componenti della corrente $i(t)$:

- La componente continua,
- Le componenti multiple di ω_{LO} ,

queste componenti non hanno rilevanza ai fini della conversione in quanto sono attenuate dai filtri che seguono il mescolatore.

La **trasconduttanza di conversione** è per definizione il rapporto fra le ampiezze della corrente di uscita e la tensione di ingresso,

$$g_C = \frac{I_U}{V_s} \quad \text{da cui} \quad g_C = \frac{\frac{a_1 V_s}{2}}{V_s} = \frac{a_1}{2}$$

$$g_C = \frac{a_1}{2} \quad \text{essendo} \quad a_1 = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} g_m(t) \cos(\omega_{LO} t) d(\omega_{LO} t) \quad \text{si avrà} \quad g_C = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} g_m(t) \cos(\omega_{LO} t) d(\omega_{LO} t)$$

In conclusione si può ricavare g_C se è nota la legge di variazione di g_m nel tempo.

I valori tipici di g_C sono compresi fra 0,25 e 0,3 A/V.

Il valore di g_C è tanto più grande quanto più grande è il coefficiente a_1 della serie di Fourier e quindi g_C è tanto più grande quanto più grande è la variazione che subisce la conduttanza mutua g_m durante un periodo della tensione dell'oscillatore locale.

In pratica per calcolare g_C si possono prendere alcune strade:

Appunti sul mixer

- Calcolare l'integrale (anche graficamente),
- Considerare lineari le caratteristiche tensione corrente del diodo e poi calcolare l'integrale (vedi figura 5)
- Stimare che g_C sia compreso fra 0,25 e 0,3 A/V.

Considerazioni

Si è visto che per ottenere la conversione di frequenza è necessario avere un dispositivo non lineare, nelle considerazioni fatte si è usato un dispositivo con legge di variazione supposta quadratica (es. diodo). Sono state fatte alcune semplificazioni:

- Si è considerato l'uso di un diodo a semiconduttore come elemento non lineare, quindi una giunzione PN limitando la sua caratteristica tensione/corrente al termine di secondo ordine,
- Si è semplificato il circuito equivalente del diodo trascurando la sua capacità. (figura 6)

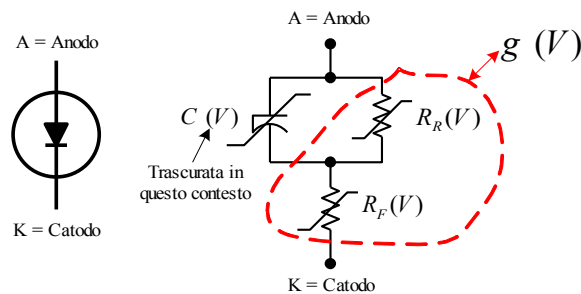


Figura 6

Si è definita la **trasconduttanza di conversione** con una relazione che mette in evidenza la sua dipendenza dalla caratteristica di trasferimento del dispositivo non lineare e dalla tensione dell'oscillatore locale. Questa relazione non tiene conto del modo con cui viene applicata la tensione dell'oscillatore locale; tensione che può essere applicata direttamente o con una polarizzazione in corrente continua (figure 7 e 8).

Alcuni circuiti

Un mixer costruito in base alle considerazioni fin qui fatte è rappresentato in figura 7, senza polarizzazione, e figura 8 con polarizzazione.

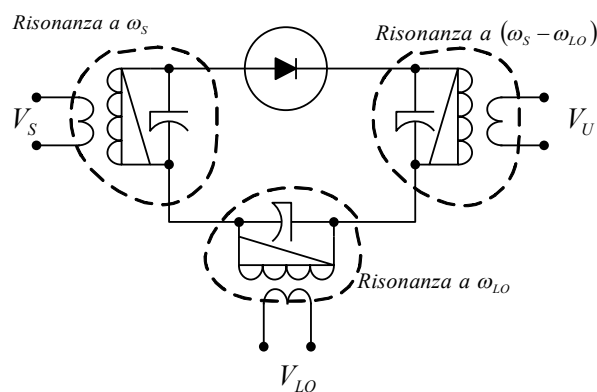


Figura 7

Appunti sul mixer

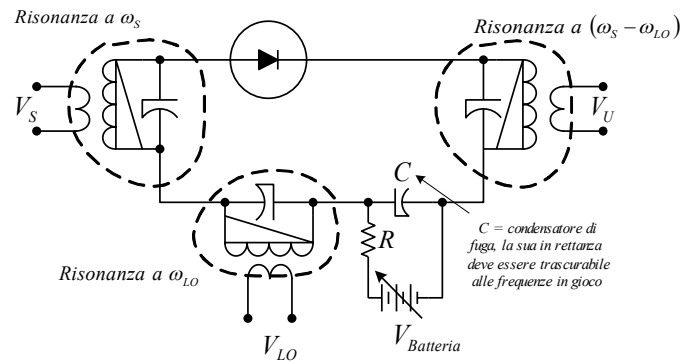


Figura 8

La figura 9 mostra in forma grafica la dipendenza della conduttanza mutua, g_m , dalla tensione dell'oscillatore locale V_{LO} , si differenzia dalla figura 4 per la presenza della tensione di polarizzazione V_P , come nel circuito di figura 8.

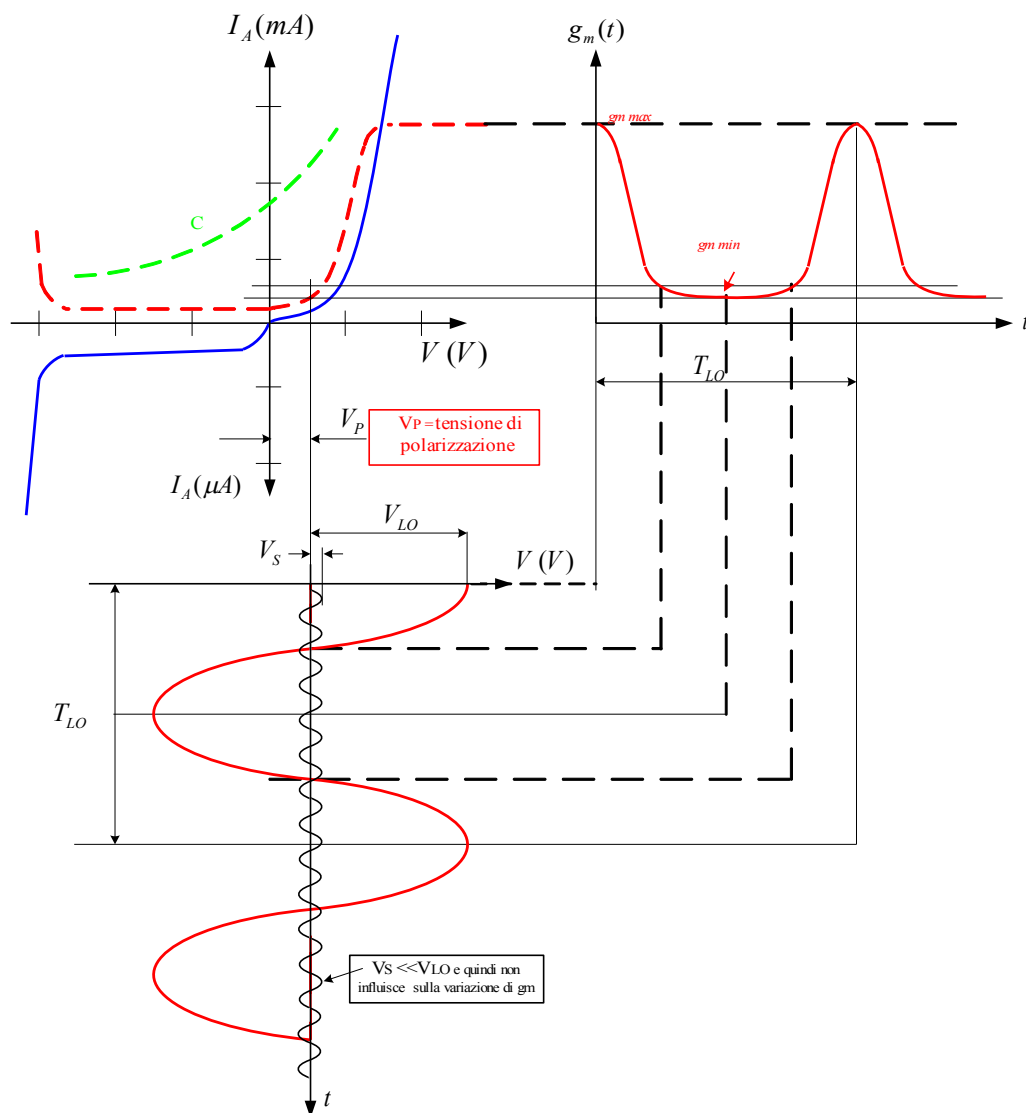


Figura 9

Appunti sul mixer

La figura 10 mostra un mixer realizzato con un transistor

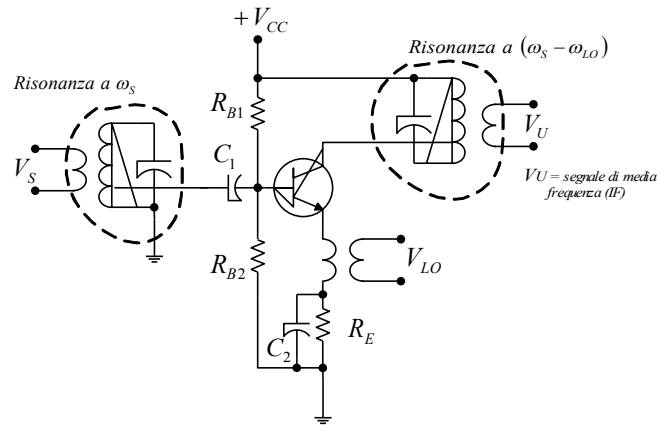


Figura 10

Il mixer di figura 10 è in sostanza un mixer a diodo, dove il diodo è costituito dalla giunzione Base-Elettore.

Nota 1

$$\cos \alpha \cdot \cos \beta = \frac{1}{2} [\cos(\alpha - \beta)] + \cos(\alpha + \beta)$$

$$\cos 2\alpha = 2 \cos^2 \alpha - 1$$

$$\cos^2 \alpha = \frac{\cos 2\alpha + 1}{2}$$