

# ELETTRONICA DELLE TELECOMUNICAZIONI

*[Fotocopie di Appunti PARTE 1]*

A CURA DI ALESSANDRO PAGHI

**PROFESSORE:** Bruno Neri ( <http://www.iet.unipi.it/b.neri/> )

**LINK AL CORSO ANNO 2016/2017:** <http://www.iet.unipi.it/b.neri/>

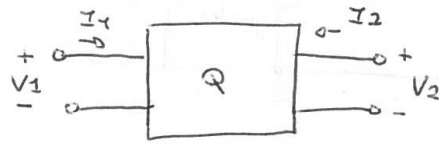
**FREQUENTAZIONE:** Consigliata.

# LNA (LOW NOISE AMPLIFIER)

## CARATTERIZZAZIONE DI UNA RETE 2 PORTE

Parametri z:

$$\begin{aligned} V_1 &= z_{11} I_1 + z_{12} I_2 \\ V_2 &= z_{21} I_1 + z_{22} I_2 \end{aligned}$$



Parametri h:

$$\begin{cases} V_1 = h_{11} I_1 + h_{12} V_2 \\ I_2 = h_{21} I_1 + h_{22} V_2 \end{cases}$$

$$\left[ \frac{1}{\Omega} \right] = S \quad \text{SIEMENS}$$

Parametri z: Parametri di c.a.  
Parametri y: Parametri di c.c.

Parametri y:

$$\begin{cases} I_1 = y_{11} V_1 + y_{12} V_2 \\ I_2 = y_{21} V_1 + y_{22} V_2 \end{cases}$$

$$y_{11} = \frac{I_1}{V_1} \Big|_{V_2 = \phi} ; y_{12} = \frac{I_1}{V_2} \Big|_{V_1 = \phi}$$

$$y_{21} = \frac{I_2}{V_1} \Big|_{V_2 = \phi} ; y_{22} = \frac{I_2}{V_2} \Big|_{V_1 = \phi}$$

### CONSIDERAZIONI SU C.A. E C.C. AD ALTA FREQUENZA:

c.a.:

Presenza di una capacità parassita di 100 pF

$$f_0 = 1,5 \text{ GHz} \rightarrow Z_{CA} = 106 \Omega \neq \infty \Omega$$

$$Z_{CA} = \frac{1}{\omega_0 C_{CA}}$$

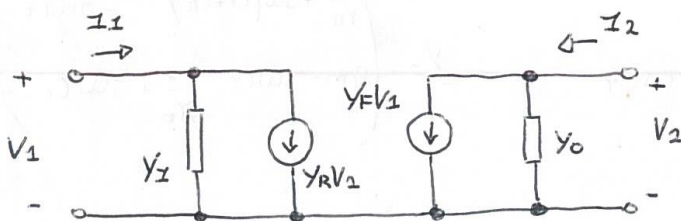
c.c.:

Presenza di un'induttanza serie di 2 mH

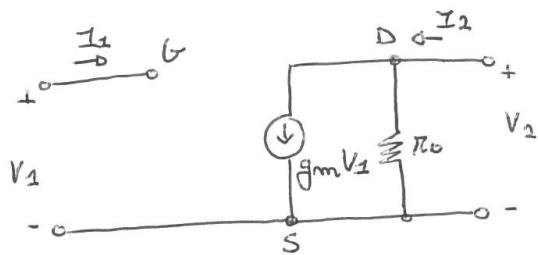
$$f_0 = 1,5 \text{ GHz} \rightarrow Z_{CC} = 19 \Omega \neq \phi \Omega$$

$$Z_{CC} = \omega_0 C_{CC}$$

Modello a Parametri y:



Modello a Parametri Y di un FET:



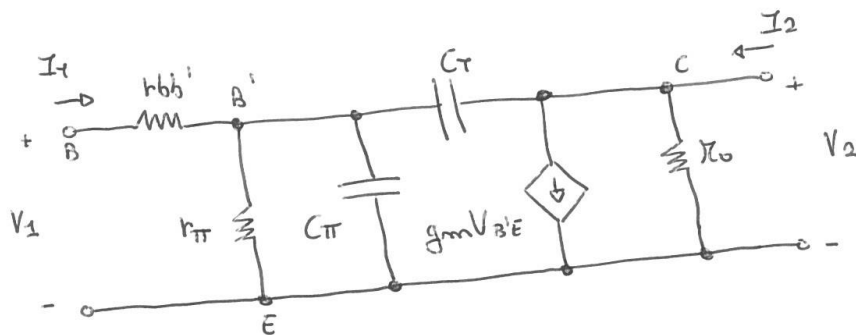
$$\underline{Y} = \begin{pmatrix} \phi & \phi \\ g_m & r_o^{-1} \end{pmatrix}$$

$$Y_{11} = \frac{I_1}{V_1} \Big|_{V_2 = \phi} = \phi \quad ; \quad Y_{12} = \frac{I_1}{V_2} \Big|_{V_1 = \phi} = \phi$$

$$Y_{21} = \frac{I_2}{V_1} \Big|_{V_2 = \phi} = g_m \quad ; \quad Y_{22} = \frac{I_2}{V_2} \Big|_{V_1 = \phi} = \frac{1}{r_o}$$

Modello a Parametri Y di un BJT, CE:

Circuito di Giacchetto:



Trascurvo il contributo di \$r\_{bb'} \Rightarrow r\_{bb'} = \phi\$

$$Y_{1E} = \frac{I_1}{V_1} \Big|_{V_2 = \phi} = \frac{1}{r_{\pi}} + j\omega(C_{\pi} + C_T)$$

$$Y_{FE} = \frac{I_2}{V_2} \Big|_{V_1 = \phi} = g_m - j\omega C_T$$

$$Y_{oE} = \frac{I_2}{V_2} \Big|_{V_1 = \phi} = \frac{1}{r_o} + j\omega C_T$$

$$Y_{rE} = \frac{I_1}{V_2} \Big|_{V_1 = \phi} = -j\omega C_T$$

$$\underline{Y} = \begin{pmatrix} \frac{1}{r_{\pi}} + j\omega(C_{\pi} + C_T) & -j\omega C_T \\ g_m - j\omega C_T & \frac{1}{r_o} + j\omega C_T \end{pmatrix}$$

## RETE RECIPROCA

Se  $Y$  è simmetrica rispetto alla diagonale principale

→ le reti passive sono quasi tutte reti reciproche

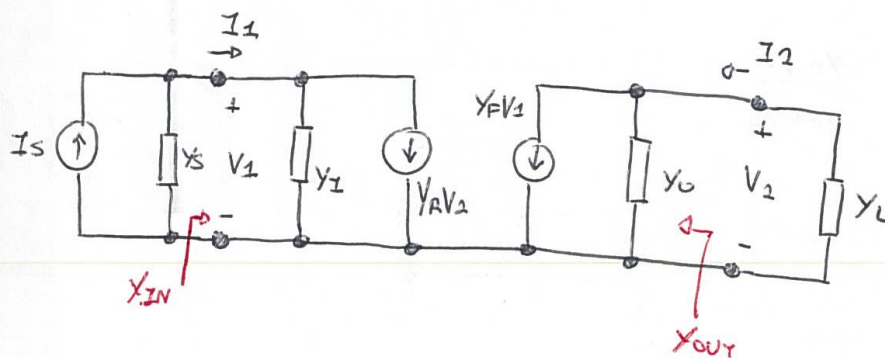
## RETE SIMMETRICA

Un due porte è simmetrico sse:

$$\begin{cases} Y_R = Y_F \\ Y_I = Y_O \end{cases}$$

→ le due porte possono essere scambiate senza modificare il comportamento inserito dalla rete.

## AMMETTENZA DI IN E OUT



$$A_V = \frac{V_2}{V_1}$$

$$V_2 = - Y_F \cdot V_1 \cdot \frac{1}{Y_O + Y_L}$$

$$A_V = - \frac{Y_F}{Y_O + Y_L}$$

$$A_I = \frac{I_2}{I_1} = \frac{Y_L Y_F}{Y_I (Y_O + Y_L) - Y_R \cdot Y_F}$$



$$Y_{IN} = \frac{I_1}{V_1}$$

$$I_1 = Y_I V_1 + Y_R V_2$$

$$\frac{I_1}{V_1} = Y_I + Y_R \cdot \frac{V_2}{V_1}$$

$$Y_{IN} = \frac{I_1}{V_1} = Y_I - \frac{Y_R Y_F}{Y_0 + Y_L}$$

$$Y_{OUT} = \frac{I_2}{V_2}$$

$$I_2 = Y_0 V_2 + Y_F V_1$$

$$\frac{I_2}{V_2} = Y_0 + Y_F \cdot \frac{V_1}{V_2}$$

$$\frac{V_1}{V_2} = - \frac{Y_R}{Y_I + Y_S}$$

$$Y_{OUT} = \frac{I_2}{V_2} = Y_0 - \frac{Y_R Y_F}{Y_I + Y_S}$$

$$Y_{IN} = Y_{IN}(Y_L)$$

$$Y_{OUT} = Y_{OUT}(Y_S)$$

Se la rete due porte è unidirezionale:

$$\Rightarrow Y_R = \phi$$

$Y_R$  misura l'effetto dell'uscita  $V_2$  su  $I_1$ .

Risulta:

$$\begin{cases} Y_{IN} = Y_I \\ Y_{OUT} = Y_0 \end{cases}$$

$Y_R = \phi \Rightarrow V_2$  non ha la capacità di modificare  $I_1$ .

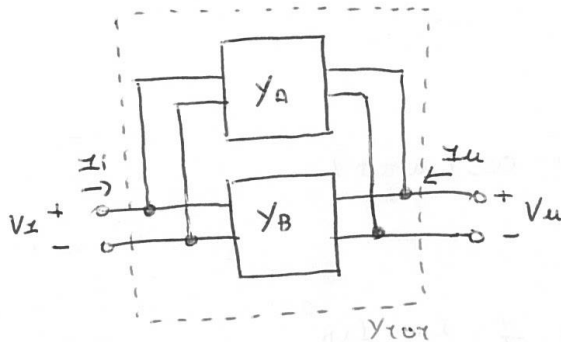
Om un sistema RF, in genere  $Y_R \neq \phi$ .

Supposizione di Lavoro:

$\begin{cases} \operatorname{Re}(Y_S) > \phi \\ \operatorname{Re}(Y_L) > \phi \end{cases}$ 
 Esistenza e resistenza di sorgente e carico  
 bipoli passivi.

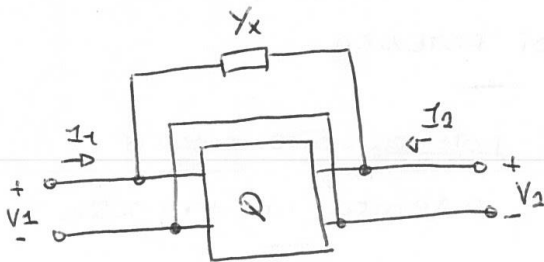
### UNILATERALIZZARE UN DUE PORTE

Reti 2 porte a parametri  $Y$  in parallelo:



$$Y_{tot} = Y_A + Y_B$$

Unilateralizzare un due porte usato come bipolo:



$$Y_{tot} = \begin{pmatrix} Y_I + Y_x & Y_R - Y_x \\ Y_F - Y_x & Y_O + Y_x \end{pmatrix}$$

Se  $Y_x = Y_R \Rightarrow Y_{R_{tot}} = \phi$

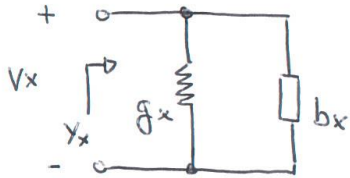
Se si utilizza un bipolo passivo,  $\operatorname{Re}(Y_x) = g_x > \phi$

Unilateralizzazione possibile se:  $\operatorname{Re}(Y_R) = g_r > \phi$

## GUADAGNO DI POTENZA

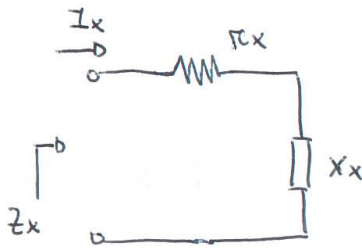
Calcolo della potenza attiva:

$$Y_x = g_x + j b_x, \quad V_x = V_{xH} \cdot \cos(\omega_0 t)$$



$$P_x = \frac{1}{2} g_x \cdot V_{xH}^2$$

$$Z_x = r_x + j X_x, \quad I_x = I_{xH} \cdot \cos(\omega_0 t)$$



$$P_x = \frac{1}{2} \cdot r_x \cdot I_{xH}^2$$

## GUADAGNO OPERATIVO DI POTENZA

$$G_p = \frac{P_L}{P_{IN}}$$

$P_L$ : potenza sul carico

$P_{IN}$ : potenza in ingresso

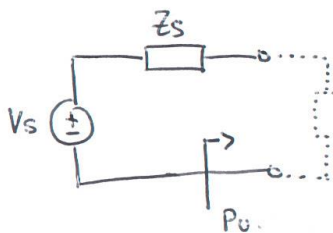
## GUADAGNO DI POTENZA DISPONIBILE

$$G_A = \frac{P_{AOUT}}{P_{AIN}}$$

$P_{AOUT}$ : potenza disponibile in OUT

$P_{AIN}$ : potenza disponibile in IN

MAX potenza erogabile da un generatore:



$$Z_s = R_s + j X_s$$

$$R_s > \phi$$

$$Z_L = Z_s^*$$

$$P_{uMAX} = P_u (Z_L = Z_s^*) = \frac{V_{sH}^2}{8R_s}$$

$$V_s = V_{sH} \cos(\omega_0 t)$$

Dimostrazione della necessità di  $R_s > \phi$

Se  $R_s < \phi$ , posso scegliere  $Z_L = r_L + jx_L$ ,  $r_L > \phi$

$$\text{Se } Z_L = -Z_s \Rightarrow I_s = \frac{V_s}{Z_L + Z_s} \rightarrow \infty \Rightarrow P_u \rightarrow \infty$$

La funzione  $P_u$  non risulta, dunque, essere superiormente limitata.

$$P_{AIN} = P_{AS} = \frac{V_{SK}^2}{8R_s}$$

$$P_{AOUT} = \frac{V_{AUT-K}^2}{8R_{AUT-K}}$$

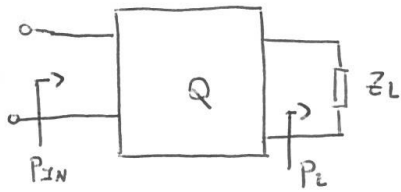
Supponendo adattamento complesso coniugato in IN e OUT, risulta:

$$\begin{cases} Y_{IN}(Y_L) = Y_s^* \\ Y_{OUT}(Y_S) = Y_L^* \end{cases} \Rightarrow G_P = G_A$$

GUADAGNO DI TRASDUTTORE

$$G_T = \frac{P_L}{P_{AIN}}$$

## ESPRESSIONE DEI GUADAGNI DI POTENZA



$$G_P = \frac{P_L}{P_{IN}} = \frac{V_{2H}^2}{2} \cdot g_L \cdot \frac{2}{V_{2H}^2} \cdot \frac{1}{g_{IN}} = |Av|^2 \cdot \frac{g_L}{g_{IN}} = \frac{|Y_F|^2}{|Y_0 + Y_L|^2} \cdot \frac{g_L}{g_{IN}}$$

$$G_P = G_P(Y_L) = \frac{|Y_F|^2}{|Y_0 + Y_L|^2} \cdot \frac{g_L}{g_{IN}}$$

$G_P$  è una funzione della terminazione d'uscita:

Segno di  $G_P$ :

- $P_L > \phi$ ,  $\text{Re}\{Z_L\} > \phi$ ;
- $P_{IN} \geq \phi$ ,  $\text{Re}\{Z_{IN}\} \geq \phi$ ;

$$G_A = G_A(Y_S) = \frac{|Y_F|^2 \cdot g_S}{\text{Re}\{[y_{00}y_S + y_{01}y_I - y_{R1}y_F][y_I + y_S]^*\}}$$

$G_A$  è una funzione della sorgente:

Segno di  $G_A$ :

- $P_{AIN} > \phi$ ,  $\text{Re}\{Z_S\} > \phi$ ;
- $P_{AOUT} \geq \phi$ ,  $\text{Re}\{Z_{OUT}\} \geq \phi$ ;

$$G_T = G_T(Y_S, Y_L) = \frac{4g_S g_L |Y_F|^2}{|(Y_S + Y_I)(Y_O + Y_L) - Y_R Y_F|^2}$$

$G_T$  è una funzione sia del carico che della sorgente.

Segno di  $G_T$ :

- $P_L > \phi, \operatorname{Re}\{Z_L\} > \phi;$
- $P_{A\text{IN}} > \phi, \operatorname{Re}\{Z_S\} > \phi;$

Risultando adattamento c.c. in  $Z_U$ :

$$P_{\text{IN}} = P_{A\text{IN}} \Rightarrow G_P = G_T$$

Risultando adattamento c.c. in  $Z_{OU}$ :

$$P_L = P_{A\text{OUT}} \Rightarrow G_A = G_T$$

sempramente si trova:

$$P_{A\text{OUT}} \geq P_L \Rightarrow G_T \leq G_A$$

$$P_{A\text{IN}} \geq P_{\text{IN}} \Rightarrow G_T \leq G_P$$

FATTORI DI MERITO DERIVATI DA  $G_T$

$$G_T = G_T(y_S, y_L) = \frac{4g_S g_L |Y_F|^2}{|(y_S + y_I)(y_O + y_L) - y_R y_F|^2}$$

$$G_{TU1} = G_T(y_R = \phi) = \frac{4g_S g_L |Y_F|^2}{|(y_S + y_I)(y_O + y_L)|^2}$$

CRÈ deriva dall'unicità del dispositivo.  
In tal caso risulta:

$$\begin{cases} y_{IN} = y_I \\ y_{OUT} = y_O \end{cases}$$

Per massimizzare il trasferimento di potenza  
adattamento c.c. in IN e OUT:

$$\begin{cases} y_I = y_S^* \\ y_O = y_L^* \end{cases}$$

$$y_S + y_I = g_S + j b_S + g_I + j b_I = g_I - j b_I + g_I + j b_I = 2g_I$$

$$y_L + y_O = g_L + j b_L + g_O + j b_O = \dots = 2g_O$$

$$G_{TUMAX} = G_{TU1}(y_I = y_S^*, y_O = y_L^*) = \frac{4g_I g_O |Y_F|^2}{|4g_I g_O|^2}$$

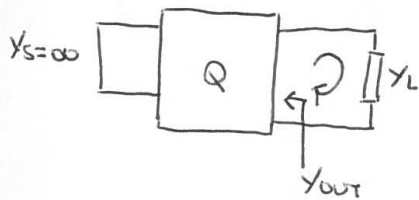
Soltanto,  $g_I, g_O > \phi$ :

$$MAG = \text{MAX AVAILABLE GAIN} = G_{TUMAX} = \frac{|Y_F|^2}{4g_I g_O}$$

Dimostrazione che il MAG necessita:

$$\begin{cases} g_1 > \phi \\ g_0 > \phi \end{cases}$$

Supponiamo  $Y_S = \infty$  e  $g_0 < \phi$



$$Y_{out} = Y_0 - \frac{Y_R Y_F}{Y_I + Y_S} = Y_0$$

$$Y_0 = -g_0 + j b_0 = Y_{out} \quad \text{per via dell'adattamento c.c. in out}$$

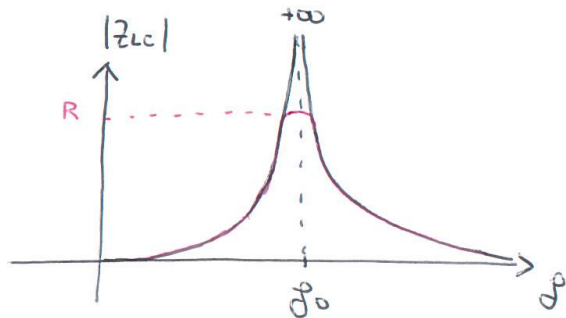
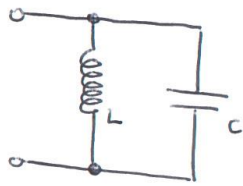
$$\text{Se } Y_L = -Y_0 = g_0 - j b_0 \Rightarrow I_L \rightarrow \phi \Rightarrow P_L \rightarrow \infty$$

Gr non recuperabile sono assolutamente limitato.



## RIEPILOGO SULLE RETI RISONANTI

$L \parallel C$



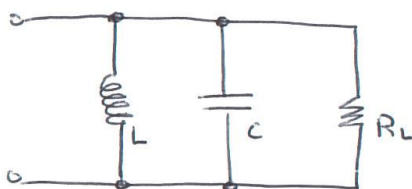
$$Y_{LC} = j\omega C + \frac{1}{j\omega L} = j \left( \omega C - \frac{1}{\omega L} \right)$$

$$\omega_0: \omega_0 C - \frac{1}{\omega_0 L} = 0 \Rightarrow Y_{LC} = 0$$

$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$ ; a  $\omega = \omega_0$  LC // si comporta come un c.a.

La causa di effetti resistivi risolutivi:

L'applicazione di un resistore  $R_L$ , al fine di costituire un gruppo RLC //, consente di trascurare gli effetti resistivi dovuti a C ed L.



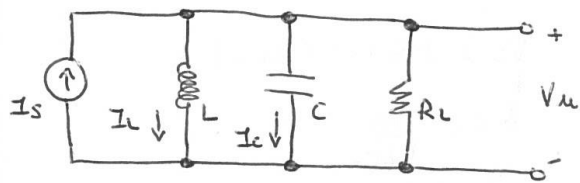
$$R_L \approx 100 \Omega \approx 1 \text{ k}\Omega$$

$$Q_{P'} = \frac{R_L}{\frac{1}{\omega_0 C}} = \omega_0 R_L C, \quad Q_{P''} = \frac{R_L}{\omega_0 L}$$

$$\omega = \omega_0 \Rightarrow Q = Q_{P'} = Q_{P''}$$

Tanto più  $Q$  è alto, tanto più:

$$\begin{aligned} R_L \gg \frac{1}{\omega_0 C} &\Rightarrow Z_{LCR} \text{ decresce più velocemente} \\ R_L \gg \omega_0 L &\text{ per } \omega \gtrsim \omega_0. \end{aligned}$$



$$I_s = I_{SH} \cdot \cos(\omega_0 t)$$

$$V_u(t) = I_s(t) \cdot R_L, \quad \omega = \omega_0$$

$$V_{uM} = I_{SH} \cdot R_L$$

$$I_{LM} = V_{uM} / \omega_0 L, \quad \omega = \omega_0$$

$$= I_{SH} \cdot R_L / \omega_0 L = I_{SH} \cdot Q_P$$

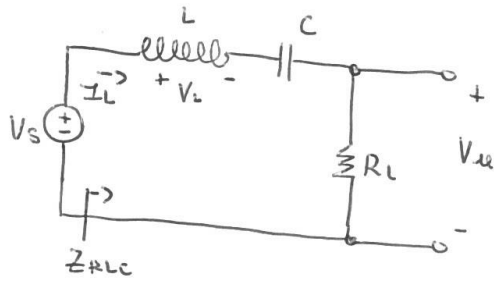
$$\rightarrow I_{LM} = I_{SH} \cdot Q_P$$

$Q_P$  è un parametro da considerare al fine di dimensionare un induttore in grado di sostenere  $I_{LM}$ .

nel complesso la corrente che scorre su  $L$  è in opposizione di fase con la corrente che scorre su  $C$ .

a  $\omega = \omega_0 \Rightarrow LC //$  si comporta come un c.c. in quanto  $|I_L| = |I_C|$ .

## RLC $\Sigma$



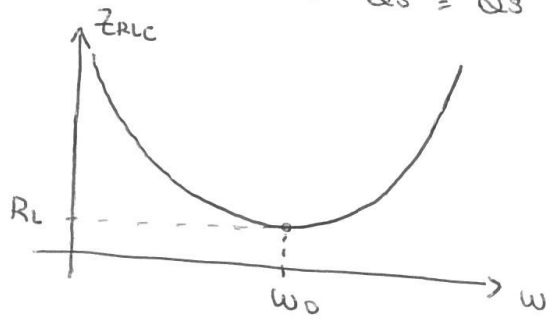
$$V_s = V_{SH} \cos(\omega t)$$

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$$

$$Q_s' = \frac{1}{\omega_0 C R_L}$$

$$Q_s'' = \frac{\omega_0 L}{R_L}$$

a  $\omega = \omega_0 \Rightarrow Q_s = Q_s' = Q_s''$



a  $\omega = \omega_0 \Rightarrow LC \Sigma = c.c.$

a  $\omega = \omega_0$ ,  $I_{LH} = V_{SH} / R_L$

$$V_{LH} = I_{LH} \cdot \omega_0 L = V_{SH} \cdot \frac{\omega_0 L}{R_L} = V_{SH} \cdot Q_s$$

$Q_s$  è un parametro che ha come unità di misura il grado di sistema  $V_{LH}$ .  
di dimensione L in grado di sistema  $V_{LH}$ .

nel complesso la tensione su L è in controfase rispetto alla tensione su C.

a  $\omega = \omega_0$ ,  $LC \Sigma$  si comporta come un c.c. in quanto  $|V_L| = |V_C|$

## STABILITÀ INCONDIZIONATA

### SISTEMA STABILE

Un sistema è stabile se a fronte di un'oscillazione finita in durata e in ampiezza genera un'uscita finita in durata e in ampiezza.

### OSCILLATORE

Sistema in grado di produrre una forma d'onda periodica in assenza di eccitazioni.

### CRITERIO DI BARKHAUSEN

Se  $\exists f = f_0$ :

$$\begin{cases} |BA|_{f=f_0} = 1 \\ \nexists BA|_{f=f_0} = \phi \end{cases}$$

il sistema è in grado di autosostenere, in assenza di eccitazioni, un'oscillazione a  $f = f_0$ .

### CRITERIO DI BARKHAUSEN ALL'INNESCO

Se  $\exists f = f_0$ :

$$\begin{cases} |BA|_{f=f_0} > 1 \\ \nexists BA|_{f=f_0} = \phi \end{cases}$$

nel sistema si auto-innesca un'oscillazione a frequenza iniziale  $f = f_0$  che si auto-sostenta.

### CRITERIO DI BARKHAUSEN PER UN 2 PORTE

Se  $\exists Y_S, Y_L$ :

$$\begin{cases} \operatorname{Re} \{ BA(Y_S, Y_L) \} = 1 \\ \operatorname{Im} \{ BA(Y_S, Y_L) \} = \phi \end{cases}$$

per  $f = f_0$

il sistema è in grado di sostenere autonomamente un'oscillazione a  $f = f_0$ .

## CRITERIO DI BARKHAUSEN ALL'INNESCO PER UN 2 PORTE

Se  $\exists \gamma_s, \gamma_L$ :

$$\begin{cases} \operatorname{Re} \{ BA(\gamma_s, \gamma_L) \} \geq 1 \\ \operatorname{Im} \{ BA(\gamma_s, \gamma_L) \} = 0 \end{cases} \quad \text{per } f = f_0$$

nell' sistema si auto innescava un'oscillazione a frequenza iniziale  $f = f_0$  che si auto- eccita.

## SISTEMA INCONDIZIONATAMENTE STABILE

un 2 porte è I.S. sse:

$$\nexists (\gamma_s, \gamma_L) \text{ con } \begin{cases} \operatorname{Re} \{ \gamma_s \} \geq 0 \\ \operatorname{Re} \{ \gamma_L \} \geq 0 \end{cases} :$$

$$\begin{cases} \operatorname{Re} \{ BA(\gamma_s, \gamma_L) \} = R, \quad R \in \mathbb{R} \geq 1 \\ \operatorname{Im} \{ BA(\gamma_s, \gamma_L) \} = 0 \end{cases} \quad \text{per } f = f_0.$$

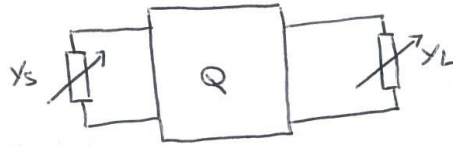
## SISTEMA POTENZIALMENTE INSTABILE

un 2 porte è P.I. sse:

$$\exists (\gamma_s, \gamma_L) \text{ con } \begin{cases} \operatorname{Re}(\gamma_s) \geq 0 \\ \operatorname{Re}(\gamma_L) \geq 0 \end{cases} :$$

$$\begin{cases} \operatorname{Re} \{ BA(\gamma_s, \gamma_L) \} = R, \quad R \in \mathbb{R} \geq 1 \\ \operatorname{Im} \{ BA(\gamma_s, \gamma_L) \} = 0 \end{cases} \quad \text{per } f = f_0.$$

In termini equivalenti, la I.S. impedisce che:

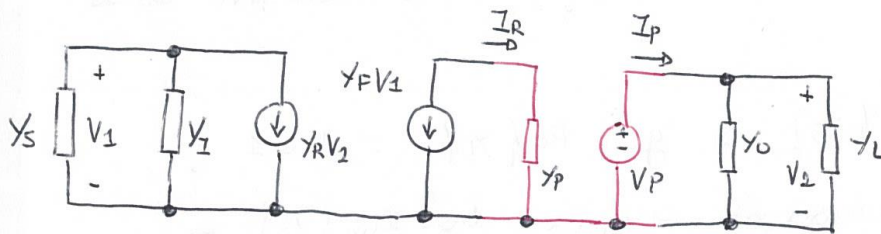


Posso notare ( $Y_s, Y_L$ ), alla frequenza  $f = f_0$ , e il mio sistema non oscilla.

Se il sistema è I.S. posso realizzare circuito equivalente c.c. in IN e OUT.

Calcolo del BA per una rete due porte:

$$BA = \frac{V_R}{V_P} \Big|_{V_S = \phi}$$



$$Y_p = \frac{1}{Z_p} = \frac{I_p}{V_p} \Big|_{V_S = \phi} = Y_0 + Y_L$$

$$\begin{aligned} V_R = I_R Z_p &= -Y_F V_1 \cdot Z_p = -\frac{Y_F}{Y_0 + Y_L} \cdot V_1 = -\frac{Y_F}{Y_0 + Y_L} (-Y_R V_2) \frac{1}{Y_S + Y_1} = \\ &= \frac{Y_F Y_R}{(Y_0 + Y_L)(Y_S + Y_1)} \cdot V_P \end{aligned}$$

$$BA = \frac{V_R}{V_P} \Big|_{V_S = \phi} = \frac{Y_F Y_R}{(Y_0 + Y_L)(Y_S + Y_1)}$$

$$BA = BA(Y_L, Y_S)$$

Se  $Y_R = \phi \Rightarrow \beta_A = \phi$  : per un due porte unilaterale non c'è reazione.

Se  $Y_L \rightarrow \infty \Rightarrow \beta_A = \phi$  : uscita in c.c.

Se  $Y_S \rightarrow \infty \Rightarrow \beta_A = \phi$  : ingresso in c.c.

FATTORE DI STERN (K)

$$K = \frac{2(g_i + g_s)(g_o + g_L)}{\operatorname{Re}\{Y_R Y_F\} + |Y_R Y_F|}$$

Se  $K > 1$ , non esiste soluzione al sistema di Barkhausen e al sistema di Barkhausen non è immerso.

Fissato  $g_s = \operatorname{Re}\{Y_S\}$  e  $g_L = \operatorname{Re}\{Y_L\}$  :  $K > 1$ ,

non esiste nessuna coppia  $b_s = \operatorname{Im}\{Y_S\}$  e

$b_L = \operatorname{Im}\{Y_L\}$  che verificano

le condizioni di Barkhausen.



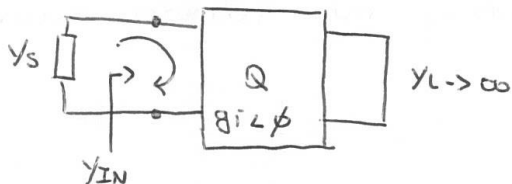
Supposto  $g_i, g_o > \phi$ , se  $K > 1$  per  $(g_{s1}, g_{L1})$

esiste  $K > 1$  anche per  $(g_{s2}, g_{L2})$  con

$$\begin{cases} g_{s2} > g_{s1} \\ g_{L2} > g_{L1} \end{cases}$$

La condizione  $g_i > \phi$ ,  $g_o > \phi$  è necessaria al fine di ottenere stabilità:

Supponiamo  $g_i < \phi$ ,  $f = f_0$ :



$$Y_{IN} = Y_I - \frac{Y_R Y_F}{Y_o + Y_L} = Y_I = g_i + j b_i$$

Se scegliamo  $Y_s = -Y_I = -g_i - j b_i$ , si verifica in ingresso una maglia a impedenza nulla che consente di ottenere una corrente infinita.

$\begin{cases} Y_L \rightarrow \infty \\ Y_s = -Y_I \end{cases}$ 
 verifica dunque le condizioni di Barkhausen.

N.B:  $K > 1$  non significa dire che il sistema è I.S. in quanto  $K$  è calcolato in corrispondenza di una particolare coppia  $(g_s, g_L)$

$$K_{HIU} = K(g_s = \phi, g_L = \phi) = \frac{2g_i g_o}{\text{Re}\{Y_R Y_F\} + |Y_R Y_F|}$$

Se  $K_{HIU} > 1$  il sistema è I.S.

Ed è palese per noi dal fatto che  $K$  è una funzione crescente di  $(g_s, g_L)$ .



La condizione sul fattore di Stern è molto utile in AF. Gli accoppiamenti capacitivi e induttivi spuri possono far variare le parti reattive delle impedenze di sorgente e di carico e generare le condizioni per l'insorgere di oscillazioni, ma questo non accade se  $K > 1$ .

$$2g_1g_0 > \operatorname{Re}\{Y_R Y_F\} + |Y_R Y_F|$$

$$2g_1g_0 - \operatorname{Re}\{Y_R Y_F\} > |Y_R Y_F|$$

$$\phi < \frac{|Y_R Y_F|}{2g_1g_0 - \operatorname{Re}\{Y_R Y_F\}} < 1$$

FATTORE DI LINVILL (C)

$$C = \frac{|Y_R Y_F|}{2g_1g_0 - \operatorname{Re}\{Y_R Y_F\}}$$

Se  $\phi \leq C < 1$ , il sistema è I.S.

$Y_R = \phi \Rightarrow C = \phi$ , il dispositivo è unilaterale.

Per cui:

$$\begin{cases} Y_{IN} = Y_I \\ Y_{OUT} = Y_0 \end{cases}$$

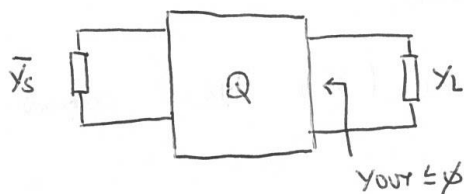
Se  $\begin{cases} g_1 > \phi \\ g_0 > \phi \end{cases}$  il sistema è I.S.

## DEFINIZIONE EQUIVALENTE DI INCONDIZIONATA STABILITA'

$$\begin{cases} \forall Y_S: \operatorname{Re}\{Y_S\} \geq \phi \Rightarrow Y_{OUT}: \operatorname{Re}\{Y_{OUT}\} \geq \phi \\ \forall Y_L: \operatorname{Re}\{Y_L\} \geq \phi \Rightarrow Y_{IN}: \operatorname{Re}\{Y_{IN}\} \geq \phi \end{cases}$$

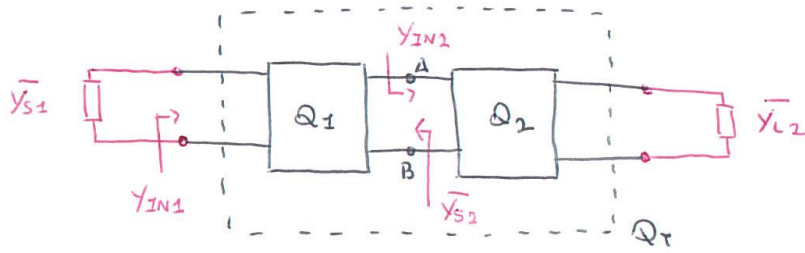
Dimostriamo che se non verificata di una di queste due equazioni implica la P.I.

$$\text{Se } \exists \bar{Y}_S: \operatorname{Re}\{\bar{Y}_S\} \geq \phi \Rightarrow Y_{OUT}: \operatorname{Re}\{Y_{OUT}\} \leq \phi$$



Scegliamo  $Y_L = -Y_{OUT} \Rightarrow g_L = -g_{OUT}$  si realizza una  
 maglia d'uscita a impedenza nulla, per cui  $I_{OUT} \rightarrow \infty$ .  
 A fronte di una sintonizzazione finita a  $f = f_0$  si  
 ottiene una risposta non finita, per cui sono  
 verificate le condizioni di Barkhausen.

# STADI IN CASCATA



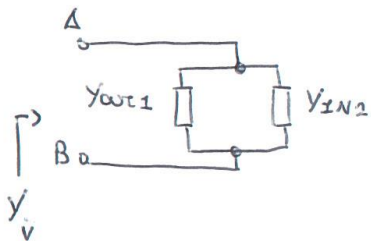
$Q_1$  I.S.,  $Q_2$  I.S.  $\Rightarrow Q_T$  I.S.

Supponiamo  $(\bar{Y}_{L2}, \bar{V}_{S2})$  render  $Q_2$  instabile, non è detto che  $Q_T$  sia instabile.

Se  $Q_2$  è unilaterale  $\Rightarrow \bar{Y}_{IN1} (\bar{Y}_{L1} = \bar{Y}_{IN2})$  non dipende da  $\bar{Y}_{L2}$ .

$\text{Re} \{ \bar{Y}_{IN1} (\bar{Y}_{L1} = \bar{Y}_{IN2}) \} > \phi$  la maglia di IN non sarà mai a impedenza nulla.

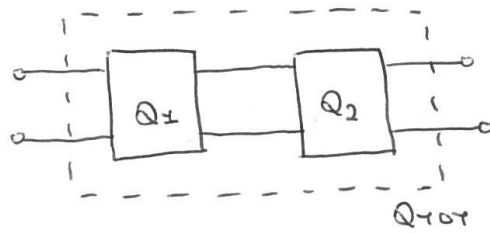
È però possibile che  $\text{Re} \{ \bar{Y}_{OUT1} (\bar{V}_{S1}) \} < \phi$  e quindi si può generare una maglia ad impedenza nulla tra  $Q_1$  e  $Q_2$ .



$$\text{Re} \{ \bar{Y}_V \} = \text{Re} \{ \bar{Y}_{OUT1} \} + \text{Re} \{ \bar{Y}_{IN2} \} < \phi$$

se invece genera potenza invece che assorbe e siamo in condizioni di instabilità.

Esempio di  $G_{TOT}$  per due stadi in cascata:



Per  $N$  stadi risulta

$$G_{TOT} = G_N \sum_{i=1}^{N-1} G_A$$

$$G_{TOT} = \frac{P_{L2}}{P_{AIN1}} = \frac{P_{L2}}{P_{AOUT1}} \cdot \frac{P_{AOUT1}}{P_{AIN1}} = G_{T2} \cdot G_{A1}$$

RICERCA DEL MASSIMO GUADAGNO

de sistema:

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{\partial G_T}{\partial g_S} = \phi \\ \frac{\partial G_T}{\partial g_L} = \phi \\ \frac{\partial G_T}{\partial b_S} = \phi \\ \frac{\partial G_T}{\partial b_L} = \phi \end{array} \right. \quad \begin{array}{l} \text{è soddisfatto dalla coppia:} \\ \left\{ \begin{array}{l} Y_{SOPR} = g_{SOPR} + b_{SOPR} \\ Y_{LOPR} = g_{LOPR} + b_{LOPR} \end{array} \right. \end{array}$$

Questo sistema ha soluzione se il sistema è i.s. In tal caso la soluzione è  $(Y_{SOPR}, Y_{LOPR})$

$(Y_{SOPR}, Y_{LOPR})$  è la coppia che realizza esattamente c.c. in IN e OUT:

$$\left\{ \begin{array}{l} Y_{IN}(Y_{LOPR}) = Y_{SOPR}^* \\ Y_{OUT}(Y_{SOPR}) = Y_{LOPR}^* \end{array} \right.$$

$G_{TMAX} = G_T(Y_S = Y_{SOPR}, Y_L = Y_{LOPR})$   $\exists$  se il sistema è i.s.

In tal caso:

$$G_{TMAX} = G_T(Y_{SOPR}, Y_{LOPR}) = G_P(Y_{LOPR}) = G_A(Y_{SOPR})$$

nel caso in cui  $Y_R = \phi$ ,  $g_i, g_o \neq \phi$ , risulta come detto in precedenza:

$$G_{TUMAX} = \frac{|Y_F|^2}{4g_i g_o}$$

$$\text{con: } \begin{cases} g_{SOPT} = g_i & , \quad b_{SOPT} = -b_i \\ g_{LOPT} = g_o & , \quad b_{LOPT} = -b_o \end{cases}$$

$$G_A(Y_{SOPT}) = G_{A MAX}$$

$$G_P(Y_{LOPT}) = G_{P MAX}$$

$$G_{T MAX} = G_{A MAX} = G_{P MAX}$$

$$g_{SOPT} = \frac{\sqrt{[2g_i g_o - \text{Re}\{Y_R Y_F\}]^2 - |Y_R Y_F|^2}}{2g_o}$$

$$g_{LOPT} = g_{SOPT} \cdot \frac{g_o}{g_i}$$

$$b_{SOPT} = -b_i + \frac{\text{Im}\{Y_R Y_F\}}{2g_o}$$

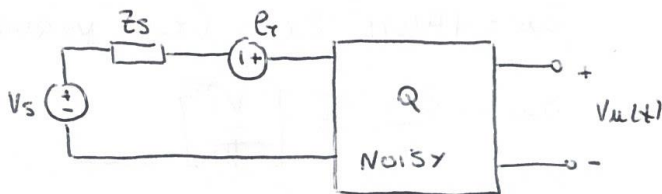
$$b_{LOPT} = b_o + \frac{\text{Im}\{Y_R Y_F\}}{2g_i}$$

## CIFRA DI RUMORE

$$NF = \frac{N_{U_{TOT}}}{N_{U_{ZS}}}$$

$N_{U_{TOT}}$ : Potenza di rumore totale in aut.

$N_{U_{ZS}}$ : Potenza di rumore in aut dovuto a  $Z_S$  e solo a  $Z_S$ .



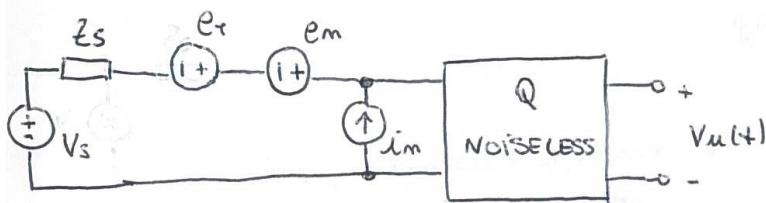
$\overline{x^2(t)}$ : Valore quadratico medio di  $x(t)$

$S_x(f)$ : densità spettrale di potenza di  $x(t)$

$$\overline{x^2(t)} = \int_{f_1}^{f_2} S_x(f) df$$

$\overline{x^2(t)} = P_x$  su un estico da  $1 \Omega$

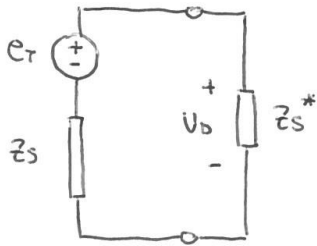
Calcolo della cifra di rumore:



$$e_m \rightarrow S_{e_m} = \left[ \frac{V^2}{Hz} \right]$$

$$i_m \rightarrow S_{i_m} = \left[ \frac{A^2}{Hz} \right]$$

calcolo della densità spettrale di potenza disponibile  $S_{av}$  del rumore termico di un'impedenza  $Z_s$ :



$$V_b = e_r \cdot \frac{R_s}{Z_s + Z_s^*} = e_r \cdot \frac{R_s}{2R_s} = \frac{e_r}{2}$$

$$H(s) = \frac{1}{2}$$

$$S_{av} = |H(s)|^2 \cdot S_i \quad (\text{r. di NYQUIST})$$

$$S_{av} = \frac{S_{er}}{4} = \left[ \frac{V^2}{Hz} \right]$$

$$S_A = \frac{S_{er}}{4 \cdot R_s} = \left[ \frac{W}{Hz} \right]$$

Per un'impedenza resistiva:

$$S_{er} = 4kTR_s \rightarrow S_A = \frac{4kTR_s}{4R_s} = kT = \left[ \frac{W}{Hz} \right]$$

$$N_{uzs} = S_{uzs} \cdot \Delta f = S_A \cdot G_r \cdot \Delta f = kT \cdot G_r \cdot \Delta f$$

Considerando il rumore termico un rumore bianco

$$\rightarrow \text{ultimamente } N_u = \int_{-\infty}^{+\infty} S_A Z_s df$$

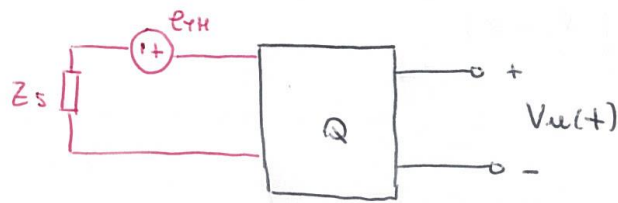
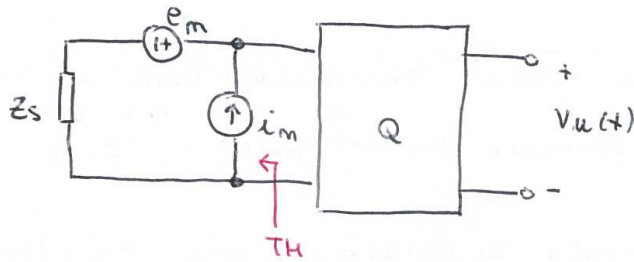
Supponendo  $e_m$ ,  $i_m$ ,  $e_r$  indipendenti, risulta:

$$NF = \frac{N_{uzs} + N_{uq}}{N_{uzs}} = 1 + \frac{N_{uq}}{N_{uzs}}$$

$N_{uq}$ : Potenza di rumore in cui dovuta a  $Q$  e a  $Q$

Calcolo di  $N_{uQ}$ :

$$V_s, e_r = \phi$$



$$e_{TH} = e_m + i_m \cdot Z_s$$

TRAHIRE IL T. DI NYQUIST :  $S_u = |H(s)|^2 \cdot S_e$

$$S_{TH} = \frac{S_{em} + S_{im} \cdot |Z_s|^2}{4} = \left[ \frac{V^2}{Hz} \right]$$

$$S_{ATH} = \frac{S_{em} + S_{im} |Z_s|^2}{4R_s} = \left[ \frac{W^2}{Hz} \right]$$

$$N_{uQ} = S_{ATH} \cdot \Delta f = S_{ATH} \cdot G_T \cdot \Delta f$$

considerando  $S_{ATH}$  costante in  $\Delta f$

$$NF = 1 + \frac{S_{em} + S_{im} |Z_s|^2}{4kT R_s}$$

$$NF = NF(Z_s) \neq NF(R_s)$$



Progettazione di un LNA:

Dobbiamo minimizzare NF variando  $Z_s$ .

NF dipende:

- dai dispositivi attivi tramite  $S_{em}$  e  $S_{im}$ ;
- dalla terminazione di sorgente  $Z_s$ ;

Sicuramente  $NF_{min}$  si ottiene per  $Z_s = R_s$

$$Z_s = R_s + X_s \quad (X_s = \emptyset)$$

in quanto

$$NF = 1 + \frac{S_{em} + S_{im}(R_s^2 + X_s^2)}{4kT R_s}$$

$$\frac{d}{dR_s} NF = \frac{2R_s S_{im} 4kT R_s - (S_{em} + S_{im} R_s^2) 4kT}{(4kT R_s)^2} = \emptyset$$

$$4kT (R_s^2 S_{im} - S_{em}) = \emptyset$$

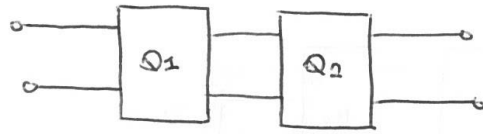
$$Z_{s,opt} = R_{s,opt} = \sqrt{\frac{S_{em}}{S_{im}}}$$

$$Z_{s,opt} = \begin{cases} R_{s,opt} = \sqrt{\frac{S_{em}}{S_{im}}} \\ X_{s,opt} = \emptyset \end{cases}$$

Solitamente  $Z_s$  è definita dal progetto.

Sono necessarie reti di adattamento che trasformino  $Z_s$  in  $Z_{s,opt}$

calcolo di  $N_{F_{TOT}}$  :



$$N_{F_{TOT}} = NF_1 + \frac{NF_2 - 1}{G_{A1}} + \frac{NF_3 - 1}{G_{A1} G_{A2}} + \dots \quad (\text{FORMULA DI FRIIS})$$

È palese se fatto che il primo stadio deve avere :

- $NF_{min}$  ;
- $G_A \text{ MAX}$  ;

Se  $Q_1$  è una rete di adattamento :

- $NF = 1$  ;
- $G_A = 1$  ;

$$\Rightarrow N_{F_{TOT}} = NF_{Q2}$$

$$NF = \frac{S_i/N_i}{S_u/N_u} \quad , \quad \text{Se } NF=1 \Rightarrow \frac{S_i}{N_i} = \frac{S_u}{N_u} .$$

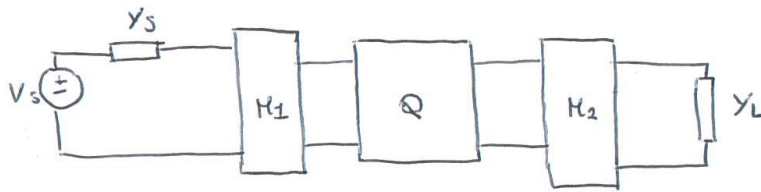
$$N_{TOT} = NF \cdot RT \cdot G_T \cdot \Delta f$$

NF: Figura di Rumore grafica sul datasheet.

minimizzare NF  $\Rightarrow$  adattamento in I.U

massimizzare  $G_A \Rightarrow$  adattamento c.c. in OUT.

# RETI DI ADATTAMENTO

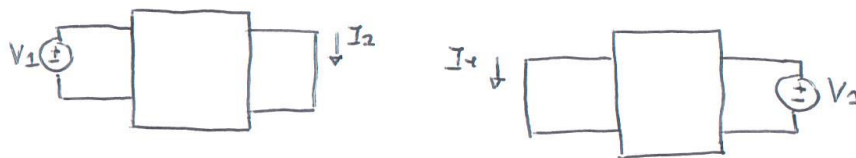


Proprietà:

- Lineare
  - Passiva
  - Non dissipativa
  - Reciproca
- } Conservativa

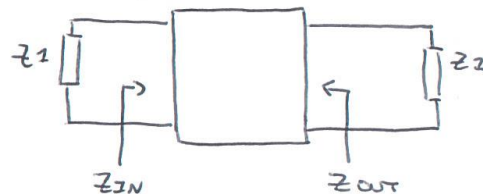
RECIPROCA DAL P.T.O DI VISTA CIRCUITALE

Se  $V$  coppia di rami:  $\frac{I_2}{V_1} = \frac{I_1}{V_2}$



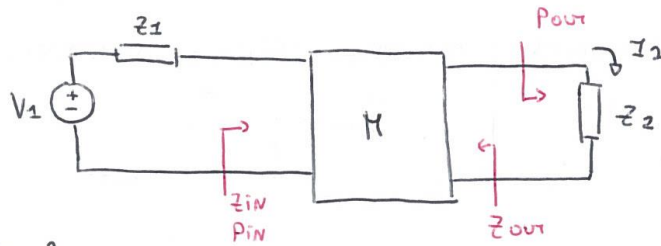
## TEOREMA FONDAMENTALE DELLE RETI DI ADATTAMENTO

In una rete lineare, passiva, non dissipativa e reciproca, se è presente adattamento c.c. in  $Z_1$  allora è presente adattamento c.c. anche in  $Z_2$



$$Z_1 = Z_{in}^* \Leftrightarrow Z_2 = Z_{out}^*$$

Dimostrazione:



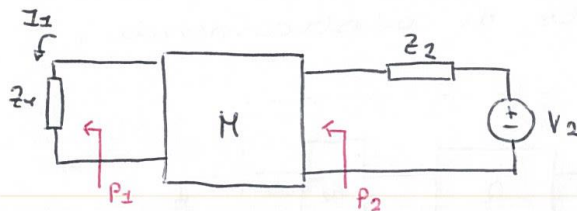
$$P_{1A} = \frac{V_{1H}^2}{8R_1}$$

$$P_{iN} = P_{1A} = \frac{V_{1H}^2}{8R_1} \quad \text{Per via dell'adattamento c.c. in } Z_N.$$

$$P_{out} = P_{iN} = \frac{V_{1H}^2}{8R_1} \quad \text{Per via che } H \text{ è conservativa.}$$

$$P_{out} = \frac{1}{2} R_2 I_{2H}^2$$

$$\frac{V_{1H}^2}{8R_1} = \frac{1}{2} R_2 I_{2H}^2 \quad \rightarrow \quad \frac{1}{4R_1R_2} = \left( \frac{I_{2H}}{V_{1H}} \right)^2$$



$$\left( \frac{I_{2H}}{V_{1H}} \right)^2 = \left( \frac{I_{1H}}{V_{2H}} \right)^2 \quad \text{Per via della reciprocità}$$

$$P_1 = \frac{1}{2} R_1 I_{1H}^2 = \frac{1}{2} R_1 \cdot \frac{1}{4R_1R_2} \cdot V_{2H}^2 = \frac{V_{2H}^2}{8R_2}$$

ma  $P_1 \equiv P_2$ , Per via che la rete è passiva e non dissipativa.

$V_2$  sta erogando  $P_2 = P_{A2}$  e perciò lavora in condizioni di adattamento c.c.

## COROLLARIO

Una rete con le caratteristiche sopra citate possiede  $G_A = 1$ .

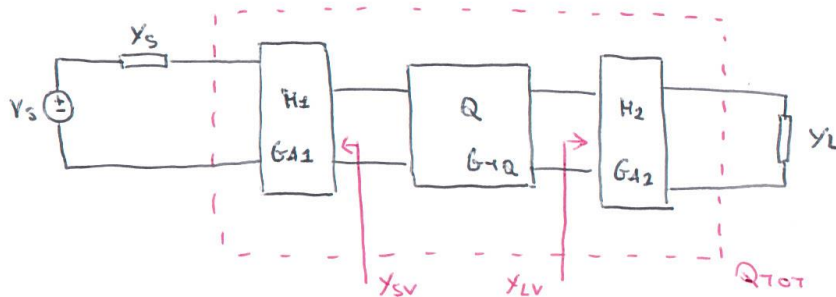
$$G_A = \frac{P_{AOUT}}{P_{AIN}}$$

Se si realizza  $Z_L$  affinché si abbia adattamento c.c. in OUT, ovvero adattamento c.c. anche in IN.

$V_s$  genera  $P_{AIN}$  che è anche la massima potenza erogabile sul carico essendo la rete conservativa.

$$P_{AIN} = P_{AOUT} \Rightarrow G_A = 1.$$

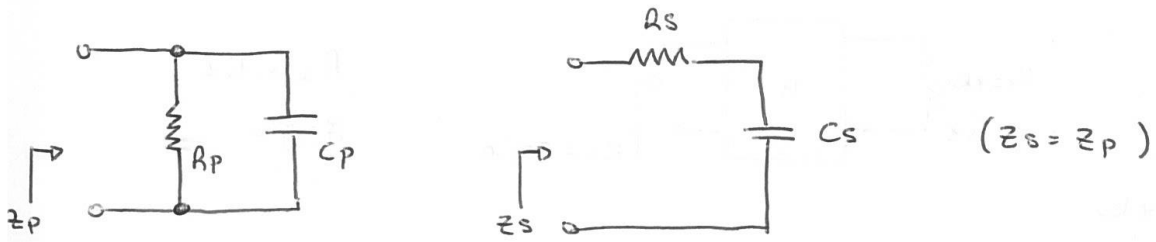
Utilizzo di una rete di adattamento:



$$G_{TTOT} = \frac{P_L}{P_{AIN1}} = G_{TA} \cdot G_{A1} = G_{TA}$$

$$G_{TTOT} = G_{TQ}(Y_{SV}, Y_{LV}) \neq G_{TQ}(Y_s, Y_L)$$

TRASFORMAZIONE  $\parallel \Rightarrow \Sigma \quad \text{E} \quad \Sigma \Rightarrow \parallel$



$$Q_p = \omega_0 R_p C_p \quad \text{a} \quad \omega = \omega_0.$$

$$Y_p = \frac{1}{R_p} + j\omega C_p$$

$$Z_s = Z_p = \frac{1}{Y_p} = \frac{1}{\frac{1}{R_p} + j\omega C_p} = \frac{R_p}{1 + j\omega R_p C_p} \cdot \frac{1 - j\omega R_p C_p}{1 - j\omega R_p C_p}$$

$$= \frac{R_p (1 - j\omega R_p C_p)}{1 + \omega^2 R_p^2 C_p^2} = \frac{R_p}{1 + \omega^2 R_p^2 C_p^2} - j \frac{\omega R_p^2 C_p}{1 + \omega^2 R_p^2 C_p^2}$$

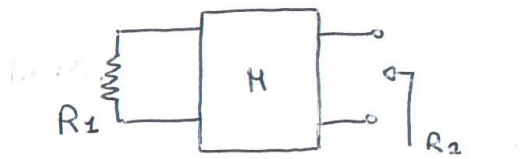
$$Z_s(\omega = \omega_0) = \frac{R_p}{1 + Q_p^2} + \frac{\omega^2 R_p^2 C_p^2}{j(1 + Q_p^2)} \cdot \frac{1}{\omega C_p}$$

$$= \frac{R_p}{1 + Q_p^2} + \frac{1}{j\omega} \cdot \frac{Q_p^2}{(1 + Q_p^2) C_p}$$

$$\begin{aligned} \parallel \\ \Downarrow \\ \Sigma \end{aligned} \left\{ \begin{array}{l} R_s = \frac{R_p}{1 + Q_p^2} \\ C_s = C_p \cdot \frac{1 + Q_p^2}{Q_p^2} \end{array} \right. \quad \begin{array}{l} \bullet R_s < R_p \\ \bullet C_s > C_p \end{array}$$

$$\begin{aligned} \Sigma \\ \Downarrow \\ \parallel \end{aligned} \left\{ \begin{array}{l} R_p = R_s (1 + Q_s^2) \\ C_p = C_s \cdot \frac{Q_s^2}{1 + Q_s^2} \end{array} \right. \quad Q_s = \frac{1}{\omega_0 R_s C_s}$$

## TRASFORMAZIONE DI R IN DISCESA



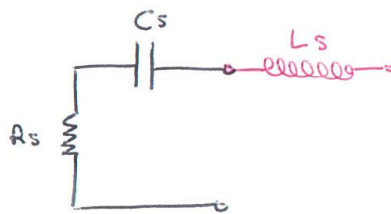
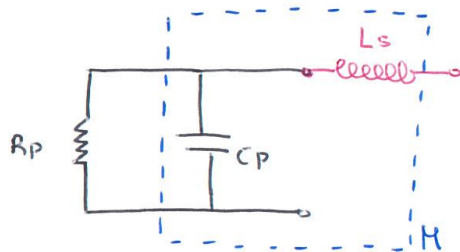
$$R_2 < R_1$$

$$f = f_0$$

$$R_1 = 1 \text{ k}\Omega$$

$$R_2 = 50 \Omega$$

$$f_0 = 150 \text{ kHz}$$



Usa la trasformazione  $\Leftrightarrow \leq$  in quanto risulta  $R_s < R_p$ .

$$R_1 \equiv R_p$$

$$R_2 \equiv R_s$$

$$R_s = \frac{R_p}{1 + Q_p^2}$$

$$\rightarrow R_s + R_s Q_p^2 = R_p$$

$$Q_p = \sqrt{\frac{R_p - R_s}{R_s}} = 4,36$$

$$Q_p = \omega_0 R_p C_p \rightarrow C_p = \frac{Q_p}{\omega_0 R_p} = 4,63 \text{ pF}$$

$$C_s = C_p \cdot \frac{1 + Q_p^2}{Q_p^2} = 4,89 \text{ pF}$$

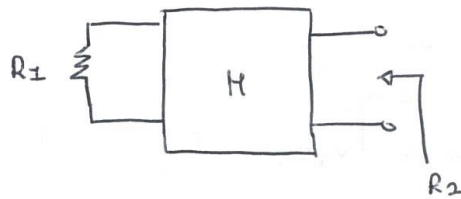
Introduco  $L_s$ :  $L_s \leq C_s$  risolviamo a  $f = f_0$ .

$\rightarrow$  sono in c.c. •

$$\omega_0^2 = \frac{1}{L_s C_s} \rightarrow L_s = \frac{1}{\omega_0^2 C_s} = 234,17 \text{ mH}$$

• Ecco la rete di adattamento.

# TRASFORMAZIONE DI R IN SALITA



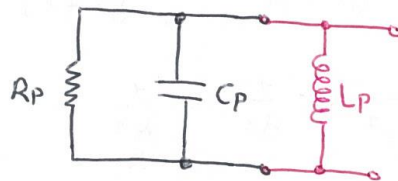
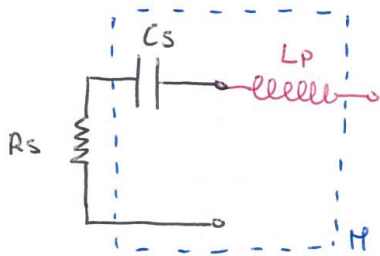
$$R_2 \geq R_1$$

$$f = f_0$$

$$R_1 = 10 \Omega$$

$$R_2 = 100 \Omega$$

$$f_0 = 150 \text{ MHz}$$



also es. trasformazione  $\Sigma \Rightarrow //$  in quanto  
resistenza  $R_p \geq R_s$

$$R_1 \equiv R_s$$

$$R_2 \equiv R_p$$

$$R_p = R_s(1 + Q_s^2)$$

$$Q_s = \sqrt{\frac{R_p}{R_s} - 1} = 3$$

$$Q_s = \frac{1}{\omega_0 R_s C_s} \rightarrow C_s = \frac{1}{Q_s \omega_0 R_s} = 35,37 \text{ pF}$$

$$C_p = C_s \cdot \frac{Q_s^2}{1 + Q_s^2} = 31,83 \text{ pF}$$

Introduco  $L_p$ :  $L_p // C_p$  risuonano a  $f = f_0$

$\rightarrow$  sono un c.a.

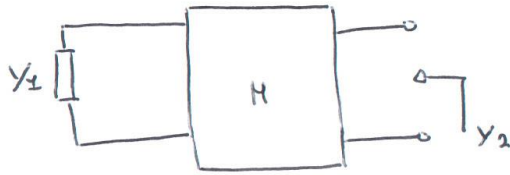
$$\omega_0^2 = \frac{1}{L_p C_p} \rightarrow L_p = \frac{1}{\omega_0^2 C_p} = 35,37 \text{ nH}$$

$$Q_{\text{MAX}} \approx 10.$$

• Ecco la rete di adattamento.



# TRASFORMAZIONE di Y IN SALITA



$$Y_1 = g_1 + j b_1$$

$$Y_2 = g_2 + j b_2$$

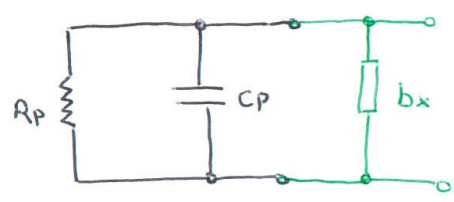
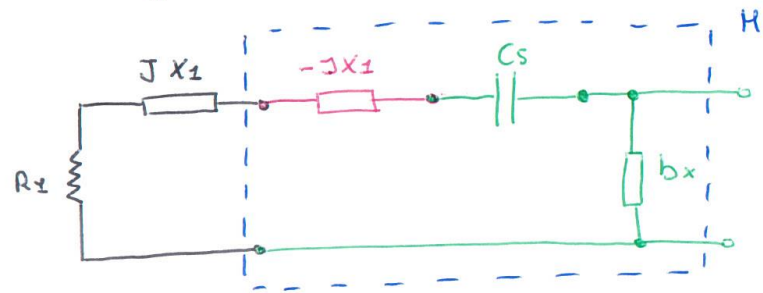
$$g_1 > g_2$$

$$\frac{1}{g_1} < \frac{1}{g_2}$$

$$Z_1 = \frac{1}{Y_1} = \frac{g_1}{g_1^2 + b_1^2} - j \frac{b_1}{g_1^2 + b_1^2} = R_1 + j X_1$$

$$R_1 = \frac{g_2}{g_1^2 + b_1^2} < \frac{1}{g_1} < \frac{1}{g_2}$$

$$X_1 = - \frac{b_1}{g_1^2 + b_1^2}$$



$$R_p \equiv \frac{1}{g_2}$$

Ma la trasformazione  $\Leftrightarrow$  perché  $\frac{1}{g_2} > R_1$

Posso usare la trasformazione di R perché  $R_0$  annullato  $jX_1$  inserendo  $-jX_1$ .

$$Q_s = \frac{1}{\omega_0 R_1 C_s} = \sqrt{\frac{R_p}{R_1} - 1}$$

$$\rightarrow C_s = \frac{1}{Q_s \omega_0 R_1} \quad \bullet \text{ lo inserisco nella mia rete}$$

$$\rightarrow C_p = C_s \cdot \frac{Q_s^2}{1 + Q_s^2}$$

Ho quindi ottenuto  $\operatorname{Re}\{y_2\} = g_2$  desiderata.  
Per la parte  $\operatorname{Im}\{y_2\} = b_2$  aggiungo  $b_x$  in  
paralelo a  $C_p$ .

$$b_x + \omega_0 C_p = b_2$$

Si sostituisce infine con serie  $-jX_2 + \frac{1}{j\omega C_s}$  un  
unico componente reattivo

ESEMPIO:

$$Y_1 = 100 + 10j \text{ mS}$$

$$Y_2 = 10 - 20j \text{ mS}$$

$$g_1 + g_2 \quad \checkmark$$

$$R_1 = 9,90 \Omega$$

$$f_0 = 400 \text{ kHz}$$

$$X_1 = -0,99 j \Omega$$

$$\rightarrow -jX_2 = 0,99 j \Omega$$

$$R_p = \frac{1}{g_2} = 100 \Omega$$

$$Q_s = \sqrt{\frac{R_p}{R_1} - 1} = 3,02$$

$$C_s = \frac{1}{Q_s \omega_0 R_1} = 13,31 \text{ pF}$$

$$C_p = C_s \cdot \frac{Q_s^2}{1 + Q_s^2} = 12 \text{ pF}$$

$$b_x + \omega_0 C_p = b_2$$

$$b_x = b_2 - \omega_0 C_p = -50,16 \text{ mS}$$

$b_x < 0$  e siamo in parallelo

→ È un'induttanza!

$$b_x = -\frac{1}{\omega_0 L}$$

$$\rightarrow L = -\frac{1}{b_x \omega_0} = 7,93 \text{ mH}$$

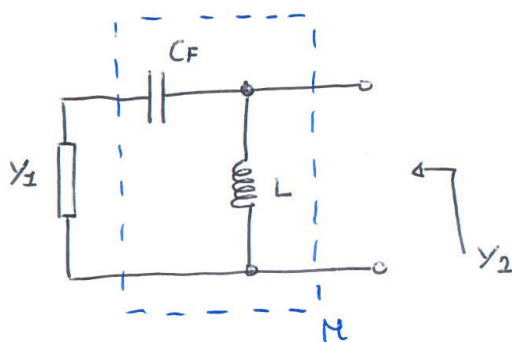
$$X_{TOT} = -jX_L - j\frac{1}{\omega_0 C_S} = -j\left(X_L + \frac{1}{\omega_0 C_S}\right) = -j(28,90) \Omega$$

$$X_{TOT} = -j \cdot 28,90 \Omega$$

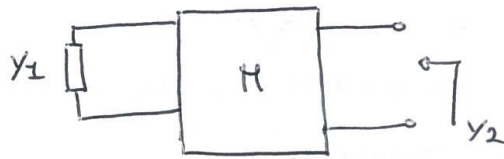
$X_{TOT} < 0$  e siamo in serie

→ È un condensatore

$$28,90 = \frac{1}{\omega_0 \cdot C_F} \rightarrow C_F = 13,79 \text{ pF}$$



# TRASFORMAZIONE DI Y IN DISCESA

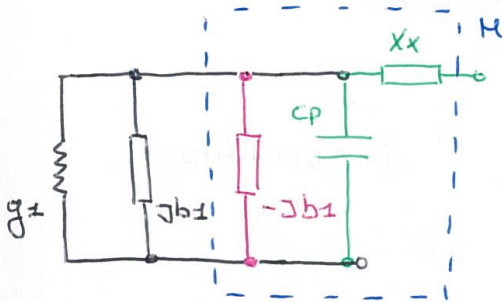


$$Y_1 = g_1 + j b_1$$

$$Y_2 = g_2 + j b_2$$

$$g_1 < g_2$$

$$\frac{1}{g_1} > \frac{1}{g_2}$$

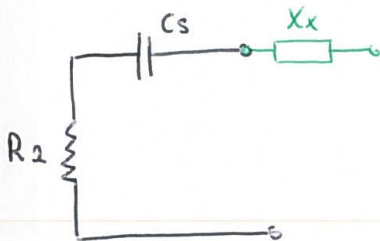


$$g_1 \rightarrow R_1 = \frac{1}{g_1}$$

$$Z_2 = \frac{1}{Y_2} = \frac{g_2}{g_2^2 + b_2^2} - j \frac{b_2}{g_2^2 + b_2^2}$$

$$R_2 = \frac{g_2}{g_2^2 + b_2^2}$$

$$X_2 = - \frac{b_2}{g_2^2 + b_2^2}$$



Uso la trasformazione  $\parallel \Rightarrow \Sigma$  perché  $R_2 < \frac{1}{g_1}$

Posso usare la trasformazione di R perché ho annullato  $b_1$  inserendo  $-j b_1$ .

$$Q_P = \omega_0 R_1 C_P = \sqrt{\frac{R_1 - R_2}{R_2}}$$

$$\rightarrow C_P = \frac{Q_P}{\omega_0 R_1} \quad \bullet \text{ lo inserisco nella rete}$$

$$\rightarrow C_S = C_P \cdot \frac{1 + Q_P^2}{Q_P^2}$$

Ho ottenuto  $\text{Re}\{Z_2\} = R_2$  desiderata, per la parte immaginaria  $\text{Im}\{Z_2\} = X_2$  inserisco  $X_x$  in serie a  $C_S$ .

$$X_x - \frac{1}{\omega_0 C_s} = X_2 \quad \rightarrow \quad X_x = X_2 + \frac{1}{\omega_0 C_s}$$

Si sostituisce impedenza in parallelo  $-j b_1 + j \omega_0 C_p$   
 un unico componente reattivo.

ESEMPIO:

$$Y_1 = 20 - 50j \text{ mS}$$

$$Y_2 = 100 + 20j \text{ mS}$$

$$g_2 > g_1 \quad \checkmark$$

$$R_2 = 9,62 \, \Omega$$

$$X_2 = -1,92 \, \Omega$$

$$f_0 = 400 \text{ MHz}$$

$$R_1 = \frac{1}{g_1} = 50$$

$$Q_p = \sqrt{\frac{R_1 - R_2}{R_2}} = 2,05$$

$$C_p = \frac{Q_p}{\omega_0 R_1} = 16,31 \text{ pF}$$

$$C_s = C_p \cdot \frac{1 + Q_p^2}{Q_p^2} = 20,79 \text{ pF}$$

$$X_x - \frac{1}{\omega_0 C_s} = X_2 \quad \rightarrow \quad X_x = X_2 + \frac{1}{\omega_0 C_s} = 17,79 \, \Omega$$

$X_x > 0$  e siamo in serie

$\rightarrow$  È un'induttanza!

$$X_x = \omega_0 L \quad \rightarrow \quad L = \frac{X_x}{\omega_0} = 7,08 \text{ mH}$$

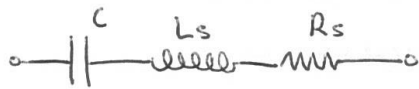
$$b_{TOT} = -j b_1 + j \omega_0 C_p = j(-b_1 + \omega_0 C_p) = j \cdot 90,99 \text{ mS}$$

$b_{TOT} > 0$  e siamo in parallelo  $\rightarrow$  È un condensatore

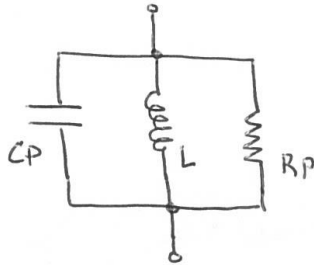
$$90,99 \cdot 10^{-3} = \omega_0 C_F \quad \rightarrow \quad C_F = 36,20 \text{ pF}$$

## LIMITI DI UTILIZZO DI ELEMENTI PASSIVI

### CONDENSATORE REALE



### INDUTTORE REALE



In entrambi i casi si avrà risonanza per una certa frequenza oltre la quale il comportamento dell'elemento resterà non è più quello previsto dalla idealizzazione con  $L$  o  $C$ .

$$C = 1 \mu F \rightarrow f_r = 100 \text{ MHz}$$

$$C = 1 \text{ mF} \rightarrow f_r = 1 \text{ GHz}$$

$$L = 100 \text{ mH} \rightarrow f_r = 1 \text{ GHz}$$

Più alto è il valore nominale di  $L$  o  $C$ , più bassa sarà  $f_r$ .

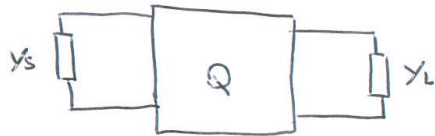
## OSCILLATORI A RADIOFREQUENZA

Un oscillatore è un sistema in grado di generare autonomamente una forma d'onda periodica, senza sollecitazioni esterne.

Condizioni di Barkhausen:

$$\begin{cases} |BA|_{f=f_0} = R, & R \in \mathbb{R} \neq 1 \\ \angle BA|_{f=f_0} = \phi \end{cases}$$

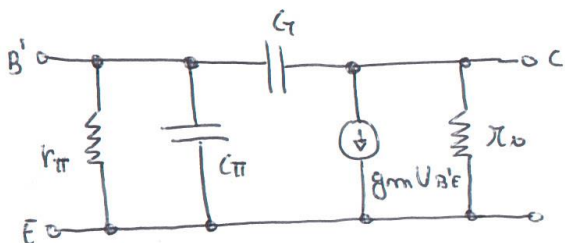
Per una generica rete a 2 porte risulta:



$$BA = \frac{Y_R Y_F}{(Y_I + Y_S)(Y_O + Y_L)}$$

Si realizza un oscillatore determinando  $Y_S, Y_L$ .  
L'effetto di reazione dell'uscita sull'ingresso è quantificato da  $Y_R \neq \phi$ .

MODELLO A PARAMETRI Y, DEL BJT C.E.



$$Y_{IE} = \frac{1}{r_{\pi}} + j\omega (C_{\mu} + C_{\pi})$$

$$Y_{FE} = g_m - j\omega C_{\mu}$$

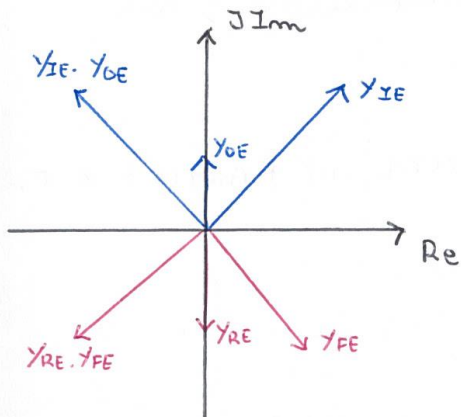
$$Y_{OE} = \frac{1}{r_o} + j\omega C_{\mu}$$

$$Y_{RE} = -j\omega C_{\mu}$$

## OSCILLATORE DI HARTLEY C. È.

Scoprendo  $Y_S, Y_L$  vogliamo realizzare un'oscillatore  
 soddisfacendo le C.D.B.

Supponiamo  $Y_S, Y_L = \phi \Leftrightarrow IN, OUT$  c.a.



Supposizione:  $\frac{1}{\kappa_0} = \phi$ .

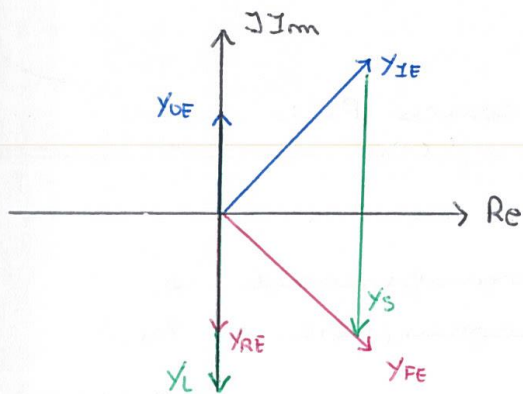
$$\beta_A = \frac{Y_R Y_F}{Y_I Y_0}$$

$$\angle \beta_A = \angle Y_R Y_F - \angle Y_I Y_0 \neq \phi$$

Non sono verificate le C.D.B.

È necessario che  $\angle Y_R Y_F = \angle Y_I Y_0$

Scelgo  $Y_S, Y_L$  affinché i fasi di numeratore e denominatore coincidono



$$\angle (Y_{IE} + Y_S) = \angle Y_{FE}$$

$$\angle (Y_{OE} + Y_L) = \angle Y_{RE}$$

$$\beta_A = \frac{Y_R Y_F}{(Y_I + Y_S)(Y_0 + Y_L)}$$

$$\rightarrow \angle Y_R Y_F = \angle (Y_I + Y_S)(Y_0 + Y_L)$$

$$\text{Re}\{Y_S\} = \phi, \quad \text{Im}\{Y_S\} < \phi$$

$$\text{Re}\{Y_L\} = \phi, \quad \text{Im}\{Y_L\} < \phi$$

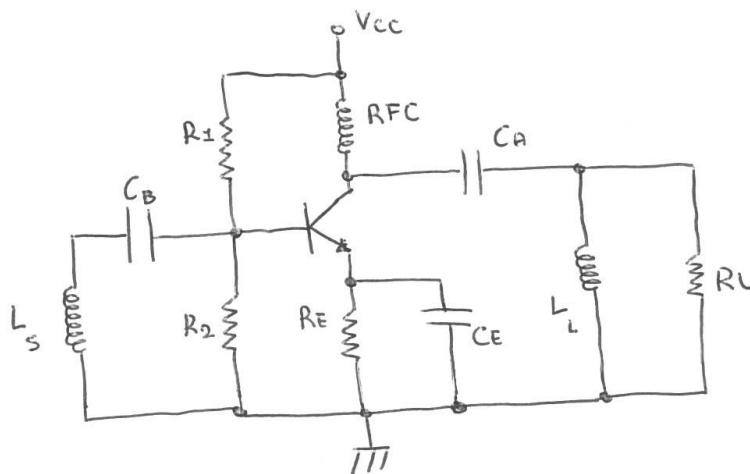
$Y_S, Y_L$  sono due Induttanze.





La condizione sulla fase è rispettata, va dunque garantito che  $|A| > 1$ .

RETE DI POLARIZZAZIONE DELL'OSCILLATORE DI HARTLEY C.E.

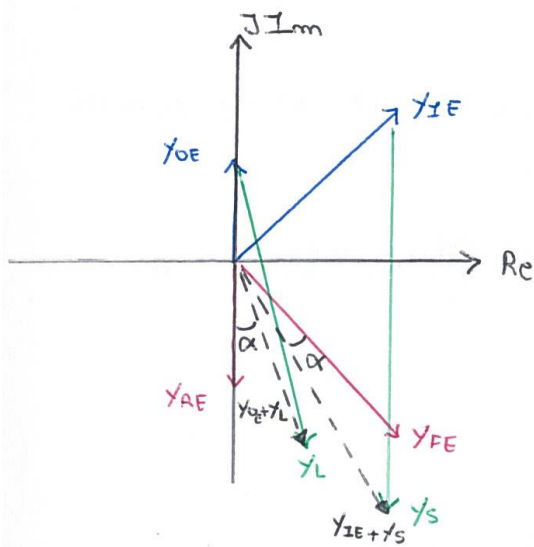


la causa della presenza del carico  $R_L$ :

$$Y_L = \frac{1}{R_L} + \frac{1}{j\omega L_L}$$

$Y_L$  non è più puramente immaginaria e pertanto  $Y_{BE} + Y_L$  non è più antiposto a  $Y_{RE}$ .

andrebbe scelto un valore di  $Y_S$  maggiore ( $\text{Re}\{Y_S\} = \psi$ ) che corrisponde ad un valore di  $L_S$  minore.



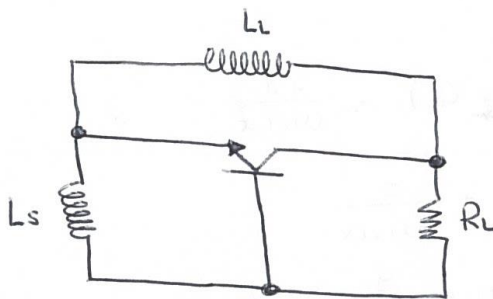
$$\angle \frac{y_{FE}}{y_{OE} + y_L} = \alpha$$

$$\angle \frac{y_{FE}}{y_{IE} + y_S} = -\alpha$$

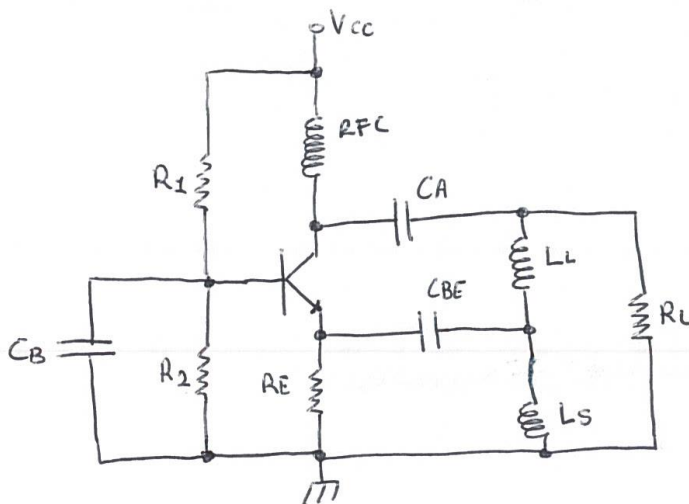
$$\angle \beta A = \phi$$

Che soddisziamento la condizione sulla fase del  $\beta A$ .

### OSCILLATORE DI HARTLEY C.B.



### RETE DI POLARIZZAZIONE DELL'OSCILLATORE DI HARTLEY C.B.



CA: evita che  $L_1$  cortocircuiti E ed c.

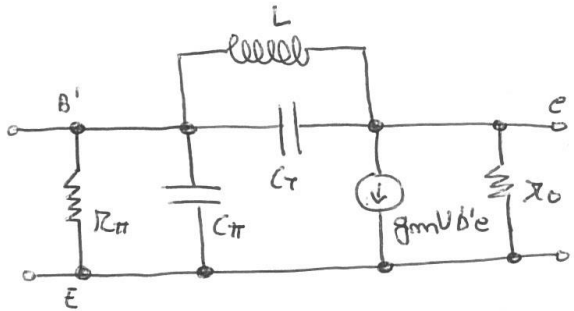
CB: porta la base a comune a  $f_{work}$

CBE: evita che  $L_2$  cortocircuiti E a massa

## OSCILLATORE DI COLPITTS C.E.

È preferibile alla configurazione di Hartley perché utilizza una sola induttanza

La configurazione viene raggiunta aggiungendo  $L$  in parallelo a  $C_T$ :



$$Y_{I_{TOT}} = Y_{IE} + Y_L = \frac{1}{R_{\pi}} + j\omega(C_{\pi} + C_T) - \frac{j}{\omega L}$$

$$Y_{F_{TOT}} = Y_{FE} - Y_L = g_m - j\omega C_T + \frac{j}{\omega L}$$

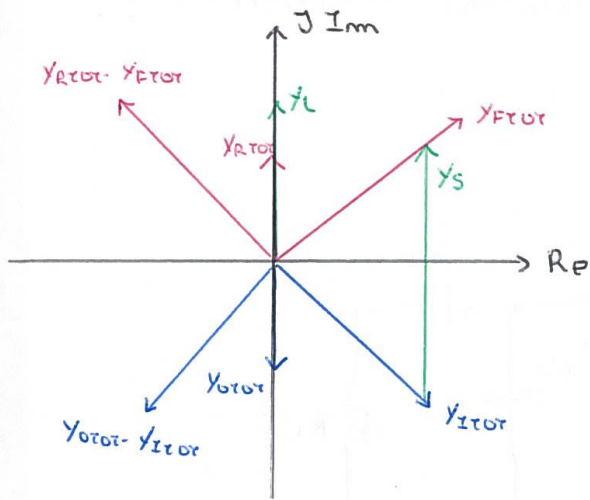
$$Y_{O_{TOT}} = Y_{OE} + Y_L = \frac{1}{R_o} + j\omega C_T - \frac{j}{\omega L}$$

$$Y_{R_{TOT}} = Y_{RE} - Y_L = -j\omega C_T + \frac{j}{\omega L}$$

$$\omega_o L \ll \frac{1}{\omega_o C_T}$$

$$\omega_o L \ll \frac{1}{\omega_o (C_T + C_{\pi})}$$

$L$  definisce il segno dei parametri  $Y$ :



Supposizione:  $\frac{1}{R_0} = \phi$

$$\beta_A = \frac{Y_{FTOT} \cdot Y_{RTOT}}{(Y_{ITOT} + Y_s)(Y_{OTOT} + Y_L)}$$

Scegliendo  $Y_s, Y_L$  come nel grafico risulta:  $\angle \beta_A = \phi$ .

$$\text{Re}\{Y_s\} = \phi, \quad \text{Im}\{Y_s\} > \phi$$

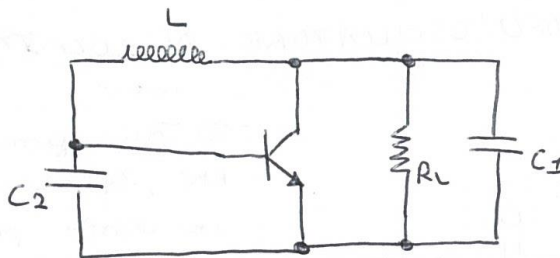
$$\text{Re}\{Y_L\} = \phi, \quad \text{Im}\{Y_L\} > \phi$$

$Y_s, Y_L$  sono due capacità.

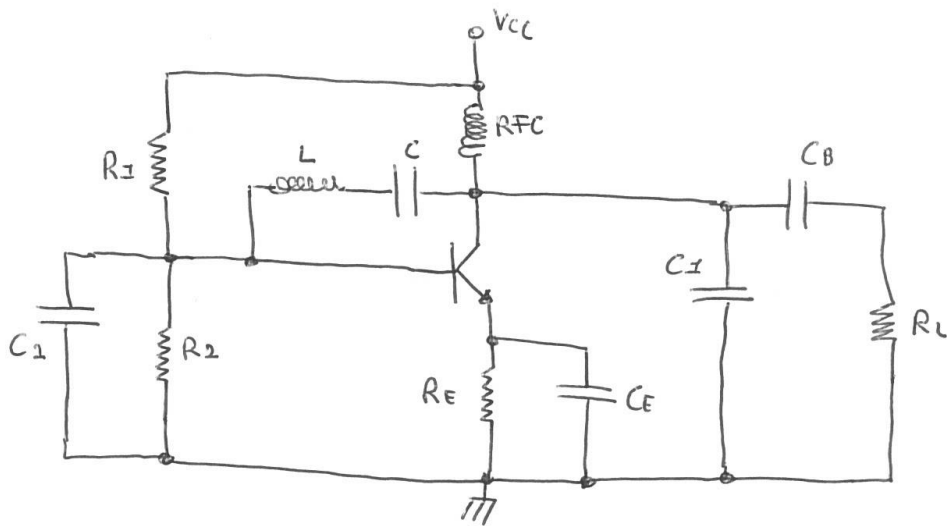
Circuito alle variazioni:

$$C_1 \equiv C_L$$

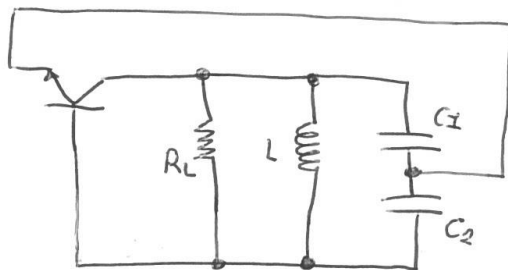
$$C_2 \equiv C_S$$



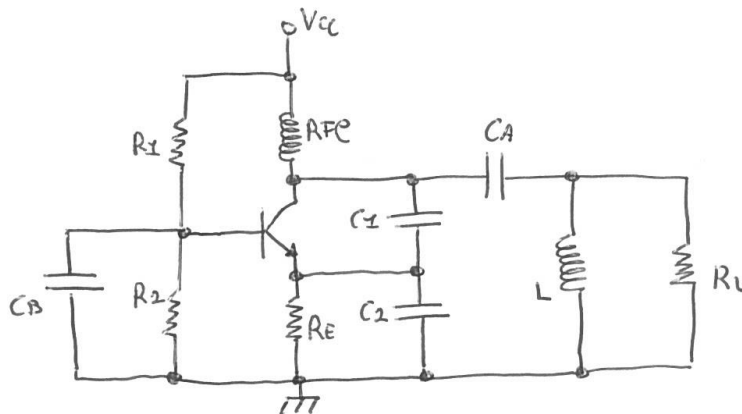
RETE DI POLARIZZAZIONE DELL'OSCILLATORE DI COLPITTS C.E.



OSCILLATORE DI COLPITTS C.B.



RETE DI POLARIZZAZIONE DELL'OSCILLATORE DI COLPITTS C.B.

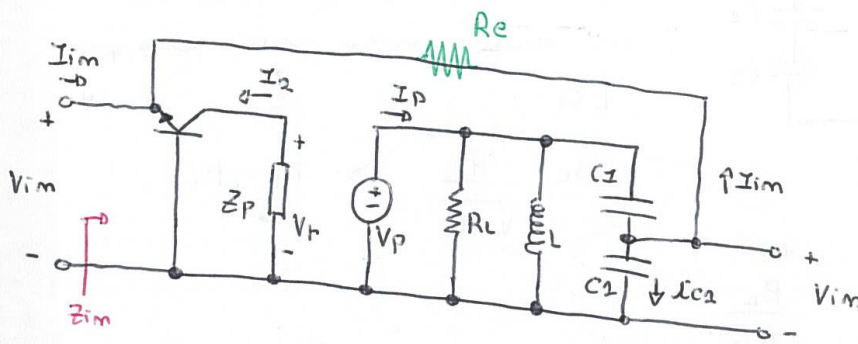
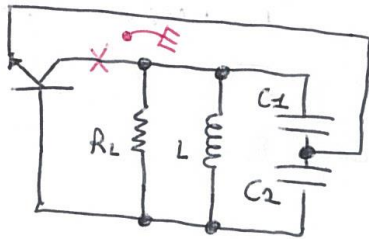


Si può eliminare RFC, spostando L in tale posizione.

alle notazioni  
 $R_E \parallel R_B$ ,  $R_B = \frac{h_{ie}}{h_{fe}} \ll R_E$   
 $\rightarrow R_E$  trascurabile.

# ANALISI E PROGETTO DI UN OSCILLATORE DI COLPITTS C.B.

Napoleone effettuato il demontamento in modo che la frequenza di oscillazione non dipenda dalle caratteristiche (param.  $\gamma$ ) del componente attivo.



IPOTESI:

$$1) I_{im} \ll i_{c2} \Rightarrow |Z_{im}| \gg \frac{1}{\omega_0 C_2}$$

Risulta  $C_1 \leq C_2 \Rightarrow C_s = \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2}$

$$Z_p = R_L // j\omega_0 L // \frac{1}{j\omega_0 C_s}$$

$$V_{im} = V_p \cdot \frac{C_1}{C_1 + C_2}, \quad I_{im} = \frac{V_{im}}{Z_{im}} = \frac{C_1}{C_1 + C_2} \cdot \frac{V_p}{Z_{im}}$$

$$I_2 = A_z \cdot I_{im}$$

$$A_z = \frac{\gamma_F \gamma_L}{\gamma_L(\gamma_0 + \gamma_L) - \gamma_R \gamma_F}, \quad V_r = -I_2 Z_p = -\frac{C_1}{C_1 + C_2} \cdot \frac{V_p}{Z_{im}} \cdot A_z \cdot Z_p$$

$$\beta A = \frac{V_r}{V_p} = -\frac{C_1}{C_1 + C_2} \cdot \frac{A_z}{Z_{im}} \cdot Z_p$$

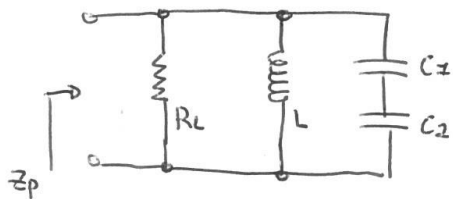
IPOTESI :

2)  $Z_{im} \in \mathbb{R} \rightarrow Z_{im} = R_{im}$

3)  $A_I \approx -1$  ( Guadagno di corrente di un amplificatore CB ).

$$\rightarrow \beta A = \frac{C_1}{C_1 + C_2} \cdot \frac{Z_p}{R_{im}}$$

Per avere  $\angle \beta A = \phi \Rightarrow Z_p \in \mathbb{R}$



$Z_p \in \mathbb{R}$  alla frequenza di risonanza del gruppo

LCs :

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC_1 C_2}} \Rightarrow Z_p = R_L$$

$$\rightarrow \beta A \Big|_{\omega=\omega_0} = \frac{C_1}{C_1 + C_2} \cdot \frac{R_L}{R_{im}}$$

Tale frequenza risulta indipendente dalle caratteristiche del componente attivo.

Deve risultare  $|\beta A| > 1$ .

$$Y_{im} = Y_{IB} - \frac{Y_{RB} Y_{FB}}{Y_{OB} + Y_L} \approx Y_{IB}$$

(  $\angle_{RB} = \phi$  per un dispositivo unilaterale ).

Per il 2N4957 :

$$Y_{IB} \Big|_{f=100 \text{ MHz}} = 56.7 \text{ mS}$$

$$Z_{im} = \frac{1}{Y_{IB}} \in \mathbb{R} \quad , \quad |Z_{im}| \approx 20 \Omega$$

Per fare sì che l'ipotesi di lavoro sia verificata, aggiungo  $R_e$  in serie a  $Z_{im}$  con:

$$R_e \gg |Z_{im}|, \quad R_e = 200 \, \Omega$$

$$Z_{im}' = Z_{im} + R_e \approx R_e \in \mathbb{R} \quad \bullet$$

$$\rightarrow |BA| = \frac{C_1}{C_1 + C_2} \cdot \frac{R_L}{R_e} > 1$$

$$R_L > R_e$$

$$\frac{C_1}{C_1 + C_2} \rightarrow 1 \quad (C_1 \gg C_2)$$

$C_1 \gg C_2$  implica che  $C_1$  è a tutti gli effetti un c.c.  
 $C_1 \rightarrow \infty \Rightarrow C_1 = \text{c.c.}$

Da cui risulta:  $Z_p = R_L \parallel j\omega L \parallel \frac{1}{j\omega C_2} \parallel R_{im}$

$$\text{Riscrivendo } |BA| = \frac{C_1}{C_1 + C_2} \cdot \frac{R_L \parallel R_{im}}{R_{im}} < 1$$

Alternativa:

a  $f = f_0$ ,  $L \parallel C_2$  dovrebbe risonare ed essere un c.a. ma è obbligato assumere questo r.m. quanto entra la costante che finisce su  $R_{im}$

$\rightarrow$   $Z_{im}$  non è più trascurabile!

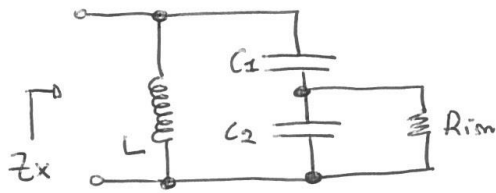
Ho ricreato l'ipotesi ①.

È obbligato dire che  $f = f_0 \Rightarrow Z_p = R_L$ .

$$Z_p = R_L \parallel R_{im}$$



Non è vero che  $Z_x(\omega = \omega_0) \rightarrow \infty$  !

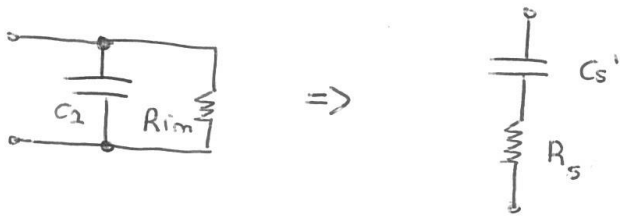


Valore anche di  $R_{im} \gg \frac{1}{\omega_0 C_2}$ .

nuove ipotesi :

4)  $\frac{1}{\omega_0 C_2} \ll R_{im} \Rightarrow \omega_0 R_{im} C_2 \gg 1$

nuovo valore di  $Z_p$  :



$$R_s = \frac{R_{im}}{1 + Q_p^2} \approx \frac{R_{im}}{Q_p^2}$$

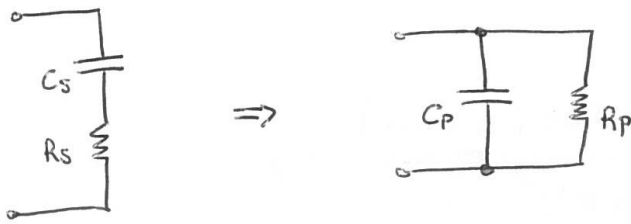
$(Q_p^2 \gg 1)$

$$C_s' = C_2 \cdot \frac{(1 + Q_p^2)}{Q_p^2} \approx C_2$$

$$Q_p = \omega_0 C_2 R_{im}$$

Da cui risulta :





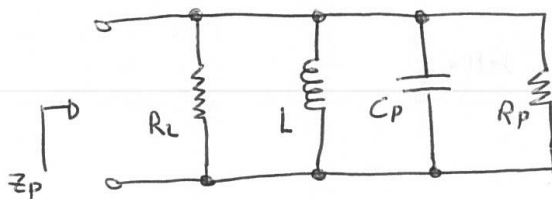
$$R_p = R_s \cdot (1 + Q_s^2) = \frac{R_{im}}{Q_p^2} (1 + Q_s^2)$$

$$Q_s = \frac{1}{\omega_0 R_s C_s} = \frac{Q_p^2}{\omega_0 R_{im} C_s} = \frac{\omega_0^2 C_2^2 R_{im}^2}{\omega_0 \cdot R_{im} \cdot C_s} = \frac{C_1 + C_2}{C_1} \cdot \omega_0 R_{im} C_2$$

$$= \frac{C_1 + C_2}{C_1} \cdot Q_p$$

$$R_p \approx R_{im} \cdot \frac{Q_s^2}{Q_p^2} = R_{im} \left( \frac{C_1 + C_2}{C_1} \right)^2 = R_{im} \cdot \alpha^2 \quad ; \quad \alpha = \frac{C_1 + C_2}{C_1}$$

$$C_p = C_s \cdot \frac{Q_s^2}{1 + Q_s^2} \approx C_s \quad (Q_s^2 \gg 1)$$



$$Z_p = R_L // j\omega L // \frac{1}{j\omega C_p} // R_p$$

$$|BA|_{f=f_0} = \frac{C_1}{C_1 + C_2} \cdot \frac{R_L // R_p}{R_{im}} = \frac{1}{\alpha} \cdot \frac{R_L // R_{im} \alpha^2}{R_{im}} =$$

$$= \frac{1}{\alpha} \cdot \frac{R_L R_{im} \alpha^2}{R_L + R_{im} \alpha^2} = \frac{R_L R_{im} \alpha}{R_L R_{im} + R_{im}^2 \alpha^2} = \frac{R_L \alpha}{R_L + R_{im} \alpha^2}$$

$$\text{se } C_1 \rightarrow \infty \Rightarrow \alpha = 1 \Rightarrow |BA|_{f=f_0} = \frac{R_L}{R_L + R_{im}} < 1$$

Ma però considerata che  $\beta A_{MAX}$  non ci presenta  
per  $\alpha = 1$  :

$$\frac{d}{d\alpha} \beta A = \frac{R_L(R_L + R_{im}\alpha^2) - R_L\alpha(2\alpha R_{im})}{(R_L + R_{im}\alpha^2)^2} = 0$$

$$R_L^2 + R_L R_{im} \alpha^2 - 2 R_L R_{im} \alpha^2 = 0$$

$$R_L^2 = R_L R_{im} \alpha^2$$

$$\rightarrow \alpha = \sqrt{\frac{R_L}{R_{im}}} = \alpha_{OPT}$$

$$\beta A \Big|_{\alpha = \alpha_{OPT}; f = f_0} = \beta A_{MAX} = \frac{R_L \cdot \sqrt{\frac{R_L}{R_{im}}}}{R_L + R_{im} \cdot \frac{R_L}{R_{im}}} = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{R_L}{R_{im}}}$$

$$\beta A_{MAX} > 1 \quad \text{se} \quad R_L > 4 R_{im}$$

ES.

oscillazione a  $f = f_0 = 150 \text{ MHz}$

$$R_e = 200 \Omega$$

$$\frac{1}{\omega_0 C_2} \ll R_{im} \approx R_e \rightarrow C_2 = 53,05 \text{ pF}$$

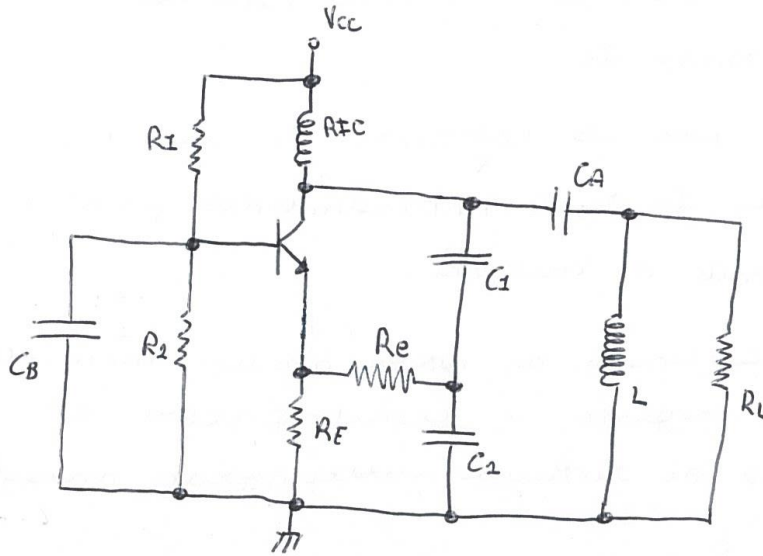
$$R_L = 1 \text{ k}\Omega$$

$$\alpha_{OPT} = \sqrt{\frac{R_L}{R_{im}}} \approx \sqrt{\frac{R_L}{R_e}} = 2,24$$

$$\alpha = \alpha_{OPT} = \frac{C_1 + C_2}{C_1} \rightarrow C_1 = 42,78 \text{ pF}$$

$$C_S = \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2} = 23,68 \text{ pF} \rightarrow L = \frac{1}{\omega_0^2 C_S} = 47,54 \text{ nH}$$

RETE DI POLARIZZAZIONE DELL'OSCILLATORE DI COLPITTS C.B.  
 COMPLETA.

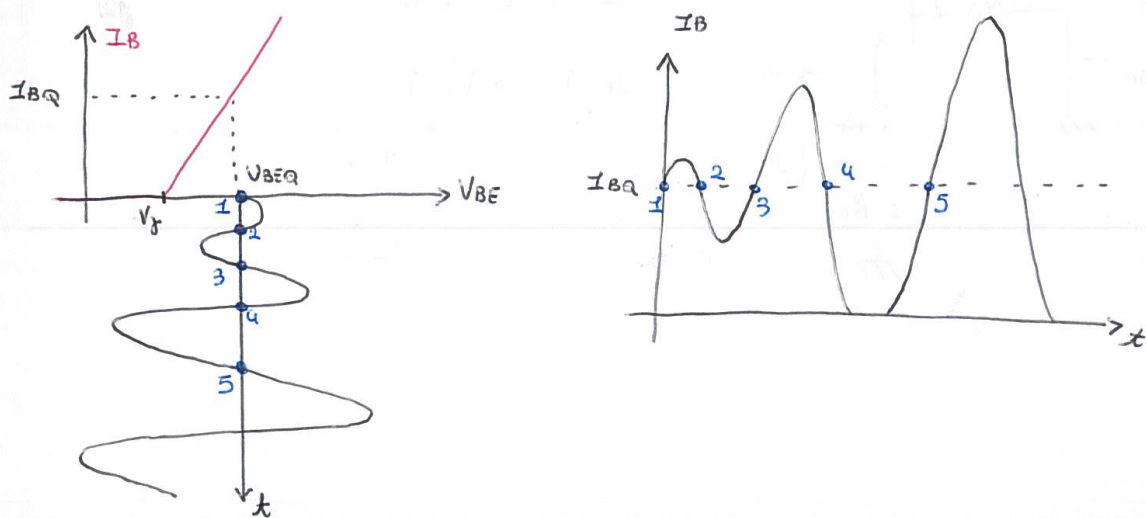


È un amplificatore polarizzato in classe C.

AUTOREGOLAZIONE DELL'AMPIEZZA

Analisi qualitativa del meccanismo di regolazione dell'ampiezza.

Supponiamo che l'oscillazione sia immessa e che  $V_{BE}$  abbia un andamento sinusoidale crescente intorno al suo valore medio iniziale  $V_{BEQ}$ :



Quando l'ampiezza dell'oscillazione supera il valore  $V_{BE} - V_T$ , la giunzione BE si interdice per una frazione di periodo, provocando il taglio della corrente  $I_B$ .

Lo stesso accade per le correnti  $I_C$  ed  $I_E$ .

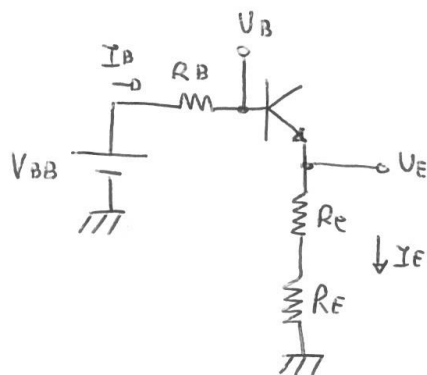
Il valore medio di  $I_B, I_C, I_E$  inizialmente pari a  $I_{B0}, I_{C0}, I_{E0}$  tende a crescere.

La componente continua di valore medio non può attraversare, a regime, i condensatori di accoppiamento e si richiude attraverso maglie reattive.

Per via di questo fenomeno:

$$V_B \downarrow \quad V_E \uparrow \quad \Rightarrow \quad V_{BE} \downarrow$$

Si ottiene un fenomeno di deprecazione della base e la retta intanto alla quale si avviluppa e l'andamento di  $V_{BE}$  tende a spostarsi verso sx.

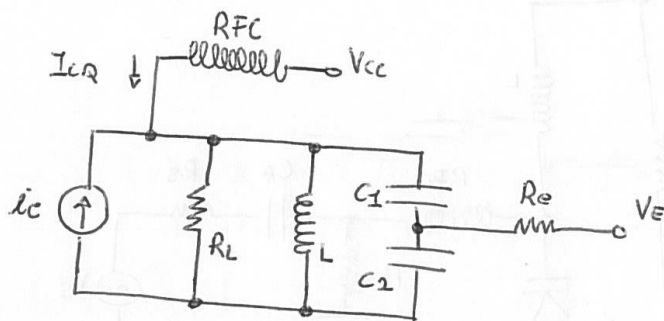


$$\bar{I}_B \uparrow \Rightarrow \bar{V}_B \downarrow$$

$$\bar{I}_E \uparrow \Rightarrow \bar{V}_E \uparrow$$

Per quale motivo la componente variabile della  $V_{BE}$  continua a presentare un andamento di tipo sinusoidale?

La risposta sta nel fatto che, essendo la base a  $1/\beta$  per le variazioni, è dovuta alla componente variabile di  $V_E$  e quindi è una portazione della tensione ai capi del gruppo LC alimentato dalla corrente pulsante  $I_C$  (che ha lo stesso andamento di  $I_B$ )



Se ipotizziamo che il gruppo RLC sia caratterizzato da un elevato fattore di qualità  $Q_p$ , considerato  $I_C$  come un fenomeno periodico, le armoniche diverse dalla fondamentale non causano caduta di tensione apprezzabile su  $R_L$ , contribuendo a rendere la tensione di emettitore quasi sinusoidale.

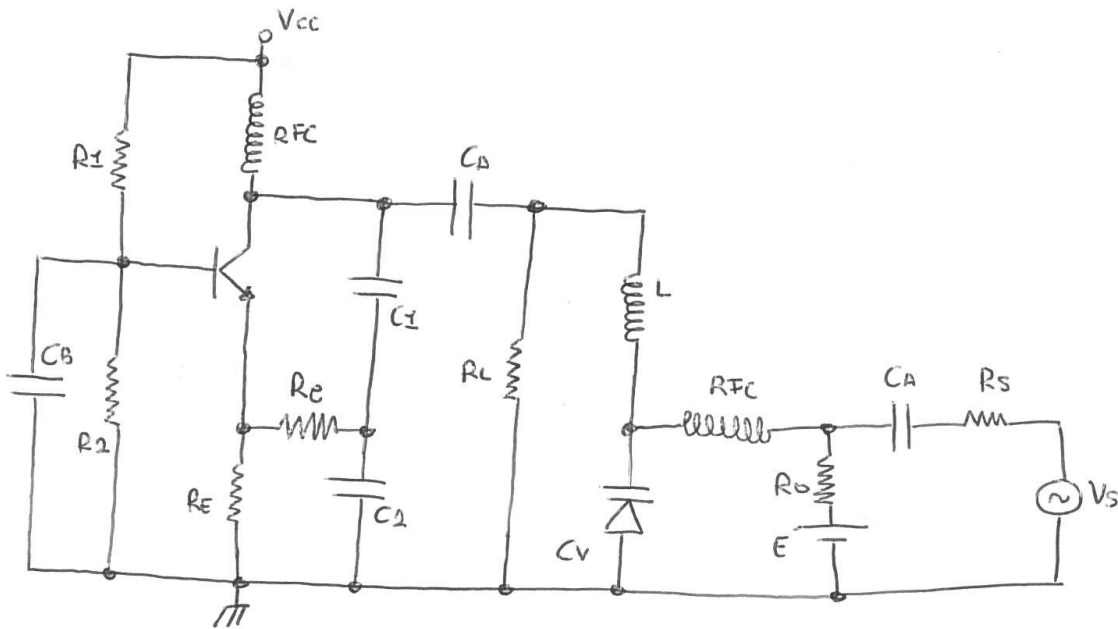
La depressione del BJT, porta ad una riduzione dell'angolo di conduzione passando dalla classe A, alla B, alla C ( $V_{BEQ} < V_f$ ).

A causa della riduzione di  $\theta$ ,  $I_C$  diventa una corrente a picchi con una fondamentale che non cessa più in ampiezza, trovando equilibrio dinamico.

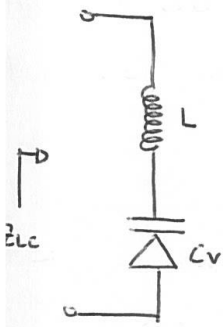
# VCO - OSCILLATORE CONTROLLATO IN TENSIONE

## OSCILLATORE DI CLAPP

Per ottenere un oscillatore con frequenza modulabile mediante tensione si utilizzano elementi circuitali che presentano capacità variabile con la tensione di polarizzazione → VARICAP



$V_s$  rappresenta la tensione modulante di  $C_V$ , mentre RFC è un c.c. alle basse frequenze ed un c.a. alle alte frequenze in quanto è oscillatore vero e proprio dalla parte di controllo. Il diodo polarizzato in inversa dalla batteria  $E$  si comporta come una capacità variabile.

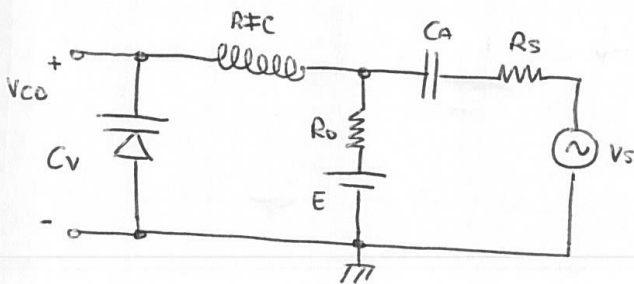


$$Z_{ic} = j\omega L + \frac{1}{j\omega C_v} = j\left(\omega L - \frac{1}{\omega C_v}\right)$$

Se  $C_v: \omega L > \frac{1}{\omega C_v}$  allora  $Z_{ic}$  è una  
 resistenza induttiva e la  
 configurazione risultante è quella  
 di un pila CB con la possibilità di modulare  
 $Z_{ic}$  tramite  $V_s$ .

L'impedenza equivalente  $R_o$  un nodo soggetto  
 rispetto ad  $L$  a seconda del nodo di  $C_v$ .

Modulazione di  $C_v$ :



In continua  $V_{co0} = \frac{R_L}{R_0 + R_L} \cdot E = V_{co}$

con tempo di frequenza di  $V_s$ ,  $C_A$  può essere  
 considerato un c.c. per cui

$$V_{co} = V_{ca} + V_{co}(t)$$

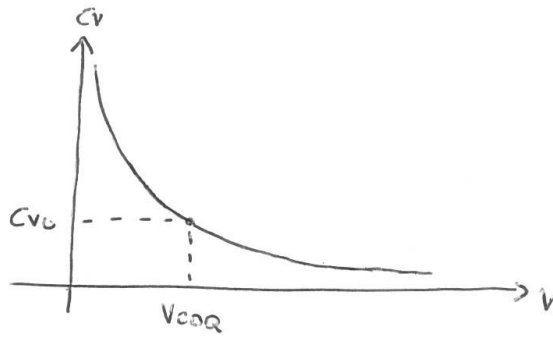
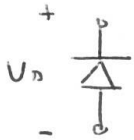
$$V_{co}(t) = \frac{R_0 // R_L}{R_0 // R_L + R_S} V_s$$

È  $V_{co}(t)$  la componente naturale che modula  
 il nodo di  $C_v$



Regime C-V :

$$C_V = \frac{A}{\sqrt{V_{01} + V_D}}$$



Per piccole variazioni di  $V_S$  si ottiene una modulazione quasi lineare della frequenza di oscillazione intorno alla frequenza centrale  $f_0$ .

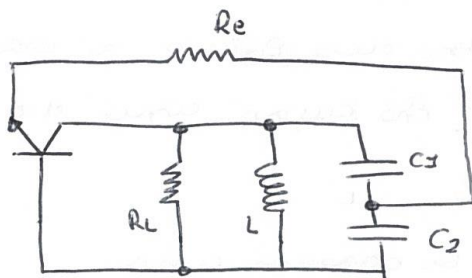
$$V_S = V_{SM} \cdot \cos(2\pi f_{BF} t)$$

$$f_{BF} = 10 \text{ KHz}$$

$$(f_0 = 100 \text{ MHz})$$

## OSCILLATORI AL QUARZO

Consideriamo l'oscillatore di Colpitts C.B.:

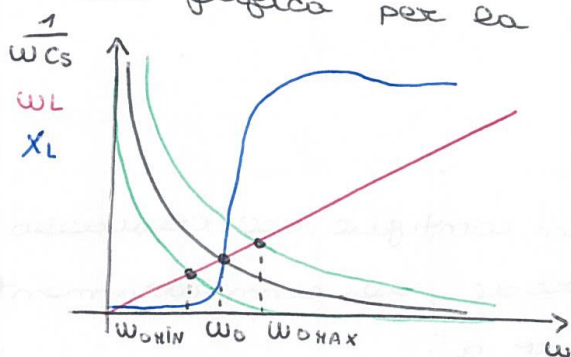


$$f_0: \frac{1}{\omega_0 C_s} = \omega_0 L$$

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC_s}}$$

$\omega_0 = \omega_0(L, C_1, C_2)$  dipende solo da componenti passivi noti con una certa accuratezza.

Soluzione grafica per la determinazione di  $\omega_0$ :



Introduciamo adesso il grado di non linearità costituito da  $C_s$ :

Supponendo di aver considerato  $L = \text{cost.}$

Suppongo adesso di sostituire  $L$  con  $X_L$ , una reattanza che varia molto velocemente nell'intorno di  $f_0$ :

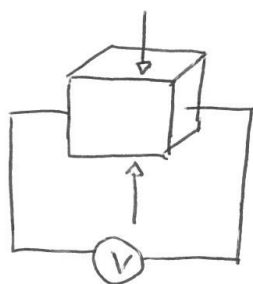
$$\omega_{0MAX} - \omega_{0MIN} \rightarrow \phi$$

L'effetto di indeterminazione dovuto a  $C_s$  è dunque subito assorbito dall'inserimento di  $X_L$ , che consente di costruire oscillatori con  $f_0$  accurata.

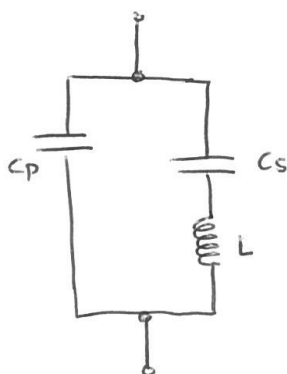
Queste caratteristiche sono riscontrate nei quarzi.

Il quarzo è un cristallo piezoelettrico.

- applicando una forza tra due facce, si crea una microdeformazione che causa una d.d.p. sulle facce ortogonali;
- applicando una d.d.p. si osserva una deformazione;



metabolando due facce non contigue del cristallo ad applicando due elettrodi, il comportamento del quarzo è equivalente a:



Caso semplificato senza elementi dissipativi:

$$Z_R(s) = \frac{\left( Ls + \frac{1}{C_s s} \right) \frac{1}{C_p s}}{Ls + \frac{1}{C_s s} + \frac{1}{C_p s}} = \frac{1 + LC_s s^2}{LC_s C_p s^3 + (C_p + C_s) s}$$

$$Z_a(j\omega) = \frac{1 - LC_s \omega^2}{j\omega (C_p + C_s) \left( 1 - L \frac{C_s C_p}{C_s + C_p} \omega^2 \right)}$$

Definiamo la frequenza di risonanza serie:

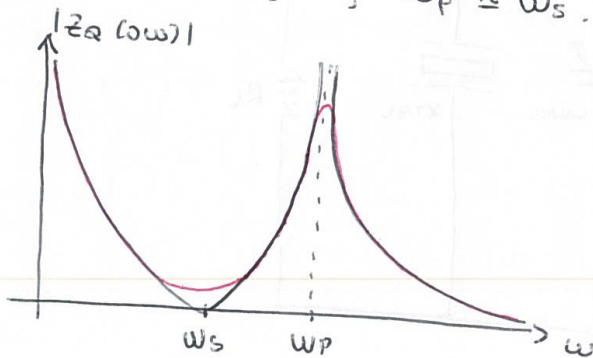
$$\omega_s^2 = \frac{1}{L C_s}$$

" " " " " " parallelo:

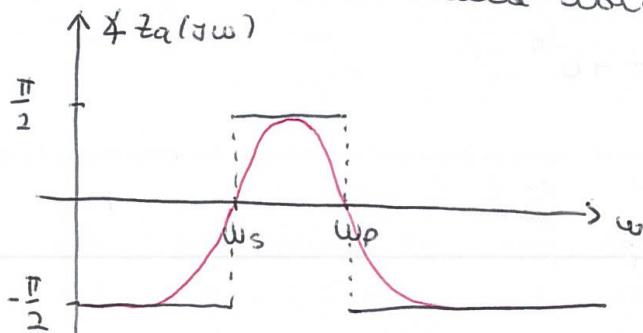
$$\omega_p^2 = \frac{1}{L \frac{C_p C_s}{C_p + C_s}}$$

$$\rightarrow Z_a(j\omega) = \frac{1 - \left(\frac{\omega}{\omega_s}\right)^2}{j\omega(C_p + C_s) \left[1 - \left(\frac{\omega}{\omega_p}\right)^2\right]}$$

Risulta sempre  $C_p \gg C_s$  ( $C_p = 10^3 \div 10^5 \cdot C_s$ )  
 pertanto  $\omega_p > \omega_s$ ,  $\omega_p \approx \omega_s$ .



Se  $\omega_s \rightarrow \omega_p$ ,  $Z_a(\omega)$  nasce "notantemente".



• andamento reale a causa di  $R_{PARAL}$ .

$\omega \rightarrow \varphi$ , comportamento capacitivo

$$|Z_{eq}| \rightarrow \infty, \quad \varphi Z_{eq} = -\frac{\pi}{2}$$

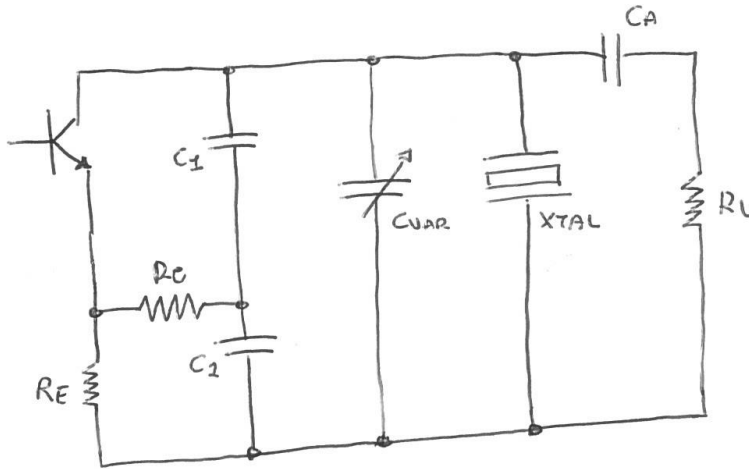
$\omega_s \leq \omega \leq \omega_p$ , comportamento induttivo

$$\varphi Z_{eq} = \frac{\pi}{2}$$

$\omega \rightarrow \infty$ , comportamento capacitivo

$$|Z_{eq}| \rightarrow \varphi, \quad \varphi Z_{eq} = -\frac{\pi}{2}$$

Esempio di applicazione circuitale:



$C_{VAR}$  consente un tuning accurato tra  $\omega_s$  e  $\omega_p$

accuratezza:  $10^{-6} \div 10^{-9}$

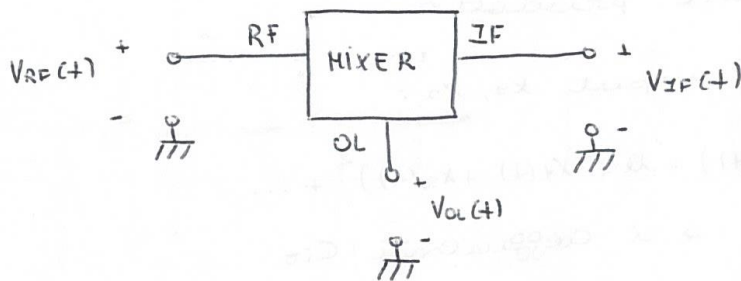
## MIXER

È un sistema che presenta in uscita un segnale contamente prodotti non lineari dai segnali in ingresso.

Supponendo due ingressi ideali:

$$V_u(t) = a_0 + a_1 [c_{11} V_1(t) + c_{12} V_2(t)] + a_2 [c_{21} V_1(t) + c_{22} V_2(t)]^2 + \dots$$

In questa trattazione considereremo il mixer come un sistema tempo invariante, senza memoria.



RF: Radio Frequenza

OL: Oscillatore Locale

IF: Frequenza Intermedia

$$V_{RF}(t) = V_{RFK} \cos(\omega_{RF} t)$$

$$V_{OL}(t) = V_{OLK} \cos(\omega_{OL} t)$$

$$V_{IF}(t) = V_{IFK} \cos(\omega_{IF} t) = \sum_{m, n} a_{m, n} \cos[(m\omega_{OL} - n\omega_{RF}) t]$$

Il mixer mescola i due segnali in ingresso producendo un uscita segnale a frequenza diversa tra cui:

$$f_{IF1} = f_{RF} - f_{OL}$$

$$f_{IF2} = f_{RF} + f_{OL}$$

Se l'obiettivo è trasferire in uscita il segnale, si selezionerà il segnale a frequenza  $f_{IF} = f_{IF1}$ .

### MIXER NON LINEARE ATTIVO A FET

Vediamo come una non linearità possa dare origine al termine prodotto.

Supponiamo due input  $x_1, x_2$ :

$$x_u(t) = a_1 (x_1(t) + x_2(t)) + a_2 (x_1(t) + x_2(t))^2 + \dots$$

basandosi su  $a_0$  e i coefficienti  $C_i$ .

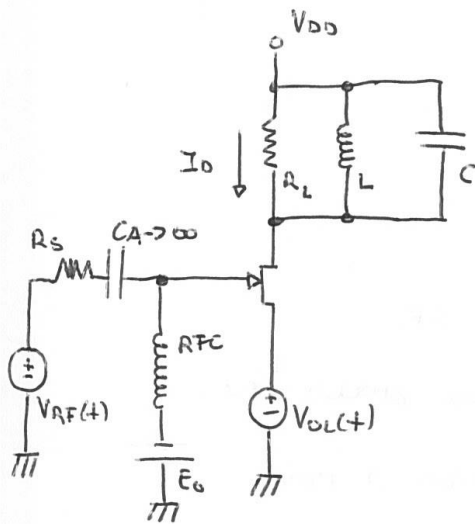
Sviluppando  $a_2 (x_1(t) + x_2(t))^2$ :

$$= a_2 \left\{ \frac{V_{RF}^2}{2} [1 + \cos(2\omega_{RF}t)] + \frac{V_{OL}^2}{2} [1 + \cos(2\omega_{OL}t)] + \right. \\ \left. + 2 \frac{V_{RF} V_{OL}}{2} \left[ \cos[(\omega_{OL} - \omega_{RF})t] + \cos[(\omega_{OL} + \omega_{RF})t] \right] \right\}$$

$$\text{con } x_1(t) = V_{RF}(t)$$

$$x_2(t) = V_{OL}(t)$$

Utilizziamo il JFET per via della caratteristica parabolica.



Il gruppo LC è dimensionato  
in modo da selezionare a  
frequenza  $f_{FI} = (\omega_{OL} - \omega_{RF}) / 2\pi$

Toglie tutte le frequenze  
ad eccezione di  $f_{FI}$ .

In continua risulta

$V_{GS} = -E_0$ , mentre

$V_{GS}(t) = -E_0 + V_{RF}(t) - V_{DS}(t)$

con l'ipotesi in cui CA si

comporta come un c.c. a  $f_{RF}$  e l'induttanza RFC di  
blocca come un c.a.

$$I_D = I_{DSS} \left( 1 - \frac{V_{GS}}{V_P} \right)^2 = \frac{I_{DSS}}{V_P^2} \left( V_P^2 - 2V_{GS}V_P + V_{GS}^2 \right)$$

Sviluppando  $V_{GS}^2$  risulta presente questo termine:

$$\frac{I_{DSS}}{V_P^2} \cdot (-2) V_{RFH} \cdot V_{DSH} \cdot \cos(\omega_{OL}t) \cos(\omega_{RF}t) =$$

$$-\frac{I_{DSS}}{V_P^2} \cdot 2 \cdot V_{RFH} \cdot V_{DSH} \cdot \frac{1}{2} \cdot \left[ \cos[(\omega_{OL} - \omega_{RF})t] + \cos[(\omega_{OL} + \omega_{RF})t] \right]$$

L'ampiezza del termine a  $\omega_{FI} = \omega_{OL} - \omega_{RF}$  è:

$$I_{FIH} = - \frac{I_{DSS}}{V_P^2} \cdot V_{RFH} \cdot V_{DSH}$$

$$V_{FIH} = - \frac{I_{DSS}}{V_P^2} \cdot V_{RFH} \cdot V_{DSH} \cdot R_L$$

N.B.:  $V_{FIH}$  ha un segno di tipo lineare con  $V_{RFH}$ ,

cosa non vera per  $V_{FI}(t)$  con  $V_{RF}(t)$ .



## PARAMETRI CARATTERIZZANTI

### GUADAGNO DI CONVERSIONE ( $G_c$ )

$$G_c = \frac{P_{FI}}{P_{ARF}}$$

$P_{ARF}$ : Potenza disponibile del segnale RF.

$P_{FI}$ : Potenza a frequenza  $f_{FI}$  sulla porta FI.

nel caso del MIXER NON LINEARE ATTIVO A FET:

$$P_{ARF} = \frac{V_{ARF}^2}{8R_s}$$

$$P_{FI} = \frac{1}{2} \left( \frac{I_{DSS}}{V_p} \cdot V_{ARF} \cdot V_{OLH} \cdot R_L \right)^2 \cdot \frac{1}{R_L}$$

$$G_c = \frac{P_{FI}}{P_{ARF}} = 4 \cdot \frac{I_{DSS}^2 \cdot V_{OLH}^2}{V_p^4} \cdot R_L \cdot R_s$$

$G_c$  non dipende da RF e pertanto, la componente a FI risulta proporzionale a quella a RF

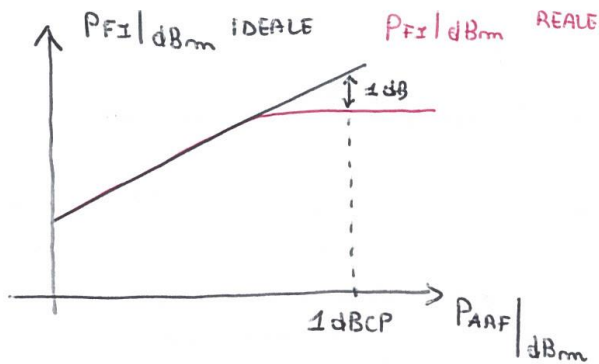
secondo :  $P_{FI} = G_c \cdot P_{ARF}$ .

$$X \Big|_{dBm} = 10 \log_{10} (X \cdot 10^{-3})$$

$$\begin{aligned} P_{FI} \Big|_{dBm} &= 10 \log [P_{FI} \text{ (mW)}] = 10 \log G_c + 10 \log [P_{ARF} \text{ (mW)}] \\ &= G_c \Big|_{dB} + P_{ARF} \Big|_{dBm} \end{aligned}$$

1 Watt  $\rightarrow$  30 dB

1000 mWatt  $\rightarrow$  30 dBm



1 dBBCP : Punto di compressione a 1 dB

Si ricrea aumentando la porta RF con un segnale di ampiezza varia crescente misurando  $P_{FI}$ .

Si tratta di un effetto dovuto a <sup>non</sup> linearità di ordine superiore, i cui effetti a potenza scarica non possono essere trascurati.

Si utilizza sceltamente il MIXER in modo da rimanere al di sotto di 1 dBBCP.

## ISOLAMENTO

Si utilizza il mixer per trasmettere un segnale ad una frequenza desiderata e su ciascuna porta è desiderabile avere soltanto la componente frequenziale che a quella porta compete.

L'isolamento fornisce una <sup>misura della</sup> deviazione da questo comportamento ideale.

Si possono definire 6 tipi di isolamento ma solo 3 sono di effettivo interesse.

Isolamento della porta RF su FI:

$$I_{RF \rightarrow FI} = 10 \log \left( \frac{P_{ARF}}{P_{RF \rightarrow FI}} \right)$$

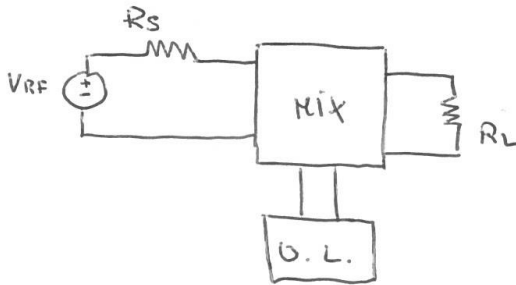
$$I_{OLFI} = 10 \log \left( \frac{P_{AOL}}{P_{OLFI}} \right)$$

$$I_{OLRF} = 10 \log \left( \frac{D_{AOL}}{P_{OLRF}} \right)$$

Effetto di OL su RF :

Il segnale OL è sempre un segnale di minore potenza ; il suo flusso sulla porta RF può essere indice di un segnale che raggia verso l'antenna del ricevitore producendo, una rete irradiata, un fenomeno elettromagnetico

Configurazione circuitale per la misura di  $I_{RFI}$  :



$$P_{RF} = \frac{V_{RF}^2}{8R_S}$$

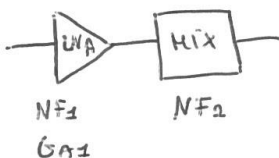
$$P_{RFI} = \frac{1}{2} \frac{V_{FI}^2 (\frac{f}{f_{RF}})^2}{R_L}$$

Buon isolamento  $\sim 30$  dB.

NF (NOISE FIGURE)

$$NF = \frac{S_i/M_i}{S_{ii}/N_{ii}} = \frac{S_{RF}/N_{RF}}{S_{FI}/N_{FI}}$$

Buona NF  $\sim 6 \div 13$  dB



$$NF_1 = 3 \text{ dB}$$

$$NF_2 = 13 \text{ dB}$$

$$NF_{TOT} = NF_1 + \frac{NF_2 - 1}{GA_1}$$

$$= 2 + \frac{19}{GA_1}$$

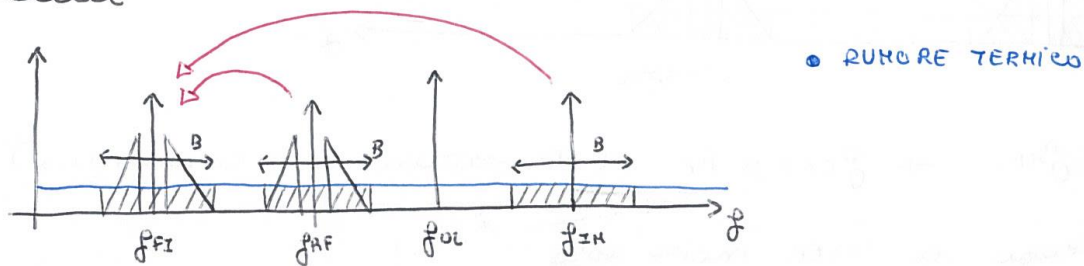
$$\frac{19}{GA_1} \ll 2$$

$$\rightarrow GA_1 \sim 95 \approx 20 \text{ dB}$$

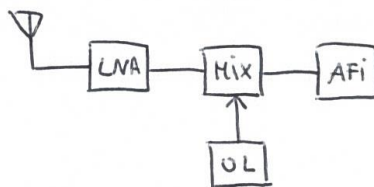
DE MIXER viene altrettanto utilizzato per  
 questo in frequenza.

### CONVERSIONE SUPERETERODINA

Supponiamo di avere un segnale a doppia banda  
 laterale



architettura di riferimento:



Per un MIXER noiseless:  $NF_{Mixer} = \frac{S_{RF}/N_{RF}}{S_{FI}/N_{FI}}$

Il caso della presenza della frequenza immagine,  
 la quantità di rumore in cui viene  
 rivedoppiata anche se il MIXER è noiseless, a  
 causa del tipo di conversione:

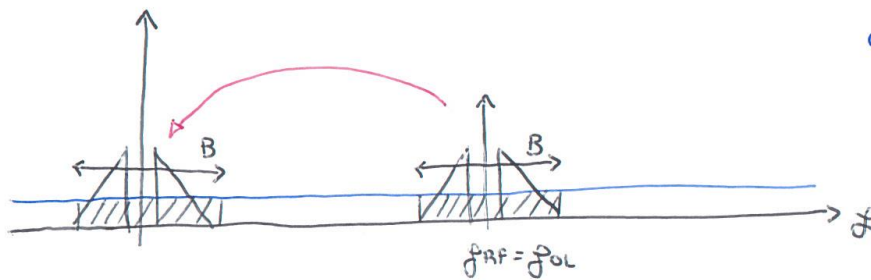
$$f_{FI} = f_{OL} - f_{RF}$$

$$f_{FI} = f_{FH} - f_{OL}$$

$$NF_{Mixer} = 3dB = 2$$

## CONVERSIONE OMODINA

Supponiamo di ricevere un segnale a singola banda estesa.



$$f_{OL} = f_{RF} \rightarrow f_{FI} = \neq \text{Hz} \quad (\text{traslazione in continua})$$

In caso di MIXER noiseless:

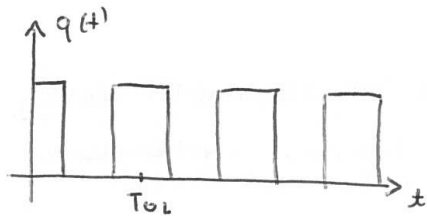
$$NF_{\text{mix}} = 1$$

# MIXER A MOLTIPLICATORE PASSIVO

## MIXER A DIODI SINGOLARMENTE BILANCIATO

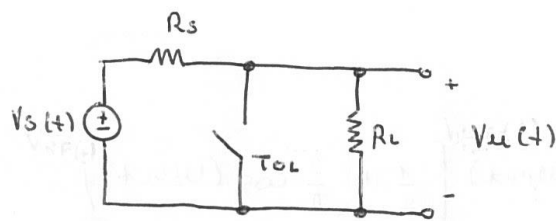
L'operazione di moltiplicamento può essere realizzata mediante dei moltiplicatori.

Più frequentemente si procede alla moltiplicazione per un'onda quadra a  $f = f_{ol}$ .



Onda unipolare con  $\omega_{ol} = \frac{2\pi}{T_{ol}}$

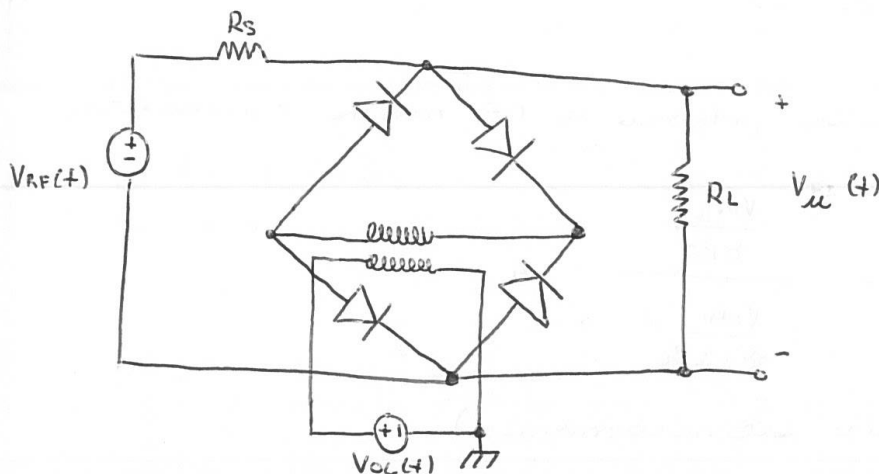
$$q(t) = \frac{1}{2} + \sum_{m=1}^{\infty} \frac{\sin\left(\frac{m\pi}{2}\right)}{\frac{m\pi}{2}} \cos\left(m\omega_{ol}t\right)$$



$$V_u(t) = V_s(t) \cdot \frac{R_L}{R_L + R_s} \cdot q(t)$$

È necessario che lo switch sia comandato da un segnale periodico a  $f = f_{ol}$ .

Si realizza il seguente sistema circuitale:



$V_{OL}(t)$  è una tensione periodica di forma qualunque purché di ampiezza sufficiente a mandare determinatamente in conduzione i diodi

nel semiperiodo in cui  $V_{OL} = K$ , considerando  $V_f = 0$ , tutti e 4 i diodi conducono ed è come se il tasto fosse un c.c.

nell'altro semiperiodo è come se il tasto fosse un c.a. in quanto i diodi sono interdetti.

$$R_S = R_L = 50 \Omega$$

$$V_{AF}(t) = V_{AFH} \cdot \cos(\omega_{RF} t)$$

$$V_{UL}(t) = \frac{1}{2} \cdot V_{AF}(t) \cdot q(t)$$

$$\text{Per } m=1 \rightarrow V_{UL}(t) = \frac{1}{2} V_{AFH} \cdot \cos(\omega_{RF} t) \left[ \frac{1}{2} + \frac{2}{\pi} \cos(\omega_{OL} t) \right]$$

$$V_{FI}(t) = \frac{1}{2\pi} \cdot V_{AFH} \cdot \cos[(\omega_{OL} - \omega_{RF})t]$$

$$V_{FIH} = \frac{1}{2\pi} \cdot V_{AFH}$$

$$\rightarrow G_C = \frac{P_{FI}}{P_{AF}} = \frac{\frac{V_{FIH}^2}{2R_L}}{\frac{V_{AFH}^2}{8R_S}} = \frac{\frac{V_{AFH}^2}{8\pi^2 R_L}}{\frac{V_{AFH}^2}{8R_S}} = \frac{1}{\pi^2} \approx \frac{1}{10}$$

$$G_C|_{dB} = -10 \text{ dB}$$

Sei il 10% della potenza a RF viene convertita a FI.

$$I_{RFFI} = \frac{P_{AF}}{P_{FFI}} = \frac{\frac{V_{AFH}^2}{8R_S}}{\frac{V_{AFH}^2}{16 \cdot 2R_L}} = 4$$

$I_{OLFI} = 0$  (singolo accoppiamento)

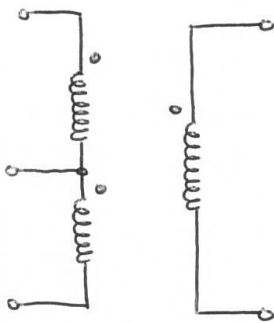
$\frac{1}{4}$  della potenza disponibile a RF si ritrova in uscita sulla porta FI.

L'isolamento è scadente e corrisponde al fatto che un'ulteriore significatività della potenza RF non viene dissipata, ma ricomparsa in out.

È la componente continua nello sviluppo in serie di Fourier di  $q(t)$  a degradare l'isolamento.

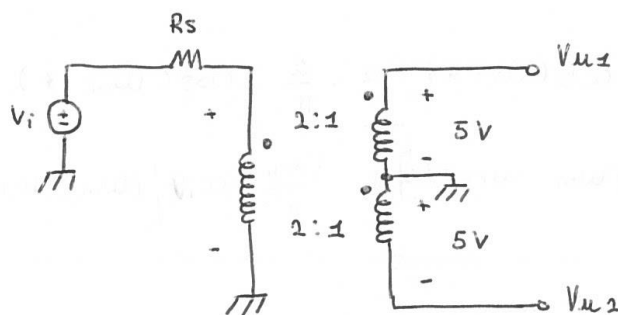
### MIXER A DIODI DOPPIAMENTE BILANCIATO

Cos'è un BALUN (BALANCED UNBALANCED)



Consente l'adattamento tra una linea bilanciata ed una sbilanciata.

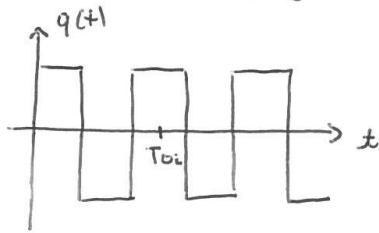
ES.



$V_i = 10V$

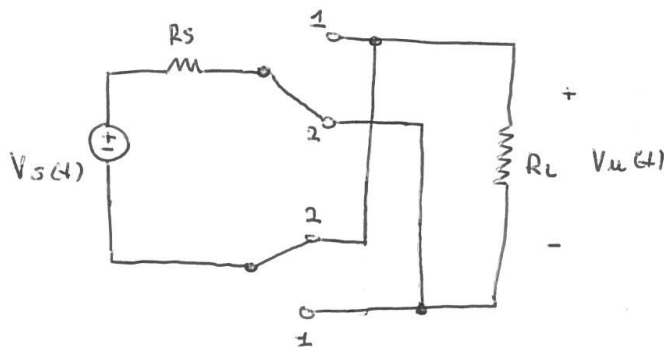


Si procede ora moltiplicazione per un'onda quadra a  $f = f_{OL}$ .



$$q(t) = 2 \sum_{m=1}^{\infty} \frac{\sin\left(\frac{m\pi}{2}\right)}{m\frac{\pi}{2}} \cos(m\omega_{OI}t)$$

Onda espressa con  $\omega_{OI} = \frac{2\pi}{T_{OI}}$



$$V_U(t) = V_S(t) \cdot \frac{R_L}{R_L + R_S} \cdot q(t) = \frac{1}{2} V_S(t) \cdot q(t)$$

$\uparrow$   
 $R_L = R_S$

$$V_S(t) = V_{RFH}(t) = V_{RFH} \cdot \cos(\omega_{RFH}t)$$

$$V_U(t) = \frac{1}{2} \cdot V_{RFH} \cdot \cos(\omega_{RFH}t) \cdot q(t)$$

Per  $m=1 \rightarrow V_U(t) = \frac{1}{2} \cdot V_{RFH} \cdot \cos(\omega_{RFH}t) \cdot 2 \cdot \frac{2}{\pi} \cdot \cos(\omega_{OL}t)$

$$V_{FI}(t) = V_{RFH} \cdot \frac{2}{\pi} \cdot \frac{1}{2} \cdot \cos[(\omega_{OL} - \omega_{RFH})t] = \frac{V_{RFH}}{\pi} \cdot \cos[(\omega_{OL} - \omega_{RFH})t]$$

$$V_{FIH} = \frac{V_{RFH}}{\pi}$$

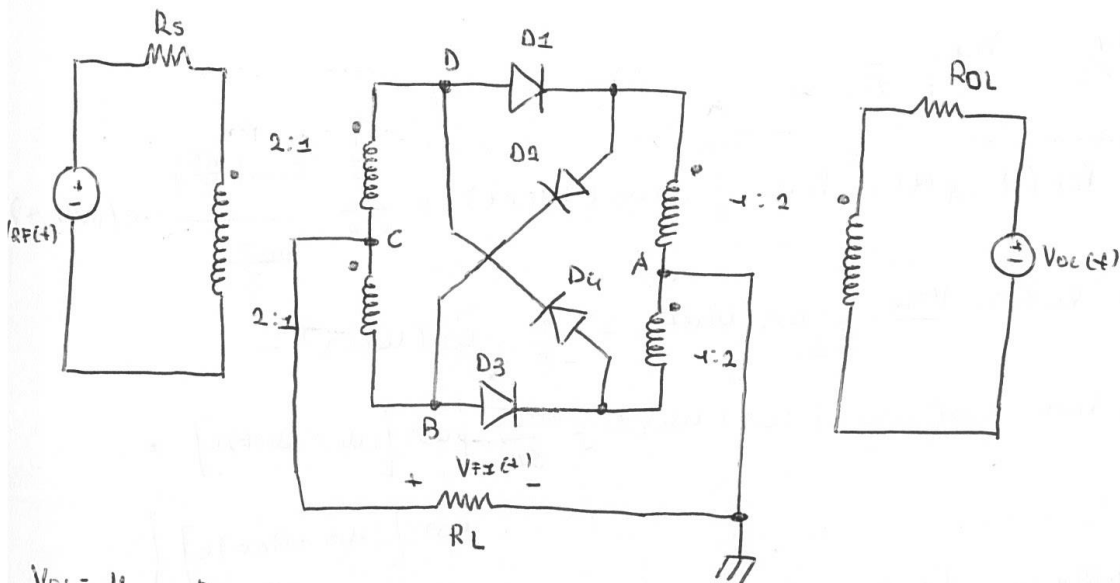
$$\rightarrow G_C = \frac{P_{FI}}{P_{RFH}} = \frac{V_{RFH}^2}{\pi^2 \cdot 2R_L} \cdot \frac{BR_S}{V_{RFH}^2} = \frac{4}{\pi^2} \sim \frac{4}{10}$$

$$I_{RFHI} = \infty$$

$$I_{OLFI} = \infty$$

(Doppiamente Bieccitato)

Si tratta di seguente schema circuitale:



$v_{OL} = K$ ,  $D_1, D_3$  conducono ed A si trova allo stesso potenziale di B.

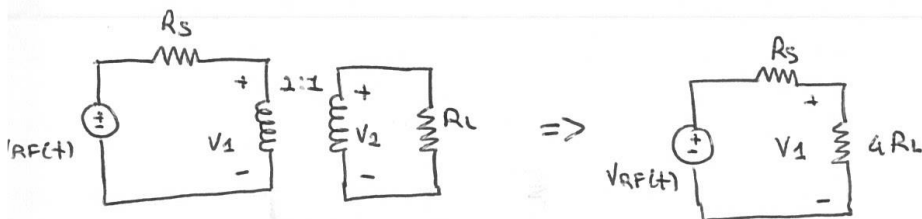
$$\rightarrow v_{FI} = v_{CB}$$

$v_{OL} = L$ ,  $D_2, D_4$  conducono ed A si trova allo stesso potenziale di D.

$$\rightarrow v_{FI} = v_{CD}$$

A parte un coefficiente moltiplicativo, il segnale viene trasferito sulla porta FI per metà periodo col suo segno e per metà col segno opposto.

Il primario della porta RF vede sempre sul secondario  $R_L$ :



$$V_{1H} = V_{RFH} \cdot \frac{4R_s}{4R_L + R_s} = V_{RFH} \cdot \frac{4}{5}$$

$$V_{2H} = V_{1H} / 2 = V_{RFH} \cdot \frac{2}{5}$$

$$V_M(t) = V_{2H}(t) \cdot q(t) = V_{RFH} \cdot \frac{2}{5} \cdot \cos(\omega_{RF} t) \cdot 2 \sum_{m=1}^{\infty} \frac{\sin\left(\frac{m\pi}{2}\right)}{\frac{m\pi}{2}} \cos(m\omega_{OL} t)$$

$$m=1 \rightarrow V_M(t) = V_{RFH} \cdot \frac{2}{5} \cdot \cos(\omega_{RF} t) \cdot 2 \cdot \frac{2}{\pi} \cdot \cos(\omega_{OL} t)$$

$$= \frac{8}{5\pi} V_{RFH} \cdot \cos(\omega_{OL} t) \cos(\omega_{RF} t) = \frac{4V_{RFH}}{5\pi} \left[ \cos\left[(\omega_{OL} - \omega_{RF})t\right] + \cos\left[(\omega_{OL} + \omega_{RF})t\right] \right]$$

$$V_{FI}(t) = \frac{4V_{RFH}}{5\pi} \cos\left[(\omega_{OL} - \omega_{RF})t\right]$$

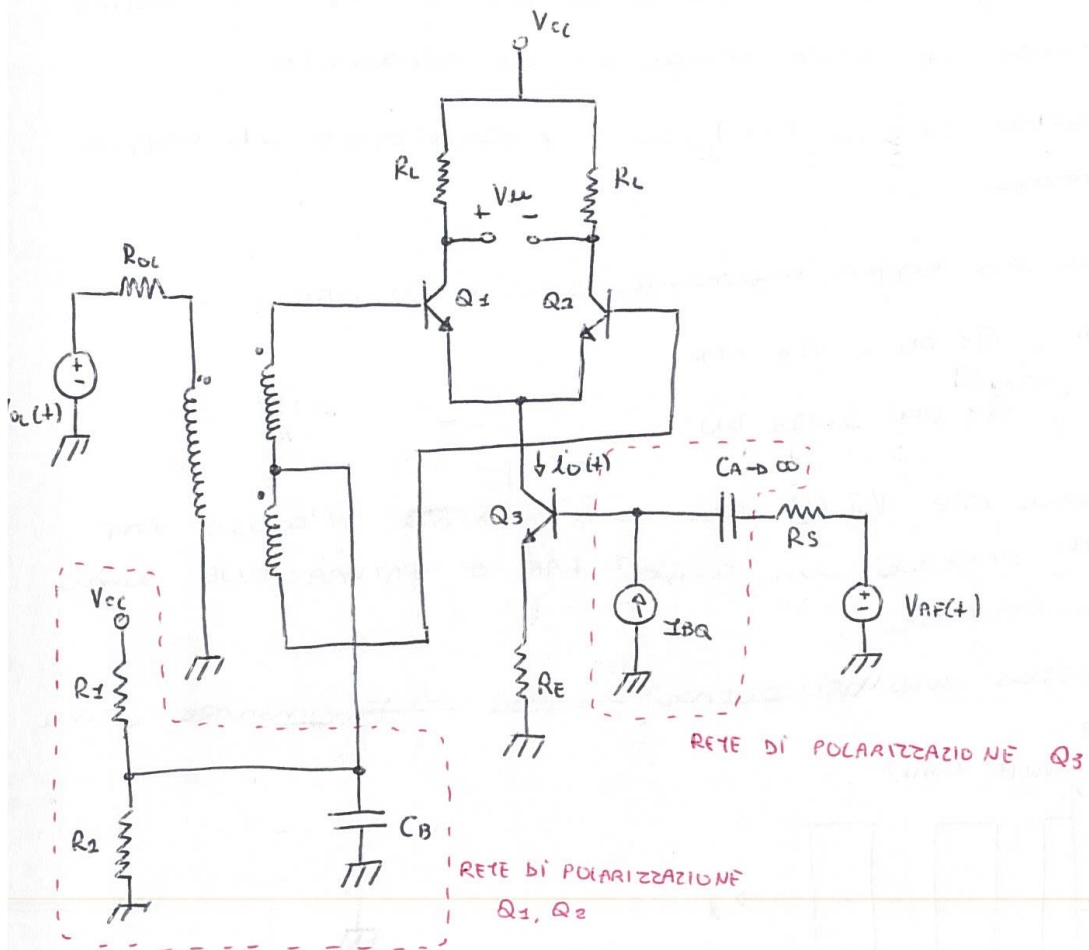
$$V_{FIH} = \frac{4}{5\pi} V_{RFH}$$

$$\rightarrow G_c = \frac{P_{FI}}{P_{RF}} = \frac{16}{25\pi^2} \cdot V_{RFH}^2 \cdot \frac{1}{2R_L} \cdot \frac{8R_s}{V_{RFH}^2} = \frac{64}{25\pi^2} \approx \frac{1}{4}$$

$$G_c|_{dB} = -6 \text{ dB}$$

# MIXER A MOLTIPLICATORE ATTIVO

## MIXER A BJT SINGOLARMENTE BILANCIATO



$C_A$  è un c.c. a  $f_{RF}$ .

$$h_{FE3} = h_{FE}$$

$$R_S \ll h_{ie3} + R_E (h_{FE3} + 1)$$

$$I_0 = I_{BQ} \cdot h_{FE}$$

$$i_0(t) = I_0 + i_0(t)$$

Si tratta di uno stadio differenziale in cui il segnale RF viene applicato su  $Q_3$  che in genere è celui che definisce la corrente che scorre sui rami differenziali  $\rightarrow$  è la sorgente di corrente.

L'oscillatore locale (OL) ha a polarizzatore la coppia differenziale.

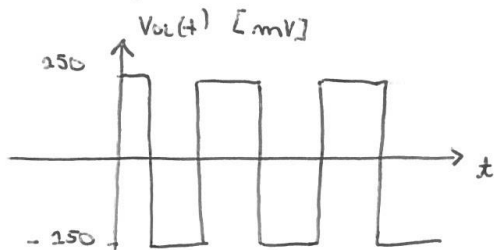
OL pilota la coppia differenziale in ON-OFF:

Se  $V_{ol} = H$ ,  $Q_1$  ON e  $Q_2$  OFF.

Se  $V_{ol} = L$ ,  $Q_1$  OFF e  $Q_2$  ON.

È necessario che  $V_{ol}(t)$  sia un'onda in grado di portare in zona FAR o SATURAZIONE uno dei due bipolari.

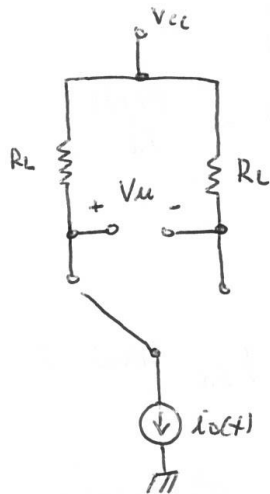
Un'ampiezza dell'oscillatore locale tipicamente è la seguente:



Pragmaticamente  $V_{cc} \sim 2,5V$ .

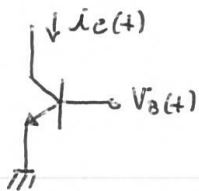
La corrente  $i_o(t)$  per metà periodo viene richiesta da  $Q_1$ , per metà periodo da  $Q_2$ .

Traduzione semplificata del circuito:



$$i_o(t) = I_o + i_o(t)$$

Re stabilizza il punto di riposo ed inoltre produce una linearizzazione della transconduttanza dello stadio 3.

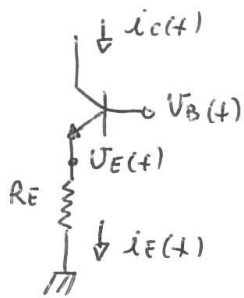


$$i_c(t) = I_c + i_c(t)$$

$$i_c(t) = g_m \cdot V_b$$

Sebbene il BJT è un componente non lineare la  $g_m$  risulta essere un parametro non lineare.

Solo in prima approssimazione  $g_m$  può essere considerata lineare, ma è un' approssimazione che non possiamo compiere.



con notazioni:

$$v_e(t) \sim v_b(t)$$

$$i_e(t) \sim i_c(t) = \frac{v_b(t)}{R_E}$$

Ho dunque sostituito a  $g_m$ ,  $1/R_E$  che è un parametro costante.

Passo in termini di guadagno ma misurato in termini di linearità.

vero solo in questo caso:  $(R_E \gg 1/g_m)$

$$\text{Quindi } i_c(t) = i_{e3}(t) = \frac{V_{AF}(t)}{R_E}$$

$$i_c(t) = I_0 + \frac{V_{AF}(t)}{R_E}$$

$$V_{uL}(t) = \begin{cases} V_{CC} - R_L \cdot i_c(t) - V_{CC} & V_{ce} = H \\ V_{CC} - (V_{CC} - R_L \cdot i_c(t)) & V_{ce} = L \end{cases}$$

$$= \begin{cases} -R_L \cdot i_c(t) & V_{ce} = H \\ +R_L \cdot i_c(t) & V_{ce} = L \end{cases}$$

$$V_{uL}(t) = -R_L \cdot i_c(t) \cdot q(t) = -R_L \cdot i_c(t) \cdot 2 \sum_{m=1}^{\infty} \frac{\sin\left(\frac{m\pi}{2}\right)}{m \frac{\pi}{2}} \cdot \cos(m\omega_0 t)$$

$I_0$  da origine ad un termine di ampiezza:

$$V_{u0Lm} = -R_L \cdot I_0 \cdot 2 \cdot \frac{2}{\pi} \quad (m=1)$$

$$I_{OLFI} \neq \infty$$

$$I_{REFI} = \infty$$

FI non è bilanciato rispetto a OL.

FI è bilanciato rispetto a RF.

$$V_{RF}(t) = V_{RFM} \cdot \cos(\omega_{RF} t)$$

$$m=1$$

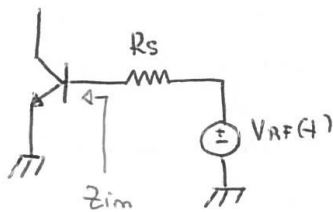
$$V_{MIF} = -R_L \cdot \frac{1}{2} \cdot \frac{1}{R_E} \cdot \frac{1}{2} \cdot \frac{2}{\pi} \cdot V_{RFM} \cdot \cos[(\omega_{OL} - \omega_{RF}) t]$$

$$= -\frac{2 R_L V_{RFM}}{\pi R_E} \cdot \cos[(\omega_{OL} - \omega_{RF}) t]$$

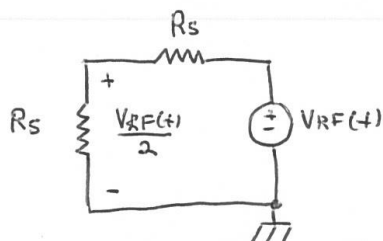
$$G_C = \frac{P_{FI}}{P_{RF}} = \frac{4 R_L^2 V_{RFM}^2}{\pi^2 R_E^2} \cdot \frac{1}{2 R_L} \cdot \frac{8 R_S}{V_{RFM}^2} = \frac{16}{\pi^2} \cdot \frac{R_L R_S}{R_E^2} \sim 1$$

Ho ottenuto un miglioramento in termini di efficienza sacrificando fortemente il guadagno.

Studiamo il caso in cui sia presente un condensatore di bypass CE su RE, e quindi alle variazioni  $R_E = \phi$ .



$$Z_{im} = R_S : \text{adattamento c.c. in IU.} \quad (R_S = h_{ie})$$





Quindi  $i_o(t) = i_{c3}(t) = \frac{V_{RFH}}{2} \cdot \cos(\omega_{OL} t) \cdot g_m$

$$V_u(t) = -R_L \cdot i_o(t) \cdot q(t)$$

$$V_{u\text{FI}} = -R_L \cdot \frac{2}{\pi} \cdot \frac{2}{\pi} \cdot \frac{V_{RFH}}{2} \cdot g_m \cdot \frac{1}{2} \cdot \cos[(\omega_{OL} - \omega_{RF})t]$$

$$= - \frac{R_L g_m V_{RFH}}{\pi} \cdot \cos[(\omega_{OL} - \omega_{RF})t]$$

$$G_c = \frac{P_{FI}}{P_{ARF}} = \frac{R_L^2 g_m^2 V_{RFH}^2}{\pi^2} \cdot \frac{1}{2R_L} \cdot \frac{4}{8R_S} \cdot \frac{1}{V_{RFH}^2} = \frac{4 g_m^2 R_L R_S}{\pi^2}$$

Per via dell'adattamento in  $\Gamma$ :

$$R_S = h_{ie} \approx \pi \pi$$

$$g_m = \frac{h_{fe}}{\pi \pi} \quad \rightarrow \quad G_c = \frac{4 g_m h_{fe} R_L}{\pi^2}$$

Sacrificio in termini di linearità a fronte di un buon guadagno.

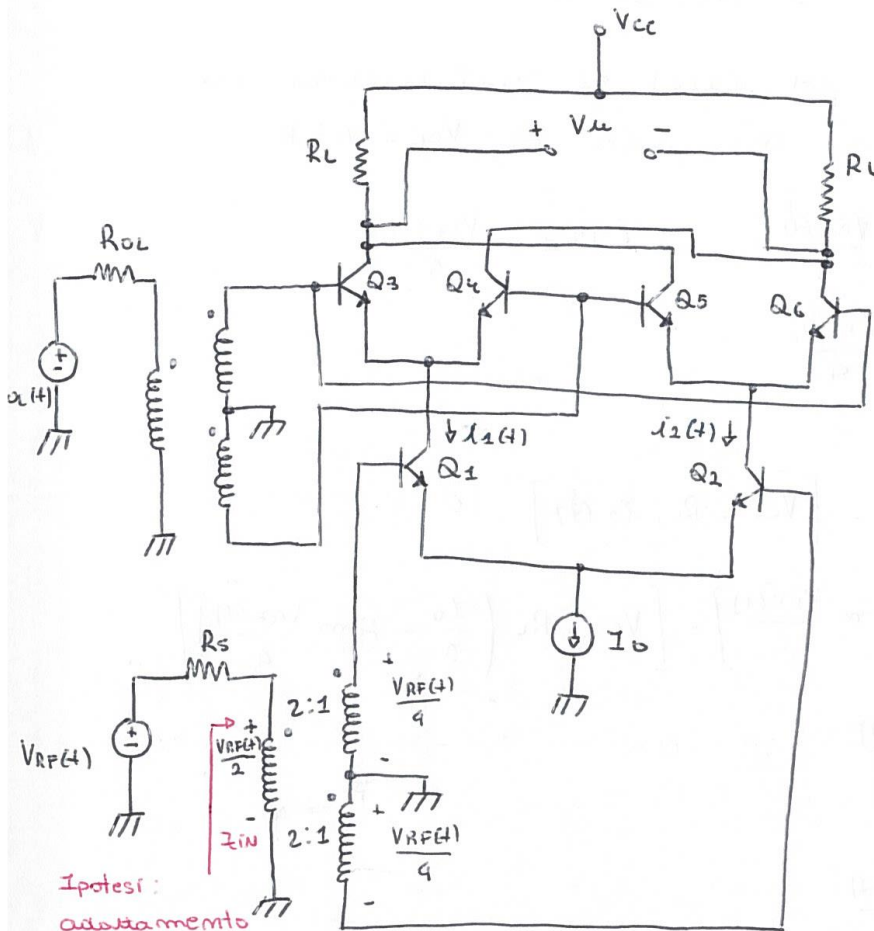
$$g_m = 50 \text{ mA/V}$$

$$h_{fe} = 50 \quad \rightarrow \quad G_c \approx 50 = 17 \text{ dB}$$

$$R_L = 50$$

# MIXER ATTIVO DOPPIAMENTE BILANCIATO - CELLA DI GILBERT

N.B: Polarizzazione  
trascurata.



Ipotesi:  
adattamento  
c.c. in IN

$$R_s = Z_{IN} \quad , \quad Z_{IN} = 2 \cdot \pi \cdot \tau$$

Come il precedente schema circuitale, questo oggetto funziona in commutazione.

Per via della commutazione i BJT sono c.c. e c.a. ed introducono un contributo trascurabile al rumore.

La commutazione ON-OFF mi permette di ottenere  $G_c = G_{MAX}$

$V_{ol} = H, Q_3, Q_6 \text{ ON} \text{ e } Q_4, Q_5 \text{ OFF}$

$V_{ol} = L, Q_3, Q_6 \text{ OFF} \text{ e } Q_4, Q_5 \text{ ON}$

Le correnti  $i_1(t)$  ed  $i_2(t)$  si riconducono alle seguenti direzioni a seconda di  $V_{ol} = L \text{ o } H$ .

$$i_1(t) = \frac{I_0}{2} + g_m \cdot \frac{V_{RF}(t)}{4} \quad (V_{b1} = \frac{V_{RF}(t)}{4})$$

$$i_2(t) = \frac{I_0}{2} - g_m \cdot \frac{V_{RF}(t)}{4}$$

$V_{ol} = H$

$$\begin{aligned} V_u &= V_{cc} - R_L i_1(t) - [V_{cc} - R_L i_2(t)] \\ &= V_{cc} - R_L \left[ \frac{I_0}{2} + g_m \frac{V_{RF}(t)}{4} \right] - \left[ V_{cc} - R_L \left( \frac{I_0}{2} - g_m \frac{V_{RF}(t)}{4} \right) \right] \\ &= -2R_L g_m \frac{V_{RF}(t)}{4} \end{aligned}$$

$V_{ol} = L$

$$V_u = +2R_L g_m \frac{V_{RF}(t)}{4}$$

$$q(t) = 2 \sum_{m=1}^{\infty} \frac{\sin(m \frac{\pi}{2})}{m \frac{\pi}{2}} \cos(m \omega_0 t)$$

$$V_u = 2R_L g_m \frac{V_{RF}(t)}{4} \cdot q(t)$$

$$\begin{aligned} V_{u_{FI}} &= 2R_L g_m \frac{1}{4} \cdot V_{RFH} \cdot 2 \cdot \frac{2}{\pi} \cdot \frac{1}{2} \cos[(\omega_0 - \omega_{RF})t] \\ &= \frac{R_L g_m V_{RFH}}{\pi} \cdot \cos[(\omega_0 - \omega_{RF})t] \end{aligned}$$

$$G_c = \frac{P_{FE}}{P_{ARF}} = \frac{R_L^2 g_m^2 V_{RFH}^2}{\pi^2} \cdot \frac{1}{4R_L} \cdot \frac{2}{V_{RFH}^2} = \frac{2g_m^2 R_S R_L}{\pi^2}$$

$\hookrightarrow 2 \cdot 2R_L$

$$I_{OLFI} = \infty$$

Doppio Bilanciamento!

$$I_{RFFI} = \infty$$

$$G_c = \frac{2 g_m^2 R_s R_L}{\pi^2}$$

Adattamento c.c. in IN:

$$R_s = 2 h_{ie} \approx 2 X_{\pi} = 2 R_{b'e}$$

Questa è una soluzione valida a bassa frequenza.

$$g_m = \frac{I_o}{V_T} ; h_{ie} = \frac{V_T}{I_B} ; I_B = \frac{I_o}{\beta} \cdot \frac{1}{h_{FE}}$$

$$G_c = \frac{2 R_L \left( \frac{I_o}{2 V_T} \right)^2 \cdot \frac{V_T}{I_B}}{\pi^2} = \frac{2 R_L}{\pi^2} \cdot \frac{I_o}{V_T} \cdot h_{FE}$$

$$I_o = 2,6 \text{ mA}$$

$$\frac{I_o}{V_T} = 0,1 \text{ A/V}$$

$$\rightarrow G_c = 50 = 17 \text{ dB}$$

$$h_{FE} = 50$$

$$R_L = 50 \Omega$$

Da questi parametri risulta:  $h_{ie} = \frac{V_T}{I_B} = 1 \text{ k}\Omega$

$$\rightarrow R_s = 2 h_{ie} = 2 \text{ k}\Omega$$

È necessaria una rete di adattamento che non

$$R_s = 50 \Omega \rightarrow R_s = 2 \text{ k}\Omega$$

$$Q \approx 6 \div 7.$$

Analisi ad alta frequenza:

I componenti reattivi non sono più trascurabili ed il mixer non è più senza memoria.

Si effettua un'analisi valida per i transistor MOSFET, che sia alle basse frequenze che alle alte frequenze presentano in ingresso una capacità  $C_{gs}$ , e per i BJT alle alte frequenze in cui  $X_{\pi} \gg \frac{1}{\omega C_{\pi}}$  dove possiamo considerare in ingresso solo la capacità  $C_{\pi}$ .

a quale frequenza  $X_{\pi} \gg \frac{1}{\omega C_{\pi}}$  ?

Per una tecnologia BCD5 a 90 nm :

$$f_T = 150 \text{ GHz}$$

$$I_0 = 2,6 \text{ mA}$$

$$\frac{I_0}{2} = 1,3 \text{ mA}$$

$$h_{FE} = 50$$

$$X_{\pi} \sim h_{ie} = 1 \text{ k}\Omega$$

$$g_m = \frac{I_0/2}{V_T} = 100 \text{ mA/V}$$

$$f_T = \frac{g_m}{2\pi C_{\pi}}$$

$$\rightarrow C_{\pi} = \frac{g_m}{2\pi f_T} \approx 100 \text{ fF}$$

$$\omega_0 : X_{\pi} \gg \frac{1}{\omega_0 C_{\pi}} \rightarrow \omega_0 \gg \frac{1}{X_{\pi} C_{\pi}}$$

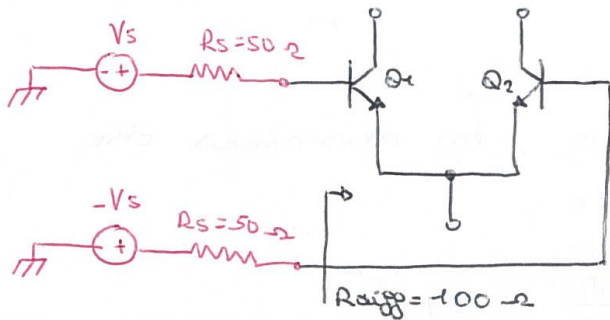
$$f_0 = \frac{\omega_0}{2\pi} \gg 1,5 \text{ GHz} \rightarrow f_0 = 75 \text{ GHz}$$

Realizzare un MIXER già adattato a  $100 \Omega$ :

Questo serve per evitare l'impedimento di una rete di adattamento.

Perché  $100 \Omega$  e non  $50 \Omega$ ?

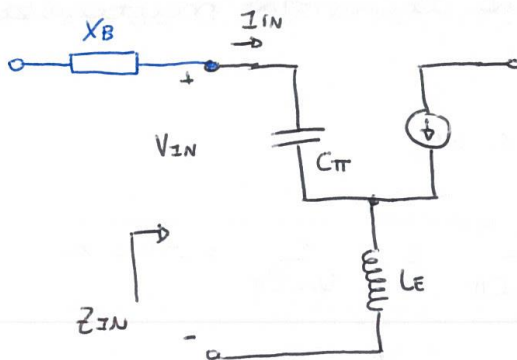
Soltanto si immagina che lo stadio di MIXING sia alimentato da uno stadio a monte di tipo LNA differenziale che esce con una coppia di segnali differenziali ognuno con  $Z_{out} = 50 \Omega$



In pratica sono due generatori in controfase con  $R_{out} = 50 \Omega$

ne segue  $C_{TBYT} = C_{GS} M_{OS}$ .

Circuito semplificato delle variazioni del transistor:



Aggiungo un componente LE in serie al transistor.

$$V_{IN} = I_{IN} \cdot \frac{1}{j\omega C_{\pi}} + j\omega L_E (I_{IN} + g_m \cdot I_{IN} \cdot \frac{1}{j\omega C_{\pi}})$$

$$Z_{IN} = \frac{V_{IN}}{I_{IN}} = \frac{1}{j\omega C_{\pi}} + j\omega L_E + \frac{g_m L_E}{C_{\pi}} = j \left( \omega L_E - \frac{1}{\omega C_{\pi}} \right) + \frac{g_m L_E}{C_{\pi}}$$

$$\text{con } \omega_T = \frac{g_m}{C_{\pi}}$$

$$Z_{IN} = j \left( \omega L_E - \frac{1}{\omega C_{\pi}} \right) + \omega_T L_E$$

un'oggetto che ha solo elementi reattivi presenta  $\text{Re}\{Z_{IN}\} \neq \phi$ .

Nuovo valore  $Z_{in} = 50 \Omega$ , in maniera che  
nuovi  $Z_{out} = 2Z_{in} = 100 \Omega$ .

$$\omega_T L_E = 50 \Omega \rightarrow L_E = \frac{50}{\omega_T} = 50 \text{ pH}$$

$$L_E(\omega_T) \neq L_E(\omega_0)$$

Questo valore dell'induttanza non dipende dalla  
frequenza di lavoro.

Poniamo adesso  $X_B$  in serie al transistor neutralizzato  
da parte reattiva: ●

Supponiamo  $\omega_0 = \omega_{WORK} = 15 \text{ GHz}$

$$\omega_0 L_E \approx 5 \Omega$$

$$\frac{1}{\omega_0 C_{\pi}} \approx 100 \Omega$$

$$\omega_0 L_E - \frac{1}{\omega_0 C_{\pi}} \approx -\frac{1}{\omega_0 C_{\pi}} = -100 \Omega$$

$X_B$  è quindi un'induttanza di valore:

$$X_B = \omega_0 L_B = \frac{1}{\omega_0 C_{\pi}} \rightarrow L_B = \frac{1}{\omega_0^2 C_{\pi}} \approx 1 \text{ mH}$$

## AMPLIFICATORE A MATCHING INTEGRATO :

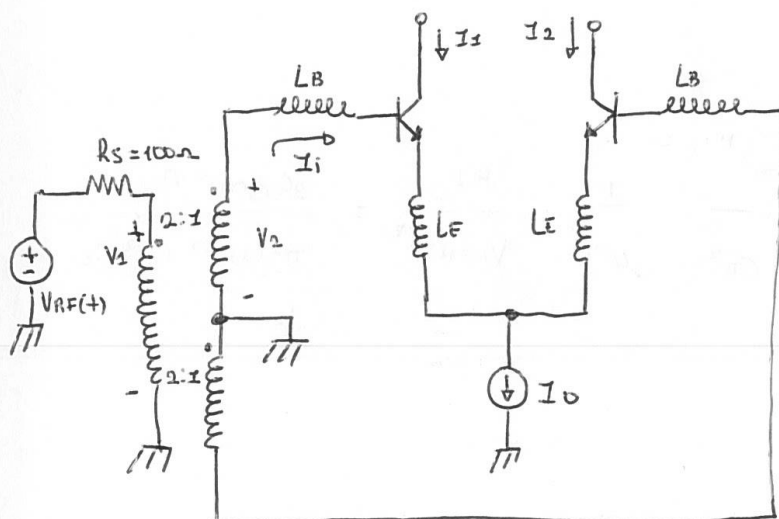
Amplificatore che realizza adattamento c.c. in INPUT a  $50 \Omega$ , e per tale motivo di  $R_s$  risulta

$$NF_{MIN} = NF / R_s = 50 \Omega$$

Quindi presenta max guadagno e min rumore.

Analisi generale con variazioni della classe di guasto con degenerazione di emettitore tramite

-E :



Abbiamo realizzato adattamento c.c. in IN:

$$V_{1H} = \frac{V_{RFH}}{2}$$

$$V_{2H} = \frac{V_{1H}}{2} = \frac{V_{RFH}}{4}$$

$$I_{1H} = \frac{V_{RFH}/4}{Z_0}, \quad Z_0 = 50 \Omega$$

$$I_{1H} = \frac{I_0}{2} + g_m \cdot \frac{V_{RFH}}{4 Z_0} \cdot \frac{1}{\omega_0 C \pi}, \quad I_1 = I_{1H} \cdot \cos(\omega_{RF} t + \varphi)$$



$$q(t) = 2 \cdot \sum_{m=1}^{\infty} \frac{\sin\left(\frac{m\pi}{2}\right)}{m\frac{\pi}{2}} \cdot \cos(m\omega_{OL}t)$$

$m=1$ :

$$V_{FI}(t) = 2R_L \cdot \frac{g_m V_{RFH}}{4Z_0 \omega_0 C_T} \cdot 2 \cdot \frac{2}{\pi} \cdot \frac{1}{2} \cdot \cos[(\omega_{OL} - \omega_{RF})t]$$

$$V_{FIH} = \frac{R_L g_m V_{RFH}}{\pi Z_0 \omega_0 C_T}$$

$$R_L = Z_0$$

$$\omega_0 = \omega_{OL}$$

$$V_{FIH} = \frac{g_m V_{RFH}}{\pi \omega_{OL} C_T}$$

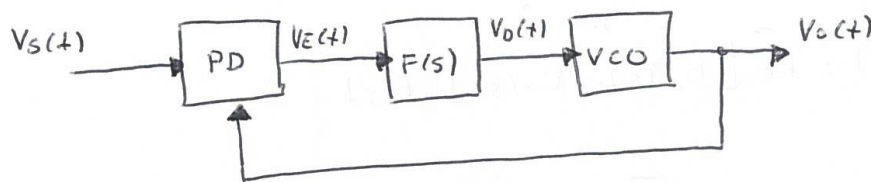
$$G_C = \frac{P_{FI}}{P_{RF}} = \frac{g_m^2 V_{RFH}^2}{\pi^2 \omega_{OL}^2 C_T^2} \cdot \frac{1}{4R_L} \cdot \frac{2R_S}{V_{RFH}^2} = \frac{2 \cdot g_m^2 R_S}{\pi^2 \omega_{OL}^2 C_T^2 R_L}$$

$$= \left(\frac{\omega_T}{\omega_{OL}}\right)^2 \cdot \frac{2R_S}{\pi^2 R_L}$$

## PLL (PHASE LOCKED LOOP - ANELLO AD AGGANCIO DI FASE)

È un sistema retroattivo la cui uscita è un segnale con frequenza pari a quella del segnale in ingresso ed una relazione fissa di fase rispetto a questo.

La forma d'onda del segnale di out può essere diversa da quella del segnale di in.



PD: PHASE DETECTOR - Fornisce in uscita un segnale proporzionale allo sfasamento tra  $V_s(t)$  e  $V_o(t)$ .

$F(s)$ : FILTRO D'ANELLO - Soltanto un filtro LP - RC a polo dominante a bassa frequenza.

VCO: VOLTAGE CONTROLLED OSCILLATOR - Fornisce in uscita un segnale ad una frequenza che si scosta da quella di riposo del VCO di un valore proporzionale a  $V_o(t)$ .

La frequenza di riposo del VCO è definita come frequenza di oscillazione per  $V_o(t) = 0$ .

$$V_s(t) = V_{sH} \cdot \cos[\omega_0 t + \theta_s(t)]$$

$$V_o(t) = V_{oH} \cdot \cos[\omega_0 t + \theta_o(t)]$$

$\omega_0$ : Pulsazione di Riposo.

Puotesazione istantanea:  $\omega_z = \omega_0 + \frac{d}{dt} \theta_0(t)$

$$\omega_z - \omega_0 = \frac{d}{dt} \theta_0(t) = K_D V_D(t) \quad \left( \frac{d}{dt} \theta_0(t) = \dot{\theta}_0(t) \right)$$

$$K_D = \omega_{st}$$

$$\theta_0(t) = K_D \int_0^t V_D(\tau) d\tau \Rightarrow \Theta_0(s) = \frac{K_D}{s} \cdot V_D(s)$$

$$V_E(s) = K_E [\Theta_S(s) - \Theta_0(s)] = K_E \Theta_E(s)$$

$$V_D(s) = V_E(s) \cdot F(s) = K_E [\Theta_S(s) - \Theta_0(s)] \cdot F(s)$$

$$\dot{\theta}_0(t) = K_D V_D(t) \rightarrow \Theta_0(s) \cdot s = K_D V_D(s)$$

$$\Theta_0(s) = \frac{K_D}{s} \cdot V_D(s) = \frac{K_D}{s} \cdot K_E [\Theta_S(s) - \Theta_0(s)] \cdot F(s)$$

$$\Theta_0(s) [s + K_D K_E F(s)] = K_D K_E F(s) \Theta_S(s)$$

$$H(s) = \frac{\Theta_0(s)}{\Theta_S(s)} = \frac{K_D K_E F(s)}{s + K_D K_E F(s)}$$

$$\text{Re} \{ p_{i_{H(s)}} \} \subset \emptyset$$

## RISPOSTA AL GRADINO DI FASE

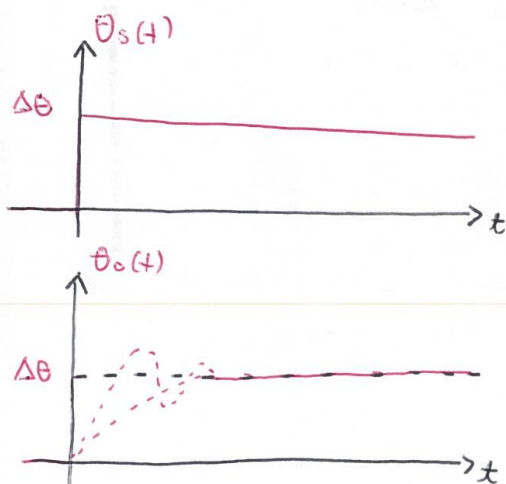
Si supponga che ad un certo istante la fase del segnale in ingresso abbia una variazione a gradino pari a  $\Delta\theta$ .

$$\theta_s(s) = \frac{\Delta\theta}{s}$$

$$\theta_o(s) = \theta_s(s) \cdot H(s)$$

Il Teorema del Valore Finale consente di ricavare il valore che assumerà  $\theta_o(s)$  a regime:

$$\lim_{t \rightarrow \infty} \theta_o(t) = \lim_{s \rightarrow \phi} s \cdot \theta_s(s) H(s) = \lim_{s \rightarrow \phi} s \cdot \frac{\Delta\theta}{s} \cdot \frac{K_D K_E F(s)}{s + K_D K_E F(s)} = \Delta\theta$$



L'andamento esatto del transitorio dipende dalla funzione  $F(s)$ .

## RI SPONSA AL GRADINO DI FREQUENZA

$$\dot{\theta}_0(t) = \omega_{10} - \omega_0$$

$$\omega_{10} = \omega_0 + \dot{\theta}_0(t) = \omega_1$$

$$\Omega_0(s) = \mathcal{L}[\dot{\theta}_0(t)]$$

$$\omega_{1s} = \omega_0 + \dot{\theta}_s(t)$$

$$\dot{\theta}_s(t) = \omega_{1s} - \omega_s$$

$$\Omega_s(s) = \mathcal{L}[\dot{\theta}_s(t)]$$

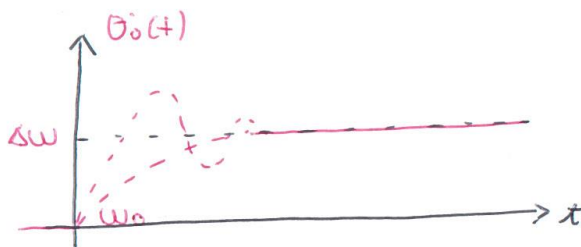
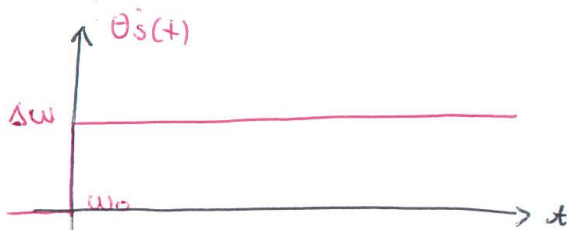
$$\frac{\Omega_0(s)}{\Omega_s(s)} = \frac{s \cdot \theta_0(s)}{s \cdot \theta_s(s)} = \frac{K_D K_E F(s)}{s + K_D K_E F(s)} = H(s)$$

Si suppone che ad un certo rotante la pulsazione del segnale in ingresso abbia una variazione a gradino pari a  $\Delta\omega$ .

$$V_s(t) = V_{sk} \cdot \cos[(\omega_0 + \Delta\omega)t]$$

$$\Omega_s(s) = \frac{\Delta\omega}{s}$$

$$\Omega_0(s) = \Omega_s(s) \cdot H(s)$$



Per il Teorema del Valore Finale risulta:

$$\lim_{t \rightarrow \infty} \theta_0(t) = \lim_{s \rightarrow \phi} s \cdot \Delta s(s) \cdot H(s) = \lim_{s \rightarrow \phi} s \cdot \frac{\Delta \omega}{s} \cdot \frac{K_D K_E F(s)}{s + K_D K_E F(s)} = \Delta \omega.$$

A regime la pulsazione del segnale di out avrà un valore  $\omega_i \neq \omega_0$ ,  $\omega_i = \omega_0 + \Delta \omega$ .

Cio' vuol dire che il segnale in ingresso al VCO sarà  $V_D(t) \neq \phi$  e più precisamente

$$V_D(s) \cdot K_D = \Delta \omega$$

A regime risulterà:

$$V_D(t) = K_E [\theta_s(s=\phi) - \theta_0(s=\phi)] F(s=\phi)$$

$$\Delta \omega = K_D K_E [\theta_s(s=\phi) - \theta_0(s=\phi)] F(s=\phi)$$

$$\rightarrow \theta_s(s=\phi) - \theta_0(s=\phi) = \frac{\Delta \omega}{K_D K_E F(s=\phi)}, \quad F(s=\phi) = F_0$$

$\theta_s - \theta_0$ : Errore di Fase

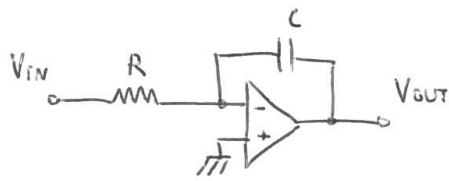
La voce in uscita una relazione di frequenza dovea frequenza di riposo, è necessario ottenere un'errore di fase.

$$\text{se } F_0 \rightarrow \infty \Rightarrow \theta_s(s=\phi) - \theta_0(s=\phi) \rightarrow \phi$$

In questo caso otterremo un'uscita in fase all'ingresso pur essendo  $\omega_i \neq \omega_0$ .

L'integratore mostra una f.d.t. del tipo  $F(s) = \frac{A_0}{s}$ ,

per cui  $F(s=\phi) \rightarrow \infty$ .



$$\frac{V_{OUT}}{V_{IN}}(s) = -\frac{1}{R_1 C s}$$

$$H(s) = \frac{K_D K_E F(s)}{s + K_D K_E F(s)} = \frac{K_D K_E \frac{A_0}{s}}{s + K_D K_E \frac{A_0}{s}} = \frac{K_D K_E A_0}{s^2 + K_D K_E A_0}$$

$H(s)$  presenta due poli immaginari puri:

$$s_{1/2} = \pm \sqrt{-K_D K_E A_0}$$

$H(s)$  è marginalmente stabile.

Introduco uno zero:

$$F(s) = F_{\infty} \cdot \frac{s - s_0}{s}$$

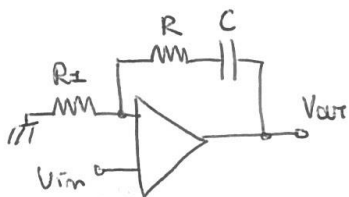
$$H(s) = \frac{K_D K_E F_{\infty} \cdot \frac{s - s_0}{s}}{s + K_D K_E F_{\infty} \cdot \frac{s - s_0}{s}} = \frac{K_D K_E (s - s_0) \cdot F_{\infty}}{s^2 + K_D K_E F_{\infty} s - K_D K_E F_{\infty} s_0}$$

$$s_{1/2} = \frac{-K_D K_E F_{\infty} \pm \sqrt{(K_D K_E F_{\infty})^2 + 4 K_D K_E F_{\infty} s_0}}{2}$$

$$F_{\infty}, K_D > \phi$$

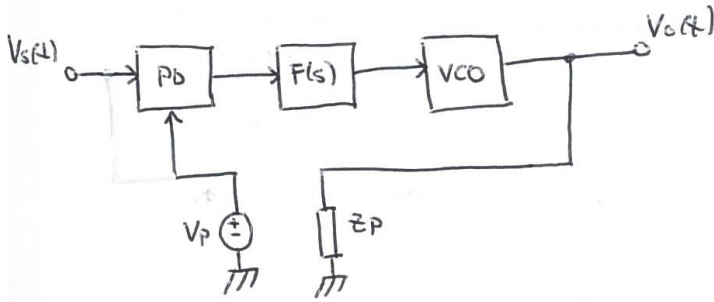
$$\text{Re} \{ s_{1/2} \} < \phi \rightarrow H(s) \text{ stabile.}$$

Ristrutturare circuito:



$$\begin{aligned} F_{\infty} &= 1 + \frac{R}{R_1} \\ F(s) &= 1 + \frac{R + \frac{1}{Cs}}{R_1} = 1 + \frac{R_1 C s + 1}{R_1 C s} \\ &= \frac{(R_1 + R) C s + 1}{R_1 C s} = \frac{(R_1 + R) C}{R_1 C} \cdot \frac{s + \frac{1}{(R_1 + R) C}}{s} \\ &= \frac{R_1 + R}{R_1} \cdot \frac{s + \frac{1}{(R_1 + R) C}}{s}; \quad s_0 = -\frac{1}{(R_1 + R) C} \end{aligned}$$

# ANALISI DEL BA

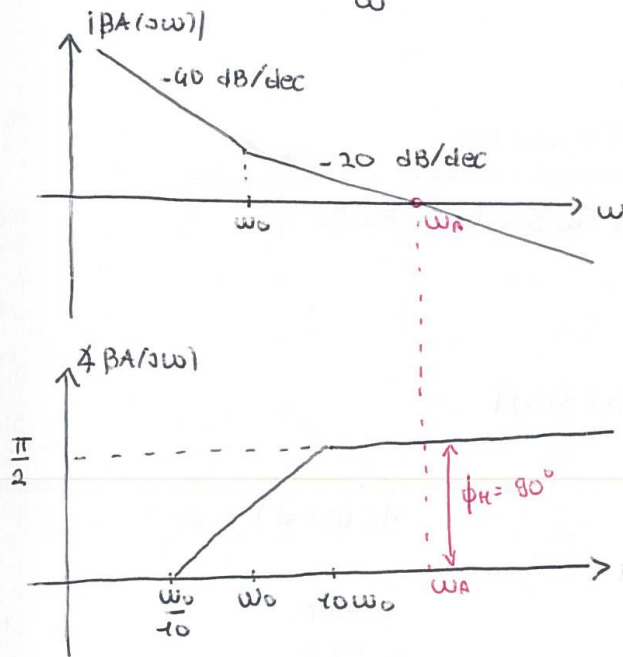


$$BA(s) = - \frac{K_E K_D F(s)}{s}$$

$$F(s) = F_{\infty} \frac{s - s_0}{s}$$

$$BA(j\omega) = \frac{K_E K_D F_{\infty} (j\omega - s_0)}{\omega^2}$$

$$\omega_0 = -s_0 = \frac{1}{(R_1 + R_1)C}$$



Sistema stabile.

Se spostato  $\omega_0$  verso destra,  $\phi_H$  tende a diminuire perché:

$$\begin{cases} |BA(j\omega_A)| = 1 \\ \angle BA(j\omega_A) = \phi_H = \phi \end{cases}$$

Ed se sistema risulta essere instabile



Per ottenere  $\phi_H = 45^\circ$  :

è necessario a  $\phi$  dB dare un'attenuazione in corrispondenza di  $\omega = \omega_0$ .

$$|B_A(j\omega_0)| = 1$$

$$\frac{K_E K_D F_{00}}{\omega_0^2} \cdot \sqrt{\omega_0^2 + \omega_0^2} = 1$$

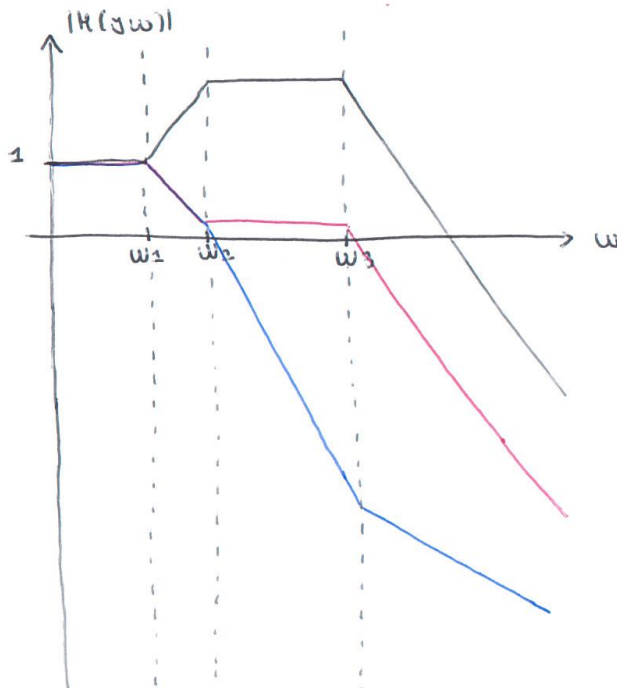
$$\rightarrow \omega_0 = \sqrt{2} K_E K_D F_{00}$$

ANALISI DI  $H(s)$

$$H(s) = \frac{K_D K_E F(s)}{s + K_D K_E F(s)} = \frac{K_D K_E (s - s_0) F_{00}}{s^2 + K_D K_E F_{00} s - K_D K_E F_{00} s_0}$$

Presenta 1 zero e 2 poli :

Possibili andamenti di  $|H(j\omega)|$

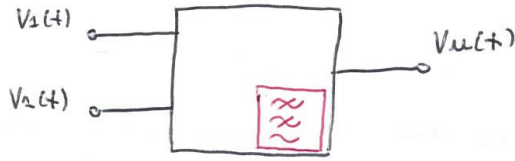


$$H(\omega = \emptyset) = 1$$

- zPP
- PzP
- PPz

# REALIZZAZIONE DEL PHASE DETECTOR (PD)

## 1) MOLTIPLICATORE



$$V_u(t) = K (V_1(t) \cdot V_2(t)) \quad , \quad [K] = 1/V$$

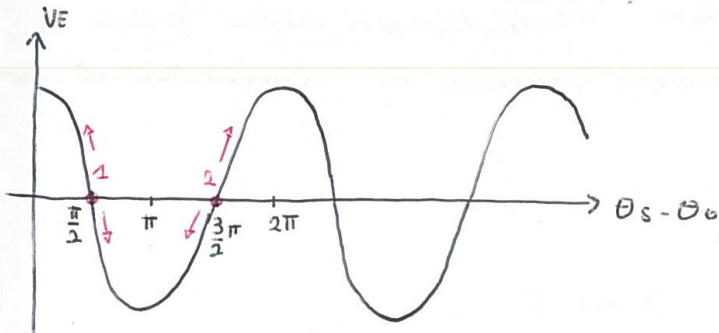
nessa mostra applicazione:

$$\begin{cases} V_u(t) \equiv V_E(t) \\ V_1(t) = V_S(t) \\ V_2(t) = V_O(t) \end{cases}$$

$$\begin{aligned} V_E(t) &= K \cdot V_{SH} \cdot \cos[\omega_o t + \theta_S(t)] \cdot V_{OH} \cdot \cos[\omega_o t + \theta_O(t)] \\ &= K \cdot V_{SH} \cdot V_{OH} \cdot \frac{1}{2} \cdot \cos[\theta_S(t) - \theta_O(t)] \end{aligned}$$

DOPO IL FILTRAGGIO  
TRAMITE L.P.

Caratteristica IN/OUT del PD:



$$\begin{cases} V_{SH} = \cos t \\ V_{OH} = \cos t \end{cases}$$

Realizzato tramite  
l'uscita di una  
squadrata e di  
un filtro BP centrato  
sulla prima armonica

Condizione di equilibrio

del PLL:  $V_D = \phi$ .

Con la PLL si verifica quando  $V_E = \phi$ .

$V_D = \phi$  si verifica quando  $V_E = \phi$ .

$$V_E = \phi \quad \text{per:} \quad \begin{cases} \theta_S - \theta_O = \pi/2 \\ \theta_S - \theta_O = \frac{3}{2}\pi \end{cases}$$

$$\theta_s - \theta_o = \pi/2$$

Scegliendo un riferimento dei tempi in maniera tale che  $\theta_s = \phi$ .

$$\theta_o = -\pi/2$$

A fronte di un'accelerazione del riferimento, che corrisponde ad un aumento di  $\theta_s$ , VE diventa negativa ed una tensione negativa in ingresso al VCO lo fa rallentare.

Questo è un punto di equilibrio instabile.

$$\theta_s - \theta_o = \frac{3}{2}\pi$$

$$\theta_s = \phi, \theta_o = -\frac{3}{2}\pi = \frac{\pi}{2}$$

A fronte di un'accelerazione del riferimento, che corrisponde ad un aumento di  $\theta_s$ , VE diventa positiva ed una tensione positiva in ingresso al VCO lo fa accelerare producendo una fase  $\theta_o$  maggiore, riducendo perciò la quantità  $\theta_s - \theta_o$ .

Condizioni a regime:

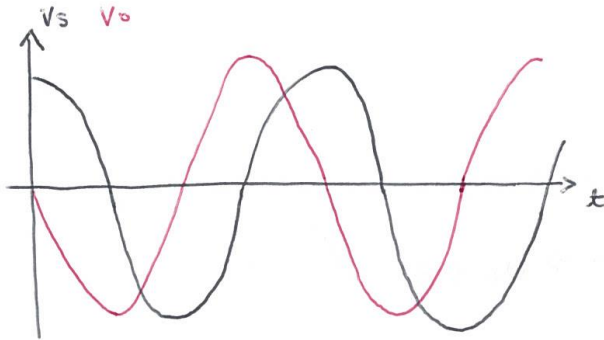
$$V_s = V_{sM} \cos(\omega t) \quad , \quad \theta_s(t) = \phi$$

$$\begin{aligned} V_o &= V_{oM} \cos(\omega t - \frac{3}{2}\pi) = V_{oM} \cos(\omega t + \frac{\pi}{2}) \\ &= -V_{oM} \sin(\omega t) \end{aligned}$$

$$\cos(\alpha + \frac{\pi}{2}) = -\sin(\alpha)$$

$$\text{Range di Funzionamento: } [\pi \div 2\pi]$$

Forme d'onda a regime:

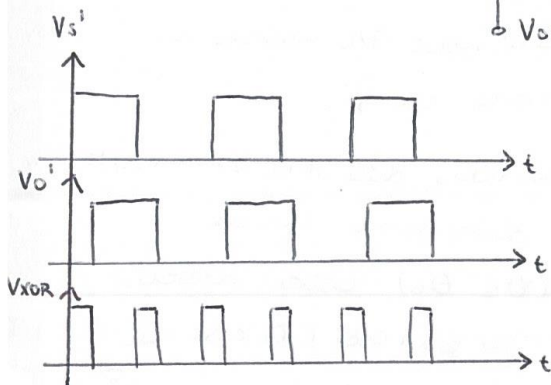
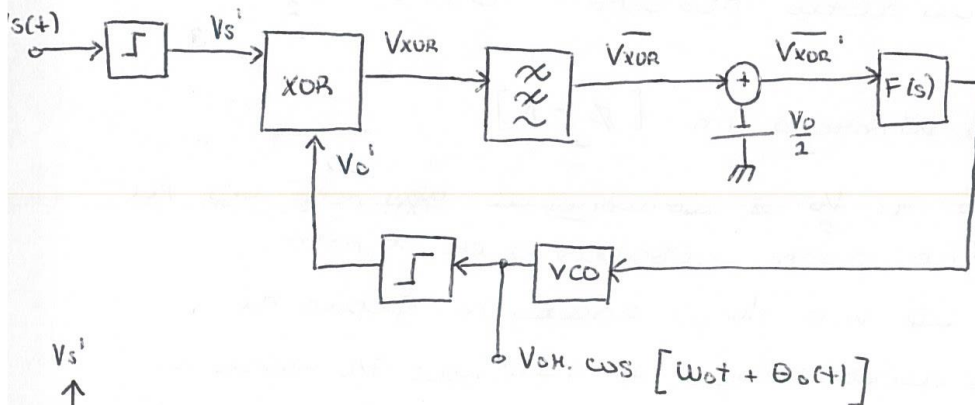


Sono due forme d'onda  
in quadratura  
→ sfasate di  $\pi/2$ .

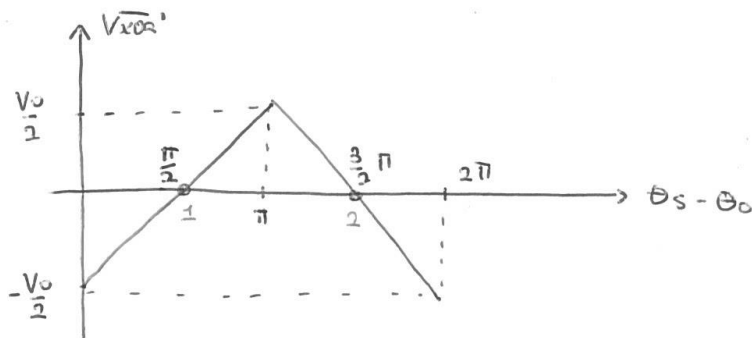
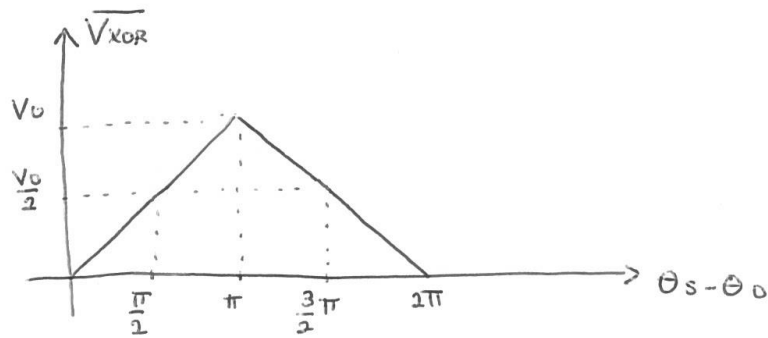
Se PD preso in considerazione non ha una  
risposta lineare e quindi la testatura ~~adattata~~  
è valida solo a regime in un intorno di  $\theta_s - \theta_o = \frac{\pi}{2}$ .

### 1) OR ESCLUSIVO

gli squadratori sono necessari per comandare XOR  
con un'onda quadra a due linee:



Caratteristica IN/OUT del PD:



Punto di Equilibrio instabile :  $\theta_s - \theta_0 = \frac{3}{2}\pi$ .

Punto di Equilibrio stabile :  $\theta_s - \theta_0 = \frac{\pi}{2}$ .

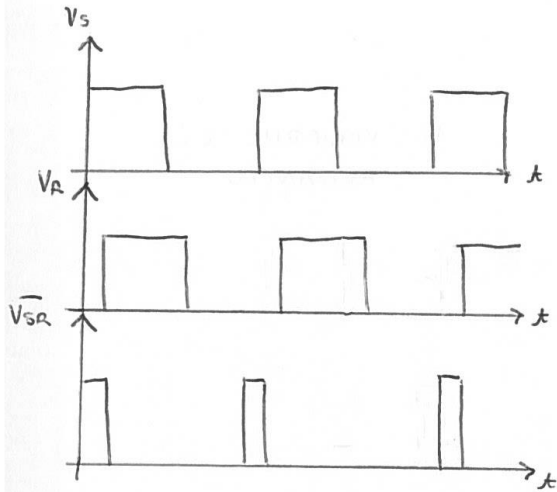
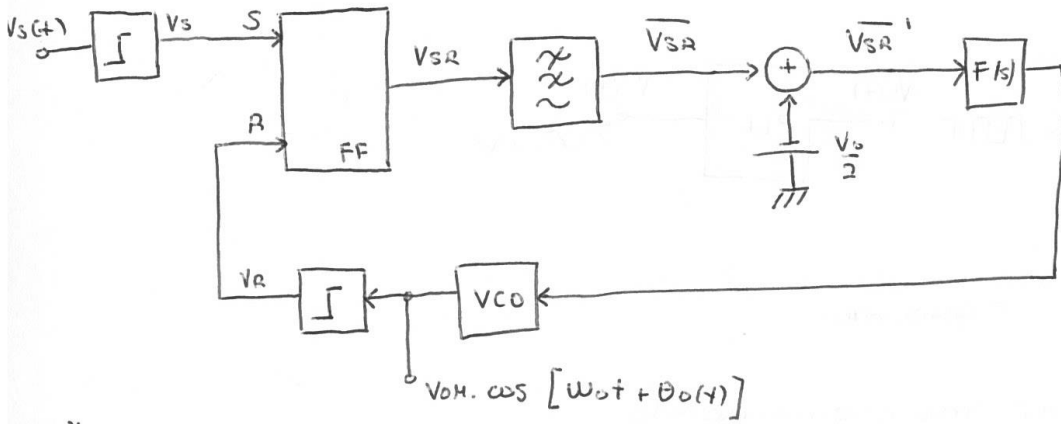
Caratteristica lineare in  $[\phi \div \pi]$

La costruzione di  $\frac{V_0}{2}$  è necessaria affinché il PLL lavori attorno alla pulsazione di risonanza.

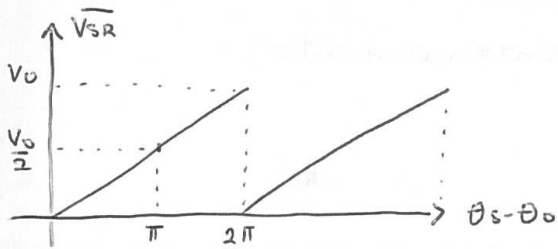
Per fare ciò il VCO deve essere in grado di accelerare e decelerare e quindi  $V_0$  deve essere sia maggiore che minore di  $\phi$ .

La descrizione del funzionamento del PLL tramite  $H(s)$  è valida solo se il PD fornisce una risposta lineare del tipo  $K_e(\theta_s - \theta_0)$  cosa vera solo nell'intervallo in cui la caratteristica è lineare.

### 3) FLIP FLOP SR



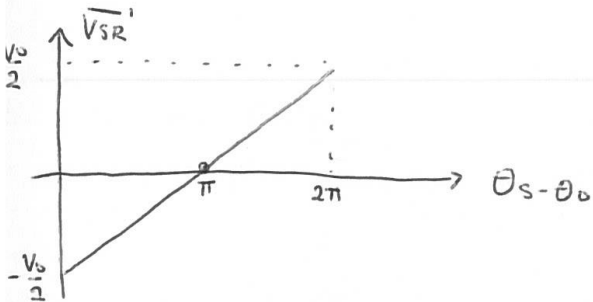
Caratteristica IN/OUT del PD:



Punto di Equilibrio

Stabile:  $\theta_s - \theta_0 = \pi$

Caratteristica lineare  
in  $[\phi \div 2\pi]$

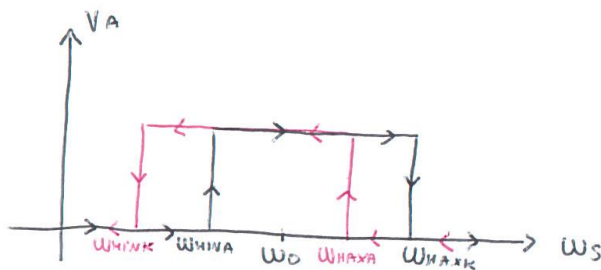


## PARAMETRI DI UN PLL

- Ordine (grado del denominatore di  $R(s)$ )
- analogico
- digitale
- $f_0$
- Range di aggancio
- Range di mantenimento

$$V_A = \begin{cases} 1 & \text{se agganciato} \\ \neq & \text{se sagganciato} \end{cases}$$

$V_A$ : VARIABILE DI  
AGGANCIO

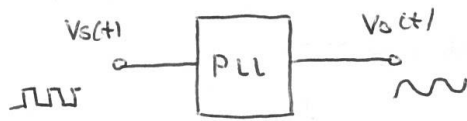


$(\omega_{HINA} \div \omega_{HAXA})$  : Range di aggancio.

$(\omega_{HINIK} \div \omega_{HAXIK})$  : Range di mantenimento.

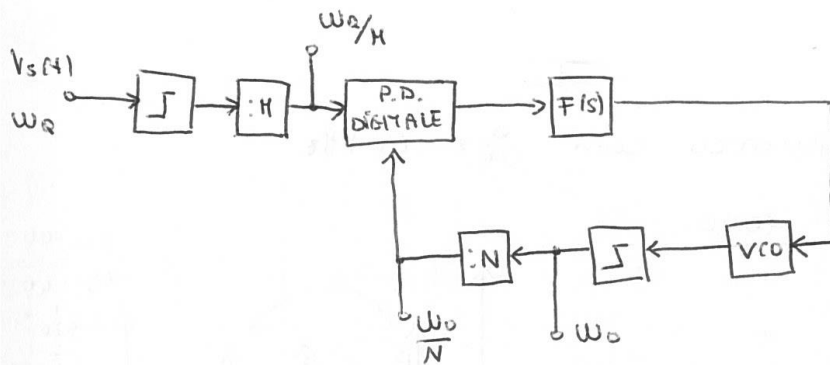
## APPLICAZIONI DI UN PLL

### FILTRO DI 1<sup>a</sup> ARMONICA - RECUPERO PORTANTE



### SINTETIZZATORE DI FREQUENZA AD N INTERO

Sistema in grado di sintetizzare un segnale discreto ai valori di frequenza.



Dall'equazione risulta:

$$\frac{\omega_R}{H} = \frac{\omega_0}{N} \Rightarrow \omega_0 = N \cdot \frac{\omega_R}{H}$$

Se si desidera un valore di  $N$  intero, a partire da un'oscillazione generata mediante un'oscillatore stabile, un set di frequenze esaltate dalle stesse stabilità dell'oscillatore di riferimento e distanti 2'una dall'altra  $\omega_R/H$  (Risoluzione).

Il P.D. lavora alla frequenza di transizione ed è fronte di una relazione dell'ingresso è necessario un tempo affinché il circuito cada a regime.

$$f_R = \frac{\omega_R}{2\pi}$$



$$\Delta f = \frac{f_Q}{H} = \frac{W_Q}{2\pi \cdot H} \quad (\text{Risoluzione in Frequenza})$$

N può variare nell'intervallo dell'intervallo per cui:

$$W_{\text{MIN}} \leq W_0 \leq W_{\text{MAX}}$$

Realizzazione di un'oscillatore locale per  
ricevitori di telefonia mobile GSM:

$$930 \div 960 \text{ MHz}$$

$$\Delta f = 200 \text{ kHz}$$

$$\text{Si richiede } \Delta f = 40 \text{ kHz}$$

$$B = 480 \text{ kHz}$$

Dispongo di un quarzo con  $f_Q = 10 \text{ MHz}$

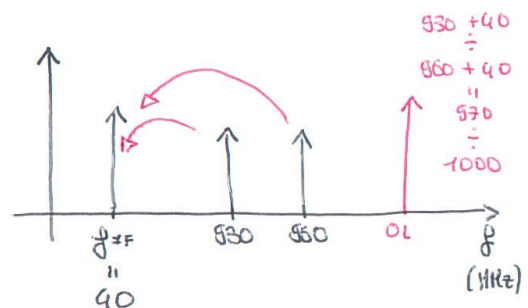
$$\Delta f = \frac{f_Q}{H} \rightarrow H = \frac{f_Q}{\Delta f} = 1000$$

Calcolo di N:

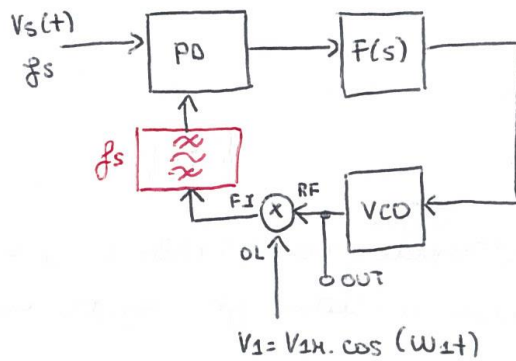
$$N_{\text{MIN}} : N_{\text{MIN}} \cdot \frac{f_Q}{H} = 970 \cdot 10^6 \text{ Hz}$$

$$N_{\text{MAX}} : N_{\text{MAX}} \cdot \frac{f_Q}{H} = 1000 \cdot 10^6 \text{ Hz}$$

$$\left. \begin{array}{l} N_{\text{MIN}} = 97.000 \\ N_{\text{MAX}} = 100.000 \end{array} \right\}$$



## TRASLATORE DI FREQUENZA



Tipicamente il MIXER utilizzato è un MIXER pilotato in modalità ON-OFF (commutazione dei transistori).

Studio a regime:

$$V_o = V_{oM} \cdot \cos(\omega_o t)$$

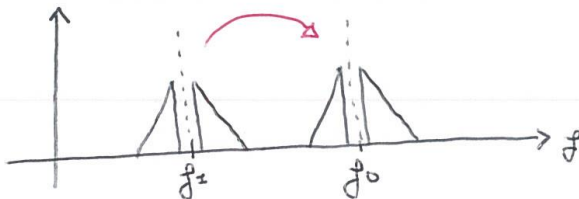
Sulla porta FI del MIXER avrà una componente a  $f = f_o - f_1$ .

a regime risulta:

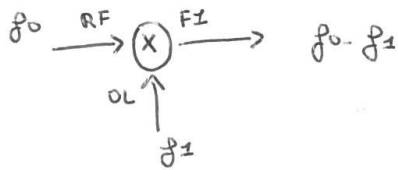
$$f_s = f_o - f_1 \rightarrow f_o = f_s + f_1$$

$f_s$  è la frequenza stabile di riferimento con cui si pilota il P.D.

Supponendo che  $V_1(t)$  sia un segnale impulsivo a banda stretta, lo attenuato in uscita segnale traslato a frequenza  $f_o = f_s + f_1$



non si poteva utilizzare direttamente un Mixer per compiere la traslazione?



Il Mixer produce in uscita molte componenti spettrali in quanto  $f_1$  si comporta a tutti gli effetti come un'onda quadra.

Su  $f_1$  mi ritorna frequenze come:

$$f_0 - f_1$$

$$f_0 + f_1$$

$$f_0 - 3f_1$$

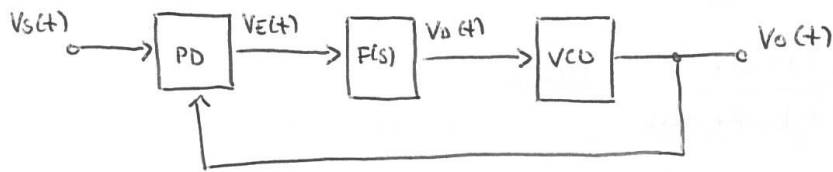
$$f_0 + 3f_1$$

Per la selezione della frequenza  $f_0 - f_1$  è necessario avere in uscita un filtro a  $f = f_0 - f_1$  ma tale filtro deve ricevere la notizia di  $f_0$  e  $f_1$ .

Sarebbe necessario un "filtro intelligente".

con PLL risulta  $f_0 - f_1 = f_s$ , dunque le componenti spurie possono essere eliminate utilizzando un filtro a frequenza fissa centrato su  $f_s$ . ●

## DEMODULATORE DI FREQUENZA



Supponiamo che il segnale  $V_s(t)$  sia modulato in frequenza dal segnale  $x(t)$

$$V_s(t) = V_M \cdot \cos \left[ \omega_0 t + \omega_0 \int_{\phi}^t x(\tau) d\tau \right]$$

$$\theta_s(t) = \omega_0 \int_{\phi}^t x(\tau) d\tau$$

$$V_o(t) = V_{oM} \cdot \cos [\omega_0 t + \theta_o(t)]$$

$$\omega_{\pm} = \omega_0 + \omega_0 x(t)$$

$$\omega_{\pm} - \omega_0 = \omega_0 x(t) = \frac{d}{dt} \theta_s(t) = \dot{\theta}_s(t)$$

$$\omega_0 \cdot X(s) = s \cdot \theta_s(s)$$

$$\theta_s(s) = \frac{\omega_0 \cdot X(s)}{s}$$

$$V_E(s) = K_E [\theta_s(s) - \theta_o(s)] = K_E \left[ \frac{\omega_0}{s} \cdot X(s) - \theta_o(s) \right]$$

$$V_b(s) = F(s) \cdot K_E \left[ \frac{\omega_0}{s} \cdot X(s) - \theta_o(s) \right]$$

$$\omega_{\pm} - \omega_0 = K_D V_b(t) = \dot{\theta}_o(t)$$

$$K_D V_b(s) = \theta_o(s) \cdot s \rightarrow \theta_o(s) = \frac{K_D}{s} \cdot V_b(s)$$

$$V_b(s) = F(s) \cdot K_E \left[ \frac{\omega_0}{s} \cdot X(s) - \frac{K_D}{s} V_b(s) \right]$$

$$V_b(s) \left[ 1 + \frac{K_E K_D}{s} F(s) \right] = \frac{K_E \omega_0 F(s) X(s)}{s}$$

$$\rightarrow V_D(s) = \frac{K_E W_D F(s) X(s)}{s + K_E K_D F(s)}$$

$$V_D(j\omega) = \frac{K_E W_D F(j\omega)}{j\omega + K_E K_D F(j\omega)} \cdot X(j\omega)$$

Ipotesi:

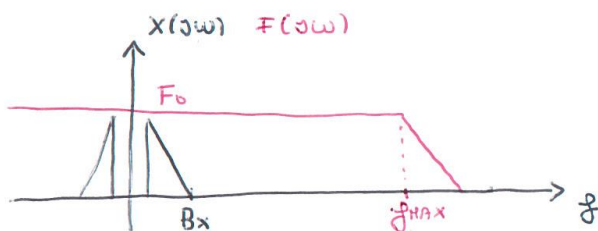
1)  $F(j\omega)$  di tipo L.P. con valore alle basse frequenze  $F_0$  e limite superiore di banda  $f_{MAX}$ ;

2) Segnale modulante  $x(t)$  con spettro nullo a  $\omega$  di  $f_{MAX}$  ( $B_x < f_{MAX}$ ).

$\rightarrow$  f. d. t. del PU approssimabile alla forma LP a singolo polo  $\omega_p$  per tutto il range di frequenze interessato da  $x(t)$ .

3)  $\omega_p = K_E K_D F_0 \gg B_x$ , con  $B_x$  banda di  $x(t)$

$\rightarrow$  Spettro di  $x(t)$  nullo a  $\omega$  di  $B_x$ ;



$$V_D(j\omega) = \frac{K_E W_D F_0}{j\omega + K_E K_D F_0} \cdot X(j\omega)$$

$$\omega_p = K_E K_D F_0$$

$$\omega_p \gg B_x \Rightarrow j\omega \ll \omega_p$$

$$\rightarrow V_D(j\omega) = \frac{K_E W_D F_0}{K_E K_D F_0} \cdot X(j\omega) = \frac{W_D}{K_D} \cdot X(j\omega)$$

Pertanto risulta che  $U_o(t)$  è proporzionale a  $x(t)$ .

→ Operazione di demodulazione effettuata.

## MODULATORE DI FREQUENZA

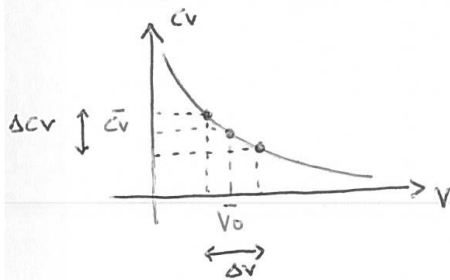
Categorie di Modulatori:

### MODULATORE DIRETTO

Sistema in grado di generare un segnale modulato FM in cui il segnale modulante agisce direttamente sul valore di un parametro circuitale da cui dipende la frequenza di oscillazione.

Problemi:

Il componente realizzato di solito è un VARICAP:



In assenza di modulazione  
 $C_V = \bar{C}_V$

$$\rightarrow f_0 \approx \frac{1}{\sqrt{L \cdot \bar{C}_V}}$$

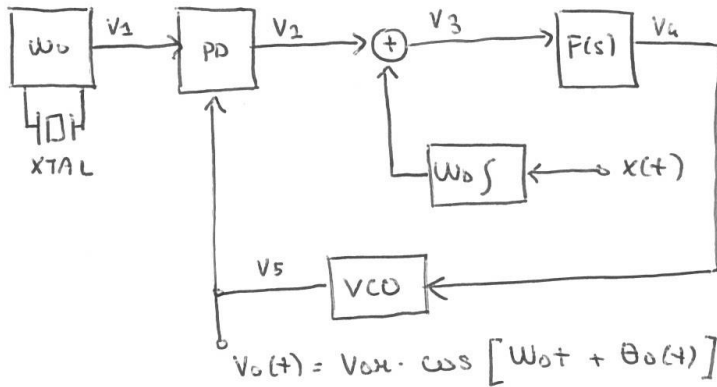
Questa è una modulazione non lineare!

Sistemi di questo genere soffrono anche di:

- deriva della portante;
- non accuratezza della portante;

## MODULATORE INDIRETTO

Il segnale modulante viene prima integrato e poi utilizzato per modulare in fase un'oscillatore.



$$V_1(t) = V_{0M} \cdot \cos(\omega_0 t)$$

$$\theta_3 = \phi$$

$$V_5(t) = V_{0M} \cdot \cos[\omega_0 t + \theta_5(t)]$$

$$V_2(t) = -K_E \theta_5(t)$$

$$V_3(t) = -K_E \theta_5(t) + \omega_0 \int_{\phi}^t x(\tau) d\tau$$

$$V_4(s) = F(s) \left[ -K_E \theta_5(s) + \frac{\omega_0}{s} \cdot X(s) \right]$$

$$s \cdot \theta_5(s) = K_D \cdot V_4(s) \quad , \quad V_4(s) = V_5(s)$$

$$s \cdot \theta_5(s) = K_D F(s) \cdot \left[ -K_E \cdot \theta_5(s) + \frac{\omega_0}{s} X(s) \right]$$

$$s \cdot \theta_5(s) = \frac{K_D \omega_0 F(s)}{s + K_D K_E F(s)} \cdot X(s)$$

$$j\omega \cdot \theta_5(j\omega) = \frac{K_D \omega_0 F(j\omega)}{j\omega + K_D K_E F(j\omega)} \cdot X(j\omega)$$

Se sono rispettate le ipotesi 1, 2, 3 risulta:

$$j\omega \Theta_o(j\omega) = \frac{\omega_D}{K_F} X(j\omega)$$

$$\dot{\theta}_o(t) = \frac{\omega_D}{K_F} \cdot X(t)$$

di frequenza

Lo spostamento istantaneo  $\sqrt{}$  dell'uscita del PLL risulta proporzionale ad  $x(t)$ , ovvero l'uscita  $V_s(t)$  del PLL è un segnale modulato linearmente da  $x(t)$ .

L'oscillazione di riferimento  $\omega_0$  viene fornita da un oscillatore stabile al quarzo.





## EFFETTO DELLE SORGENTI DI RUMORE SUL PLL

### RUMORE DI FASE

$$V_o = V_{oM} \cdot \cos [ \omega_0 t + \theta_0(t) ]$$

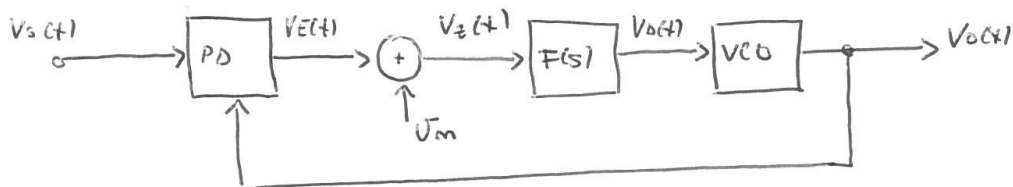
È l'uscita monocarmonica di un PLL ideale.

Effetto del jitter di Fase :

$$V_o = V_{oM} \cdot \cos [ \omega_0 t + \theta_0(t) + \theta_m(t) ]$$

$\theta_m(t)$  è un processo stocastico che nasce da fase di  $V_o(t)$ .

Effetto della sorgente di rumore  $U_m$ :



$\theta_0 = \phi$ , scegliendo opportunamente il riferimento dai tempi.

$$V_e(s) = -K_E \cdot \theta_0(s)$$

$$V_z(s) = -K_E \cdot \theta_0(s) + U_m(s)$$

$$V_o(s) = [ -K_E \cdot \theta_0(s) + U_m(s) ] \cdot F(s)$$

$$\theta_0(s) \cdot s = K_D \cdot V_o(s) = K_D F(s) [ -K_E \theta_0(s) + U_m(s) ]$$

$$\theta_0(s) = \frac{K_D F(s)}{s + K_D K_E F(s)} U_m(s)$$

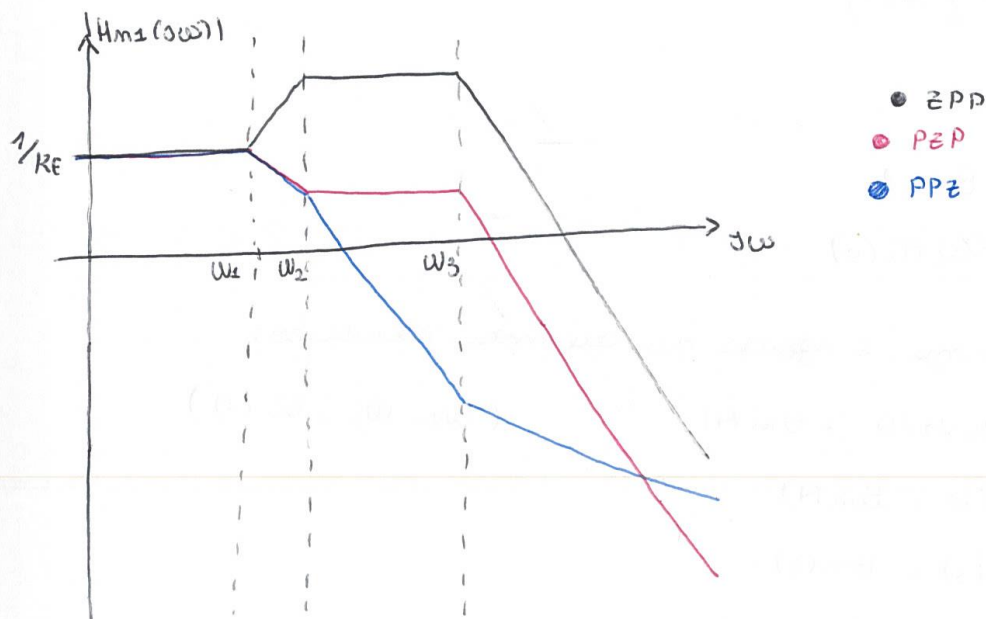
$$\frac{\theta_0(s)}{U_m(s)} = \frac{H(s)}{K_E} = H_{m\pm}(s)$$

$$H_{m\pm}(j\omega) = \frac{K_D F_{00} (j\omega - s_0)}{(j\omega - \omega_{p1})(j\omega - \omega_{p2})}$$

$$F(s) = F_{00} \cdot \frac{s - s_0}{s}$$

$$H(s) = \frac{K_D K_E F_{00} (s - s_0)}{s^2 + K_D K_E F_{00} s - K_D K_E F_{00} s_0}$$

$$H_{m\pm}(s) = \frac{H(s)}{K_E} = \frac{K_D F_{00} (s - s_0)}{s^2 + K_D K_E F_{00} s - K_D K_E F_{00} s_0}$$

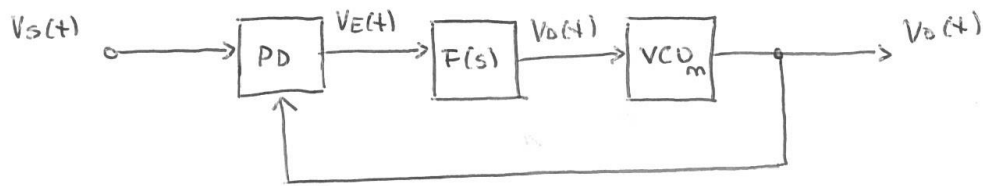


La soluzione PPZ è la f.d.t. migliore dal punto di vista del rumore introdotto da  $U_m$ .

I poli di tale f.d.t. devono essere posizionati più in basso possibile andando a costruire una f.d.t. LP.

Posizionare troppo in basso i poli riduce però la velocità del circuito alle alte frequenze.

Effetto della sorgente  $\theta_m(t)$ :



VCO caratterizzato da un certo numero di fase  $\theta_m(t)$ .

$$V_o(t) = V_{OH} \cos [\omega_o t + \theta_m(t)]$$

$$V_s(t) = V_{SH} \cos [\omega_o t]$$

$$\theta_s = \phi.$$

$$V_E(s) = -K_E \cdot \theta_o(s)$$

$$V_D(s) = -K_E F(s) \theta_o(s)$$

Il VCO siccome è affetto da rumore produce:

$$\omega_i = \omega_o + K_D V_D(t) + \dot{\theta}_m(t) \quad (\omega_i - \omega_o = \dot{\theta}_o(t))$$

$$\dot{\theta}_o(t) = K_D V_D(t) + \dot{\theta}_m(t)$$

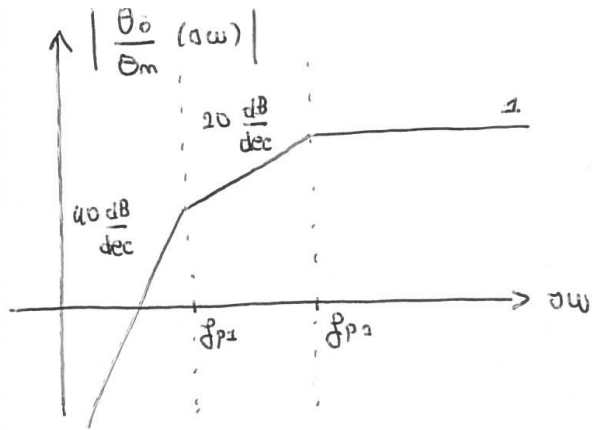
$$\theta_o(s) \cdot s = K_D V_D(s) + \theta_m(s) \cdot s$$

$$\rightarrow V_D(s) = \frac{[\theta_o(s) - \theta_m(s)] \cdot s}{K_D}$$

$$-K_E F(s) \cdot \theta_o(s) = \frac{s}{K_D} [\theta_o(s) - \theta_m(s)]$$

$$\theta_o(s) [s + K_D K_E F(s)] = \theta_m(s) \cdot s$$

$$\frac{\theta_o(s)}{\theta_m(s)} = \frac{s}{s + K_D K_E F(s)} = \frac{s^2}{s^2 + K_D K_E F_{\infty} \cdot s - K_D K_E F_{\infty} s_0}$$



Il rumore di fase  $\theta_m$  ad ampiezza chiusa che affligge l'uscita è ridotto.

Nelle basse frequenze, il rumore di fase è addirittura completamente respinto.

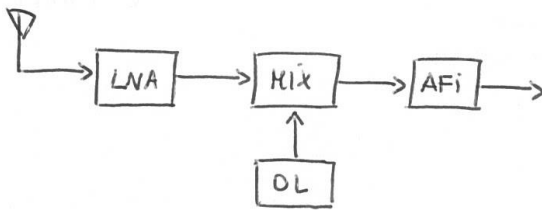
Questo effetto è tanto più marcato, tanto quanto il polo sono posti ad alta frequenza.

## RICEVITORE SUPERETERODINA

Risolve in maniera più economica e tecnologicamente evolutiva il problema dell'elevata selettività.

Si convertono le frequenze ricevute ad un frequenza fissa detta  $f_{IF}$  alla quale possono essere circuiti di filtraggio e demodulazione successivi.

Schema di un'architettura semplificata:



Questo tipo di architettura introduce però il problema della frequenza immagine ( $f_{IM}$ ).

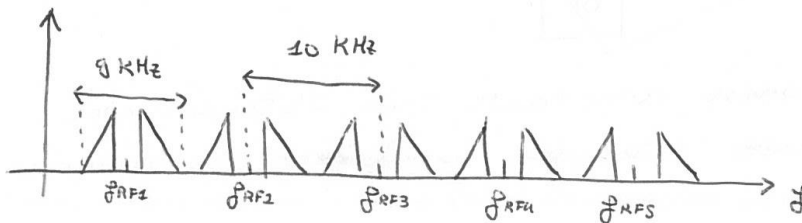
MODULAZIONE D'AMPIEZZA AD ONDE MEDIE:

$$540 \text{ KHz} \div 1,6 \text{ MHz}$$

Ospita 106 canali distanti 10 KHz

$$B_{ch} = 9 \text{ KHz}$$

$$\Delta f = 10 \text{ KHz}$$

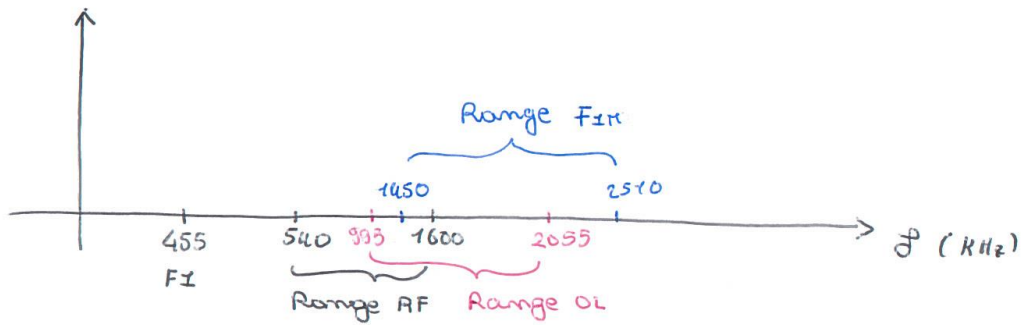


Per selezionare ogni singolo canale si dovrebbe disporre di un filtro con frequenze centrate variabile nel range  $540 \text{ KHz} \div 1,6 \text{ MHz}$  con:

$$Q_v = \frac{f_{MAX}}{B_{ch}} = 178$$

È un valore di  $Q$  decisamente elevato per un filtro reale.

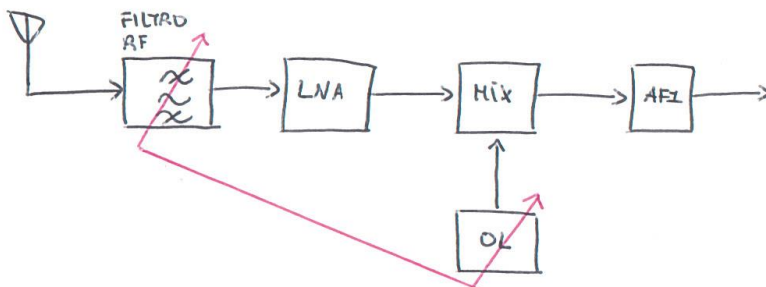
Si trova dunque la frequenza ricevente a  $f_{FI} = 455 \text{ kHz}$ .



$$f_{FI} = f_{OL} - f_{RF}$$

$$f_{IH} = f_{OL} + f_{FI}$$

È necessario inserire un filtro a frequenza reale prima di LNA per introdurre un'attenuazione adeguata in corrispondenza di  $f_{IH}$ :



Il filtro AF deve essere accordato con l'oscillatore locale e deve avere caratteristiche adatte ad attenuare  $f_{IH}$  di 30-70 dB.

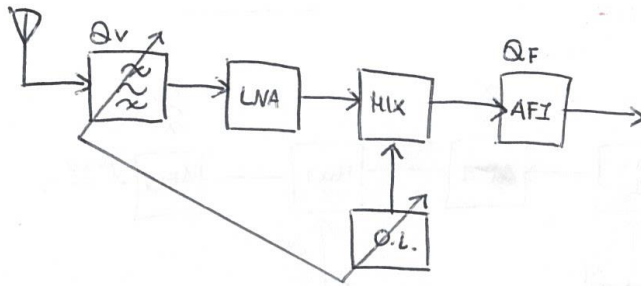
ARCHITETTURA SUPERETERODINA A DOPPIA CONVERSIONE  
 COMUNICAZIONI TERRA-AEROMOBILI

$$117 \text{ MHz} \div 136 \text{ MHz}$$

$$B_{ch} = 8 \text{ kHz}$$

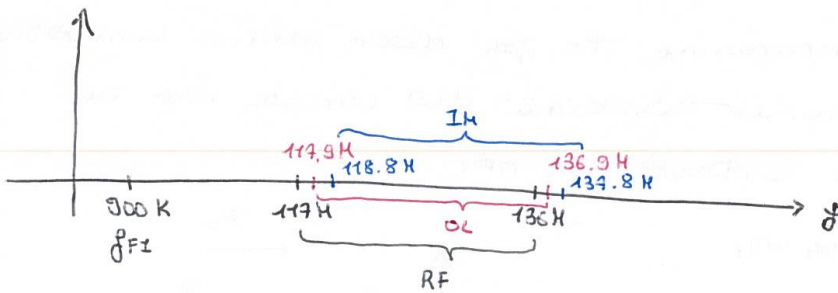
$$\Delta f = 10 \text{ kHz}$$

Supponiamo  $Q_V = 30$ ,  $Q_F = 100$



$$Q_F = \frac{f_{FI}}{B_{ch}} \Rightarrow f_{FI} = 900 \text{ kHz}$$

Risulta quindi:



SE FILTRO RF dovessi avere frequenza centrale risultante:

$$Q_V = \frac{f_{RFMAX}}{B_{RF}} \Rightarrow B_{RF} = 4,5 \text{ MHz}$$

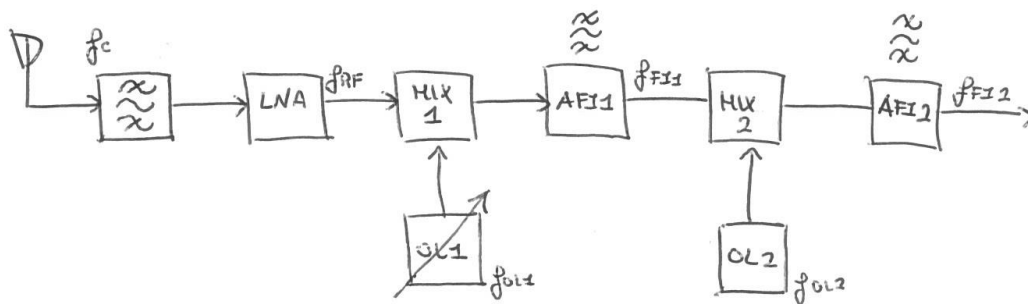
Non è sufficiente per selettività  $f \neq H$ .

Si utilizza quindi un'architettura a doppia conversione:

Si passa, utilizzando un mix e un cl a frequenza variabile, ad una prima  $f_{FI1}$ , superiore rispetto a quella finale e si riduce il guadagno di campo.

Si opera adesso una seconda traslazione a  $f_{FI2}$  utilizzando un cl a frequenza fissa.

Il fatto che  $f_{FI1} \gg f_{FI2}$  permette di allontanare  $f_{FH}$  dalla prima conversione così da poter ridurre la selettività del filtro RF.



$$f_{FI2} = Q_F \cdot B_{ch} = 900 \text{ kHz}$$

$f_{FI1}$  si ancora imponendo che  $f_{FH}$  della prima conversione sia sufficientemente lontana dal canale che si desidera ricevere centrato su RF:

$$f_{FH1} = 1,5 \cdot f_{RFMAX} = 204 \text{ MHz}$$

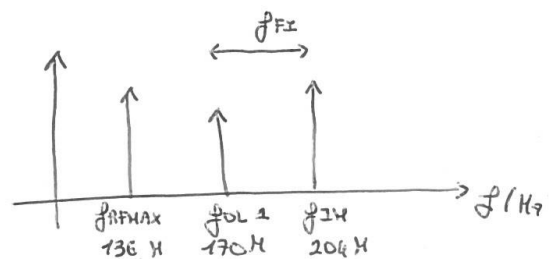
$$f_{OI1} = \frac{f_{RFMAX} + f_{FH}}{2} = 170 \text{ MHz}$$

$$f_{FI1} = f_{OI1} \cdot f_{RFMAX} = 34 \text{ MHz}$$

$$f_{OI1} = f_{RFMAX1} = 170 \text{ MHz}$$

$$f_{OLH1MI} = f_{RFMIN} + f_{FI1} = 151 \text{ MHz}$$

$$f_{OL2} : f_{FI2} = f_{OL1} \cdot f_{FI1} \Rightarrow f_{OL2} = 34,9 \text{ MHz}$$



$$f_{OL1} = (151 \div 170) \text{ MHz}$$

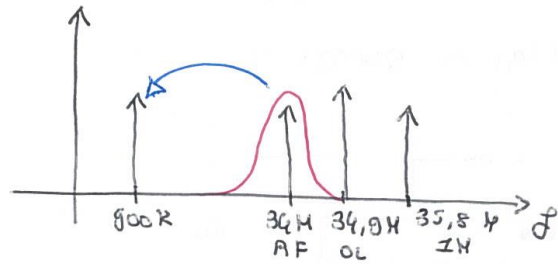
$$f_{FI1} = 34 \text{ MHz}$$



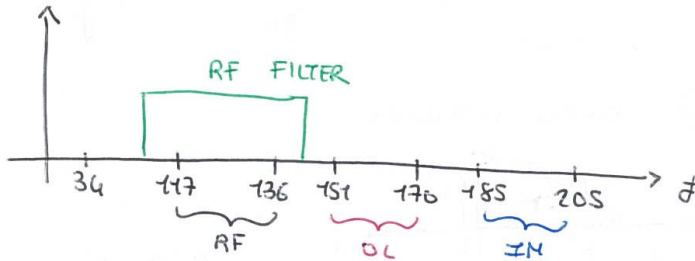
AFI1 deve reiettare  $f_{IN2}$  :

$$Q_F = 100$$

$$B_{AF1} = \frac{f_{FI1}}{Q_F} = 340 \text{ KHz}$$

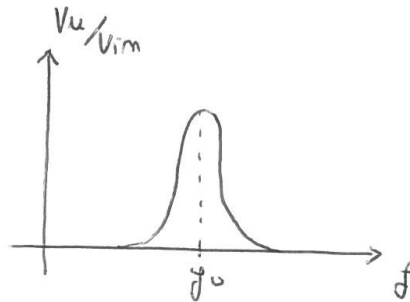
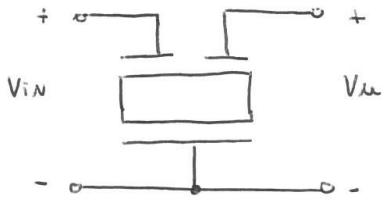


N.B. Questa nota RF FILTER è fissa :

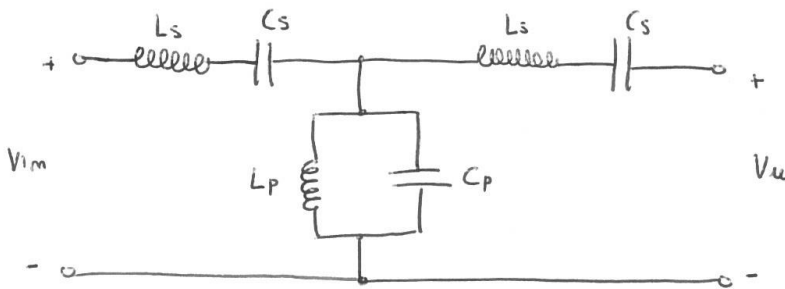


# FILTRI MONOLITICI PASSIVI

## FILTRI AL QUARZO

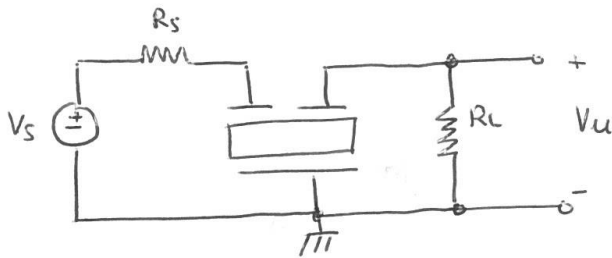


Circuito equivalente senza perdite:



Circuiti risonanti a  $f_0$ .

Applicazione tipica:



Il pietru al quarzo introduce come in corrispondenza di  $f_0$  un'attenuazione di  $\sim \pm$  dB.

	$f_0$	$Q_{Mq}$	Att.	cos $\phi_0$
F. AL QUARZO	$10^5 \div 10^8$ Hz	2000	$\pm$ dB	$\sim \epsilon$
F. CERAMICI	$10^5 \div 10^6$ Hz	500	$3 \div 4$ dB	$\sim 0,5 \epsilon$
F. SAW	$10^9$ Hz	500	$1 \div 2$ dB	$1 \div 2 \epsilon$
F. A MICROSTRISCIA	$40 \cdot 10^9$ Hz	200	$1 \div 5$ dB	$\neq \epsilon$

## RICEVITORI PER TELEFONIA CELLULARE

Sono destinati a lavorare a frequenze che vanno da 900 MHz ad alcuni GHz.

Standard GSM:

Metodo di accesso al canale FDMA con una ripartizione fra 8 utenti in suddivisione temporale (TDMA) all'interno di ogni canale.

Ornvero, ogni canale ( $B = 200 \text{ kHz}$ ) è utilizzato da 8 utenti che lo occupano a turno a rotazione con slot temporali di 8 ms.

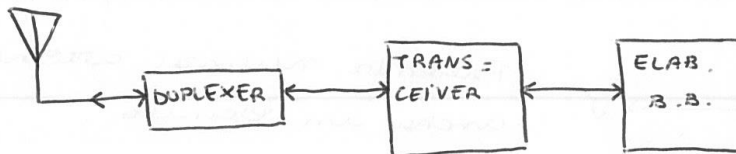
Il ricevitore è realizzato con due chip:

- Transceiver: RX e TX integrati sullo stesso chip.
- Elaborazione in banda base.

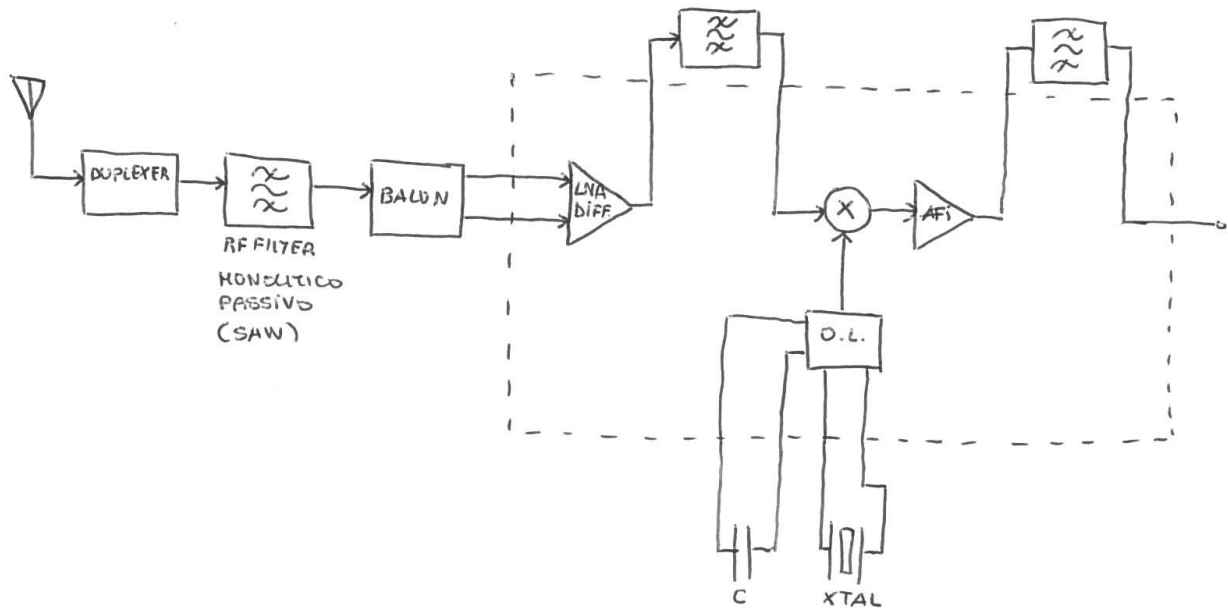
Separatamente non integrati in un singolo chip a causa delle forti interferenze elettromagnetiche che si possono generare dall'accoppiamento dei due.

Mediante un duplexer (commutatore) si può utilizzare la stessa antenna per ricevere e trasmettere.

Si utilizzano due slot temporali, uno dedicato alla trasmissione ed uno alla ricezione.



Soluzione per GSM con frequenza centrale attorno ai 900 MHz:



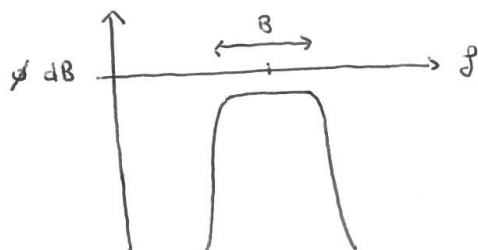
Funzione RF FILTER:

- Eliminare Blockers (segnali ad alta potenza che potrebbero saturare il mio sistema)
- Rilevare presenza della  $f_{MH}$ .

Perché parziale e non totale?

Per reiettare completamente la  $f_{MH}$  è necessario realizzare un filtro molto selettivo ( $Q$  elevato).

La f.d.t. tipica di un filtro perfettamente è la seguente:



Presenta quindi attenuazione anche in banda.

Questa attenuazione si ripercuote in maniera drastica su NF.

NF peggiora di una quantità pari all'attenuazione.

Il filtraggio elimina  $f_{\pm H}$  viene fatto dopo aver amplificato il segnale tramite LNA.

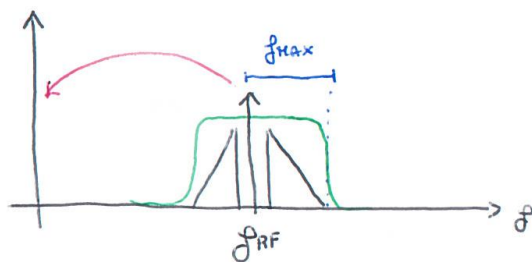
Sarà necessario realizzare un filtro monolitico con tecnologia non integrabile a causa dell'elevato valore di  $Q$  necessario per reiezione  $f_{\pm H}$ .

Per quanto riguarda AF1:

È necessario realizzare una  $f_{\pm F}$  elevata in modo da non avere problemi nella reiezione di  $f_{\pm H}$ .

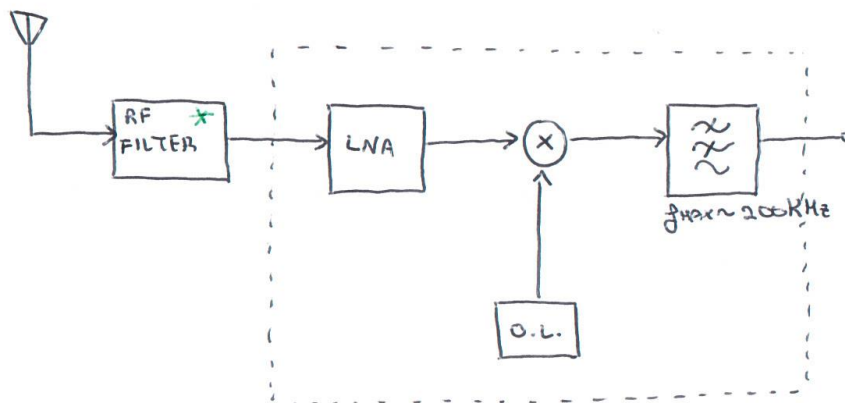
L'utilizzo di una  $f_{\pm F}$  elevata mi costringe necessariamente ad uscire dal chip per compiere il filtraggio di banda.

## ARCHITETTURA OMODINA



$$f_{OL} = f_{RF} \rightarrow f_{FI} = \emptyset$$

In questo tipo di connessione, ne non sussiste il problema di  $f_{FI}$ .



RF FILTER : ha solo il compito di eliminare i BLOCKERS.

Il problema di segnali ad alta potenza nella banda RF è conseguenza del fatto che nella banda GSM, la banda di TX è diversa dalla banda di RX.

Il filtro LP, che funziona da filtro di canale, può essere integrato, tramite la tecnologia SWITCH CAPACITORS, in quanto lavora a basse frequenze.

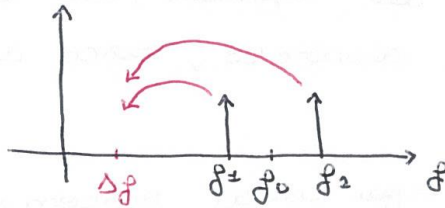
Problemi architettura Omadima :

1)

In presenza di una modulazione FSK :

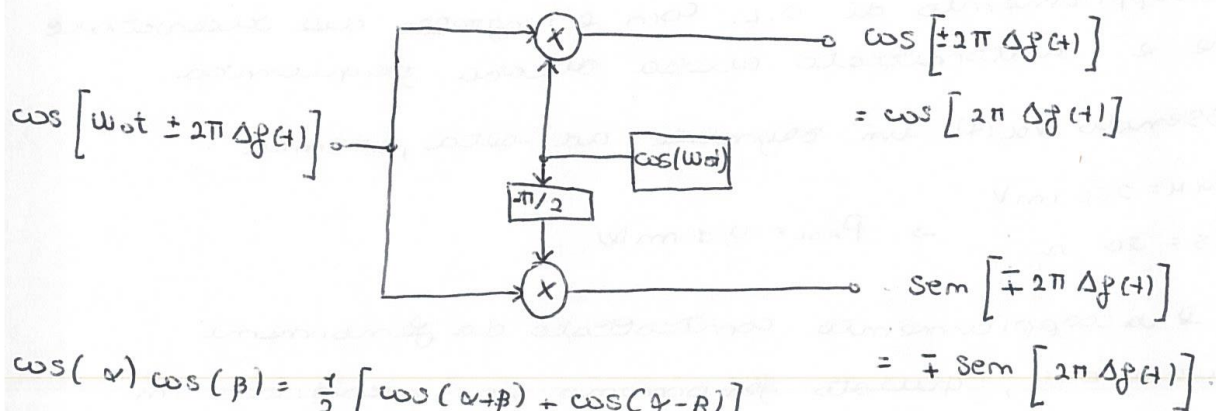
$$f_1 = f_0 - \Delta f$$

$$f_2 = f_0 + \Delta f$$



In caso di  $f_{OL} = f_{RF} = f_0$ , risulta che l'informazione ricevuta non è più distinguibile in quanto se due onde vanno a sovrapporsi.

SOLUZIONE :



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

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

$\cos[\pm 2\pi\Delta f(t)]$  non mi consente di discriminare  $+\Delta f(t)$  da  $-\Delta f(t)$

$\sin[\pm 2\pi\Delta f(t)]$  mi permette di discriminare  $+\Delta f(t)$  da  $-\Delta f(t)$ .

2)

AFI risente, alle basse frequenze, del rumore Flicker.

Se la banda del segnale e la banda del rumore Flicker sono separate, vedo a ricevere tale disturbo.

A differenza degli altri sistemi, dove comunque esiste rumore flicker in banda base, qui tale disturbo avviene in un momento in cui il segnale non è ad alta potenza.

3)

Accoppiamento di O.L. con l'ingresso del ricevitore che è sintonizzato sulla stessa frequenza.

Essendo  $V_{in}(t)$  un segnale ad alta potenza:

$$V_{in} = 250 \text{ mV}$$

$$R_s = 50 \Omega \rightarrow P_{in} = 0,1 \text{ mW}$$

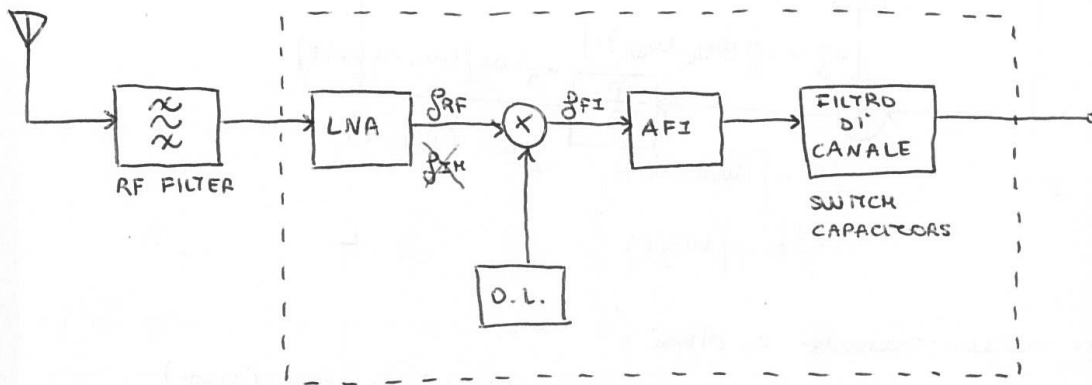
e l'accoppiamento controllato da fenomeni non lineari, questo fenomeno può produrre in uscita dal mixer una tensione quasi continua (DC OFFSET) noiosa alla corretta demodulazione.



## ARCHITETTURA LOW-IF.

Si utilizza un mixer a iniezione diretta  $f_{RH}$  che è in grado di trattare in maniera diversa il segnale centrato su  $f_{RF}$  che si trova a  $\pm$  di  $f_{OL}$ , da quello centrato su  $f_{RH}$  che si trova a  $\pm$  di  $f_{OL}$ .

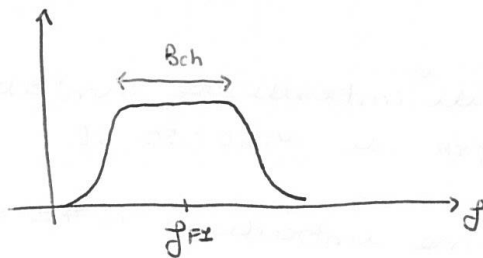
$$f_{IF} = 10^5 \div 10^6 \text{ Hz}$$



RF FILTER ha solo il compito di attenuare i BLOCKERS.

AFI è un amplificatore a larga banda:

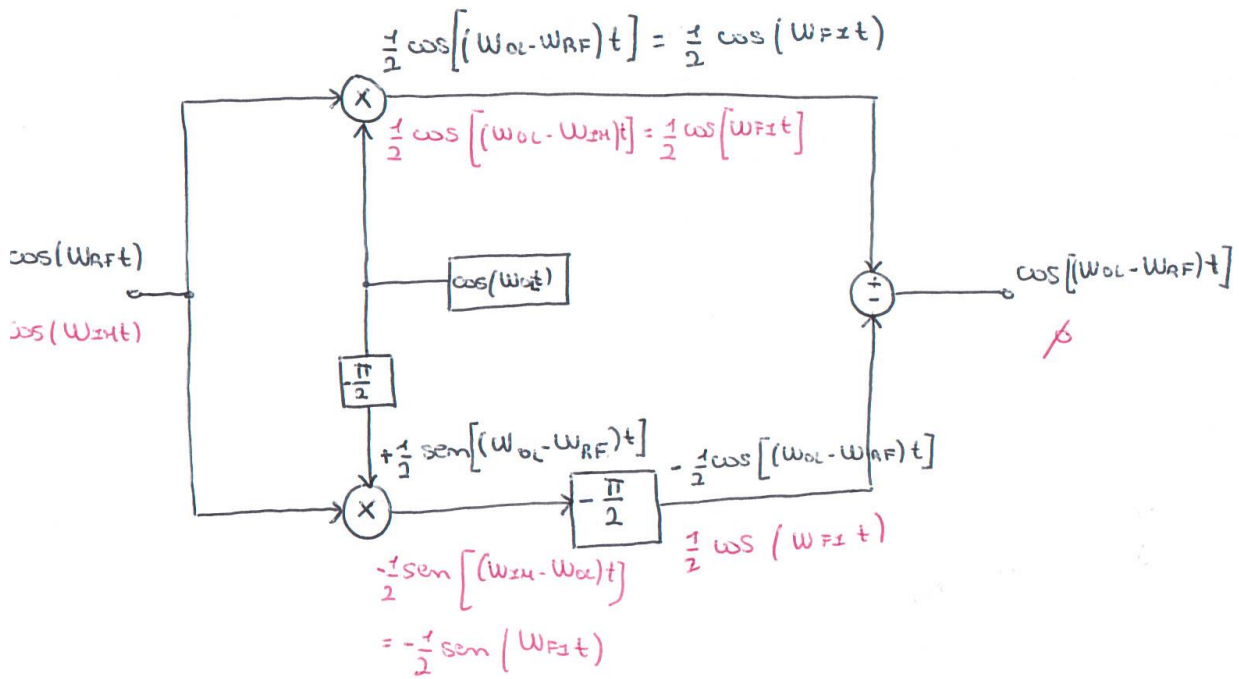
$f_{FI}$  stesso ordine di  $B_{ch}$



$$f_{FI} > B_{ch}/2$$

Un risultato la sua banda si estende dalle centinaia a centinaia di MHz o qualche MHz.

## MIXER A REIEZIONE DELLA FREQUENZA IMMAGINE



Valido sotto queste ipotesi:

- 1) Perfetta quadratura tra  $\cos(\omega t)$  e  $\sin(\omega t)$  generati da O.L.
- 2) Filtro passante di  $-\frac{\pi}{2}$  ideale
- 3) Stesse ampiezze dei segnali in ingresso al sommatore

Questi aspetti servono ad introdurre un'attenuazione nei componenti di  $f_{IF}$  di  $\sim 40 \div 50$  dB.

l'architettura Etardina ne introduce  $\sim 70$  dB.

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

$$\sin(\alpha) \cos(\beta) = \frac{1}{2} (\sin(\alpha + \beta) + \sin(\alpha - \beta))$$

$$\cos(\alpha + \frac{\pi}{2}) = -\sin(\alpha)$$

$$\sin(\alpha + \frac{\pi}{2}) = \cos(\alpha)$$

$$\cos(\alpha - \frac{\pi}{2}) = \sin(\alpha)$$

$$\sin(\alpha - \frac{\pi}{2}) = -\cos(\alpha)$$

## PARAMETRI CARATTERIZZANTI DI UN RICEVITORE

### SELETTIVITÀ

Capacità del ricevitore nel respingere segnali indesiderati.

### SENSIBILITÀ

Potenza disponibile in IN che garantisce un rapporto S/N prefissato sulla porta FI

$$\frac{S_{FI}}{N_{FI}} = \bar{R}$$

### CIFRA DI RUMORE

$$NF_{RIC} = \frac{S_{RF}/N_{RF}}{S_{FI}/N_{FI}}$$

### REIEZIONE ALLA FREQUENZA IMMAGINE

Sintonizzo un generatore ~~radio~~ in frequenza ed in ampiezza su  $f_{IH}$  di un sintonizzatore.

Quindi aumento l'ampiezza di tale segnale che teoricamente dovrebbe essere completamente respinto in aut, ma non sarà così.

Max  $A_{IH}$  finché in out su FI non trovo la stessa ampiezza che avrò in RF su FI.

Definisco come:  $20 \log_{10} \left( \frac{A_{IH}}{A_{RF}} \right)$ .

### REIEZIONE ALLA FREQUENZA INTERMEDIA

Definisco come:  $20 \log_{10} \left( \frac{A_{FI}}{A_{RF}} \right)$ .

# RICEVITORE PER RADIODIFFUSIONE IN MODULAZIONE DI AMPIEZZA A ONDE MEDIE.

$$540 \text{ KHz} \div 1,6 \text{ MHz}$$

$$B_{ch} = 9 \text{ KHz}$$

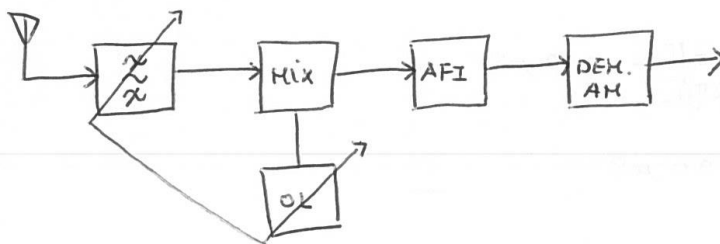
$$\Delta f = 10 \text{ KHz}$$

modulazione a doppia banda laterale con portante.

$$Q_F = 50.$$

$$Q_F = \frac{f_{F1}}{B_{ch}} \Rightarrow f_{F1} = 450 \text{ KHz} \sim 455 \text{ KHz} \text{ (accordo tra costruttori)}$$

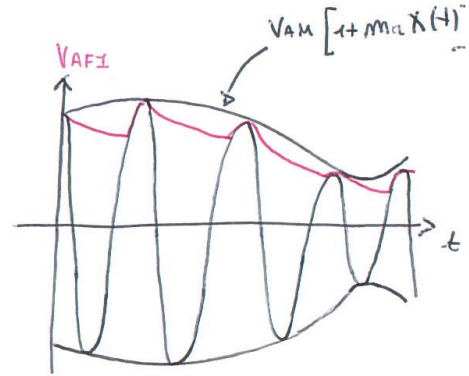
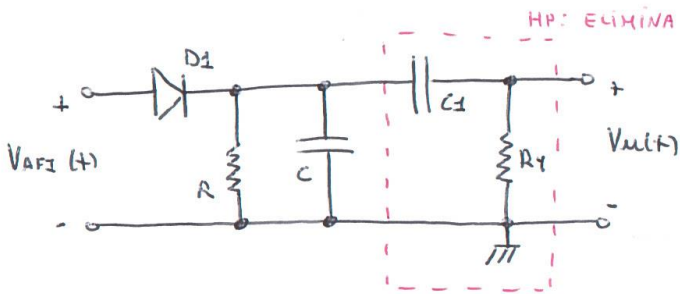
Taeneta non si usa LNA poiche nella frequenza assegnata al servizio i disturbi sono di livello elevato e la potenza disponibile in antenna del segnale deve essere elevata per permettere la ricezione, per cui non è richiesta bassa NF.



V.B: In un'architettura supereterodina AF1 è un'amplificatore a banda stretta ( $\frac{\omega}{\omega}$ ). In un'architettura omadina AF1 è un LP ( $\frac{\omega}{\omega}$ ).

# DEMODULATORE A RIVELATORE DI INVILUPPO (ASINCRONO)

Non richiede la costruzione della portante



$$V_{AFI}(t) = V_{UH} \cdot [1 + m_a X(t)] \cos(\omega_{FI} t)$$

$\tau = RC$  deve essere una costante sufficientemente esatta:

$$\tau = RC \gg T_{FI} = \frac{2\pi}{\omega_{FI}} \Rightarrow RC \gg \frac{2\pi}{\omega_{FI}}$$

Es.

$$C = 0,1 \mu F$$

$$f_{FI} = 500 \text{ kHz} \rightarrow T_{FI} = \frac{1}{f_{FI}} = 2 \mu S$$

$$\tau \gg T_{FI} \rightarrow \tau = 10 T_{FI} = 20 \mu S$$

$$R = \frac{\tau}{C} = 200 \Omega$$

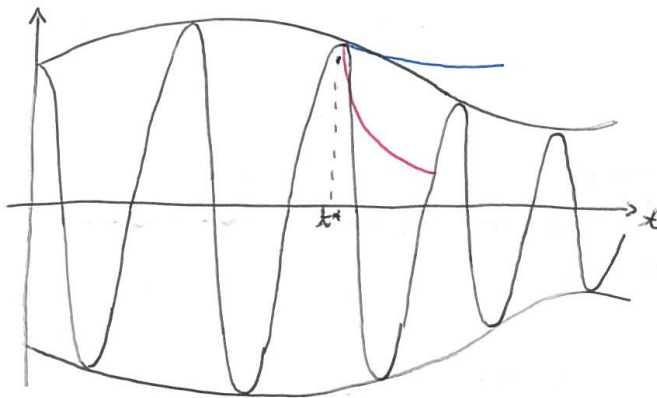
Analisi del limite superiore di  $\tau$ :

Il rivelatore non deve funzionare come rivelatore di picco!

CONDIZIONE:

velocità di scarica in modulo maggiore della velocità con la quale varia l'inviluppo.

Supponiamo che l'impulso abbia andamento sinusoidale con pulsazione  $\omega$ .



● SCARICA LENTA

● SCARICA VELOCE

$$x(t) = \cos(\omega t)$$

$$\left. \frac{\partial (\text{impulso})}{\partial t} \right|_{t=t^*} = -V_{AK} \cdot m_a \cdot \omega \sin(\omega t^*)$$

$$\begin{aligned} \left. \frac{\partial (\text{scarica})}{\partial t} \right|_{t=t^*} &= \frac{\partial}{\partial t} \left[ V_{AK} \left[ 1 + m_a \cos(\omega t^*) \right] e^{-t^*/\tau} \right] = \\ &= -\frac{V_{AK}}{\tau} \cdot \left[ 1 + m_a \cos(\omega t^*) \right] \end{aligned}$$

$$\frac{V_{AK}}{\tau} \cdot \left[ 1 + m_a \cos(\omega t^*) \right] > V_{AK} \cdot m_a \cdot \omega \sin(\omega t^*)$$

$$\Rightarrow \tau < \frac{1 + m_a \cos(\omega t^*)}{m_a \omega \sin(\omega t^*)}$$

Per ogni  $t^*$  si ottiene un  $\tau$  diverso.

Bisogna trovare le minime della quantità a dx:

$$\frac{\partial}{\partial t} \left[ \frac{1 + m_a \cos(\omega t^*)}{m_a \omega \sin(\omega t^*)} \right] = 0$$

$$\Rightarrow -m_a \omega \sin(\omega t^*) \cdot m_a \omega \sin(\omega t^*) - (1 + m_a \cos(\omega t^*)) \cdot$$

$$m_a \omega^2 \cos(\omega t^*) = 0$$

$$-ma^2 \Omega^2 \sin^2(\Omega t^*) - ma \Omega^2 \cos(\Omega t^*) - ma^2 \Omega^2 \cos^2(\Omega t^*) = \phi$$

$$\cos(\Omega t^*) = -ma$$

Da cui risulta:

$$\tau \ll \frac{1 - ma^2}{ma \Omega \sqrt{1 - ma^2}} = \frac{\sqrt{1 - ma^2}}{ma \Omega}$$

$$ma \rightarrow 1 \Rightarrow \tau \rightarrow \phi$$

$$ma \rightarrow \phi \Rightarrow \tau \rightarrow \infty$$

$$T_{F1} \ll \tau \ll \frac{\sqrt{1 - ma^2}}{ma \Omega}$$

Nei casi in cui il segnale non sia monocromatico:

$$\tau_{MAX} = \frac{\sqrt{1 - ma^2}}{ma \Omega_{MAX}}$$

Considerazioni sull'ampiezza dell'inviluppo:

Supponiamo di utilizzare un diodo di Ge con  $V_f = 0,3V$ .

$$V_{AF1} = V_{AK} [1 + ma x(t)] \cos(\omega_{F1} t) \gg V_f \quad \forall t$$

$$|x(t)| < 1, \quad ma = 0,9$$

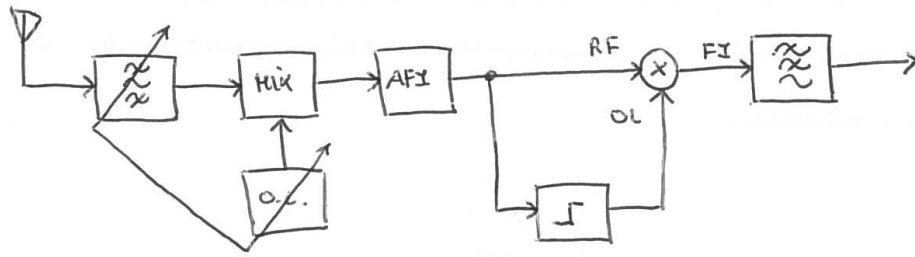
Caso peggiore  $x(t) = -1$ :

$$V_{AK} [1 + 0,9 \cdot (-1)] = 3V = 10V_f$$

$$V_{AK} \cdot 0,1 = 3V \Rightarrow V_{AK} = 30V.$$

C'è una tensione impensabile per qualunque sistema portatile.

## RILEVATORE SINCRONO



$$V_{AFI} = V_{AK} \cdot [1 + m_a x(t)] \cos(\omega_{FI} t)$$

Limitatore per il mixer:

$$2 \sum_{m=1}^{\infty} \frac{\sin\left(\frac{m\pi}{2}\right)}{m\pi/2} \cdot \cos(m\omega_{FI} t)$$

( $m=1$ )

Subito dopo FI del MIXER otteniamo:

$$V_{FI} = V_{AK} [1 + m_a x(t)] \cdot 2 \cdot \frac{2}{\pi} \cdot \frac{1}{2} [1 + \cos(2\omega_{FI} t)]$$

Dopo il filtro LP otteniamo:

$$V_{LPFI}(t) = \frac{2}{\pi} \cdot V_{AK} [1 + m_a x(t)]$$



## CONTROLLO AUTOMATICO DEL GUADAGNO (CAG)

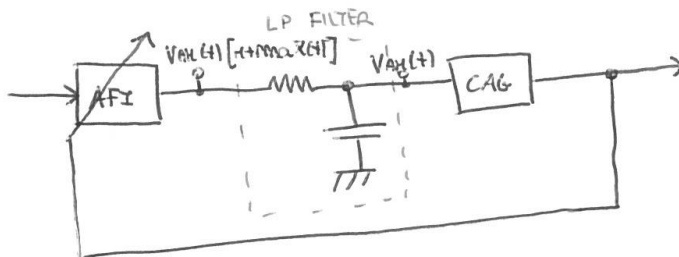
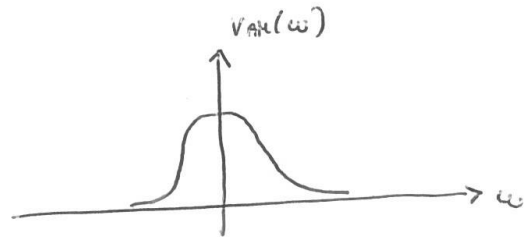
Poiché la caratteristica del canale rimane in maniera imprevedibile, l'ampiezza della portante è soggetta a variazioni

$$V_{AH} = V_{AH}(t)$$

→ Si tratta comunque di fluttuazioni molto lente per cui lo spettro è centrato attorno alla continua con  $B \sim \text{Hz}$ .

CAG: Si preserva l'uscita demodulata di un segnale proporzionale all'ampiezza della

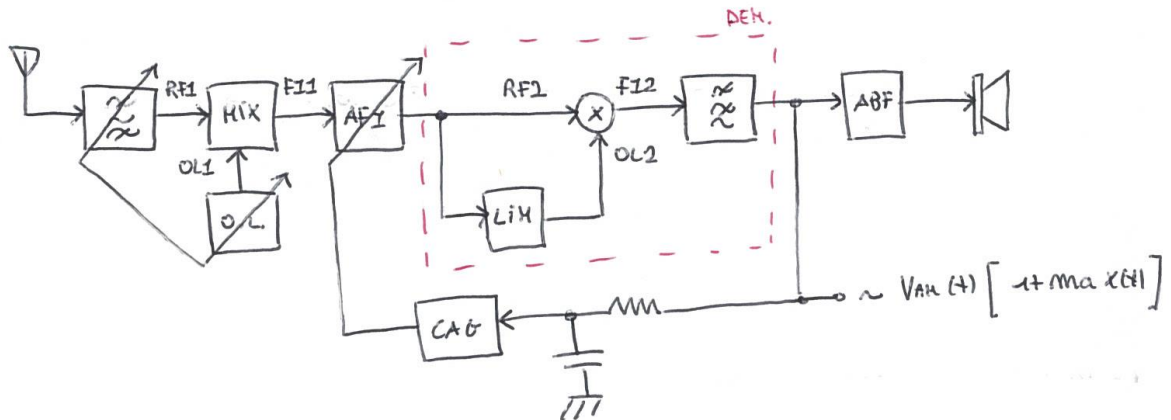
portante ed utilizzata per controllare il guadagno dell'AFI.



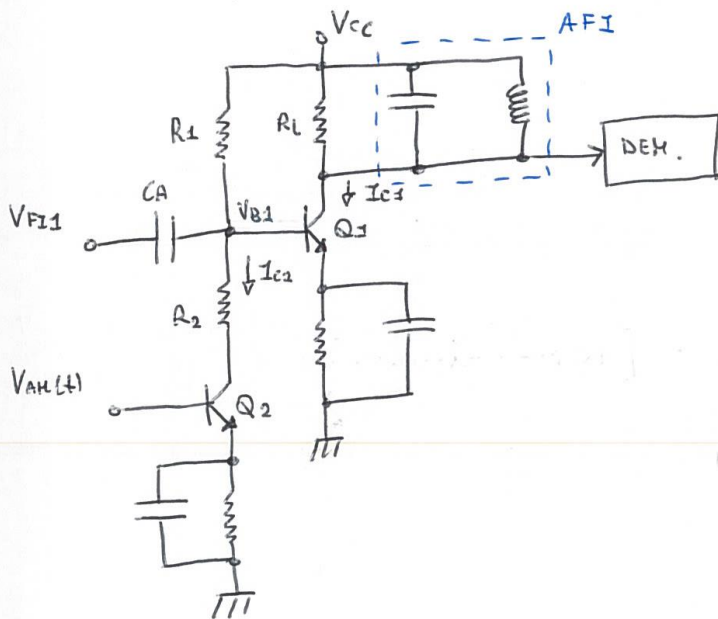
$$\text{Se } V_{AH} \uparrow \Rightarrow G_{AFI} \downarrow$$

$$\text{Se } V_{AH} \downarrow \Rightarrow G_{AFI} \uparrow$$

# RICEVITORE COMPLETO PER SEGNALI MODULATI AM.



Implementazione CAG + AF1 analogici :



$$V_{AM} \uparrow \Rightarrow I_{C2} \uparrow \Rightarrow V_{B1} \downarrow \Rightarrow I_{C1} \downarrow$$

# RICEVITORE PER RADIODIFFUSIONE IN MODULAZIONE DI FREQUENZA

$$V_{FM}(t) = V_{FM} \cdot \cos [\omega_{AF} t + \theta(t)]$$

$$\theta(t) = \omega_D \int_{\phi}^t x(\tau) d\tau \quad \text{FASE ISTANTANEA}$$

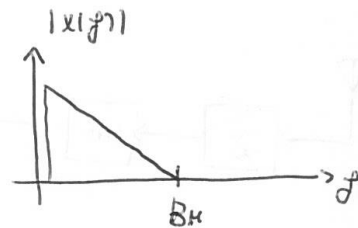
PULSAZIONE ISTANTANEA:  $\omega_{\pm}(t) = \omega_{AF} + \theta'(t)$

SPOSTAMENTO ISTANTANEO:  $\theta'(t) = \omega_D x(t)$

$|x(t)| \leq 1 \Rightarrow \omega_D \ll \omega_{AF} \text{ max}$  deviazione della pulsazione istantanea della pulsazione della portante  $\omega_{AF}$ .

DEVIAZIONE DI FREQUENZA:  $f_D = \omega_D / 2\pi$

INDICE DI MODULAZIONE:  $D = f_D / B_{mM}$



$B_{mM}$ : BANDA DEL MODULANTE  $x(t)$

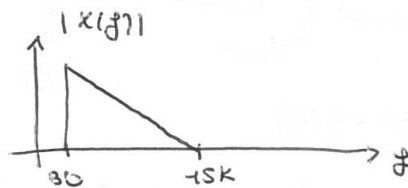
BANDA DI CARLSON (Banda del modulante):

$$B_C = 2B_M(D+1)$$

Standard per il servizio:

$$B_B = 108 \text{ KHz}$$

$$B_{mM} = 30 \text{ KHz} = 15 \text{ KHz}$$

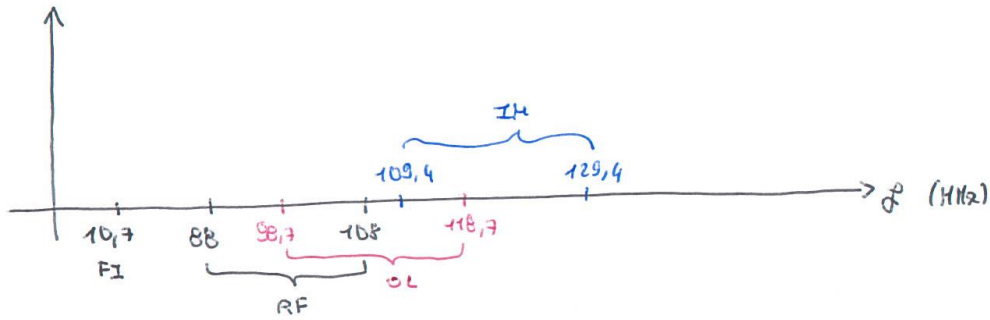


$$B_C = 180 \text{ KHz}$$

$$\Delta f = 200 \text{ KHz}$$

$$\rightarrow D = \frac{B_C}{2B_{mM}} - 1 = 5$$

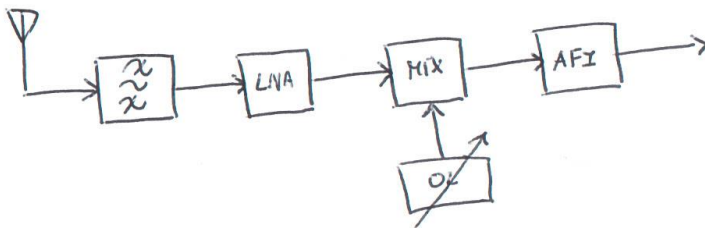
$$\rightarrow f_D = B_{mM} \cdot D = 75 \text{ KHz}$$



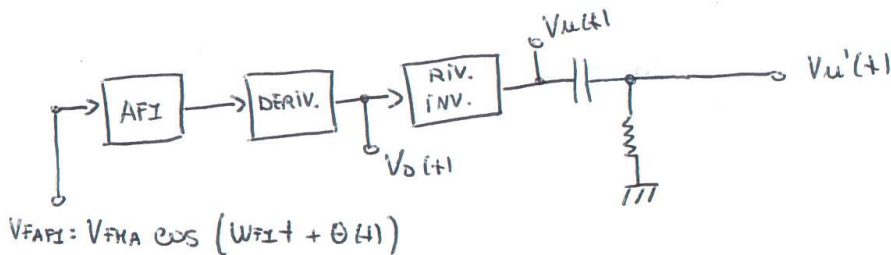
$Q_F = 50 \rightarrow f_{FI} = Q_F \cdot B_c = 9 \text{ MHz} \sim 10.7 \text{ MHz}$  (ACCORDI COSTRUZIONI)

Rango RF e IF sono separati

$\rightarrow$  FILTRO RF fisso.



Una volta ricevuto il segnale  $f_{FI} = 10.7 \text{ MHz}$ , AFI procede al prelievo del canale.



$V_{AFI} = V_{FMA} \cos(\omega_{FI}t + \theta(t))$

$V_D(t) = V_{AFI}'(t) = V_{FMA} [\omega_{FI} + \theta'(t)] \sin[\omega_{FI}t + \theta(t)]$

$V_D$  è un segnale sia modulato in frequenza che in ampiezza.

Tramite il rivelatore di inviluppo si ottiene:

$V_u(t) = V_{FMA} [\omega_{FI} + \theta'(t)]$  ,  $\theta'(t) = \omega_0 x(t)$

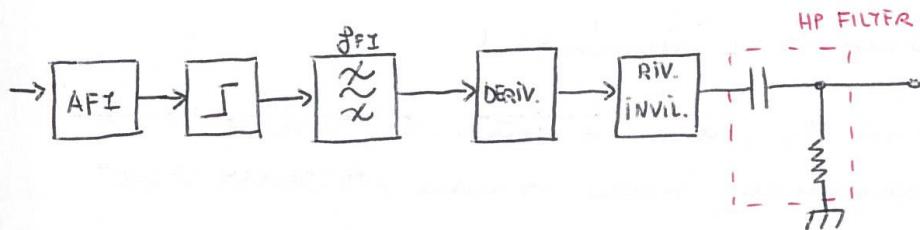
$V_u(t) \propto x(t)$

Dopo il FILTER HF:

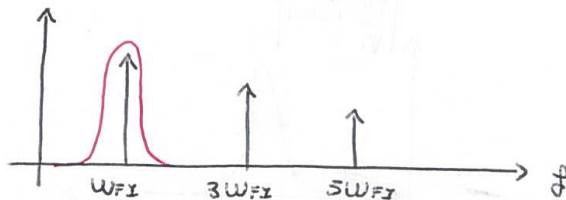
$$V_u'(t) = V_{FHA} \cdot \theta'(t) = V_{FHA} \cdot \omega_D x(t)$$

è presente il problema del FADING:  $V_{FHA} = V_{FHA}(t)$ .

Si utilizza quindi la seguente architettura:

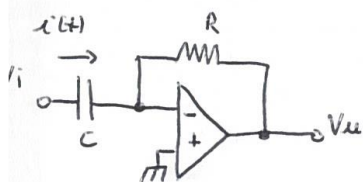


Per eliminare il problema del Fading si introduce un LIMITATORE e quindi un filtro BP centrato su  $f_{FI}$ .



non è richiesto un CAG perché l'ampiezza della portante scende a zero saturando il limitatore.

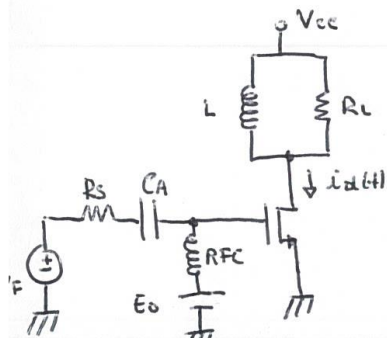
DERIVATURE:



$$i(t) = C \cdot \frac{d}{dt} V_i(t)$$

$$V_u(t) = -RC \cdot \frac{d}{dt} V_i(t)$$

altra soluzione per il derivatore:



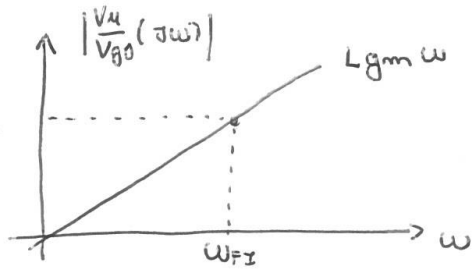
alle variazioni:

$$i_d(t) = g_m V_{gs}(t)$$

$$V_u(t) = -L \cdot \frac{d}{dt} i_d(t)$$

$$V_u(t) = -L g_m \frac{d}{dt} V_{gs}(t)$$

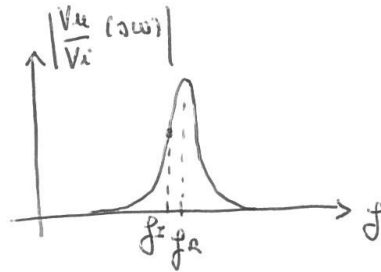
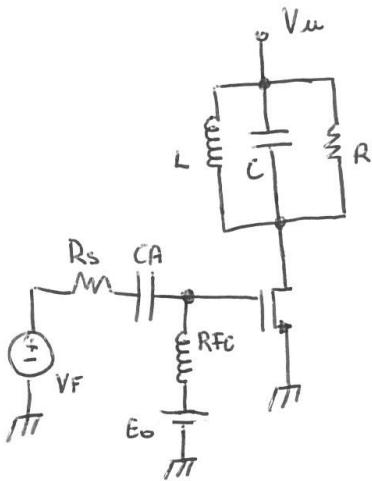
$$V_u(\omega) = -L g_m \omega V_{gs}(\omega)$$



Quindi se aumenta  $L$  aumenta!

Sostituendo  $L$  con  $Z_L$ , ovvero modulo "lineare" rispetto alla frequenza nella banda occupata dal segnale desiderato.

Utilizzando un filtro RLC, con  $f_R > f_{F1}$  risulta:



La pendenza della funzione è adesso molto maggiore rispetto al caso precedente.

## FM STEREO

### TRASMETTITORE

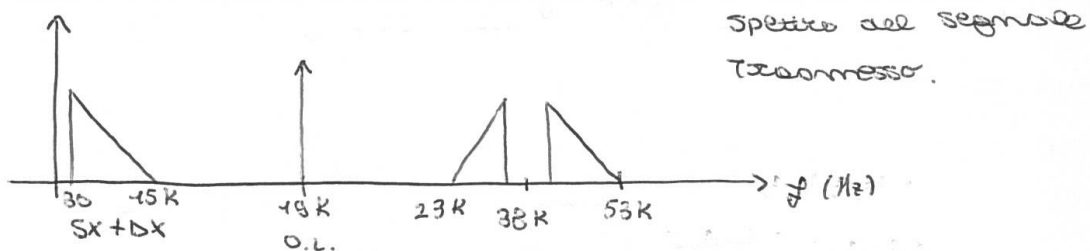
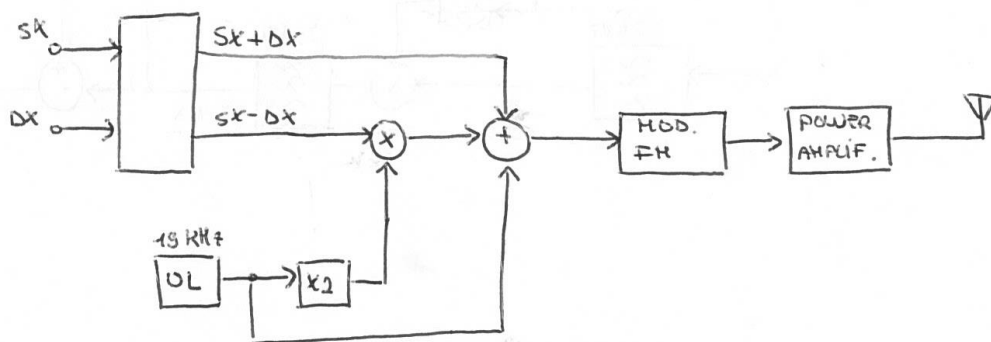
Si converte il segnale  $s_x$  e  $d_x$  in un segnale

- $s_x + d_x$  ;
- $s_x - d_x$  ;

$s_x - d_x$  modulato in ampiezza senza portante a  $38 \text{ KHz}$  e poi sommato a  $s_x + d_x$ .

Il segnale ottenuto occupa una banda di  $53 \text{ KHz}$  viene modulato in frequenza in modo da ottenere

$B_c = 180 \text{ KHz}$  che è la banda di un canale mono.



$$B_c = 180 \text{ KHz}$$

$$B_H = 53 \text{ KHz}$$

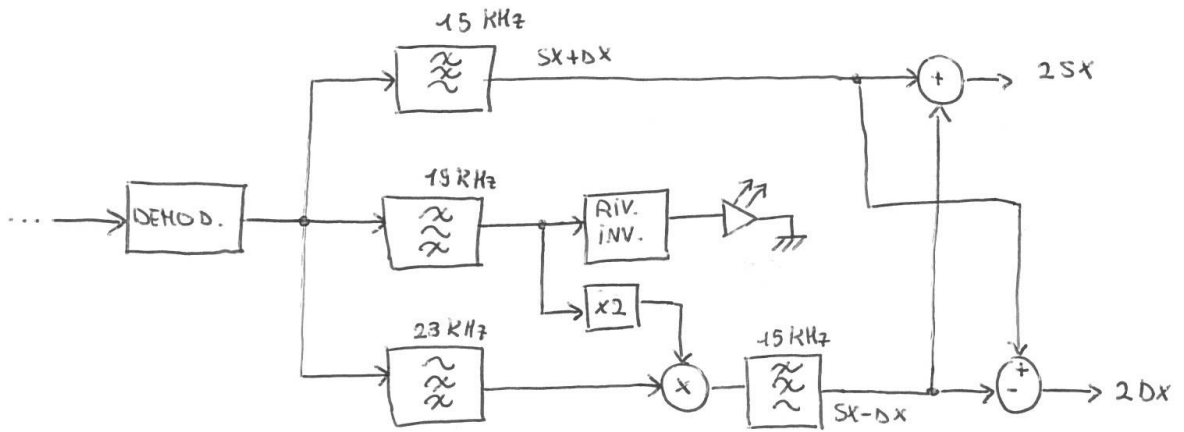
$$D = \frac{B_c}{2B_H} - 1 = 0,7$$

$$f_D = B_H \cdot D = 37 \text{ KHz}$$

# RICEVITORE MONO



# RICEVITORE STEREO





## AMPLIFICATORE DI POTENZA (POWER AMPLIFIER - PA)

Sono strumenti presenti solo in trasmissione.

Un PA solo stato scelto scelto gestisce potenze dell'ordine  $mW \div 100 mW$ .

### PARAMETRI:

•  $P_{MAX}$

•  $\eta$  (EFFICIENZA DI CONVERSIONE)

$$\eta = \frac{P_U}{P_E}$$

$P_U$ : Potenza utile in ant.

$P_E$ : Potenza erogata dalla batteria.

$$P_E = P_{DISSIPATA} + P_U + P_{ARMONICHE SPURIE}$$

$$\eta P_E = P_U \rightarrow \eta (P_D + P_U) = P_U \rightarrow P_D = P_U \frac{1-\eta}{\eta}$$

$\eta \leq 1$  Sempre

Forse temendo  $\eta \rightarrow 1$  consente, oltre ad ottenere un maggiore rendimento, a dissipare meno potenza in calore, consentendo un facile dimensionamento del sistema di raffreddamento.

$$P_U = 1 W, \eta = 0,25 \rightarrow P_D = 3 P_U = 3 W$$

Per mandare 1 W in antenna, devo consumare 3 W in calore erogandone 4 W dalla batteria.

• FATTORE DI UTILIZZO ( $\theta_u$ )

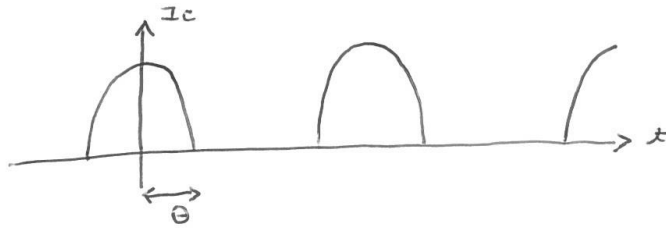
$$\theta_u = \frac{P_U}{V_{CEMAX} \cdot I_{CMAX}}$$

Più esso è grande, a parità di potenza sul carico, più significa che  $V_{CEMAX} \cdot I_{CMAX}$  resta piccolo.

La parità di potenza in ant, se transistori sarà chiamato ad essere meno performante, dovrà quindi sopportare  $V_{CEMAX}$  ed  $I_{CMAX}$  minori.

### - ANGOLO DI CIRCOLAZIONE ( $\theta$ )

metà della frazione di periodo durante la quale il transistor conduce.



### - CLASSE DI FUNZIONAMENTO

Classe A :  $\theta = \pi$

Classe B :  $\theta = \pi/2$

Classe AB :  $\pi/2 < \theta < \pi$

Classe C :  $\phi < \theta < \pi/2$

### AMPLIFICATORE IN CLASSE A

$R_E$  viene omessa per facilità di calcolo e per miglioramento d'efficienza di conversione

$I_C \sim 100 \text{ mA}$

$h_{FE \text{ BJT POT}} < h_{FE \text{ BJT SFEN.}}$

