

ELETTRONICA DEI SISTEMI WIRELESS

[Fotocopie di Appunti]

A CURA DI ALESSANDRO PAGHI

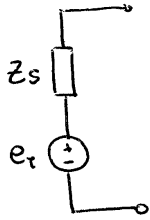
PROFESSORE: Bruno Neri (<http://www.iet.unipi.it/b.neri/>)

LINK AL CORSO ANNO 2017/2018: <http://www.iet.unipi.it/b.neri/>

FREQUENTAZIONE: Consigliata.

METRICHE DI UN SISTEMA

Rumore Termico di un'impedenza Z_s :



$$S_V = 4kTR_s \quad \left[\frac{V^2}{Hz} \right]$$

Densità spettrale di
potenza di rumore di R_s

$$S_A = \frac{S_V}{4R_s} = kT \quad \left[\frac{W}{Hz} \right]$$

Densità spettrale di
potenza disponibile
di rumore termico

Il rumore termico è AWGN:

- Additivo;
- Bianco;
- Gaussiano.

DINAMICA

$$D = P_{MAX} / P_{MDS}$$

P_{MAX} : Potenza massima che possiamo accettare in ingresso al sistema per mantenere la distorsione al di sotto di una certa soglia.

P_{MDS} : Minimum Detectable Signal

È quel livello di segnale che eguaglia la potenza complessiva di rumore nella banda di interesse.

La dinamica di un LNA è fissata da $\pm 1\text{dBCP}$

SENSIBILITA' (di un Ricevitore)

Potenza in antenna minima per ottenere un certo SNR.

nei sistemi numerici si usa la BER al posto di SNR.

BER: Bit Error Rate.

In caso di AWGN:

$$BER = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left[\sqrt{\frac{E_b}{N_0}} \right]$$

E_b : Energia per bit

$P = 1 \text{ Watt}$, $B_{RATE} = 1000 \text{ bit/sec}$

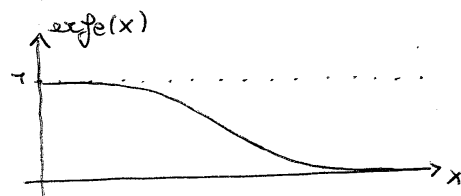
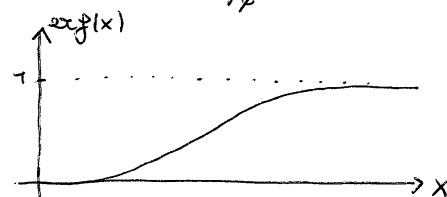
$\Rightarrow E_b = 1 \text{ mW}$

N_0 : densità spettrale di potenza di rumore disponibile

$$\left[\frac{\text{W}}{\text{Hz}} \right] = \left[\sigma \right]$$

$$\operatorname{erfc}(x) = 1 - \operatorname{erf}(x)$$

$$\operatorname{erf}(x) = \frac{2}{\pi} \int_0^x e^{-x^2} dx$$



Se $\frac{E_b}{N_0} \rightarrow \infty \Rightarrow BER = \frac{1}{2}$: stessa probabilità di ricevere $\neq 0 \neq 1$.

Se $\frac{E_b}{N_0} \uparrow \Rightarrow BER \downarrow$

$$P_{Ain} = E_b \cdot B_{RATE}$$

$N_0 = K T \cdot NF$ (densità spettrale di potenza di rumore in dB riportata in IN).

$$SNR = \frac{P_{Ain}}{N_0 \cdot B_{ch}} = \frac{P_{Ain}}{K T \cdot NF \cdot B_{ch}} = \frac{P_{Ain}}{P_{noise}}$$

$$\frac{E_b}{N_0} = \frac{P_{Ain}}{B_{RATE} \cdot K T \cdot NF} = SNR \cdot \frac{B_{ch}}{B_{RATE}}$$

$$\rightarrow BER = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left[\sqrt{SNR \cdot \frac{B_{ch}}{B_{RATE}}} \right]$$

LINK BUDGET : Dimensionamento del collegamento.

Equazione del collegamento:

$$P_{RX} = P_{TX} \cdot \frac{G_{TX} \cdot G_{RX} \cdot \lambda^2}{(4\pi)^2 \cdot R^2} \cdot \frac{1}{F_H}$$

P_{RX} è la potenza disponibile in ingresso a LNA, ovvero la potenza disponibile in antenna se è presente adattamento c.c.

F_H : Fattore di Perdita

$F_H = 1$ nel vuoto

$F_H = 1 \div 10$ in atmosfera

$F_H = 10 \div 100$ in acqua

$F_H > 1000$ in presenza di ostacoli

VALUTARE LA DINAMICA DI UN SISTEMA

On RF ci troviamo spesso a lavorare con dinamiche estremamente estese. (10^6)

Per un ricevitore R_x :

$$P_{RX} \sim \left(\frac{1}{R}\right)^2 \rightarrow D = \frac{P_{RXMAX}}{P_{RXMIN}} = \left(\frac{R_{MAX}}{R_{MIN}}\right)^2$$

In questo caso sto valutando la dinamica per un segnale modulato ad inviluppo costante.

nel caso di segnale modulato AM:

$$D = \frac{P_{RXMAX}}{P_{RXMIN}} = \left(\frac{R_{MAX}}{R_{MIN}}\right)^2 \cdot \left(\frac{V_{AMAX}}{V_{AMIN}}\right)^2$$

Per un radar FH CW: $P_{RX} \propto \sigma/R^4$

$$D = \frac{P_{RXMAX}}{P_{RXMIN}} = \left(\frac{R_{MAX}}{R_{MIN}}\right)^4 \cdot \frac{\sigma_{MAX}}{\sigma_{MIN}}$$

(3)

METRICHE PER LA CARATTERIZZAZIONE DELLA LINEARITA'

Consideriamo un sistema non lineare senza memoria.

$$V_u(t) = a_0 + a_1 V_i(t) + a_2 V_i^2(t) + a_3 V_i^3(t) + \dots$$

$$V_i(t) = A \cos(\omega_a t) + B \cos(\omega_b t)$$

$$B = \emptyset; A \neq \emptyset:$$

a_0 è eliminabile con l'inserimento di una capacità

$$a_1 V_i(t) = a_1 A \cos(\omega_a t)$$

$$\begin{aligned} a_2 V_i^2(t) &= a_2 A^2 \cos^2(\omega_a t) = a_2 A^2 \left[\frac{1 + \cos(2\omega_a t)}{2} \right] \\ &= \left[\underset{\substack{\uparrow \\ \text{DC}}}{a_2 A^2} + \underset{\substack{\uparrow \\ \text{FUORI BANDA}}}{a_2 A^2 \cos(2\omega_a t)} \right] \cdot \frac{1}{2} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} a_3 V_i^3(t) &= a_3 A^3 \cos^3(\omega_a t) = \frac{a_3 A^3}{2} \cos(\omega_a t) \left[1 + \cos(2\omega_a t) \right] \\ &= \frac{a_3 A^3}{2} \cos(\omega_a t) + \underset{\substack{\uparrow \\ \text{FUORI BANDA}}}{\frac{a_3 A^3}{4} \cos(3\omega_a t)} + \frac{a_3 A^3}{4} \cos(\omega_a t) \end{aligned}$$

$$\omega_a \rightarrow V_u(t) = a_1 A + \frac{1}{2} a_3 A^3 + \frac{1}{4} a_3 A^3 = \left(a_1 A + \frac{3}{4} a_3 A^3 \right) \cos(\omega_a t)$$

di cui risulta che se il segno di a_3 sia sicuramente $< \emptyset$
per via degli effetti di saturazione di Paval all'
aumentare di P_{in} .

$$A = \emptyset; B \neq \emptyset:$$

il discorso è analogo al precedente

$$\omega_b \rightarrow V_u(t) = \left(a_1 B + \frac{3}{4} a_3 B^3 \right) \cos(\omega_b t)$$

$$A \neq \emptyset, B \neq \emptyset :$$

$$x, v_i(t) = a_1 A \cos(\omega_a t) + a_1 B \cos(\omega_B t)$$

$$\begin{aligned}
 i_2 v_i^2(t) &= a_2 [A \cos(\omega t) + B \cos(\omega t)]^2 \\
 &= a_2 [A^2 \cos^2(\omega t) + B^2 \cos^2(\omega t) + 2AB \cos(\omega t) \cos(\omega t)] \\
 &= a_2 A^2 \underbrace{\cos^2(\omega t)}_{\substack{1. \text{ COMP. DC} \\ 1. \text{ COMP. FREQ } B.}} + a_2 B^2 \underbrace{\cos^2(\omega t)}_{\substack{1. \text{ COMP. DC} \\ 1. \text{ COMP. FREQ } B.}} + 2a_2 AB \underbrace{\cos(\omega t) \cos(\omega t)}_{\substack{2 \text{ COMP. FREQ } B.}}
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} x_3 v_i^3(t) &= a_3 \left[A \cos(\omega t) + B \cos(\omega t) \right]^3 \\ &= a_3 \left[A^3 \cos^3(\omega t) + 3A^2B \cos^2(\omega t) \cos(\omega t) + 3AB^2 \cos(\omega t) \cos^2(\omega t) + \right. \\ &\quad \left. + B^3 \cos^3(\omega t) \right] \\ &= a_3 A^3 \cos^3(\omega t) + 3a_3 A^2B \cos^2(\omega t) \cos(\omega t) + 3a_3 AB^2 \cos(\omega t) \cos^2(\omega t) + \\ &\quad + a_3 B^3 \cos^3(\omega t) \end{aligned}$$

$$a_3 A^3 \cos^3(\omega t) = \frac{a_3 A^3}{2} \cos(\omega t) + \frac{a_3 A^3}{4} \cos(3\omega t) + \frac{a_3 A^3}{4} \cos(\omega t)$$

$$a_3 B^3 \cos^3(\omega_B t) = \frac{a_3 B^3}{2} \cos(\omega_B t) + \frac{a_3 B^3}{4} \cos(3\omega_B t) + \frac{a_3 B^3}{4} \cos(\omega_B t)$$

↑
FUNDAM. BAND

$$\begin{aligned} 3 a_3 A^2 B \cos^2(\omega_A t) \cos(\omega_B t) &= \frac{3}{2} a_3 A^2 B \left[1 + \cos(2\omega_A t) \right] \cos(\omega_B t) \\ &= \frac{3}{2} a_3 A^2 B \cos(\omega_B t) + \frac{3}{2} a_3 A^2 B \cos(2\omega_A t) \cos(\omega_B t) \\ &= \frac{3}{2} a_3 A^2 B \cos(\omega_B t) + \frac{3}{4} a_3 A^2 B \cos(2\omega_A - \omega_B)t + \frac{3}{4} a_3 A^2 B \cos(2\omega_A + \omega_B)t \end{aligned}$$

$\uparrow$ POSSIBILMENTE IN BANDA $\uparrow$ FUORI BANDA

5

$$3a_3 AB^2 \cos(\omega_A t) \cos^2(\omega_A t) =$$

$$= \frac{3}{2} a_3 AB^2 \cos(\omega_A t) + \frac{3}{4} a_3 AB^2 \cos(2\omega_B - \omega_A)t + \frac{3}{4} a_3 AB^2 \cos(2\omega_B + \omega_A)t$$

$\uparrow$ POSSIBILMENTE IN BANDE $\uparrow$ FUORI BANDE

$$\omega_A: \left(a_1 A + \frac{a_3 A^3}{2} + \frac{a_3 A^3}{4} + \frac{3}{2} a_3 A B^2 \right) \cos(\omega_A t)$$

$$\omega_B: \left(a_1 B + \frac{a_3 B^3}{2} + \frac{a_3 B^3}{4} + \frac{3}{2} a_3 A^2 B \right) \cos(\omega_B t)$$

$$2\omega_A - \omega_B: \left(\frac{3}{4} a_3 A^2 B \right) \cos(2\omega_A - \omega_B)t$$

$$2\omega_B - \omega_A: \left(\frac{3}{4} a_3 A B^2 \right) \cos(2\omega_B - \omega_A)t$$

nei casi in cui $A = B$:

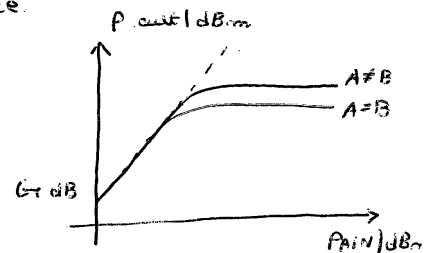
$$\omega_A: \left(a_1 A + \frac{9}{4} a_3 A^3 \right) \cos(\omega_A t) \leftarrow$$

$$\omega_B: \left(a_1 A + \frac{9}{4} a_3 A^3 \right) \cos(\omega_B t) \leftarrow$$

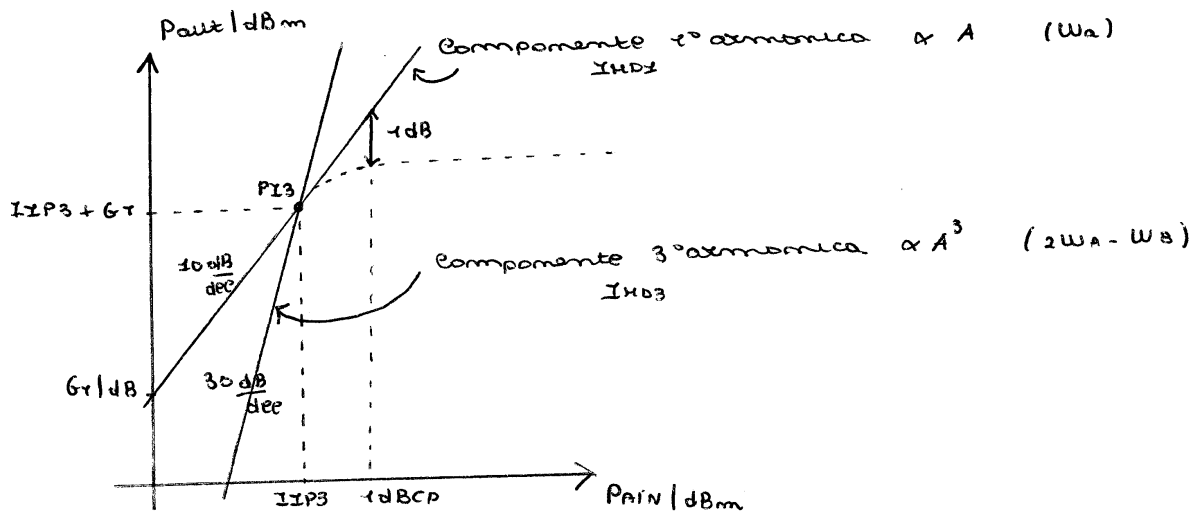
$$2\omega_A - \omega_B: \left(\frac{3}{4} a_3 A^3 \right) \cos(2\omega_A - \omega_B)t$$

$$2\omega_B - \omega_A: \left(\frac{3}{4} a_3 A^3 \right) \cos(2\omega_B - \omega_A)t$$

Effetto di saturazione
dovuto a ($a_3 < 0$) più
evidente.



1 dB CP calcolato con singolo
tone in input ($A \neq B, B \neq A$).



$$Y = mx + q$$

$$I_{HD3} = 3 \cdot P_{AIN} \text{ dB} + Q$$

↑
Pendenza 3 a causa di A^3 .

P_{13} è il punto di intersezione del 3° ordine

$$I_{IP3} = P_{AIN} ; I_{HD3} = I_{HD1}$$

$$P_{13} (I_{IP3}, I_{IP3} + 67)$$

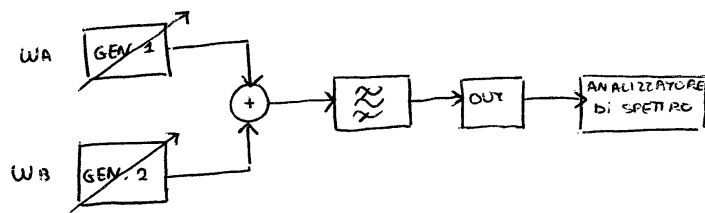
$$I_{IP3} + 67 = 3 \cdot I_{IP3} + Q$$

$$\rightarrow Q = 67 - 2 I_{IP3}$$

$$\text{Risultato : } I_{HD3} = 3 P_{AIN} \text{ dB} + 67 - 2 I_{IP3}$$

nelle misurazioni, in genere, non riuscì ad apprezzare
 $P_{AIN} = I_{IP3}$ tale che $I_{HD1} \text{ misurata} = I_{HD3} \text{ misurata}$ per via
 di effetti di saturazione di I_{HD1} e I_{HD3} .

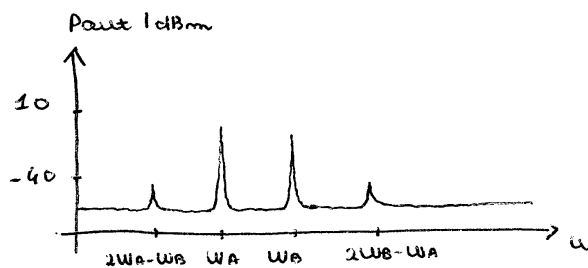
misura di IIP3 con test a 2 toni:



DUT: Dispositivo non lineare senza memoria.

$$G_T = 25 \text{ dB}$$

Dalla misura ottengo:



$$\begin{aligned} P_{AIN} \text{ dBm} &= P_{out} \text{ dBm} - G_T \text{ dB} \\ &= 10 \text{ dBm} - 25 \text{ dB} \\ &= -15 \text{ dBm} \end{aligned}$$

$$I_{HD3} = -40 \text{ dBm}$$

$$I_{HD3} \text{ dBm} = 3 P_{AIN} \text{ dBm} + G_T \text{ dB} - 2 IIP3 \text{ dBm}$$

$$IIP3 \text{ dBm} = \frac{1}{2} (3 P_{AIN} \text{ dBm} + G_T \text{ dB} - I_{HD3} \text{ dBm}) = 10 \text{ dBm}$$

Definire il valore di $\pm \text{dB}_{CP}$, $\pm \text{IP3}$ e la relazione tra essi.

Ci riferiamo al grafico precedente (P_{in}/dBm , $P_{\text{out}}/\text{dBm}$)

$\pm \text{dB}_{CP}$:

$$P_{\text{out WA MISURATA}} \propto (a_1 A + \frac{3}{4} A^3 a_3)^2 \quad (\text{misura ad 1 tono})$$

$$P_{\text{out WA LINEARIZZATA}} \propto (a_1 A)^2$$

$$A_{\pm \text{dB}} : P_{\text{out WA LINEARIZZATA}} = \pm \text{dB} + P_{\text{out WA MISURATA}}$$

$$\frac{(a_1 A_{\pm \text{dB}} + \frac{3}{4} A_{\pm \text{dB}}^3 a_3)^2}{(a_1 A_{\pm \text{dB}})^2} = - \pm \text{dB} = 0,8$$

$$(a_1 \cdot A_{\pm \text{dB}} + \frac{3}{4} A_{\pm \text{dB}}^3 a_3)^2 = 0,8 \cdot (a_1 A_{\pm \text{dB}})^2$$

$$a_1 \cdot A_{\pm \text{dB}} + \frac{3}{4} A_{\pm \text{dB}}^3 a_3 = \sqrt{0,8} \cdot a_1 A_{\pm \text{dB}}$$

$$\frac{3}{4} A_{\pm \text{dB}}^2 a_3 = a_1 (0,89 - 1)$$

Ricordando che $a_3 < 0$

$$A_{\pm \text{dB}}^2 = \left| \frac{a_1}{a_3} \right| \cdot 0,11 \cdot \frac{4}{3} = \left| \frac{a_1}{a_3} \right| \cdot 0,147$$

$$\pm \text{dB}_{CP} = A_{\pm \text{dB}}^2 / \text{Re}\{z\}, \quad \pm \text{dB}_{CP} \propto A_{\pm \text{dB}}^2$$

$$a_3 = 0 \Rightarrow A_{\pm \text{dB}} \rightarrow \infty \Rightarrow \pm \text{dB}_{CP} \rightarrow \infty$$

$$a_3 \uparrow \Rightarrow A_{\pm \text{dB}} \downarrow \Rightarrow \pm \text{dB}_{CP} \downarrow$$

Con il test a 2 toni:

$$P_{\text{out WA MISURATA}} \propto (a_1 A + \frac{9}{4} A^3 a_3)^2$$

$$A_{\pm \text{dB}}^2 = 0,047 \cdot \left| \frac{a_1}{a_3} \right|$$

IIP3:

$$A_{1\omega_A - \omega_B} = \frac{3}{4} \cdot a_3 A^3 \quad (A=B) \quad , \quad P_{out_{1\omega_A - \omega_B}} \propto (A_{1\omega_A - \omega_B})^2$$

$$A_{IIP3} \cdot P_{out_{WA \text{ LINEARIZZATA}}} = P_{out_{1\omega_A - \omega_B}}$$

$$\left(\frac{3}{4} \cdot A_{IIP3}^3 \cdot a_3 \right)^2 = (a_1 \cdot A_{IIP3})^2$$

$$\frac{3}{4} A_{IIP3}^2 a_3 = a_1 \quad (a_3 \neq 0)$$

$$A_{IIP3}^2 = \frac{4}{3} \cdot \left| \frac{a_1}{a_3} \right|$$

$$IIP3 \propto A_{IIP3}^2$$

Relazione IBCP $\div$ IIP3 :

$$\left| \frac{a_1}{a_3} \right| = \frac{3}{4} \cdot A_{IIP3}^2$$

$$\left| \frac{a_1}{a_3} \right| = \frac{1}{0,147} \cdot A_{1dB}^2$$

$$\frac{3}{4} A_{IIP3}^2 = \frac{1}{0,147} \cdot A_{1dB}^2 \quad \rightarrow \quad A_{IIP3}^2 = \frac{4}{3} \cdot \frac{1}{0,147} \cdot A_{1dB}^2 = 9,07 \cdot A_{1dB}^2$$

Risulta che :

$$IIP3|_{dBm} = 10 \log_{10}(9,07) + 1dB_{CP}|_{dBm}$$

$$IIP3|_{dBm} = 9,6 \text{ dB} + 1dB_{CP}|_{dBm}$$

LNA INTEGRATI

L'obiettivo è verificare il matching Integrato: ottenere
 $NF = NF_{min}$ e $G_T = G_{TMAX}$ in corrispondenza di $Z_S = Z_0$.

$$\rightarrow Z_{SON} = Z_{SOPT} = Z_0 \text{ (MATCHING INTEGRATO)}$$

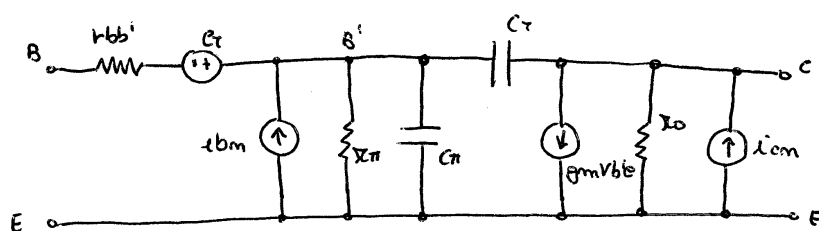


Impedenza ottima
per le perdite.

Impedenza ottima
per la rumore.

LNA A BJT

Circuito di giunzione completato con sorgenti di rumore:



$$S_{cr} = 4kT r_{bb'} \left[\frac{V^2}{H_t} \right]$$

$$S_{ibm} = 2q I_B \left[\frac{A^2}{H_t} \right]$$

$$S_{icm} = 2q I_C \left[\frac{A^2}{H_t} \right]$$

Si decide di trascurare la componente di rumore flicker:

$\rightarrow$ lavorare nel $f > f_K$.

Parametri di un HBT (Heterojunction Bipolar Transistor)
 di un processo BiCMOS a 65 nm:

$$I_C = 1 \text{ mA} \rightarrow g_m = \frac{I_C}{V_T} = 38 \text{ mA/V}$$

$$h_{FE} = 50$$

$$I_B = 20 \mu\text{A}$$

$$r_{\pi} = \frac{V_T}{I_B} = 1300 \Omega, r_{bb'} = 25 \Omega$$

$$f_T = 200 \text{ GHz}$$

$$NF = \begin{cases} 1 \text{ dB} & @ 2 \text{ GHz} \\ 3 \text{ dB} & @ 5 \div 6 \text{ GHz} \end{cases}$$

$$f_T = \frac{g_m}{2\pi(C_{\pi} + C_T)} \sim \frac{g_m}{2\pi C_{\pi}} \rightarrow C_{\pi} = \frac{g_m}{2\pi f_T} = 30 \text{ fF}$$

(41)

$r_{bb'}$ è la resistenza di dispersione della base e deve essere la più piccola possibile.

Tuttavia, come abbiamo fatto, il gruppo $r_{bb'} \pi C_T$ costituisce un filtro low pass che taglia alle alte frequenze.

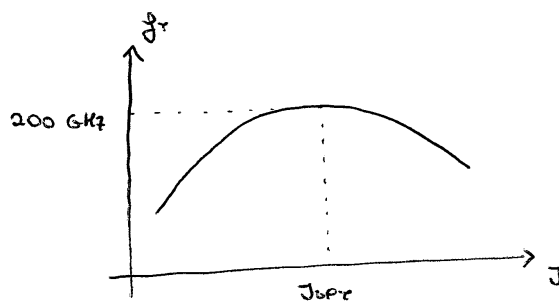
$$r_{bb'} \uparrow \Rightarrow \tau \uparrow \Rightarrow f_{max} \downarrow$$

riducendo $r_{bb'}$ otteniamo un allontanamento del polo.

ridurre $r_{bb'}$ consente anche di ridurre S_{cr} .

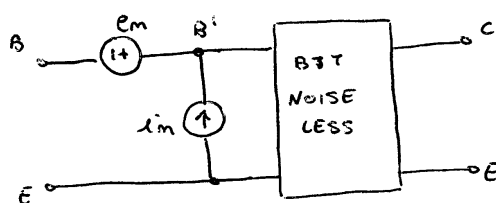
Se $r_{bb'} \rightarrow 0$ il matching integrato è perfezionato.

Da ricordare che:



$$f_T = f_{TMAX} \text{ per } J = J_{0PR}$$

Modello V_m, i_m del transistor bipolare:



E_m : generatore equivalente di rumore di tensione.

i_m : generatore equivalente di rumore di corrente.

1) Amplificazione di e_m ad i_m

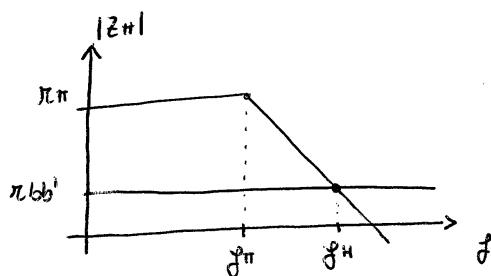
Ingresso in c.c: solo e_m produce effetto su aut

$$V_{u_{cc}} = e_m \cdot A_{v_{cc}}$$

$$\rightarrow e_m = \frac{V_{u_{cc}}}{A_{v_{cc}}}$$

Rigenerazione del valore di Z_π :

$$Z_\pi = r_\pi \parallel 1/j\omega C_\pi$$



$$f_\pi = \frac{1}{2\pi r_\pi C_\pi} = 4 \text{ GHz}$$

$$\rightarrow f_H = f_\pi \cdot \frac{1300}{25} = 200 \text{ GHz}$$

f_H : frequenza per cui $|Z_\pi| = r_{bb'}$.

Per $f < f_H \rightarrow |Z_\pi| > r_{bb'}$

$$\text{Se } f = \frac{200 \text{ GHz}}{10} = 20 \text{ GHz} \Rightarrow |Z_\pi| = 10 r_{bb'}$$

Per $f < 20 \text{ GHz}$ posso trascurare $r_{bb'}$ nel partitore con Z_π .

Supponiamo come precedentemente detto che $C_r = \emptyset$.

$$V_{u_{cc}} = -e_r \cdot \frac{Z_\pi}{r_{bb'} + Z_\pi} \cdot g_m r_o - i_{bm} \cdot \left(\frac{r_{bb'} \parallel Z_\pi}{r_{bb'} + Z_\pi} \right) \cdot g_m r_o + i_{cm} \cdot r_o$$

$\uparrow$ contributo di e_r $\uparrow$ contributo di i_{bm} $\uparrow$ contributo di i_{cm}

$$A_{v_{cc}} = \frac{V_{u_{cc}}}{V_{im}} = - \frac{Z_\pi}{Z_\pi + r_{bb'}} \cdot g_m r_o \sim -g_m r_o$$

$$e_m = \frac{V_{u_{cc}}}{A_{v_{cc}}} = e_r + i_{bm} r_{bb'} - i_{cm} / g_m$$

(13)

$$e_r \rightarrow S_{er}$$

$$i_{bm} \rightarrow S_{ibm}$$

$$i_{cm} \rightarrow S_{icm}$$

$$S_{em} = S_{er} + S_{ibm} \cdot r_{bb'}^2 + S_{icm} / g_m^2$$

Immagino in c.a.: solo im produce effetto su out.

$$V_{uca} = i_m \cdot Z_{ca}$$

$$\rightarrow i_m = \frac{V_{uca}}{Z_{ca}}$$

$$V_{uca} = - i_{bm} \cdot \underset{\substack{\uparrow \\ \text{contributo di } i_{bm}}}{Z_{\pi} \cdot g_m} r_o + i_{cm} \underset{\substack{\uparrow \\ \text{contributo di } i_{cm}}}{r_o}$$

$$Z_{ca} = \frac{V_{uca}}{i_m} = - Z_{\pi} g_m r_o$$

$$i_m = i_{bm} - \frac{i_{cm}}{Z_{\pi} \cdot g_m}$$

$$S_{im} = S_{ibm} + S_{icm} \cdot \frac{1}{|Z_{\pi}|^2 \cdot g_m^2}$$

2) Indipendenza di S_{em} ed S_{im}

e_r , i_{bm} ed i_{cm} sono tre generatori di corrente indipendenti.

la riga risulta che S_{em} ed S_{im} abbiano in comune alcune sorgenti e perciò risulteranno essere dipendenti.

$$S_{er} = 4kT r_{bb'} = 4,16 \cdot 10^{-19} \text{ V}^2/\text{Hz}$$

$$S_{ibm} \cdot r_{bb'}^2 = 2q I_B \cdot r_{bb'}^2 = 4 \cdot 10^{-27} \text{ V}^2/\text{Hz}$$

$$S_{ibm} \cdot r_{bb'}^2 \ll S_{er} \Rightarrow S_{em} \sim S_{er} + S_{icm} / g_m^2$$

$$(e_m \sim e_r - i_{cm} / g_m)$$

(14)

Considerando $Z_{\pi} \sim X_{\pi}$:

$$x_{\pi} \cdot g_m = x_{\pi} \cdot \frac{h_{FE}}{x_{\pi}} = h_{FE}$$

$$S_{icm} / |Z_{\pi}|^2 g_m^2 = 2qI_c / h_{FE}^2 \ll 2qI_B = S_{ibm}.$$

$$\Rightarrow S_{em} \sim S_{ibm}$$

$$(i_m \sim i_{bm})$$

Sotto queste condizioni :

$$S_{em} = S_{er} + S_{icm} / g_m^2$$

$$S_{im} = S_{ibm}$$

e quindi S_{em} ed S_{im} risultano essere indipendenti.

3) Valutazione di NF_{min} ed Z_{s0}

$$NF = 1 + \frac{S_{em} + |Z_s|^2 S_{im}}{4kTR_s} \quad \text{considerando } e_m, i_m \text{ indipendenti}$$

$$|Z_s|^2 = R_s^2 + X_s^2$$

$$\rightarrow X_{s0} = \phi, \quad R_{s0} = \sqrt{\frac{S_{em}}{S_{im}}} = \sqrt{\frac{4kT h_{bb'} + 2qI_c / g_m^2}{2qI_B}} = \sqrt{\frac{V_T}{I_B} \cdot \frac{2g_m h_{bb'} + 1}{g_m}}$$

$$NF_{min} = NF \Big|_{Z_s = Z_{s0}} = 1 + \frac{2 S_{em}}{4kTR_s} = 1 + \sqrt{\frac{g_m h_{bb'} + 1}{h_{FE}}}$$

4) Definizione del matching integrato

$I = A \cdot J$ con A sezione.

$$g_m = C \cdot A, \quad C = \text{cost}$$

$$h_{bb'} = \frac{D}{A}, \quad D = \text{cost}$$

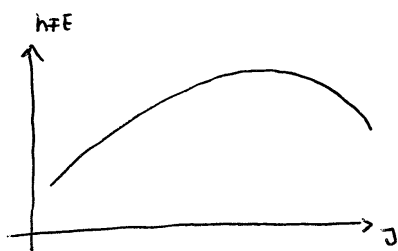
$$NF_{min} = 1 + \sqrt{\frac{g_m h_{bb'} + 1}{h_{FE}}}$$

$\rightarrow g_m h_{bb'} = C \cdot D$ (indipendente da A)

$\rightarrow h_{FE}$ indipendente da A

$\Rightarrow$ Risulta NF_{min} indipendente da A .

h_{FE} varia con J secondo la:



$h_{FE} \rightarrow \emptyset$ per $J \rightarrow \emptyset$

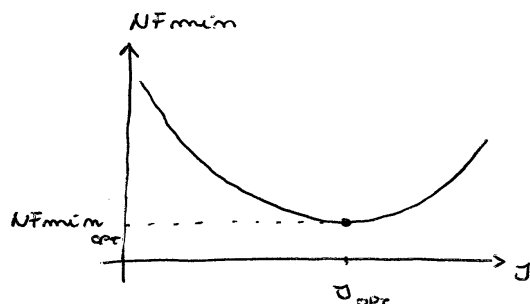
$h_{FE} \rightarrow \emptyset$ per $J \rightarrow \infty$

$\downarrow$

$NF_{min} \rightarrow \infty$ per $J \rightarrow \emptyset$

$NF_{min} \rightarrow \infty$ per $J \rightarrow \infty$

Grafico della NF_{min} :



$$J = J_{opt} \Rightarrow NF_{min} = NF_{min_{opt}}$$

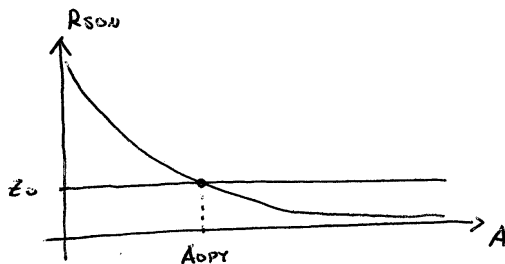
J_{opt} definisce $NF_{min_{opt}}$ che è la minima cifra di rumore ottenibile.

È necessario adesso che risulti $Z_{su} = Z_o$.

$$R_{su} = \sqrt{\frac{V_T}{I_B} \cdot \frac{2g_m h_{bb'} + 1}{g_m}}$$

$$A \uparrow \Rightarrow I_B \uparrow \Rightarrow g_m \uparrow \Rightarrow R_{out} \downarrow$$

$$R_{out} \propto \sqrt{\frac{1}{A^2}} = \frac{1}{A}$$



$$A = A_{opt} : R_{out} = z_0$$

Nascondendo $J = J_{opt}$ ottengo $UF = UF_{min}$.

Nascondendo $A = A_{opt}$ ottengo $R_{out} = z_0$.

noi abbiamo trattato le due porte come un dispositivo unilaterale ($\Gamma = \emptyset$):

$$\begin{cases} Z_{Sopt} = Z_{in}^* \\ Z_{Lopt} = Z_{out}^* \end{cases}$$

ma dove risultava che:

$$Z_{Sopt} = Z_{out} = z_0$$

$$\Rightarrow Z_{in}^* = z_0$$

È necessario rendere: $Z_{in} = z_0^* = z_0$ se $z_0 = 50 \Omega$,

se fine di ottenere $\Gamma = \Gamma_{MAX}$ e completare il matching integrato.

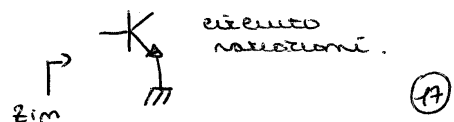
Ipotesi utilizzate nella trattazione precedente:

#P1) $\Gamma = \emptyset$ (dispositivo unilaterale);

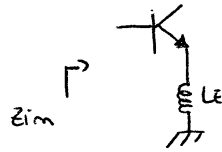
#P2) $|z_{in}| \gg r_{bb'}$;

On condizioni standard risulta:

$$Z_{in} = z_{in} = r_{in} \parallel \frac{1}{j\omega C_{in}} \neq 50 \Omega$$



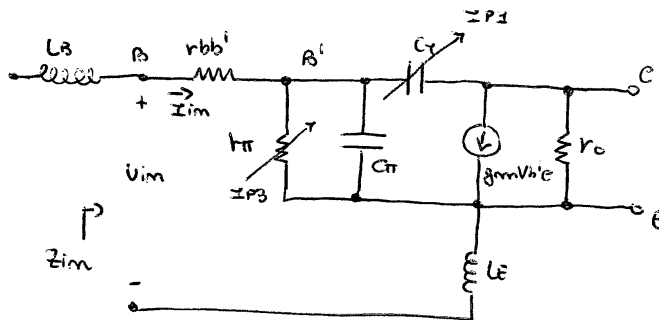
Imponiamo in serie ad EMETTORE un'induttanza L_E :



$$IP3) \frac{1}{\omega C_{\pi}} < X_{\pi}$$

Da questa $IP3$ potremmo partire alla ricerca di $IP2$.

Consideriamo nuovamente $r_{bb'}$ ridotta:



$$V_{im} = I_{im} \left(r_{bb'} + \frac{1}{j\omega C_{\pi}} \right) + j\omega L_E \left(I_{im} + g_m \cdot I_{im} \cdot \frac{1}{j\omega C_{\pi}} \right)$$

$$Z_{im} = \frac{V_{im}}{I_{im}} = r_{bb'} + \frac{1}{j\omega C_{\pi}} + j\omega L_E + g_m \frac{L_E}{C_{\pi}}$$

Magari che $Z_{im} = Z_0$:

$$\begin{cases} r_{bb'} + g_m \frac{L_E}{C_{\pi}} = R_0 \\ j \left(-\frac{1}{\omega_0 C_{\pi}} + \omega_0 L_E \right) = 0 \end{cases} \rightarrow L_E = (R_0 - r_{bb'}) \cdot \frac{C_{\pi}}{g_m}$$

Per verificare ciò è necessario che $r_{bb'} < R_0$.

$$L_E = \frac{R_0 - r_{bb'}}{\omega_r}$$

$$L_E(\omega_r) \neq L_E(\omega_0)$$

$$\rightarrow L_E = 20 \text{ pF}$$

(18)

Il valore dell'induttanza tenuto non dipende dalla frequenza di lavoro f_0 .

Omaggio adesso $X_B = L_B$ in serie alla BASE per neutralizzatore la parte reattiva di Z_{in} .

$$L_B : j(\omega L_B - \frac{1}{\omega C_\pi}) = \cancel{0}$$

$$IP4) \omega_0 L_E \ll \frac{1}{\omega_0 C_\pi}$$

$$\omega_0^2 \ll \frac{1}{L_E \cdot C_\pi} \rightarrow \omega_0 \ll 1,29 \cdot 10^{12} \text{ rad/sec}$$

$$f_0 \ll 205 \text{ GHz}$$

$$f_0 \sim 20 \text{ GHz}$$

$$\rightarrow L_B : j(\omega_0 L_B - \frac{1}{\omega_0 C_\pi}) = \cancel{0}$$

$$\omega_0 L_B - \frac{1}{\omega_0 C_\pi} = \cancel{0}$$

$$L_B = \frac{1}{\omega_0^2 C_\pi} = 3,3 \text{ nH} \quad \text{a} \quad f_0 = 16 \text{ GHz}$$

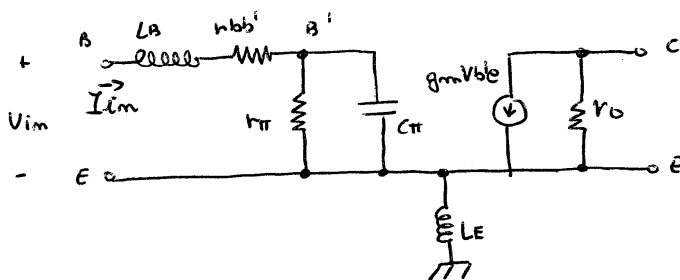
lo finalmente raggiunto lo matching integrato:

$$UF = UF_{min} \quad \text{per} \quad Z_S = Z_{SAV} = Z_0$$

$$|G_T| = G_{TMAX} \quad \text{per} \quad Z_S = Z_{SOPT} = Z_0$$

$G_T = G_{TMAX}$ in quanto $Z_{in} = Z_0$ e dispositivo unilaterale.

Trascurando come da ipotesi 4c:



$$Z_0 = \frac{V_{im}}{I_{im}} \rightarrow I_{im} = \frac{V_{im}}{Z_0}$$

$$V_{be} = I_{im} \cdot Z_\pi = V_{im} \cdot \frac{Z_\pi}{Z_0}$$

$$i_e = g_m V_{be} = g_m \cdot \frac{Z_\pi}{Z_0} \cdot V_{im}$$

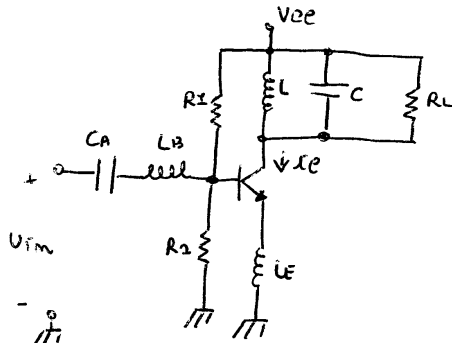
$$= G_H \cdot V_{im}$$

$$\text{con } G_H = g_m \frac{Z_\pi}{Z_0} \in \mathbb{C}.$$

(19)

LNA BJT

LNA SINGLE TRANSISTOR BJT SINGLE ENDED

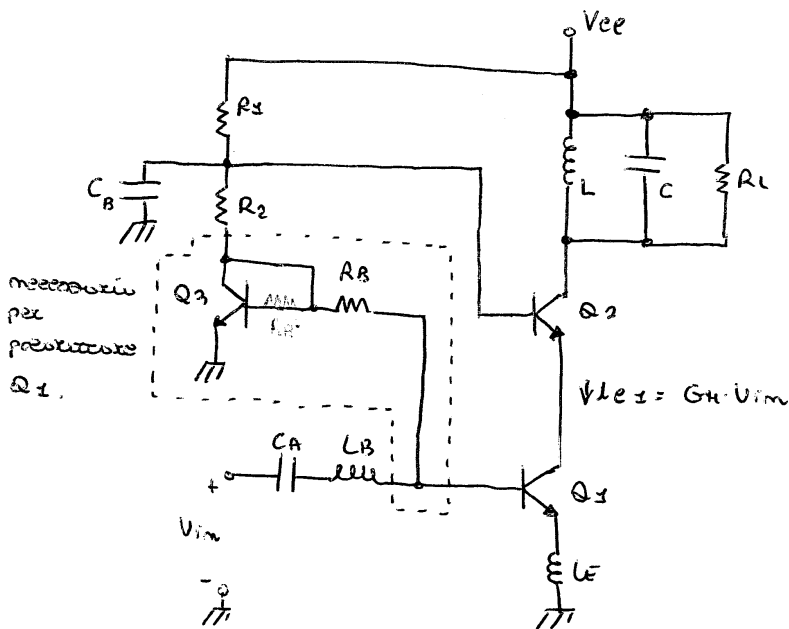


$$\omega_0 = 1/\sqrt{L C}$$

$$V_{out} = I_{c.e.} R_L$$

LNA CASCODE BJT SINGLE ENDED

Amplificatore a basso rumore e alta potenza di uscita (Cascoda) (Cascoda)



$$\omega_0 = 1/\sqrt{L C}$$

\$C_B\$ porta \$B_2\$ a //
selezione.

$$V_{L_E} = G_m V_{in}$$

Lo specchio \$Q_1: Q_3\$ definito da \$I_{B1}\$.

\$R_B\$ è necessario al fine di convergere il segnale in ingresso sulla base \$B_1\$ di \$Q_1\$.

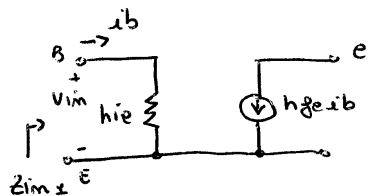
\$B_3\$ è un nodo a bassa impedenza e perciò il segnale preferibile raccolto su \$B_3\$ piuttosto che su \$B_1\$.

con l'incremento di R_B ($R_B \sim 1\text{K}\Omega$) risulta che:

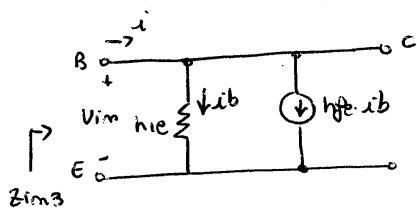
$$i_{im} \sim i_b \pm$$

Inoltre $V_{AB} \sim \phi \Rightarrow V_{BE} \sim V_{BE3}$ ($\mu\text{A} \cdot \text{K}\Omega \sim \text{mV}$)

Dimostrare che $R_{B3} \ll R_{B1}$:



$$Z_{im1} = \frac{V_{im}}{i_{im}} = \frac{V_{im}}{i_b} = h_{ie}$$



$$i_{im} = i_b + h_{fe} i_b = i_b (h_{fe} + 1)$$

$$i_b = \frac{V_{im}}{h_{ie}}$$

$$\rightarrow Z_{im3} = \frac{V_{im}}{i_{im}} = \frac{h_{ie}}{h_{fe} + 1}$$

$$Z_{im3} \ll Z_{im1}$$

$$R_{B3} \ll R_{B1}$$

Problema cascata è la dinamica di uscita:

$$V_{out} > 2V_{CESAT}$$

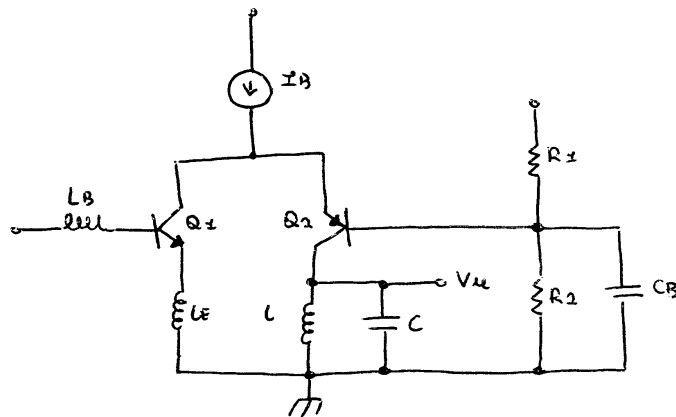
nel caso in cui non si consideri $V_{RB} \sim \phi$ è necessario inserire un'ulteriore resistenza R_{B1}'

Questa resistenza consente di ottenere $V_{BE1} = V_{BE2}$ se

$$\frac{R_{B1}'}{R_B} = \frac{I_{B1}}{I_{B3}}$$

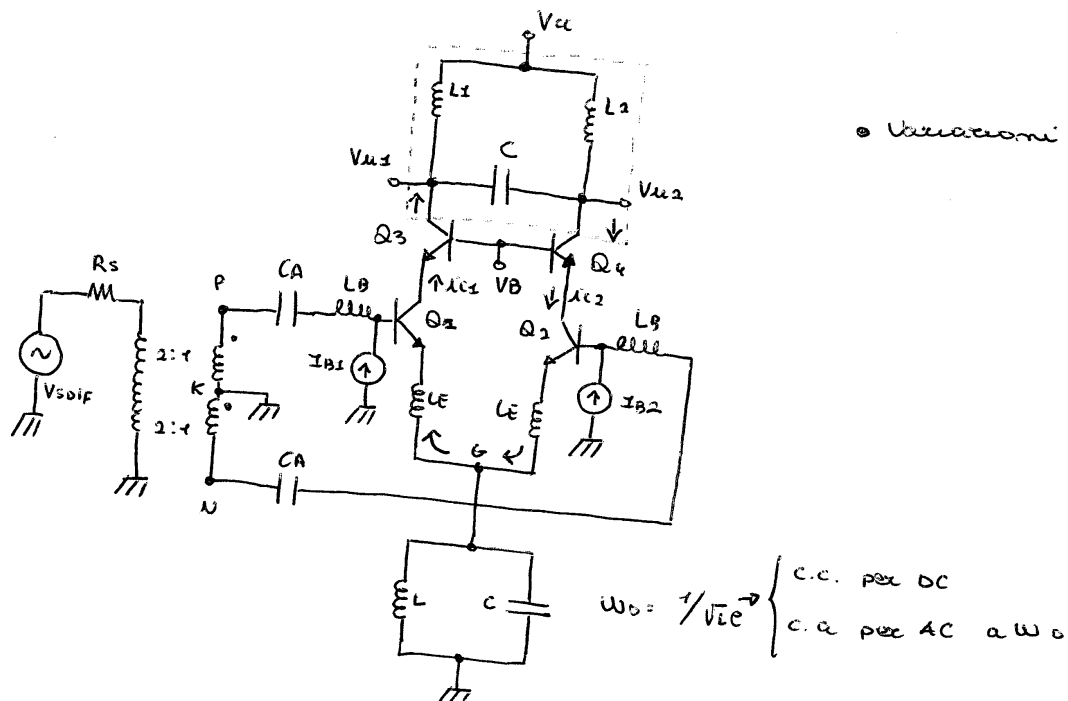
Tramite lo specchio $Q1:Q3$ mi porta nella condizione di far scorrere I_{EOP} .

LNA FOLDED CASCODE BJT SINGLE ENDED



Per cui risulta: $V_{out} > V_{CESAT}$.

LNA DIFFERENZIALE CASCODE BJT FULLY DIFFERENTIAL



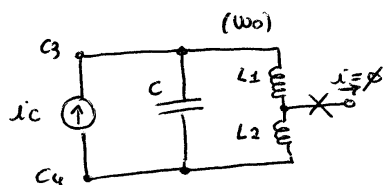
È un elemento particolarmente resistente a disturbi di modo comune.

Alle variazioni : $|i_{c1}| = |i_{c2}|$, $i_{c1} = -i_{c2}$

Questo circuito si comporta da c.a. alle variazioni.

Assumendo $i_{c1} = -i_{c2}$ in quanto Q_1 e Q_2 sono alimentati da due generatori in opposizione di fase tra loro.

Valle dunque il seguente risultato :

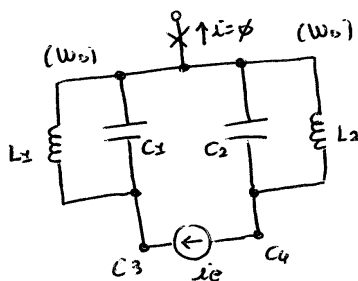


III

da cui risulta $\omega_0 = 1/\sqrt{2L \cdot C}$

se $L_1 = L_2 = L$.

C_3 tra corrente mentre C_4 la spinge.



$C_1 = C_2 = C_0$

$L_1 = L_2 = L$

da cui risulta $\omega_0 = 1/\sqrt{LC_0}$

con $C_0 = 2C$.

nel caso in cui $L_1 = L_2 = L$ e $C = C_0/2$ risulta • che c'è equivalenza.

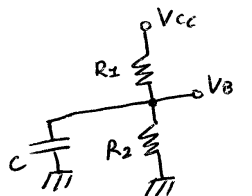
Analisi della polarizzazione

I generatori di corrente I_B sono generatori PNP i quali generano una corrente proporzionale a T .

$$I_B = H \cdot T \quad , \quad g_m = \frac{I_C \cdot q}{kT} = \frac{I_C(\text{A}) \cdot q}{kT} \quad \text{gm non dipende da } T.$$

Inoltre : $V_B > V_{BE} + V_{CESAT}$

ma V_B deve stare a // a $\omega = \omega_0$.



(23)

La configurazione differenziale risolve il problema dei disturbi a modo comune ma richiede una resistenza doppia a riposo rispetto ad uno stadio single ended.

Confronto di un LNA Single Ended cascode con un LNA Fully Differential cascode entrance con matching integrato.

Supponiamo il differenziale costituito con due stadi uguali al single ended considerato.

Cosa vogliamo fare?

Prendo due single ended con matching integrato e li metto insieme in un differenziale.

Ora alimento questo stadio con la stessa potenza disponibile con cui ho alimentato il single ended e vedo se la potenza di uscita è variata rispetto al caso single ended.

Quindi ripeto gli stessi ragionamenti considerando le sorgenti di rumore.

$$S_{UR_{SE}} \stackrel{?}{\geq} S_{UR_{DIF}} \quad ?$$

nel differenziale:

La sollecitazione antisimmetrica di un circuito simmetrico produce $G = 1/2$

Inoltre a causa del gruppo LC (ω_0) per $\omega = \omega_0$ quel gruppo si comporta come un c.a.

Per $\omega = \omega_0$ risulta che non scorre corrente verso $1/2$.

Quindi non scorre corrente nemmeno aus nodo K.

K è un c.a. verso Π .

Il calcolo effettuato è valido esclusivamente alle risonanze.

Questo significa che $Z_{in} = 2Z_0$.

Dal primario, che in questo caso ha un rapporto 1:1:
vedo $Z_{VISTA} = 2Z_0$.

Con impedenza $R_S = 2Z_0$.

Per quanto riguarda la P_{in} :

FULLY DIFFERENTIAL

$$V_{SDIFF} = V_{SDIFF_H} \cos(\omega t)$$

$$P_{in_{DIFF}} = \frac{V_{SDIFF_H}^2}{8(2Z_0)}$$

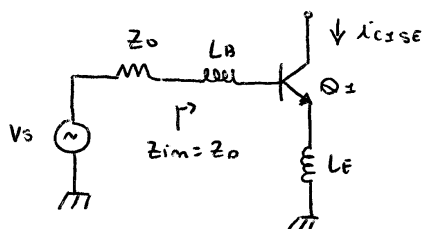
SINGLE ENDED

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

$$P_{in_{SE}} = \frac{V_{SH}^2}{8(Z_0)}$$

$$\rightarrow P_{in_{DIFF}} = P_{in_{SE}} \Rightarrow V_{SDIFF_H} = \sqrt{2} \cdot V_{SH}$$

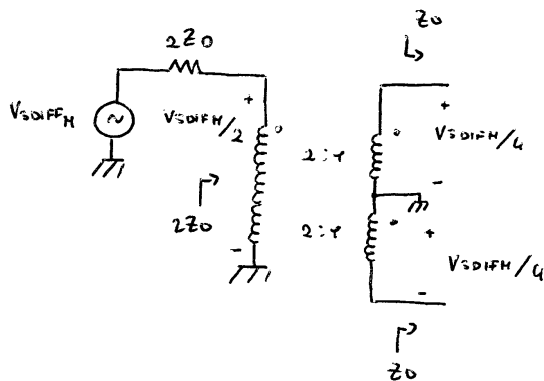
$P_{out_{SE}}$:



$$i_{C_{SE_H}} = \frac{V_{SH}}{2} \cdot G_H$$

$$\begin{aligned} P_{out_{SE}} &= \frac{1}{2} i_{C_{SE_H}}^2 R_L \\ &= \frac{1}{8} V_{SH}^2 G_H^2 R_L \end{aligned}$$

$P_{\text{out DIFF}}$:

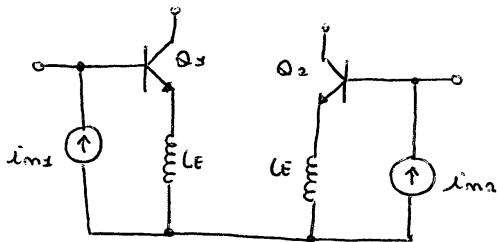


$$i_{C \pm \text{DIFFH}} = V_{SDIFFH}/4 \cdot G_M$$

$$\begin{aligned} P_{\text{out DIFF}} &= \frac{1}{2} i_{C \pm \text{DIFFH}}^2 \cdot R_L \cdot 2 \\ &= \frac{1}{2} \cdot V_{SDIFFH}^2 \cdot \frac{1}{8} \cdot G_M^2 \cdot R_L \\ &= \frac{1}{16} \cdot V_{SDIFFH}^2 \cdot G_M^2 \cdot R_L \\ &= \frac{1}{8} V_{SH}^2 \cdot G_M^2 \cdot R_L \end{aligned}$$

$$P_{\text{out DIFF}} = P_{\text{out SE}}$$

Effetto dei generatori di rumore i_{m1} ed i_{m2} :



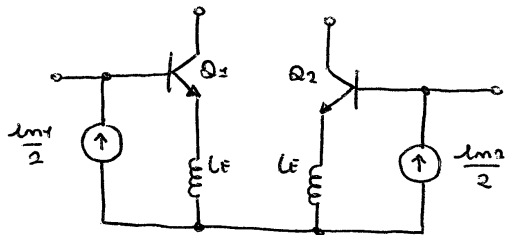
i_{m1}, i_{m2} indipendenti.

nel caso in cui vada ad utilizzare P.S.E.

proteggerà una asimmetria nel circuito, per cui non varrebbe più le precedenti considerazioni.

Si scompone il generatore in componente pari e componente dispari.

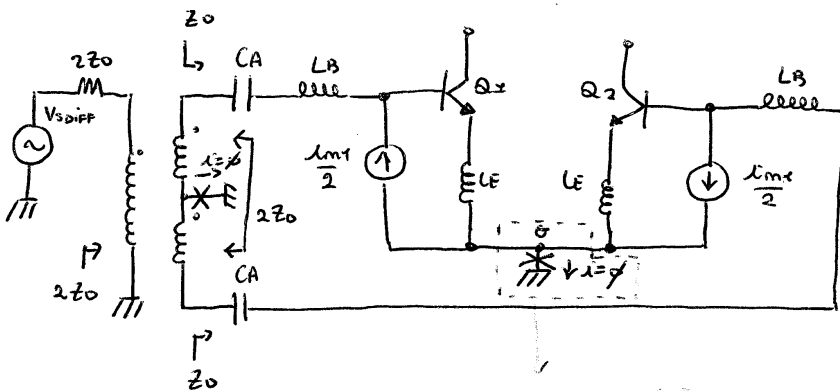
Caso $i_{m1} \neq \phi, i_{m2} = \phi$.



$$V_{cut} = \emptyset$$

Sollecitazione paxi non
comparsa alcun oggetto
in uscita.

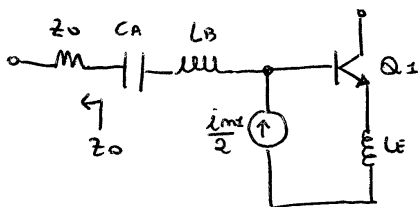
Componente dispaesi:



Vers. 1934/35 :

- [illegible]

$\lim_{\frac{1}{2}}$ si trova a vedere come impedenza di sorgente
momentaneamente Z_0 come nel caso s.e.:



Per id s.e: $\text{Pout}_{\text{im se}} = \frac{\gamma}{2} i c_{\text{im}}^2 \cdot R_L$

Per le differenziali:

$$P_{\text{aut}_{\text{im}_{\text{DIF}}}} = 2 \left(\frac{1}{2} i_{\text{cim}_{1/2}}^2 \cdot R_L \right) = 2 \left(\frac{1}{2} \cdot \frac{1}{4} \cdot i_{\text{cim}}^2 \cdot R_L \right) = \frac{1}{4} i_{\text{cim}}^2 \cdot R_L$$

$$P_{\text{aut}_{\text{im}_{\text{DIF}}}} = \frac{1}{2} i_{\text{cim}_{1/2}}^2 \cdot R_L = \frac{1}{4} i_{\text{cim}}^2 \cdot R_L$$

$$P_{\text{aut}_{\text{im}_{\text{DIF}}}} = P_{\text{aut}_{\text{im}_{\text{DIF}}}} + P_{\text{aut}_{\text{im}_{\text{DIF}}}} = \frac{1}{2} i_{\text{cim}}^2 \cdot R_L$$

$$P_{\text{aut}_{\text{im}_{\text{DIF}}}} = P_{\text{aut}_{\text{im}_{\text{SE}}}}$$

Il contributo a riserva del fatto che sono presenti due generatori $\text{im}_{1/2}$, uno in classe αQ_1 ed uno in classe αQ_2 che sommano gli effetti in aut.

Per il generatore di rumore con la trattazione è analogo.

Risulta:

$$P_{\text{aut}_{\text{em}_{\text{im}_{\text{DIF}}}}} = P_{\text{aut}_{\text{em}_{\text{im}_{\text{SE}}}}}$$

$$SNR_{\text{DIF}} = SNR_{\text{SE}}$$

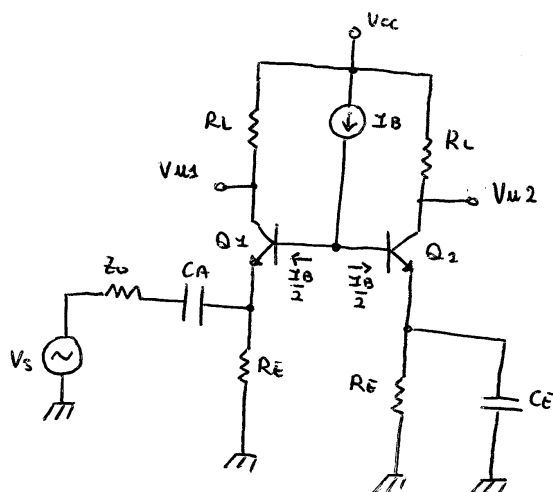
LNA BASE COUPLED DIFFERENTIAL

Questa soluzione ha il vantaggio di ottenere il matching integrato per ingresso single ended mantenendo l'uscita differenziale.

L'eliminazione del BALUN, non necessario in questo LNA ha ingresso single ended, consente di ridurre la dissipazione di potenza.

La topologia differenziale consente di operare i transistor a modo comune.

Configurazione semplice:

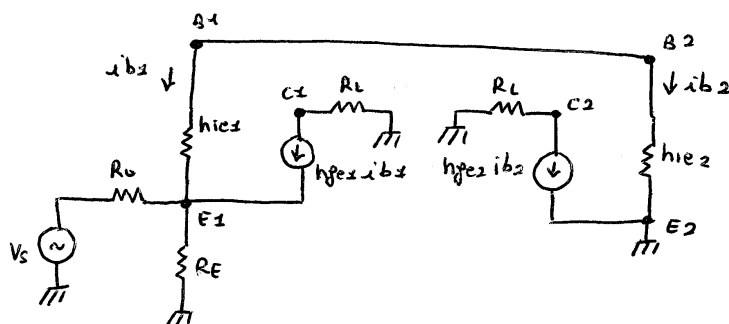


$$R_E \gg \frac{h_{ie}}{h_{fe} + 1}$$

Per attenuare $G_v = G_{vMAX}$

$$\rightarrow Z_0 = \frac{h_{ie}}{h_{fe} + 1}$$

Alle notazioni:



$$i b_1 = \frac{i e_1}{h_{fe} + 1}$$

ma $i b_1 = - i b_2$

$$i b_2 = - \frac{i e_1}{h_{fe} + 1}$$

$$i c_1 = i b_1 \cdot h_{fe} = \frac{i e_1}{h_{fe} + 1} \cdot h_{fe}$$

$$|i c_1| = |i c_2|$$

$$i c_2 = i b_2 \cdot h_{fe} = - \frac{i e_1}{h_{fe} + 1} \cdot h_{fe}$$

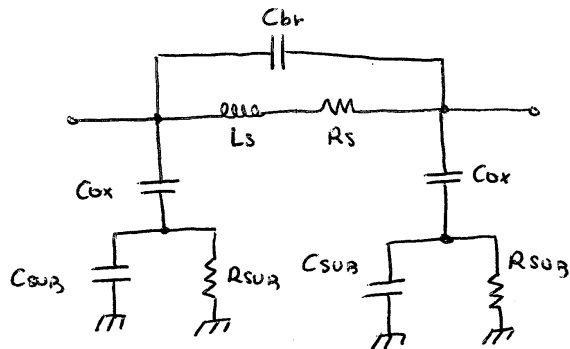
$$i c_1 = - i c_2$$

$$V_{u1} = - i c_1 \cdot R_L$$

$$V_{u2} = - i c_2 \cdot R_L = i c_1 \cdot R_L$$

INDUTTORI INTEGRATI

Circuito equivalente di un' induttore integrato:



È possibile realizzare:

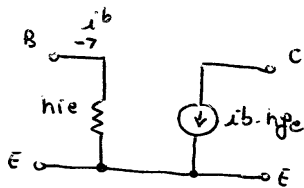
- induttori planari;
- induttori su anelli di metal sovrastanti.

Un trasformatore integrato è costituito dall'accoppiamento di due induttori integrati.

A causa degli elementi aggiuntivi ad L_s accade che, per $f > f_{risonanza}$, il dispositivo cambia comportamento da induttivo a capacitivo.

BOOT-STRAPPED INDUCTOR

analisi semplificata di principio



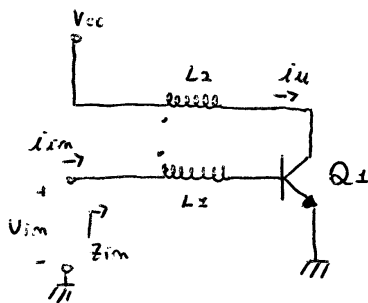
$$h_{fe} \in \phi$$

$$h_{fe} = (|h_{fe}|, \phi h_{fe})$$

$$\text{con } \phi h_{fe} = \phi$$

$h_{fe} \in \phi$ tiene conto del fatto che la corrente di emettitore è opposta rispetto alla corrente di base

→ effetto dovuto alla capacità C_{bc} e $C_{b'e}$.



$$Z_{im} = \frac{V_{im}}{I_{im}}$$

$$V_{im} = j\omega L_1 I_{im} + j\omega H I_u + V_{BE}$$

$$\text{con } V_{BE} = I_{im} h_{ie}$$

$$\text{con } H = K \sqrt{L_1 L_2} : \text{mutua induttanza}$$

$$\rightarrow K=1, \quad H=L_1=L_2 \quad (\text{flussi totalmente concatenati})$$

$$I_u = h_{fe} \cdot I_{im} = |h_{fe}| (\cos \phi + j \sin \phi) I_{im}$$

$$Z_{im} = \frac{V_{im}}{I_{im}} = j\omega L_1 + j\omega K |h_{fe}| (\cos \phi + j \sin \phi) + h_{ie}$$

$$= h_{ie} - \omega K |h_{fe}| \sin \phi + j\omega (L_1 + K |h_{fe}| \cos \phi)$$

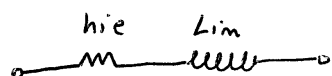
A basse fréquence, $\omega \ll \omega_p$, posso supporre che I_{re} sia in fase con I_{im} e quindi $\varphi = 0$.

$$\begin{aligned} \rightarrow Z_{im} &= h_{ie} + (L_1 + K|h_{fe}|)\omega \\ &= h_{ie} + L_1(1 + |h_{fe}|)\omega \end{aligned} \quad \begin{cases} \sin \varphi = 0 \\ \cos \varphi = 1 \end{cases}$$

sono riuscito a vedere un'induttanza di valore:

$$L_{im} = L_1(1 + |h_{fe}|) \quad \text{che } \approx |h_{fe}| \text{ volte più grande di } L_1,$$

$$\text{ottenendo un fattore di qualità } Q = \frac{\omega L_1(1 + |h_{fe}|)}{h_{ie}}$$

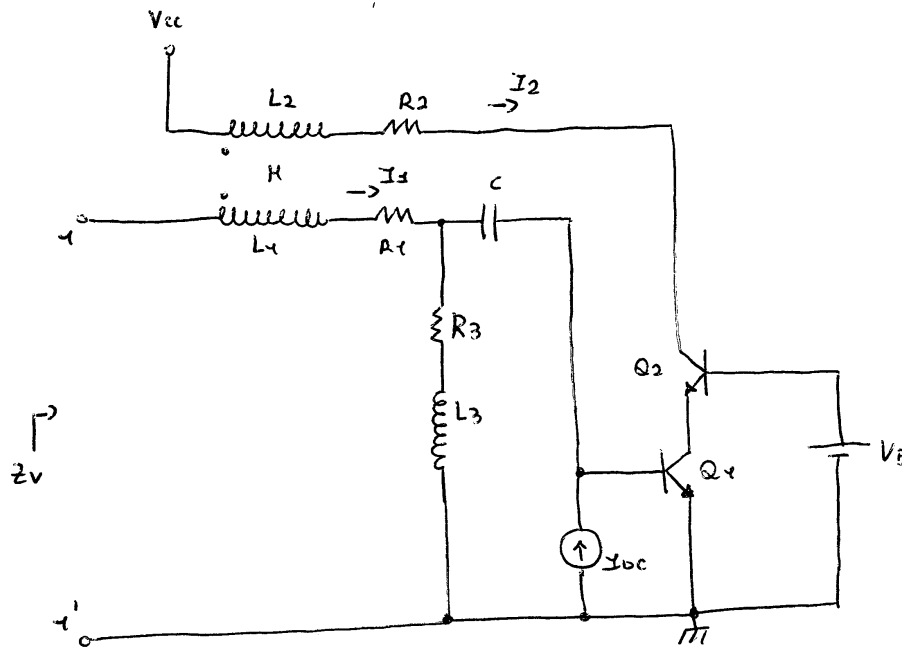


È un'induttanza attiva.

Varcando Q è possibile notare il valore di L_{im} e di conseguenza il valore di Q .

NB: Varcando il punto di riposo di Q_1 , ed in particolare V_{CB} , riesco a notare C_r (maggiore V_{CB} consegue minore C_r). Varcando C_r , tramite l'effetto Miller che la riporta in ingresso riesco ad agire sulla $K_{hfe} = \varphi$ ottenendo un'induttanza di valore variabile.

Circuito completo :



R_1, R_2 resistenze di perdita di L_1 ed L_2 .

R_3 resistenza di perdita L_3 .

Scopo di L_3 : compensa C_{be} in parallelo ad $r_{bb'}$ del transistor Q_1 ad $\omega = \omega_0$.

Non solo, nel punto di riposo L_3 compensa anche l'effetto di miller su C_r .

Quando mi sposto dal punto di riposo questo effetto viene meno e tends a ridurre ($|h_{fe}|$, β_{hfe})

-> la variazione del punto di riposo avviene variando I_{bc} .

C è necessario affinché $I_{B1} = I_{bc}$.

Il cascode riduce l'effetto miller su C_r riducendo V_{cb} .



LNA A MOSFET

MOSFET a canale lungo:

$$I_{DS_{TRIODO}} = \mu_m C_{ox} \frac{W}{L} \left[(V_{GS} - V_t) V_{DS} - \frac{V_{DS}^2}{2} \right]$$

$$I_{DS_{SAT}} = \frac{1}{2} \mu_m C_{ox} \frac{W}{L} (V_{GS} - V_t)^2$$

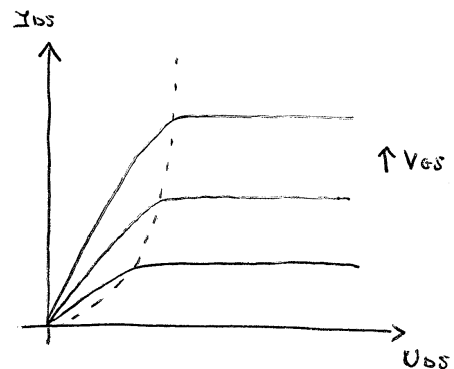
$$g_{d\phi} = \lim_{V_{DS} \rightarrow \phi} \frac{\partial I_{DS_{TRIODO}}}{\partial V_{DS}}$$

$$= \lim_{V_{DS} \rightarrow \phi} \mu_m C_{ox} \frac{W}{L} \left[(V_{GS} - V_t) - V_{DS} \right]$$

$$= \mu_m C_{ox} \frac{W}{L} (V_{GS} - V_t)$$

$$g_{m_{SAT}} = \frac{\partial I_{DS}}{\partial V_{GS}} = \mu_m C_{ox} \frac{W}{L} (V_{GS} - V_t)$$

$$\alpha = \frac{g_{m_{SAT}}}{g_{d\phi}} = 1$$



MOSFET a canale corto:

$$v_m = \mu_m \cdot E \quad \text{per } E < E_{SAT}$$

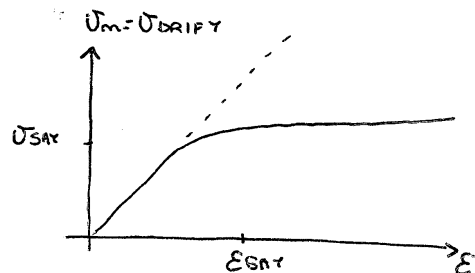
$$v_{SAT} = \frac{1}{2} \mu_m \cdot E_{SAT}$$

$$\mu_m = 0,2 \text{ m}^2/\text{s} \cdot \text{V}$$

$$E_{SAT} = 1 \div 4 \text{ kV/m}$$

$$v_{SAT} = 10^5 \text{ m/s} \quad (E_{SAT} = 1 \text{ kV/m})$$

$$= 100 \text{ km/s}$$



$E = E_{DS}$ (Campo elettrico tra Drain e Source)

$$E_{DS} = \frac{V_{DS}}{L} \rightarrow L = \frac{V_{DS}}{E_{DS}}, \quad L \sim 10^{-6} \text{ m}$$

Per $L < 1 \mu\text{m}$ l'effetto di canale corto si nota.

$$I_{DS_TRIODO} = \mu_m C_{ox} \frac{W}{L} \left[(V_{GS} - V_t) V_{DS} - \frac{V_{DS}^2}{2} \right]$$

$$I_{DS_SAT} = \frac{1}{2} \mu_m C_{ox} W (V_{GS} - V_t) E_{SAT}$$

Per una tecnologia $0,25 \mu m$:

$$\mu_m = 0,2 \text{ m}^2/\text{s} \cdot \text{V}$$

$$C_{ox} = 3 \cdot 10^{-3} \text{ F/m}^2 \quad C_{ox} = \epsilon_{ox}/t_{ox}$$

$$g_{ds} = \mu_m C_{ox} \frac{W}{L} (V_{GS} - V_t)$$

$$g_{m_SAT} = \frac{\partial I_{DS_SAT}}{\partial V_{DS}} = \frac{1}{2} \mu_m C_{ox} W E_{SAT} = 300 \cdot W$$

$$W = 1 \mu m \rightarrow g_{m_SAT} = 0,3 \text{ mA/V}$$

$$W = 100 \mu m \rightarrow g_{m_SAT} = 30 \text{ mA/V}$$

$$\alpha = \frac{g_{m_SAT}}{g_{ds}} = \frac{\mu_m C_{ox} W \cdot E_{SAT} L}{2 \mu_m C_{ox} W (V_{GS} - V_t)} = \frac{L \cdot E_{SAT}}{2 (V_{GS} - V_t)}$$

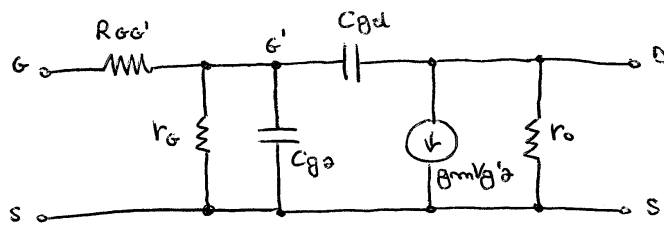
$$L = 1 \mu m \rightarrow \alpha = 0,5$$

$$(V_{GS} - V_t) \sim 1 \text{ V.}$$

$$L = 0,1 \mu m \rightarrow \alpha = 0,05$$

Ricordo che in saturazione risulta: $C_{gs} = \frac{2}{3} C_{ox} W L$

Analisi del circuito completo di sorgenti di rumore:



$R_{GG'}$: Resistenza tra gate e gate attivo.

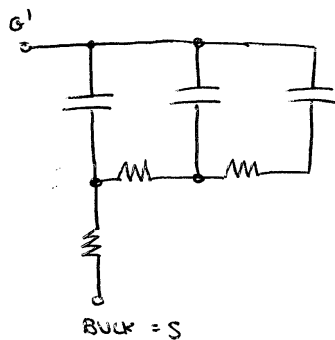
Il circuito precedente non è valido ad alta frequenza

Supponiamo $C_{gd} \rightarrow \phi$:

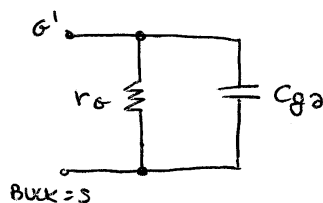
gli capi di C_{gg} mi aspetto tensione e corrente in quadratura.

ma data la natura distribuita del gate l'arrivo di un fronte d'onda si propaga nel canale in maniera non istantanea

Volemmo definire un modello a parametri concentrati tra G' e Bulk si tratta:

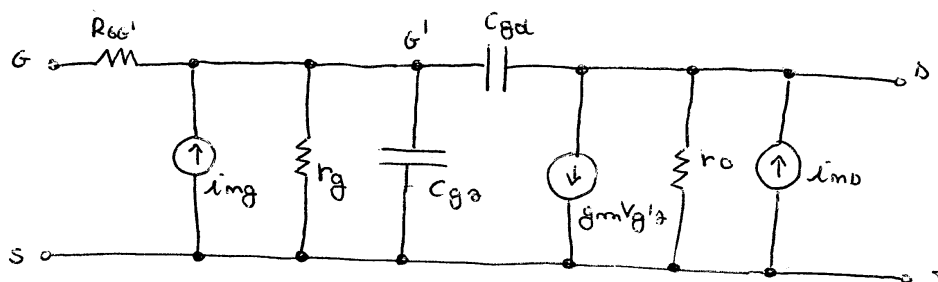


Che è equivalente a:



$$r_g = \frac{5 g_{d0}}{\omega^2 C_{gg}^2}$$

DE circuito ad alta frequenza composto di
Seguenti di rumore risulta:



i_{ng} : generatore equivalente di rumore di corrente
di r_g .

i_{no} : generatore equivalente di rumore di corrente
di r_o .

$$S_{i_{no}} = 4KT g_{ds} \cdot f, \quad f = 2 \div 3 \text{ per MOS a canale corto.}$$

$$S_{i_{ng}} = 4KT g_g \delta, \quad \delta = \frac{2}{3} \div 1 \quad g_g = 1/r_g$$

$$= 4KT \cdot \frac{\omega^2 C_{gg}^2}{5 g_{ds}} \cdot \delta$$

$S_{i_{no}}$ è un rumore bianco.

$S_{i_{ng}}$ non è un rumore bianco: $S_{i_{ng}} \propto \omega^2$.

Per quale intervallo di frequenza è possibile trascurare
 r_g rispetto a C_{gg} ?

$$\frac{1}{\omega C_{gg}} \ll \frac{5 g_{ds}}{\omega^2 C_{gg}^2} \rightarrow \omega \ll \frac{5 g_{ds}}{C_{gg}}$$

$$\omega_T = \frac{g_m}{C_{gg}} \quad (\text{dimostrazione in seguito})$$

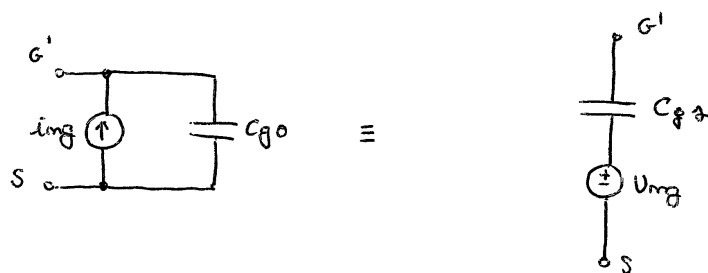
$$\omega = \omega_T \Rightarrow |A_{T.c.c.}(\omega = \omega_T)| = 1 = 0 \text{ dB}$$

$$\omega \ll \frac{5g_{ds}}{C_{gs}} = 5 \cdot \frac{g_{ds}}{g_m} \cdot \omega_T \sim 50 \omega_T$$

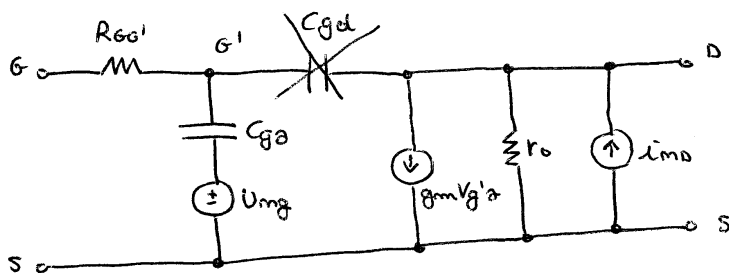
$$\uparrow \quad g_m/g_{ds} = 0,05 \div 0,5 \quad \left(\frac{g_m}{g_{ds}} = 1 \right)$$

r_g è elettricamente trascurabile rispetto a C_{gs} per $\omega < 5 \omega_T$.

r_g non è comunque trascurabile dal punto di vista del rumore introdotto.



Risultato:



trascuriamo C_{gd} : $C_{gd} \sim \phi$

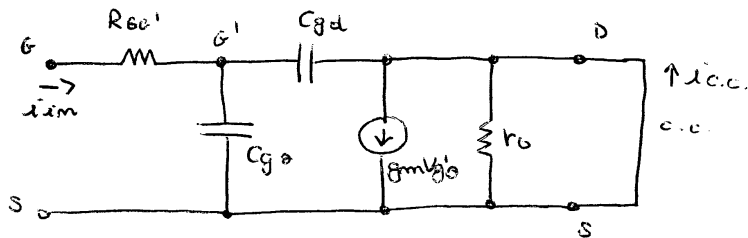
$$V_{ng} = i_{ng} \cdot \frac{1}{j\omega C_{gs}}$$

$$S_{V_{ng}} = S_{i_{ng}} \cdot \frac{1}{\omega^2 C_{gs}^2} = 4kT \frac{\omega^2 \cdot C_{gs}^2}{5g_{ds}} \cdot S \cdot \frac{1}{\omega^2 C_{gs}^2} = \frac{4kT S}{5g_{ds}}$$

$S_{V_{ng}}$ è un rumore bianco : la dipendenza di $S_{i_{ng}}$ da ω^2 è abbatuta da ω^2 al denominatore.

Precedentemente è stato fornito $\omega_T = \frac{g_m}{C_{gs}}$, ma come si ricava?

Dimostrazione:



$$\omega = \omega_T \Rightarrow |A_{vce}(\omega = \omega_T)| = \left| \frac{i_{c.c.}}{i_{in}} \right| = 1 = 0 \text{ dB}$$

$$v_{gs} = i_{in} \cdot \frac{1}{j\omega(C_{gs} + C_{gd})}$$

$$i_{c.c.} = g_m v_{gs} - v_{gs} j\omega C_{gd} = v_{gs} (g_m - j\omega C_{gd})$$

$$A_{vce} = \frac{i_{c.c.}}{i_{in}} = \frac{g_m - j\omega C_{gd}}{j\omega(C_{gs} + C_{gd})} \cdot \frac{v_{gs}}{v_{gs}}$$

$$|A_{vce}(\omega = \omega_T)| = 1$$

$$|A_{vce}(\omega = \omega_T)| = \frac{g_m^2 + \omega_T^2 C_{gd}^2}{\omega_T^2 (C_{gs} + C_{gd})^2} = 1$$

$$\rightarrow g_m^2 + \omega_T^2 C_{gd}^2 = \omega_T^2 (C_{gs} + C_{gd})^2$$

$$\bullet C_{gs} \gg C_{gd}$$

$$\rightarrow \omega_T \sim \frac{g_m}{C_{gs}}$$

(41)

Per un mosfet a canale corto in saturazione:

$$W_T = \frac{g_m}{C_{g0}} = \frac{1}{2} \mu_m C_{ox} \frac{W}{L} E_{SAT} \cdot \frac{3}{2} \frac{1}{C_{ox} W L} = \frac{3}{4} \frac{\mu_m E_{SAT}}{L}$$

W_T non dipende né da W né da C_{ox} .

$W_T \uparrow \Leftrightarrow L \downarrow$.

$$W_T \sim 750 \text{ Grad/dec}$$

$$f_T \sim 120 \text{ GHz}$$

W_T non tiene conto di C_{gd} ed $R_{GG'}$: il gruppo

$R_{GG'}$, C_{gd} forma un LP FILTER.

Se $R_{GG'} \uparrow$ $W_T \downarrow$

Si introduce un nuovo parametro:

$$W_{MAX} : \omega = W_{MAX} \Rightarrow \text{MAG}(W_{MAX}) = 1.$$

Essenzialmente alcuni definiscono W_{MAX} come la massima pulsazione a cui il dispositivo può oscillare.

$$W_{MAX} = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{g_m}{C_{g0}} \cdot \frac{1}{C_{gd} R_{GG'}}}$$

$$\rightarrow \left(\sqrt{\frac{g_m}{C_{g0}} \cdot \frac{1}{C_{gd} R_{GG'}}} > 2W_T \right) \text{ che implica } W_{MAX} > 2W_T.$$

Calcolare W_{MAX} :

Si determinano i parametri γ per una rete due porte e si pone $\gamma_R = 1$. A tale punto si compie adattamento c.c. in IN ed OUT e determino $\text{MAG.}(g_{TMAX})$.

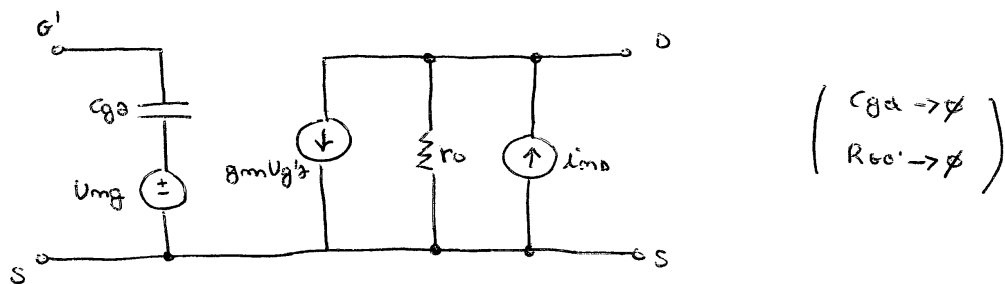
(42)

A questo punto determino:

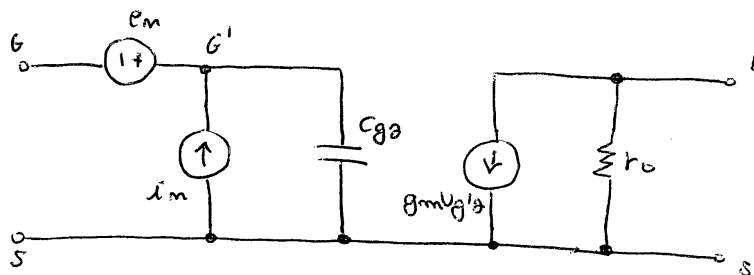
$$\omega = \omega_{MAX} \Rightarrow MAG(\omega_{MAX}) = 1.$$

ω_{MAX} tiene conto di $R_{eq'}$ e C_{gd} .

Adesso siamo in grado di studiare il circuito equivalente del MOSFET massimo:



modello e_m , i_m :



1) Valutazione di e_m ed i_m .

Imponiamo un c.c.: adesso e_m produce effetto su v_{ce}

$$V_{uce} = e_m \cdot A_{vcc}$$

$$\rightarrow e_m = \frac{V_{uce}}{A_{vcc}}$$

$$V_{uce} = i_{m0} \cdot r_o$$

$\uparrow$
 contributo di i_{m0}

(43)

$$A_{vcc} = \frac{V_{uee}}{V_{im}} = -g_m r_o$$

$$\rightarrow e_m = \frac{V_{uee}}{A_{vee}} = - \frac{i_{mb} r_o}{g_m r_o} = - \frac{i_{mb}}{g_m}$$

$$S_{em} = S_{imo} \cdot \frac{1}{g_m^2}$$

Immagino in e.a: solo in produce effetto su out:

$$V_{uca} = i_m \cdot Z_{ca}$$

$$\rightarrow i_m = \frac{V_{uca}}{Z_{ca}}$$

$$V_{uca} = -g_m r_o \cdot V_{mg} + i_{mb} \cdot r_o$$

$$Z_{ca} = \frac{V_{uca}}{i_m} = -g_m r_o \cdot \frac{1}{j\omega C_{gs}} + \frac{i_{mb} r_o}{j\omega C_{gs}}$$

$$\begin{aligned} \rightarrow i_m = \frac{V_{uca}}{Z_{ca}} &= \frac{g_m r_o V_{mg}}{g_m r_o} \cdot j\omega C_{gs} - \frac{i_{mb} r_o}{g_m r_o} j\omega C_{gs} \\ &= V_{mg} \cdot j\omega C_{gs} - i_{mb} \cdot \frac{j\omega C_{gs}}{g_m} \end{aligned}$$

$$S_{im} = S_{Vmg} \omega^2 C_{gs}^2 + S_{imo} \frac{\omega^2 C_{gs}^2}{g_m^2}$$

e_m ed i_m sono sicuramente correlati in quanto i_{mb} compare in entrambi i termini.

$$i_{mb} = -g_m e_m$$

$$i_m = V_{mg} j\omega C_{gs} + j\omega C_{gs} e_m$$

definendo:

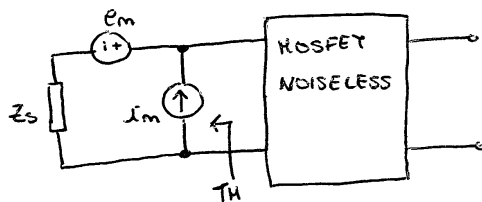
$$i_i = \omega C_{gs} U_{mg} \quad (\text{Parte di } i_m \text{ incorrelata ad } e_m)$$

$$Y_{cor} = \omega C_{gs} \quad (\text{Ammettenza di correlazione})$$

$$\rightarrow i_m = i_i + Y_{cor} \cdot e_m$$

$$S_{ii} = \omega^2 C_{gs}^2 S_{umg} = \omega^2 C_{gs}^2 \cdot \frac{4kT}{5 \cdot g_{ds}} \cdot \delta$$

applichiamo i risultati del modello i_m, e_m :



2) Valutazione di $N_{F_{in}}$ ed Y_{son}

Equivalenti di Thévenin di sorgente e gen. equivalenti di rumore

$$\begin{aligned} V_{th} &= e_m + z_s i_m = e_m + z_s i_i + z_s Y_{cor} e_m \\ &= e_m (1 + z_s Y_{cor}) + z_s i_i \end{aligned}$$

Densità spettrale di potenza disponibile di V_{th} :

$$S_{A_{V_{th}}} = (S_{em} |1 + z_s Y_{cor}|^2 + |z_s|^2 S_{ii}) \cdot \frac{1}{4R_s} \quad \left[\frac{W}{Hz} \right] = [0]$$

$$\begin{aligned} NF &= \frac{N_{v_{out}}}{N_{v_{ts}}} = \frac{N_{v_{ts}} + N_{v_{a}}}{N_{v_{ts}}} = 1 + \frac{N_{v_{a}}}{N_{v_{ts}}} \\ &= 1 + \frac{S_{em} |1 + z_s Y_{cor}|^2 + |z_s|^2 S_{ii}}{4kT R_s} \end{aligned}$$

$$Y_s = g_s + j b_s \rightarrow Z_s = \frac{g_s}{|Y_s|^2} - j \frac{b_s}{|Y_s|^2}$$

$$NF = 1 + \frac{\text{Sem} \left| \frac{Y_s + Y_{COR}}{Y_s} \right|^2 + \frac{1}{|Y_s|^2} S_{ii}}{4kT \frac{g_s}{|Y_s|^2}} = 1 + \frac{\text{Sem} |Y_s + Y_{COR}|^2 + S_{ii}}{4kT g_s}$$

$$|Y_s + Y_{COR}|^2 = (g_s + g_{COR})^2 + (b_s + b_{COR})^2$$

Per fine di minimizzare NF è necessario che:

$$b_{s_{ov}} = -b_{COR} = -\omega C_{g\theta}$$

$$\text{Risultato: } NF = 1 + \frac{\text{Sem} (g_s + g_{COR})^2 + S_{ii}}{4kT g_s}$$

$$\text{ma } Y_{COR} = j\omega C_{g\theta} \Rightarrow g_{COR} = 0$$

$$\text{Per cui: } NF = 1 + \frac{\text{Sem} g_s^2 + S_{ii}}{4kT g_s}$$

$$\frac{\partial NF}{\partial g_s} = 0 \Rightarrow g_{s_{ov}} = \sqrt{\frac{S_{ii}}{\text{Sem}}} = \sqrt{\frac{\omega^2 C_{gs}^2 \cdot 4kT \delta \cdot g_m^2}{5 \cdot g_{do} \cdot 4kT g_{do} \cdot \delta}}$$

$$= \frac{g_m}{g_{do}} \cdot \omega \cdot C_{g\theta} \sqrt{\frac{\delta}{5\gamma}} = \alpha \cdot \omega \cdot C_{g\theta} \sqrt{\frac{\delta}{5\gamma}}$$

$$\begin{cases} \alpha = \frac{g_m}{g_{do}} = 0,1 \\ \gamma = 3 \\ \delta = 1 \end{cases}$$

$$\Rightarrow g_{s_{ov}} = 0,0258 \omega C_{g\theta}$$

$$Y_{s_{ov}} = g_{s_{ov}} + j b_{s_{ov}} = 0,0258 \omega C_{g\theta} - j \omega C_{g\theta}$$

Z_{SON} per un BJT $\in \mathbb{R}$ mentre per un MOSFET $Y_{SON} \in \mathbb{C}$.

$$NF_{min} = NF(Y_S = Y_{SON}) = 1 + \frac{S_{em} g_{SON}^2 + S_{ii}}{4kT g_{SON}} = 1 + \frac{2 S_{ii}}{4kT g_{SON}}$$

$$g_{SON} = \sqrt{\frac{S_{ii}}{S_{em}}}$$

$$= 1 + \frac{2 \omega^2 C_{gs}^2 4kT \delta}{5 g_{do}} \cdot \frac{1}{4kT \cdot 0,0258 \cdot 4 C_{gs}}$$

$$= 1 + \frac{2 \omega C_{gs} \delta}{5 \cdot 0,0258 g_{do}}$$

$$\omega_T = \frac{g_m}{C_{gs}} \rightarrow C_{gs} = \frac{g_m}{\omega_T}$$

$$NF_{min} = 1 + \frac{2 \omega g_m \delta}{5 \cdot 0,0258 g_{do} \cdot \omega_T} = 1 + \frac{2 \omega g_m}{5 \cdot 0,0258 g_{do} \omega_T}$$

$$\delta = 1$$

$$= 1 + \frac{2 \alpha}{5 \cdot 0,0258} \cdot \frac{\omega}{\omega_T} = 1 + 1,55 \frac{\omega}{\omega_T}$$

$$\alpha = 0,1$$

$$NF_{min} = 1 + 1,55 \frac{\omega}{\omega_T}$$

A parità di ω : $\omega_T \uparrow \Rightarrow NF_{min} \downarrow$

$$\omega = \frac{\omega_T}{10} \rightarrow NF_{min} = 1,155 = 0,6 \text{ dB}$$

$$Y_{SOU} = 0,0258 \omega C_{g0} - j\omega C_{g0}$$

L'ideale sarebbe avere $Y_{SOU} = 20 \text{ mS}$

$$\rightarrow Z_{SOU} = 50 \Omega$$

Purtroppo mi trovo di fronte $Y_{SOU} \in \mathbb{C}$.

nel caso del BJT, $Z_{SOU} = R_{SOU} + jX_{SOU}$, $X_{SOU} = \emptyset$

$$\Rightarrow Z_{SOU} \in \mathbb{R}.$$

Si vorrebbe prima $j = j_{opt}$ per ottenere $UF = UF_{min}$ e successivamente $A = A_{opt}$ per ottenere $Z_{SOU} = 50 \Omega$.

Con il MOSFET questo non è possibile.

Supponiamo di avere un ingresso $Z_S = 50 \Omega \Rightarrow Y_S = 20 \text{ mS}$,

è necessario adattare Z_S in Z_{SOU} in modo che

il MOSFET veda Y_{SOU} .

a) Impongo $g_{SOU} = 20 \text{ mS}$.

$$g_{SOU} = 0,0258 \omega_0 C_{g0} = 0,02$$

$$\rightarrow C_{g0} = \frac{0,02}{0,0258 \cdot \omega_0}$$

$$f_0 = 45 \text{ GHz} \rightarrow C_{g0} = 8,2 \text{ pF} \sim 10 \text{ pF}$$

$$C_{g0} = \frac{2}{3} C_{ox} W L$$

$$C_{ox} = 3 \cdot 10^{-3} \text{ F/m}^2$$

$$L = 250 \text{ nm}$$

$$\rightarrow W = \frac{3}{2} \frac{C_{g0}}{C_{ox} \cdot L} = 2 \text{ cm}$$

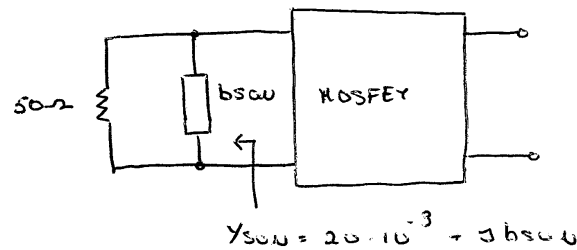
veriamo determinato W : $g_s = g_{SOU} @ \omega = \omega_0$.

b) Ricordo il valore di $b_{so,u}$

$$b_{so,u} = -\omega_0 C_{gs} = -0,84 \text{ S}$$

$b_{so,u}$ essendo < 0 rappresenta un'induttanza

c) Pongo in parallelo a g_s , $b_s = b_{so,u}$.



La $b_{so,u}$ si traduce in un'induttanza:

$$L_{so,u} = \frac{1}{\omega_0 L_{so,u}} = \omega_0 C_{gs}$$

$$L_{so,u} = \frac{1}{\omega_0^2 C_{gs}} = 14,3 \text{ nH} \sim 10 \text{ nH}.$$

Ho dunque adattato l'impedenza in serie alla sorgente al valore $Y_{so,u}$.

In questa maniera, $U_F = U_{Fmin}$ anche se $Y_s = Y_{so,u}$

-> l'importante è che il MOSFET veda $Y_{so,u}$.

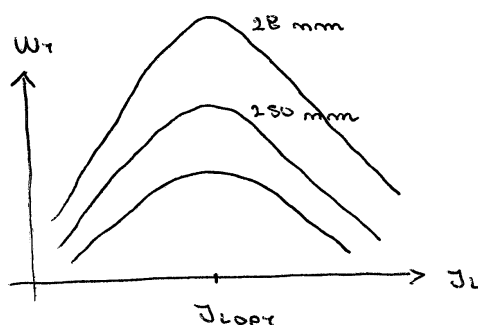
C'è però un problema:

W_T è funzione della densità lineare di corrente J_L di canale.

$$[J_L] = \frac{\text{mA}}{\mu\text{m}}$$

$$J_L = I_{DS} / W$$

$$J_{L\text{OPX}} = 0,2 \div 0,3 \text{ mA}/\mu\text{m}$$



Per avere $W_T = W_{T\text{MAX}}$ è necessario $J_L = J_{L\text{OPX}}$.

$$I_L = I_{DS} = W \cdot J_{L\text{OPX}}$$

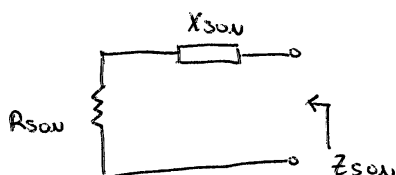
$$W = 20 \mu\text{m}$$

$$\rightarrow I_L = 4 \div 6 \text{ A}$$

Che causa una dissipazione di potenza non sostenibile per un circuito di segnale integrato.

Un modo per aggirare il problema è sostituire Z_{SOV} al posto di Y_{SOV} .

$$Z_{SOV} = \frac{1}{Y_{SOV}} = \frac{g_{SOV}}{|Y_{SOV}|^2} - j \frac{b_{SOV}}{|Y_{SOV}|^2} = R_{SOV} + j X_{SOV}$$



$$g_{SOV} = 0,023 \text{ W/Cg}$$

$$b_{SOV} = -\text{W/Cg}$$

$$\rightarrow g_{SOV} \sim \frac{1}{40} \cdot b_{SOV}$$

Perciò è possibile affermare che:

$$|Y_{SOU}|^2 \sim \omega_0^2 C_{gs}^2$$

$$\begin{aligned} Z_{SOU} &\sim \frac{g_{SOU}}{\omega_0^2 C_{gs}^2} - j \frac{b_{SOU}}{\omega_0^2 C_{gs}^2} \\ &= \frac{0,0258 \mu\text{S}/C_{gs}}{\omega_0^2 C_{gs}^2} + j \frac{\mu\text{S}/C_{gs}}{\omega_0^2 C_{gs}^2} \\ &= \frac{0,0258}{\omega_0 C_{gs}} + j \cdot \frac{1}{\omega_0 C_{gs}} \end{aligned}$$

$$X_{SOU} = \frac{1}{\omega_0 C_{gs}} \text{ rappresenta un'induttanza.}$$

$$X_{SOU} = \omega_0 L_{SOU} \rightarrow L_{SOU} = \frac{1}{\omega_0^2 C_{gs}} = 11,3 \text{ nH} \sim 10 \text{ nH.}$$

$$R_{SOU} = \frac{0,0258}{\omega_0 C_{gs}} = 50 \Omega$$

$$\rightarrow C_{gs} = \frac{0,0258}{50 \cdot \omega_0} = 5,5 \text{ fF}$$

$$C_{gs} = \frac{2}{3} C_{ox} W L \rightarrow W = C_{gs} \cdot \frac{3}{2} \cdot \frac{1}{C_{ox} \cdot L} = 11 \mu\text{m}$$

$$I_L = W \cdot J_{L_{ox}} = 2,2 \div 3,3 \text{ mA.}$$

Dissipazione di potenza elevata ma comunque accettabile per un circuito integrato di segnale.

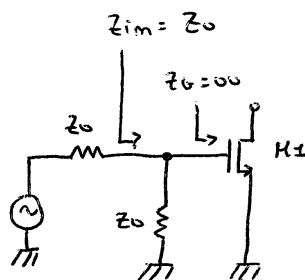
$\rightarrow$ Così estremamente fastidioso!

(51)

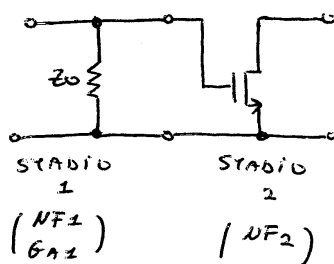
A causa delle precedenti considerazioni, spesso non è possibile costruire $W = W_{opt} : I_L = I_{L,opt} : W_L = W_{L,max}$ a causa dell'elevato consumo di potenza non dissipabile per un circuito integrato di segnale.

Si ci pone adesso il problema di valutare le soluzioni circuitali che, eventualmente, consentano di ottenere il matching integrato in modo che: $Z_{in} = Z_0^* = Z_0$.

1)



Trasliamo il precedente circuito come la cascata di due stadi:



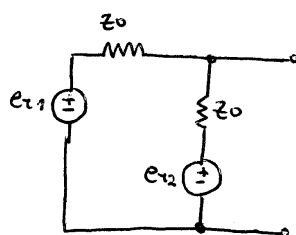
$$NF_{TOT} = NF_1 + \frac{NF_2 - 1}{GA_1}$$

$$NF_2 = NF_{mos} \left(Z_s = \frac{Z_0}{2} \right)$$

$$NF_1 = NF_1 (Z_s = Z_0)$$

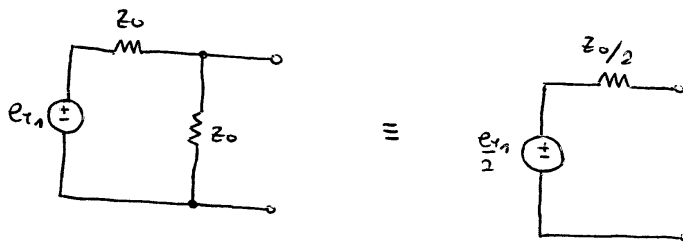
$$NF_1 = \frac{N_{UTOT}}{N_{UZO}}$$

N_{UTOT} :



$$N_{UTOT} = S_{a_{et}} \cdot \Delta f = kT \cdot \Delta f$$

N_{vz0} :



$$S_{e_{T1/2}} = \frac{\frac{S_{eT}}{4}}{4 \cdot \frac{Z_0}{2}} = \frac{S_{eT}}{8 Z_0} = \frac{4 kT \frac{Z_0}{2}}{8 Z_0} = \frac{kT}{4}$$

$$N_{vz0} = S_{e_{T1/2}} \cdot \Delta f$$

G_{A1} :

$$G_{A1} = \frac{P_{Aout}}{P_{Ain}} = \frac{\frac{e_{T1}^2}{4}}{8 \cdot \frac{Z_0}{2}} \cdot \frac{8 Z_0}{e_{T1}^2} = \frac{1}{2}$$

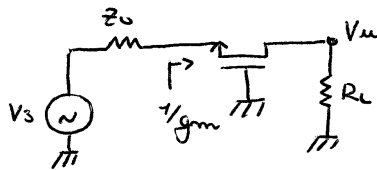
$$NF_1 = \frac{N_{vT01}}{N_{vz0}} = \frac{kT}{kT} \cdot 4 = 4$$

$$NF_{Tot} = NF_1 + \frac{NF_2 - 1}{G_{A1}} = 4 + (NF_{Hos} - 1) \cdot 2 = 2 + 2 NF_{Hos}$$

Ho raddoppiato la cifra di rumore del Hos (l'aver raddoppiato il contributo 2) $\rightarrow NF_{Tot}|_{dB} > 3 dB + NF_{Hos}|_{dB}$.

Per quanto riguarda il guadagno, questo si riduce immediatamente a causa di una prima partizione in ingresso al Hos tra la impedenza di nostra $Z_0 \rightarrow$ c'è subito una riduzione di un fattore $1/2$.

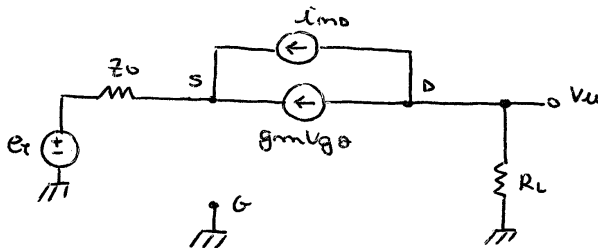
2)



Per ottenere $G_T = G_{TMAX}$ è necessario che:

$$Z_0 = \frac{1}{g_m}$$

Analisi delle variazioni:



se queste frequenze posso considerare:

$$\begin{cases} i_{mb} = \phi \\ i_{mb} \neq \phi \end{cases}$$

$$S_{e_r} = 4kT Z_0$$

$$S_{i_{mb}} = 4kT g_{db} \delta$$

$$NF = \frac{N_{uTOT}}{N_{uZ_0}} = 1 + \frac{N_{uQ}}{N_{uZ_0}}$$

N_{uQ} :

($e_r = \phi$)

$$V_s = (i_{mb} + g_m V_{gs}) Z_0$$

$$V_{gs} = -V_s \rightarrow V_s = (i_{mb} - g_m V_s) Z_0 \rightarrow V_s = i_{mb} \cdot \frac{Z_0}{1 + g_m Z_0}$$

$$V_{uQ} = - (i_{mb} + g_m V_{gs}) \cdot R_L = (-i_{mb} + g_m \cdot i_{mb} \cdot \frac{Z_0}{1 + g_m Z_0}) R_L$$

$$= R_L i_{mb} \left(-1 + \frac{g_m Z_0}{1 + g_m Z_0} \right) = R_L i_{mb} \left(\frac{-1 - g_m Z_0 + g_m Z_0}{1 + g_m Z_0} \right)$$

$$= -i_{mb} \cdot \frac{R_L}{1 + g_m Z_0}$$

$$\text{Ricordando che } Z_0 = 1/g_m \rightarrow V_{uQ} = -i_{mb} \cdot \frac{R_L}{2}$$

(54)

$$N_{uQ} = \underbrace{S_{imD} \cdot \frac{R_L^2}{4} \cdot \frac{1}{4R_L}}_{S_{AQ}} \cdot \Delta f = S_{imD} \cdot \frac{R_L}{16} \cdot \Delta f$$

$N_{uZ0} :$

$$(i_{inD} = \emptyset)$$

$$V_{uZ0} = g_m V_s \cdot R_L = g_m \cdot \frac{e_r}{1 + Z_0 \cdot g_m} \cdot R_L = \frac{e_r}{Z_0 + \frac{1}{g_m}} \cdot R_L = e_r \cdot \frac{R_L}{2Z_0}$$

$$\frac{e_r - V_s}{Z_0} = g_m V_s$$

$$\frac{e_r}{Z_0} = V_s \left(g_m + \frac{1}{Z_0} \right)$$

$$V_s = \frac{e_r}{Z_0 \left(g_m + \frac{1}{Z_0} \right)} = \frac{e_r}{1 + Z_0 g_m}$$

$$N_{uZ0} = \underbrace{S_{ex} \cdot \frac{R_L^2}{4Z_0^2} \cdot \frac{1}{4R_L}}_{S_{AZ0}} \cdot \Delta f = S_{ex} \cdot \frac{R_L}{16Z_0^2} \cdot \Delta f$$

$$NF = 1 + \frac{N_{uA}}{N_{uZ0}} = 1 + \frac{S_{imD}}{S_{ex}} \cdot Z_0^2 = 1 + \frac{4kT \theta_{do} \gamma \cdot Z_0^2}{4kT \gamma Z_0} = 1 + \theta_{do} \gamma Z_0$$

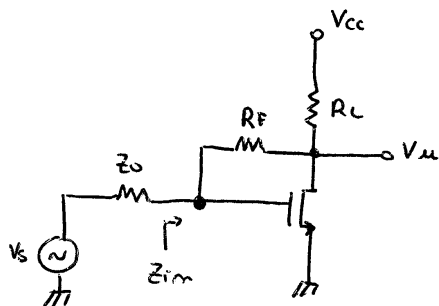
$$= 1 + \frac{\theta_{do}}{g_m} \gamma = 1 + \frac{\gamma}{\alpha}$$

$$\begin{cases} \gamma = 3 \\ \alpha = 1 \end{cases} \quad (g_m = g_{do} : \text{smaller range})$$

$$\rightarrow NF = 4 = 6 \text{ dB.}$$

Valore eccessivo delle cifre di rumore.

3)



Dal teorema di Miller risultata:

$$Z_{in} = \frac{R_F}{1 - K_m}$$

$$K_m = -g_m R_L$$

$$\rightarrow Z_{in} = \frac{R_F}{1 + g_m R_L} \approx \frac{R_F}{g_m R_L}$$

Per avere $G_r = G_{rMAX}$: $Z_{in} = Z_0 \rightarrow R_F \approx Z_0 g_m R_L$.

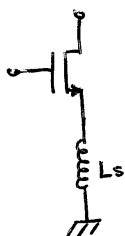
Questa soluzione, oltre che a peggiorare G_r a causa dell'insierimento di R_F (elemento dissipativo) aumenta la NF.

Il generatore G_r riferito ad R_F si riduce in uscita.

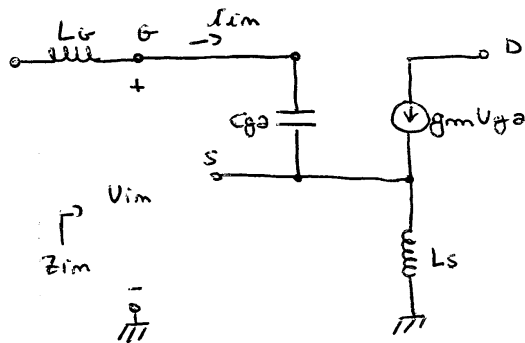
Soluzione del matching Integrato:

$$Z_{in} = Z_0^* = Z_0.$$

Si introduce sul Source un'induttanza di degenerazione L_s :



Circuito semplificato alle relazioni:



$$V_{in} = i_{in} \cdot \frac{1}{j\omega C_{gs}} + j\omega L_s \left(i_{in} + g_m \frac{i_{in}}{j\omega C_{gs}} \right)$$

$$Z_{in} = \frac{V_{in}}{i_{in}} = \frac{1}{j\omega C_{gs}} + j\omega L_s + g_m \frac{L_s}{C_{gs}} = \omega_r L_s + j \left(\omega L_s - \frac{1}{\omega C_{gs}} \right)$$

$$\left(\omega_r = \frac{g_m}{C_{gs}} \right)$$

$$\omega_r L_s = Z_0 \rightarrow L_s = \frac{Z_0}{\omega_r}$$

$$Z_0 = 50 \Omega$$

$$f_r = 150 \text{ GHz} \rightarrow L_s = 53 \text{ pH} \sim 50 \text{ pH}$$

Supponiamo $\omega_0 L_s \ll \frac{1}{\omega_0 C_{gs}}$

$$\omega_0^2 \ll \frac{1}{L_s C_{gs}} = \frac{\omega_r}{Z_0 \cdot C_{gs}} = \frac{\omega_r^2}{g_m \cdot Z_0}$$

$\frac{1}{Z_0}$ ha lo stesso ordine di grandezza di g_m

$$\rightarrow \omega_0^2 \ll \omega_r^2 \rightarrow \omega_0 < \frac{\omega_r}{3}$$

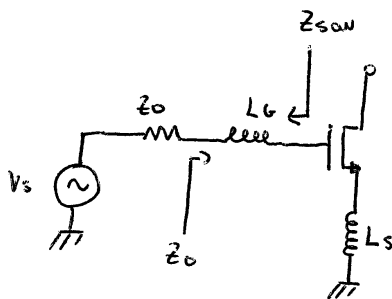
$$Z_{in}(\omega < \omega_{T/3}) = \omega_r L_s + \frac{1}{j\omega C_{gs}} = Z_0 + \frac{1}{j\omega C_{gs}}$$

Poniamo ~~adesso~~ $X_G = L_G$ in serie al GATE per neutralizzare la parte reattiva di Z_{in} .

$$L_G: \omega_0 L_G = \frac{1}{\omega_0 C_{gs}} \rightarrow L_G = \frac{1}{\omega_0^2 C_{gs}}$$

Da notare un dettaglio:

$L_{sov} = \frac{1}{\omega_0^2 C_{gs}} = L_G$ comporta un grande vantaggio.



Il MOSFET vede come
sorgente $Z_s = Z_{sov}$.

La sorgente vede come
carico $Z_{in} = Z_0^* = Z_0$.

Minimizzare NF con P_{Dmax} fissata:

Potenza in massimo a P_D , si traduce nel definire una I_{DSmax} .

Da questa trattazione ne conseguono i seguenti risultati:

$$NF_{min} = 1 + A \cdot \frac{W}{W_r} \quad \text{con} \quad A = 7 \div 9$$

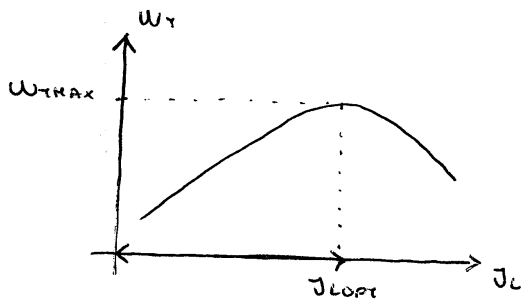
$$\text{Se } W_{0.1} [\mu m] = \frac{500 \div 700}{f_0 [GHz]}$$

$$f_0 = 1 \text{ GHz} \rightarrow W_{0N} = 500 \div 700 \mu\text{m}$$

$$f_0 = 10 \text{ GHz} \rightarrow W_{0N} = 50 \div 70 \mu\text{m}$$

$$f_0 = 100 \text{ GHz} \rightarrow W_{0N} = 5 \div 7 \mu\text{m}$$

È necessario considerare il modo in cui P_D influenza NF_{min} :



$$W_T = W_{TMAX} \text{ sse } J_L = J_{LOPT}$$

$$\bullet : J_L \uparrow \Rightarrow P_D \uparrow \Rightarrow W_T \uparrow \Rightarrow NF_{min} \downarrow$$

$$P_D \uparrow \Rightarrow NF_{min} \downarrow$$

A causa del valore $P_D = P_{DMAX}$: $J_L < J_{LOPT}$, accade che $W_T < W_{TMAX} \Rightarrow NF_{min} > NF_{min_{OPT}}$.

$$A = 7 :$$

$$W_0 = \frac{W_T}{10} \rightarrow NF_{min} = 2,3 \text{ dB}$$

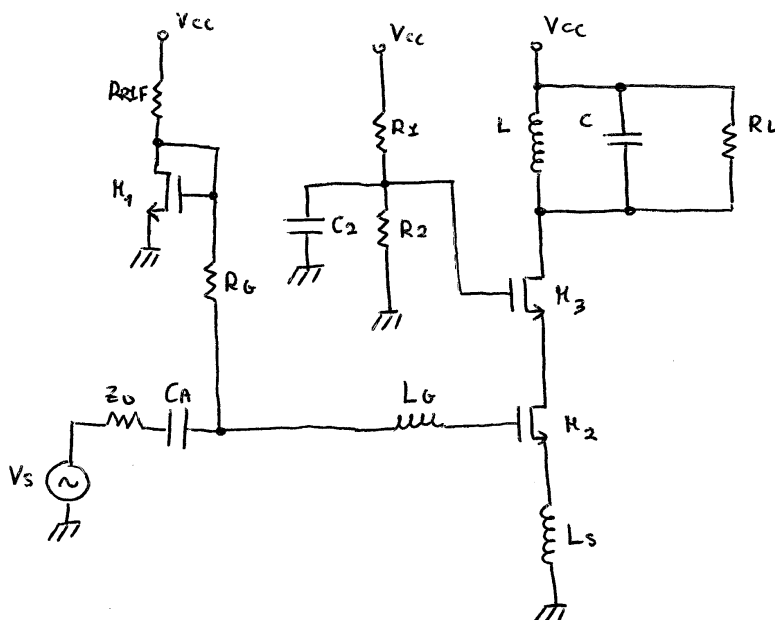
$$W_0 = \frac{W_T}{3} \rightarrow NF_{min} = 5,2 \text{ dB}$$

LNA MOSFET

Le configurazioni di LNA integrati a MOSFET sono le stesse operate con BJT.

Si analizza la configurazione di un:

LNA CASCODE MOSFET SINGLE ENDED

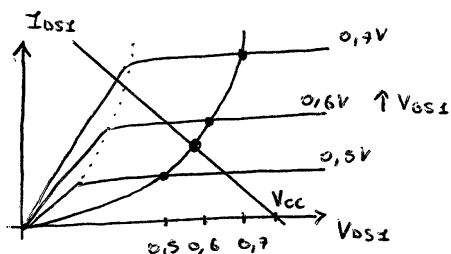


$$\omega_0 = 1/\sqrt{LC}$$

C_2 porta a ∞ G_2 alle risonanze.

Questa soluzione consente di definire V_{GS} .

$$V_{DS1} = V_{GS1} \Rightarrow V_{DS1} = V_{GS1}$$



Il punto di riposo (I_{DS1} , V_{DS1} , V_{GS1}) sta sulla parabola indicata.

Retta di carico:

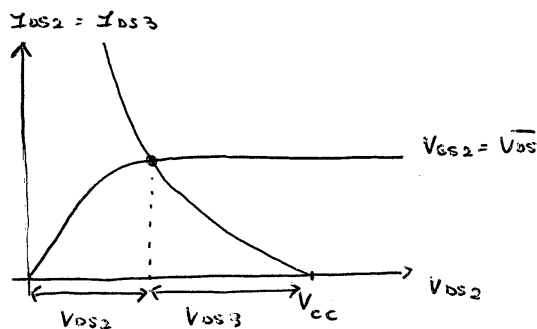
$$V_{CC} = R_{REF} \cdot I_{DS1} + V_{DS1} \quad (*)$$

L'intersezione tra (*) e la curva definisce il punto di riposo per cui $V_{DS1} = V_{GS1} = V_{DS}$

$$I_{G1} = I_{G2} = \phi \Rightarrow V_{G1} = V_{G2} \Rightarrow V_{GS1} = V_{GS2} = \overline{V_{GS}}$$

R_G è necessario al fine di evitare che il segnale di ingresso fluisca su $G1 \equiv D1$ in quanto modo a bassa impedenza.

$$R_G \gg R_{in_{H_2}} = Z_0 \rightarrow R_G = 500 \Omega \text{ se } Z_0 = 50 \Omega.$$



$$V_{CC} = V_{DS2} + V_{DS3} \quad (L \text{ è un c.c. per } \omega = \phi).$$

CONSIDERAZIONI SULLA CORRELAZIONE TRA I GENERATORI DI RUMORE NEL MOSFET.

I_{m0} ed $I_{m\phi}$ risultano essere correlati.

Un particolare modo di fare che:

$$C = 0,45 \quad (\text{coefficiente di correlazione tra } I_{m0} \text{ e } I_{m\phi})$$

$$g_{sow} = \alpha \omega C_{gs} \sqrt{\frac{\delta}{5\gamma}} (1 - |c|^2)$$

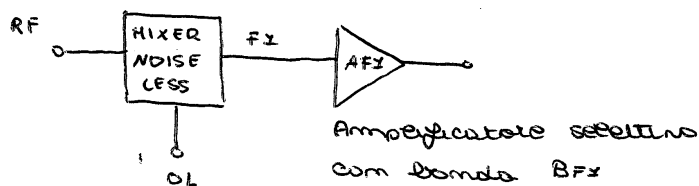
$$b_{sow} = -\omega C_{gs} \left[1 - \alpha |c| \sqrt{\frac{\delta}{5\gamma}} \right]$$

$$NF_{min} = 1 + 2 \cdot \frac{\omega}{\omega_T} \sqrt{\frac{\delta\gamma}{5}} (1 - |c|^2)$$

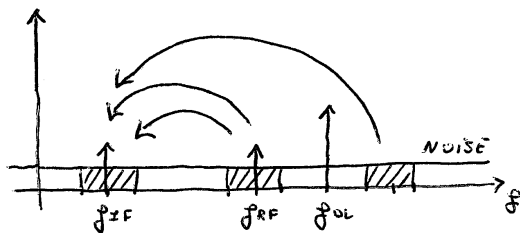
MIXER INTEGRATI A MOSFET

Parametri da considerare:

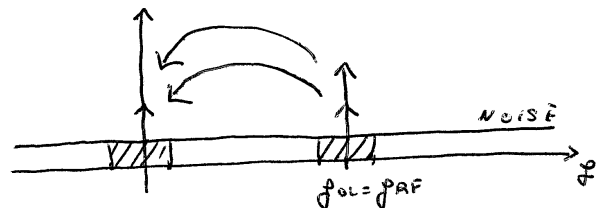
- $G_c = \frac{P_{IF}}{P_{ARF}}$ (Guadagno di Conversione)
- $UF = \frac{S_{RF}/N_{RF}}{S_{IF}/N_{IF}}$
- UF_{SSB} , UF_{DSB} :



Conversione Eterodina:



Conversione omodina:



Per un mixer noiseless: $UF_{mix} = 1$

$$NF_{SSB} = 3 \text{ dB}$$

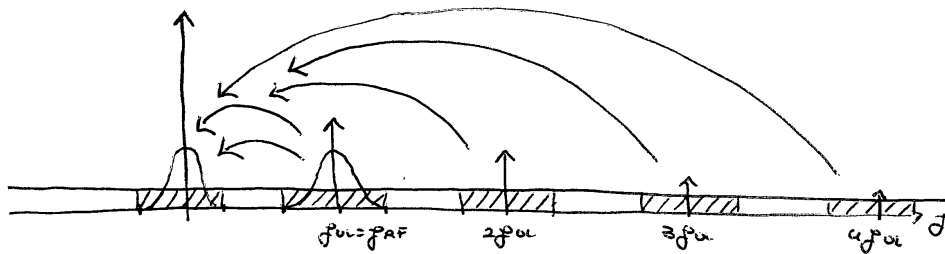
$$NF_{DSB} = \text{? dB}$$

$$NF_{SSB} = 3 \text{ dB} + NF_{DSB}$$

Rumore introdotto da OL:

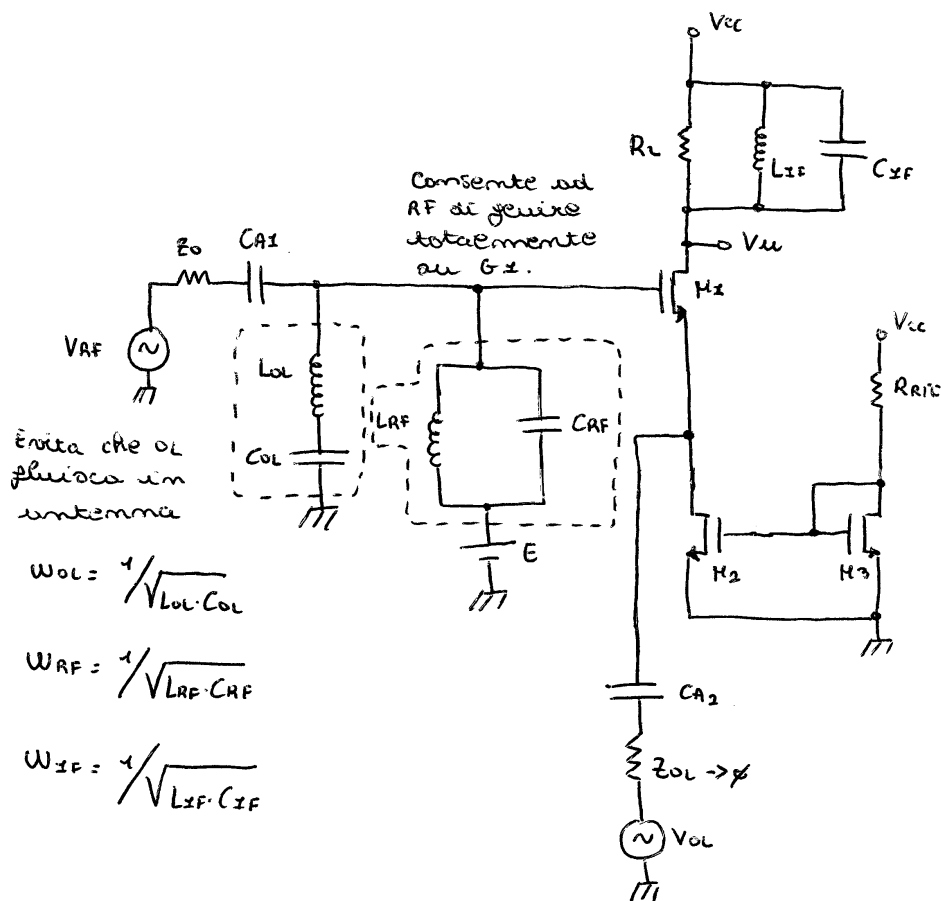
In realtà $V_{OL}(t)$ non è un coseno, ma una forma d'onda in grado di saturare, disattivata il MIXER.

Introduce quindi del rumore dovuto a:



Il contributo di rumore deve essere calcolato considerando l'armonica considerata.

MIXER NON LINEARE ATTIVO A MOSFET CON USCITA SINGLE ENDED



MOS a canale corto : $I_{DS} = \frac{1}{2} \mu_m C_{ox} W (V_{GS} - V_t) E_{SAT}$

mbm può essere utilizzato in quanto non introduce non linearità.

MOS a canale lungo : $I_{DS} = \frac{1}{2} \mu_m C_{ox} \frac{W}{L} (V_{GS} - V_t)^2$

Si usano parametri di una tecnologia con $L = 0,25 \mu m$

$$\mu_m = 0,2 \text{ m}^2/\text{V}\cdot\text{s}$$

$$C_{ox} = 3 \cdot 10^{-3} \text{ F}/\text{m}^2$$

$$I_{DS} = \frac{\gamma}{2} \mu_m C_{ox} \frac{W}{L'} (V_{GS}^2 + V_t^2 - 2 V_{GS} V_t)$$

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

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

$$V_{GS} = V_{RFH} \cos(\omega_{RF} t) - V_{OLH} \cos(\omega_{OL} t) + E$$

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

$$-2 V_{RFH} \cos(\omega_{RF} t) V_{OLH} \cos(\omega_{OL} t)$$

$$= -2 \frac{\gamma}{2} V_{RFH} V_{OLH} \left[\cos[(\omega_{OL} - \omega_{RF})t] + \cos[(\omega_{OL} + \omega_{RF})t] \right]$$

La componente dei termini $\omega_{FI} = \omega_{OL} - \omega_{RF}$ è:

$$I_{DS_{FIH}} = -V_{RFH} V_{OLH} \frac{\gamma}{2} \mu_m C_{ox} \frac{W}{L'}$$

$$V_{UFIH} = \frac{\gamma}{2} \mu_m C_{ox} \frac{W}{L'} \cdot V_{RFH} \cdot V_{OLH} \cdot R_L$$

$$G_C = \frac{P_{FI}}{P_{ARF}} = \frac{V_{UFIH}^2}{2 R_L} \cdot \frac{8 R_S}{V_{RFH}^2} = \left(\frac{\gamma}{2} \mu_m C_{ox} \frac{W}{L'} \right)^2 \cdot \frac{V_{RFH}^2 V_{OLH}^2 R_L^4}{2 R_L} \cdot \frac{8 R_S}{V_{RFH}^2}$$

$$= \left(\frac{\gamma}{2} \mu_m C_{ox} \frac{W}{L'} \right)^2 V_{OLH}^2 R_L R_S \cdot 4$$

$$V_{OLH} = 0,5 \text{ V}$$

$$I_{DS} = 5 \text{ mA}$$

$$V_{GS} - V_t = 0,5 \text{ V}$$

$$\frac{\gamma}{2} \mu_m C_{ox} \frac{W}{L'} = \frac{I_{DS}}{(V_{GS} - V_t)^2} = 0,02$$

$$R_S = 50 \, \Omega$$

$$R_L = 500 \, \Omega$$

$$\rightarrow G_C = 10$$

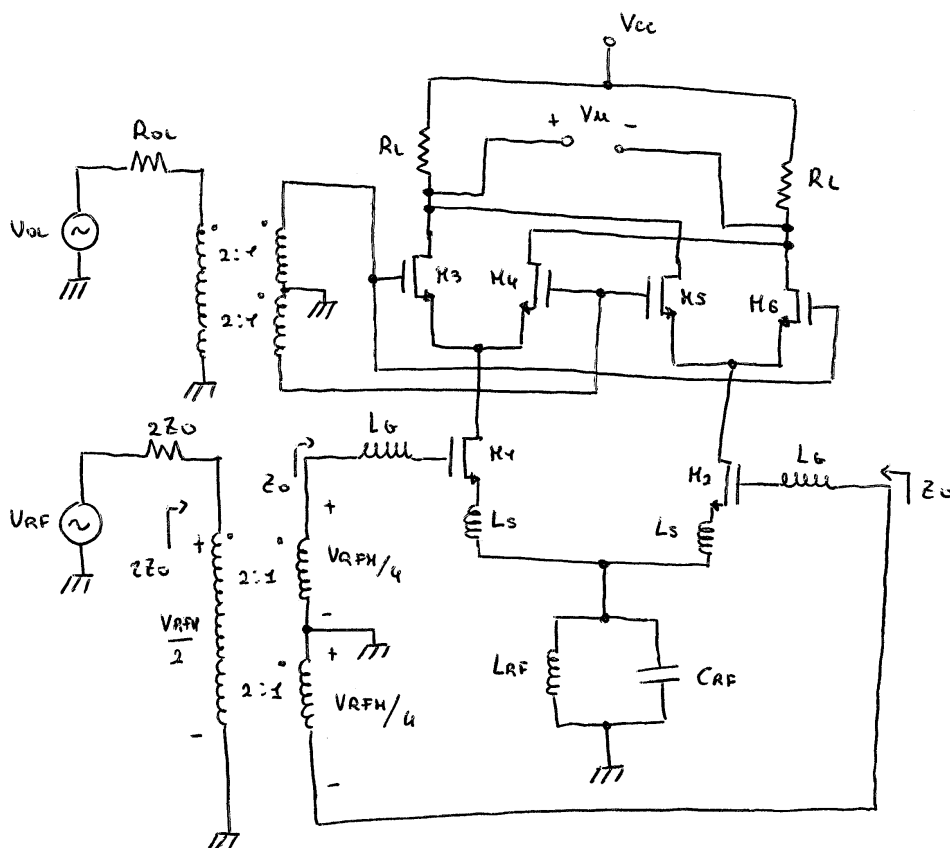
(65)

Questo mixer presenta però un inconveniente
notabilmente scadente.

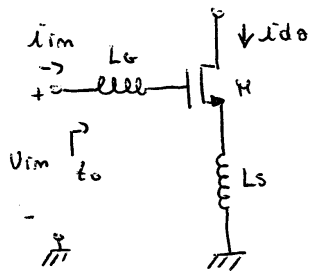
Sulla porta FI trans componenti ad f_{bi} ed f_{AF} .

→ Il gruppo $L_{IF} // C_{IF}$ si occupa comunque di scartare
tali componenti.

MIXER ATTIVO DOPPIAMENTE BILANCIATO A MOSFET - CELLA DI GILBERT



alle frequenze ($\omega = \omega_{RF}$):



$$i_{im} = \frac{V_{im}}{Z_0}$$

$$V_{gs} = i_{im} \cdot \frac{1}{j\omega C_{gs}}$$

$$= \frac{V_{im}}{Z_0 j\omega C_{gs}}$$

$$i_{do} = V_{im} \cdot \frac{g_m}{Z_0 \cdot j\omega C_{gs}} = V_{im} \cdot G_H$$

$$\text{con } G_H = \frac{g_m}{j\omega C_0 Z_0 C_{gs}}$$

$$i_{do1} = G_H \cdot \frac{V_{RFH}}{4}$$

$$i_{do2} = -G_H \cdot \frac{V_{RFH}}{4}$$

$$V_H = 2 R_L G_H \cdot \frac{V_{RFH}}{4} \cdot q(t)$$

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

$$V_{HFI} = 2 R_L G_H \cdot \frac{V_{RFH}}{4} \cdot 2 \cdot \frac{2}{\pi} \cdot \frac{1}{2} \cdot \cos[(\omega_{LO} - \omega_{RF})t]$$

$$V_{HFIH} = R_L G_H \cdot V_{RFH} \cdot \frac{1}{\pi}$$

$$G_C = \frac{R_L^2 |G_H|^2 V_{RFH}^2}{\pi^2} \cdot \frac{1}{2 \cdot 2 R_L} \cdot \frac{8 R_S}{V_{RFH}^2} = \frac{2 R_L R_S |G_H|^2}{\pi^2}$$

Per un MOSFET a canale corto:

$$I_{DS} = \frac{1}{2} \mu_n C_{ox} W (V_{GS} - V_t) E_{SAT}$$

$$C_{gs} = \frac{2}{3} C_{ox} W L = \frac{2}{3} C_{ox} L \cdot 2 I_{DS} \cdot \frac{1}{\mu_n C_{ox} (V_{GS} - V_t) E_{SAT}}$$

Considerando:

$$I_{DS} = 5 \text{ mA}$$

$$L = 0,25 \mu\text{m}$$

$$\rightarrow C_{gs} = 16,6 \text{ fF}$$

$$V_{GS} - V_t = 0,5 \text{ V}$$

$$E_{SAT} = 10^6 \text{ V/m}$$

$$|G_M| = \frac{g_m}{\omega_0 Z_0 C_{gs}} = \frac{1}{Z_0} \cdot \frac{\omega_r}{\omega_0}$$

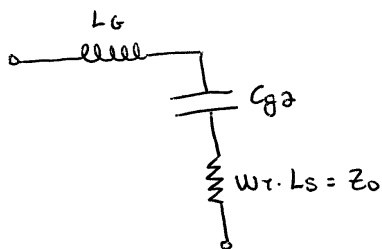
$$Z_0 = 50 \Omega$$

$$\omega_0 = \omega_r / 10 \quad \rightarrow |G_M| = 200 \text{ mA/V}$$

$$g_m = \frac{\partial I_{DS}}{\partial V_{GS}} = \frac{1}{2} \mu_n C_{ox} W E_{SAT} = \frac{I_{DS}}{V_{GS} - V_t} = 10 \text{ mA}$$

$G_M = 20 \cdot g_m$: il transistor si comporta come se invece un super gm avesse G_M .

Questo è possibile grazie al gruppo risonante composto da:



$$\text{Per } \omega = \omega_0 : V_{C_{gs}H} = \frac{1}{\omega_0 C_{gs}} \cdot \frac{V_{AFH}}{4 Z_0}$$

$$\frac{1}{\omega_0 C_{gs} Z_0} = Q_{SERIE}$$

$$\rightarrow V_{C_{gs}H} = Q_{SERIE} \cdot V_{AFH} / 4$$

On definitiva risulta:

$$G_c = \frac{2R_L R_S |G_M|^2}{\pi^2} = 405$$

$$R_L = 500 \, \Omega$$

$$R_S = 2Z_0 = 100 \, \Omega$$

$$G_M = 200 \, \text{mA/V}$$

On pratica si ottengono valori:

$$\text{di } G_c < 100.$$

Considerazioni sul valore dell'induttanza di gate L_g che realizza il matching integrato.

L_g in particolare realizza l'adattamento complesso coniugato che consente di ottenere $g_r = g_{r\text{MAX}}$.

$$L_g = \frac{1}{\omega_0^2 C_{gs}} = 6 \, \text{mH}$$

$$C_{gs} = 16,6 \, \text{pF}$$

$$f_0 = 16 \, \text{GHz}$$

Il valore di L_g deve essere tale da garantire l'integrazione su Silicio: non è possibile uscire dal chip per poi rientrare come poteva essere fatto per l'induttanza presente sul gate del LNA.

Bisogna notare che $L_g \downarrow$ se $W \uparrow$.

ma se $W \uparrow$ con $I_d = \text{cost.} \rightarrow J_L \downarrow \Rightarrow W_f \downarrow \Rightarrow NF \uparrow$

Non è possibile aumentare troppo W al suo fine di soddisfare l'integrazione di L_g in quanto si determinerà un peggioramento di NF.

(69)

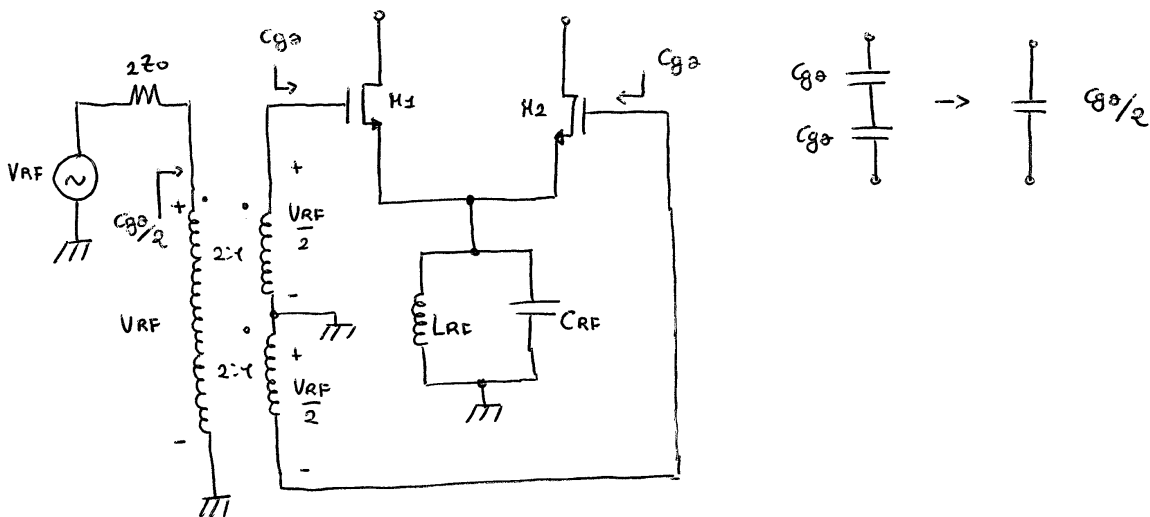
$$f_0 = 1,5 \text{ GHz} \rightarrow L_{1,5 \text{ GHz}} = 100 \cdot L_{1,5 \text{ GHz}}$$

I problemi legati all'integrazione aumentano a bassa frequenza.

Soluzione a bassa frequenza:

a causa della non integrabilità di L_G si renuncia all'adattamento.

Schematizzo solo la parte inferiore del circuito, la parte superiore rimane inalterata.



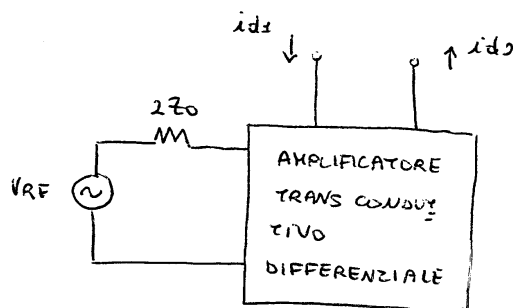
Per $f_0 = 1,6 \text{ GHz}$ risulta

$$\frac{2}{\omega_0 C_{GS}} = 42 \text{ K}\Omega > 2Z_0 = 100 \Omega : V_{RF} \text{ cade quasi totalmente sui capi del BALUN. } \odot$$

Occorre allora che $G_M = g_m$

$$\rightarrow G_C = \frac{8 R_L R_S |G_M|^2}{\pi^2}$$

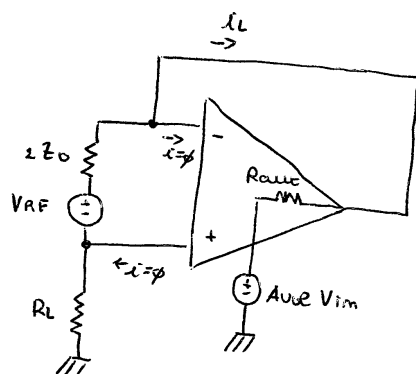
Un'altra possibile soluzione che sostituisce la parte inferiore dello schematico della cella di Gilbert è la seguente



Il ruolo che svolge questa parte di schema è convertire una tensione non differenziale in due correnti differenziali.

Questo compito viene assolto dall'amplificatore transconduttivo.

Amplificatore Transconduttivo con A.O.:



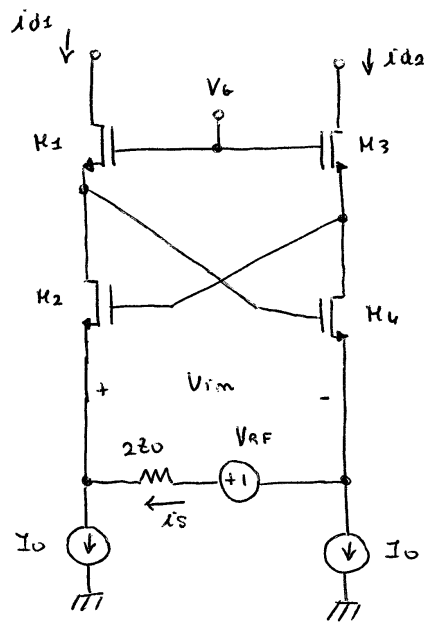
Considerando valido il c.c.v.:

$$i_L = V_{RF} / R_L$$

Ad alta frequenza non è possibile usare un A.O.:

Si ricorre ad una soluzione con 4 transistor MOS.

Amplificatore Transconduttivo Differenziale :



$$V_{in} = V_{GS1} + V_{GS2} + V_{GS3} + V_{GS4}$$

$$V_{GS1} = V_{GS2} \quad (I_{DS1} = I_{DS2})$$

$$V_{GS3} = V_{GS4} \quad (I_{DS3} = I_{DS4})$$

→ $V_{in} = 0$ sono in una condizione di ingresso in c.c.

$$\text{Risultato } I_S = V_{AF} / 2Z_0$$

$$\text{Inoltre : } \begin{cases} i_{d1} = -I_S = -V_{AF} / 2Z_0 \\ i_{d2} = I_S = V_{AF} / 2Z_0 \end{cases}$$

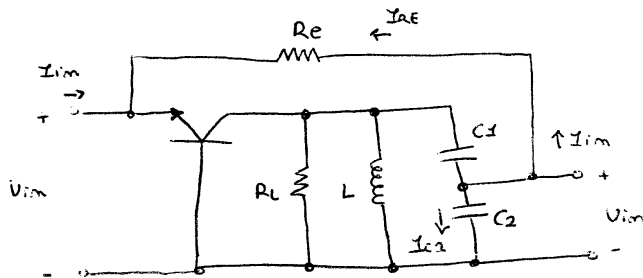
OSCILLATORI INTEGRATI

Per un oscillatore non :

$$\begin{cases} |BA|_{\omega=\omega_0} \geq 1 \\ \angle BA_{\omega=\omega_0} = \phi \end{cases}$$

OSCILLATORE DI COLPITTS C.B.

Circuito delle risonanze



Dalla trattazione svolta in passato :

Lo scopo di R_E è verificare l'ipotesi di donato per cui $I_{AE} \ll I_{C2}$.

Questo lo si ottiene imponendo $R_E \gg Z_{in}$.

$$BA|_{\omega=\omega_0} = \frac{C_1}{C_1+C_2} \cdot \frac{R_L \parallel R_{in} \alpha^2}{R_{in}}$$

$$R_{in} \sim R_E$$

$$\frac{C_1}{C_1+C_2} = \frac{1}{\alpha} \quad \rightarrow \quad BA|_{\omega=\omega_0} = \frac{1}{\alpha} \cdot \frac{R_L \parallel R_E \alpha^2}{R_E}$$

$$\alpha_{opt} = \sqrt{\frac{R_L}{R_{in}}} \quad \rightarrow \quad BA_{max} = BA|_{\omega=\omega_0; \alpha=\alpha_{opt}} = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{R_L}{R_{in}}}$$

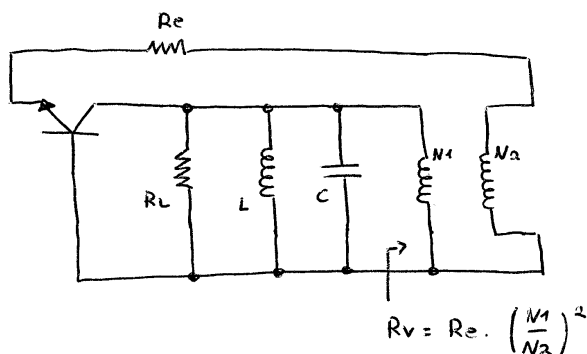
$$BA_{max} > 1 \quad \text{se} \quad R_L > 4 R_{in}$$

$\alpha = \frac{C_1 + C_2}{C_1}$ R_e se comporta di aumentare la resistenza che R_L vede in parallelo a $\omega = \omega_0$.

Quota resistenza vista da R_L si chiama anche effetto caricante della base sul collettore (o dell'ingresso sull'uscita).

A meno di α , l'oscillatore non genererà mai un'oscillazione (vedi caso $\alpha = 1 \Rightarrow |BA| < 1$) perché l'effetto caricante di ingresso su uscita riduce il carico presente sull'uscita con conseguente riduzione del BA .

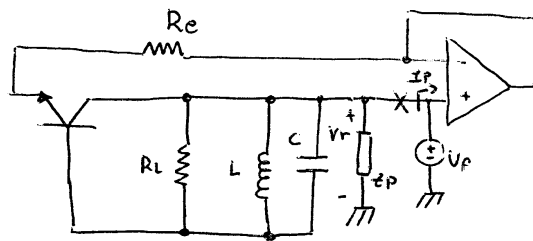
Soluzione alternativa se partitore capacitivo per ridurre l'effetto caricante di IN su OUT:



$$BA|_{\omega=\omega_0} = \frac{N_2}{N_1} \cdot \frac{R_L // R_e \left(\frac{N_1}{N_2}\right)^2}{R_e}$$

$\alpha = \frac{N_1}{N_2} = \frac{C_1 + C_2}{C_1}$ si ottiene lo stesso risultato del caso precedente.

seconda soluzione:



amplificazione in BA:

$$BA = \frac{V_r}{V_p}$$

la causa del c.c.v. risulta $I_p = 0$ e $U_+ = U_- = U_p$.

$$Z_p = \frac{V_p}{I_p} = \infty$$

$$I_{Re} = \frac{U_p - V_{BE}}{R_e} \approx \frac{U_p}{R_e} \quad \text{se } V_{BE} \approx 0$$

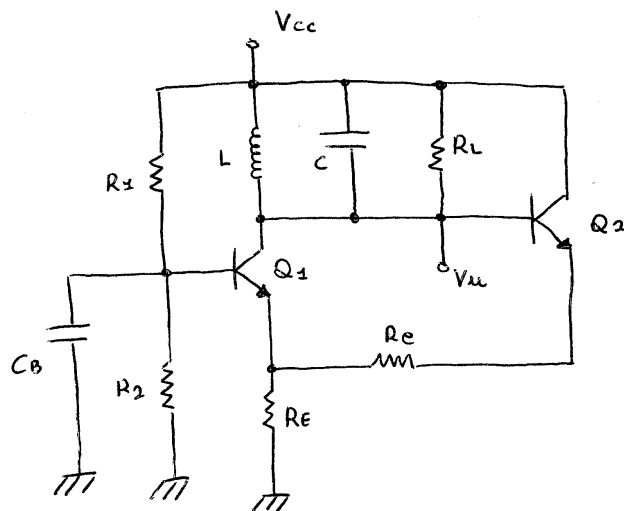
$$V_r = V_{RL} \quad \text{in quanto } Z_p = \infty$$

$$\text{Risulta: } BA \Big|_{\omega=\omega_0} = \frac{V_r}{V_p} = \frac{R_L}{R_e} \quad \left(V_r = \frac{V_p}{R_e} \cdot R_L \right) \Big|_{\omega=\omega_0}$$

Basta che risulti $R_L > R_e$ per ottenere $|BA| > 1$.

A Radiofrequenza non è possibile utilizzare A.O.
Si opta quindi per una soluzione basata su 2 transistori BJT

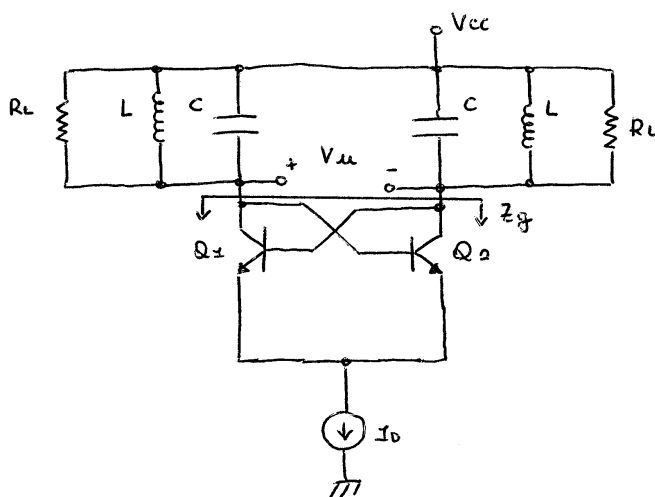
OSCILLATORE DI COLPITTS CB CON USCITA S.E.



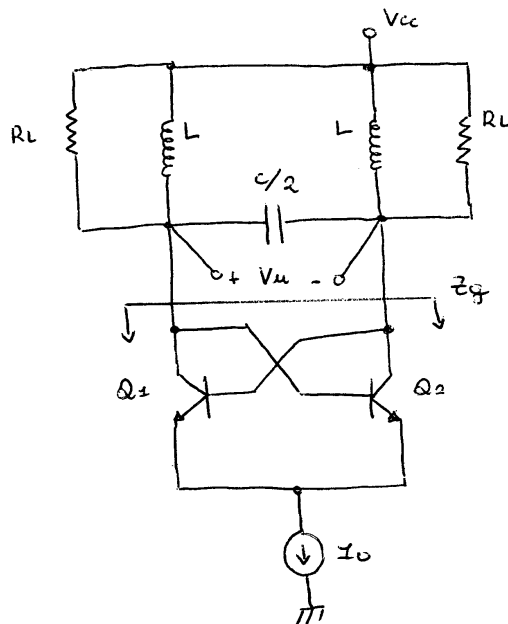
$$R_{uB2} = h_{ie2} + R_e (h_{fe2} + 1) \approx R_e h_{fe2}$$

Se il fine era quello di riportare in parallelo ad R_L una resistenza di valore elevato rispetto ad R_e , con questa topologia emittore ci sono riusciti.

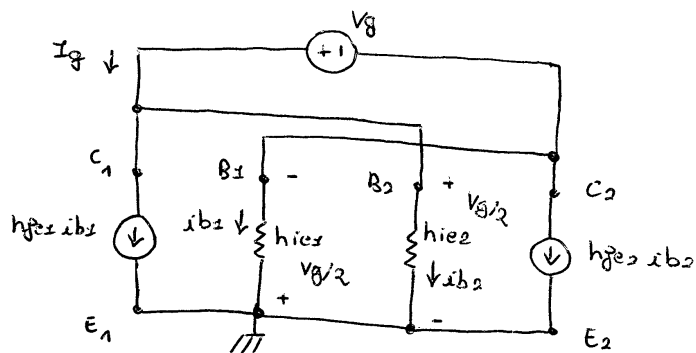
OSCILLATORE DI COLPITTS DIFFERENZIALE AD EMITTITORI ACCOPPIATI



stamizzazione circuitale :



calcolo di Z_g :



$$Z_g = V_g / I_g$$

$$I_g = h_{fe1} i_{b1} + i_{b2}$$

$$h_{fe1} i_{b1} + i_{b1} + i_{b2} + h_{fe2} i_{b2} = 0$$

$$h_{fe1} = h_{fe2} = h_{fe} \quad ; \quad h_{ie1} = h_{ie2} = h_{ie}$$

$$\rightarrow i_{b1} = -i_{b2}$$

$$I_g = i_{b2} (h_{fe} - 1)$$

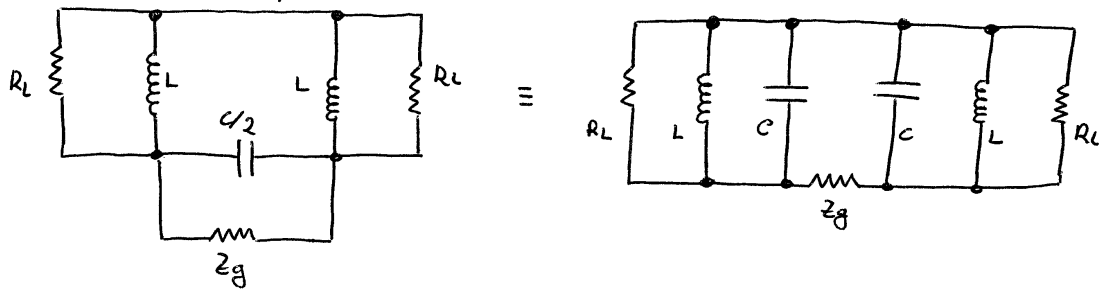
$$i_{b2} = -\frac{V_g}{2} \cdot \frac{1}{h_{ie}}$$

$$Z_g = \frac{V_g}{I_g} = - \frac{2h_{ie}}{h_{fe} - 1} \sim - \frac{2h_{ie}}{h_{fe}} = - 2/g_m \quad \left(\frac{h_{ie}}{h_{fe}} = \frac{1}{g_m} \right)$$

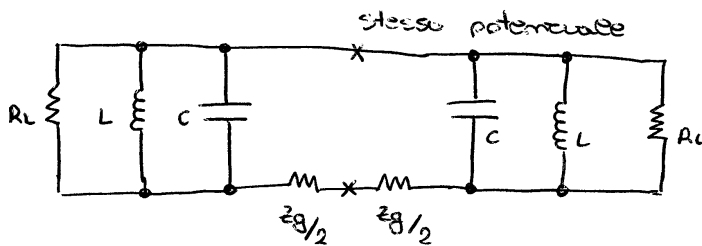
$$Z_g = - 2/g_m \angle \phi$$

un valore di Resistenza riata minore di ϕ consente di innescare un'oscillazione.

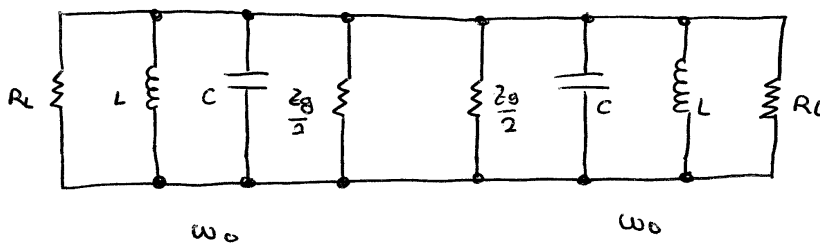
Riscatta :



Data la simmetria del circuito : $Z_g = \frac{Z_g}{2} + \frac{Z_g}{2}$



III



Ogni gruppo risona alla pulsazione ω_0 .

Un particolare si genera un'oscillazione se:

$$Z_{B/2} // R_L < \phi$$

$$\frac{-\frac{1}{g_m} \cdot R_L}{-\frac{1}{g_m} + R_L} < \phi$$

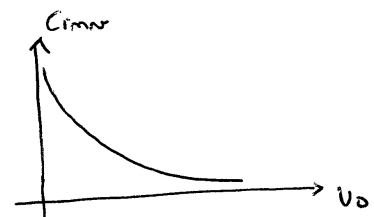
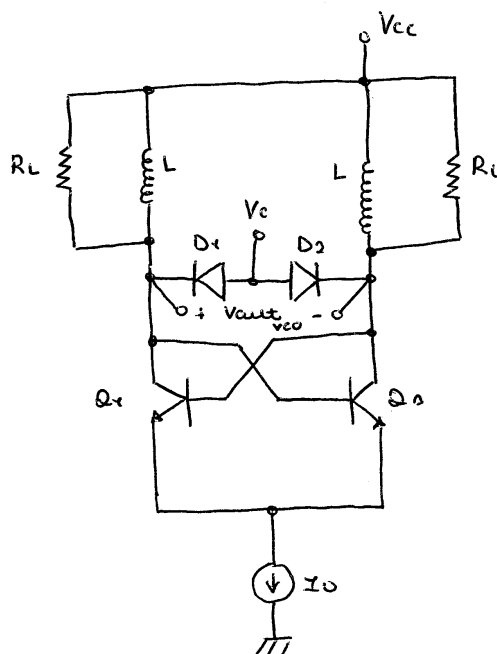
$$-\frac{1}{g_m} \cdot R_L < \phi \quad \forall R_L$$

$$-\frac{1}{g_m} + R_L > \phi$$

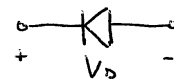
$$R_L > \frac{1}{g_m}$$

Per $R_L > \frac{1}{g_m}$ e' oscillatore di Colpitts differenziale ad emettitori accoppiati produce un'oscillazione.

VCO - OSCILLATORE A FILTRO SELETTIVO



$$I_{0min} = \frac{A}{\sqrt{V_{D1} + V_{D2}}}$$



In continua:

$V_C < V_{DD}$ è necessario un fine di mantenere D_1, D_2 in conduzione.

$$V_D = V_{CC} - V_C$$

(75)

Se $|V_c| \downarrow \Rightarrow V_o \uparrow \Rightarrow C_{imv} \downarrow \Rightarrow f_{osc} \uparrow$

$$f_{osc} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L C_{imv}}}$$

Se $|V_c| \uparrow \Rightarrow V_o \downarrow \Rightarrow C_{imv} \uparrow \Rightarrow f_{osc} \downarrow$

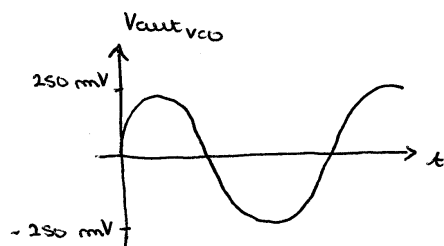
Immaginiamo che questo oscillatore controllato in tensione sia connesso alla porta OL di un MIXER attivo a celle di Gilbert doppiamente bilanciato.

La porta OL deve a mandare alternativamente in saturazione / interdizione coppie di transistori bipolari al fine di introdurre il menor contributo di rumore.

Per fare sì che ciò accada in ingresso alla porta OL del MIXER è necessario avere $V_{OL} = 200 \text{ mV}_{pp}$.

Supponiamo esattamente c.c. l'uscita del VCO ed ingresso OL del MIXER $\rightarrow V_{out_{VCO}} = 400 \text{ mV}_{pp} \rightarrow 500 \text{ mV}_{pp}$

Per avere sicurezza nell'interdurre / saturare i BJT.



$$V_{out_{VCO}+_{MAX}} = V_{DD} + 250 \text{ mV}$$

$$V_{out_{VCO}+_{MIN}} = V_{DD} - 250 \text{ mV}$$

Al fine di non polarizzare direttamente BJT è necessario

$$\text{che: } V_c < V_{DD} - 250 \text{ mV} = V_{CHMAX}$$

$$V_c < V_{CHMAX}$$

$$\phi < V_c < V_{CHMAX}$$

$$C_{inn}(V_C = \phi) = \frac{A}{\sqrt{V_0 + V_{DD}}} = C_{inn_{MIN}}$$

$$C_{inn}(V_C = V_{CHMAX}) = \frac{A}{\sqrt{V_0 + V_{DD} - V_{CHMAX}}} = \frac{A}{\sqrt{V_0 + V_{DD} - V_{DD} + 250 \text{ mV}}} = \frac{A}{\sqrt{V_0 + 0,25 \text{ V}}} = C_{inn_{MAX}}$$

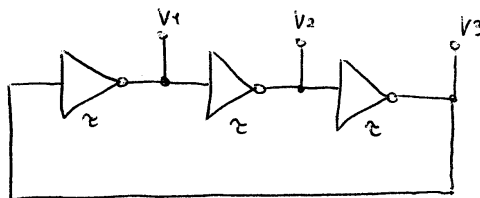
$$\frac{C_{inn_{MAX}}}{C_{inn_{MIN}}} = \frac{\sqrt{V_0 + V_{DD}}}{\sqrt{V_0 + 0,25 \text{ V}}} = 1,9 \quad \begin{array}{l} V_{DD} = 2,5 \text{ V} \\ V_0 = 0,6 \text{ V} \end{array}$$

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L \cdot C_{inn}}} \rightarrow \frac{\omega_{0MAX}}{\omega_{0MIN}} = \sqrt{\frac{C_{inn_{MAX}}}{C_{inn_{MIN}}}} = 1,38$$

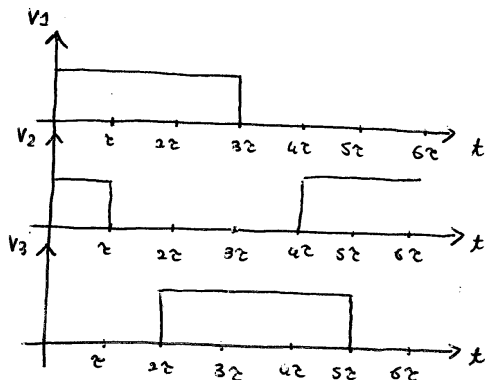
Con questa tecnica si riescono ad ottenere piccole escursioni della frequenza di risonanza attorno al valore centrale.

nell'esempio considerato $\pm 19\%$ attorno ad ω_0 .

OSCILLATORI AD ANELLO



τ : ritardo di propagazione introdotto dal singolo inverters.



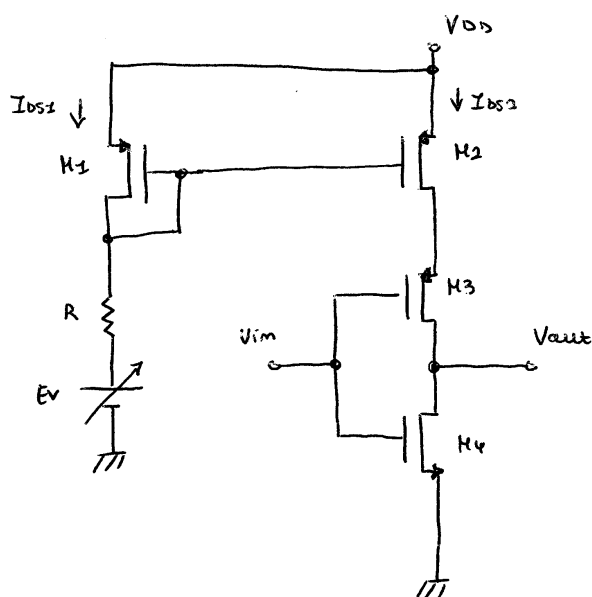
Sia V_1, V_2, V_3 Rumore un periodo di 6τ , ma sono phaseste e' uno dall'altro di un intervallo pari a 2τ .

$$T_0 = 2 \cdot N \cdot \tau$$

$$N = 3$$

$$\rightarrow T_0 = 6\tau, \quad f_0 = \frac{1}{T_0} \quad \text{frequenza di oscillazione.}$$

Realizzazione in tecnologia CMOS con controllo del tempo di propagazione:



Descrizione del circuito inverter con controllo del tempo di propagazione.

$$V_{DS1} = V_{GS1}$$

$$-V_{DD} + V_{GS2} + R \cdot I_{DS1} + E_V = 0$$

$$I_{DS1} = \frac{V_{DD} - V_{GS2} - E_V}{R}$$

$$\text{A causa dello specchio } M_1: M_2 \rightarrow I_{DS1} = I_{DS2}$$

$$E_V \uparrow \Rightarrow I_{DS1} \downarrow \Rightarrow I_{DS2} \downarrow \Rightarrow \tau \uparrow$$

Il tempo di propagazione aumenta se riduco dalla corrente I_{os2} .

Equivalentemente, dato inverter, una corrente I_{os2} ridotta si traduce in una resistenza differenziale in serie ad $H3$ maggiore.

PRO : frequenza di oscillazione trifase.

CONTRO : rumore di fase elevato.

RUMORE DI FASE

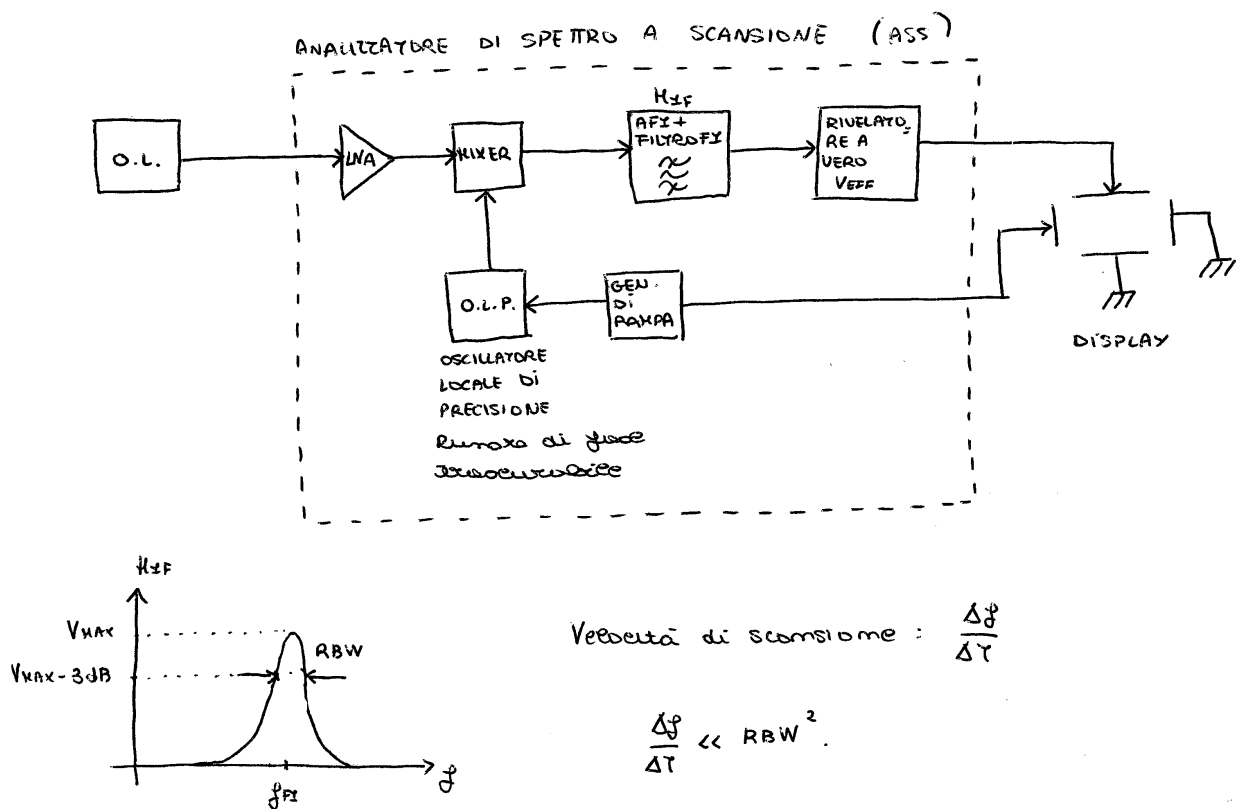
$$V_{OL}(t) = V_{SH} \cdot \cos(\omega_0 t)$$

$$V_{OLR}(t) = [V_{SH} + A_m(t)] \cos[\omega_0 t + \theta_m(t)]$$

$A_m(t)$: componente aleatoria d'ampiezza.

$\theta_m(t)$: componente aleatoria di fase.

Misura del rumore di fase:



Se OL produce una sinusoidale, in frequenza questa si traduce in una $\delta(f - f_{OL})$.

Il display mostra, dalla scansione dell'ASS, la forma del filtro H.F.

Se RBW è un parametro che posso modificare nel filtro FI, riducendo RBW due duplici mi aspetto di vedere una curva a campana di larghezza ridotta.

Riducendo eccessivamente questo non accade a causa del fatto che OL non produce $V_{OL}(t)$ ma $V_{OLR}(t)$.

Non viene prodotta una sinusoide pura e quindi lo spettro non è limitato ad una singola δ in $f = f_{OL}$.

Si definisce PN = PHASE NOISE :

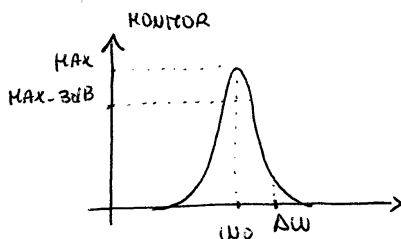
$$PN = \frac{DSP @ \Delta \omega}{\frac{V_{SH}^2}{2}} = \frac{\left[\frac{V^2}{H_t} \right]}{\left[V^2 \right]} = \left[\frac{dB_c}{Hz} \right]$$

dBc : distanza in dB tra
voce misurata a
 $\Delta \omega$ e voce
misurata a ω_0 .

$\frac{V_{SH}^2}{2}$: è la potenza che $V_{OLR}(t)$ genera su un carico di 1 Ω .

$$P_{1\Omega} = V_{eff}^2 = \left(\frac{V_{SH}}{\sqrt{2}} \right)^2 = \frac{V_{SH}^2}{2} \quad (A_m(t) \ll V_{SH})$$

DSP @ $\Delta \omega$:



$$DSP(Hz) = \frac{V_{HIF}^2(\omega_0 + \Delta \omega)}{B_{eff_FI}}$$

$$B_{eff_FI} = RBW$$

PN ↓ se Δω ↑

La condizione corretta di misura prevede di volutezza
 $PSD(Hz)$ a distanza $\Delta\omega$ da ω_0 in maniera da misurare
 il contributo di potenza dovuto al rumore e non
 alla pura oscillazione sinusoidale in ingresso.

Misurare $DSP @ (\Delta\omega = \phi)$ non ha senso:

$$DSP @ (\Delta\omega = \phi) = \frac{V_{SH}^2}{2} \cdot \frac{1}{R_{effFFI}}$$

$$\rightarrow PN = \frac{1}{R_{effFFI}}$$

Quando $\Delta\omega > \phi$ il contributo di potenza è dovuto al
 rumore e non alla sinusoidale pura in ingresso.

Si definisce perciò in via d'esempio:

un'oscillatore R_N con rumore di fase di $-87 dBc/Hz$
 a 100 KHz dalla portante.

Trattazione analitica:

$$V_{sm}(t) = [V_{sh} + A_m(t)] \cos(\omega_0 t + \theta_m(t))$$

$$V_{sa}(t) = [V_{sh} + A_m(t)] \cos(\omega_0 t)$$

$$V_{se}(t) = V_{sh} \cos(\omega_0 t + \theta_m(t))$$

$\int$: operatore DSP o operatore di potenza.

$$S_{VA} = \int [V_{sa}(t) - V_{sh} \cos(\omega_0 t)] = \int [A_m(t) \cos(\omega_0 t)]$$

$$S_{VB} = \int [V_{se}(t) - V_{sh} \cos(\omega_0 t)]$$

$$S_V = \int [V_{sm}(t) - V_{sh} \cos(\omega_0 t)]$$

Teorema di equipartizione dell'energia:

Un segnale che presenta rumore di Ampiezza $A_m(t)$ e di fase $\theta_m(t)$, all'equilibrio termico con l'ambiente

risulta : $S_V = \frac{1}{2} S_{VA} + \frac{1}{2} S_{VB}$

$$S_{VB} = \int \left\{ V_{sh} [\cos(\omega_0 t) \cos(\theta_m(t)) - \sin(\omega_0 t) \sin(\theta_m(t))] - V_{sh} \cos(\omega_0 t) \right\}$$

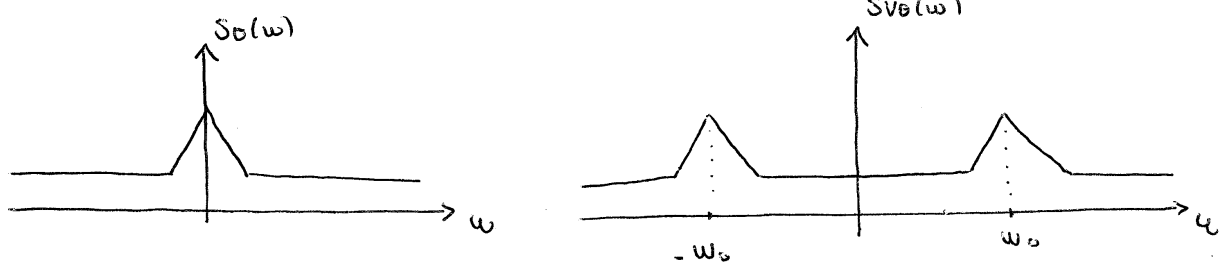
$\theta_m(t)$ può essere considerato un piccolo segnale:

$$\begin{cases} \cos(\theta_m(t)) \rightarrow 1 \\ \sin(\theta_m(t)) \rightarrow \theta_m(t) \end{cases}$$

$$\begin{aligned} S_{VB} &= \int \left[\cancel{V_{sh} \cos(\omega_0 t)} - V_{sh} \sin(\omega_0 t) \theta_m(t) - \cancel{V_{sh} \cos(\omega_0 t)} \right] \\ &= \int \left[- V_{sh} \sin(\omega_0 t) \theta_m(t) \right] = V_{sh}^2 \int \left[\sin(\omega_0 t) \theta_m(t) \right] \end{aligned}$$

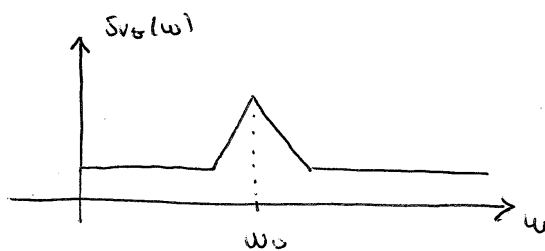
Si definisce lo spettro bilaterale S_{vb} :

$$S_{vb} = \frac{V_{sh}^2}{4} [S_{\theta}(\omega - \omega_0) + S_{\theta}(\omega + \omega_0)]$$



Si definisce lo spettro unilaterale di S_{vb} :

$$S_{vb} = \frac{V_{sh}^2}{2} [S_{\theta}(\omega - \omega_0)]$$



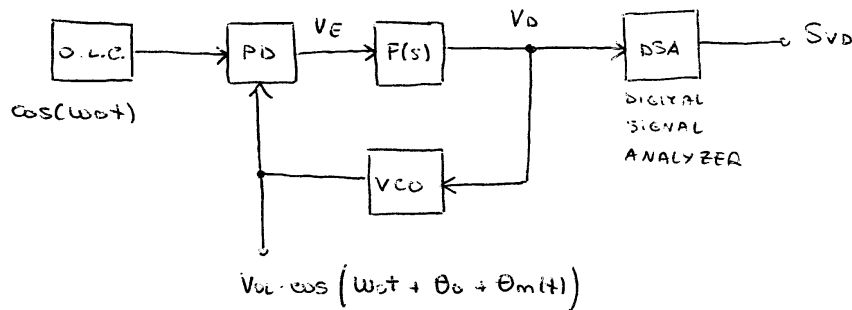
Il rumore intorno ad $\omega = 0$ (rumore flicker) viene trasposto intorno ad $\omega = \omega_0$.

ω_0 : frequenza di lavoro

Am(t) è estremamente importante: tale componente viene sostituita grazie a meccanismi di regolazione dell'ampiezza.

Misura di $\theta_m(t)$

OLE: Oscillatore locale complice, è un c.l. non
 affetto da rumore di fase.



Supponiamo che il VCO sia affetto da rumore di fase $\theta_m(t)$.

$$V_E = -K_E [\theta_0 + \theta_m(s)]$$

$$V_D = K_E F(s) = -K_E F(s) [\theta_0 + \theta_m(s)]$$

$$\theta_0 \cdot s = K_D V_D = -K_D K_E F(s) [\theta_0 + \theta_m(s)]$$

$$\theta_0 (s + K_D K_E F(s)) = -K_D K_E F(s) \theta_m(s)$$

$$\theta_0 = - \frac{K_D K_E F(s)}{s + K_D K_E F(s)} \cdot \theta_m(s)$$

$$s = j\omega \rightarrow \theta_0(j\omega) = - \frac{K_D K_E F(j\omega)}{j\omega + K_D K_E F(j\omega)} \cdot \theta_m(j\omega)$$

Ipotesi:

- 1) $F(j\omega)$ del tipo L.P. con valore alla bassa frequenza F_0
 e limite di banda f_{MAX} ;
- 2) $\theta_m(j\omega) = 0$ per $\omega > 2\pi f_{MAX}$;
- 3) $\omega_p = K_D K_E F_0 \gg \omega_m$, ω_m banda di $\theta_m(j\omega)$.

(29)

Risulta:

$$\frac{K_D K_F F(\omega)}{j\omega + K_D K_F F(\omega)} \rightarrow 1$$

Per cui: $\theta_o(j\omega) = -\theta_m(j\omega)$

$$V_D = \theta_o(s) \cdot \frac{s}{K_D} = -\theta_m(s) \cdot \frac{s}{K_D}$$

$$\rightarrow \theta_m(s) = -V_D \cdot \frac{K_D}{s}$$

K_D dunque rappresenta il valore di $\theta_m(s)$.

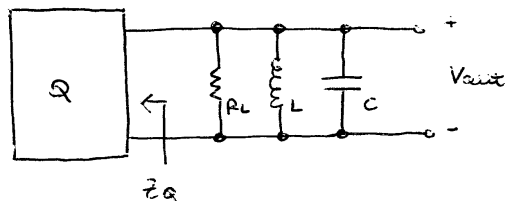
Analizzando S_V tramite la DSA è possibile ricavare

S_θ :

$$S_\theta = S_V \cdot \frac{K_D^2}{\omega^2}$$

EFFETTO DELLE SORGENTI DI RUMORE SUL RUMORE DI FASE

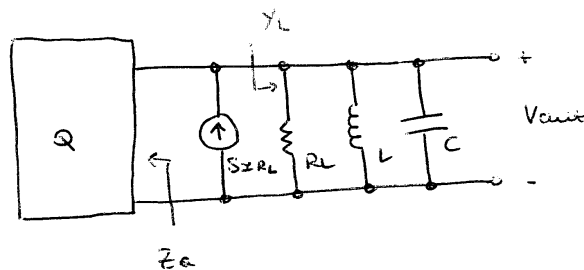
OSCILLATORE A FILTRO RISONANTE



$$Z_Q(\omega = \omega_0) = -R_L$$

In questa maniera si ottiene un sistema naturalmente stabile in grado di oscillare ad $\omega = \omega_0$.

Introduciamo il rumore termico di R_L :



$$S_{2R_L} = 4kT G_L \quad \text{con} \quad G_L = \frac{1}{R_L}$$

$$Y_L = \frac{1}{R_L} + j\omega C - \frac{j}{\omega L}$$

$$Y_L(\omega = \omega_0) = \frac{1}{R_L} \quad \text{con} \quad \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$$

Supponiamo di deviare di $\Delta\omega$ da ω_0 e ipotizziamo

$$\text{che: } Z_Q(\omega = \omega_0) = Z_Q(\omega = \omega_0 + \Delta\omega) = -R_L$$

$$Y_L(\omega_0 + \Delta\omega) = Y_L(\omega = \omega_0) + \frac{\partial Y_L}{\partial \omega} \bigg|_{\omega = \omega_0} \cdot \Delta\omega$$

Supponiamo $\Delta\omega \ll \omega_0$.

$$Y_L(\omega_0 + \Delta\omega) = \frac{1}{R_L} + \left(j\omega C + \frac{j}{\omega_0^2 L} \right) \Delta\omega = \frac{1}{R_L} + \frac{j\omega_0^2 LC + j}{\omega_0^2 L} \cdot \Delta\omega$$

$$= \frac{1}{R_L} + \frac{2j}{\omega_0^2 L} \cdot \Delta\omega \quad (\omega_0 = 1/\sqrt{LC})$$

$$\operatorname{Re} \{ Y_L(\omega = \omega_0) \} = \operatorname{Re} \{ Y_L(\omega = \omega_0 + \Delta\omega) \}$$

$$\operatorname{Im} \{ Y_L(\omega = \omega_0) \} \neq \operatorname{Im} \{ Y_L(\omega = \omega_0 + \Delta\omega) \}$$

$$S_{\text{Vant}}(\omega_0 + \Delta\omega) = S_{RL} \cdot Z_{\text{Vista}}^2(\omega_0 + \Delta\omega)$$

$$Y_{\text{Vista}}(\omega_0 + \Delta\omega) = Y_L + \frac{1}{Z_Q} = \frac{1}{R_L} + \frac{2j}{\omega_0^2 L} \cdot \Delta\omega - \frac{1}{R_L} = \frac{2j}{\omega_0^2 L} \cdot \Delta\omega$$

Ricordando che:

$$Q_L = \frac{R_L}{\omega_0 L} = \omega_0 R_L C$$

$$\omega_0^2 = \frac{1}{LC} \rightarrow C = \frac{1}{\omega_0^2 L}$$

$$Y_{\text{Vista}}(\omega_0 + \Delta\omega) = 2jC \Delta\omega = 2j \frac{Q_L}{\omega_0 R_L} \cdot \Delta\omega$$

$$S_{\text{Vant}}(\omega_0 + \Delta\omega) = S_{RL} \cdot \left(\frac{\omega_0 R_L}{2 Q_L \Delta\omega} \right)^2 = 4kT G_L \cdot \left(\frac{\omega_0 R_L}{2 Q_L \Delta\omega} \right)^2$$

↑
Spettro unilaterale
di S_{Vant} .

$\Delta\omega \neq 0$ non può essere scelta.

(32)

$$L(\Delta\omega) = P_N(\omega_0 + \Delta\omega) = \frac{DSP @ \Delta\omega}{\frac{V_{ant_n}^2}{2}} = 4KT G_L \left(\frac{\omega_0 R_L}{2Q_L \Delta\omega} \right)^2 \cdot \frac{1}{V_{ant_n}^2}$$

$$P_{ant} = \frac{1}{2} \cdot \frac{V_{ant_n}^2}{R_L}$$

$$\rightarrow L(\Delta\omega) = 4KT \cdot \frac{1}{R_L} \cdot \left(\frac{\omega_0 R_L}{2Q_L \Delta\omega} \right)^2 \cdot \frac{1}{2 R_L P_{ant}}$$

$$= KT \cdot \left(\frac{\omega_0}{Q_L \Delta\omega} \right)^2 \cdot \frac{1}{P_{ant}}$$

$$L(\Delta\omega) \propto Q_L^{-2}$$

$L(\Delta\omega) \downarrow$ se $Q_L \uparrow$: si traduce nel desiderare fattori di qualità elevati.

$$L(\Delta\omega) \propto \Delta\omega^{-2}$$

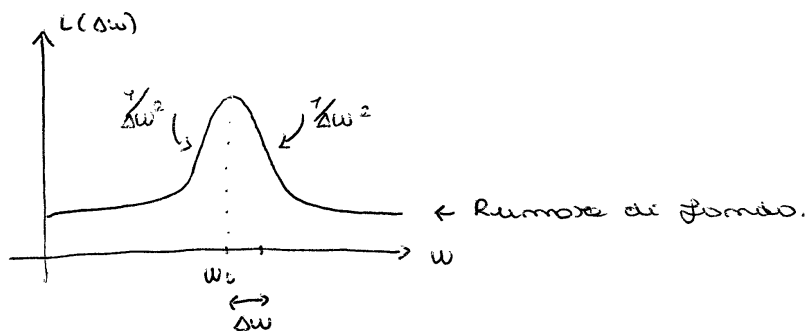
$L(\Delta\omega) \downarrow$ se $\Delta\omega \uparrow$

$L(\Delta\omega) \downarrow$ se $P_{ant} \uparrow$: $P_{ant} \uparrow$ se $V_{ant_n} \uparrow$

nel caso sia presente un meccanismo di regolazione d'ampiezza, per le teorie di equipartizione dell'

$$\text{energia} : L(\Delta\omega) = \frac{1}{2} \cdot KT \left(\frac{\omega_0}{Q_L \Delta\omega} \right)^2 \cdot \frac{1}{P_{ant}} = 2KT \left(\frac{\omega_0}{2Q_L \Delta\omega} \right)^2 \cdot \frac{1}{P_{ant}}$$

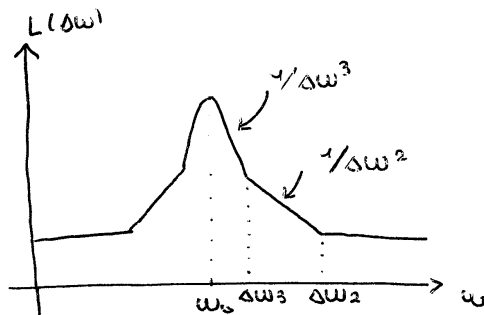
Dai risultati ottenuti mi aspetto che:



In realtà le semplificazioni effettuate fanno condotto ad un risultato parzialmente esatto.

(93)

Lo spettro corretto è del tipo:



Tale spettro è descritto dalla formula di LEESON:

$$L(\Delta\omega) = \frac{2FKT}{P_{out}} \left[1 + \left(\frac{\omega_0}{2Q_L \Delta\omega} \right)^2 \right] \left(1 + \frac{\Delta\omega_3}{\Delta\omega} \right)$$

F: coefficiente di Fitting

$$\Delta\omega \rightarrow \infty : L(\Delta\omega) = \frac{2FKT}{P_{out}} \quad \text{andamento bianco.}$$

$$\Delta\omega \ll \Delta\omega_3 \Rightarrow \frac{\Delta\omega_3}{\Delta\omega} \gg 1$$

$$\Delta\omega \ll \omega_0 \Rightarrow \frac{\omega_0}{\Delta\omega} \gg 1 : L(\Delta\omega) = \frac{2FKT}{P_{out}} \cdot \left(\frac{\omega_0^2}{2Q_L} \right) \cdot \frac{\Delta\omega_3}{\Delta\omega^3}$$

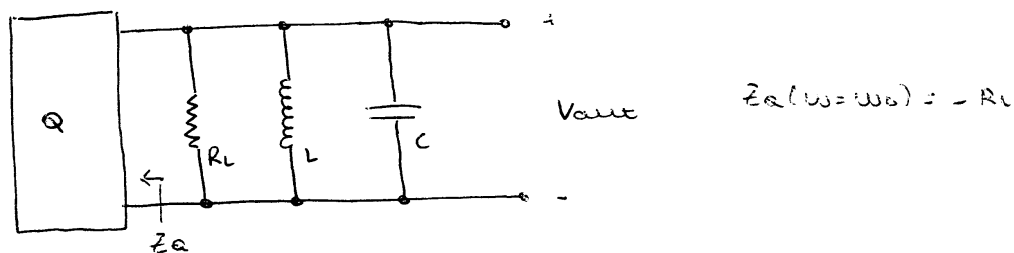
andamento $1/\Delta\omega^3$.

$$\Delta\omega \gg \Delta\omega_3 \Rightarrow \frac{\Delta\omega_3}{\Delta\omega} \ll 1$$

$$\Delta\omega \ll \omega_0 \Rightarrow \frac{\omega_0}{\Delta\omega} \gg 1 : L(\Delta\omega) = \frac{2FKT}{P_{out}} \left(\frac{\omega_0}{2Q_L \Delta\omega} \right)^2$$

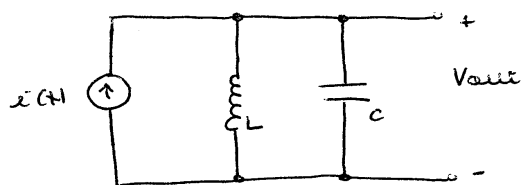
andamento $1/\Delta\omega^2$.

TEORIA LINEARE TEMPO VARIANTE PER LA DESCRIZIONE DEL RUMORE DI FASE



Per $\omega = \omega_0$ il sistema si comporta come un sistema marginalmente stabile: ~~stabile~~ ~~in condizioni~~ iniziali del gruppo LC, esso produce un'oscillazione periodica.

Gli effetti prodotti da Q possono essere schematizzati con l'introduzione di un gen. di corrente.



Per $\omega = \omega_0 = 1/\sqrt{LC}$ per effetti dovuti alla sorgente di rumore presente all'interno di Q sono schematizzati con $i(t)$.

$$V_{out} = V_{out_H} \cdot \sin[\omega_0 t + \theta_m(t)]$$

$\theta_m(t)$ com'è influenzato da $i(t)$?

1) Relazione tra $i(t)$ e $\theta_m(t)$ lineare.

Anche se la non linearità è una chiara proprietà degli oscillatori reali, per piccole variazioni

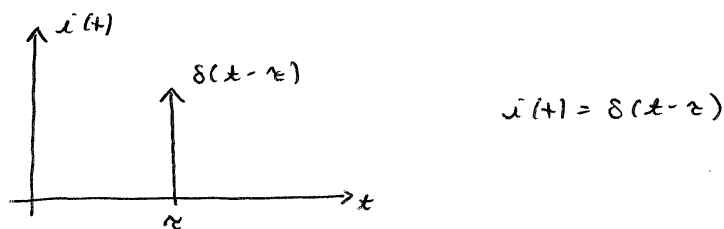
di $i(t)$ è possibile considerare una relazione di linearità tra $i(t)$ e $\theta_m(t)$

2) Relazione tra $i(t)$ e $\theta_m(t)$ dipendente dal tempo.

Si dimostra in seguito il p.to 2:

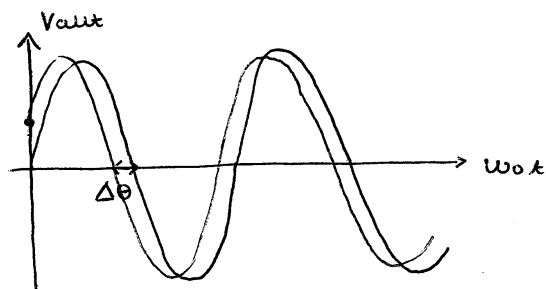
Consideriamo come un impulso di corrente variabile risposta di un filtro risonante LC.

Consideriamo che il filtro LC sia oscillante con ampiezza costante prima dell'applicazione dell'impulso.



L'impulso di corrente si trasforma in una carica ΔQ . Considerato che l'induttore si oppone a variazioni di corrente, questa variazione di carica genera su C provocando una variazione di tensione $\Delta V = \Delta Q / C$.

$\omega_0 t_0 = \phi$:



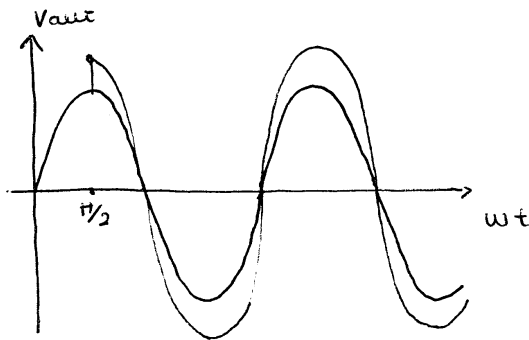
immettendo un $\omega_0 t_0 = \phi$ non spendo potenza in quanto istantaneamente risulta:

$$V_{alt}(t) \cdot i(t) = \phi$$

Il risultato è che la sinusoida subisce un traslazio-
ne di fase $\Delta \theta$.

(86)

$$\omega_0 t_0 = \pi/2$$



uniestando in $\omega_0 t_0 = \pi/2$
 avendo potenze in quanto
 istantaneamente
 risultata $V_{aut}(t) \cdot i(t) \neq 0$.
 L'energia utilizzata
 viene immagazzinata

all'interno del gruppo LC con conseguente incremento
 dell'ampiezza dell'oscillazione.

Possiamo quindi definire l'oscillatore risonante
 come un sistema LTV (lineare tempo variante).

Essendo il sistema lineare, esso può essere descritto
 attraverso la risposta impulsiva:

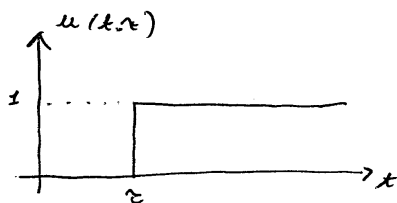
$$\Delta \theta(t) = h(t, \tau) * I(t)$$

$\uparrow$
 convolutione

$h(t, \tau)$ è la risposta impulsiva.

$$h(t, \tau) = \frac{K(\omega_0 \tau)}{Q_{MAX}} \cdot u(t - \tau)$$

$u(t - \tau)$: funzione gradino



A priori non è possibile
 definire la risposta
 impulsiva del sistema LTV.
 La risposta impulsiva
 viene definita a seguito
 dell'applicazione del
 segnale d'ingresso.

presente all'interno
 della risposta impulsiva
 in quanto un impulso
 di corrente genera un
 gradino di fase.

$K(\omega_0 \tau)$: IMPULSE SENSITIVITY FUNCTION

Codifica informazione sulla sensibilità dell'oscillatore ad impulsi con fase $\omega_0 \tau$.

$K(\omega_0 \tau)$ è chiaramente una funzione periodica con periodo preso dall'oscillazione prodotta dal gruppo

$$LC : T_0 = \frac{2\pi}{\omega_0}$$

nel caso precedente avevamo visto che:

$$K(\omega_0 t_0 = 0) = K_{MAX}$$

$$K(\omega_0 t_0 = \pi/2) = K_{MIN}$$

$$Q_{MAX} : V_{MAX} = \frac{Q_{MAX}}{C} \quad (V_{MAX} = V_{OUTMAX})$$

La presenza di un fattore $1/Q_{MAX}$ all'interno della risposta impulsiva rende la funzione $K(\omega_0 \tau)$ indipendente dall'ampiezza del segnale.

Sia $K(\omega_0 \tau)$ che $h(t, \tau)$ sono riferite a $\Delta Q = \pm C$.

Consideriamo la risposta impulsiva di un sistema LTV:

$$\Delta \theta(t) = h(t, \tau) * I(\tau)$$

il seguito dell'applicazione dell'impulso: $h(t, \tau) \rightarrow h(t - \tau)$

$$\begin{aligned} \Delta \theta(t) &= \int_{-\infty}^{+\infty} h(t - \tau) \cdot i(\tau) d\tau = \int_{-\infty}^{+\infty} \frac{K(\omega_0 \cdot \tau)}{Q_{MAX}} \cdot u(t - \tau) i(\tau) d\tau \\ &= \int_{-\infty}^t \frac{K(\omega_0 \cdot \tau)}{Q_{MAX}} \cdot i(\tau) d\tau = \frac{1}{Q_{MAX}} \cdot \int_{-\infty}^t K(\omega_0 \tau) \cdot i(\tau) d\tau \end{aligned}$$

mecc' ipotesi di sistema LTI:

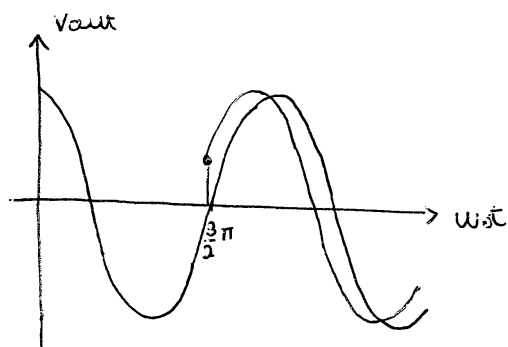
$$F(\omega_0 t) = \cos t \quad (\text{immersione di } F \text{ rispetto a } t)$$

→ $PSD(\Delta\theta) \propto \frac{1}{\omega^2}$ ← termine dovuto all'integrale
 al quadrato per dare la potenza
 $\left(\frac{1}{\omega}\right)^2$.

Verifichiamo che effettivamente la presenza di un
 fattore $\Delta\theta(t) \propto \frac{1}{Q_{MAX}}$ sia giustificata:

$$V_{out} = V_{outK} \cos[\omega_0 t + \theta_m(t)]$$

$$\omega_0 t_0 = \frac{3\pi}{2}$$



iniettando in $\omega_0 t_0 = \frac{3\pi}{2}$

$$V_{out}(t) \cdot i(t) = \neq$$

$$V_{out}(t_0) + \Delta V = V_{out}(\omega_0 t_0 + \Delta\theta)$$

$$\Delta V = \Delta Q / C$$

$$\begin{aligned} V_{outK} \cos(\omega_0 t_0) + \frac{\Delta Q}{C} &= V_{outK} \cos(\omega_0 t_0 + \Delta\theta) \\ &= V_{outK} [\cos(\omega_0 t_0) \cos(\Delta\theta) - \sin(\omega_0 t_0) \sin(\Delta\theta)] \end{aligned}$$

$\Delta\theta$ piccolo segnale:

$$\begin{cases} \cos(\Delta\theta) \rightarrow 1 \\ \sin(\Delta\theta) \rightarrow \Delta\theta \end{cases}$$

$$V_{\text{aut}} \cos(\omega_0 t) + \frac{\Delta Q}{C} = V_{\text{aut}} \cos(\omega_0 t) - V_{\text{aut}} \sin(\omega_0 t) \Delta \theta$$

$$\Delta \theta = - \frac{\Delta Q}{C \cdot V_{\text{aut}} \sin(\omega_0 t)} = - \frac{\Delta Q}{\phi \cdot \sin(\omega_0 t)} \cdot \frac{\phi}{Q_{\text{MAX}}}$$

$$= - \frac{\Delta Q}{Q_{\text{MAX}}} \cdot \frac{1}{\sin(\omega_0 t)}$$

$$\Delta \theta \propto \frac{1}{Q_{\text{MAX}}}$$

La precedente relazione è valida solo nel caso di risonanza all'istante $\omega_0 t = 3/2 \pi$.

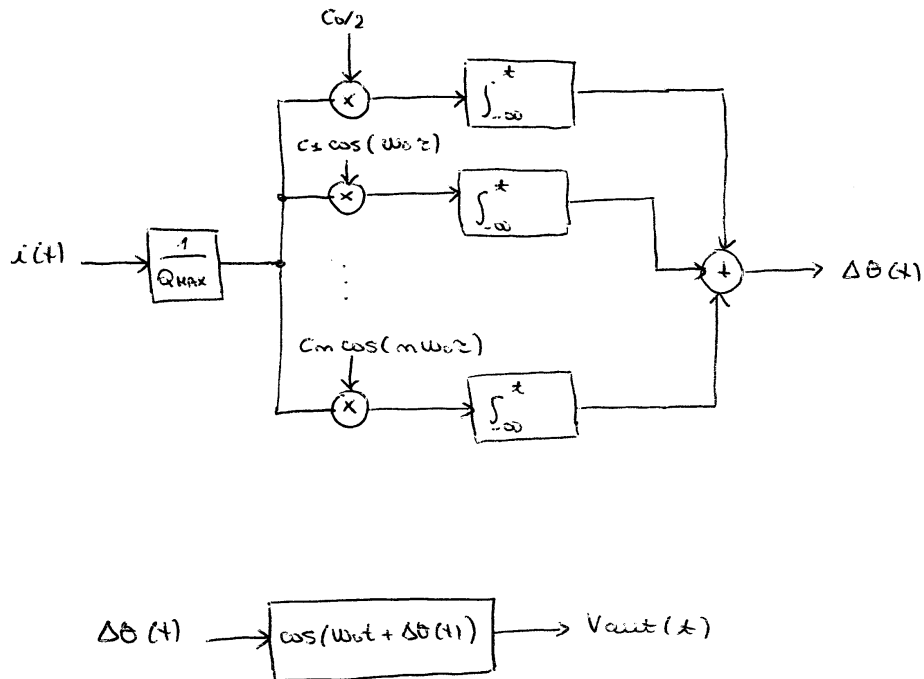
$$\Delta \theta(t) = \frac{1}{Q_{\text{MAX}}} \cdot \int_{-\infty}^t K(\omega_0 \tau) i(\tau) d\tau$$

$K(\omega_0 t)$ è una funzione periodica

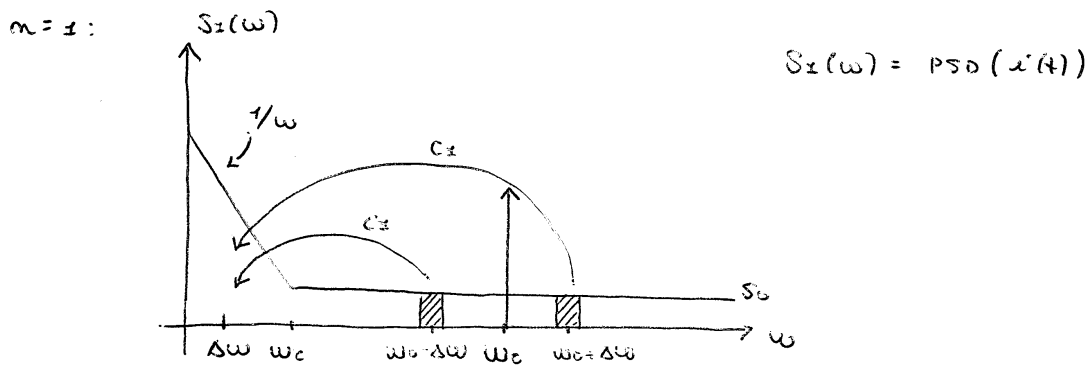
$$K(\omega_0 t) = \frac{c_0}{2} + \sum_{m=1}^{\infty} c_m \cos(m\omega_0 \tau + \varphi_m)$$

Supponendo le componenti di rumore non correlate posso trascurare l'effetto di φ_m .

$$\Delta \theta(t) = \frac{1}{Q_{\text{MAX}}} \left[\frac{c_0}{2} \int_{-\infty}^t i(\tau) d\tau + \sum_{m=1}^{\infty} c_m \int_{-\infty}^t i(\tau) \cos(m\omega_0 \tau) d\tau \right]$$



$x(t)$ e $\Delta\theta(t)$ sono processi stocastici e per essi ha senso valutare la DSP:



$$S_x(\omega) = S_{x,1/f}(\omega) + S_0$$

$$\begin{cases} S_x(\omega) = S_{x,1/f}(\omega) & \text{per } \omega < \omega_c \\ S_x(\omega) = S_0 & \text{per } \omega > \omega_c \end{cases}$$

$$S_{x,1/f}\left(\frac{f}{f}\right) = S_0 \cdot \frac{f_c}{f}$$

(10)

Valutazione del contributo introdotto da S_0 :

$S_{\theta_0}(\Delta\omega)$: PSD ($\text{dB}(1)$) dovuta ad S_0 .

$$\begin{aligned} S_{\theta_0}(\Delta\omega) &= \frac{1}{\Delta\omega^2} \cdot \left[\frac{C_0^2}{4} \cdot \frac{1}{Q_{HAX}^2} \cdot S_0 + \left(\frac{1}{2}\right)^2 \cdot C_1^2 \cdot \frac{1}{Q_{HAX}^2} \cdot 2 \cdot S_0 + \dots + \right. \\ &\quad \left. + \left(\frac{1}{2}\right)^2 \cdot C_m^2 \cdot \frac{1}{Q_{HAX}^2} \cdot 2 \cdot S_0 \right] \\ &= \frac{1}{\Delta\omega^2} \cdot \frac{1}{Q_{HAX}^2} \cdot \left[\frac{C_0^2}{4} + \frac{C_1^2}{2} + \dots + \frac{C_m^2}{2} \right] \cdot S_0 \end{aligned}$$

$$M_{RHS}^2(\omega_0 \tau) = \frac{C_0^2}{4} + \frac{C_1^2}{2} + \dots + \frac{C_m^2}{2}$$

$$S_{\theta_0}(\Delta\omega) = \frac{1}{\Delta\omega^2} \cdot \frac{1}{Q_{HAX}^2} \cdot M_{RHS}^2(\omega_0 \tau) \cdot S_0$$

Valutazione del contributo introdotto da $S_{1/f}$:

$$\omega_0 \gg \omega_c \rightarrow \frac{\omega_c}{\omega_0} \ll 1 \rightarrow S_{1/f, \omega}(\omega_0) \sim \emptyset$$

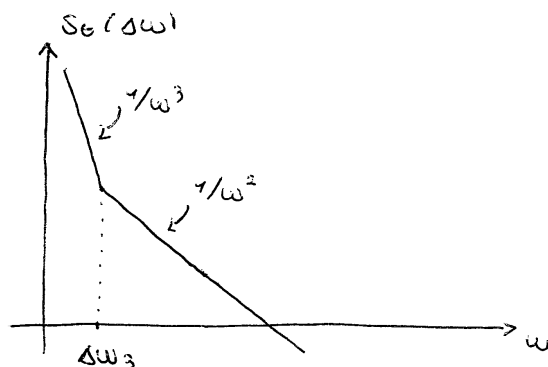
Per $m > 1$: queste componenti non riportano nessuna componente di sensibile entità in $\omega = \Delta\omega$.

$$\begin{aligned} m = \emptyset: \quad S_{\theta_{1/f}}(\Delta\omega) &= \frac{1}{\Delta\omega^2} \cdot \frac{1}{Q_{HAX}^2} \cdot \frac{C_0^2}{4} \cdot S_{1/f, \omega}(\Delta\omega) \\ &= \frac{1}{\Delta\omega^2} \cdot \frac{1}{Q_{HAX}^2} \cdot \frac{C_0^2}{4} \cdot S_0 \cdot \frac{\omega_c}{\Delta\omega} \\ &= \frac{1}{Q_{HAX}^2} \cdot \frac{C_0^2}{4} \cdot S_0 \cdot \frac{\omega_c}{\Delta\omega^3} \end{aligned}$$

Si nota immediatamente che:

$$C_0 = \emptyset \Rightarrow S_{\theta_{1/f}}(\Delta\omega) = \emptyset$$

Se $H(\omega_c z)$ è una funzione alternante la componente $\frac{1}{\Delta\omega^3}$ viene respinta totalmente.



$$S_0(\Delta\omega) = S_{0_0}(\Delta\omega) + S_{0_{1/2}}(\Delta\omega)$$

$$\omega = \Delta\omega_3 \Rightarrow S_{0_0}(\Delta\omega_3) = S_{0_{1/2}}(\Delta\omega_3)$$

$$\frac{1}{\Delta\omega_3^2} \cdot \frac{1}{Q_{MAX}^2} \cdot M_{AMS}^2(\omega_c z) \cdot S_0 = \frac{1}{Q_{MAX}^2} \cdot \frac{C_0^2}{4} \cdot S_0 \cdot \frac{\omega_c}{\Delta\omega_3^3}$$

$$\Delta\omega_3 = \omega_c \cdot \frac{C_0^2}{4 M_{AMS}^2(\omega_c z)}$$

$$\Delta\omega_3 < \omega_c.$$

$$\begin{aligned} S_0(\Delta\omega) &= \frac{1}{\Delta\omega^2} \cdot \frac{1}{Q_{MAX}^2} \cdot M_{AMS}^2(\omega_c z) \cdot S_0 + \frac{1}{Q_{MAX}^2} \cdot \frac{C_0^2}{4} \cdot S_0 \cdot \frac{\omega_c}{\Delta\omega^3} \\ &= \frac{S_0}{Q_{MAX}^2} \left(\frac{M_{AMS}^2(\omega_c z)}{\Delta\omega^2} + \frac{\omega_c C_0^2}{4 \Delta\omega^3} \right) \end{aligned}$$

$$S_{0_{BI LAT.}}(\Delta\omega) = \frac{1}{2} S_0(\Delta\omega)$$

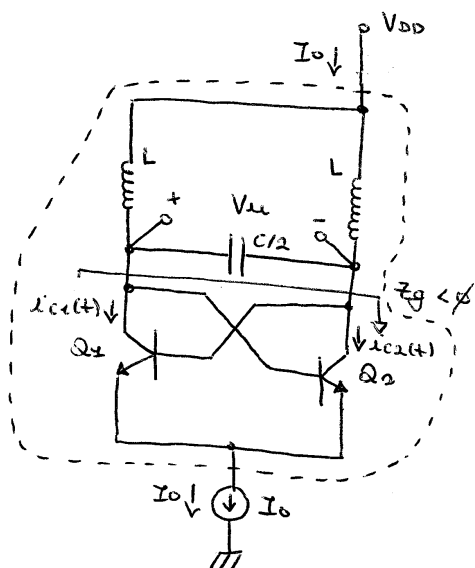
$S_0(\Delta\omega)$: spettro unilaterale di $\theta_m(t)$.

$S_{0_{BI LAT.}}(\Delta\omega)$: spettro bilaterale di $\theta_m(t)$.

(103)

Riprendiamo l'oscillatore di Colpitts differenziale ad emettitori accoppiati che fa parte della categoria degli oscillatori a filtro selettivo:

Si trascuri la presenza di R_L :



consente di innescare un'oscillazione ad $\omega = \omega_0$.

Analisi della classe di funzionamento del circuito:

Funzionamento in classe C da scegliere in quanto, considerato che $\phi < \theta < \pi/2$, con θ : angolo di conduzione, risulta:

$$\begin{cases} i_{c1}(t) = \frac{I_0}{2} + i_c(t) \\ i_{c2}(t) = \frac{I_0}{2} - i_c(t) \end{cases} \quad i_{c1}(t) + i_{c2}(t) = I_0.$$

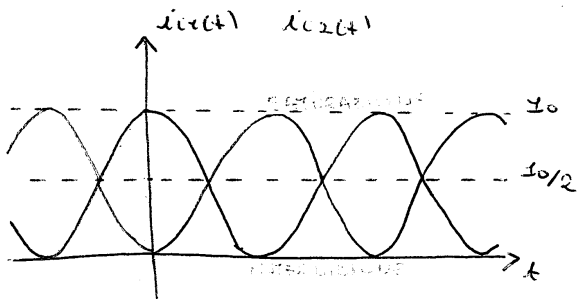
Entrambi i BJT, Q_1 e Q_2 , possono funzionare in classe C?

Ma, se Q_1 è interdetto per più di metà periodo risulta che Q_2 è in zona attiva per più di metà periodo. Ciò comporterebbe che Q_1 lavori in classe C mentre Q_2 lavori in classe AB.

(106)

Data la simmetria del circuito questo non può accadere.

Funzionamento in classe A :

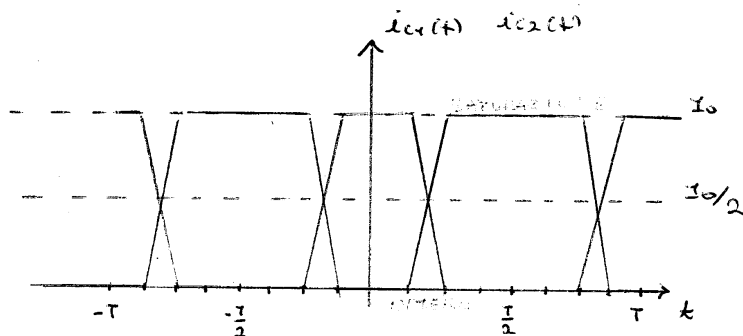


$$i_1(t) + i_2(t) = I_0$$

Q_1 e Q_2 si trovano a lavorare sempre in zona FAR.

In assenza di un CAG questa realizzazione in classe A deve lavorare regime di funzionamento nel momento in cui $|PA(\omega=\omega_0)|=1$ e $\angle PA(\omega=\omega_0) \neq \phi$, il che è estremamente difficile.

Funzionamento MIXED MODE :



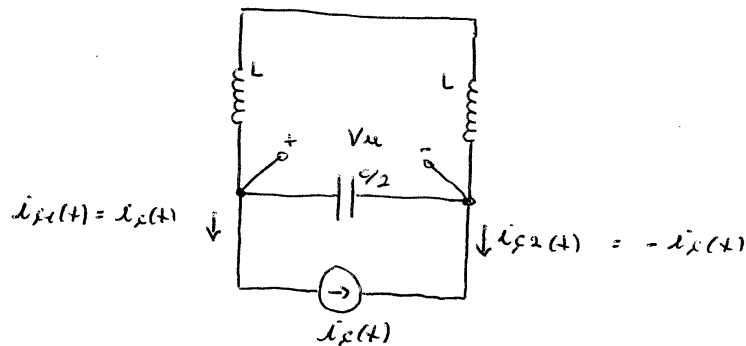
$$i_1(t) + i_2(t) = I_0$$

Q_1 e Q_2 attraversano tutte le regioni di funzionamento SATURAZIONE, FAR e INTERDIZIONE.

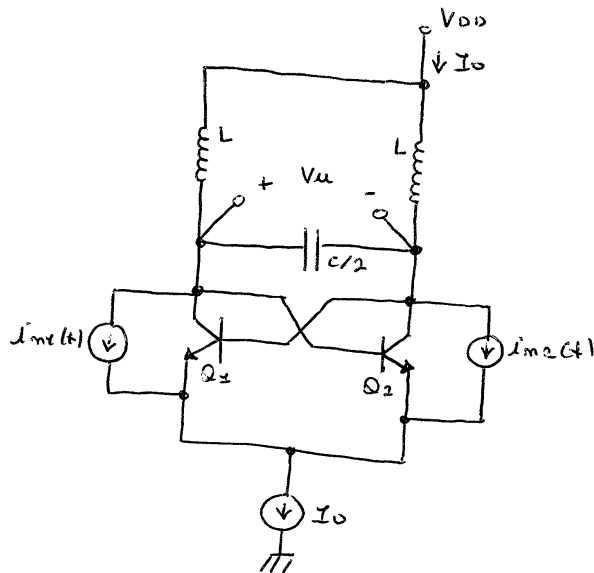
Determinando le tempistiche in cui i BJT stanno in SAT. e INTERD. è possibile definire con maggiore precisione $|PA(\omega=\omega_0)|=1$ e $\angle PA(\omega=\omega_0) \neq \phi$.

Consideriamo che la corrente che fluisce nel circuito è I_0 ; applicando una KY risulta:

Il circuito equivalente alle variazioni è il seguente:



Consideriamo adesso il circuito completo di sorgenti di rumore:



$i_{m1}(t)$: contributo di rumore introdotto da Q_1 .

$i_{m2}(t)$: contributo di rumore introdotto da Q_2 .

$$i_{m1}(t) \rightarrow M_1(\omega_0 \tau)$$

Durante ~ primo semiperiodo Q_1 SAT $\rightarrow$ FAR

durante ~ secondo semiperiodo Q_1 FAR $\rightarrow$ INTERD.

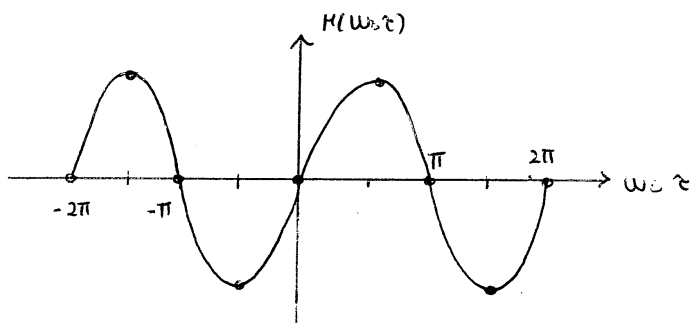
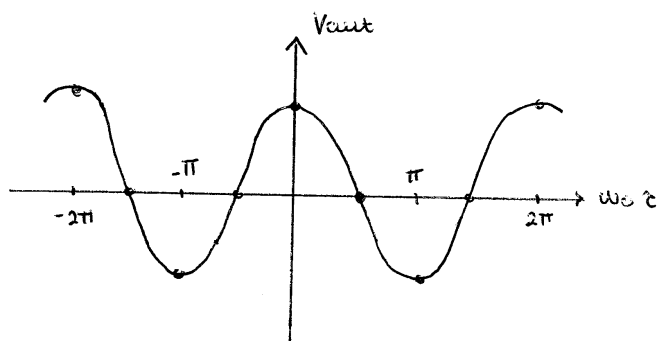
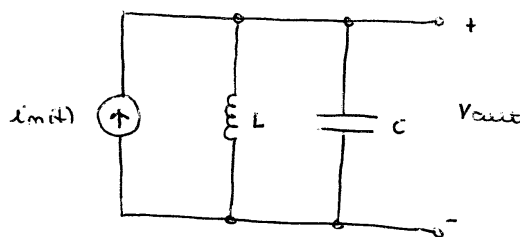
Il modo di rispondere di Q_2 ad un impulso di corrente nasce dal primo o secondo

semiperiodo. Questo comporta $C_0 \neq \phi$.

$$\rightarrow S_{0,1/2} \neq \phi$$

Stessa cosa vale per Q_2 .

In controposizione, nel circuito seguente possiamo notare $C_0 = \phi$:



$H(\omega_0 \tau)$

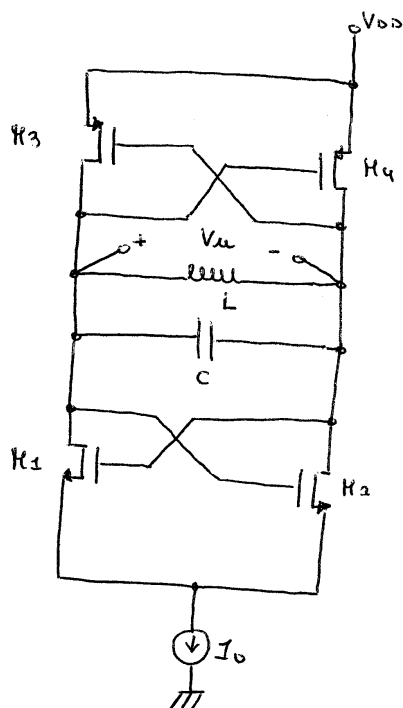
determinata

$$\rightarrow C_0 = \phi$$

$$\rightarrow S_{0,1/2} = \phi$$

È possibile migliorare le Performance dell'oscillatore a Capiotta differenziale ad emettitori accoppiati separando simmetricamente la struttura:

Realizzazione a MOSFET



Oscillatore di Capiotta
a PMOS.

Oscillatore di Capiotta
a NMOS.

H_1, H_4 ON ; H_2, H_3 OFF

H_1, H_4 OFF ; H_2, H_3 ON

La simmetrizzazione del funzionamento mi consente di ridurre C_0 .

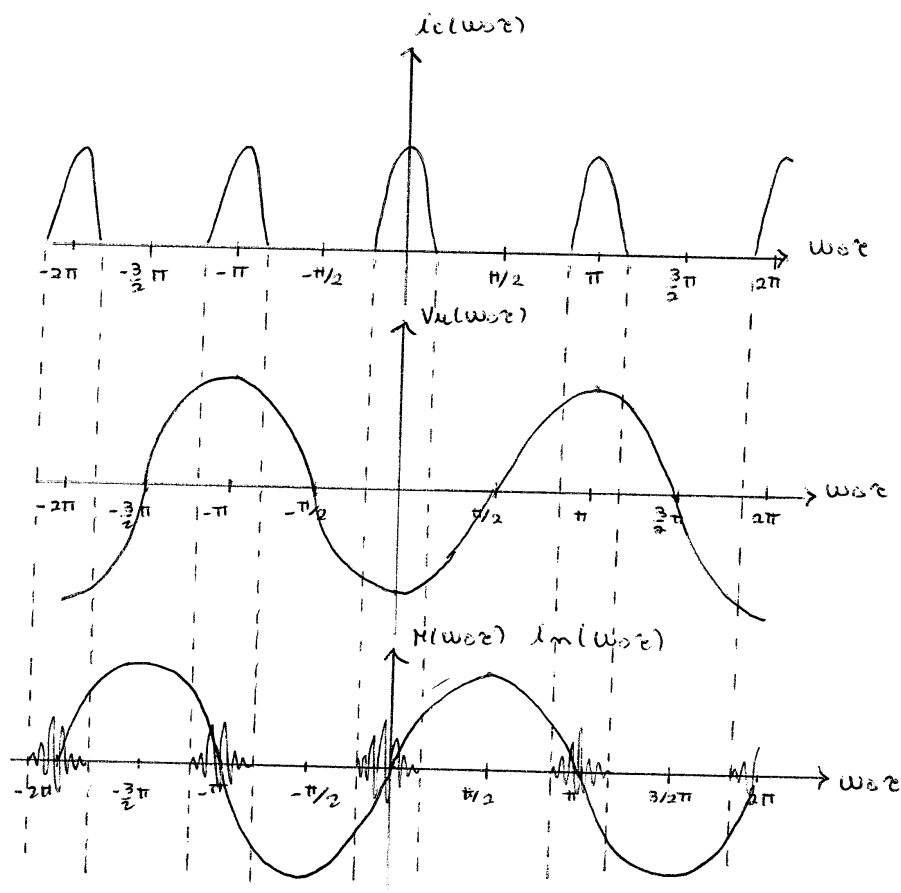
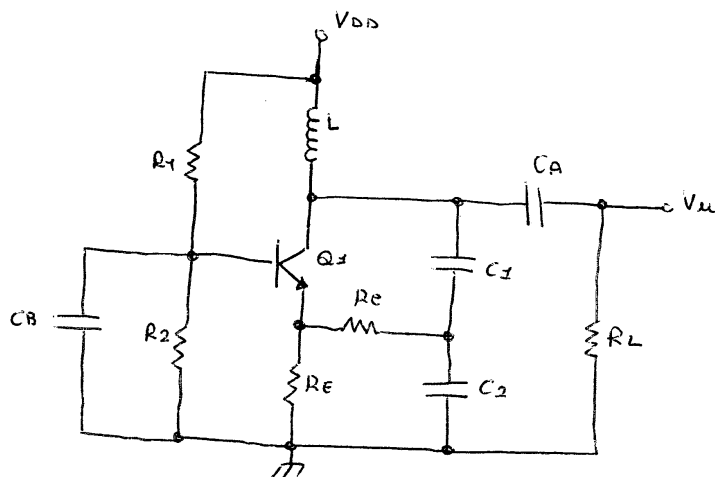
$$C_0 \downarrow \Rightarrow S_{0.1/g} \downarrow$$

È possibile scegliere le dimensioni dei transistori al fine di ridurre C_0 .

OSCILLATORE DI COLPITTS C.B.

Fa parte nella categoria degli oscillatori in classe C a Filtro Selettivo.

Rete completa :



$i_m(t)$ è definito come un processo aleatorio stocastico di rumore prodotto da Q_1 .

In particolare modo $i_m(t)$ è proporzionale a $i_c(t)$

La periodicità di $i_c(t)$ definisce la periodicità di $i_m(t)$.

$$i_m(t) = i_c(t) \cdot \alpha(\omega_0 t)$$

$i_c(t)$: Sorgente di rumore bianco stocastico

$\alpha(\omega_0 t)$: funzione periodica di periodo $\frac{2\pi}{\omega_0}$.

$$\Delta\theta(t) = h_{eff}(t, \tau) * i_m(t)$$

$$h_{eff}(t, \tau) = \frac{M_{eff}(\omega_0 \tau)}{Q_{MAX}} \cdot u(t - \tau)$$

$$M_{eff}(\omega_0 \tau) = M(\omega_0 \tau) \cdot \alpha(\omega_0 \tau)$$

$$\rightarrow \Delta\theta(t) = \frac{1}{Q_{MAX}} \int_{-\infty}^t M_{eff}(\omega_0 \tau) \cdot i_m(\tau) d\tau$$

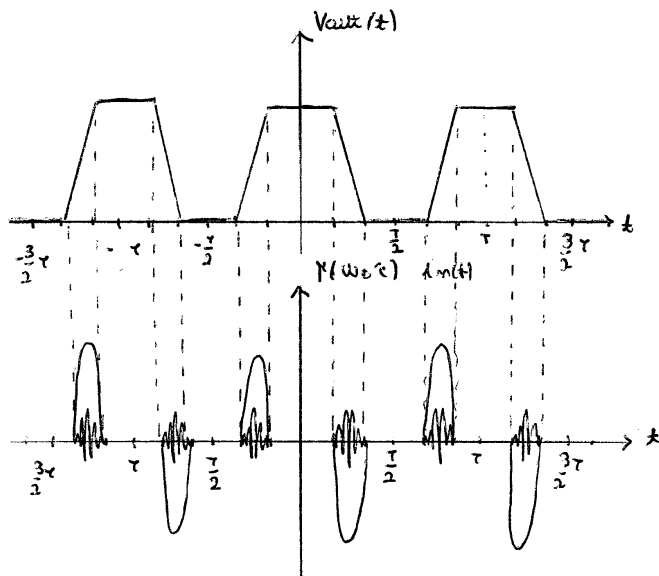
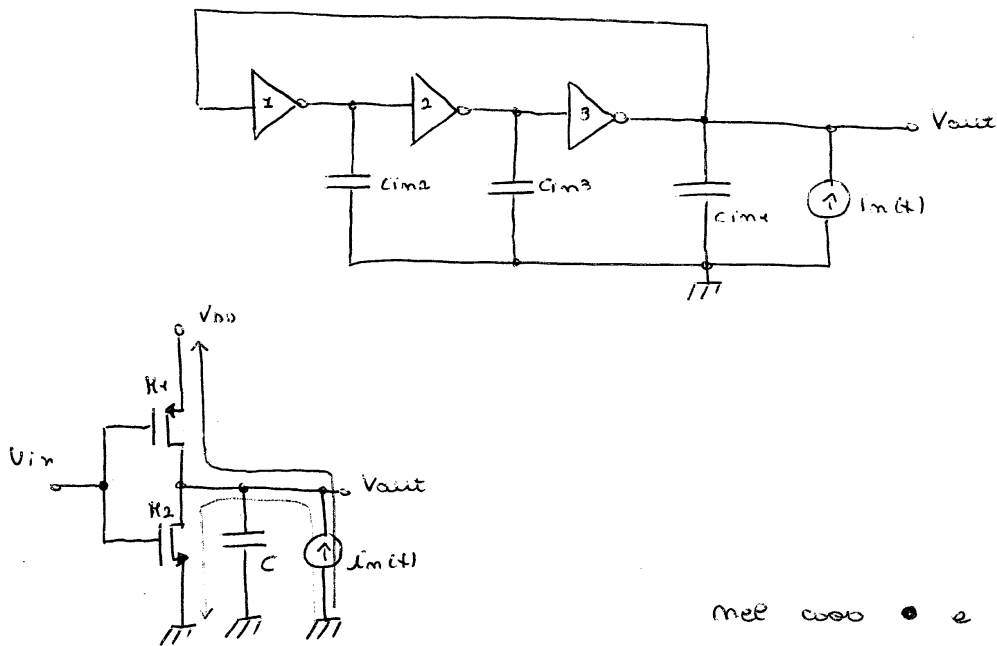
$$\text{Se } M(\omega_0 \tau) = M_{MAX} \quad , \quad i_m(\omega_0 \tau) = i_{m_{MIN}}$$

$$\text{Se } M(\omega_0 \tau) = M_{MIN} \quad , \quad i_m(\omega_0 \tau) = i_{m_{MAX}}$$

Questo meccanismo comporta una forte riduzione del rumore di fase.

La miscele ottenuta in termini di rumore di fase sono gli oscillatori a filtro selettivo in classe C.

OSCILLATORE AD ANELLO



nel caso $\bullet$ e $\bullet$ il
generatore in c.t. non carica
C a causa del percorso a
zero. Impedenza verso
 V_{00} e A_1 .

limiti esatta e non transitorio
di commutazione che è
proprio il momento in
cui occorre ida ed
esente limiti di ida
richiesta che:

$$K(\omega, \tau) = K_{\max} \quad \text{so} \quad \lim G_1 = \lim K_{\max}$$

$$K(\omega, z) = K(\infty) \text{ or } \lim_{\omega \rightarrow \infty} K(\omega, z)$$

gli oscillatori ad anello non consentono di ottenere un ridotto rumore di fase.

ANALISI DEL CONTRIBUTO DOVUTO AD $A_m(t)$

Poniamoci adesso nella condizione di non poter
~~trascurare~~ la componente oscillante d'ampiezza $A_m(t)$.

$$V_{SA}(t) = [V_{SH} + A_m(t)] \cos(\omega_0 t)$$

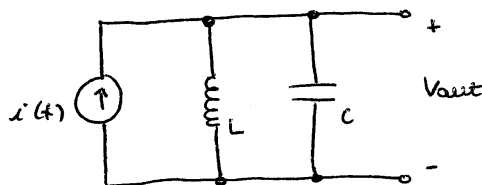
$$\rightarrow S_{VA} = \int [V_{SA}(t) - V_{SH} \cos(\omega_0 t)] = \int [A_m(t) \cos(\omega_0 t)]$$

$$V_{SM}(t) = [V_{SH} + A_m(t)] \cdot \cos(\omega_0 t + \theta_m(t)) \quad \text{tiene conto di} \\ A_m(t) \text{ e } \theta_m(t)$$

$$\rightarrow S_V = \int [V_{SM}(t) - V_{SH} \cos(\omega_0 t)]$$

Qualunque sistema di controllo d'ampiezza introdotto
 per mantenere $V_{SH} + A_m(t) = V_{SH}$ avrà un tempo di
 risposta: la situazione $V_{SH} + A_m(t) = V_{SH}$ avrà
 raggiunto a regime, superato un transitorio.

Dall'analisi effettuata a pag. (95) si riprende il
 modello circuitale precedentemente utilizzato:



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

È ragionevole supporre che un salto di tensione
 rispetto alla tensione sinusoidale prodotta dall'
 oscillatore a $f_0 = \frac{\omega_0}{2\pi}$ sia dovuto ad un impulso
 di corrente che varia istantaneamente la
 tensione sul condensatore.

$$i(t) = \delta(t - \tau) \rightarrow \Delta A$$

ΔA : salto istantaneo di ampiezza dell'oscillazione
 dovuto all'iniezione di ΔQ in C.

$$\Delta A(t) = h_A(t, \tau) * I(t)$$

$h_A(t, \tau)$ è la risposta impulsiva.

$$h_A(t, \tau) = V_{MAX} \cdot \frac{L(\omega_0 \tau)}{Q_{MAX}} \cdot \delta(t - \tau)$$

$L(\omega_0 \tau)$: AMPLITUDE IMPULSE SENSITIVITY FUNCTION

Codifica informazione sulla sensibilità dell'ampiezza
 dell'oscillazione ad impulsi con fase $\omega_0 \tau$.

$L(\omega_0 \tau)$ è una funzione periodica di periodo $T = 2\pi/\omega_0$.

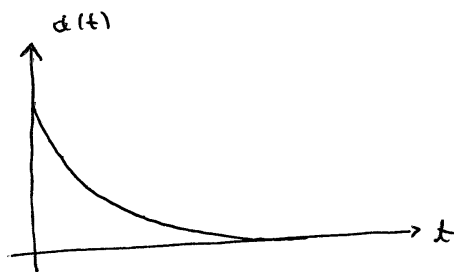
$$L(\omega_0 t_0 = 0) = L_{MIN}$$

$$L(\omega_0 t_0 = \pi/2) = L_{MAX}$$

$d(t-\tau)$: FUNZIONE DI DECAIMENTO

Indice in che maniera l'eccesso di ampiezza dovuto ad un impulso decade.

Supponiamo:



$$d(t-\tau) = e^{-\frac{t-\tau}{\tau_0}} \cdot u(t-\tau)$$

A seguito dell'applicazione dell'ingresso:

$$h_A(t, \tau) \rightarrow h_A(t-\tau)$$

$$\Delta A(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} h_A(t-\tau) i(\tau) d\tau = \int_{-\infty}^{+\infty} V_{MAX} \cdot \frac{L(\omega_0 \tau)}{Q_{MAX}} \cdot e^{-\frac{t-\tau}{\tau_0}} \cdot u(t-\tau) \cdot i(\tau) d\tau$$

$$= \int_{-\infty}^t V_{MAX} \cdot \frac{L(\omega_0 \tau)}{Q_{MAX}} \cdot e^{-\frac{t-\tau}{\tau_0}} \cdot i(\tau) d\tau$$

$$= \frac{1}{Q_{MAX}} \cdot \int_{-\infty}^t V_{MAX} \cdot L(\omega_0 \tau) e^{-\frac{t-\tau}{\tau_0}} \cdot i(\tau) d\tau$$

$$L(\omega_0 \tau) = \frac{a_0}{2} + \sum_{m=1}^{\infty} a_m \cos(m \omega_0 \tau + \varphi_m)$$

Considerando $i(\tau)$ un rumore bianco:

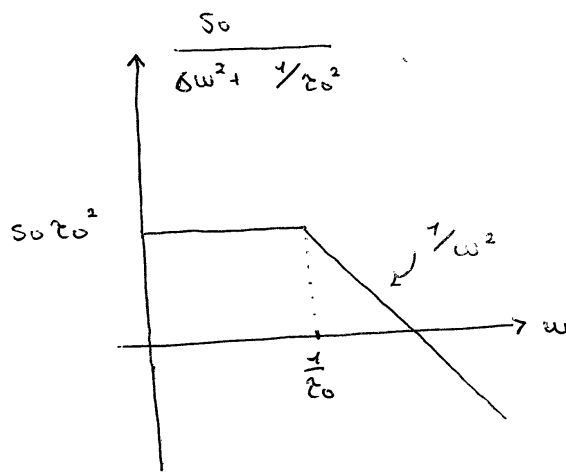
$$i(\tau) \rightarrow S_i(\omega) = S_0.$$

(14)

Da cui si sueta:

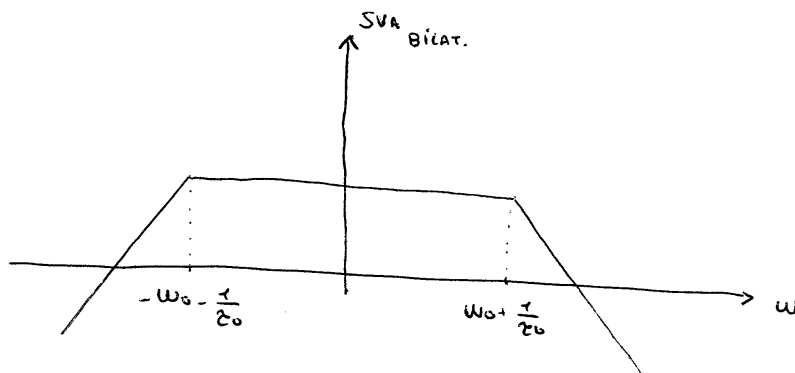
$$S_A(\Delta\omega) = \frac{V_{HAX}^2}{Q_{HAX}^2} \cdot \mathcal{L}_{RHS}^2(\omega_0 \tau) \cdot \frac{S_0}{\Delta\omega^2 + \frac{1}{\tau_0^2}}$$

$\frac{S_0}{\Delta\omega^2 + \frac{1}{\tau_0^2}}$ definisce una pectra di tipo lorentziano.



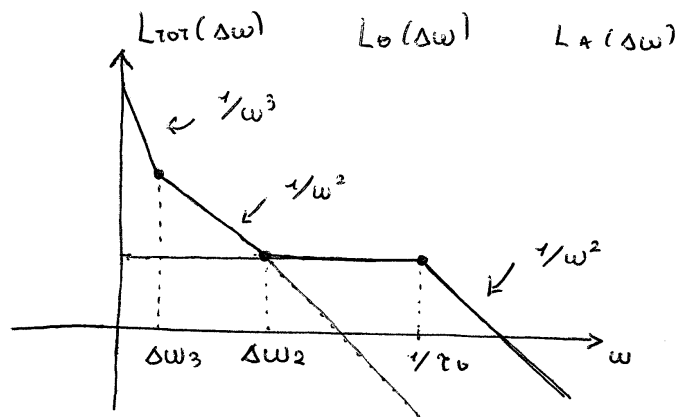
$$S_{VA}^{BILAT.} = \int \left[A_m(t) \cdot \cos(\omega_0 t) \right] = \frac{1}{4} \left[S_A(\Delta\omega - \omega_0) + S_A(\Delta\omega + \omega_0) \right]$$

$$S_{VA}^{UNILAT.} = 2 \cdot S_{VA} = \frac{1}{2} \left[S_A(\Delta\omega - \omega_0) \right]$$



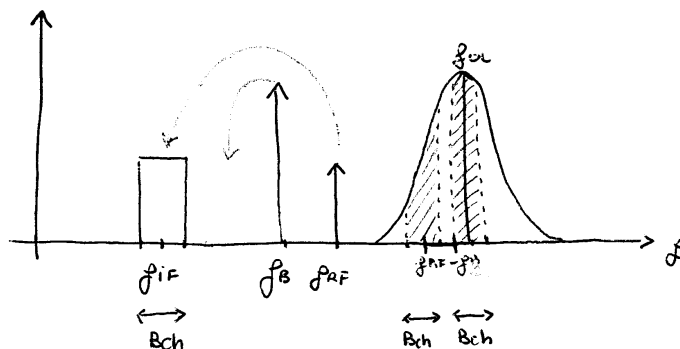
$$L_A(\Delta\omega) = \frac{S_A(\Delta\omega)}{\frac{V_{antH}^2}{2}} = \frac{V_{HAX}^2}{Q_{HAX}^2} \cdot L_{RHS}^2(\omega_0\tau) \cdot \frac{S_0}{\Delta\omega^2 + \frac{1}{\tau_0^2}} \cdot \frac{2}{V_{antH}^2}$$

$$L_\theta(\Delta\omega) = \frac{S_\theta(\Delta\omega)}{\frac{V_{antH}^2}{2}} = \frac{S_0}{Q_{HAX}^2} \cdot \left(\frac{H_{RHS}^2(\omega_0\tau)}{\Delta\omega^2} + \frac{\omega_c \epsilon_0^2}{\Delta\omega^3} \right) \cdot \frac{2}{V_{antH}^2}$$



$$L_{tot}(\Delta\omega) = L_A(\Delta\omega) + L_\theta(\Delta\omega)$$

RUMORE DI FASE IN UN RICEVITORE



f_B : frequenza alla quale si trova il Blocker

nel caso in cui ω sia una sinusoidale pura:

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

$$f_{OL} - f_B = f_x > f_{IF} + \frac{B_{ch}}{2}$$

Supponiamo adesso che ω sia affetto da rumore di fase ●

f_{RF} riporta su f_{IF} un intervallo di frequenza ampio B_{ch} intorno ad f_{OL} .

f_B riporta su f_{IF} un intervallo di frequenza ampio B_{ch} intorno a $f_{OL} - (f_{RF} - f_B)$

$$\rightarrow f_{OL} - (f_{RF} + f_B) - f_B = f_{OL} - f_{RF} = f_{IF}$$

Specificare per i blocker in GSM:

$$f_B = f_{RF} - 3 \text{ MHz}, B_{ch} = 200 \text{ kHz}$$

$$P_B \leq -23 \text{ dBm}$$

$$P_{sig_{RF}} \geq -98 \text{ dBm}$$

$$\rightarrow \text{SUA} \geq 9 \text{ dB}$$

Si considera come rumore solo l'effetto del blocker.

Se suppongo che f_{RF} ricada su IF solo f_{OL} e non

$$\left[f_{OL} - \frac{B_{ch}}{2}; f_{OL} + \frac{B_{ch}}{2} \right] \text{ risulta:}$$

$$P_{sig_{IF}} = P_{sig_{RF}} \cdot G_c$$

Se il MIXER è un semplice moltiplicatore:

$$G_c = G_c (V_{OLH}^2)$$

$$P_{B_{IF}} = P_B \cdot \frac{G_c}{V_{OLH}^2} \cdot S_v(\Delta\omega) \cdot \Delta f$$

$$= P_B \cdot \frac{G_c}{V_{OLH}^2} \cdot L(\Delta\omega) \cdot \frac{V_{OLH}^2}{2} \cdot \Delta f$$

$$P_{B_{IF}} / \text{dB} < P_{sig_{RF}} / \text{dB} - 9 \text{ dB}$$

$$P_B / \text{dBm} + G_c / \text{dB} + L(\Delta\omega) / \frac{\text{dBc}}{\text{Hz}} - 3 \text{ dB} + 10 \log_{10}(B_{ch})$$

^

$$P_{sig_{RF}} / \text{dBm} + G_c / \text{dB} - 9$$

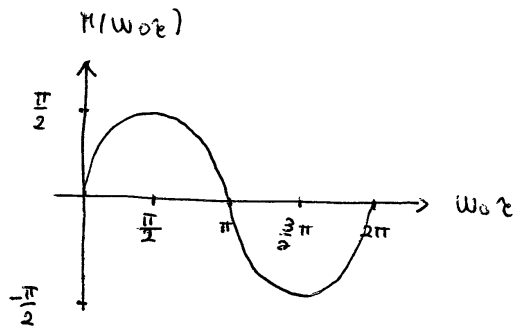
$$\rightarrow L(\Delta\omega) = -137 \text{ dBc} / \text{Hz}$$

(148)

Altre considerazioni quantitative.

nel caso in cui $C_0 = \phi$

$$\rightarrow S_{BILAT}(\Delta\omega) = \frac{1}{2} \cdot \frac{S_0 M_{RHS}^2(\omega_0 \tau)}{Q_{MAX}^2 \Delta\omega^2}$$



$$|M(\omega_0 \tau = \phi)| = M_{MIN} = \phi$$

$$|M(\omega_0 \tau = \frac{\pi}{2})| = M_{MAX} = \pi/2$$

Supponiamo inoltre che $M(\omega \tau)$ sia un andamento sinusoidale.

$$M_{RHS}(\omega_0 \tau) = \frac{\pi}{2} \cdot \frac{1}{\sqrt{2}}$$

$$M_{RHS}^2(\omega_0 \tau) = \frac{\pi^2}{4} \cdot \frac{1}{2} = \frac{\pi^2}{8} = 1,2$$

$$Q_{MAX} = V_{MAX} \cdot C$$

$$S_0 = 4KTG$$

$$P_{SIG} = \frac{1}{2} V_{MAX}^2 \cdot G \rightarrow V_{MAX}^2 = \frac{2 P_{SIG}}{G}$$

$$S_{BILAT}(\Delta\omega) = \frac{1}{2} \cdot \frac{4KTG \cdot 1,2}{2 P_{SIG} \cdot C^2 \cdot \Delta\omega^2} = \frac{KTG \cdot 1,2}{P_{SIG} \cdot C^2 \cdot \Delta\omega^2}$$

$$Q_L = \omega_0 RC = \omega_0 \cdot \frac{C}{G} \rightarrow \frac{C^2}{G^2} = \frac{Q_L^2}{\omega_0^2} \rightarrow S_{BILAT}(\Delta\omega) = \frac{KT \cdot 1,2}{P_{SIG} \cdot Q_L^2} \cdot \frac{\omega_0^2}{\Delta\omega^2}$$

$$P_{SIG} = 10 \text{ mW} \quad \left(\begin{array}{l} V_{MAX} = 1V \\ R = 50 \Omega \end{array} \right)$$

$$Q_L = 10 \rightarrow S_{BILAT}(\Delta\omega) = 4,97 \cdot 10^{-24} \left(\frac{\omega_0}{\Delta\omega} \right)^2$$

(19)

POWER AMPLIFIER

η : Efficienza di conversione

P_u : P_{out}
1^a ARMONICA

P_E : Potenza erogata da alimentazione

P_D : potenza dissipata.

$$\rightarrow \eta = \frac{P_u}{P_E}$$

nel caso in cui P_{out} i -ARMONICA $\neq \phi$ con $i > 1$ risulta:

$$\rightarrow \eta = \frac{P_u}{P_u + P_D}$$

$$P_u = \frac{\eta}{1 - \eta} \cdot P_D$$

In genere un P.A. è in grado di dissipare $P_D < 100 \text{ mW}$:
oltre questo limite, e' l'aumento di temperatura del
dispositivo è eccessivo tale da non poter essere
dissipato.

I P.A. e raramente funzionano in classe A o B:
a causa della frequente sintonia non è possibile
interporre i transistori per via di elementi capacitivi
parassiti.

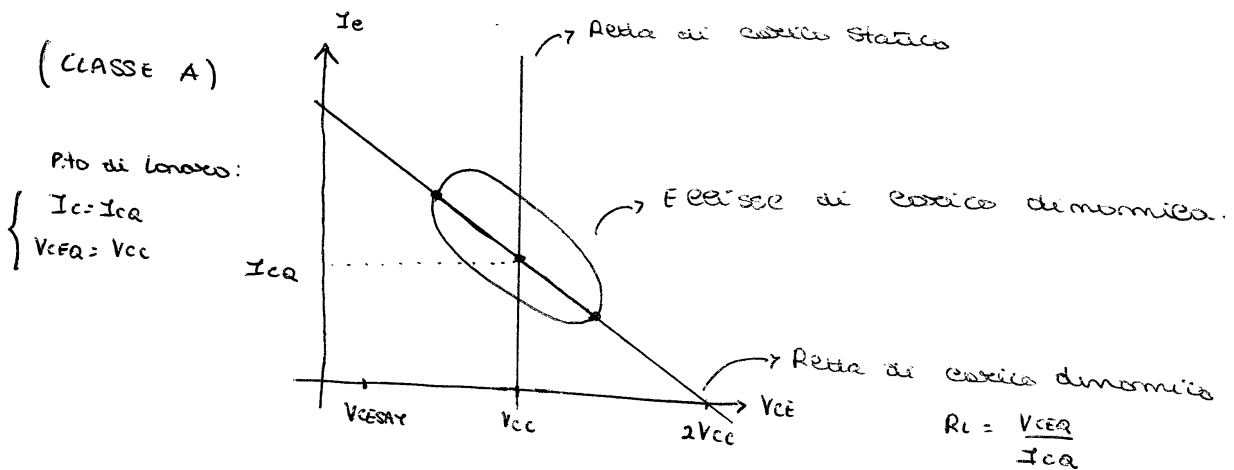
$$\eta_{IDEALE A} = 50 \%$$

$$\eta_{IDEALE B} = 78 \%$$

In pratica interviene fenomeno che rendono

$$\eta < \eta_{IDEALE} :$$

$$1) V_{CESAT}, V_{DSAT} > \phi$$



In presenza di $V_{CESAT} > \phi$:

La riduzione di V_{CC} comporta una conseguente riduzione di η .

$$R_L = \frac{V_{CEQ}}{I_{CQ}} : P_M = P_{M_{MAX}} \rightarrow R_L = \frac{V_{CC}}{I_{CQ}}$$

$$P_{M_{MAX}} = \frac{V_{CEQ}^2}{2 R_L} = \frac{V_{CC}^2}{2 R_L} \quad (V_{CESAT} = \phi)$$

$$P_{M_{MAX}} = \frac{(V_{CEQ} - V_{CESAT})^2}{2 R_L} = \frac{(V_{CC} - V_{CESAT})^2}{2 R_L} \quad (V_{CESAT} > \phi)$$

$$P_E = V_{CC} \cdot I_{CQ}$$

$$\eta = \frac{P_{M_{MAX}}}{P_E} = \frac{(V_{CC} - V_{CESAT})^2}{2 R_L} \cdot \frac{1}{V_{CC} \cdot I_{CQ}} = \frac{(V_{CC} - V_{CESAT})^2}{2 V_{CC}^2} = \eta_{IDEALE} \left(\frac{V_{CC} - V_{CESAT}}{V_{CC}} \right)^2$$

Se $V_{CC} \gg V_{CESAT} \rightarrow \eta \rightarrow \eta_{IDEALE}$

$$V_{CC} = 1,5V$$

$$V_{CESAT} = 0,3V$$

$$\rightarrow \eta = \eta_{IDEALE} \cdot 0,64 = 0,32$$

Impediamo allora $R_L = \frac{V_{CC} - V_{CESAT}}{I_{CQ}}$

$$\begin{aligned} \eta &= \frac{P_{U_{MAX}}}{P_E} = \frac{(V_{CC} - V_{CESAT})^2}{2 R_L} \cdot \frac{1}{V_{CC} \cdot I_{CQ}} = \frac{(V_{CC} - V_{CESAT})^2}{2 \cdot \frac{V_{CC} - V_{CESAT}}{I_{CQ}}} \cdot \frac{1}{V_{CC} \cdot I_{CQ}} \\ &= \frac{1}{2} \cdot \frac{V_{CC} - V_{CESAT}}{V_{CC}} = \eta_{IDEALE} \cdot \frac{V_{CC} - V_{CESAT}}{V_{CC}} \end{aligned}$$

$$V_{CC} = 1,5V$$

$$V_{CESAT} = 0,3V$$

$$\rightarrow \eta = \eta_{IDEALE} \cdot 0,8 = 0,4$$

2) Spostamento tra I_C e V_{CE} .

A basse frequenze risulta esserci uno spostamento di 180° tra I_C e V_{CE} (inversione di segno).

Con l'aumentare della frequenza, a causa della presenza di carichi reattivi il punto di lavoro istantaneo non si muove più su una retta ma su un'ellisse.

$\rightarrow$ Si parla di ECISSE DI CARICO DINAMICA. ●

(122)

DISTORSIONI

Ci si riferisce ad una distorsione nel momento in cui il P.A. smette di funzionare in regime di linearità a causa di componenti del II°, III°, ... ordine.

Le distorsioni introdotte sono tanto più grandi quanto più grande è l'ampiezza del segnale in ingresso.

Con riferimento all'efficienza è possibile definire:

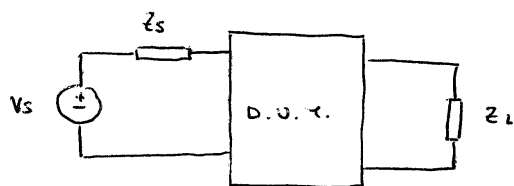
POWER ADDED EFFICIENCY:

$$\begin{aligned}\eta_{AE} &= \frac{P_u - P_{im}}{P_E} \\ &= \frac{G_P P_{im} - P_{im}}{P_E} = \frac{P_u - \frac{P_u}{G_P}}{P_E} = \frac{P_u}{P_E} \left(1 - \frac{1}{G_P}\right) = \eta \left(1 - \frac{1}{G_P}\right)\end{aligned}$$

$$G_P = 1 \quad \rightarrow \quad \eta_{AE} = 0$$

$$G_P \uparrow \quad \Rightarrow \quad \eta_{AE} \rightarrow \eta$$

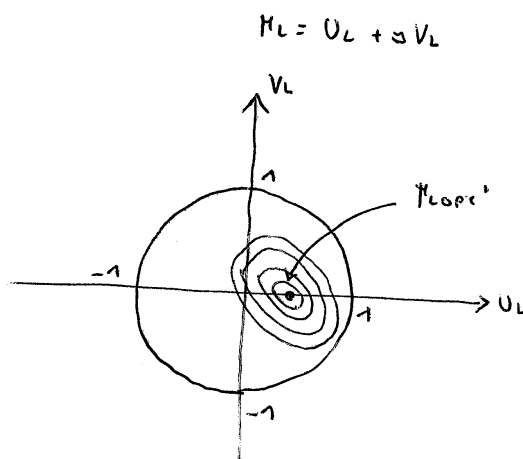
METODO LOAD PULL PER LA PROGETTAZIONE DI P.A.



- 1) Fisso Z_S (M_S)
- 2) Fisso V_{SH} (P_{aim})
- 3) Vario Z_L (M_L)

$$P_M = P_M(M_L)$$

$$M_L = M_{LOPT}' \Rightarrow P_M = P_{M_{MAX}}$$



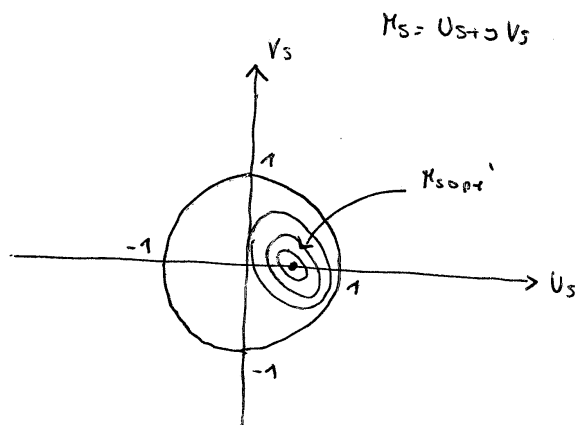
Linee equi P_M (equi Γ) sul piano dei M_L a M_S fissato

METODO SOURCE PULL

- 1) Fisso Z_L (M_L)
- 2) Fisso V_{SH} (P_{aim})
- 3) Vario Z_S (M_S)

$$P_M = P_M(M_S)$$

$$M_S = M_{SOP}' \Rightarrow P_M = P_{M_{MAX}}$$



Linee equi P_M (equi Γ) sul piano dei M_S a M_L fissato

METODO LOAD - SOURCE PULL

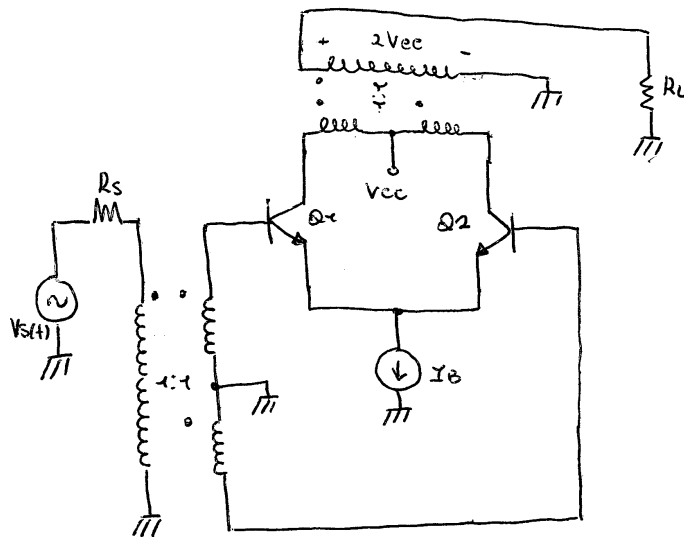
Prevede un' iterazione tra i due metodi precedentemente descritti.

INCREMENTARE LA POTENZA EROGATA DA UN P.A.

L'idea è quella di far lavorare insieme più componenti attivi.

Il limite al funzionamento è posto da $P_D < P_{D\text{MAX}}$.

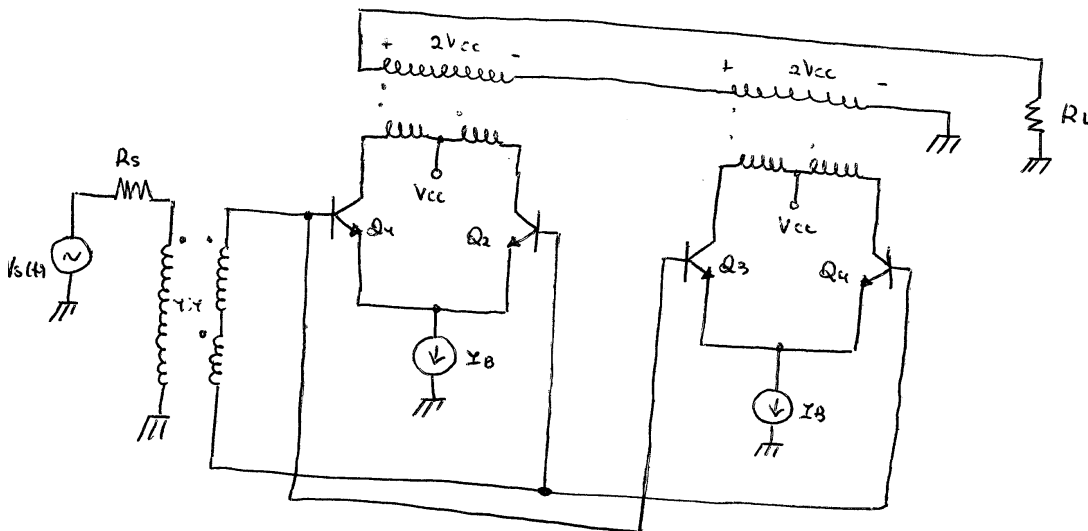
Sezione 1)



$$V_{CE\text{MAX}} = 2V_{CC}$$

La potenza dissipata totale P_D è ripartita tra i due BJT.

Soluzione 2)



$$V_{MAX} = 4V_{CC}$$

Soluzione alternativa all'uso dei BALUN:

$$\lambda = \frac{V_F}{f_0} = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_r}} \cdot \frac{1}{f_0}$$

$$\epsilon_{rs} = 9 \quad \rightarrow \quad \lambda = \frac{10^8 \text{ m/s}}{f_0}$$

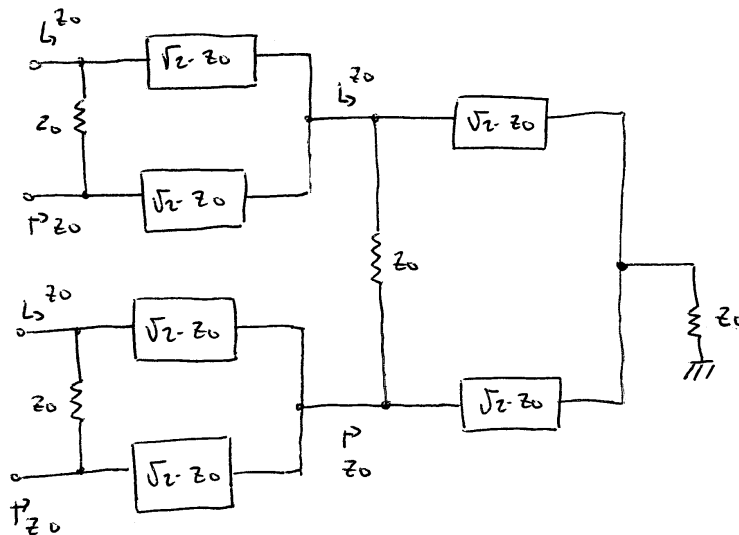
$$f_0 = 10 \text{ GHz} \quad \rightarrow \quad \lambda = 2 \text{ cm}$$

$$f_0 = 77 \text{ GHz} \quad \rightarrow \quad \lambda = 4,25 \text{ mm}$$

Le reti di adattamento sono di dimensione tale da poter essere integrate.

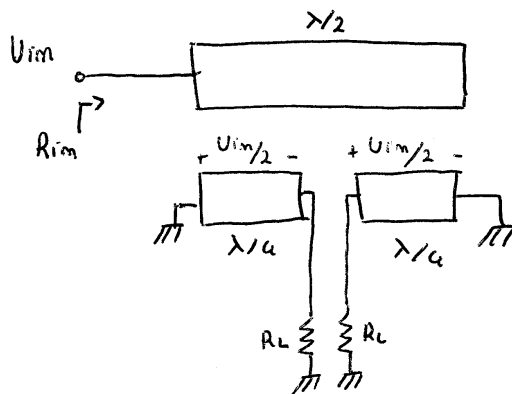
$\rightarrow$ MMIC: Monolithic Microwave Integrated Circuit

Combinare la potenza in uscita tramite l'accoppiatore di Wilkinson:



Connettendo n stadi di amplificazione con uscita s.è. in fase, la potenza si combina in uscita.

BALUN A LINEA ACCOPIATA

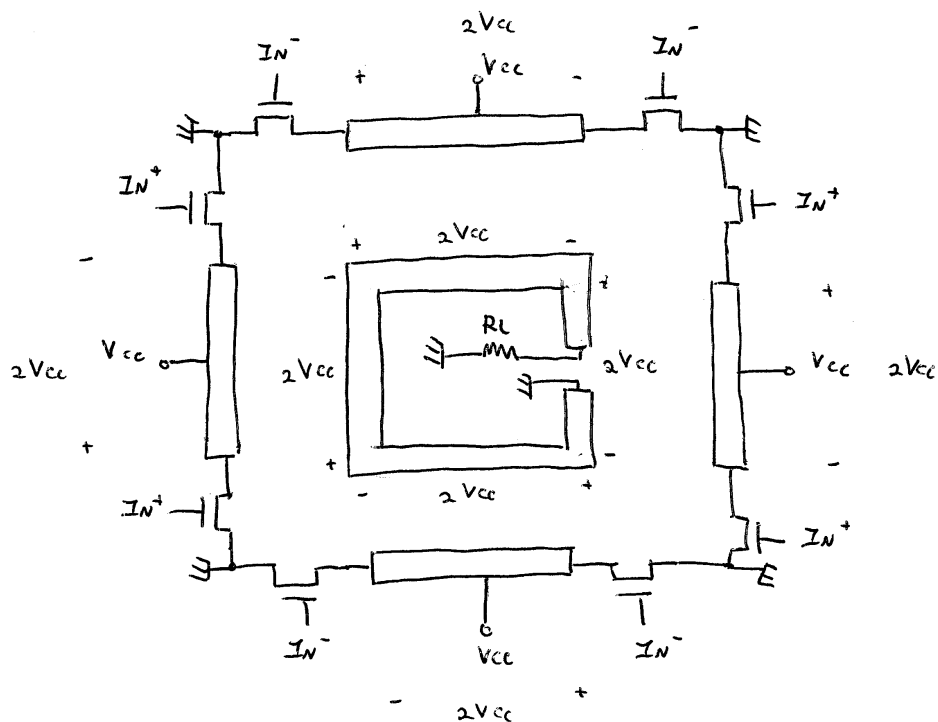


Le due linee sono accoppiate magneticamente essendo poste a breve distanza.

$R_{in} = 2 R_L$ se il sistema è non dissipativo.

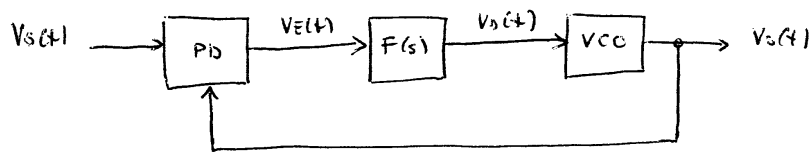
Questo sistema si comporta come un BALUN.

HARCHAND BALUN



$$V_{OH_{MAX}} = 8 V_{CC}$$

PLL



$$V_s(t) = V_{sm} \cos(\omega_s t + \theta_s(t))$$

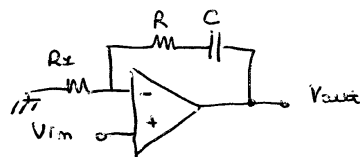
$$V_o(t) = V_{om} \cos(\omega_o t + \theta_o(t))$$

$$\theta_o \cdot s = K_E (\theta_s - \theta_o) - F(s) \cdot K_D$$

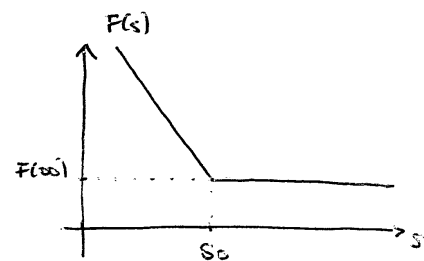
$$H(s) = \frac{\theta_o(s)}{\theta_s} = \frac{K_E K_D F(s)}{s + K_E K_D F(s)}$$

Per poter realizzare l'uscita di fase derivata dalla derivata della frequenza istantanea dalla frequenza di riferimento è necessario che:

$$F(s) = F_0 \frac{s - s_0}{s}$$



$$s_0 = - \frac{1}{(R_1 + R) \cdot C}$$



PHASE DETECTOR (PD)

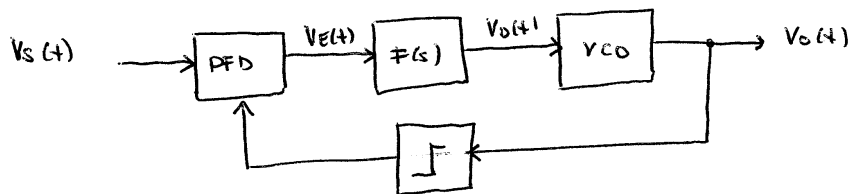
Presenta un problema nel momento in cui s'uscita, ovvero il segnale generato dal VCO, non riesce ad agganciare il riferimento.

Problema nel momento in cui non raggiunge $\theta_s - \theta_o = \phi$.

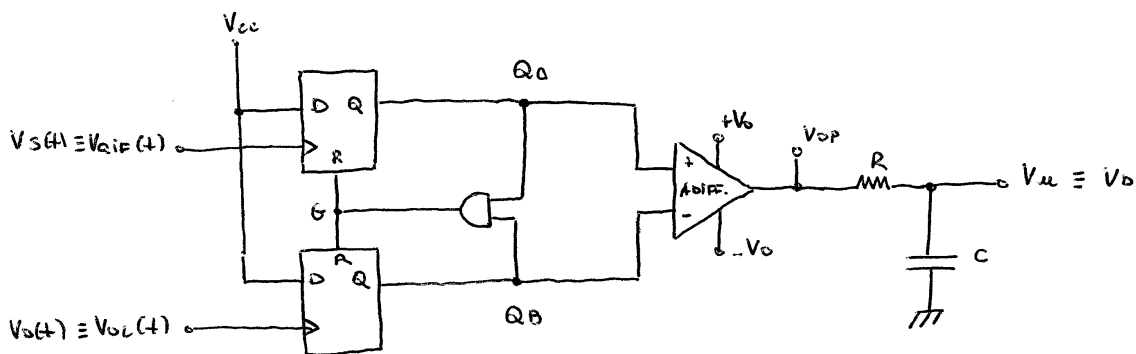
PHASE FREQUENCY DETECTOR (PFD)

Risolve il problema dell'aggancio del PD: il segnale di controllo del VCO varia costantemente finché non si raggiunge la condizione $\theta_s - \theta_o = \phi$.

Una volta raggiunto l'aggancio il sistema si comporta come un PD.



Realizzazione PFD + $F(s)$:



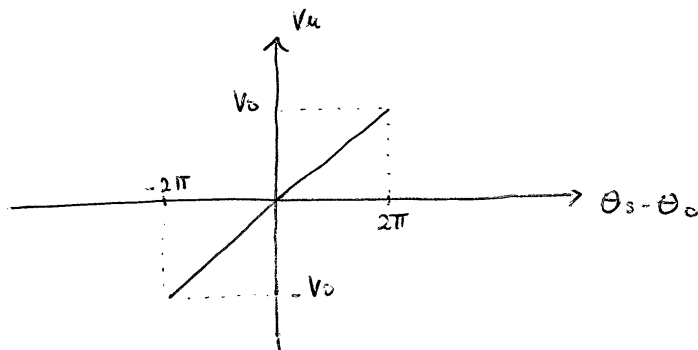
Analisi:

$$\begin{cases} RIF = \uparrow & \Rightarrow Q_A = 1 \\ OL = \uparrow & \Rightarrow Q_B = 1 \end{cases}$$

Se $RIF = \uparrow \Rightarrow Q_A = 1 \Rightarrow V_{op} = +V_o$

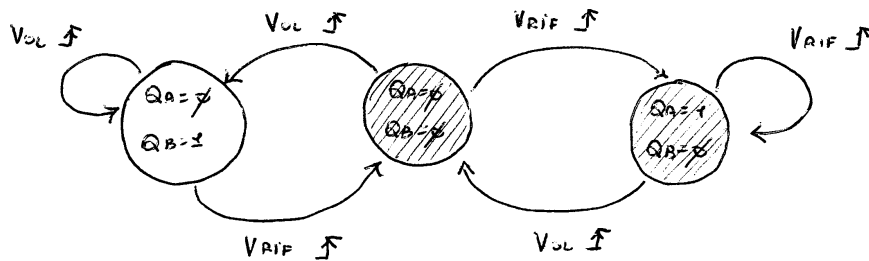
$OL = \uparrow \Rightarrow Q_B = 1 \Rightarrow G = 1 \Rightarrow Q_A, Q_B = \emptyset \Rightarrow V_{op} = \emptyset$
 $\uparrow$
 Reset dei FF D.

Caratteristica:



$$V_u = \overline{V_{op}}$$

Diagramma a stati delle macchine sequenziali:



Supponiamo $\omega_{ref} > \omega_{ol}$:

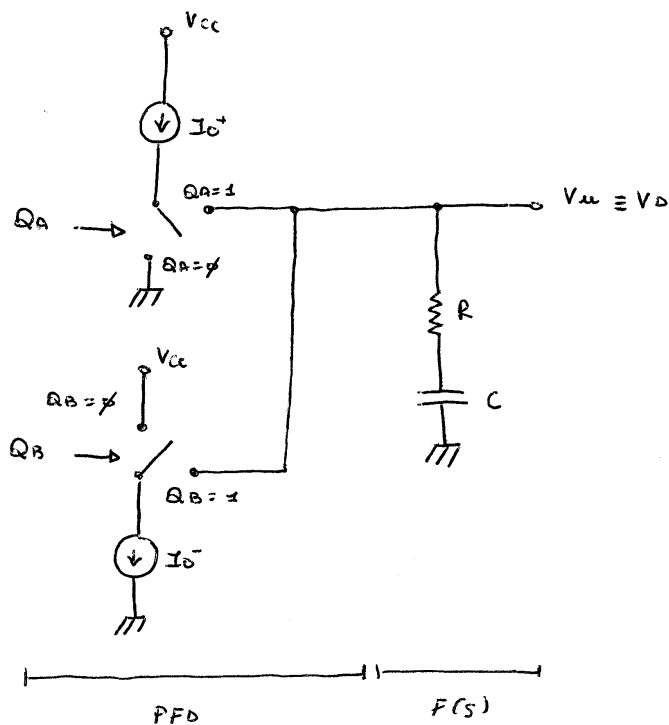
l'oscillatore di riferimento ha più velocità del VCO.

→ quello che desidero è che il PFD fornisca al VCO un segnale che sia in grado di farlo accelerare.

Quello che accade è che, trascorso un breve transitorio, il sistema si trova ad oscillare tra gli stati in cui $Q_A, Q_B = \phi$ e $Q_A = 1, Q_B = \phi$ •.

Il valore medio di V_{op} , ovvero V_u ($V_u = \overline{V_{op}}$) avrà un segnale positivo che è in grado di far accelerare il VCO producendo in uscita un segnale di frequenza via via crescente.

CIRCUITO POMPA DI CARICA (CHARGE PUMP)



$$Q_A = 1, Q_B = 0 :$$

$$V_u = I_0^+ \left(R + \frac{1}{CS} \right) = \frac{ACS+1}{CS} \cdot I_0^+$$

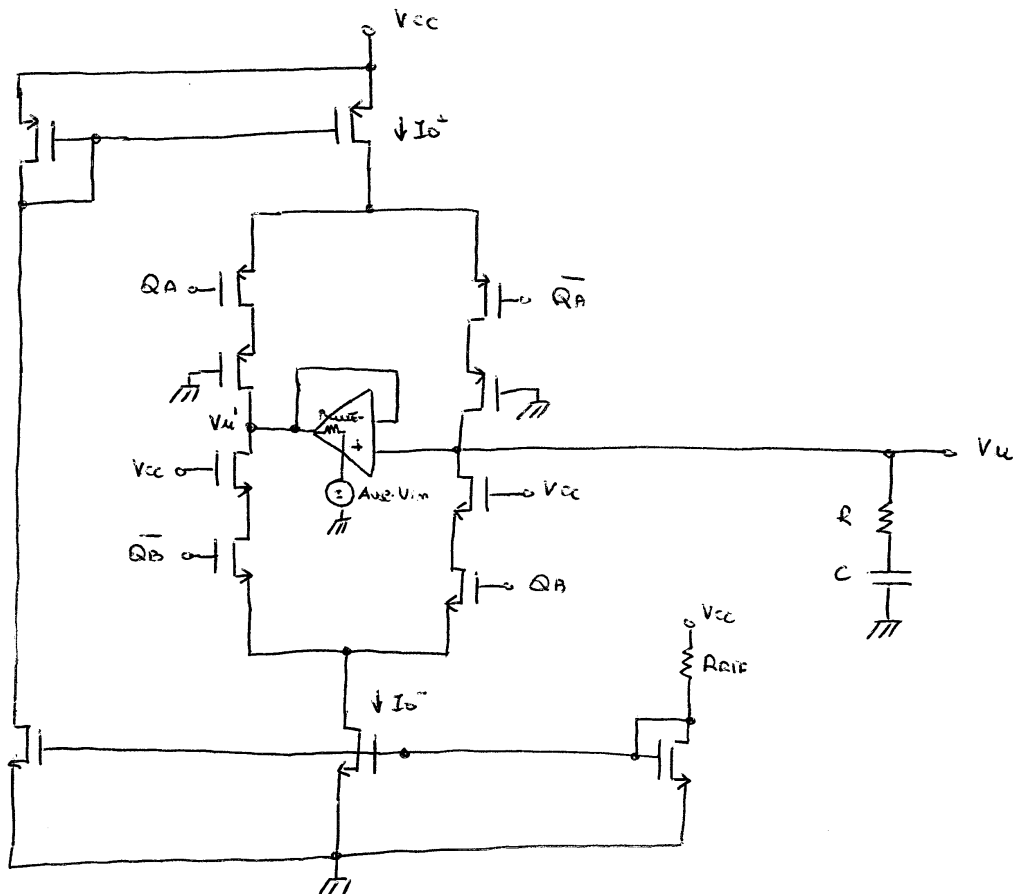
$$Q_A = 0, Q_B = 1 :$$

$$V_u = -I_0^- \left(R + \frac{1}{CS} \right) = -\frac{ACS+1}{CS} \cdot I_0^-$$

Formule integrate

$I_0^+ = I_0^-$: questa condizione consente di mantenere invariato lo stato di carica di C nel momento in cui $Q_A = Q_B = 1$.

Implementazione CHOS :



l'invertitore di tensione ha il compito di costruire un percorso attraverso il quale la corrente passa ricorrendo a π .

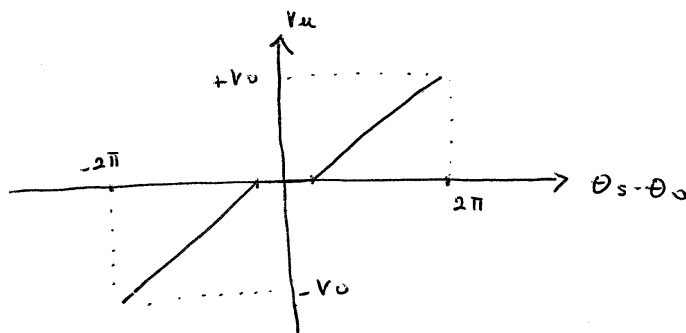
Inoltre $V_u = V_u'$: questo significa che I_o^+ vede due rami di circuito completamente identici sia dal punto di vista elettrico, sia dal punto di vista del punto di lavoro $\rightarrow$ nel momento in cui la corrente passa a scorrere dal ramo Sx a quello Dx , e viceversa, il gen. di corrente I_o^+ non si accorge di nessun sostanziale cambiamento e continua ad erogare corrente senza problemi.

FENOMENO DELLA DEAD ZONE

I componenti ideali hanno un ritardo non nullo e quindi non si ha un funzionamento istantaneo.

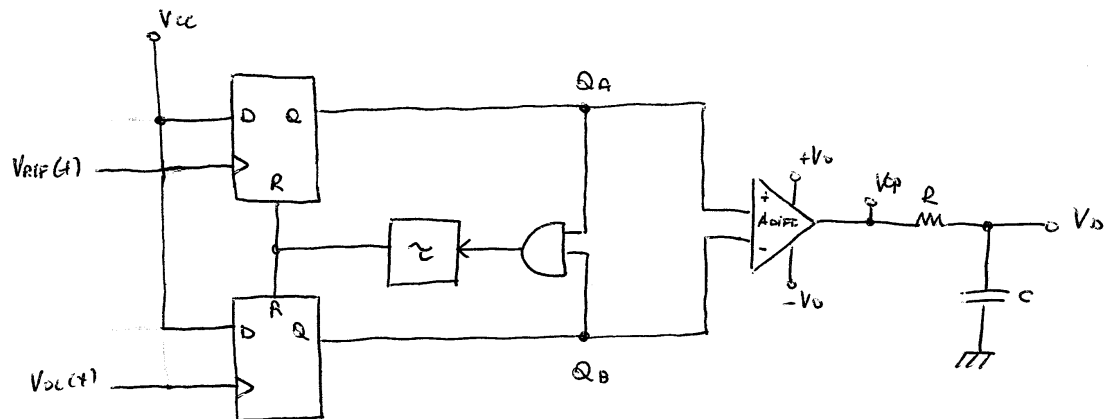
Se $\theta_s - \theta_o \approx \pi$ ma $\theta_s - \theta_o \neq \pi$ il PFD non riesce a percepire.

La caratteristica si traduce in:



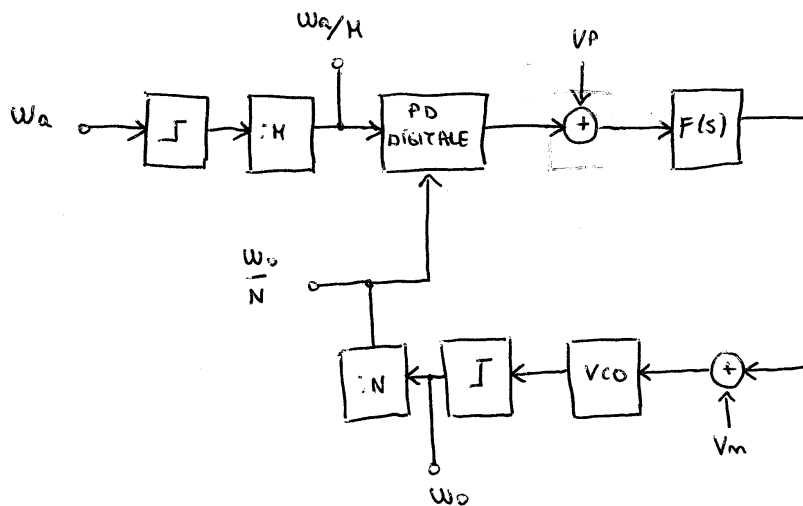
nel momento in cui risulta $Q_A = Q_B = 1$ tale che $V_A = V_B$ si ha un annullamento del PA e il sistema si comporta ad anello aperto.

Soluzione al problema:



La presenza del ritardo τ consente di resettare i FF con un certo intervallo di tempo di sistema dal momento in cui si verifica $Q_A, Q_B = 1$.

SINTETIZZATORE DI FREQUENZA AD N INTERO



per aggancio risulta: $\frac{W_Q}{K} = \frac{W_0}{N} \rightarrow W_0 = N \cdot \frac{W_Q}{K}$

GSM :

$$930 \div 560 \text{ MHz}$$

$$B_{ch} = 200 \text{ KHz}$$

$$\rightarrow \Delta f = \frac{f_0}{N} = 10 \text{ KHz}$$

$$f_Q = 1 \text{ kHz} \rightarrow H = \frac{f_Q}{\Delta f} = 100.$$

$$f_{RF} = f_{OL} = 830,2 \text{ MHz} \rightarrow N = 83020$$

Con queste caratteristiche, se tempo di risposta affinché il PLL vada a regime è di circa qualche periodo di clock a $f_{clk} = \Delta f = 40 \text{ KHz}$

$$\tau \sim 1 \text{ ms}.$$

Analisi di rumore:

$V_p \neq \emptyset$, $V_m = \emptyset$:

Scego il riferimento tale che $\theta_s = \emptyset$.

$$\left(-K_E \frac{\theta_0}{N} + V_p \right) \cdot F(s) \cdot K_D = \theta_0 \cdot s$$

$$\theta_0(s) = \frac{K_D F(s) \cdot N}{N \cdot s + K_E K_D F(s)} \cdot V_p(s)$$

$$s \rightarrow \emptyset \Rightarrow \theta_0(s) = \frac{N}{K_E} \cdot V_p(s)$$

$N \uparrow \Rightarrow \theta_0(s) \uparrow$ a parità di disturbo $V_p(s)$

$$S\theta_0(s) = \frac{N^2}{K_E^2} \cdot S V_p(s)$$

$V_p = \emptyset$, $V_m \neq \emptyset$:

$$\left(-K_E \frac{\theta_0}{N} \cdot F(s) + V_m \right) \cdot K_D = \theta_0 \cdot s$$

$$\theta_0(s) = \frac{K_D \cdot N}{N \cdot s + K_E K_D F(s)} \cdot V_m(s)$$

$$s \rightarrow \emptyset \Rightarrow \theta_0(s) = \frac{N}{K_E F_p} \cdot V_m(s)$$

$$S\theta_0(s) = \frac{N^2}{K_E^2 F_p^2} \cdot S V_m(s)$$

Il generatore di rumore $V_m(t)$ e $V_p(t)$ contribuiscono in maniera diretta al rumore di fase nel caso in cui si presenti un synt. di frequenza.

(137)

PLL AD N FRAZIONALE - SINTETIZZATORE DI FREQUENZA AD N FRAZIONALE

Sia un numero di cicli F , diviso ω_0 :

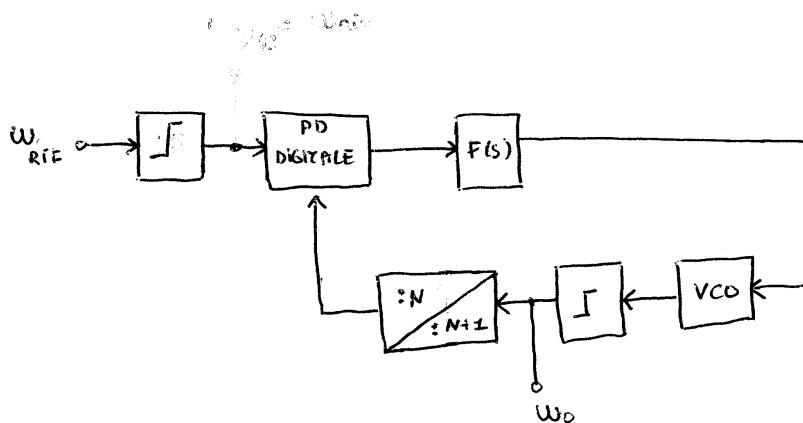
- per $(N+1)$ per K volte;
- per N per $F-K$ volte;

$$\bar{N} = \frac{K(N+1) + (F-K)N}{F} = \frac{\cancel{KN} + K + \cancel{FN} - \cancel{KN}}{F} = N + \frac{K}{F}$$

$\bar{N}$ è un numero razionale

$F(s)$ essendo una funzione del tipo LP media la variazione di N in $\bar{N}$.

La tensione che alimenta il VCO è proporzionale ad $\bar{N}$.



ω_{RIF} è la frequenza più bassa per garantire certi tempi di risposta del PLL.

$$f_{RIF} = 1 \text{ KHz}$$

$$\Delta f = 40 \text{ KHz}$$

$$\Delta f = \frac{f_{\text{RIF}}}{F} \rightarrow F = \frac{f_{\text{RIF}}}{\Delta f} = 100.$$

$$f_0 = f_{\text{RIF}} \cdot N \text{ see 'synchronism'}$$

$$= f_{\text{RIF}} \cdot \left(N + \frac{k}{F}\right) = f_{\text{RIF}} \cdot N + f_{\text{RIF}} \cdot \frac{k}{F} \quad \left(\frac{k}{F} < 1\right)$$

$$f_0 = 830,2 \text{ KHz}$$

$$N = 830 \rightarrow f_0 = 830,2 \text{ K} = 1\text{K} \cdot 830 + f_{\text{RIF}} \cdot \frac{k}{F}$$

$$f_{\text{RIF}} \cdot \frac{k}{F} = 200 \text{ KHz}$$

$$\rightarrow k = 20.$$

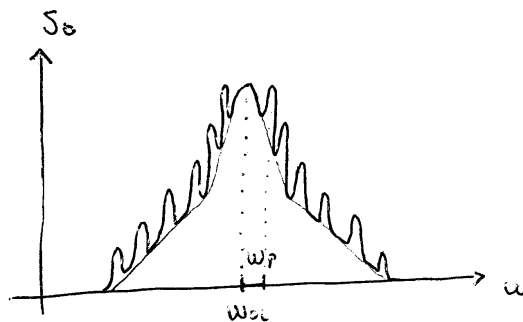
Il numero di fase richiesta risulta di un fattore $\sim \frac{1}{F}$.

Per un periodo $T_P = F \cdot T_0 = F \cdot \frac{1}{f_0}$ si commuta da

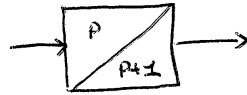
N ad $N+1$.

$$T_P \rightarrow f_P = \frac{1}{T_P} \sim 10 \text{ KHz}$$

Lo spettro del rumore di fase varia da una forma:



DUAL MODULES PRESCALER

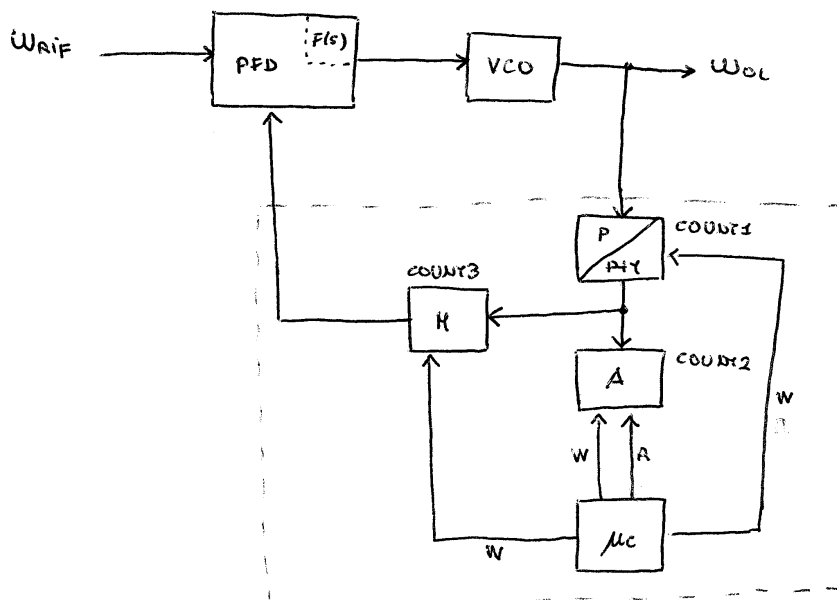


È un dispositivo in grado di dividere per P o per $P+1$.

$$P = 2^N$$

Questo strumento è solitamente utilizzato per realizzare un contatore programmabile ad alta frequenza.

Uso del DMP in un PLL



Inizialmente COUNT1 è settato per un conteggio $P+1$. Il valore del registro di conteggio di COUNT1 decrementa e raggiungendo lo zero, il valore A del registro di conteggio di COUNT1 decade di un unità.

In $(P+1)A$ cioè il conteggio raggiunge lo zero.

Sotto queste condizioni il valore del registro di conteggio di COUNT vale $K-A$ ($K > A$).

Al termine il valore del conteggio di COUNT da $P+1$ a P .

Sotto queste condizioni il valore del registro di conteggio di COUNT vale $\neq$ dopo:

$$(P+1)A + (K-A) \cdot P = A + KP$$

$$A, K \in \mathbb{N}.$$

Il solo strumento a dondolo ad alta frequenza è DMP, il resto dei componenti dondano a frequenza ridotta.

Tutta questa insieme di logica rappresenta un contatore programmabile ad $A + KP$ bit.

PLL ad N intero:

$$\Delta f = 30 \text{ KHz}$$

$$f_{0L} = 917,94 \text{ KHz}$$

$$N_{eq} = \frac{f_{0L}}{\Delta f} = A + KP = 30598$$

$$P = 128$$

(141)

$$M = \left\lfloor \frac{N_{eq}}{P} \right\rfloor = 239$$

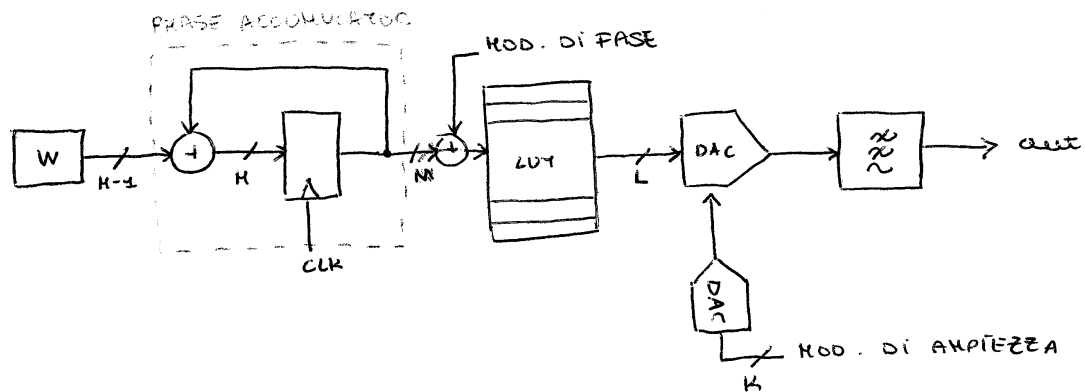
$$A = N_{eq} - MP = 6$$

PLL con N frazionale :

Per R cicli diviso per $A+1$;

Per $F-R$ cicli diviso per A ;

DDFS - DIRECT DIGITAL FREQUENCY SYNTHESIZER



$$T_{\text{SPAZZOLAMENTO-LUT}} = T_{\text{OUT}} = (2^H - 1) \cdot \frac{T_{\text{CLK}}}{W}$$

$$f_{\text{OUT}} = \frac{1}{T_{\text{OUT}}} = f_{\text{CLK}} \cdot \frac{W}{2^H - 1}$$

$$f_{\text{OUT MIN}} \sim f_{\text{CLK}} / 2^H \quad (W = 1)$$

$$f_{\text{OUT MAX}} \sim f_{\text{CLK}} / 2 \quad (W = 2^{H-1} - 1)$$

Svantaggi:

- 1) $f_{CLK} = 2 \text{ GHz}$ riesce a generare $f_{outmax} = 1 \text{ GHz}$.
- 2) Consumo di potenza dinamica elevato.
- 3) f_{out} è un multiplo intero di f_{CLK} .

Vantaggi:

$$\Delta f = \frac{f_{CLK}}{2^K - 1}$$

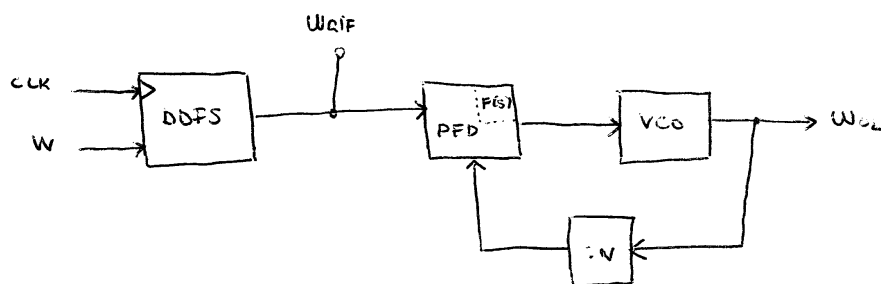
$$f_{CLK} = 1 \text{ GHz}$$

$$K = 16$$

$$\rightarrow \Delta f \sim 15 \text{ KHz}$$

DDFS + PLL

Soluzione 1)



$$f_{RIF} = \frac{f_{CLK}}{2^K - 1} \cdot W$$

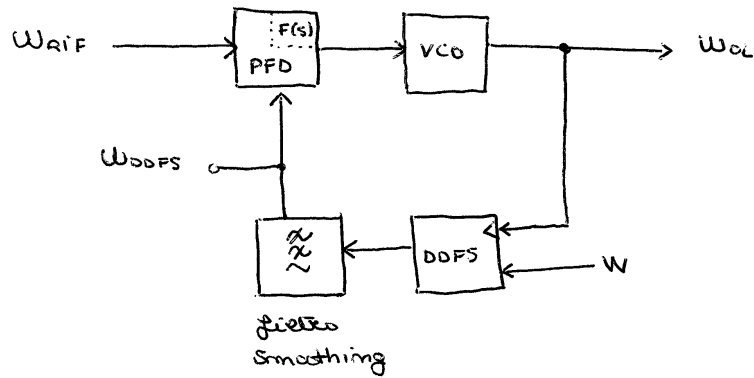
all'aggancio: $\frac{f_{OL}}{N} = f_{RIF} \rightarrow f_{OL} = f_{RIF} \cdot N$

$$f_{OL} = \frac{f_{CLK}}{2^K - 1} \cdot W \cdot N$$

Grazie alla presenza di $F(s)$ è possibile rinunciare al filtro smoothing presente nel DDFS.

(43)

Soluzione 2)



$$f_{DDS} = \frac{f_{CLK}}{2^N - 1} \cdot W \quad (f_{CLK} = f_{OL})$$

rel' argomento: $f_{RIF} = f_{DDS}$

$$f_{CLK} = f_{OL} = f_{RIF} \cdot \frac{(2^N - 1)}{W}$$

$$f_{OL MIN} \sim f_{RIF} \cdot 2 \quad (W = 2^{N-1} - 1)$$

$$f_{OL MAX} \sim f_{RIF} \cdot (2^N - 1) \quad (W = 1)$$