

Progetto di circuiti integrati a radiofrequenza - Teoria

Amplificatori di potenza - caratteristiche generali.

Questo è il seguito di Elettronica delle Microonde; si studia il non LINEARE.

Gli ampl di potenza lo sono = producono dist.

3 caratteristiche: linearità, potenza ed efficienza.

Obiettivo ampl: prendere potenza DC e trasferirla sulle armoniche: conversione DC → AC.

Idealmente $V_{out} = K V_{in}$. In pratica considero 3 guadagni:

- operativo: $G_{op} = \frac{P_o}{P_{in}}$;
 - trasduzione: $G_{tr} = \frac{P_o}{P_{dissip}}$;
- } Come EIn pend

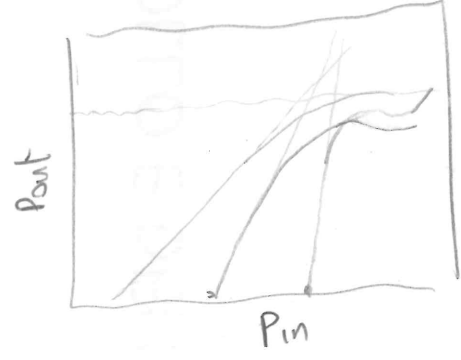
- di conversione: $P_{out}(n \text{ hp}) = K_n P_{in}^n (f_b)$;
- } Nuovo: si studiano i contributi delle armoniche. → per $n > 4$, voglio K_n bassi, per ridurre la dist.

Rivedremo, ma secondo Taylor:

$$V_{out}(t) = \sum_{n=1}^{\infty} K_n V_{in}^n(t)$$

Le armoniche successive sono inizialmente (per potenze basse)

più basse, ma poi crescono come la potenza n-esima (n ordine dell'armonica) dunque più rapidamente. Si saturerà, poi, perché Taylor è valido solo per un range limitato di P_{in} .



Primo parametro interessante è l'intercetta di III^a armonica: punto di incontro su scala logaritmica, delle rette di I^a e III^a armonica:

$$G_{op} P_{in,n} = K_n P_{in}^n \rightarrow P_{in,n} = \left(\frac{G_{op}}{K_n} \right)^{\frac{1}{n-1}}$$

potenza di uscita "lineare" potenza di uscita @ n-th harm.

Efficienza

Obiettivo: far in modo che la potenza DC non vada sul carico, perché esso non la "sfrutterebbe", bensì la dissiperebbe.

In classe A, la potenza erogata dalla batteria non dipende da P_{in} ; in esso la DC erogata è sempre la stessa, e a seconda della P_{in}

questa sarà più o meno sfruttata: più si aumenta il segnale P_{in} di ingresso, più la DC sarà convertita in AC e mandata al carico.

Se $P_{in} = P_c$ la DC serve MA non viene che dissipata! (nel classe A, sempre).

η è un termine che quantifica quanta della DC vada alle armoniche.

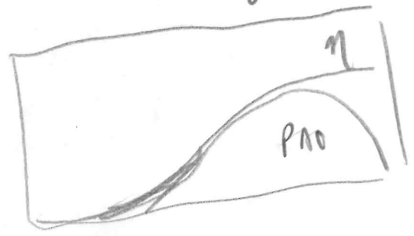
$\eta = \frac{P_{out}(f_0)}{P_{DC}}$; si usa la PAE: $\frac{P_{out}(f_0) - P_{in}(f_0)}{P_{DC}} = \eta \left[1 - \frac{1}{G_{op}} \right]$
perché $\frac{P_{out}}{P_{in}} = G_{op}$.

PAE è più interessante, perché tiene conto del guadagno! si può avere infatti η alta, ma $G_{op} \approx 1$, e così l'amplificatore non amplifica, e non serve a niente. PAE tiene conto di ciò. Se G_{op} è grande, $PAE \approx \eta$.

Nei circuiti di guadagno di (10-20)dB dunque bassi.

Nei circuiti di potenza, frequentemente non LINEARI, il G_{op} non è costante, dunque P_{out} tenderà a satursare (aumento P_{in} , ma P_{out} non cambia; G_{op} si riduce con l'aumentare di P_{in} !!!)

La PAE tiene conto di ciò.



Intermodulazione

Per studiare il comportamento in frequenza è importante effettuare test a 2 toni; la non linearità si ripercuote anche su di essi, producendo armoniche con le frequenze pari alle combinazioni lineari delle altre due. Come "ordine dei prodotti di intermodulazione" si intende la somma dei moduli degli ordini delle armoniche considerate.

$3f_2 - 2f_1 \rightarrow |3| + |-2| = 5$; prodotto di ordine 5.

Ora: i termini di ordine pari non ci spaventano, dal momento che danno sempre luogo a elementi fuori banda. Quelli dispari "differenzi" generano contributi in banda o appena fuori (diventando di fatto impossibili da allontanare). → Intermodulazione. I prodotti sono detti IMP

(InterModulation Products). Gli IMP $\pm m f_1 \mp n f_2$, $|m|+|n|$ dispari, non sono. I peggiori sono quelli di ordine 3, poi 5, etc.

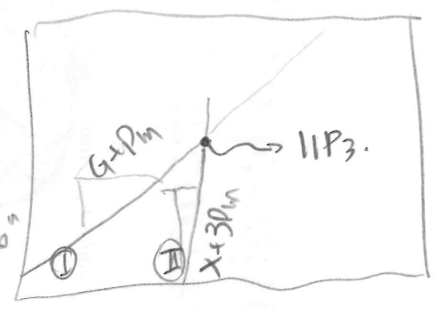
Non è tutto; se la banda è ampia, può capitare che, essendo il guadagno funzione di f , vi siano anche asimmetrie (essendo G non costante). Per IMP₃ non è impartite.



CIM₃: carrier to IM₃: differenza in dBc tra la portante e i IMP₃.

Ciò è funzione di P_{in} , e al crescere di P_{in} (non considerando la saturazione delle armoniche) la differenza tra P_{out} e l'IMP₃ diminuisce di 2 dBm per ogni dBm avanzata.

In dB, si ha: chiamo " P_{IM3} " il valore della potenza di ingresso per cui le rette $G+P_{in}$ e $X+3P_{in}$ si intersecano. X ossia il punto di partenza, "l'imbollo" della 2^a retta, è sconosciuto. @ IMP₃ le due rette son uguali, e $P_{in} = P_{IM3}$.



$$G + P_{IM3} = X + 3P_{IM3} \rightarrow X = G - 2P_{IM3}$$

Sostituisci X nella retta (II), e ottengo:

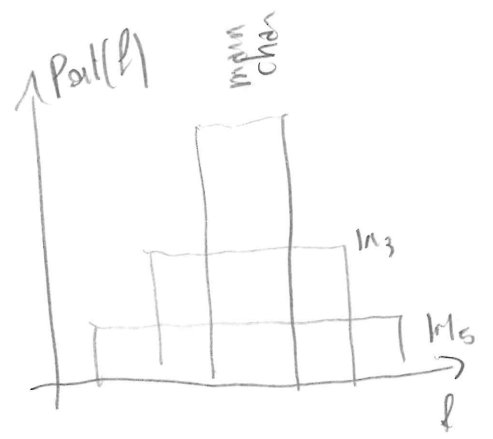
$$G - 2P_{IM3} + 3P_{in} = P_{out}$$

In lineare:

$$P_{out} = G P_{in} \left(\frac{P_{in}}{P_{IM3}} \right)^2 \rightarrow P_{IM3} = \frac{(P_{in})^{\frac{3}{2}} G^{\frac{1}{2}}}{P_{out}^{\frac{1}{2}}}$$

$$P_{OIM3} = G P_{IM3}$$

L'effetto dell' n è lo spectral regrowth: si generano delle spalle, che possono toccare o invadere i canali adiacenti, andando fuori specifica.



Ci sono dei coefficienti per quantificare ciò:

ACPR: Adjacent Channel Power Ratio:

$$ACPR_k = \frac{\int_{MC} P_{out}(f) df \rightarrow \text{main channel}}{\int_{\text{Chan } k} P_{out}(f) df \rightarrow \text{"n"-th channel}}$$

Più è alto, più vuol dire che P_{out} non è in C_k , meglio è.

ACPR dipende dal segnale modulante: un QAM è diverso da un QPSK.

PAPR: Peak to Average Power Ratio: rapporto tra la potenza di picco e quella media. In GSM, è sempre uguale, in QAM si modula anche l'ampiezza, dunque può essere anche di 10 dB.

SFDR: range di P_{in} per cui il sistema resta nelle specifiche.
 2 limiti: / inferiore: $P_{rumore} \approx P_{ingresso}$.
 / superiore: distorsione / ACPR / altro.

Limite inferiore: sensitivity.

Per poter parlare di rumore è necessario introdurre parametri per quantificarlo: la Noise Figure (cifra di rumore):

$$NF = \frac{SNR_{in}}{SNR_{out}} = \frac{P_m}{\frac{P_{rumore}}{SNR_{out}}}$$

[Rapporto dei rapporti segnale / rumore!] → definizione più "sistemistica".

Sicuramente > 1 poiché sull'uscita si avrà più rumore e SNR_{out} dunque è L di SNR_{in} .

Come "S" e "N" considereremo "potenze totali", integrate non delle densità. S sarà P_m , e N una potenza di rumore. Consideriamo come rumore il solo rumore termico:

$$N = k_B T B \quad (\text{dove } k_B T \approx 26 \text{ meV}). \quad [N] = W$$

B: banda equivalente di rumore.

Considero: $P_{noise} \equiv k_B T B$: la P_m per cui si ha ciò è la sensitivity S:

$$L \rightarrow S \Rightarrow P_{in} \Big|_{SNR_{out}} = NF \times k_B T B \times SNR_{out} \xrightarrow{dB} S_{dBm} = NF_{dB} + SNR_{out,dB} + 10 \log(B) - 173.82$$

Il noise floor è quella sensitivity per cui $SNR_{out} = 1$;

$$S_{NF} = N_f \cdot k_B T \xrightarrow{dB} N_f dB + 10 \log_{10}(B) - 173.8$$

È uno (P_m) . In "digitale" è un po' come quando non si riesce a distinguere uno 0 logico da un 1 logico.

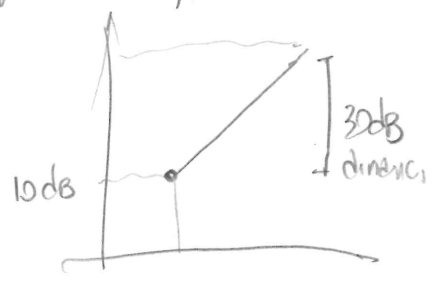
Limite superiore

Per il limite superiore, come detto ci si riferisce alla distorsione; in particolare, all'intermodulazione.

Si chiede che, al più, la potenza di uscita relativa al 1MP3 sia pari al noise floor moltiplicato per il guadagno; un po' contorto.

Questo è molto stringente; aumentando P_m , gli SNR aumentano, dal momento che N è costante ($k_B T$ è sempre uguale...).

Se $SNR|_{NF}$ è di 10 dB, e ha 30 dB di dinamica, alla distorsione avrà 40 dB di SNR, perché P_m sarà aumentata di 30 dB.



La def. è molto conservativa.

Facciamoci due conti su:

$$P_{O1M3} = P_{I1M3} \times G$$

P_{O1M3} deve essere uguale a $G S_{NF}$, ossia al noise floor portato all'uscita;

$$G P_{m, max} \left(\frac{P_{m, max}}{P_{I1M3}} \right)^2 = G S_{NF} \rightarrow P_{m, max} = (S_{NF})^{\frac{1}{3}} (P_{I1M3})^{\frac{2}{3}}$$

Calcolo dunque:

$$R_{SFDR} = \frac{P_{m, max}}{Sensitivity} = \frac{\sqrt[3]{S_{NF}} \sqrt[3]{P_{I1M3}^2}}{S_{NF} SNR_{out}}$$

Cascata di blocchi.

In un sistema di blocchi viene sovrapponuti. Noi, volendo calcolare la N_f risultante del sistema dobbiamo usare formule approssimate. Noti le N_{f1} , G_{f1} e N_{f2} per ogni blocco, "vale" (approssimate) le formule di Friis: (6)

$$N_f \approx L + (N_{f1} - 1) + \frac{N_{f2} - 1}{G_{f1}} + \frac{N_{f3} - 1}{G_{f1} G_{f2}} + \dots$$

Sembra che il primo blocco debba essere il più critico, ma non sempre ciò è vero. Quasi sempre il primo stadio è un blocco a guadagno basso, o un filtro a larga banda. Il mixer è, di solito, l'elemento critico sul serio. Per l' N_{f3} (Intermod. Intercept Point) c'è un'altra formula:

$$\frac{L}{N_{f3 \text{ tot}}} = \frac{L}{N_{f3,1}} + \frac{G_1 L}{N_{f3,2}} + \frac{G_1 G_2}{N_{f3,3}} + \frac{G_1 G_2 G_3}{N_{f3,4}} + \dots$$

Per N_{f3} , basta dividere per i guadagni:

$$\frac{1}{N_{f3}} = \frac{1}{G_1 G_2 \dots G_n N_{f3,1}} + \frac{1}{G_2 G_3 \dots G_n N_{f3,2}} + \frac{1}{G_3 \dots G_n N_{f3,3}} + \dots$$

Nota: minore è N_{f3} peggiore sarà il comportamento del sistema sotto il punto di vista dell'intermod. Dualmente a prima, il peggior elemento per le formule è l'ultimo.

Nota: questa è una formula di worst case; non si prevede il fatto che una distorsione possa compensare la seguente (per esempio \sqrt{x} prima di x^2 lo otteniamo un sistema circa lineare!). Si tenga conto di ciò.

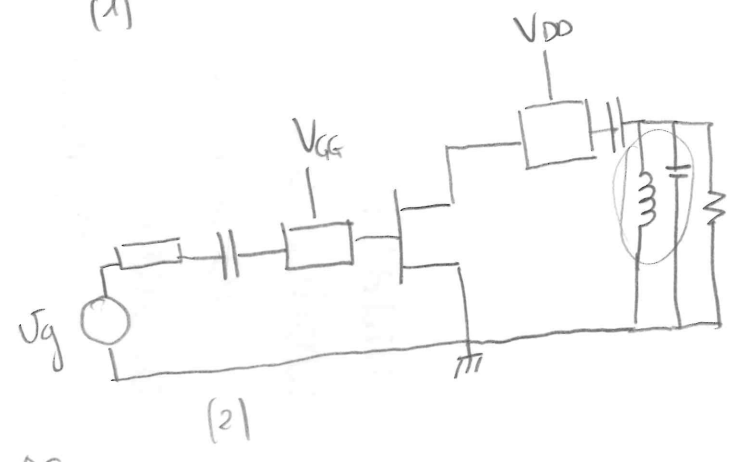
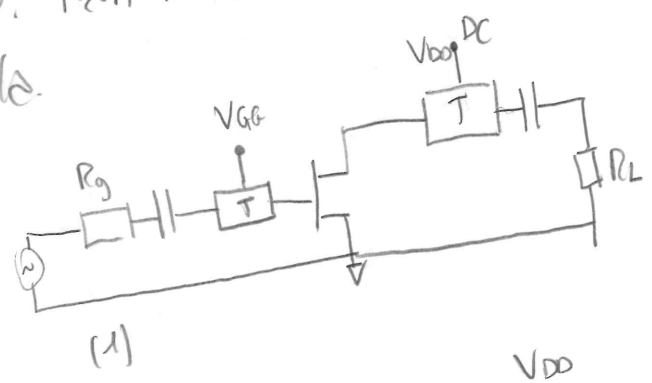
Queste formule inoltre considerano i lipsteni di adattamento; tutti i guadagni sono di trasduzione e se i vari blocchi non sono adattati, esse non valgono.

Introduzione alle classi

Abbiam accennato qualche concetto sulla class A (sempre DC; la corrente non va mai a 0). Le altre classi sono state introdotte per ovviare l'inconveniente della A; per quanto essa sia lineare, è anche molto inefficiente. Per aumentare η (e la PAE), si è ricorsi a classe B, B_c, C, o altre. Man mano che si "va verso le C" (copriamo), η aumenta, ma la linearità cala.

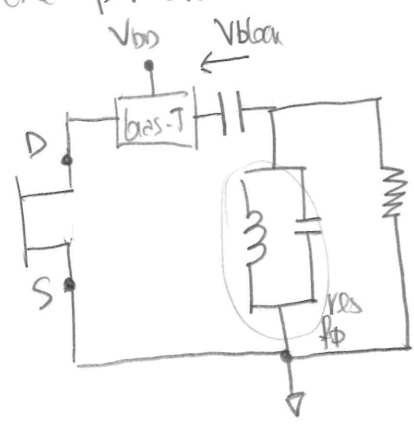
Lo scheme può esser questo, o quello dopo.

(2): È più interessante, perché ha un risonatore, che si può usare per reiettare la seconda armonica (o altro) dal carico.



Il bias-T separa le parte a RF da quella in DC. I condensatori bloccano le DC.

Con un carico accordato di questo genere, si fa in modo da eliminare le armoniche di tensione; sul carico vero e proprio, che è resistivo, tensione e corrente son proporzionali; le armoniche di corrente andran sul risonatore, che per lui è come un corto circuito.



$$\begin{aligned}
 V_{DS}(DC) &= V_{block}(DC) = V_{DD} \\
 V_{DS}(f_0) &= V_L(f_0); \quad [res. \text{ \u00e8 aperto}] \\
 V_{DS}(nf_0) &= V_L(nf_0) = \phi \\
 I_D(DC) &= I_L(DC) = \phi \\
 I_L(f_0) &= I_D(f_0) \\
 I_L(nf_0) &= \phi; \quad I_{res}(nf_0) = -I_D(nf_0)
 \end{aligned}$$

Ragiona! @ ω_1 il C \u00e8 chiuso e ha la V_{DC} su di s\u00e9; @ f_0 , il risonatore \u00e8 un aperto; > f_0 , un corto.

Volendo disegnare le curve di carico, si ha:

$$\begin{aligned}
 V_{DS}(f_0) &= V_L(f_0) = R_L I_L(f_0) = -R_L I_D(f_0) \\
 v_{DS}(t) &= V_{DD} - R_L I_D(f_0) \cos(\omega_0 t) \\
 i_D(t) &= I_{D0} + I_D(f_0) \cos(\omega_0 t) + I_D(2f_0) \cos(2\omega_0 t) + \dots
 \end{aligned}$$

La distorsione \u00e8 sulla sola corrente del risonatore (e del dispositivo amo...)

Guarda eq a NBR e MAGLIE.

Vi sono vincoli sul dispositivo e sul carico, nonché alcune ipotesi.
L'ipotesi di base è: consideriamo "poco evidente" la distorsione.

Per ora abbiamo:

$$\left\{ \begin{aligned} &V_{DS}(t) = V_{DD} - R_L I_D(f) \cos(\omega t) \quad \textcircled{I} \\ &I_D(t) \approx I_{D0} + I_D(f) \cos(\omega t) \quad \textcircled{II} \end{aligned} \right. \left. \begin{array}{l} \text{Serve poi una equazione:} \\ I_D = f(V_{GS}, V_{DS}) \\ \text{Ma cerchiamo di usare} \\ \text{i dispositivi in regioni per} \\ \text{cui la dipendenza da } V_{DS} \\ \text{è trascurabile.} \end{array} \right.$$

↑
armoniche trascurate

Sostituendo $I_D(f)$ ricavata da \textcircled{I} in \textcircled{II} :

$$I_D(f) = - \frac{V_{DS}(t) - V_{DD}}{R_L \cos(\omega t)}$$

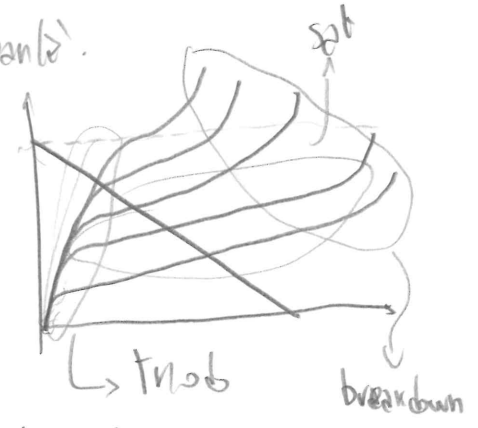
$$\hookrightarrow (I_D(t) - I_{D0}) R_L = - \frac{V_{DS}(t) - V_{DD}}{\cos(\omega t)}$$

Questa è la curva di carico del sistema; in questo caso una retta di carico.

Questa rappresenta, dati I_{D0} , V_{DD} , R_L , tutti i punti di lavoro che il dispositivo può assumere!

Il fatto che sia una retta deriva dalle varie ipotesi di linearità.

Mettendo $I_D = f(V_{GS})$, fissata V_{GS} , si può trovare cioè: la schiarza completa del sistema.



La zona utile della curva di carico è quella tra la tensione di ginocchio (limite I_{D0}) e quella di breakdown.

Fissate una I_D si fissa anche V_{GS} e da lì si trovano, con simulazioni o datasheet, tensioni di ginocchio e breakdown.

ALTRO?

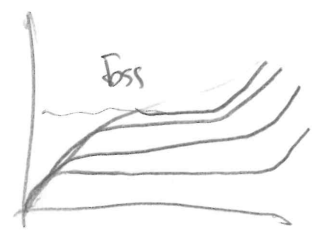
Amplificatore in classe A

I parametri che ci interessano sono la η / PAE, la P_{out} massima.

Più di I_{DSS} il dispositivo non può cacciare.

La massima potenza dipende dal prob. Tensione-corrente:

- il punto di lavoro deve garantire la massima escursione;
- lo deve essere per sia tensione sia corrente.



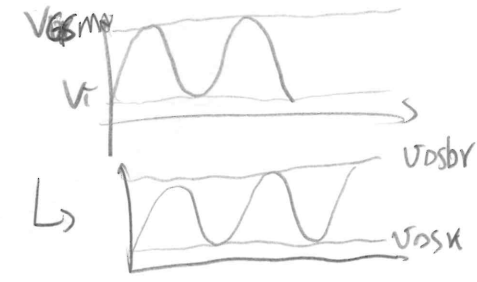
Dato $I_{Dmin} \approx \phi$, $V_{GSmin} \approx \phi$ ($V_{GSmax} \approx \phi V$),

$\rightarrow V_{GSQ} \approx \frac{V_{breakdown}}{2}$; $I_{DQ} \approx \frac{I_{DSS}}{2}$.

Caso peggiore per la tensione deve essere $V = V_T$: la soglia. Sbb

la soglia non si conduce.

Sul carico, si perde la componente continua di questi due.



Il carico R_L che permette di ottenere ciò è quello per cui:

$\frac{I_{DSS}}{2} R_L = \frac{V_{DSBR}}{2} \rightarrow$

Questa NON è una condizione di adattamento; è un prob. di potenza in classe A, NON un guadagno massimo.

$P_{RF} = \frac{1}{2} V_{DSQ} I_{DQ} \approx \frac{V_{DSBR} I_{DSS}}{8}$ [potenza in RF media; $\langle P \rangle = \frac{1}{2}$ perché sen semi]

$P_{DS} = \text{potenza al drain del dispositivo} = \frac{V_{DSBR} I_{DSS}}{4}$

$\rightarrow \eta = 50\%$ [al meglio].

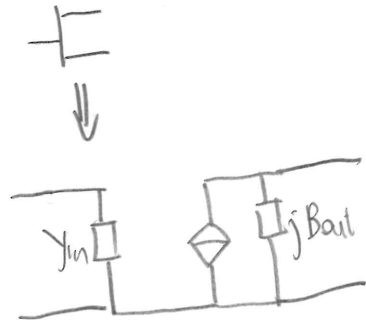
Progett. ottimo per la classe A

Cos'è che si fa di solito è: considerare unilaterale il dispositivo e dunque separare il modello in 2 pezzi: ingresso e uscita.

L'ingresso va adattato (l'uscita va messa in modo tale da cancellare le componenti reattive e mettere il carico ott. per la A.

L'obiettivo è massimizzare la potenza di uscita, NON il guadagno!

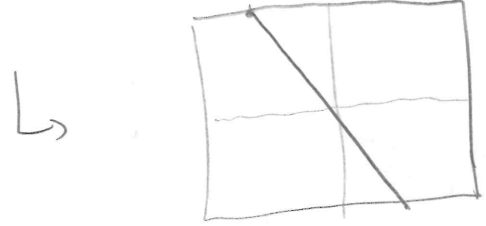
\rightarrow 2 reti di "matching".



Se si "devia" dal carico ottimo, capitano cose spiacevoli. Vi sono due casi:

$R_L \ll R_{Lopt}$:

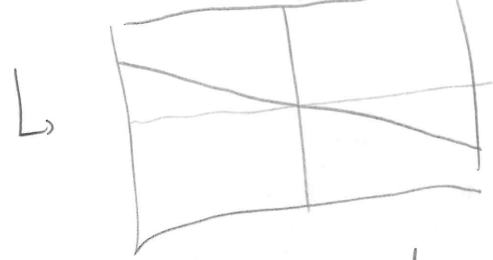
$$P_{DF} = \frac{1}{2} i_L^2 R_L = P_{DF} \frac{R_L}{R_{Lopt}}$$



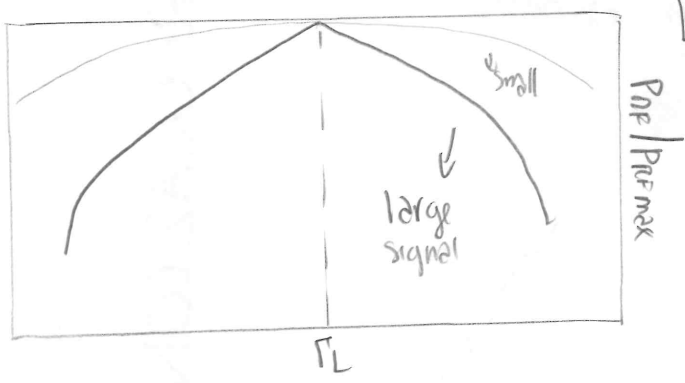
L'oscursione di corrente è massima, quella di tensione è limitata; abbiamo "troppa conduttanza".

$R_L \gg R_{Lopt}$:

$$P_{DF} = \frac{1}{2} \frac{V_L^2}{R_L} = P_{DF} \frac{R_{Lopt}}{R_L}$$



"troppo resistivo", e la corrente non ha l'oscursione completa.



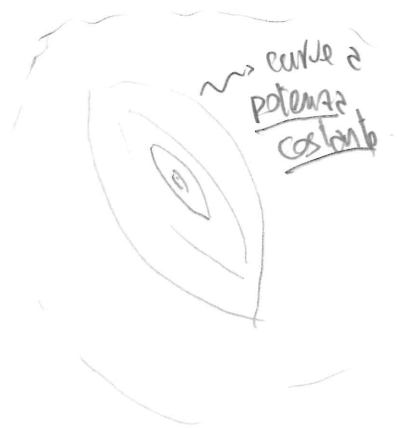
Le "perdite", al variare di R_L , per piccoli o grandi segnali, sono molto diverse.

E ricorda: max guadagno \neq max potenza

Load-pull: se variano sia la R_L sia la X_L troviamo una curva secondo la teoria di Cripps; il punto "buono" è la separazione delle due superfici. In più, di questi, servono quelli che "compensano le componenti reattive del dispositivo".

Il progetto load-pull si fa così: si sceglie una P_{in} e si "regola" il carico fino a trovare il valore ottimale, per le caratteristiche interessate (IM, potenza, guadagno...). Nel caso il dispositivo sia lineare, le curve "a patata" sono cerchi.

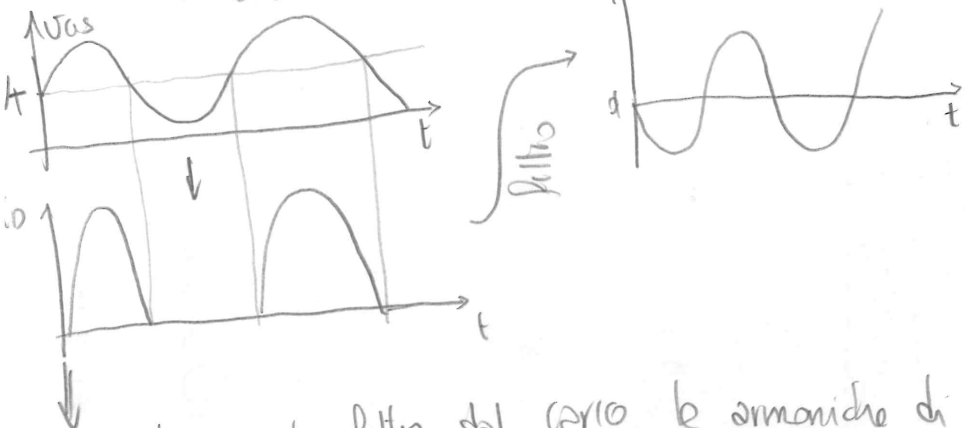
Si può far anche source-pull ma essendo l'ingresso circa lineare, non ci interessa. Più si usano (class A) P_{in} basse, più le "patate" sembrano cerchi.



Amplificatori in classe B

Come già detto, $\eta_{A,max} = 50\%$. Usando sistemi meno lineari, si può aumentare η , incrementando le armoniche. Si usa un carico accordato, per filtrare le armoniche di corrente, che non contengono informazione.

Non è detto che la curva di carico sia una retta; il guadagno è ancora una volta funzione di P_{in} , dunque può esservi compressione. La topologia è sempre la stessa: ciò che cambia è la V_{GS} , che stabilisce il tempo in cui il dispositivo conduce. Nella fattispecie, per metà del tempo non si ha conduzione: per il 50% del tempo la tensione di gate è sotto la soglia; essendo il carico accordato, tuttavia, su di esso vi sarà una sinusoidale.



Il circuito risonante filtra dal carico le armoniche di corrente, e manda sul carico una sinusoidale idealmente "pulita".
 i_D ha comunque un andamento periodico, dunque si può sviluppare in serie di Fourier:

$$i_D(t) \approx \underbrace{\frac{I_{DSS}}{\pi}}_{DC} + \frac{I_{DSS}}{2} \sin(\omega t) + \dots$$

Il valore in DC è diverso; è come se il dispositivo, in classe B, si polarizza col segnale. La tensione invece varia alla stessa maniera del classe A.

Per avere il massimo swing di tensione

$$V_{DS} \approx \frac{V_{GSbr}}{2} \quad ; \quad I_D \approx \frac{I_{DSS}}{\pi} \quad ;$$

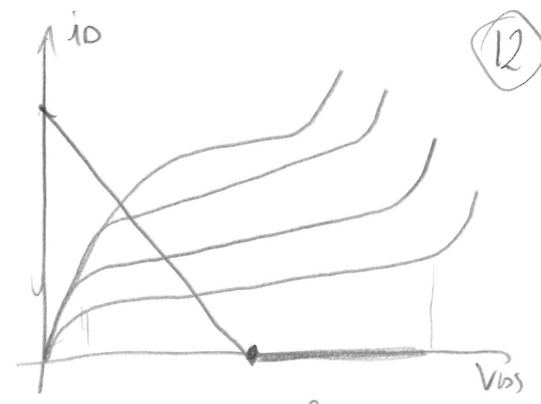
Come prima esempio le forme d'onda sul carico sinusoidali, la potenza media a RF sul carico sarà la metà del prodotto delle tensioni e correnti massime sul carico:

$$P_{RFave} = \frac{1}{2} \frac{V_{GSbr}}{2} \frac{I_{DSS}}{2} = \frac{V_{GSbr} I_{DSS}}{8}$$

Ora, però:

$$P_{DC} = \frac{V_{GSbr}}{2} \frac{I_{DSS}}{\pi} \implies \eta = \frac{P_{RFave}}{P_{DC}} = \frac{\pi}{4} \approx 79\%$$

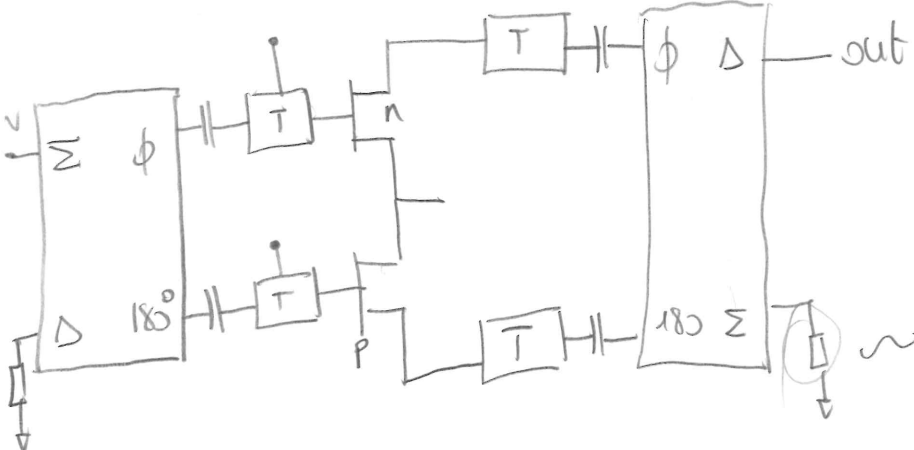
La curva di carico sarà qualcosa di questo tipo: quando V_{GS} è tale da avere una corrente nulla, (ossia per i^{nt} per cui $V_{GS} = V_T$), la curva di carico sarà ϕ .



Perlopiù, per questa classe (e molte altre), trovare risultati in forma esatta o comunque chiusa è quasi impossibile per molti parametri; test a due toni, dunque intermodulazione, distorsione, ecc. Parlare di guadagno operativo è impossibile dunque le nostre considerazioni saranno sul guadagno di potenza disponibile.

L'escursione di tensione di ingresso V_{GS} è doppia di quella del classe A; ora si va sopra e sotto V_T , prima solo sopra. La potenza di ingresso è proporzionale al quadrato della tensione, dunque sarà pari a 4 volte quella del classe A: 6 dB. Poiché però potenza di uscita del classe A e del classe B sono uguali (la massima potenza), il guadagno per il classe B avrà una perdita di 6 dB, essendo maggiore la sua P_{in} di 6 dB e la P_{out} uguale. A RF, 6 dB di guadagno perso possono essere molto.

Push-pull in classe B:



~> que si dissipano le armature.

Problemi:

- i dispositivi "p" a RF non ci sono, per questioni di μp troppo basse; per questo si usano gli accoppiatori direzionali;
- il carico accordato non è "esplicito", ma realizzato dagli accoppiatori; essi devono lavorare bene sia alle fondamentali sia alle armoniche e mandare le armoniche nella resistenza (la quale, se le armoniche sono molto potenti, potrebbe danneggiarsi).

Backoff ed efficienza per classi A e B.

Tutte le efficienze finora calcolate sono massime, ossia relative alla massima P_{in} introducibile. Se si riducesse P_{in} , si migliorerebbe (tendenzialmente) la linearità, ma si potrebbe anche ridurre l'efficienza.

Si parla di "backoff": riduzione della potenza di ingresso.

In classe A, il punto di lavoro non varia con l'ampiezza del segnale di ingresso:

$$P_{DC} = \frac{I_{DSS} V_{DSbr}}{4}$$

la potenza media sul carico, date forme d'onda sinusoidali, è:

$$P_{RF} = \frac{1}{2} V_L I_L. \quad P_{RFmax} = \frac{1}{8} V_{DSbr} I_{DSS}$$

$$\eta = \frac{P_{RF}}{P_{DC}} = \frac{P_{RF}}{P_{RFmax}} \frac{P_{RFmax}}{P_{DC}} = \eta_{max} \frac{P_{RF}}{P_{RFmax}} = \eta_{max} \times R_{backoff}$$

Per la classe B, P_{DC} non è più indipendente dal segnale:

$$I_{RDC} = \frac{I_L}{\pi}$$

$$P_{DC} = \frac{I_L V_{DSbr}}{2\pi}$$

$$P_{RF} = \frac{1}{2} R_L I_L^2 \text{ [controllato]}$$

$$P_{RFmax} = \frac{1}{2} R_L I_{DSS}^2$$

$$\rightarrow \frac{I_{DSS}}{I_L} = \sqrt{\frac{P_{RFmax}}{P_{RF}}}$$

$$\rightarrow \eta = \frac{P_{RF}}{P_{DC}} = \frac{P_{RFmax}}{P_{DCmax}} \frac{P_{RF}}{P_{RFmax}} \frac{P_{DCmax}}{P_{DC}} = \eta_{max} \frac{P_{RF}}{P_{RFmax}} \frac{I_{DSS} V_{DSbr}}{2\pi} \frac{2\pi}{I_L V_{DSbr}} =$$

$$= \eta_{max} \sqrt{\frac{P_{RF}}{P_{RFmax}}} = \eta_{max} \sqrt{R_{backoff}}$$

Questo significa che, facendo backoff in classe B, l'efficienza cala, ma non linearmente con esso come in classe A, come la radice quadrata.

Purtroppo backoff o non backoff, in classe B si continua a polarizzare alla soglia dunque di fatto il backoff non cambia le linearità del sistema.

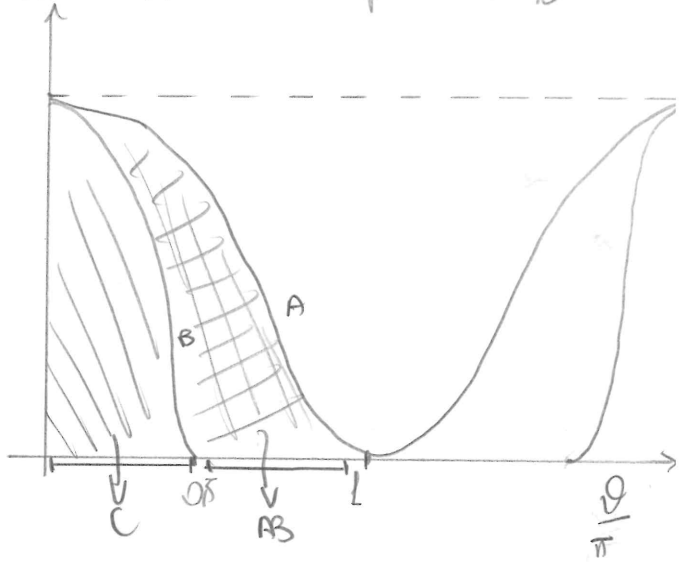
Con un controllo di polarizzazione dinamica η può pure restare costante.

Dalla classe A alla classe C.

Abbiamo finora parlato di η , non di PAE. Il nostro obiettivo è stato aumentare η , ma abbiamo visto che con la classe B abbiamo perso 6dB di guadagno.

Si definisce l'angolo di conduzione α come il doppio del massimo angolo, da ϕ , per cui si conduce (angolo inteso come argomento di un seno):

$$i_o(\omega t) = \begin{cases} I_p \frac{\cos(\omega t) - \cos(\frac{\alpha}{2})}{1 - \cos(\frac{\alpha}{2})} & \phi \leq \omega t \leq \frac{\alpha}{2} \\ 0 & \frac{\alpha}{2} < \omega t < \pi - \frac{\alpha}{2} \\ I_p \frac{\cos(\omega t) - \cos(\frac{\alpha}{2})}{1 - \cos(\frac{\alpha}{2})} & \pi - \frac{\alpha}{2} \leq \omega t \leq \pi \end{cases}$$

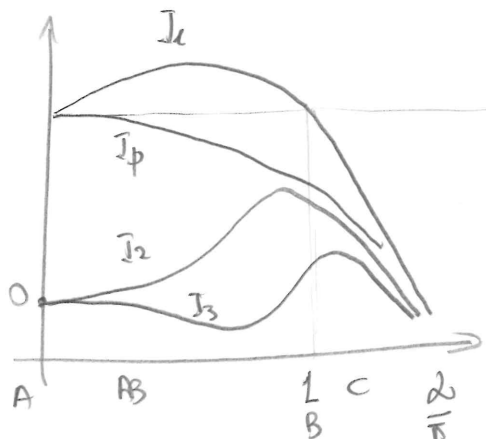


In classe A, $\alpha = 2\pi$: si conduce sempre ($\frac{\alpha}{2} = \pi$, dunque non si ha mai $i_o = 0$); per $\alpha = \pi$, si ha metà della conduzione della classe A. Per $\alpha \in [\phi, \pi]$, classe C; per $\alpha \in [\pi, 2\pi]$, classe B.

i_o è definita come funzione di questo fatidico angolo. Ciò che si può fare a questo punto è sviluppare $i_o(t)$ in serie di Fourier, al fine di identificare DC, fondamentale e armoniche.

La fondamentale, ossia I_1 , è il termine più interessante.

- Per determinare la tensione di lavoro, considero V_{pk} e lo ponga uguale a $\frac{V_{osbr}}{2}$;
- Per determinare la conduttanza, prendo quella della classe A e la moltiplico per I_1 .



Parliamo di efficienze: le potenze medie sono:

$$P_{RF} = \frac{L}{2} I_1 \frac{V_{osbr}}{2} = \frac{I_1 V_{oc}}{2}$$

$$P_{DC} = V_{oc} I_p$$

$$\rightarrow \eta = \frac{I_1}{2I_p}$$

Con ciò, possiamo valutare η ; volendo più informazioni, ci serve la PAE, ossia: $\eta_{PAE} = \eta \left(1 - \frac{1}{G_{FP}}\right)$ ma al posto di G_{FP} userei G_t

Un po' di note: dalla formula di η , si direbbe che, riducendo d , si aumenti η , e che con la classe C si possa avere anche $\eta = 100\%$. Purtroppo però, in classe C il guadagno è così ridotto che la potenza di uscita risulta essere quasi nulla.

Risultato fondamentale tener conto del guadagno della PAE. Il brutto è che la PAE andrebbe calcolata con G_{op} il quale però non è esprimibile, con strutture di questo genere; al posto di G_{op} usiamo G_t .

$$G_t = \frac{\frac{I_p V_{DC}}{2}}{\frac{V_{GS,P}^2}{8 R_g}}$$

resistenza di generatore

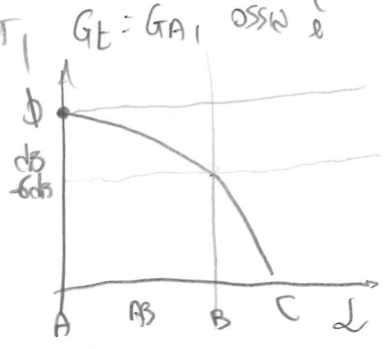
dove $V_{GS}(t) = V_{GS,P} \cos \theta + V_{GS,DC}$

$$\left. \begin{aligned} V_{GS}\left(\frac{\omega}{2}\right) &= V_{GS,P} \cos\left(\frac{\omega}{2}\right) + V_{GS,DC} = -V_T \\ V_{GS}(0) &= V_{GS,P} + V_{GS,DC} \approx \Phi \end{aligned} \right\} \rightarrow \begin{aligned} V_{GS,DC} &= -\frac{V_T}{1 - \cos\left(\frac{\omega}{2}\right)} \\ V_{GS,P} &= \frac{V_T}{1 - \cos\left(\frac{\omega}{2}\right)} \end{aligned}$$

$$\hookrightarrow G_t \approx 2 \frac{I_p V_{DC} R_g}{\pi V_T^2} \left[2 - \sin(\omega)\right] \left[1 - \cos\left(\frac{\omega}{2}\right)\right]$$

Ciò è piuttosto complicato, ma si può far i ferbi: per $\omega = 2\pi$, $G_t = G_A$, ossia è il guadagno di classe A!

$$G_A = \frac{8 I_p V_{DC} R_g}{V_T^2} \quad ; \quad \rightarrow G_t(\omega) = G_A \frac{\left[2 - \sin \omega\right] \left[1 - \cos\left(\frac{\omega}{2}\right)\right]}{4\pi}$$



Ora si ha un significato forte: usando G_A come riferimento, possiamo calcolare G_t in funzione dell'angolo di conduzione ω . Il guadagno decresce al decrescere di ω ; usare classi C potrebbe per questo non aver senso.

Usando G_t al posto di G_{op} si può calcolare questa PAE fittizia. Le formule ci sono.

- IMP: - per la classe A c'è qualche risultato in forma chiusa; per le altre, no.
 - per la classe AB subentrano comportamenti legati al fatto che la "gm" ha termini del II° o III° ordine nulli, e ciò crea dei "buchi".
 - per la classe C, il backoff non dà garanzie, e si hanno ancora buchi e guadagni molto variabili.
- (se si penna sopra soglia e il segnale è basso, poca distorsione (o classe A!))

Classe AB: il guadagno dipende da ω (e ω dipende dal segnale in ingresso, e dalla polarizzazione).

Modelli, analisi aggiuntive del "classe A"

Ciò che studiamo è non lineare; ciò porta ad avere bisogno di modelli semplici, magari in forma chiusa, dando in cambio qualche approssimazione.

La prima ipotesi sarà sulle bande: ipotesi di banda stretta.

I modelli possono essere [quelli più "gestibili"] quelli non lineari senza memoria o quelli lineari con memoria.

Ciò che faremo è considerare un "modello in banda base": dato un segnale in banda base, $\tilde{y}(t)$, considereremo il segnale $y(t)$ come:

$$y(t) = \text{Re} \{ \tilde{y}(t) \exp(j\omega t) \}$$

$\tilde{y}(t)$ è un segnale "di uscita" ma in banda base; questo andrà correlato con il segnale di ingresso in banda base $\tilde{x}(t)$. Si fa tutto ciò in banda base per poter trascurare gli effetti reattivi essendo il segnale a banda stretta. La funzione che lega \tilde{x} a \tilde{y} è la "funzione descrittiva" del sistema:

$$\tilde{y}(t) = F_p(|\tilde{x}(t)|) \tilde{x}(t)$$

ove sappiamo che:

$$\begin{cases} y(t) = \text{Re} \{ \tilde{y}(t) \exp(j\omega t) \} = |\tilde{y}(t)| \cos(\omega t + \angle \tilde{y}(t)) \\ x(t) = \text{Re} \{ \tilde{x}(t) \exp(j\omega t) \} = |\tilde{x}(t)| \cos(\omega t + \angle \tilde{x}(t)) \end{cases}$$

F_p è il guadagno del sistema

In condizioni di compressione, F_p indica sia una variazione nel guadagno, sia una spinta di fase: funzione AM/AM e AM/PM . Queste si vedono soprattutto sui picchi, sui valori "più alti" del segnale. AM/AM si vede sulle ampiezze; AM/PM soprattutto sullo spostamento dei punti di zero crossing.

Partendo da qui, ossia dal modello a funzione descrittiva, potremmo ottenere altri modelli, "maneggevoli", per esempio mediante uno sviluppo in serie di potenze. Essendo questo valido solo per una banda stretta, esso ci permetterà di evidenziare alcuni aspetti, ma non la formazione di armoniche "lontane dalla fondamentale".

Modello di clipping per la classe A

Il "clipping" è quello che capita quando la forma d'onda in ingresso è troppo elevata in ampiezza: il sistema amplifica finché ce la fa, poi si satura. Supponendo di avere saturazione di corrente, posso sviluppare la forma d'onda in serie di Fourier:

$$i_o(t) = I_{DQ} + \sum_{n=1}^{\infty} a_n \cos(n\omega t)$$

Per esempio,
 $a_1 = I_{DQ} \left\{ 1 - \frac{2}{\pi} \cos^{-1}(\xi) + \frac{1}{\pi} \sin^{-1}(\xi) \right\}$



$$\xi = \frac{I_{DSS}}{2I_{DQ}}$$

Modificando ξ si può banalmente passare dalla io alla Part; con le medesime formule (Part, oc = ϕ),

$$\xi = \sqrt{\frac{P_{in,lin}}{P_m}} \implies P_{out} = G_{op} P_m \left\{ 1 - \frac{2}{\pi} \cos^{-1}(\xi) + \frac{1}{\pi} \sin^{-1}(\xi) \right\}^2$$

Con questo modello si può prevedere un effetto di saturazione; per $\xi \rightarrow \phi$, si trova:

$$P_{sat} = \frac{16}{\pi^2} G_{op} P_{in,lin} \approx 1.6 G_{op} P_{in,lin}$$

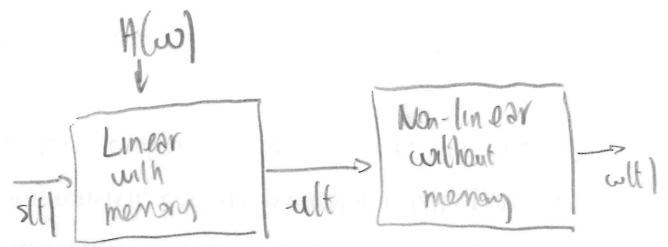
da qua si trova la curva Pin-Pout !!



Dunque, aumentando P_m , vado fuori linearità, ma aumento anche la potenza d'uscita: "overdrive"! η aumenta η_{pdc} peggiora. Di solito si spinge fino a 1dB di compressione. Un MESFET inoltre non può andare in overdrive, quindi questo discorso non è sempre valido.

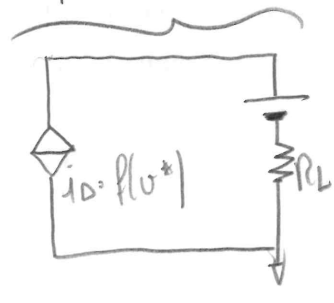
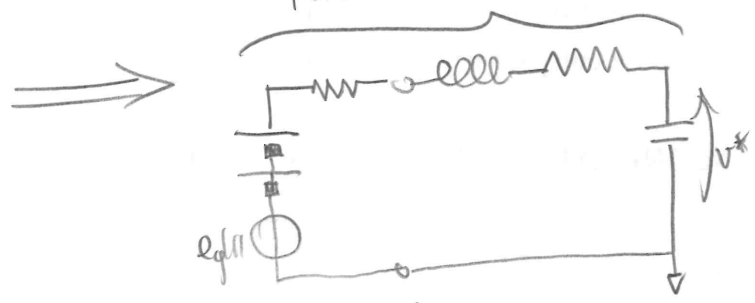
Modello a serie di potenze

Useremo un modello semplificato: la cascata di un blocco lineare con memoria e di uno non lineare senza memoria!



$U(\omega) = H(\omega) S(\omega)$

E_p non lineare: $w(t) = f(u(t)) = \sum_{n=1}^N a_n u^n(t)$ [modello a serie di potenze] parte con memoria ⁿ⁼¹



$$H(\omega) = \frac{V^*(\omega)}{E_q(\omega)} = \frac{\frac{1}{j\omega C_G}}{\frac{1}{j\omega C_G} + j\omega L + R_g + R_L} = \frac{1}{-\omega^2 L_G C_G + j\omega C_G (R_g + R_L) + 1}$$

$$f(v^*(t)) = \underbrace{F(V_{GG} + v^*(t))}_{i_D(t)} - \underbrace{F(V_{GG})}_{I_D}$$

come nel piccolo circuito separato, "traslo" di I_D ; centro il riferimento sul punto di lavoro.

Sviluppiamo in serie di Taylor:

$$f(v) = \left. \frac{dF}{dv} \right|_{v_{eq}} v^* + \frac{1}{2!} \left. \frac{d^2F}{dv^2} \right|_{v_{eq}} (v^*)^2 + \frac{1}{3!} \left. \frac{d^3F}{dv^3} \right|_{v_{eq}} (v^*)^3 + o[(v^*)^3]$$

Ci facciamo bastare uno sviluppo al III° ordine. Da qui, si può provare a partire con qualche analisi.

Eccitazione dell'ingresso: calcolo di v^* a "Q" toni di eccitazione.

La tona è: dato Q il numero di toni, definisco eglii come:

$$e_g(t) \triangleq \frac{1}{2} \sum_{\substack{q=-Q \\ q \neq 0}}^Q E_{g,q} \exp(j\omega_q t)$$

Ricordando che:

$$\begin{cases} \omega_{-q} = -\omega_q \\ E_{g,-q} = E_{g,q}^* \end{cases} \quad \begin{cases} H(-j\omega) = H^*(j\omega) \\ V(j\omega) = H(j\omega) E_g(j\omega) \end{cases}$$

Posso definire i segnali di eccitazione.

Eccitazione a singolo tono.

$$E_g = \frac{1}{2} [E_g \exp(j\omega t) + E_g^* \exp(-j\omega t)] \implies v^* = \frac{1}{2} [E_g H(j\omega) \exp(j\omega t) + E_g^* H^*(j\omega) \exp(-j\omega t)]$$

Per alleggerire la notazione, $E_g H(j\omega) \triangleq k_i$ applico v^* al modello a serie di potenze:

$$i_3(v^*) \approx a_1 v^* + a_2 v^{*2} + a_3 v^{*3} \triangleq i_1 + i_2 + i_3$$

$$\hookrightarrow i_1 = \frac{1}{2} a_1 [k_1 \exp(j\omega t) + k_1^* \exp(-j\omega t)]$$

$$i_2 = a_2 \left[\frac{1}{2} k_2 \exp(j\omega t) + \frac{1}{2} k_2^* \exp(-j\omega t) \right]^2 =$$

$$= a_2 \left[\underbrace{\frac{1}{2} k_2^2 \exp(2j\omega t)}_{\text{seconda armonica}} + \underbrace{\frac{1}{4} k_2^2 \exp(-2j\omega t)}_{\text{seconda armonica}} + \underbrace{\frac{1}{2} |k_2|^2}_{\text{DC}} \right]$$

Se analizzassimo i_3 , vedremo che essa ha una terza armonica e un ulteriore contributo alla fondamentale.

generalmente, $a_3 \ll a_1$: essendo io modellata come una parabola cubica, essa avrà un andamento saturo. Ciò è legato all'effetto di compressione presente nel sistema.

Nota: il IMP_3 è in qualche modo collegato a questo a_3 (phono $\omega=1$!!)

Facciamo altre considerazioni: abbiamo trovato che la II^a armonica è:

$$i_2(2\omega) = \frac{\partial^2}{L_c} [E_g^2 H^2 \exp(j2\omega t) + E_g^2 H^2 \exp(-j2\omega t)]$$

↳ associamo un fasore $I_2 = \frac{1}{2} \partial^2 E_g^2 H^2$

Ma so che: $P = \frac{1}{2} \text{Re} \{ V I^* \} = \frac{1}{2} R_L |I|^2$ e che: $P_{in, disp} = \frac{|E_g|^2}{8 R_g}$

↳ $P_L(2\omega) = \frac{1}{2} R_L \partial^2 \text{Re} \{ |E_g|^4 |H|^4 \}$

Volendo riportare ciò alla potenza disponibile:

$P_L = \frac{1}{2} \partial^2 R_L |H|^4$ o $R_g^2 P_{in, disp}^2 \Rightarrow$ si ha una dipendenza quadratica dalla potenza di ingresso, perché è II^a armonica, come già anticipato!!!

In maniera simile $P(3\omega) \propto P_{in, disp}^3$

MA ciò non è tutto: di fatto, anche $P(\omega)$ avrà una componente dipendente da $P_{in, disp}^3$; quella nota con il termine di III^o ordine! E la stessa cosa si ha al termine di IV^o, di VII^o, e così via:

$$P_{out}(\omega) \approx G_1 P_{in, disp} + K_3 P_{in, disp}^3 + K_5 P_{in, disp}^5 + \dots$$

dove K_3, K_5 e simili sono $L \phi$!

Una nota: il punto di compressione, per cui il guadagno cala, dipende da K_3, K_5 ; essi sono però funzione della frequenza a causa del fatto che sull'ingresso si ha un filtro passa-basso tra R_g e v^* (v^* è attenuata al crescere di ω , con esse i moltiplici K_3, K_5, \dots), e così il punto di compressione, al crescere di ω , si sposta in avanti.

Un piccolo remark:

- Per compressione si intende la riduzione della crescita della P_{out} , a causa dei fenomeni appena analizzati;
- Per saturazione si intende la situazione del "clipping", dunque molto più marcata e che non si vede con questo modello.

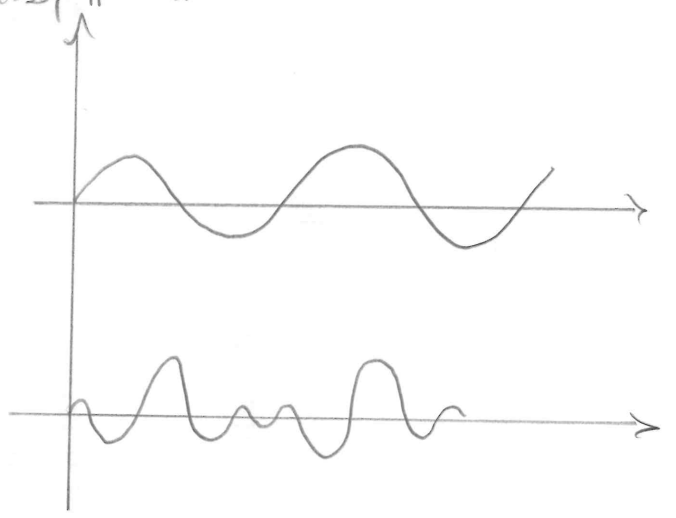
Alcune note sul test a 2 toni

Il risultato sarà molto più complicato, algebricamente parlando, da ricavare; di solito, si fanno le seguenti assunzioni:

$$\begin{cases} E_{q1} = E_{q2} \\ \omega_1 \approx \omega_2 \end{cases} \rightarrow H(j\omega_1) \approx H(j\omega_2)$$

Dalla fondamentale escono solo ω_1 e ω_2 ; dal termine quadratico termini "lontani". Dal termine cubico, molto tedioso da calcolare (cubo di un quadrinomio), vengono fuori i termini $2\omega_1 - \omega_2$, e $2\omega_2 - \omega_1$: i termini di intermodulazione, in banda.

Nota: la compressione, nel test a 2 toni, sarà leggermente diversa da quella a 1 tono, poiché quello a 2 fa comprimere un po' prima il sistema. In altre parole, a parità di potenza di ingresso, il test a 2 toni avrà il valore di picco maggiore, dunque parlerà prima alla saturazione: a volte i fronti si "sottraggono", a volte si "sommano", e da ciò la nostra affermazione.



Dal test a singolo tono, alla fine si evince che:

$$\begin{cases} P_L(\omega) = G_T(\omega) P_{gdisp} \\ P_L(2\omega) = K_2 P_{gdisp}^2 \\ P_L(3\omega) = K_3 P_{gdisp}^3 \end{cases} \quad [\text{non contando il III}^\circ \text{ ordine}]$$

ALM?

Usiamo da ora questi modelli, al fine di stimare i parametri che ci interessano.

Punto di compressione a 1 dB.

Lavoriamo a questo punto sulla fondamentale, al fine di determinare una stima del punto di compressione.

Svolgendo i conti, si trova che i contributi @ ω sono:

$$i_0(\omega) = \frac{L}{2} a_1 \left[E_g H \exp(j\omega t) + E_g^* H^* \exp(-j\omega t) \right] + \frac{3}{8} a_3 |E_g H|^2 \left[E_g H \exp(j\omega t) + E_g^* H^* \exp(-j\omega t) \right]$$

$$= \frac{L}{2} \left[a_1 + \frac{3}{4} a_3 |E_g H|^2 \right] \left[E_g H \exp(j\omega t) + E_g^* H^* \exp(-j\omega t) \right]$$

(1) rappresenta anche la corrente di uscita lineare; dunque:

$$P_{L, \text{lineare}} = R_L |i_1|^2$$

Perché:

$$P_{1dB} = P_{L, \text{lin}}|_{-1 \text{ dB}}, \text{ no!}$$

$$10 \log_{10} \left\{ \left| a_1 + \frac{3}{4} a_3 |E_g H|^2 \right|^2 \left| \frac{E_g^* H^* \exp(-j\omega t)}{2} \right|^2 R_L \right\} = 10 \log_{10} \left\{ |a_1|^2 \left| \frac{E_g H \exp(j\omega t) + E_g^* H^* \exp(-j\omega t)}{2} \right|^2 R_L \right\}$$

$$\rightarrow \frac{3}{4} \left| \frac{a_3}{a_1} \right| |E_g H|^2 = 1 - 10^{-\frac{1}{20}}$$

$$\rightarrow |E_g|_{1dB}^2 = \frac{0,109}{|H|^2} \frac{4}{3} \left| \frac{a_1}{a_3} \right| = \frac{0,145}{|H|^2} \left| \frac{a_1}{a_3} \right| ;$$

$$P_{q, \text{disp}} = \frac{0,145}{8 R_g |H(j\omega)|^2} \left| \frac{a_1}{a_3} \right|$$

Logica: se $a_2 \gg a_3$ il sistema diventa lineare! Vale il solito discorso su $H(j\omega)$: funzione passa-basso, che migliora la compressione, per riduzione del pilota.

IMP3 e IIP3

Parliamo ora di intermodulazione, dunque di test a 2 toni ($Q=2$).
Non ho fatto conti data l'algebra pesante.

Supponendo come prima che i due toni abbiano la stessa potenza di ingresso, si vede che le potenze di $2\omega_1 - \omega_2$ e $2\omega_2 - \omega_1$ sono uguali (se tutto è ben progettato e se valgono le ipotesi semplificative).

Dall'analisi a 2 toni si trovano le correnti di intermodulazione, \downarrow potenze di cui

$$\left. \begin{aligned} i_{D,IM3a} &= \frac{3}{4} a_3 |E_{q1}| |E_{q2}|^2 |H(\omega_1)| |H(\omega_2)|^2 \cos(\dots) \\ i_{D,IM3b} &= \frac{3}{4} a_3 |E_{q1}|^2 |E_{q2}| |H(\omega_1)|^2 |H(\omega_2)| \cos(\dots) \end{aligned} \right\} \Rightarrow \left\{ \begin{aligned} P_{IM3a} &= \frac{9}{32} |E_{q1}|^2 |E_{q2}|^4 |H|^6 R_L \\ P_{IM3b} &= \frac{9}{32} |E_{q1}|^4 |E_{q2}|^2 |H|^6 R_L \end{aligned} \right.$$

ipotesi sempl.

Dato che $E_{q1} = E_{q2}$ $P_{qdisp} = \frac{|E_{q1}|^2}{8R_g}$

$$\left\{ \begin{aligned} P_{IM3a} &= 16k a_3^2 |H|^6 R_L R_g^3 P_{qdisp}^3 \\ P_{IM3b} &= 16k a_3^2 |H|^6 R_L R_g^3 P_{qdisp}^3 \end{aligned} \right. \rightarrow \text{e son uguali!}$$

$$P_{IM3a, dBm} = P_{IM3b, dBm} = 10 \log_{10} \left[16k a_3^2 |H(j\omega)|^6 R_L R_g^3 \right] + 3 P_{qdisp, dBm} - 60$$

diviso per 10³

Ricordando che in linearità,

$$G_t = k a_1^2 |H(j\omega)|^2 R_L R_g, \quad e \quad P_L = G_t P_{qdisp} \rightarrow P_{qdisp, dBm} = P_L |_{dBm} - G_t |_{dBm}$$

$$\rightarrow P_{IM3, dBm} = 10 \log_{10} \left(\frac{9 a_3^2}{4 R_L^2 a_1^6} \right) + 3 P_L |_{dBm} - 60$$

A questo punto il prodotto di intermodulazione è quel valore di potenza di uscita in linearità, P_L , per cui si eguaglia la potenza del prodotto di 3^o ordine:

$$\rightarrow P_{IP3, dBm} = 30 + 10 \log_{10} \left(\frac{2 R_L a_1^3}{3 a_3} \right)$$

Nota: dipende da (a_3) (proprio come il punto di compressione a 1 dB).

Poniamo meglio in relazione i due tonni:

$P_{01P3} = \frac{2R_L a_1^3}{3a_3}$; ricordando che $P_{01P3} = P_{11P3} \times Gt_1$ e che $Gt = 4a_1^2 R_L R_{g1}$

$\hookrightarrow P_{11P3} = \frac{2a_1}{6a_3 R_{g1}}$;

Ma prima si era detto che:

$P_{g\text{disp } 1dB} = \frac{0,1 \text{ dB}}{8 R_{g1}} \left| \frac{a_1}{a_3} \right|$

Dunque:

$\frac{P_{g\text{disp } 1dB}}{P_{11P3}} \Big|_{dB} = -0,1 Gt_1 \text{ dB}$;

noto il punto di compressione è noto anche il 11P3 e viceversa !!! Sono circa 10dB!

$P_{11P3} - 10 \text{ dB} \underset{\substack{\uparrow \\ \text{circa}}}{=} P_{g\text{disp } 1 \text{ dB}}$!!!

Alcune note: di fatto, a seconda del numero di tonni che si intende usare, il punto di compressione calcolato varia. Fare il test a 1 tono dunque sembrerebbe insensato, in quanto poco realistico. La verità è che, però, se la caratteristica AM-AM subisce variazioni sensibili, quella AM-PM no (o quantomeno, piccole).

Facendo un'analisi si vede che il termine compressione è quello quadratico quello misto : $b_1 b_3$; $b_1 > \phi$, $b_3 < \phi$! Si vede come il doppio tono comprime di più, prima (come già detto).

In un singolo tono,

$P = \frac{1}{2} x_p^2$ [dove x_p è l'ampiezza del tono] ;

e 2 tonni:

$P = 2 \times \frac{P}{2} = 2 \times \left[\frac{1}{2} \frac{x_{p1}^2}{2} + \frac{1}{2} \frac{x_{p2}^2}{2} \right] \Rightarrow$ anche se $x_{p1} = x_{p2} =$

$P = \frac{x_p}{\sqrt{2}}$

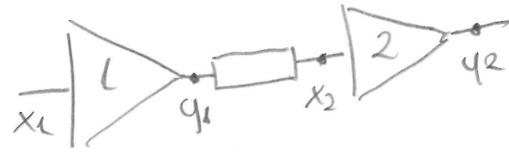
Due dB
le "plus P"

Discussione su IP_3 di una cascata di blocchi

Si vuole a questo punto chiudere un punto precedente: la dimostrazione della formula per l' IP_3 di un sistema. Questo, al fine di capire quando essa sia valida, dunque utilizzabile.

Si considera un approccio sistemistico; ciascun blocco è separato da quelli adiacenti da un filtro passa-banda, che ben-definisce le bande di ciascun blocco.

Inoltre con questo approccio, considero segnali, NON grandezze elettriche. Il modello è serie di Taylor e al solito al III° ordine. Ciascun blocco è caratterizzato da un guadagno G_i e da un $PIIP_{3i}$



Si ha:

$$y_1 = a_1 x_1 + a_2 x_1^2 + a_3 x_1^3$$

$$y_2 = b_1 x_2 + b_2 x_2^2 + b_3 x_2^3$$

dove $x_1 = A_1 \cos(\omega_1 t) + A_2 \cos(\omega_2 t)$
(test e 2 toni).

Manipolando con le formule di geometria e dopo lunghiissimi conti,

$$y_2 = A_1 a_1 b_1 \cos(\omega_1 t) + A_2 a_1 b_1 \cos(\omega_2 t) + \frac{3}{4} (b_1 a_3 + a_1^3 b_3) A_1 A_2^2 \cos[(\omega_1 - 2\omega_2)t] + \frac{3}{4} (b_1 a_3 + a_1^3 b_3) A_1^2 A_2 \cos[(2\omega_1 - \omega_2)t]$$

I primi due sono "standard"; gli altri sono intermodulazione. Nella letteratura, $b_1 a_3$ indica il fatto che l'intermodulante del I° blocco (a_3) venga amplificata b_1 volte. b_3 è l'intermodulante del II°, e $a_1^3 b_3$ è un termine "pulito" dal I°, che va ad "amplificare" l'IM del II°.

Questi sono segnali; la potenza di uscita degli intermodulanti si può dunque calcolare, dopo alcune ipotesi: $A_1 = A_2$

Dunque: vogliamo relazionare una qualche combinazione degli IP_3 di ciascuno stadio con una formula globale. Per il primo stadio, b che:

$$X_{IM_{3,4}} = \frac{3}{4} A^3 a_3 \implies P_{IM3} = \frac{1}{2} \left(\frac{3}{4} A^3 a_3 \right)^2 + \frac{1}{2} \left(\frac{3}{4} A^3 a_3 \right) = \frac{9}{16} (A^3 a_3^2)$$

Dalle formule note:

$$PIIP_{3,4} = \frac{|P_i(j\omega)|^{\frac{3}{2}} G_i^{1/2}}{|P_o(IM3)|^{\frac{1}{2}}}$$

dove $G_i = a_1^2$; $P_i(f_0) = A^2$

$$\implies \frac{(A^2)^{\frac{3}{2}} (a_1^2)^{\frac{1}{2}}}{\left[\frac{9}{16} (A^3 a_3^2) \right]^{\frac{1}{2}}} = \frac{4 |a_1|}{3 |a_3|}$$

Alla stessa, identica maniera,

$$P_{11P_{3,2}} = \frac{4}{3} \frac{|b_2|}{|b_3|}$$

Infine, la potenza "risultante" dei proddi in e'!

$$P_{OIM3} = \frac{1}{2} \left(\frac{3}{4} A^3 (b_1 a_3 + a_1^3 b_3) \right)^2 + \frac{1}{2} \left(\frac{3}{4} A^3 (b_1 a_3 + a_1^3 b_3) \right)^2 = \frac{9}{16} \left(A^3 (b_1 a_3 + a_1^3 b_3) \right)^2$$

Come prima, sul totale, ricordando che $G_{tot} = a_1 b_1$, $P_i(l_0) = A^2$,

$$P_{11P_3} = \frac{[A^2]^{\frac{3}{2}} [a_1 b_1]^{\frac{1}{2}}}{\left(\frac{9}{16} A^3 (b_1 a_3 + a_1^3 b_3) \right)^{\frac{1}{2}}} = \frac{A^3 a_1 b_1}{\frac{3}{4} A^3 |b_1 a_3 + a_1^3 b_3|}$$

Ora: nel caso "standard", a_3 e b_3 sono termini compressivi, $L\phi$; in altri casi, come nel caso della predistorsione, si fanno estensivi di proposito. Fino a qui la formula e' "esatta". Considerando il solo caso COMPRESSIVO:

$$\Rightarrow P_{11P_3} = \frac{L_c |a_1 b_1|}{3 [|b_1 a_3| + |a_1^3 b_3|]} = \frac{1}{\frac{3}{4} \frac{|a_3|}{|a_1|} + a_1^2 \frac{|b_3|}{|b_1|} \frac{3}{4}} = \frac{1}{\frac{1}{P_{11P_{3L}}} + \frac{G_c}{P_{11P_{32}}}}$$

Tutto ciò e' valido se tutto e' adottato, cancellato su 50A. In caso contrario, bisogna evitare l'approccio sistemistico, studiare tensioni e correnti, e trovare un'espressione analogo.

Almo?

Amplificatori a elevata efficienza

Ancora una volta l'obiettivo è aumentare η , facendo però da qualcosa che, sebbene più "esotico", non danneggi troppo gli altri parametri.

Le idee che sfrutteremo sono 2:

- Harmonic loading (class F)
- Switching - mode (classe D/E).

Classe F

L'amplificatore in classe F è una variante a quello in classe B: come in esso, la tensione di pilotaggio è per metà sopra la soglia, per metà sotto: la corrente sarà ancora raddrizzata, e singola semionda.

Per la fondamentale, il carico deve essere visto come una resistenza (al solito); a differenza di prima, però, il carico deve essere tale da permettere una V_{DS} quadrata, con $V_{max} \approx V_{DSbr}$, $V_{min} \approx V_{DSK}$. Infine, V_{DS} e i_D devono essere "non overlappati": quando uno è nulla, l'altra non lo è. Se si ottiene ciò, non si dissipa potenza.

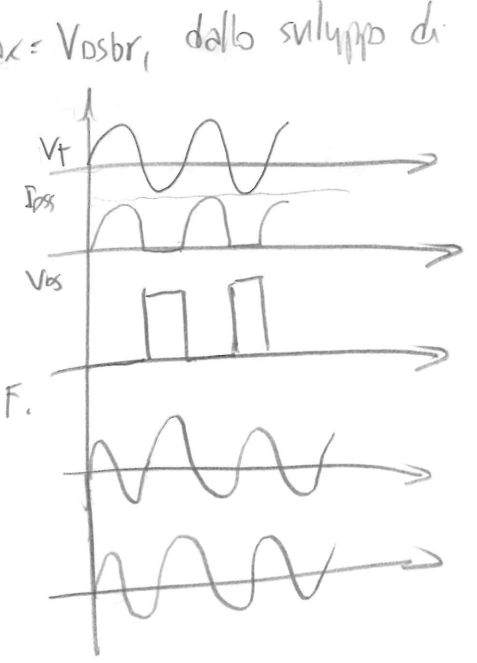
Come si fa a fare questa cosa? Beh, sapendo che $V_{max} = V_{DSbr}$, dallo sviluppo di Fourier di ordine l avrò:

$$V(\omega) = \frac{2}{\pi} V_{DSbr} \quad \text{in classe "A", ora } \frac{l}{2} \approx \frac{2}{\pi}$$

Come corrente, vi sarà sempre $\frac{I_{DSS}}{2}$.

$$R_{Lo, F} = \frac{4 V_{DSbr}}{\pi I_{DSS}}$$

Questa è la resistenza di carico ottima, in classe F.



Come si realizzano le risonanze d'onda? Beh:

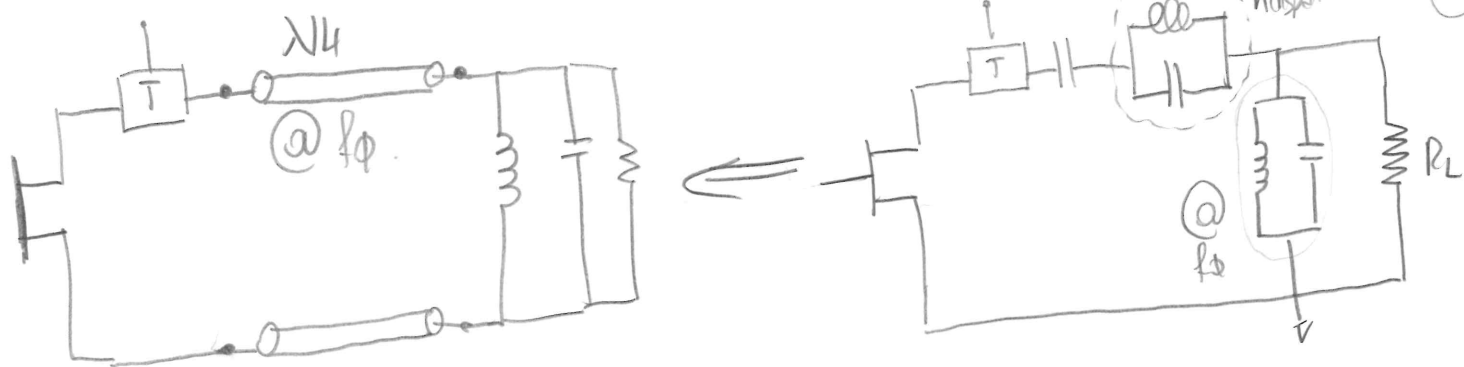
- $\{V_{DS}\}$ non presenta componenti pari;
- $\{i_D\}$ non presenta componenti dispari.

$$P_{RF} = \frac{1}{2} \cdot 2 \frac{V_{DSbr}}{\pi} \cdot \frac{I_{DSS}}{2} = \frac{V_{DSbr} I_{DSS}}{2\pi} = P_{DC} \Rightarrow \eta = 100\%!$$

E questa con un guadagno maggiore al classe B! Per far ciò, serve:

- Un corto a massa per le armoniche di corrente, dunque per le pari;
- Un aperto per le armoniche di tensione, ossia per le dispari.

Ciò si può fare così:



(27)

Purtroppo, ciò potrà bloccare solo alcune armoniche, dunque non è il massimo.
 Classe F di ordine basso: si mette solo un $\frac{L}{C}$ @ $3f_0$, dunque si filtra solo la III^a armonica, ma la IV^a a scovò. Questo può anche da "risonatore di usata".

Se non fosse per questi risonatori, la classe F sarebbe bandalmente la B.
 Si può anche usare un load-pull, con il quale però si deve anche fare i conti con le armoniche.

Amplificatori switching-mode

Un'idea alternativa è quella di usare il transistor come dispositivo logico, non analogico: come interruttore.

L'idea è: dato un ingresso, gli amplificatori switching danno un valore logico, "squadrato", in uscita.

Per squadrare la forma d'onda si può usare per esempio l'overdrive.

Purtroppo, date queste forme d'onda "squadrato", si ha un ricco contenuto armonico, dunque si rischia di perdere potenza, sul carico accordato.

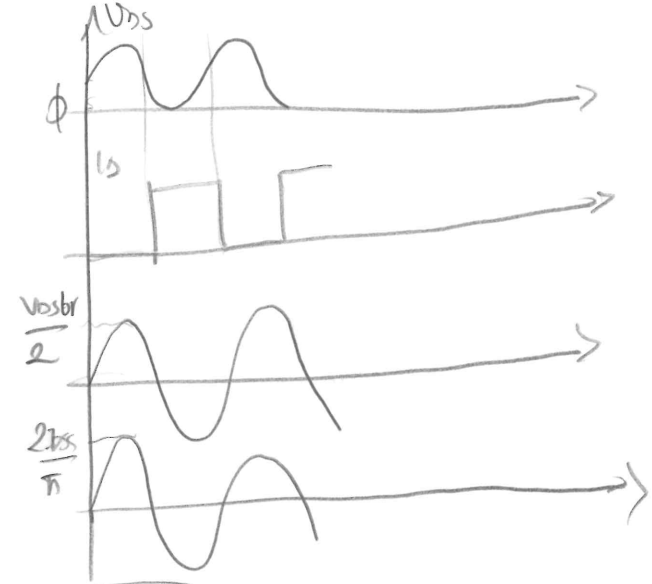
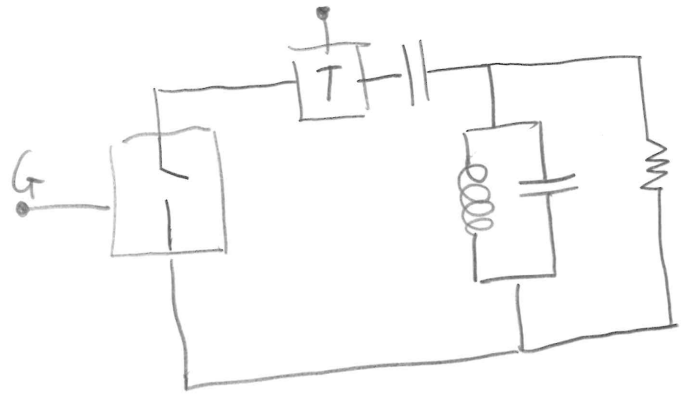
Se si fa in modo che $V_{DS} \neq \phi$ quando $i_D \neq \phi$ e viceversa, si ha efficienza elevata.

Si usano fino a circa $\frac{1}{10} f_{max}$, dove f_{max} è la frequenza di taglio del dispositivo.

Lo switch sarà modellato mediante un generatore controllato; corrente nulla in OFF, alta in ON.



Caso didattico;



$$V_L = V_{DSS}$$

Si ha, facendo due conti:

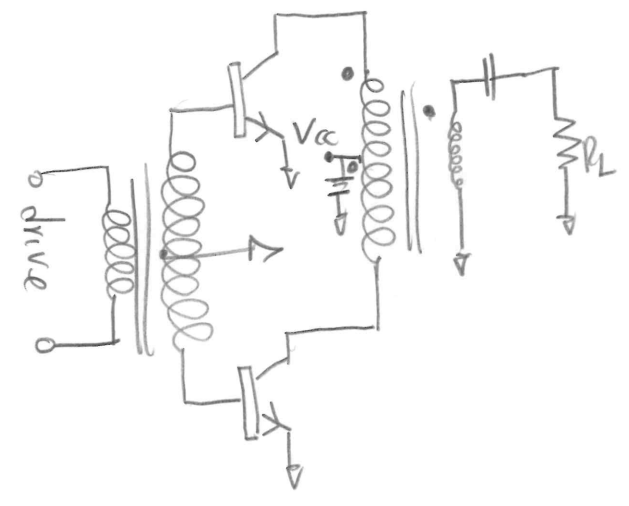
$$P_{RF} = \frac{L}{2} \frac{2I_{DSS}}{\pi} \frac{V_{0sbr}}{2} = \frac{I_{DSS} V_{0sbr}}{2\pi}$$

$$P_{DC} = \frac{I_{DSS}}{2} \frac{V_{0sbr}}{2} = \frac{I_{DSS} V_{0sbr}}{4}$$

$$\rightarrow \eta \approx 63\%$$

Amplificatore in classe D

È diverso da ciò che si intende in settore audio;



Il carico ha un risonatore serie allo spalle, ed esso fa da corto solo alle f. di risonanza.

Funziona, ma trovare un trasformatore a presa centrale che funzioni a queste frequenze è dura.

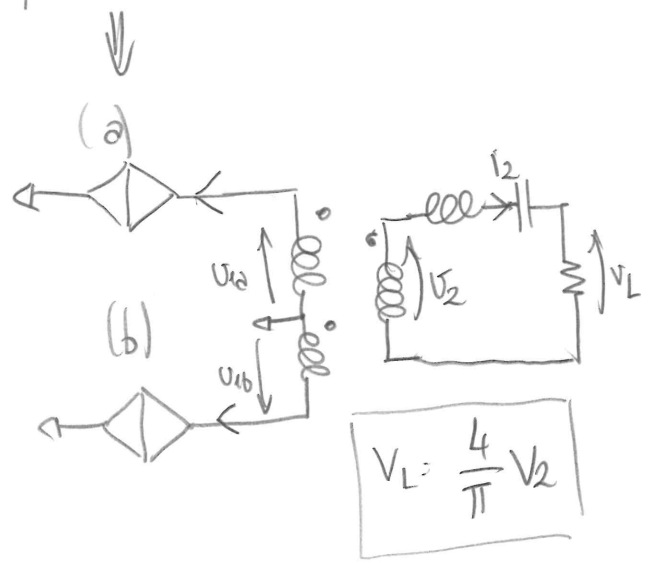
$$P_{DC} = P_{0DC} + P_{1bDC} = \frac{V_c}{2} \frac{2I_c}{\pi} = \frac{V_c I_c}{\pi}$$

$$P_{RF} = P_{0RF} + P_{1bRF} = \frac{L}{2} \frac{4}{\pi} \frac{V_c}{2} \frac{I_c}{2} \times 2 = \frac{V_c I_c}{\pi}$$

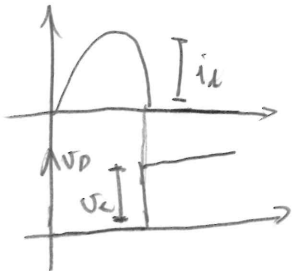
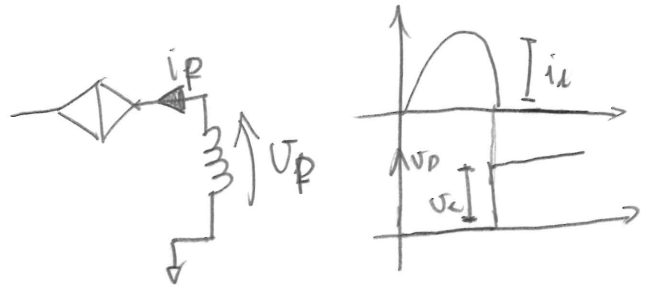
$$P_L = \frac{1}{2} I_c V_L = \frac{1}{2} I_c \frac{4}{\pi} V_2 = \frac{2}{\pi} I_c V_2$$

$$V_2 = \frac{V_c}{2}$$

Amplificatore!



Le forme d'onda sono simili alle solite: le due correnti sui primari del center tap sono non-overlapped; sul carico si avvan al solito sinusoidi di tensione e di corrente; le tensioni di pilotaggio sono quadre, complementari.
 Provo a fare un'analisi: sul primario le forme d'onda (per ciò che sta su ciascun avvolgimento) è:



$$\Rightarrow \begin{cases} I_{p,DC} = \frac{I_L}{\pi} \\ V_{p,DC} = \frac{V_{CC}}{2} \left(\frac{V_s}{2} \right) \\ \begin{cases} I_{p,peak} = I_L \\ \underline{\underline{I_{L,peak} = I_L}} \end{cases} \end{cases}$$

Quando ho la commutazione, sul II° del center tap ho un salto doppio; $V_s = \frac{V_{CC}}{2}$



$\hookrightarrow V_{s,peak} = 2 \times \frac{2}{\pi} \times V_2 = \frac{1}{2} V_{CC} \times 2 \times \frac{2}{\pi} = 2 \frac{V_{CC}}{\pi}$

Da qui:

$$P_{RF} = \frac{1}{2} V_{ip} I_{ip} = \frac{V_{CC} I_L}{\pi} \quad ; \quad P_{DC} = 2 \left(\frac{I_L}{\pi} \times \frac{V_{CC}}{2} \right) = \frac{I_L V_{CC}}{\pi}$$

$\eta = 100\%$

Esiste anche una topologia complementare, che in usata usa un risonatore parallelo.

FMK!

NOTE A F. (68) e 60 MHz

Amplificatore in classe E

In questo caso la configurazione circuitale è semplice, ma il funzionamento è molto complicato. Il risonatore viene usato per immagazzinare impulsivamente e poi scaricare energia.

Vogliamo che C_p abbia una tensione circa sinusoidale, ma per far ciò i_c dovrà essere discontinua.

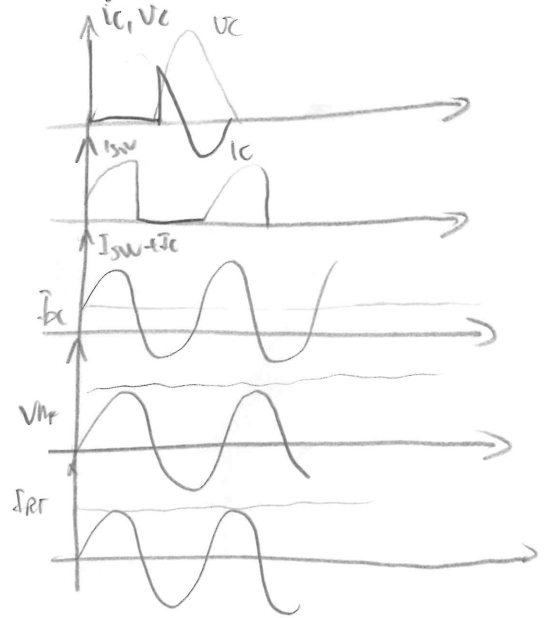
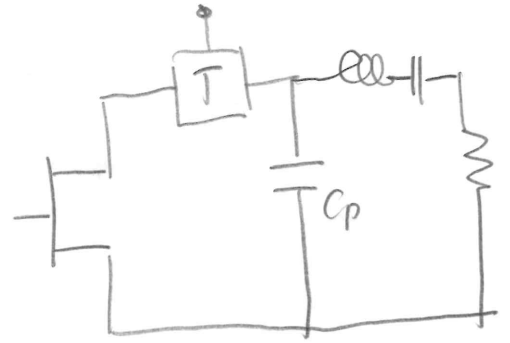
La corrente nello switch è tale per cui, è sempre a quella nel C_p , sia una sinusoidale. In questo modo,

se $i_c + i_{sw}$ è una sinusoidale, ciò che prendiamo dal carico sarà una sinusoidale!

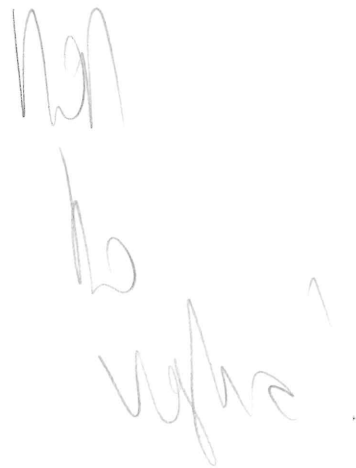
Realizzare i_c è un problema: servono molte armoniche, e ciò è duro da portare.

$\eta \approx 1$

Il guadagno sarà basso (tipo classe B), e il carico molto complesso da progettare.



Esempio CMOS



RF Transceivers

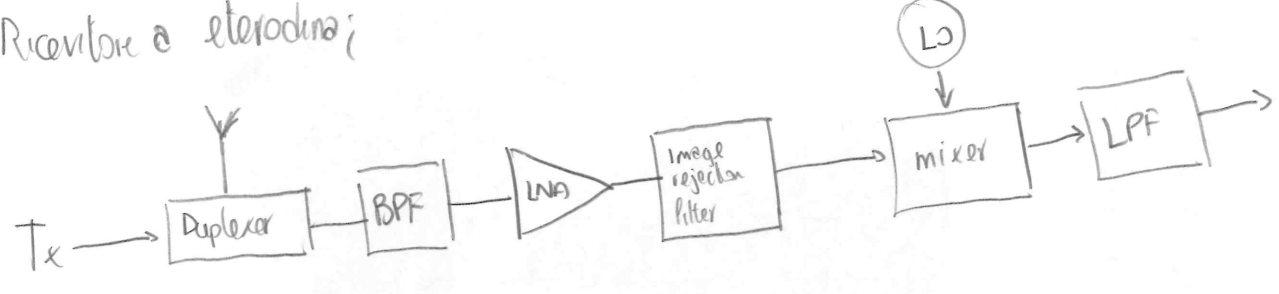
Si vede ora proporre una panoramica su di un sistema di telecomunicazioni. A seconda dello standard che si vuole usare, dunque a seconda di un certo insieme di caratteristiche, quali formato di modulazione, limiti inf e sup di potenza, si dovrà fare scelte.

Altro problema è la tecnologia: CMOS funziona fino a 2 GHz. Sopra, il silicio non si può usare.

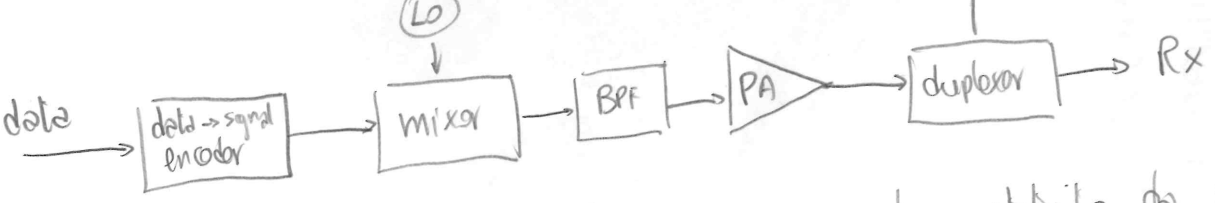
Altri problemi sono la multiplexazione, l'accesso multiplo: Tx e Rx devono lavorare in maniera diversa. Ancora un problema può essere quello di implementare diversi standard: GSM, UMTS ecc, tutti nello stesso prodotto.

Consideriamo gli schemi a blocchi dei principali elementi di un transceiver:

Ricevitore a eterodina;



Trasmittitore a eterodina;



Blocco molto importante è il duplexer (spesso anche sostituito da un circulator); utili i filtri, o BPF o LPF; fondamentali infine sono gli amplificatori, LNA nel Rx, PA nel Tx.

Ricevitori

Sarebbe bello poter considerare da subito il solo canale interessante, e lavorare su di esso, ma fare ciò con un BPF a radiofrequenza è impossibile: come noto, il Q

di un circuito risonante (filtro) è:

$$Q = \frac{\Delta f}{f_0}$$

→ Δf → ampiezza del canale
 → f_0 → frequenza di centro banda

Il segnale in ingresso al Rx ha banda molto larga, dunque Q è molto elevato. Servirebbe un filtro a RF con f_0 variabile, e ciò è veramente davvero troppo.

La, l'ampiezza di banda di un canale di solito è costante! Invece che cambiare la f_0 del filtro "spostiamo a frequenza più bassa tutto l'insieme dei canali".

Questa dunque è la soluzione: la "down conversion", ossia la "conversione di frequenza" a frequenze intermedie o addirittura in banda base.
 Si hanno forti vincoli sulla linearità e sulla banda degli amplificatori: nel ricevitore l'amplificatore "tosto" è un LNA a banda molto ampia, e che deve amplificare in maniera uniforme sia con "f" sia con Pm. Deve essere molto lineare anche perché rispetto al canale selezionato, tutti gli altri sono degli interferenti, e se il LNA è poco lineare, si viene a generare molta intermodulazione.

Altro blocco importante è il duplexer: come si vede nello schema esso "collega" trasmettitore e ricevitore, se si desidera; quando i due blocchi devono essere collegati, l'attenuazione deve essere molto elevata, al fine di non mandare nel LNA roba in uscita dal PA, dunque di "parlar assieme", e ricevere cose insensate, ininterpretabili. Almeno 30 dB di attenuazione sono fondamentali. Spesso, questi blocchi si realizzano in GaAs. Si parla di questo problema del non-solamente come di "desensibilizzazione"; se l'interferente, anche fuori banda, è molto forte, come quello che potrebbe venire da un PA, si rischia di saturare il LNA rendendolo insensibile ad altri stimoli.

Ciò può essere descritto mediante il formalismo della "funzione caratteristica": dato un \tilde{x}_t funzione di due contributi:

$$\tilde{x}_t = \tilde{x} + \tilde{X} \quad \left\{ \begin{array}{l} \tilde{x} \text{ termine "utile"}, \\ \tilde{X} \text{ termine "interferente"} \end{array} \right.$$

Essendo un amplificatore, la funzione descrittiva è un guadagno; per \tilde{x} e \tilde{X} tuttavia i guadagni sono diversi, essendo il duplexer:

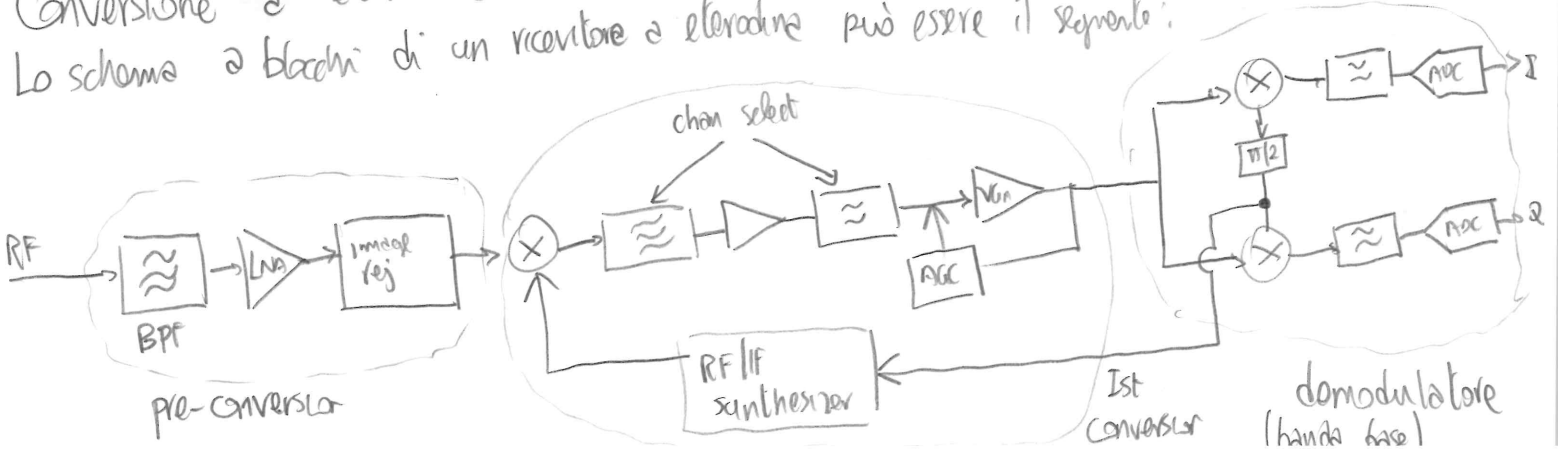
$$F_p(|\tilde{x}|) \cong G \quad ; \quad F_p(|\tilde{X}|) \cong G_L \quad , \quad G \ll G_L$$

$$F_p(|\tilde{x} + \tilde{X}|) \approx F_p(|\tilde{X}|) \approx G_L \Rightarrow \tilde{y} \approx G_L \tilde{x}(t) + G_L \tilde{X}(t)$$

E così si ha la desensibilizzazione!

Conversione a eterodina

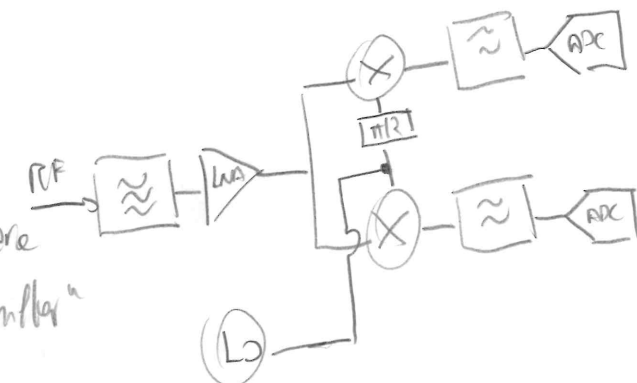
Lo schema a blocchi di un ricevitore a eterodina può essere il seguente:



Si hanno due conversioni: la prima a freq. media IF(f_i), la seconda in banda base.

Prima di tutto, si "pulisce" il segnale a RF, cercando di prevenire il problema della freq. immagine. Dunque, si effettua una prima conversione, a f_i ; si ha dunque un secondo demodulatore, spesso I/Q (quadrature & phase), che porta il segnale in banda base. Questo è infine processato da un ADC. Prima del demodulatore si mette un VGA (Variable Gain Amplifier), controllato da un AGC (Automatic Gain Control), in modo da presentare un segnale a dinamica costante. Le componenti in ampiezza o fase possono essere processate da un DSP.

Un'alternativa a ciò è la seguente: effettuare direttamente in banda base la conversione di frequenza. Ciò è più critico poiché il demodulatore in quadratura dovrà lavorare direttamente sulla RF, quindi per esempio il "pi/2 shifter" sarà qui complesso.

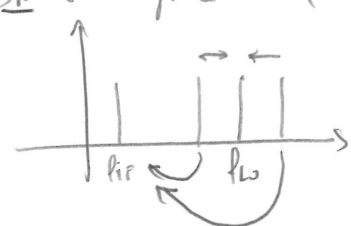


Mixing: il problema della frequenza immagine. L'idea della downconversion si basa sul mixing di segnali; dato un moltiplicatore, se moltiplico due segnali sinusoidali ho, per la formula di Werner:

$$\cos(\omega_{RF} t) \cos(\omega_{LO} t) = \frac{1}{2} \cos[(\omega_{RF} + \omega_{LO})t] + \frac{1}{2} \cos[(\omega_{RF} - \omega_{LO})t]$$

Il problema è il seguente; ciò che viene traslato, oltre al segnale utile, è ciò che sta nella banda "simmetrica rispetto a f_{LO} "; cioè, @ f_{RF} , andrà a sovrapponersi al segnale utile, danneggiandolo. Ci sono 2 soluzioni:

- Eliminare il contenuto spettrale inutile prima della conversione;
- Usare particolari ricevitori in grado di eliminare le freq. immagine.



Filtraggio: esso va fatto con filtri tipo "notch". Questi van fatti mediante filtri SAW, non integrabili e costosi. Tutto ciò deve pure esser adottato: se si disadetta si manda segnale in giro per il circuito, e ciò è pessimo.

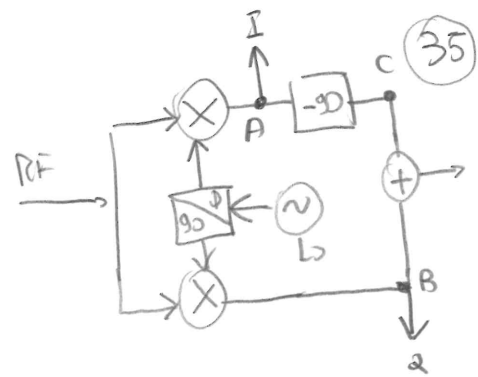
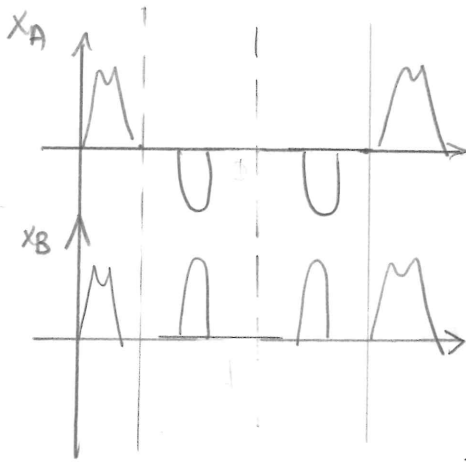
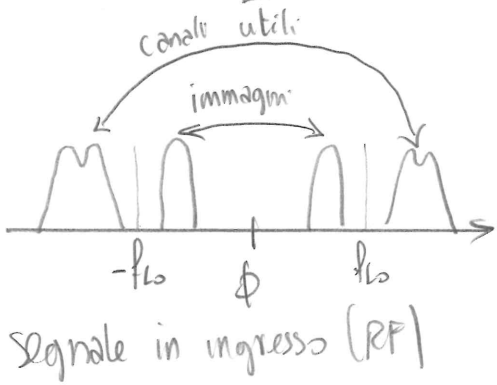
In termini di filtraggio, problematico è anche scegliere f_{IF} : f_{IF} è la distanza da f_c , in cui si trova lo spettro; essa è, pure, la "distanza" $|f_{LO} - f_{RF}|$: più f_{IF} è piccola, più vicine saranno f_{RF} e f_{LO} , più difficile sarà filtrare (servono filtri di ordine elevato). Usare f_{IF} troppo alta è problematico, invece, perché più alta è la frequenza, più difficile è l'ottimizzazione da realizzare. Per questo si tende a convertire 2 volte: dopo la I^a si elimina l'immagine, dopo la II^a eventuali interferenti.

Esistono altri problemi, in un ricevitore: oltre al termine IMP di ordine 3, pure quelli di ordine 2 possono essere pericolosi, nell'ambito dell'ordine totale a eterodina: il mixer mescola tutto ciò che vi entra dentro; se si ha un termine interferente posto a metà tra f_{LO} e f_{RF} , ossia a $f_{int} = \frac{f_{LO} + f_{RF}}{2}$, capita che nel caso ci siano dei termini di intermodulazione del II^o ordine, si abbia fuori dal mixer un termine del tipo $f_{term} = f_{RF} + f_{LO}$. Il Q del filtro è basso, dunque attenuano ciò è difficile; questo termine entra nel demodulatore, e, con le seconda armonica del L_{O1} , $2f_{LO}$, si può formare: questo termine va esattamente dove $f = f_{RF} + f_{LO} - 2f_{LO} = f_{RF} - f_{LO} = f_{IF}$: noi vogliamo testare il segnale.

Altro meccanismo riguarda $\frac{f_{IF}}{2}$ con la prima armonica (la fondamentale) del L_{O1} : $f = \frac{f_{RF} + f_{LO}}{2}$; $f - f_{LO} = \frac{f_{RF} - f_{LO}}{2} = \frac{f_{IF}}{2}$. Di per sé questo non rompe le scelte, ma, se si han ampli un poco fuori linea, la seconda armonica di questa cosa si verificherebbe e proprio a f_{IF} .

Ricevitori a reiezione di immagine: convertitore di Hartley (IIR) La filosofia di questo tipo di reiezione è la seguente: usare il fatto che, come usate dal sistema, vi sono i segnali in ampiezza e in quadratura. Se si riuscisse a rendere uguali e opposte le componenti di immagine nei due rami, una somma dei segnali permetterebbe di eliminare a valle le immagini;

Il blocco -90° è un "filtro di Hilbert".



$$\text{Infatti: } \frac{A_{RF}}{2} \sin[(\omega_{L0} - \omega_{RF})t] + \frac{A_{Im}}{2} \sin[(\omega_{L0} - \omega_{Im})t] = -\frac{A_{RF}}{2} \sin[(\omega_{RF} - \omega_{L0})t] + \frac{A_{RF}}{2} \sin(\dots)$$

Spostando di -90° , significa che "traslo in avanti" il seno, che diventa un $-\cos$;

$$\hookrightarrow x_B(t) = \cos(t) + \cos(t); \quad x_c(t) = x_B(t) + \frac{A_{RF}}{2} \cos[\dots] \ominus \frac{A_{Im}}{2} \cos[\dots] =$$

$$= A_{RF} \cos[(\omega_{L0} - \omega_{RF})t].$$

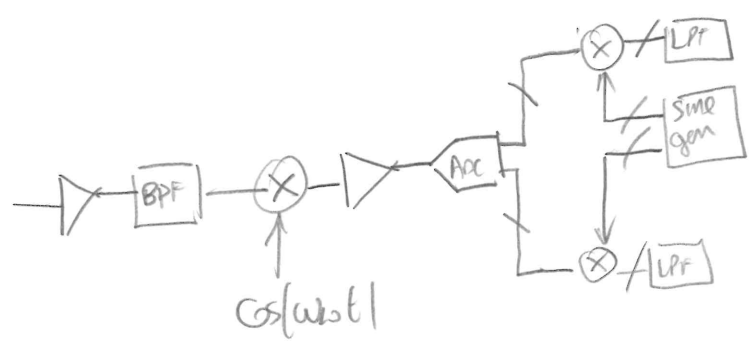
Questa architettura è semplice da studiare, ma di fatto non funziona: il filtro di Hilbert non sposta esattamente $\pi/2$, dunque la compensazione non sarà perfetta.

IRF di Weaver:

guardare

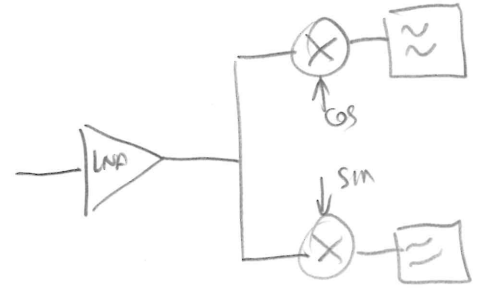
Conni alla "software radio"

Lavorare con i DSP è di sicuro più facile, dunque si tende a convertire il prima possibile in digitale. L'ADC però ha banda limitata: così ci porta a dover sottocampionare, ossia rispettare Nyquist rispetto alla banda del segnale traslobo a RF, ma non rispetto alla banda globale.



Architettura a omodina

Si converte direttamente in banda base il segnale; la f_{IF} è ϕ , e dunque tutto lo spettro va in banda base. Al posto dei filtri SAW, si usano degli LPT, semplice da realizzare. Non c'è bisogno di reiettare l'immagine, perché la IF è ϕ .
Ma si han svantaggi, anche.



- Effettuare la selezione del canale è complicato, e per farlo ci son 3 idee:
 - Partire con un filtro analogico, dunque un LNA, dunque un ADC; il LNA è più rilassato come linearità, ma il filtro è critico;
 - Partire con il LNA; filtro rilassato, ampl. che devo essere molto lineare.
 - LNA, ADC, filtro: il filtro è digitale, ma il ADC è presente (software radio).
- Si han offset in DC: il fatto di mandar roba in banda base fa creare sti offset.
 - Essi derivano:
 - dal leakage degli oscillatori locali, che potrebbe mescolarsi con sé stesso creando una DC;
 - da interferenti a bassa freq., come un effetto doppler dovuto al cellulare che manda onde che "rimbalzano" sulla testa dell'utente.
- Errori I/Q: il mixer in quadratura può non esser ideale, e la cosa potrebbe portare a costellazioni sbagliate.



Errore di distorsione quadratici, che possono portare a intermodulanti bassi in frequenza;

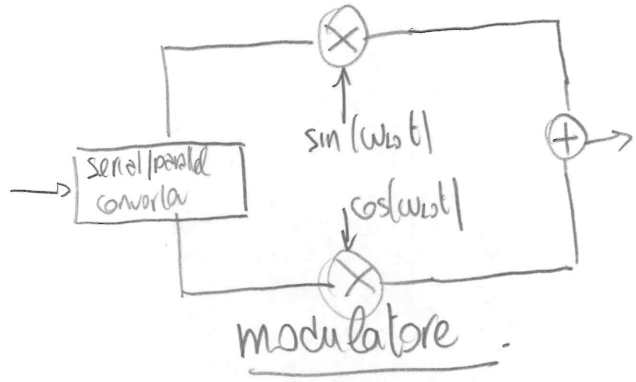
- Rumore flicker (soprattutto nei Mos): a bassa frequenza si ha il rumore $\frac{1}{f}$, che ci rompe le scatole.

Trasmittitori

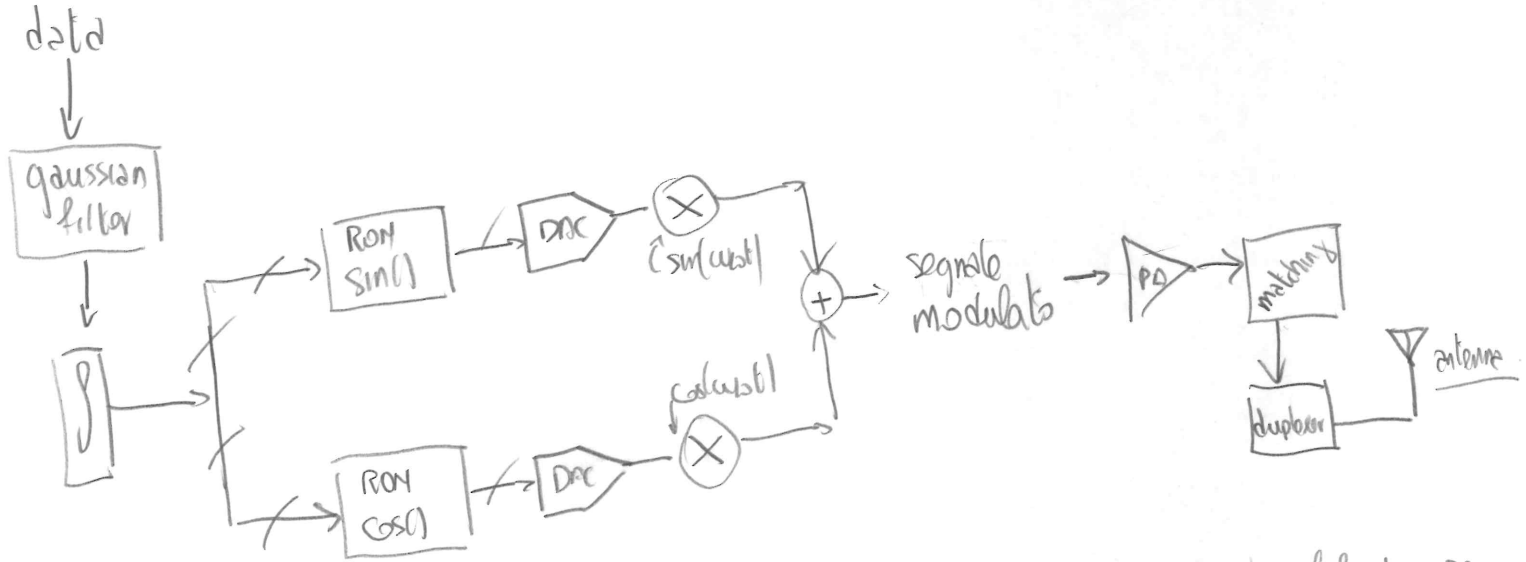
Di solito sui trasmettitori si usa una conversione diretta, anche se talvolta si va a par uso di una eterodina.

Il trasmettitore ha 3 funzioni:

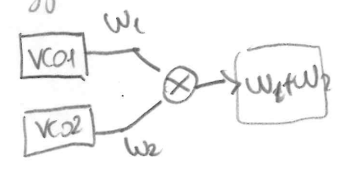
- modulare
- convertire (up-conv.) il segnale
- amplificare di potenza



Un esempio di sistema può essere questo:



sin e cos dopo il DAC derivano da dei VCO; se ciò che esce dall'amplificatore PA torna indietro, potrebbe passare per il mixer e l'oscillatore potrebbe agganciarsi su di esso; aggancio spurio. Un modo di ridurre ciò è questo: far in modo che w_c sia generata dalla somma delle f di due VCO.



Alternativa è il "trasmettitore a 2 passi" (tip eterodina):

il primo step rimuove le armoniche il secondo

Trasmettitore FM

Si cerca qualcosa di alternativo alla conversione in quadratura: come noto, un VCO ha una caratteristica di questo genere:

$$\omega_{RF} = \underbrace{\omega_{RF,c}}_{\text{cost in freq.}} + K_{VCO} V_{contina}$$

$$\rightarrow y_{RF}(t) = A \cos \left(\omega_{RF,c} t + K_{VCO} \int_{-\infty}^t V_{cont} dt \right)$$

Lo spettro di questo è una spettro FM; con una Vc sinusoidale, ho:

$$y_{RF}(t) = A \cos \left[\omega_{RF,c} t + \frac{K_{VCO} V_{IF}}{\omega_{IF}} \sin(\omega_{IF} t) + \phi_0 \right]$$

se l'indice di modulazione è piccolo.

Questo è uno spettro AM.

Altro!!!

Duplex

È meno critico se si usa moltiplicazione di tempo (quando Rx riceve, Tx tace), poiché si ha un isolamento intrinseco; nel caso la moltiplicazione sia di freq., esso diventa molto più critico, e deve garantire isolamento.

Slipstream??

Low Noise Amplifiers

Negli stadi di ricezione, è fondamentale usare stadi a basso rumore: essendo essi i front-end, i primi elementi della catena, dovranno pure esser molto poco rumorosi (il rumore nella catena è definito da LNA + mixer).

Per un LNA, le specifiche sono:

- Cifre di rumore: esse sarà, per finire, il fattore dominante della cascata. Non più di 2 dB.
- Guadagno;
- Linearity: definire lo Pin per cui l'LNA funziona;
- Matching: di solito un LNA sta tra 2 filtri, quello di image rejection e quello di antenna; tutto è migliore se matchato, al 50Ω. Eventuale potenza riflessa sarebbe un leakage, verso l'antenna, che trasmetterebbe indietro dei dati.

Fondamentale è isolare eventuali leakage di mixer e LNA (vedi duplexer). Tendenzialmente il filtro di image rej. già blocca un po' di leakage per il LO, ma Non in omadina.

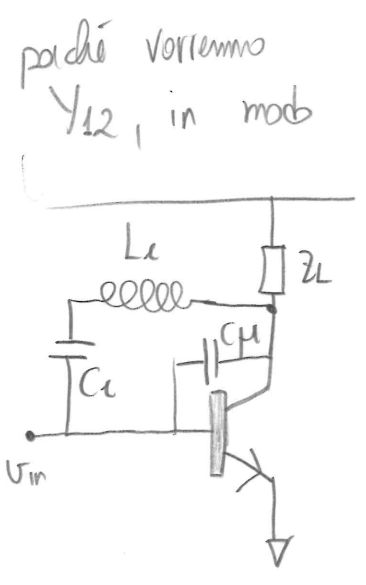
Un altro problema è la stabilizzazione; si dovrebbe evitare l'uso di resistori, in quanto portatori di rumore termico. Un'altra nota: un PA conduce solo quando deve trasmettere; l'LNA è sempre in funzione, in quanto ascolta sempre; dunque, anche esso è importante, per il consumo.

Progetto di un LNA

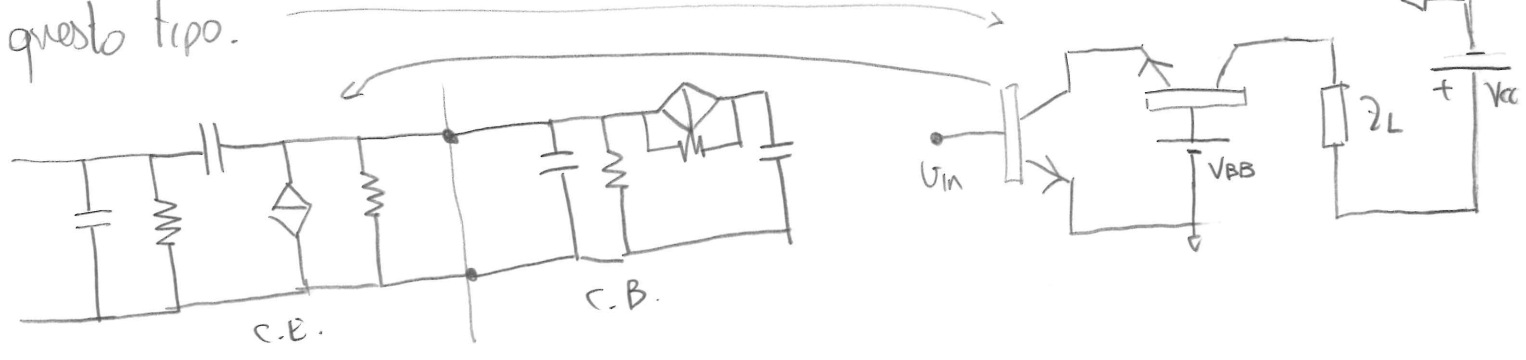
Prima di tutto si deve stabilizzare, e ciò non è banale, perché vorremmo non usare resistenze. Una buona idea sarebbe quella di ridurre da renderlo più unilaterale, eliminare il feedback, stabilizzarlo.

Un'idea è introdurre L_c : esso ha l'obiettivo di compensare C_{μ} . C_c è semplicemente una capacità di blocco per la DC. (inductive peaking).

A seconda del Q dell'induttore si hanno anche resistenze e capacità parassite; la banda non è molto larga e la stabilità di potenza non è il massimo della vita.



Cascode: si consideri un'implementazione di questo tipo.



Si dovrebbero calcolare le matrici di ammettenza del c.e. e del c.b., quindi calcolarne la cascata. Dopo lunghi conti, si trova:

$$Y_{12}^c \approx - \frac{j\omega C_{BC} G_{CE}}{G_{BE}(1+\beta)} \quad \text{Essendo } R_{CE} \gg R_{BE} \text{ (normale, nel Common Emitter), e } \beta \gg 1,$$

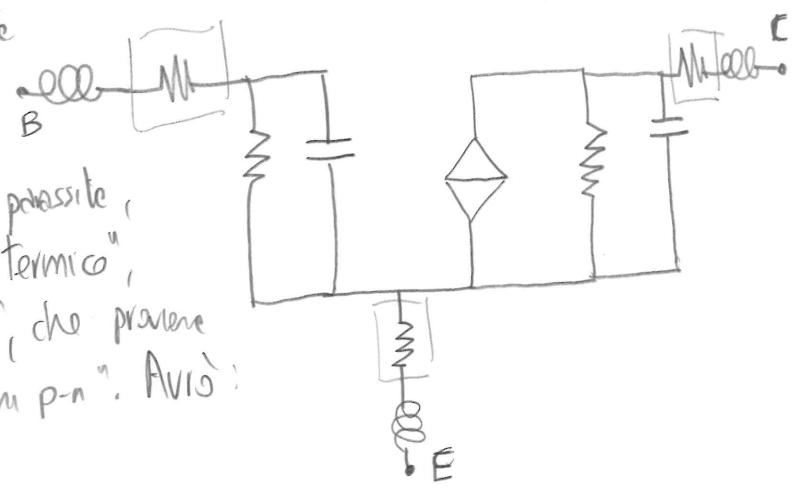
$$\rightarrow C_{BC}^c \approx C_{BC} \frac{R_{BE}}{R_{CE}(1+\beta)} \ll C_{BC}$$

Ciò porta ad avere una buona riduzione di C_{BC} , ma anche un rumore un po' più alto. La stabilità migliora sostanzialmente, e si allarga un poco pure la banda.

I dispositivi migliori per NF sono i PHEMT, ma essi non sono integrabili su Si, dunque si devono comunque usare altre tecnologie, come i BJT su Si o su SiGe, o i MOSFET.

Cenni ai modelli di rumore [per FET vedi appunti Eln micrande]

Si consideri il seguente circuito modellante il comportamento verso il rumore: rispetto ai FET, si ha una novità: se quelle sotto "rettangolo" sono resistenze parassite, che producono dunque rumore di tipo "termico", ci sono anche contributi di rumore "shot", che provengono dal fatto che si "attraversano" delle giunzioni p-n. Avrà:



$$S_{iB|B} = 4 k_B T \frac{I_B}{2V_T} = 4 k_B T \frac{I_C}{2\beta V_T} \quad ($$

$$S_{iC|C} = 4 k_B T \frac{I_C}{2V_T} = 4 k_B T q_m \frac{I}{2}$$

$S_{iB|C} \propto \phi$ (considero scorrelati i rumori shot).

Reti di matching

Come già detto, adattare è veramente fondamentale al fine di evitare di mandare segnali riflessi in giro per il sistema.

Altra cosa già detta: evitare le resistenze.

La prima idea sarebbe proprio fare $Z_s = Z_{in}^*$, dunque, $R = R_s$. La NF però non sarebbe per niente buona!

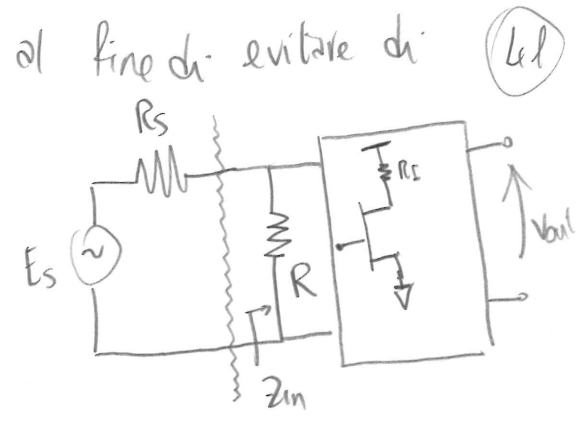
Si avrebbe che:

$$A_{v} = - \frac{g_m R_c R}{R_s + R} = \left[- \frac{g_m R_c}{2} \right]$$

Ricordando che:

$$NF = \frac{S_{nout}}{S_{nout}|_{noiseless\ device}}$$

$$NF = \frac{4 k_B T (R + R_s) \frac{R_s R g_m^2}{(R + R_s)^2} + 4 k_B T \gamma g_m}{4 k_B T R \frac{R_s R g_m^2}{(R + R_s)^2}} = \frac{R + R_s}{R} + \gamma \frac{(R + R_s)^2}{R^2 R_s g_m} = 2 + \frac{4 \gamma}{R_s g_m} \approx 2$$



Si han almeno 3 dB di cifra di rumore.

L'obiettivo è: ottenere $Z_{in} = 50 \Omega$ ($Z_{in}^* = Z_s$), senza resistori. Useremo dev feedback, con soli elementi reattivi.

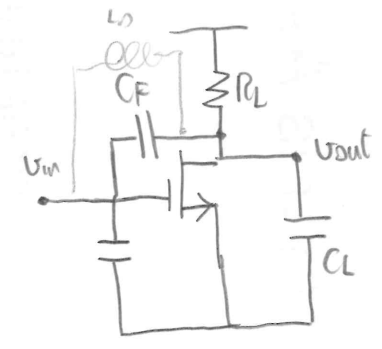
- Una prima soluzione è la seguente:

feedback capacitivo parallelo.

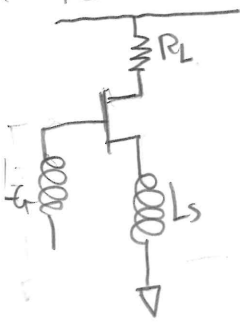
si ricava con $g_m R_c \gg 1$, $C_L \gg C_F$, $\omega \approx \frac{1}{R_c C_L}$:

$$\text{Re} \{ Y_{in} \} = \frac{g_m C_F}{2 C_L} \rightarrow \text{si pone a } \frac{1}{50 \Omega}$$

$$\text{Im} \{ Y_{in} \} = C_F \omega \left(1 + \frac{g_m R_c}{2} \right) \rightarrow \text{si compensa mediante } L_F$$



- feedback induttivo serie:



Si ha:

$$Z_{in} \approx \underbrace{-\frac{j}{\omega C_s}}_{\text{Lo canale con } L_{\pi i}} + j \omega L_s + \underbrace{\frac{g_m L_s}{C_s}}_{\text{lo imposta a } 50 \Omega}$$

Lo canale con $L_{\pi i}$

lo imposta a 50Ω .

Si ha, per ottenere matching:

$$\begin{cases} L_s = \frac{C_{gs} R_p}{g_m} = \frac{R_p}{\omega T} \\ \omega(L_g + L_s) = \frac{1}{\omega C_{gs}} \end{cases}$$

$$NF = 1 + \frac{\omega}{\omega T} \left[Q_L R + \frac{1}{Q_L} \underbrace{\left(R - 2C\sqrt{PR} + P \right)}_{\text{parametri PRC del modello di rumore}} \right]$$

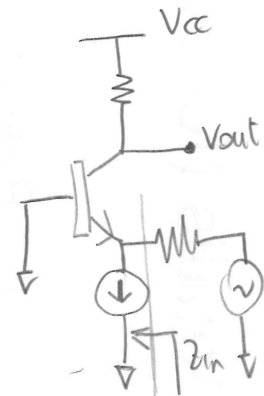
dove

$$Q_L = \frac{\omega(L_g + L_s)}{R_p} = \frac{1}{\omega C_{gs} R_p}$$

Modificando le periferie del dispositivo si può impostare C_{gs} , e riducendo C_{gs} si riduce anche la dissipazione di potenza del LNA.

Common-base LNA

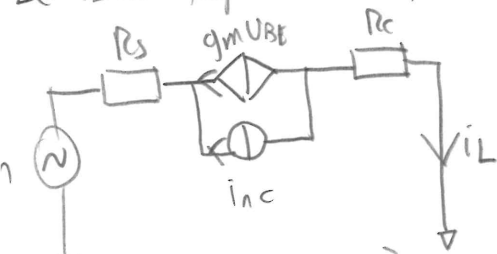
Si consideri il seguente schematico:



Z_m si può valutare come:

$$Z_m = \frac{1}{j\omega C_{in} + g_m} \approx \frac{1}{g_m} = \frac{V_T}{I_c}; \quad V_{out} = g_m R_c$$

La noise figure di questo stadio è:



$$\begin{aligned} i_L &= -g_m V_{BE} - i_n \quad ; \quad e_n = R_s i_L - V_{BE} \\ &= R_s (-i_n - g_m V_{BE}) - V_{BE} \\ \hookrightarrow V_{BE} &= -\frac{e_n + R_s i_n}{1 + R_s g_m} \end{aligned}$$

[trascurando lo shot di base]

$$\rightarrow i_L = \frac{g_m e_n - i_n}{1 + g_m R_s} \quad ; \quad \Rightarrow NF = \frac{e_n^2 g_m^2 + i_n^2}{e_n^2 g_m^2} = 1 + \frac{2 k_B T g_m}{4 k_B T R_s g_m^2} =$$

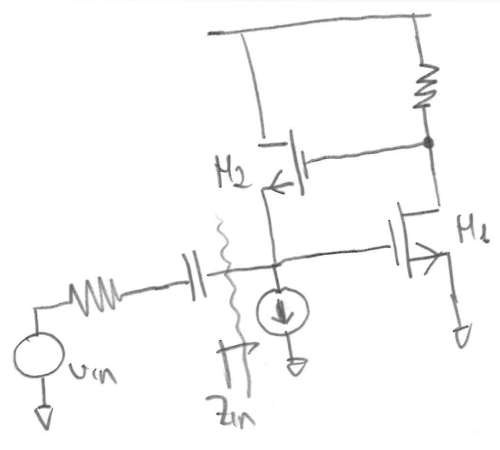
$$= 1 + \frac{1}{2 R_s g_m} \quad ; \quad \text{se } R_s = \frac{1}{g_m}, \Rightarrow NF = 1.5 = 1.76 \text{ dB}$$

Questa impostando $g_m = \frac{1}{R_s}$, e usando questa idea.

Negative shunt feedback

Si consideri questo circuito:
 si può ricavare che:

$$R_{in} = \frac{1}{g_{m2}} \frac{1}{1 + g_{m2} R_o}$$



$$NF = 1 + R_s g_{m2} \gamma_2 + \frac{(1 + g_{m2} R_s)^2 g_{m2} \gamma_c}{g_{m2}^2 R_s}$$

Ciò si può ricavare trascurando il rumore al gate, e sostituendo i vari modelli.

LNA a bipolari: common emitter

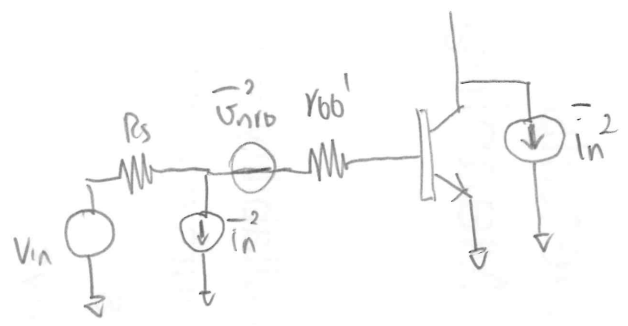
L'idea del momento è: al posto di un FET, il cui ingresso è su un aperto (tagliando la possibilità di adattare), proviamo a usare un CE a BJT.

Il circuito sarà:

$$S_{n_{in}} = 4k_B T \left(R_s + r_{bb'} + \frac{g_m R_s^2}{2\beta} + \frac{1}{2g_m} \right)$$

$$NF = \frac{S_{n_{in}}}{4k_B T R_s} =$$

$$= 1 + \frac{r_{bb'}}{R_s} + \frac{g_m R_s}{2\beta} + \frac{1}{2g_m R_s}$$



Volevo calcolare la R_s che ottimizza la NF:

$$\frac{dNF}{dR_s} = 0 \implies R_{s_{opt}} = \sqrt{\frac{\beta(1 + 2g_m r_{bb'})}{g_m}}$$

Sostituendo questa in NF:

$$L_{NF_{opt}} = 1 + \sqrt{\frac{2g_m r_{bb'} + 1}{\beta}}$$

Ciò dipende da g_m , dunque, $g_m = \frac{I_c}{V_T}$: dipende da I_c !!!

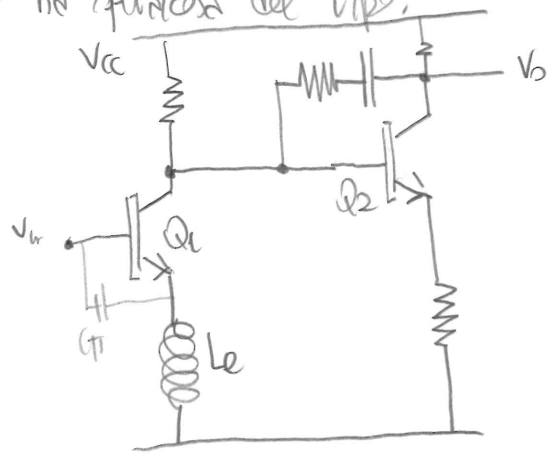
Dato queste formule, vi sono 2 strategie:

- 1) Scegliere una I_c tale per cui ho una NF minima (che varia circa 1,4, ossia non esaltante), però con forte mismatching in usata. $I_c \approx 10 \text{ mA}$ (alla)
- 2) Scegliere I_c tale per cui $R_{in} = 50 \Omega$. Qui si ha una pessima NF, e una I_c altissima (20 mA).

Si noti dunque che l'ottimizzazione di rumore e/o matching, richiede I_c assai elevate. @ RF, un HBT, che sarebbe ottimo, è troppo costoso, in corrente: troppo veloce e dissipante.

LNA a bipolari con feedback induttivo

Si ha qualcosa del tipo:



considerando C_{π} nel modello, ho:

$$V_{in} = i_{in} \frac{1}{sC_{\pi}} + sL_s \left(i_{in} + g_m i_{in} \frac{1}{sC_{\pi}} \right) sL_s$$

$$\hookrightarrow Z_{in} = \frac{1}{sC_{\pi}} + sL_s + \frac{g_m L_s}{C_{\pi}} + r_{bb'}$$

Al solito, voglio $R_{in} = 50 \Omega$, $X_{in} = 0$:

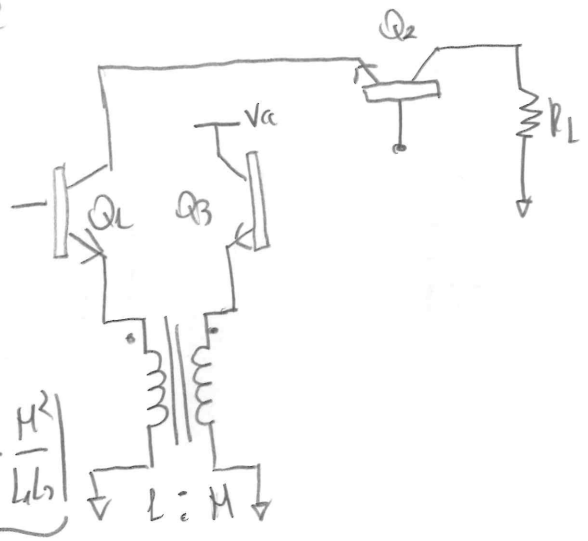
$$\Rightarrow \frac{1}{j\omega C_{\pi}} = j\omega L_s \quad [\text{creo una "risonanza"}];$$

$$r_{bb'} + \frac{g_m L_s}{C_{\pi}} = 50 \Omega \Rightarrow \text{regolo } I_c \text{ e con essa } g_m!$$

LNA a BJT con feedback a trasformatore

Lo schema di principio è:

Come si vede da Q_1 e Q_2 , è un cascode, con un feedback un po' particolare: internamente bufferato.



L'impedenza di ingresso è:

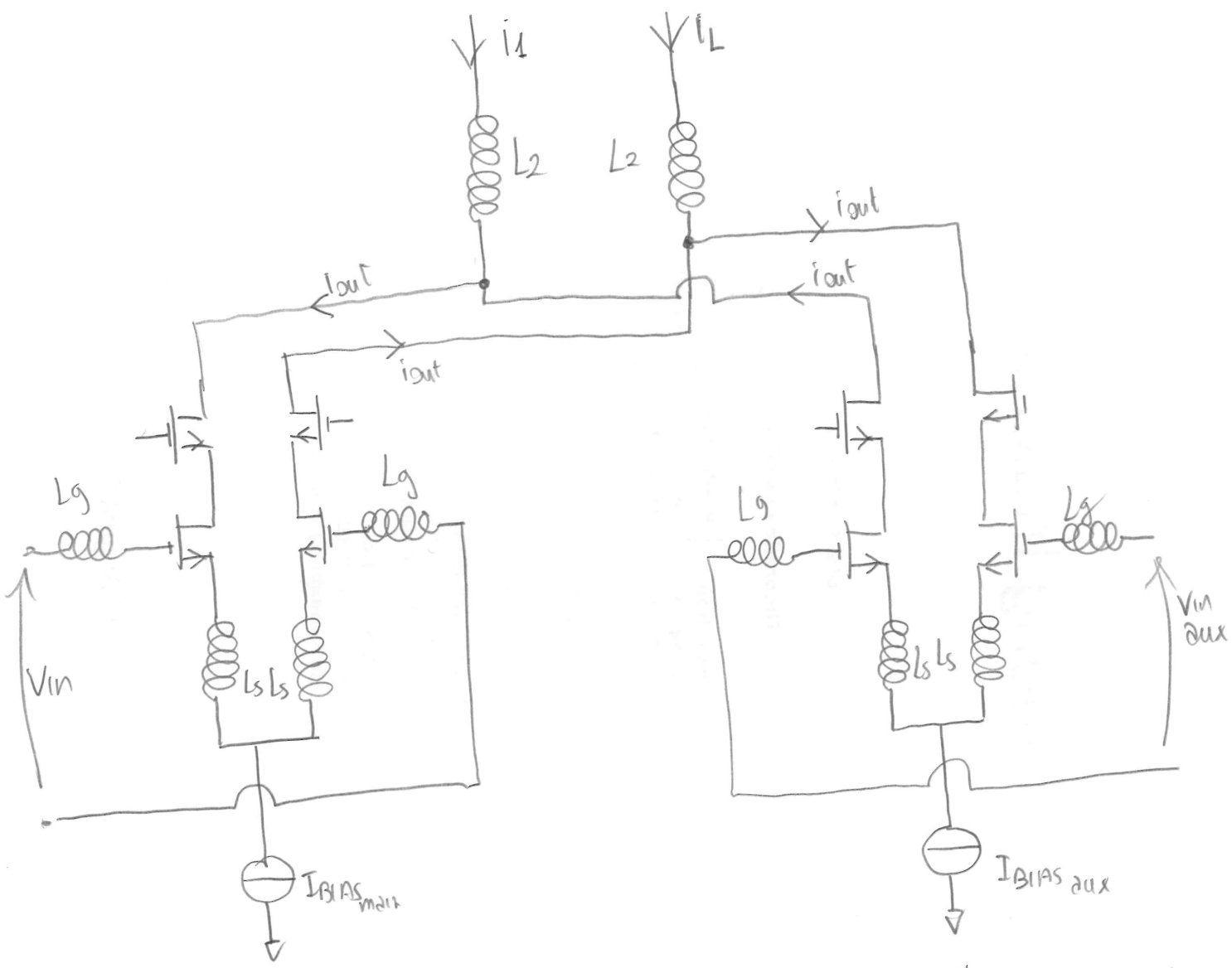
$$Z_{in} = \underbrace{\frac{1}{j\omega C_{gs}} + j\omega L \left(1 - \frac{M^2}{L_1 L_2} \right)}_{\text{parte reattiva (che deve risanare con 2)}} + \underbrace{\frac{jM}{\omega L_2 C_{\pi_2}}}_{\text{parte induttiva}} + \underbrace{\frac{g_m L_1}{C_{gs}} \left(1 - \frac{M^2}{L_1 L_2} \right)}_{\text{parte resistiva (va a } 50 \Omega)}$$

Il circuito è meno complesso di quello a reattore induttivo, dal momento che, al posto di 2 core, ve ne è solo 1: i due avvolgimenti sono due induttanze, ma, nella pratica, non un solo core.

Il transistor Q_2 "aiuta" il trasformatore; dal momento che esso in frequenza si comporta male, con un buffer & ne migliora il comportamento.

LNA differenziali a CMOS + mixer

Un'alternativa a ciò che abbiamo finora fatto è l'introduzione di una struttura differenziale che andrà a eccitare un mixer.
 L'idea è: realizzare un LNA a reazione induttiva, con stadi cascode, e collegarlo a un mixer. Lo schema potrebbe essere il seguente:



Si hanno 2 cascode in reazione induttiva; questa struttura è utile a compensare con corrente i termini di intermodulazione di III° ordine al fine di migliorare la linearità del sistema. Gli IP3 si possono, nella pratica, migliorare di anche 20 dB. Ciò permette inoltre di "entrare", senza bisogno di splittone e sfasare il segnale.

Almo?

Facciamo due conti:

$V_{in aux} = \beta V_{in}$ [si introduce un amplificatore sul ramo ausiliario];

inoltre, si sceglie β_{aux} e le W/L in modo che:

$I_{out aux} = \frac{I_{out}}{\beta^3}$ [stadio "aux" (ausiliario) che guadagna molto meno dello stadio main]

$I_L = I_{out} - I_{out aux}$

$I_{out} = A_1 V_{in} + A_2 V_{in}^2 + A_3 V_{in}^3$

$I_{out aux} = \frac{A_1}{\beta^3} V_{in aux} - \frac{A_2}{\beta^3} V_{in aux}^2 + \frac{A_3}{\beta^3} V_{in aux}^3 = \frac{A_1}{\beta^2} V_{in} - \frac{A_2}{\beta^2} V_{in}^2 + \frac{A_3}{\beta^2} V_{in}^3$

altro ramo della coppia!!

$I_L = A_1 \left(1 - \frac{1}{\beta^2}\right) V_{in} + A_2 \left(1 + \frac{1}{\beta}\right) V_{in}^2 + O(V_{in}^4)$; ho perso i termini di 3° ordine!

Alcune note sulla "cascata di blocchi":

Nelle formule presentate per il calcolo dei parametri equivalenti (Friis), non si tiene conto del fatto che le impedenze di chiusura dei blocchi sono diverse! Corte a 50Ω , altre ∞ . Inoltre, la banda non è uniforme su tutta la cascata.

Elementi passivi nella catena.

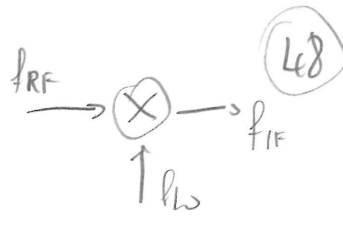
$NF_2 = \frac{k_B T}{k_B T \frac{L}{L}} = L$; $NF_2 = \text{Attenuazione}$.



Se però cambia l'impedenza, non è in generale possibile "normalizzare la NF".

Mixer a radiofrequenza

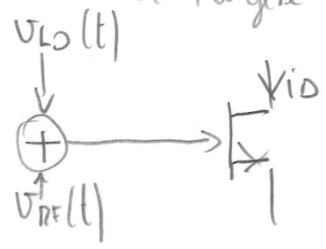
Un mixer è una sorta di amplificatore in cui si ha una conversione di frequenza.



I sistemi lineari non toccano la frequenza; per esservi questa conversione, si devono avere elementi non lineari. Nella fattispecie, si avrà anche tempo-varianza (uno switch, o un transistor con punto di lavoro variabile).

- 2 approcci:
- attivi (transistori): hanno un guadagno, variabile con la trans. gm. Sono pilotati da un LO grosso e da una RF piccola
 - passivi (diodi): pilotati in maniera di fungere da switch, senza guadagno.

Un caso semplice è quello del FET:



$$i_D(t) = K (V_{GS} - V_{TH})^2 = K [(V_{LO} + V_{RF}) - V_{TH}]^2 = K [V_{RF}^2 + V_{LO}^2 + \underbrace{2 V_{LO} V_{RF}}_{\text{mixing product}} + V_{TH}^2 - 2 V_{TH} (V_{LO} + V_{RF})]$$

Se $V_{LO} \gg V_{RF} \Rightarrow i_D(t) \approx K [V_{LO}^2 - 2 V_{LO} V_{TH} + V_{TH}^2] + 2 K V_{RF} (V_{LO} - V_{TH}) = \underbrace{I_D(t)}_{\text{operating point}} + \underbrace{\hat{i}_D(t)}_{\text{small signal}}$

Il punto di lavoro è funzione del tempo.

Se il sistema fosse lineare, la gm sarebbe costante! $g_m = \frac{\partial I}{\partial V}$, e se I fosse lineare ossia una retta sarebbe costante. Perché un circuito sia un mixer, NON si deve aver linearità:

$$i_D(t) = g_m(t) V_{RF}(t) \quad \left\{ \begin{array}{l} V_{RF} \text{ è comunque di piccolo segnale, ando evitare } \\ \text{distorsione.} \end{array} \right.$$

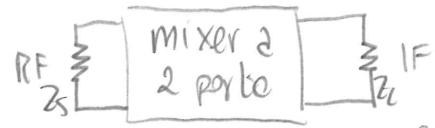
Un esempio di IRR (Image rejection) mixer può essere questo:



Parametri di un mixer

Si consideri un ipotetico mixer senza la porta per LO.

IF e RF sono molto diversi, dunque le Z_S e Z_L possono essere anche ben diverse tra loro.



Il primo parametro di interesse è il guadagno di trasduzione:

$$G_t = \frac{P_L}{P_{\text{disp}, S}}$$

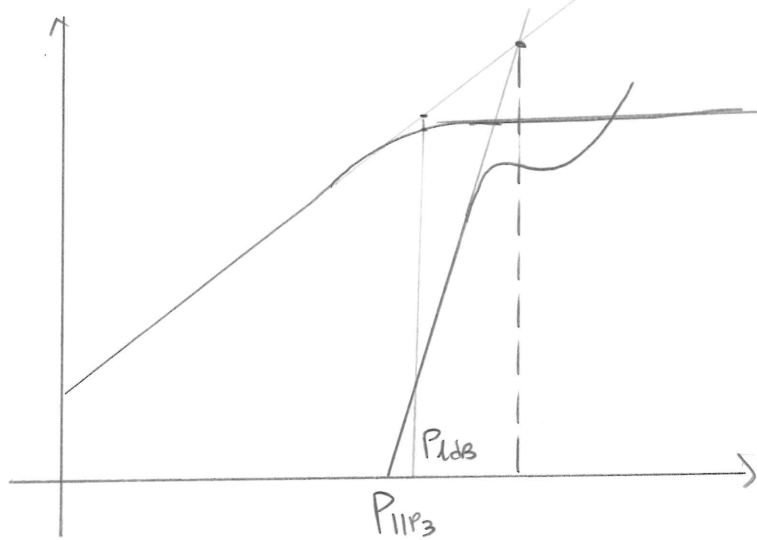
Si noti che, se $Z_S = Z_L$, $G_t \text{ [dB]} = A_v \text{ [dB]}$:

$$G_t = \frac{P_{IF, L}}{P_{RF, in}} = \frac{P_{IF, L}}{P_{RF, in}}$$

$$= \frac{|V_L|^2 / R_L}{|V_{in}|^2 / R_S} = |A_v|^2 \left[\frac{R_S}{R_L} \right]$$

Quando a livello "sistema", si dovrà tener conto di ciò.

Di fatto, senza la porta LO, questo sistema assomiglia abbastanza a un amplificatore. Si può dunque caratterizzare con P_{in-1dB} :



Si tenga conto che, con LO, questa curva subisce delle variazioni.

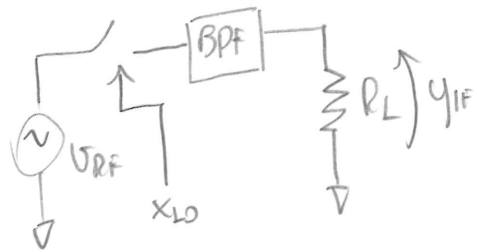
Parametri di interesse possono essere:

- L'1IP3 (per esempio 5 dBm);
- la NF (molto alta nei mixer, anche 12 dB e più);
- L'isolamento porta-a-porta = esso definisce l'errore di feed through che si ha da una porta all'altra del mixer.

Mixer passivi

Mixer a diodo single-ended

Si tratta di uno switch; oltre ai battimenti teoricamente interessanti, ossia quelli somma e differenza, ne presenta anche altri;



Lo switch può essere un diodo o un CMOS.

Si supponga che $x_{LO}(t)$ (ossia il segnale di pilotaggio dello switch), sia a onda quadrata, e che dunque il suo sviluppo in serie di Fourier sia:

$$x_{LO}(t) = \frac{1}{2} + \frac{2}{\pi} \cos(\omega_{LO} t) - \frac{2}{3} \frac{1}{\pi} \cos(3\omega_{LO} t) + \dots$$

mentre:

$$x_{RF}(t) = A_{RF}(t) \cos(\omega_{RF} t + \phi_{RF}(t))$$

BPF viene impostato in modo da mantenere il solo "battimento differenza":

y_IF:

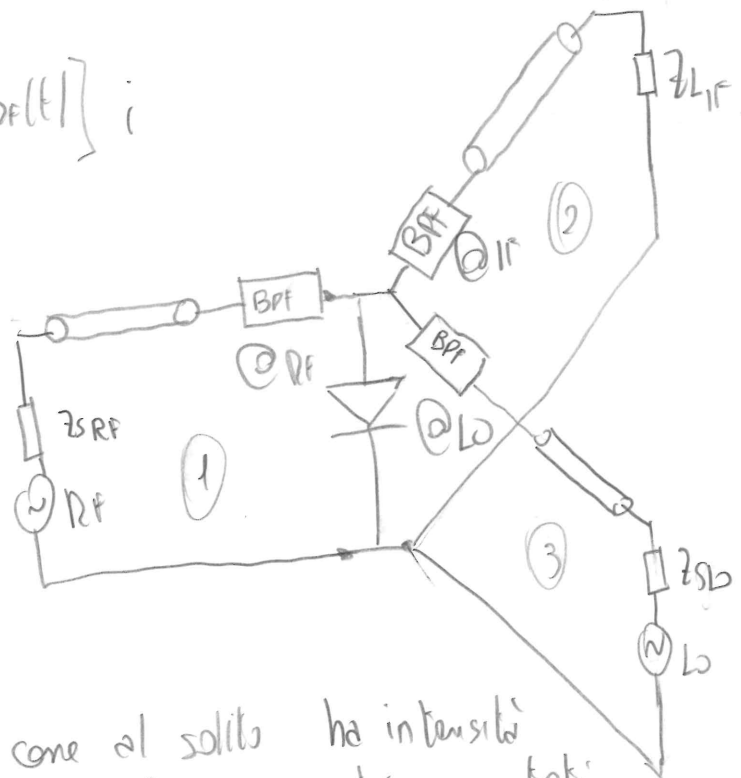
$$y_{IF}(t) = \frac{A_{RF}(t)}{\pi} \cos[(\omega_{RF} - \omega_{LO})t + \phi_{RF}(t)]$$

se $R_S = R_L$ ho:

$$G_T = |A_V|^2 = \left| \frac{1}{\pi} \right|^2 = \frac{1}{\pi^2}$$

Un'implementazione "pratica" della struttura è:

questa spesso è implementata in guida d'onda. In (1) si ha solo la RF, in (2) la IF, in (3) la LO, e nel diodo le tre si "mixano". LO come al solito ha intensità elevata rispetto alle altre. La porta IF spesso si fa a parametri concentrati, e in guida d'onda altre due.



Mixer a diodi single-ended bilanciato.

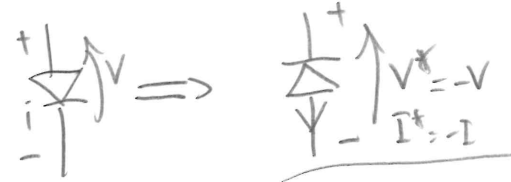
Una variante sul tema precedente è bilanciare il precedente circuito: per far ciò è necessario rendere differenziali LO e/o RF, in qualche maniera.

A RF, questa "maniera" è: usando accoppiatori direzionali.

Tal'idea permette di cancellare RF e/o LO dall'uscita, senza che ci sia il bisogno di filtrare ancora.

Come noto, $i_D = I_s \left[\exp\left(\frac{V_D}{\eta V_T}\right) - 1 \right]$; Taylor: $i_D \approx aV + bV^2 + cV^3 + \dots$

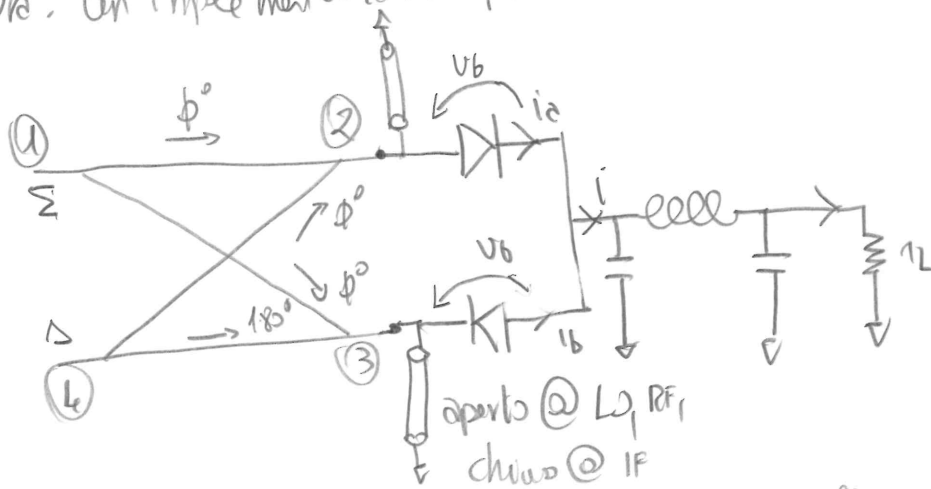
definisco una diversa convenzione per il diodo:



Avrò:

$$I^* \approx aV^* - b(V^*)^2 + c(V^*)^3 \dots \quad (\text{sostituendo}).$$

Ora: un'implementazione può essere:



$$\left. \begin{aligned} U_B &= U_0 = U_{RF} - U_{LO} \\ U_A &= U_{RF} + U_{LO} \end{aligned} \right\} [cd 180^\circ]$$

Usando per U_A la conv. normale, e per U_B quella prima introdotta,

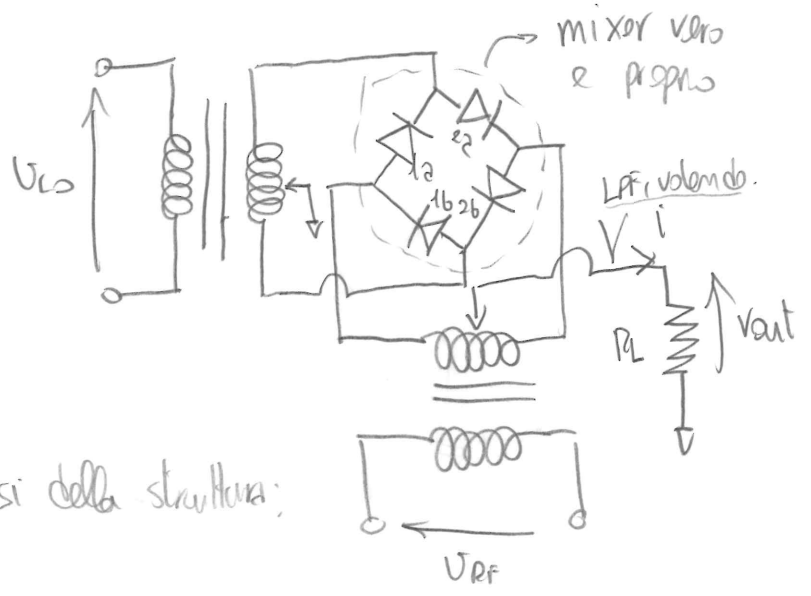
$$i = i_a + i_b = 2aU_{RF} + 4bU_{LO}U_{RF} + 6cU_{LO}^2U_{RF} + 2cU_{RF}^3$$

Ho RF, armoniche, mixing terms, ma NON ho LO e IF! Questa grazie alla cancellazione!

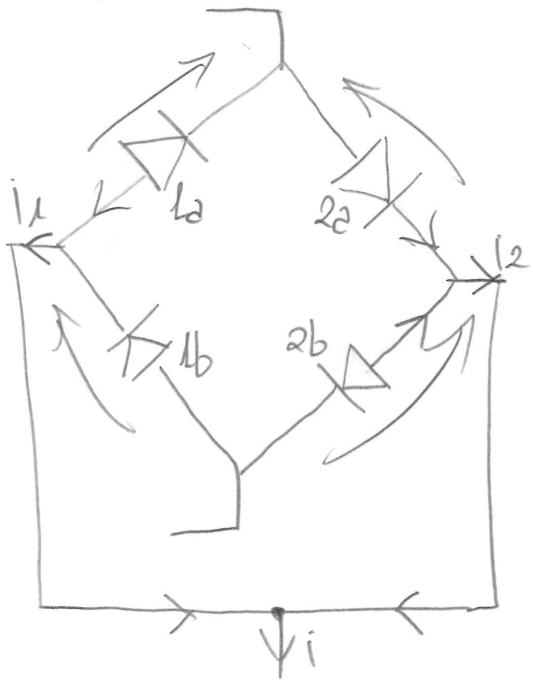
Spesso si usa, al posto dell'accoppiatore a 180°, quello ibrido, a 90° (come il branch-line o il Lange). Più pratici anche a livello di layout (essendo le uscite dallo stesso lato). Questa soluzione è più "pratica", ma non fornisce reiezione intrinseca a IF o LO.

Mixer a diodi doppiamente bilanciato
 Proponiamo a questo punto un altro

Questi trasformatori a presa centrale hanno lo scopo di rendere il segnale "floating", svincolarlo dalla p.v. Per questo motivo, essi possono essere sostituiti da degli accoppiatori a 180°.



Proponiamo i fondamenti per l'analisi della struttura:



$$\begin{cases} V_{1a} = V_{LO} - V_{RF} \\ V_{1b} = V_{LO} + V_{RF} \\ V_{2a} = V_{LO} + V_{RF} \\ V_{2b} = V_{LO} - V_{RF} \end{cases} \quad i = i_1 + i_2$$

Usando le convenzioni prima viste, si ricava dopo lunghi conti,

$$i = 8 b V_{LO} V_{RF}$$

Come già detto, si ha rilezione di LO e RF, e, in teoria di tutti gli altri prodotti spuri di mixing.

Per essere sicuri, di solito, in serie al carico, si mette un LPF, in modo da mantenere sul serio solo il prodotto di mixing utile.

Tutto ciò funziona se i diodi sono uguali tra loro: mismatch crea differenze tra i coefficienti, e si perdono compensazioni.

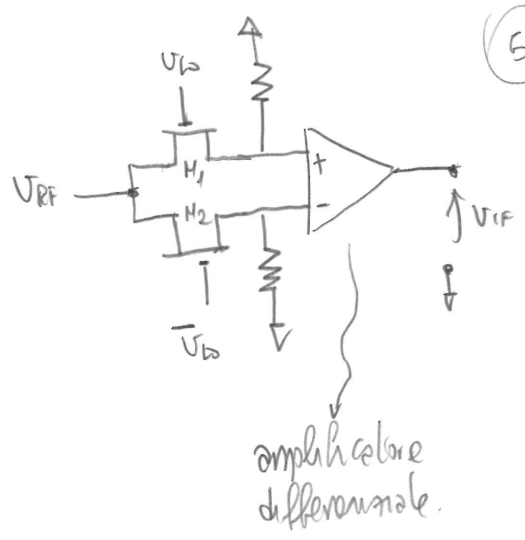
Ad alta frequenza di solito, si usano giunzioni Schottky.

Mixer passivi CMOS

L'idea dei mixer passivi è quella di usare degli switch; come switch però, al posto dei diodi, posso usare dei Mos;

Sul gate di ciascun MOSFET si ha un'onda quadra; ognuna è la "negata" dell'altra.

Se M_1 è conduttivo, $V_{IF} = +V_{RF}$;
 se M_2 è conduttivo, $V_{IF} = -V_{RF}$



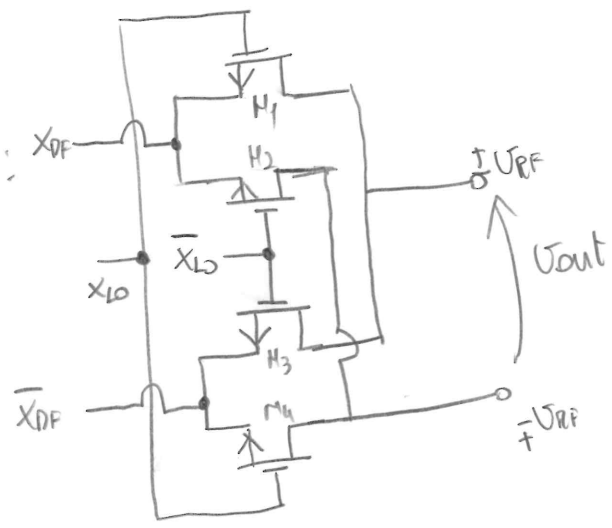
↳ La RF è moltiplicata per un'onda quadra; essendo il 1° termine di Fourier $\frac{2}{\pi}$, ho (dato $2V_{RF}$ in ingresso):

$$G_t = \frac{4}{\pi^2}$$

Mixer doppio bilanciato CMOS

si ha qualcosa di questo genere:

Come funziona ciò? A seconda del segno di x_{LO} , possono condurre o i due più interni (M_2 e M_3) o i due più esterni (M_1 e M_4). Idealmente, quelli che conducono son dei corti, gli altri degli aperti.



Questo mixer, dunque, moltiplica per un'onda quadra $\frac{2}{\pi}$ come quella in figura.



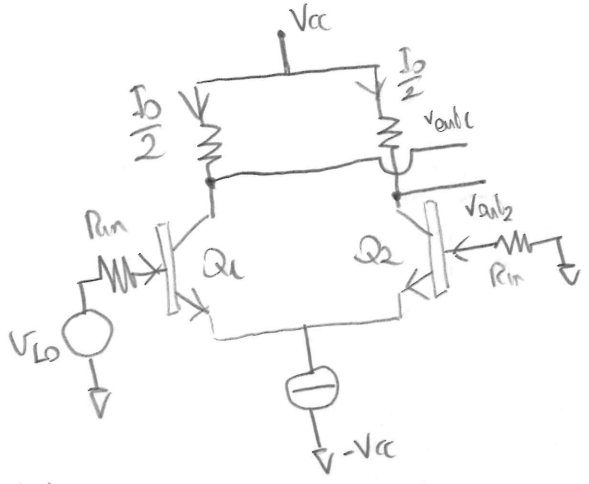
Mixer attivi

Nei mixer attivi il dispositivo non si comporta più da switch, da interruttore, bensì da amplificatore a guadagno variabile. In questo caso, dunque, si ha un guadagno!

La cella più usata e nota per fare da mixer è la cella di Gilbert (doppio-bilanciata). Arriviamo, per gradi, a ciò, per ora usando dei BJT (didatticamente più semplici).

Mixer attivi single-balanced

Partiamo da un amplificatore differenziale a bipolari, supponendo un CMRR infinito: dall'eq alle maglie:



$$V_{Lo} - (R_{in} + r_m) i_{b1} + (R_{in} + r_m) i_{b2} = 0 \quad \left[\text{tutti i BJT UCVALI} \right]$$

$$\rightarrow V_{Lo} = 2 i_{b1} (R_{in} + r_m) \rightarrow i_{b1} = \frac{V_{Lo}}{2(R_{in} + r_m)}$$

$$v_{out1} = V_{cc} - \beta i_{b1} R_c = V_{cc} - \frac{\beta V_{Lo} R_c}{2(R_{in} + r_m)}$$

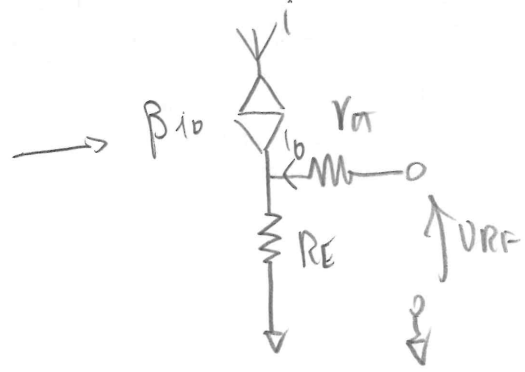
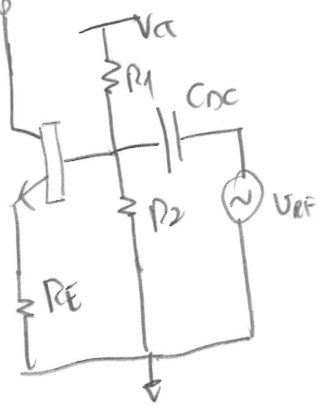
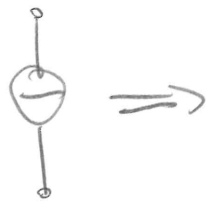
se $R_{in} \ll r_m$

$$\rightarrow v_{out1} = -v_{out2} = -\frac{g_m R_c}{2} V_{Lo}$$

ovvero:

$$g_m = \frac{I_c}{V_T}$$

Al posto del generatore di corrente si può mettere:



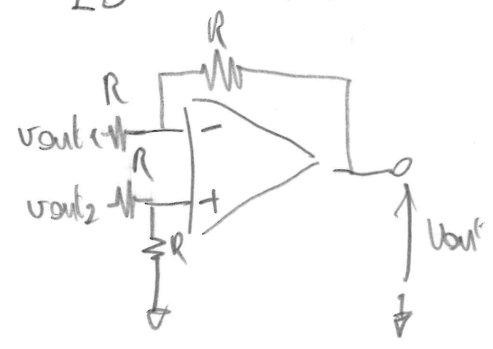
$$\rightarrow V_{RF} = [r_m + (1+\beta)R_E] i_b \rightarrow i_b = \frac{V_{RF}}{r_m + (1+\beta)R_E}$$

$$\rightarrow i = \beta i_b = \frac{\beta V_{RF}}{r_m + (1+\beta)R_E} \quad ; \quad \lim_{\beta \rightarrow \infty} i = \frac{V_{RF}}{R_E}$$

$$\rightarrow i = \underbrace{I_0}_{DC, bias} + \underbrace{\frac{V_{RF}}{R_E}}_{RF, signal}$$

ho detto prima che:

$$V_{out1} = V_{cc} - \frac{g_m R_c}{2} v_{LO} = V_{cc} - \underbrace{\frac{I_c R_c}{2 V_T}}_{\text{bias}} v_{LO} - \underbrace{\frac{I_c R_c}{4 V_T}}_{I_O} v_{LO} - \underbrace{\frac{R_c}{4 V_T R_F}}_{\text{mixing term}} v_{RF} v_{LO}$$



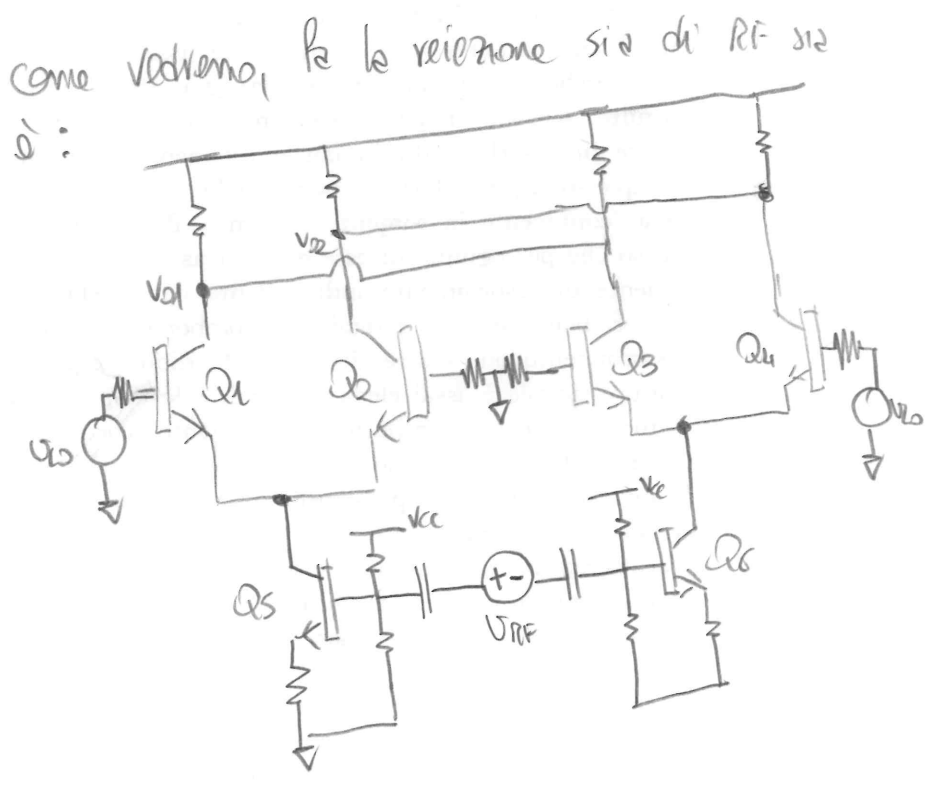
Se poi si collegano v_{out1} e v_{out2} a un amplificatore differenziale a guadagno L , si ottiene:

$$v_{out}(t) = \frac{R_c I_c}{2 V_T} v_{LO}(t) + \frac{R_c}{2 V_T R_F} v_{RF}(t) v_{LO}(t)$$

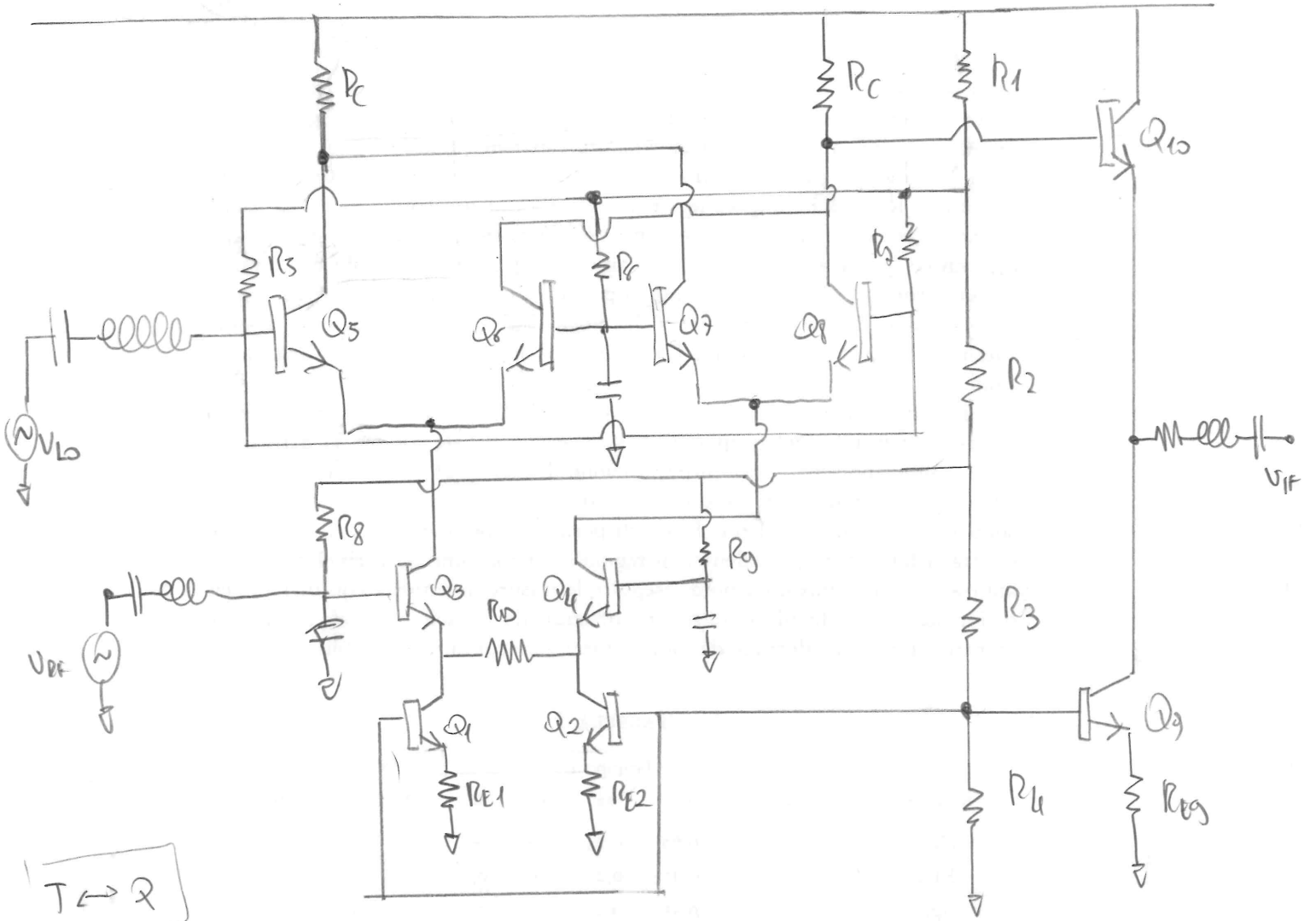
ottenendo reiezione della DC (oltre a quella intrinseca della RF).

Cella di Gilbert

Si tratta di una struttura che, come vedremo, fa la reiezione sia di RF sia di LO. Lo schema di principio è:



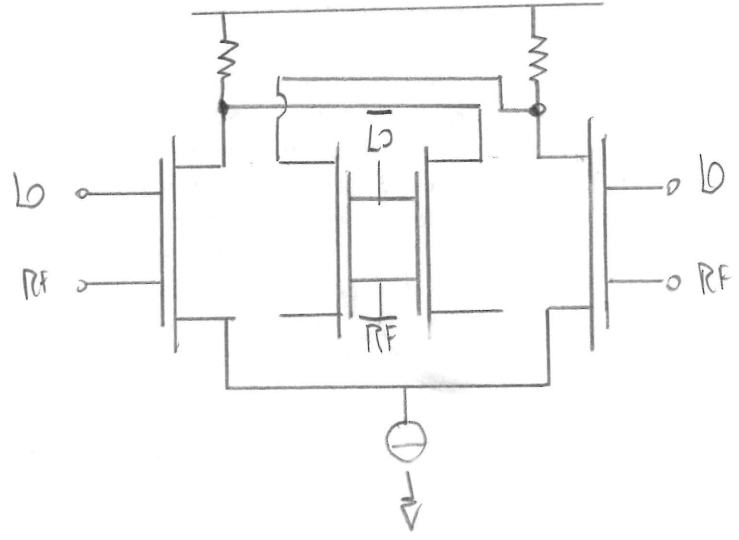
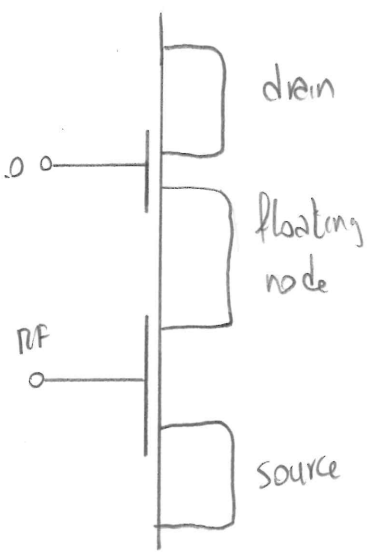
Considero un caso più ragionevole, più realistico;



Q_1 e Q_2 sono generatori di corrente per Q_3 e Q_4 ; R_4 migliora la linearità del differenziale Q_3-Q_4 . Questa coppia differenziale va a polarizzare le due coppie differenziali "sopra", con V_{IB} in ingresso. L'uscita è presa dal solo Q_8 , sfruttando una sola delle uscite differenziali; Q_9 buffera l'uscita, ed è polarizzato da Q_8 . L sull'uscita filtra, in modo da buffer via ciò che non è IF. R_{1-10} polarizzano il circuito.

Canali alla cella di Gilbert CMOS

Lo schema con CMOS tradizionali, è identico a quello a BJT; si sceglie di mostrare uno schema alternativo, basato su un dispositivo particolare: il MOSFET a doppio gate: uno



Rumore nei mixer

Il rumore entra nel mixer e viene trattato come un segnale; viene anch'esso traslato in frequenza. Ciò non è il più grosso dei problemi:

$S_e = 2qI_c \Rightarrow$ come detto, il punto di lavoro è dinamico, variabile, dunque con esso anche il rumore, che non sarà più stazionario, bensì ciclostazionario. Ciò complica enormemente i modelli.

Se il mixer è usato in un convertitore a eterodina, non si riesce a cancellare il rumore in banda immagine; questo significa che, alla frequenza IF , il rumore può pure raddoppiare. Questo rumore dà a eterodina e rende dunque la NF minima pari a 3 dB. (SSB)

In un sistema a omodina, la downconversion è alla DC, non c'è immagine dunque questi 3 dB "di base" non ci sono. È come se, per le semibande positive e per quella negativa, si dimostrasse, tramite "integrazione", il rumore: DSB noise.

$$\Rightarrow NF|_{SSB} = NF|_{DSB} + 3 \text{ dB}$$

Ma, alle omodina a frequenza bassa si ha il rumore flicker, oltre a quello shot, dunque il vantaggio si perde.

Oscillatori

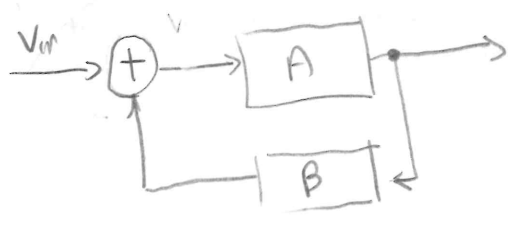
Gli oscillatori sono sistemi elettronici, per noi, che prendono energia DC e la trasformano in un segnale (spesso monocromatico).

Ne esistono di due categorie:

- a rilassamento: non sono oscillatori armonici, poiché il fenomeno di oscillazione è legato alla carica/scarica di un gruppo RC (per esempio). Sono scadenti sotto il punto di vista del rumore. Sono sistemi senza un ingresso di segnale, ma in realtà l'unico ingresso è la DC: si converte da essa l'energia. Rilassamento dunque è: la carica di un gruppo deriva dalla scarica di un altro e così via.
- armonici: l'oscillazione è monocromatica grazie alla presenza di un meccanismo di selezione della frequenza, realizzato mediante una rete del II° ordine, in modo da avere poli sull'asse $j\omega$, poli che permettono la perenne concorrenza tra qualcosa che accumula e qualcosa che cede energia. Hanno un migliore rumore di fase. Qualcosa immagazzina energia elettrica, qualcosa magnetica.

Modello a feedback - criterio di Barkhausen

Dato il seguente schema a blocchi:



$$V_{out} = A [V_{in} + \beta V_{out}]$$

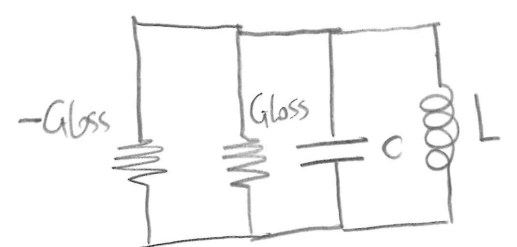
$$\hookrightarrow \frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{A}{1 - A\beta}$$

Se ho che, per una certa $\omega = \omega_0$,
 $|A(j\omega_0)\beta(j\omega_0)| = 1$, $\angle A(j\omega_0)\beta(j\omega_0) = \phi^0$

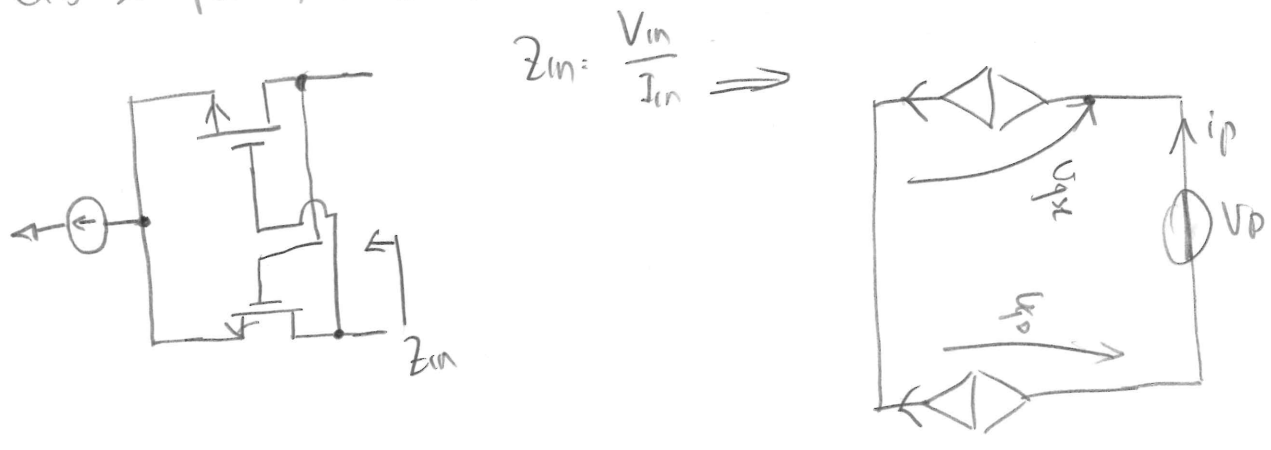
Allora il sistema oscilla.

Modello a resistenza negativa

Mediante una rete attiva, si fa in modo da generare una resistenza negativa, ossia una "resistenza con convenzione di generatore".



Ciò si può fare così:



ho che:

$$g_{m1} V_{gs1} = -g_{m2} V_{gs2} \rightarrow \text{se } g_{m1} = g_{m2}, V_{gs1} = -V_{gs2}$$

$$i_p = g_m V_{gs1}; \quad V_p = V_{gs1} - V_{gs2} = -2V_{gs1}$$

$$\hookrightarrow Z_{in} = -\frac{2}{g_m}$$

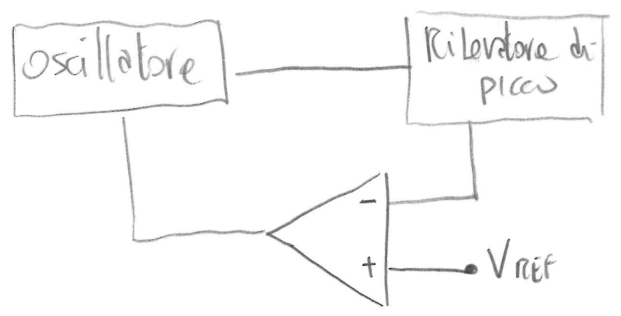
Se si imposta $-\frac{2}{g_m} = R_{loss}$ non si hanno termini smorzanti sul risonatore.

Per far "partire" però l'oscillatore, è necessario che vi sia un qualche meccanismo di innesco: serve cioè prima del regime.

$$|A(j\omega) B(j\omega)| \gg 1.$$

A limitare poi le oscillazioni ci penserà la non linearità dei transistori, con la compressione della gm che farà aumentare l'attenuazione.

L'ampiezza dell'oscillazione può essere controllata in questo modo:

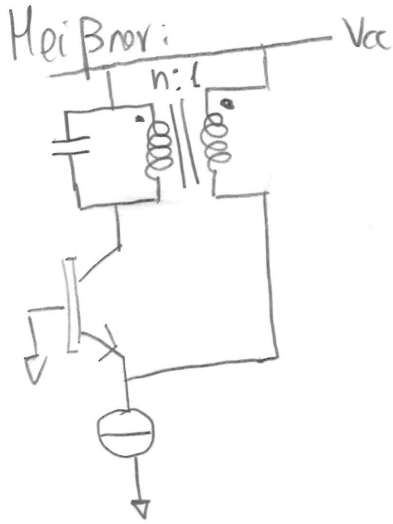


Topologie di base

L'idea di base per la realizzazione di oscillatori è quella di far "completare" un feedback positivo e uno negativo. Ciò si può fare con un elemento attivo (BJT o MOSFET), con un gruppo LC, e con una reazione.

Sconsigliata è la reazione tra collettore ed emettitore, dal momento che dentro E vediamo $Z_{E11} \approx \frac{1}{g_m}$, bassa, e che ridurrebbe il Q dell'oscillatore.

Una prima idea, che "forza" l'uso del feedback CE1 è l'oscillatore di Meißner:



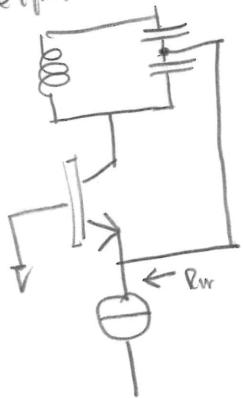
In questa maniera, mediante questo trasformatore, al posto di "vedere" $\frac{1}{g_m}$, come Z_{in} vedo:

$$Z_{in eq} = \frac{n^2}{g_m}$$

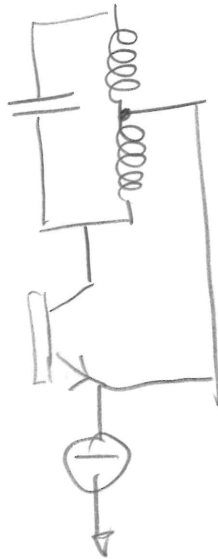
Aumentandola notevolmente!

Altri due oscillatori implementabili sono: Colpitts e l'Hartley:

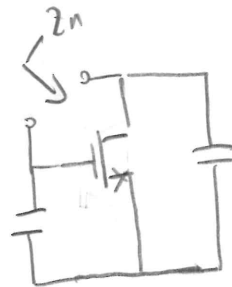
Colpitts:



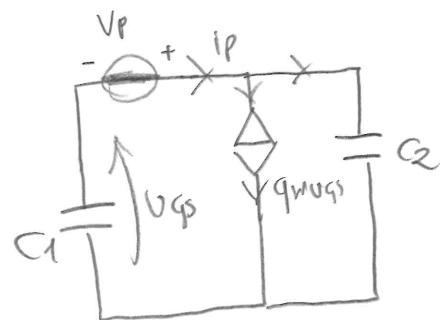
Hartley:



L'oscillatore Colpitts può anche esser pensato come un convertitore a impedenza negativa:



Come calcolo Z_{in} ?



$$i_p = g_m v_{gs} + (v_{gs} + v_p) s C_2$$

$$i_p = s C_1 v_{gs}$$

$$\rightarrow s C_1 v_{gs} = g_m v_{gs} + (v_{gs} + v_p) s C_2 \rightarrow$$

$$V_{gs} (sC_1 - sC_2 - g_m) = v_p sC_2$$

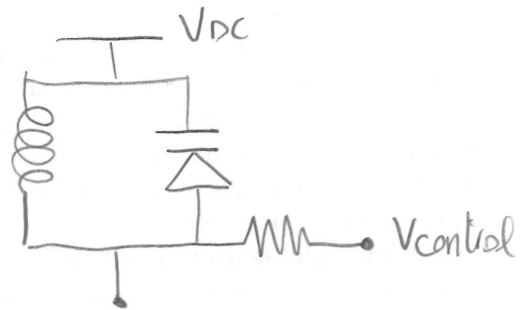
$$\rightarrow V_{gs} = \frac{s v_p C_2}{s(C_1 - C_2) - g_m} \quad \text{IP} = \frac{s^2 C_1 C_2 v_p}{s(C_1 - C_2) - g_m}$$

$$\rightarrow Z_{in} = \frac{s(C_1 - C_2) - g_m}{s^2 C_1 C_2 v_p} = \underbrace{\left[-\frac{g_m}{s^2 C_1 C_2} \right]}_{\rightarrow R_{in}} + \frac{1}{sC_2} - \frac{1}{sC_1}$$

Mettendo un induttore, si compensa questa R_{in} negativa, e il sistema oscilla.

VCO: Voltage Controlled Oscillators - cenni

Presentiamo ora l'idea di base per realizzare dei VCO. Si consideri un diodo a giunzione per la realizzazione di una capacità il cui valore sia controllabile in tensione:



Si ha una frequenza centrale, modulabile mediante la tensione $V_{control}$:

$$\omega_{out} = \omega_{centrale} + K_{VCO} V_{control}$$

Ciò può essere usato come modulatore di frequenza:

$$y(t) = A \cos \left[\omega_{centrale} t + K_{VCO} \int_{-\infty}^t V_{control}(t) dt \right]$$

$$\text{Se } V_{control}(t) = V_0 \quad [\text{costante}]$$

$$\rightarrow y(t) = A \cos \left[\omega_{centrale} t + K_{VCO} V_0 t + \phi_0 \right]$$

Phase noise (rumore di fase)

Il rumore di fase è un parametro che permette di qualificare la prestazione di un oscillatore.

Spetttralmente, nel caso ideale, un oscillatore armonico dovrebbe essere una riga, una δ di Dirac; in pratica, non è così, perché:

- si ha rumore: termico, flicker, e altro;
- esistono disturbi sulle alimentazioni, o nel substrato.

Idealmente, nel tempo, vorremmo:

$$V_{out}(t) = V_0 \cos(\omega_0 t + \phi_0)$$

In pratica, le fonti di rumore causano 2 modulazioni spurie: una di ampiezza, una di fase:

$$V_{out}(t) = V_0 [1 + A(t)] \cos(\omega_0 t + \phi(t))$$

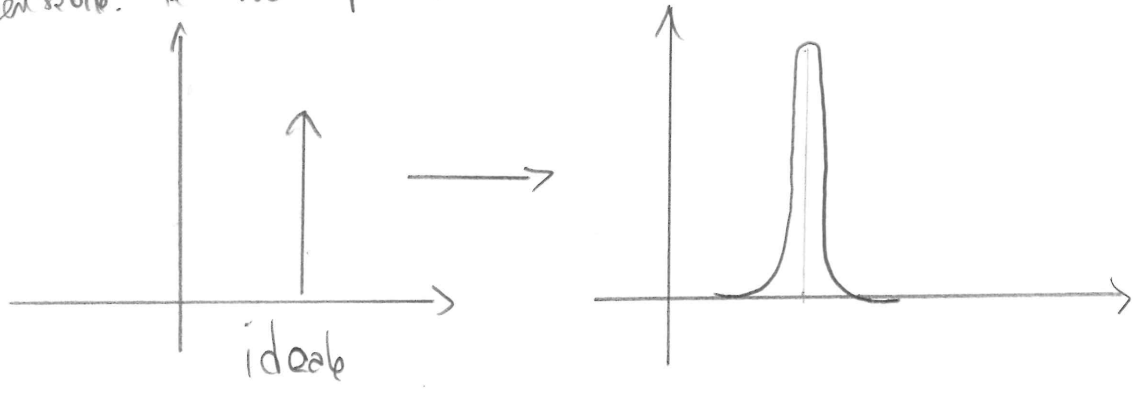
Essendo A e ϕ piccolo, si può sviluppare mediante Taylor il segnale:

$$V_{out}(t) \approx V_{out}(t) \Big|_{A, \phi \approx 0} + \frac{d V_{out}(t)}{d A(t)} \Big|_{A, \phi \approx 0} A(t) + \frac{d V_{out}(t)}{d \phi(t)} \Big|_{A, \phi \approx 0} \phi(t) =$$

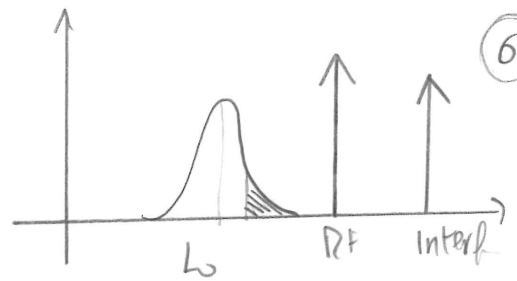
$$= \underbrace{V_0 \cos(\omega_0 t)}_{\text{segnalo ideale}} + \underbrace{V_0 A(t) \cos(\omega_0 t)}_{\text{rumore di ampiezza}} + \underbrace{V_0 \phi(t) \sin(\omega_0 t)}_{\text{rumore di fase}}$$

↳ prevalente

Di per sé il rumore di ampiezza non è tragico, ma a parte ciò esso è regolabile, mediante AGC o altri circuiti che controllano l'ampiezza. Il phase noise NON è compensabile. Il suo principale effetto è quello di allargare la banda:



Si può avere un problema del genere: nel caso vi sia un interferente, esso andrà a mixarsi con la parte simmetrica rispetto a RF dell'interferente



Ciò rende l'interferente NON FILTRABILE a causa dell'overlap che viene a formarsi.

Altro effetto nefasto è ovvio: in una modulazione di fase (es. QPSK), l'errore di fase modifica l'informazione, dal momento che sposta i punti della costellazione.

Caratterizzazione del rumore di fase.

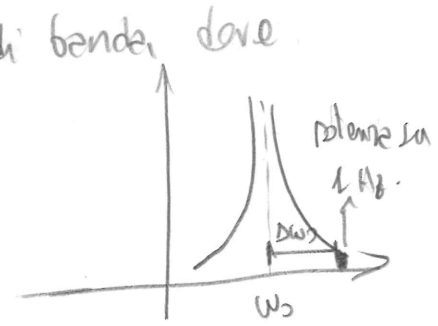
Un parametro in grado di qualificare il rumore è la "single sideband noise spectral density":

$$L_T(\omega) = 10 \log \left| \frac{P_{\text{sideband}}(\omega_0 + \Delta\omega)}{P_{\text{carrier}}} \right|$$

$\Delta\omega$ è un piccolo offset su ω_0 .

Questo parametro quantifica la potenza in questa banda e presa a $\Delta\omega$ rispetto ω_0 .

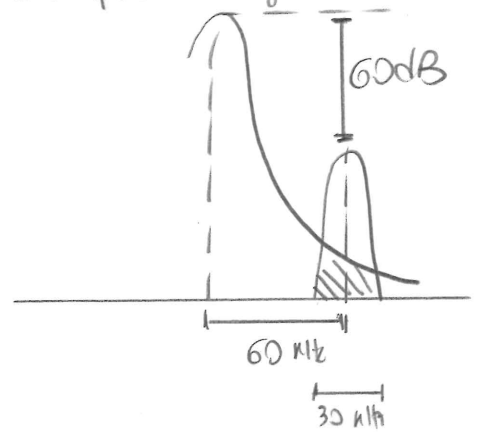
Il problema di questo parametro è che non disaccoppia i contributi di phase noise e di amplitude noise.



Esempio: voglio SNR > 15dB

$$SNR = \frac{P_{\text{sig}}}{P_{\text{tot}}} = \frac{P_{\text{sig}}}{\int_{f_L}^{f_H} S_{\text{tot}}(f) df} \approx \frac{P_{\text{sig}}}{S_{\text{tot}}(f_H - f_L)}$$

Total-top approx.



$$\rightarrow 10 \log_{10} \frac{S_{\text{sig}}}{P_{\text{sig}}} = S_{\text{tot}}|_{\text{dBm}} - P_{\text{sig}}|_{\text{dBm}} = S_{\text{tot}}|_{\text{dBm}} - P_{\text{sig}}|_{\text{dBm}} + 60 \text{ dB}$$

$$\underline{\underline{15 \text{ dB} - 10 \log_{10}(f_H - f_L)}}$$

Effetto del fattore di qualità Q del risonatore
 Il rudo del risonatore è molto importante: più il Q è elevato, più bruscamente varia la fase. Se la fase varia bruscamente, dunque, migliora la purezza spettrale: $\frac{d\phi}{d\omega} \propto Q$

Si consideri una funzione di trasferimento del II° ordine:

$$H(s) = \frac{A}{s^2 + \frac{\omega_0}{Q}s + \omega_0^2} = \frac{A}{-\omega^2 + j \frac{\omega_0}{Q}\omega + \omega_0^2}$$

La fase di tale rudo è:

$$\phi = \arctan \left[\frac{\frac{\omega_0 \omega}{Q}}{\omega_0^2 - \omega^2} \right]$$

derivando ciò:

$$\frac{d\phi}{d\omega} = \frac{1}{1 + \left(\frac{\omega_0 \omega}{Q(\omega_0^2 - \omega^2)} \right)^2} \cdot \frac{\frac{\omega_0}{Q}(\omega_0^2 - \omega^2) + 2\omega^2 \frac{\omega_0}{Q}}{(\omega_0^2 - \omega^2)^2} \Bigg|_{\omega = \omega_0}$$

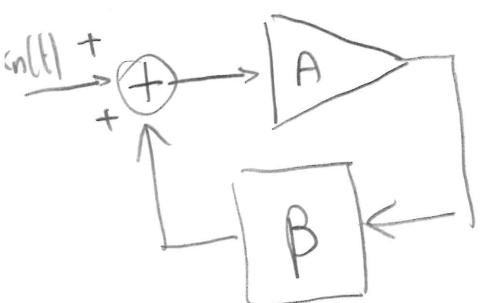
$$= \frac{1}{1 + \left(\frac{\omega_0 \omega_0}{Q} \right)^2} \frac{\omega_0}{Q} (\omega_0^2 + \omega_0^2) \approx \frac{2\omega_0^3}{Q} \frac{1}{\frac{\omega_0^4}{Q^2}} = \frac{2Q}{\omega_0}$$

Si ha dunque una stretta parentela tra Q e rotazione di fase: per avere un buon oscillatore, il Q deve essere elevato.

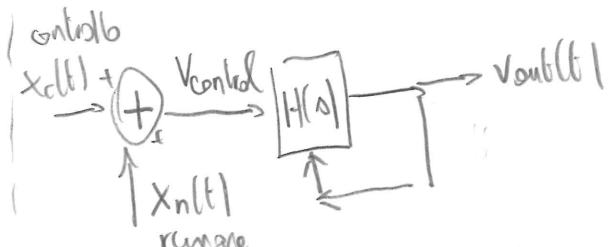
Meccanismi generanti il rumore di fase

Esistono sostanzialmente 2 cause provocanti il rumore di fase:

① Il fatto che si ha un segnale indesiderato aggiuntivo al sistema:



② Un oscillatore può essere realizzato, mediante un VCO; il rumore, anche nel percorso del segnale, può essere insito nella control:



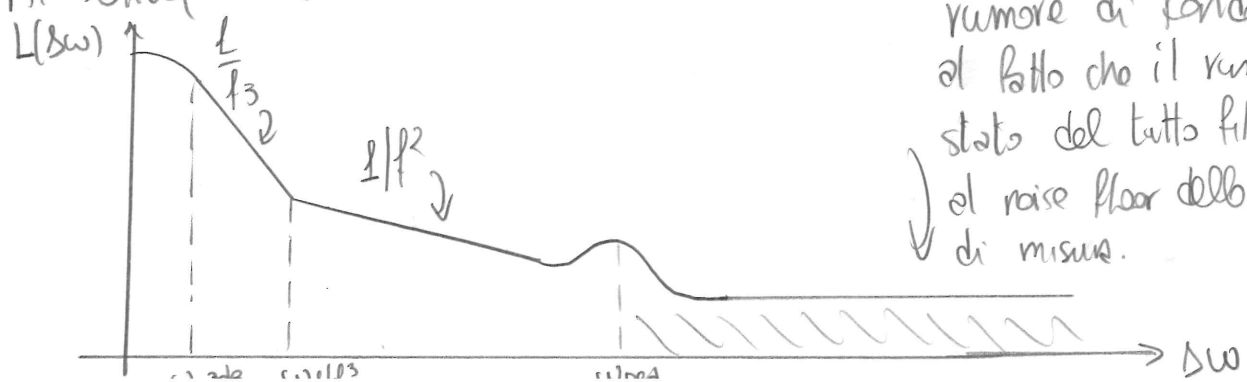
Il secondo caso è molto peggiore: nel primo caso, in qualche maniera si può eliminare, filtrando, il rumore; nel secondo caso il rumore modula la frequenza diventando incontrollabile.
 Spesso nei nostri casi, il rumore è bianco, dunque a densità uniforme; ciò che il sistema fa è un re-shaping: ottimizzando Q, la forma diventerà più prossima a una S, e il rumore sarà "ommezato".
 Nel control path, il rumore è il segnale di controllo. In questo caso, il Q purtroppo non cambia nulla.

Modello di Leeson

Il modello "a campana" del rumore di fase è ben rappresentato da alcuni modelli matematici; uno di questi è il modello di Leeson:

$$L_T(\Delta\omega) = 10 \log \left\{ \frac{2 F k_B T}{P_s} \left[1 + \left(\frac{\omega_p}{2 Q_c \Delta\omega} \right)^2 \right] \left(1 + \frac{\omega_{1/f^3}}{|\Delta\omega|} \right) \right\}$$

A parte Q (fattore di qualità) e P (potenza media del segnale nel risonatore), tutti i fattori sono empirici: derivano dal fitting di misure: F dipende dal rumore presente nel dispositivo, ω_{1/f^3} è un parametro di fitting, compreso tra $\frac{1}{f^2}$ e $\frac{1}{f^3}$; per f piccole prevale il "cubo", per f più grandi il "quadrato", e infine gli "1". Il termine $\frac{1}{f^2}$ deriva dal filtraggio "a campana" del rumore bianco, $\frac{1}{f^3}$ del filtraggio "a campana" del rumore flicker.
 Al solito il modo di Q è quello di ridurre il rumore.

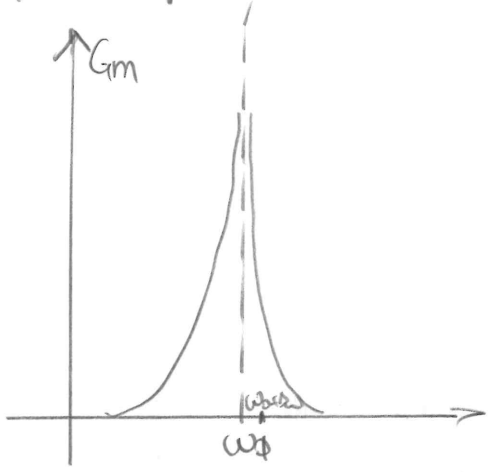


rumore di fondo dovuto al fatto che il rumore non è stato del tutto filtrato o al noise floor dello strumento di misura.

Injection pulling

Se viene iniettato un disturbo (rumore) nell'oscillatore, e l'ampiezza di tale disturbo è comparabile con quella del segnale, può capitare che il PLL si agganci non sulla carrier, bensì su questo disturbo iniettato erroneamente.

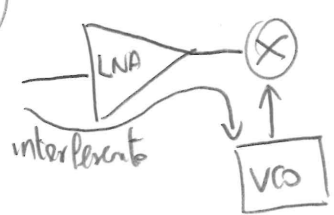
Si immagina di aver a che fare con una funzione G_m infinita a ω_0 , e ancora molto alta a $\omega_0 + \Delta\omega$. Il feedback è progettato in modo che a ω_0 vi sia $V_d(\omega_0) = 1V$ (per esempio). Se per esempio a $\omega_0 + \Delta\omega$ vi sia $G_m(\omega_0 + \Delta\omega) = 10000$, e ci fosse un interferente a $\omega_0 + \Delta\omega$ di 10 mV, questo sarebbe, in quell'istante, per un secondo amplificato a 100 V.



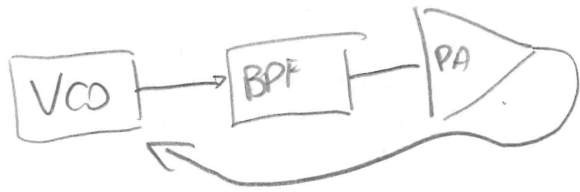
Qua agisce la parte non lineare del circuito, che prova ad abbassare la massima ampiezza (i 100 V) a 1V, abbassando G_m . Quando ci riesce, ha però abbassato a 10 mV il $V_d(\omega_0)$, e così esso si perde, perché troppo basso per re-innescarsi. Di fatto, ora l'aggancio è stato effettuato a $\omega_0 + \Delta\omega$.

Due esempi in cui si ha ciò sono:

①



②

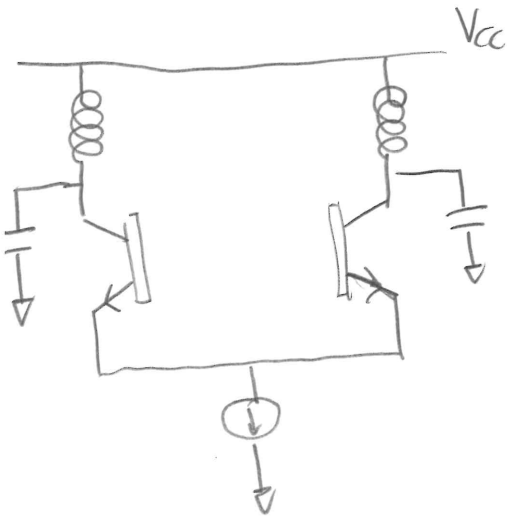


Passando dal LNA, o tornando indietro (se vi è cattivo isolamento) dal PA, si può avere questo interferente che muove lo portante.

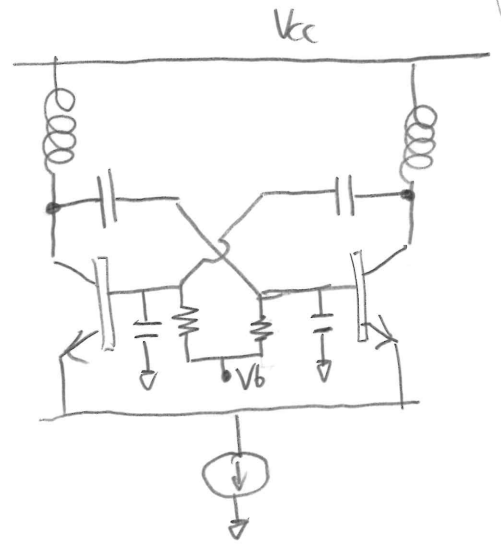
Almo?

Alcuni esempi di topologie

Colpitts differenziale:



oppure,
più
completo;

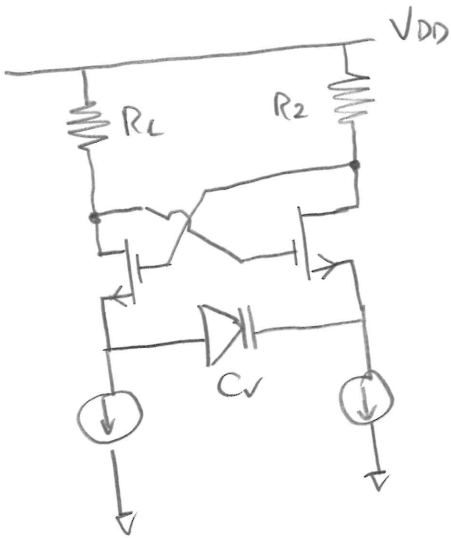


Si osserva che per quanto vi assomiglino, questi circuiti sono lineari, in linearità: essi non escono dalla linearità, e differenza degli astabili.

Allo microonde inoltre, le piste sono in microstriscia; ciò permette di attenuare le armoniche, migliorando la linearità.

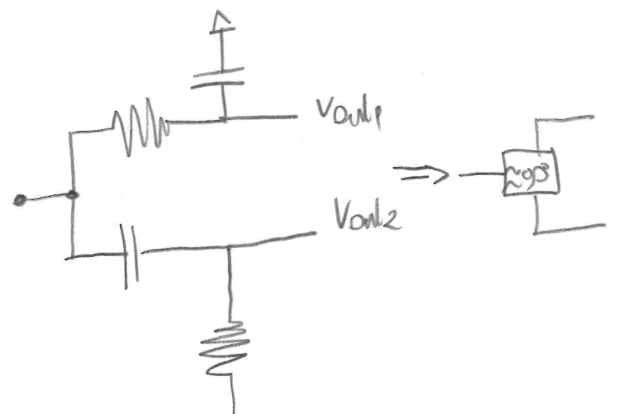
Questi schemi sono anche realizzabili in tecnologia CMOS.

È possibile realizzare oscillatori a rilassamento senza risonatori:



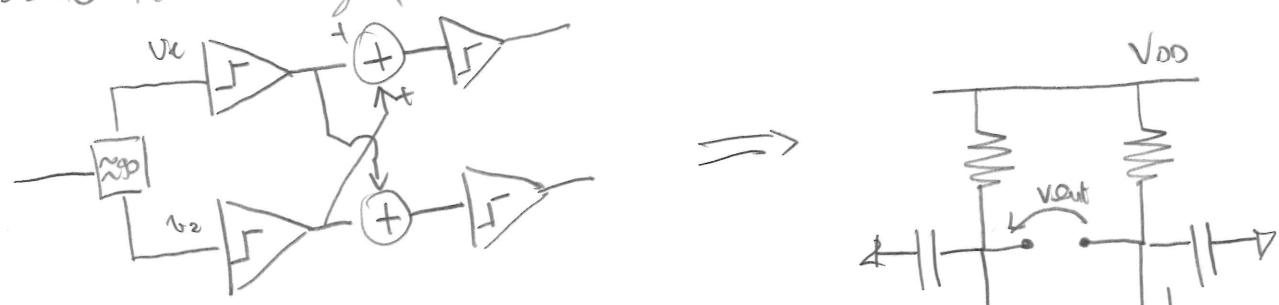
Con le resistenze R_1 e R_2 si può variare il duty cycle della struttura; con il varicap C_v si ha un VCO invece che un semplice "astabile".

Generatori di segnali in quadratura
Con questo circuito facendo i conti si vede che le usate seno in quadratura.



Quel circuito funziona ma non è molto preciso.

Volendo fare di meglio, un'idea potrebbe essere! dato il circuito di prima:

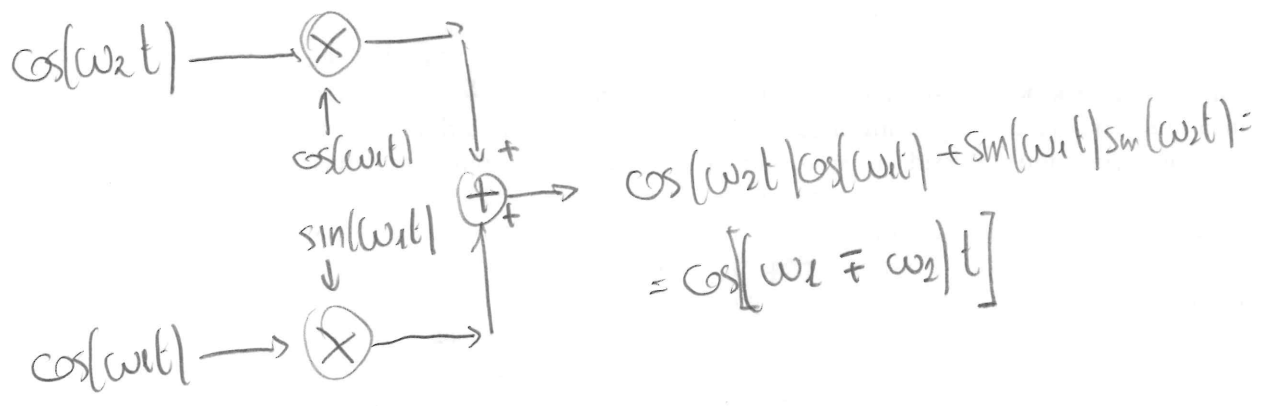


Dato un segnale a circa 90° (prodotto con il circuito precedente), lo si dà a dei limitatori (ossia a degli ACG);

$$v_1 = A \cos(\omega t); \quad v_2 = A \cos(\omega t + \phi);$$

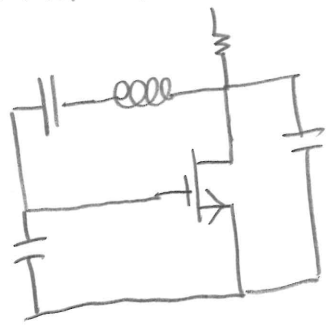
$$\begin{cases} v_1(t) + v_2(t) = 2A \cos \frac{\phi}{2} \cos(\omega t + \phi/2); \\ v_1(t) - v_2(t) = 2A \sin \frac{\phi}{2} \sin(\omega t + \phi/2). \end{cases}$$

Generatore di segnali single sideband;

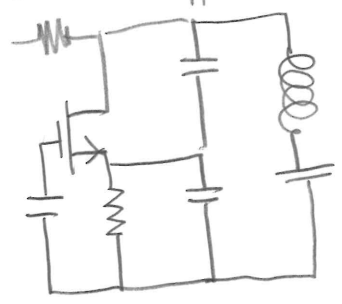


Oscillatori single ended;

oscillatore di Pierce;



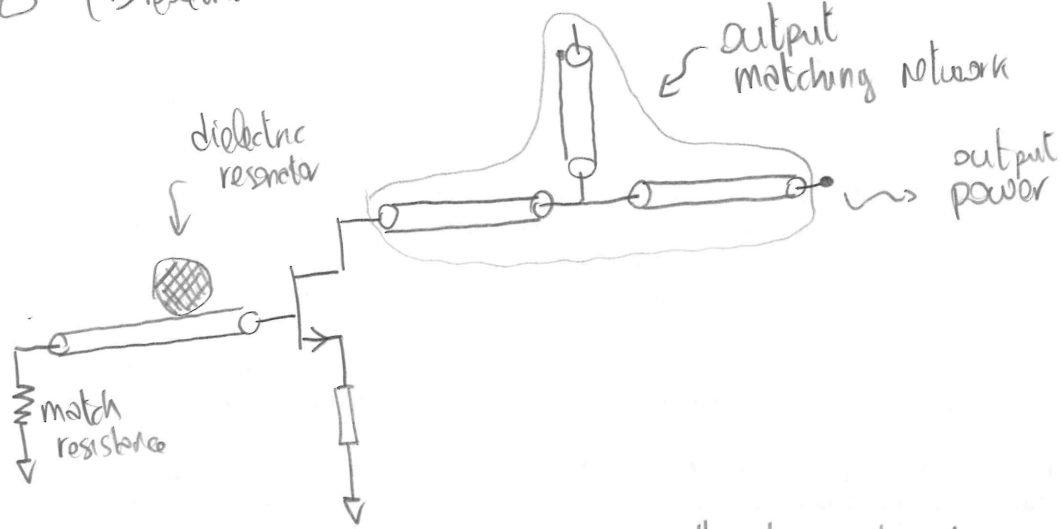
oscillatore di Clapp;



Oscillatori a microonde

Per realizzare oscillatori a microonde, o si fanno oscillatori in subarmonica per poi moltiplicare la frequenza, o si usano i risonatori dielettrici: delle sorte di "pastiglie" con dimensioni tali da risonare alla frequenza per cui son progettate. Sono delle sorte di cavità risonanti con elementi ad alta costante dielettrica. Come scelta dei dispositivi, si ha la scelta tra FET (più numerosi ma che lavorano a frequenze più alte), e bipolari (meno numerosi ma più lenti).

Un DR (Dielectric Resonator Oscillator) ha una struttura di questo tipo:



Si stabilisce la posizione del risonatore sulla linea di gate misurando l'uscita con uno spectrum analyzer, e il gate va in aperto, oscillando alla sb frequenza del risonatore, ma restando stabile per le altre. muovendo (po) il risonatore, si manipola l'ampiezza; se si sposta troppo dal punto di partenza però, si perde le oscillazioni.

Amplificatori per base stations

Criticità vera: il backhaul, ossia le parte dietro l'ampli; le figure di merito per l'ampli sono:

- costo;
 - linearità (ACPR);
 - η ;
 - riconfigurabilità
- le più importanti

Spesso si lavora in compressione (1dB), per avere maggior η . Con una PSK la compressione non è un problema; con una AM/QAM lo diventa.
 Senza linearità, dunque devota compressione degli MP3, ma si deve evitare il backoff, per non ridurre troppo $\eta \Rightarrow$ Doherty

PA Doherty

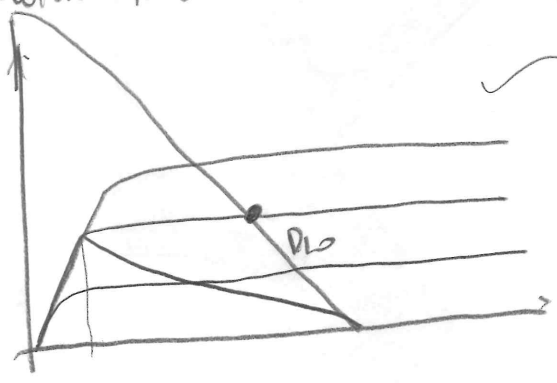
Se abbiamo I_{max} e V_{max} , R_{opt} , $\eta = 78\%$; e I_0 è dimensionale,

$P_{out} = P_{max} - 5dB \Rightarrow \eta = 61\%$

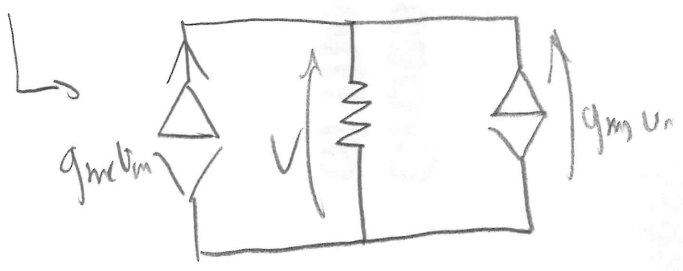
Se però pilotiamo l'ingresso o metà della dinamica, e scegliamo:

$R_L = 2R_{opt}$

abbiamo metà escursione di corrente, massima di tensione, $G = G_{max} - 3dB$, $\eta = 48\%$.



trovare un modo per variare dinamicamente il carico

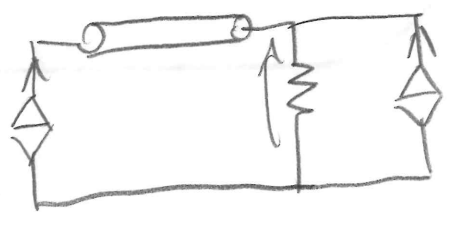


$$Z_L = \frac{V}{I_L} = R \frac{I_1 + I_2}{I_L} = R \left(1 + \frac{I_2}{I_1} \right)$$

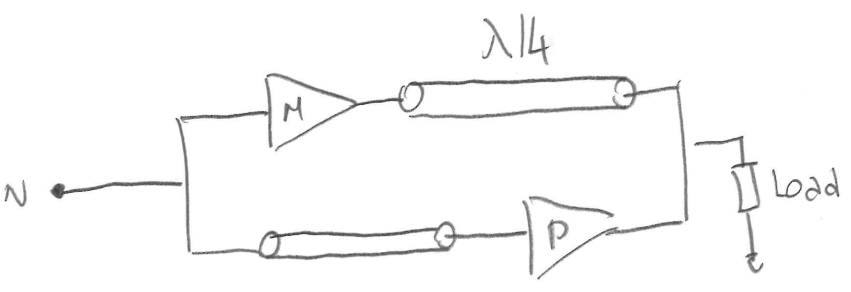
Quello che noi vogliamo è che Z_L si riduca al crescere di v_m :

$$Z_L = \frac{R^2}{R_q} = \frac{R^2}{R \left(\frac{I_0 + I_2}{I_0} \right)} = R \frac{I_0}{I_0 + I_2} = R \left(1 - \frac{I_2}{I_0 + I_2} \right)$$

$R = 2R_{Lo}$

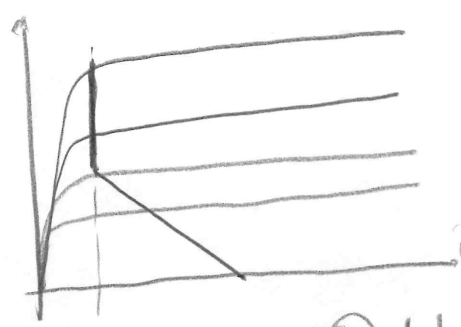
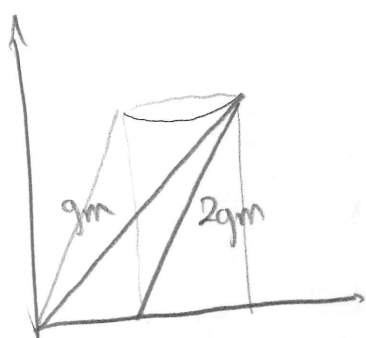


Schema di base:



M: main

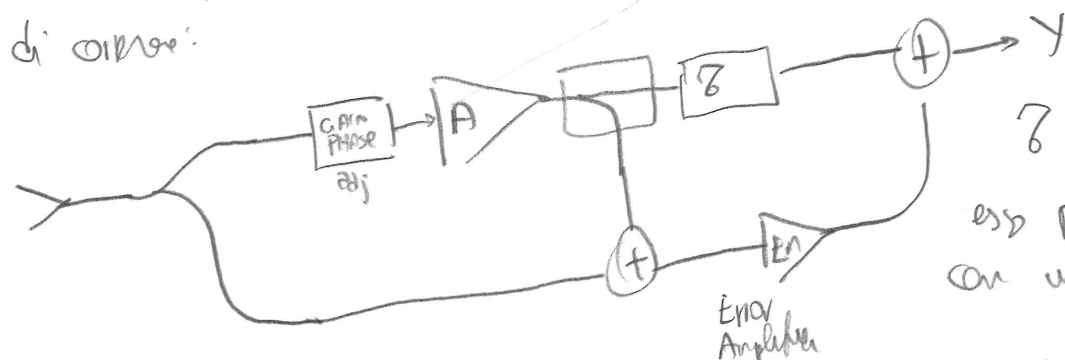
P: peak: spento fino a $V_{ES} = \frac{1}{2} V_{ESmax}$, poi si accende per ridurre il carico.



Il peak si può fare con un class B o C (il quale però ha slow wave up): appena conduce il quodora meno (lo si smadmanano, 2,5 invece di 2). A causa del $\lambda/4$, è a banda stretta; e il carico è complesso, risultato, dando approssimare una effetto line.

Predistorsione: i PA di solito han caratteristica compressiva; per "compensarla", molto prima un dispositivo della caratteristica estensiva. Ricorda da Friis non vale. Si ricavano miglioramenti di onda 10dB sul MP. Al posto di far predistorsione RF si può fare una lettura del PA Co dell'utente e mandare un DSP (anche il solo moltiplicatore) che poi verrà predistorsione (parlare da modelli (reti neurali, Look-up tables, modelli polinomiali).

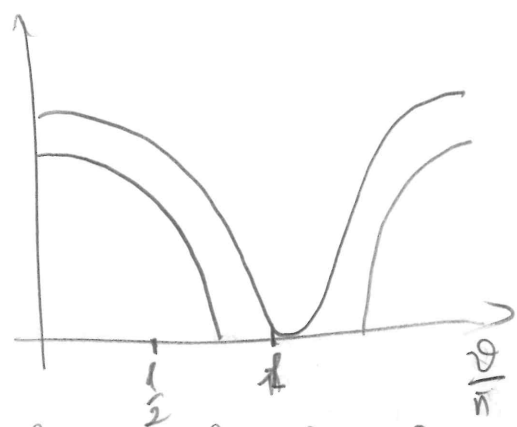
Feedforward: sommare all'uscita del PA un segnale di errore, che compensa il suo contenuto non lineare. Ho due ram: quello "principale", e quello di errore:



Z molte a posto i delay: esso può essere "messo a posto" con un tuning fine.

C'è abbasso G_c ma miglior η o la linearità, nonché la banda.

2.1) La differenza sta nel fatto che le varie domi condurren per tempi diversi: si definisce un angolo di conduzione di una, data una sinusoida, l'insieme dell'angolo blocc per cui essa e' amplificata. La corrente i_o si definisce come una funzione a tratti di $V(t)$, limitato tra ϕ e 2π . Nella domo A, $\alpha = 2\pi$; B, $\alpha = \pi$; C, $\alpha = L\pi$; AB, $\pi L < \alpha < 2\pi$.



Gioco permette di discriminare tra loro le varie domi, e' il punto di lavoro: la domo A avra' una V_{os} prossima a $-\frac{V_f}{2}$; esse e' sempre sopra soglia. Più si va verso la B, più V_{os} e' prossima a $-V_f$ (si abbassa verso V_f), e dunque per sempre più tempo si va verso la non-conduzione a V_f , classe B si conduce solo sopra soglia.

Varonamo di conseguenza i vari parametri: η , G , η_{pre} .

2) L'efficienza η aumenta dal momento che essa e' definita come:

$$\eta = \frac{P_{RF}}{P_{DC}}$$

se si va verso la domo B, si "conduce" per meno tempo; questo significa che si evita di far passare corrente quando non serve. Ciò che si fa e' ridurre P_{DC} , dunque aumentando η .

Il guadagno e' un concetto legato alla linearità, dunque a ω costante, al valore dell'angolo di conduzione di alla 1^a armonica. Data l'espressione di $i_o(V(t))$, la si sviluppa usando Fourier, si prende la I_{c1} , e con essa si definisce il $G_T \cong \frac{P_{out}}{P_{disp}}$. Essendo $P_{out} \propto I_{c1}^2$ ed essendo I_{c1} decrescente (oppo un max), si avrà G_T con lo stesso andamento. η_{pre} ha sempre G_T (oltre che η), un max in domo AB, o in domo C, a seconda del guadagno.

GA.

2.3) $P_{L,opt} \approx \frac{V_{DS,DR}}{I_{DSS}}$

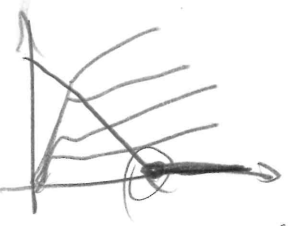
Questo deriva dall'aver massimizzato 2 parametri: potenza in uscita, e dinamica (questo, scegliendo un punto di lavoro idoneo). Il carico small-signal è atto a massimizzare il guadagno di piccolo segnale; massimizzare esso non significa massimizzare P_{out} ! Per massimizzare G_A , è necessario trovare il complesso coniugato del carico di uscita del sistema e adattarlo.

2.4) 5 segnali a inviluppo costante non trasportano informazione sulla loro ampiezza, dunque possono essere trattati anche con sistemi non lineari, il cui guadagno può avere variazioni (ma la cosa non ci riguarda più di tanto). Nei segnali a inviluppo variabile mantenere l'informazione dell'ampiezza è importante dunque sono sistemi più lineari.

2.5) In classe A, si ha: $I_{DSS} = \frac{I_{DSS}}{2}$, $V_{DS,DC} = \frac{V_{DS,DR} + V_{DS,CR}}{2}$; ciò porta ad avere il punto al "baricentro" dei possibili punti, con conduttore permanente.



Il punto centrale per la tensione (in meno a $V_{DS,CR}$ o $V_{DS,DR}$) è una costante anche per le altre due classi, mentre cambia la V_{DS} ossia la I_{DSS} : nel caso del classe B, $I_{DQ} = \frac{1}{2} I_{DSS}$; in questo caso conduttore solo SOPRA la soglia;



Nel caso del classe C, $I_{DQ} < \frac{1}{2} I_{DSS}$, dunque ancora peggio;

2.6) In tutti gli amplificatori fortemente non lineari, in uscita sono un passabanda un certo accordo, al fine di bloccare le armoniche superiori nel carico; c'è allo stesso tempo limitata molto la banda del sistema!

2.7) Il problema legato agli MP è un problema di filtraggio: questi sono non filtrati. Per fare ciò, però, è necessario che questi prodotti siano lontani dalla banda del segnale! Nel caso degli MP di II° ordine ciò è verificato: II° ordine significa che, a $\omega \pm \omega_0$, $|b| + |b| = 2$. Nel caso dei battimenti differenza di ordine 3, invece, (e per $\omega_1 - \omega_2$), i prodotti in non banda! O comunque nel canale adiacente.

(A3)

2.8) Man mano che in un test a 2 toni, aumento la potenza di ingresso (dunque la potenza dei 2 toni), mi avvicino sempre più al punto di compressione; più si comprime, più i termini secondari (non lineari) dello sviluppo in serie di Taylor si fanno sentire, e con essi (moltiplicando come Vin una somma di 2 seni o coseni), il "prodotto misto" che si viene a formare nel Taylor cubico. Parlando di crescita cubica si avrà dunque, in dB, il triplo della pendenza.

2.9) Per load-pull si intende una procedura di progetto dell'impedenza di carico di un dispositivo non lineare; si fissa una Pin e si "regola" il carico, misurando l'uscita, in modo da ottimizzare i parametri interessanti di progetto (MP, Gi, Pout -). Si deve mettere il carico nel punto di "separazione" al centro dello "spazio" (curve costanti) che son con' (o non con') a causa delle non linearità del sistema. X

2.10) All'ingresso del sistema noi conosciamo la potenza dei toni che introduciamo e misurare la potenza di uscita non è critico; possono supporre note (mediante il guadagno) le potenze di carrier e, come il sistema è a banda stretta, anche gli MP (che sono uguali). Inoltre il test a 2 toni permette anche di avere una stima della compressione di guadagno. Tutto ciò, supponendo che (A) sia costante sulla banda che ci interessa. NO: ~~non~~ vale x che a banda stretta

2.11) Il sistema non può reggere in uscita una tensione superiore a V_{orb} , e/o una corrente maggior di I_{orb} . Se si ha il "supero" di una di queste condizioni, si ha un clipping, ossia la sinusoide arriva fin dove può e poi si "appiattisce". Ciò è più radicale della saturazione e NON si vede bene con ordini molto elevati / Con il power series model. Dallo sviluppo di Fourier della forma d'onda, n' vede che:
 $P_{out} \approx \frac{1}{4} P_{out @ 1dB} \approx P_{out @ 1dB} = P_{out @ comp} + 2 \text{ dB}$

2.12) $P_{out} = PRF$: aumentando P_{in} si aumenta η , anche oltre il 50%, perché si va fuori da quello che è il vincolo di linearità, dunque si ha un consistente aumento di η . Che così poi abbia senso, dal momento che si sta usando fuori linearità un ampli il cui pregio è quello di essere molto lineare, è un altro discorso. Di solito quel che si fa è lavorare al punto di compressione a 1 dB.

2.13) Come noto, la potenza di uscita dipende dalla 1^a armonica: tutti i termini in $\cos(\omega_0 t)^n$ partecipano a ciò che è l'uscita "principale" del sistema. Dal modello a serie di potenze, però, si vede bene che ogni termine di ordine dispari introduce termini alle frequenze dispari da $\omega_0 t$ fino a $n \omega_0 t$, n indice dello sviluppo dispari considerato. Il 3^o termine dispari di fatto contribuisce a $3\omega_0 t$ e a $\omega_0 t$. Essendo il termine compresso (e non che non progettato per la predistorsione), esso dipende dal termine di 3^o ordine, che dipende da P_{out}^3 , dunque da $P_{in}^3 |H(f)|^6$.
 Ciò, dopo varie semplificazioni, non semplificherà il $|H(f)|$, perché il termine lineare dipende solo da $|H(f)|^2$. Da ciò la formula:

$$P_{out @ comp} = \frac{0,145}{8 P_g |H(f)|^2} \left| \frac{d_1}{\omega_3} \right|$$

[discorsi migliori con f. perché $|H(f)|$ è di tipo passa basso/banda, o si riduce per effetti parassitari] linear, dunque $P_{in @ comp}$ annulla. NON è bello

2.16) $\eta_{pot} = \eta \left(1 - \frac{L}{G_{sp}} \right)$. Parte, di che si vuole $G_{sp} \rightarrow G_t$ per necessità, etc.

2.15) PoC in un amplificatore in classe A è costante al variare della potenza di ingresso; di fatto, variando la potenza di ingresso, ciò che ottengo è di "deflettere" parte di questa PoC all'uscita. Questo significa che, più forte è la Pm, minore sarà la PoC buttata via, dissipata in calore, dunque minore la temperatura.

In classe B $V_{GS} = V_T$: se non ho un v_{gs} sopra questo V_{GS} allora il transistor non conduce: la potenza si riduce con il segnale di ingresso.

2.9) : Considero dei carichi e per ciascuno faccio uno sweep di potenza; mi feno tp a 1 dB. In questo modo selgo il caso ottimo misurando la Pout) solo un qualche punto di uslo.

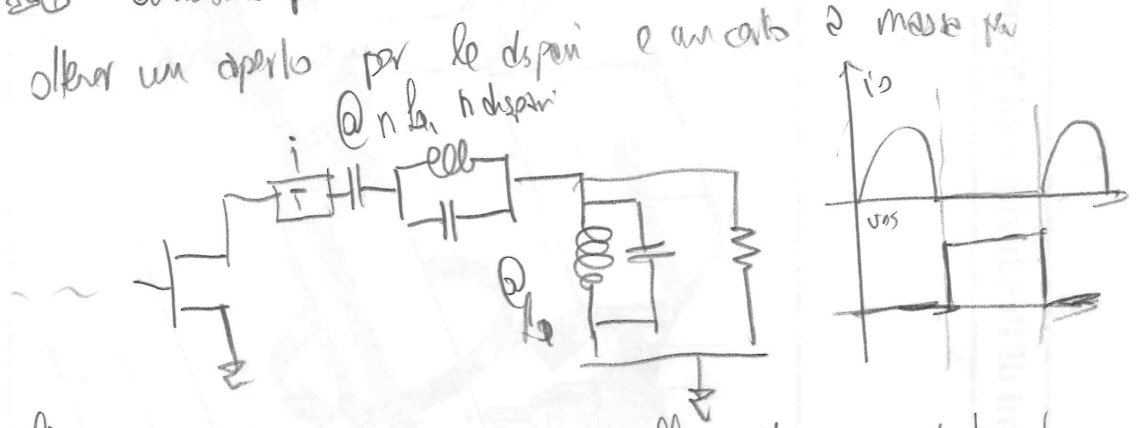
2.10) : È una misura a bande strette: gli mp son prossimi a una certa frequenza. Le armoniche son lontane, dunque servono strumenti molto precisi!

4.1) L'amplificatore in classe F è concettualmente ben diverso da quello in classe B, seppure si abbia qualcosa in comune; il punto di lavoro.
 Al solito, alla fondamentale voglio vedere una sinusoide di corrente e di tensione; la V_{GS} è sulla soglia, dunque la i_D sarà raddrizzata.
 La differenza rispetto al classe B è la V_{DS} : il circolo deve essere tale da permettere una V_{DS} a onda quadra, con $V_{DSmax} = V_{DSBr}$, $V_{DSmin} = V_K$. Al fine di aver $\eta = 100\%$, si fa in modo che quando $V_{GS} = \phi$, $i_D = 0$ e viceversa; mai condurre e tenerlo assente, in modo da non dissipare potenza.

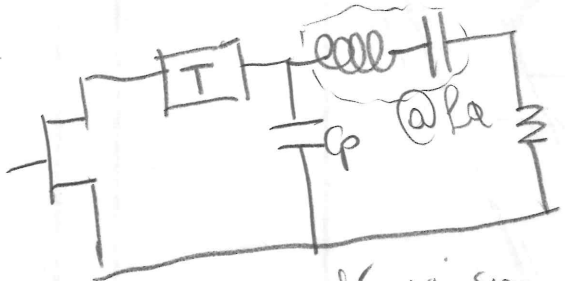
Ciò che si vede è che:

- La tensione ha solo armoniche dispari;
- La corrente ha solo armoniche pari.

Dovrò far in modo da ottenere un aperto per le dispari e un corto a modo per le pari.
 Si fa così:



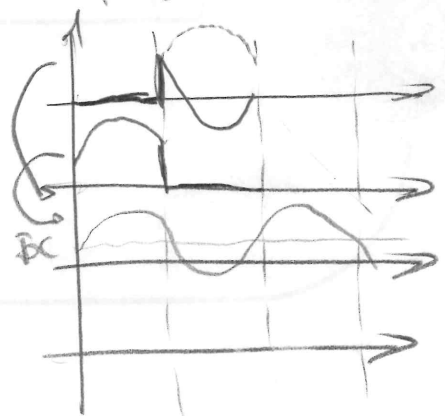
4.2) Per avere alta efficienza, un'idea può essere quella di usare il transistor come intermittente, al fine di realizzare un amplificatore switching.
 L'idea dell'amplificatore a classe E è la seguente:



Uso un risonatore SERIE sull'uscita;
 V_{DS} è sul carico (o parte per il filtro) una tensione sinusoidale. C_p dovrà avere una tensione circa sinusoidale; essendo

C_p un condensatore perché vi sia tensione circa sinusoidale, i_C dovrà essere discontinua. In questo modo, avrà una corrente somma di i_{sw} e i_{cp} sinusoidale.

Problema: aver esattamente una sinusoide è molto difficile, essendo le discontinuità ricche di armoniche; molte, per questo $\eta < 1$, e il guadagno sarà basso.



4.3) In un amplificatore switching, il dispendio attivo non funziona in linearità; questo significa che la potenza o la tensione di uscita non dipendono da quella di ingresso, ma dalla V_{cc}. Questo fatto quindi lontano dall'essere modellazioni in cui l'ampiezza contenga informazioni: si devono usare segnali a inviluppo costante modulati in fase (per esempio, modulando una FM): mantenere l'informazione in f o nel Duty Cycle.

4.4) Per ACPR si intende il "Adjacent Channel Power Ratio", ossia il rapporto tra la potenza su di uno dei canali adiacenti e quello usato dal dispositivo e quella che si viene a formare nel canale:

$$ACPR \triangleq \frac{\int_{HC} P_{out}(f) df}{\int_{CC} P_{out}(f) df}$$

Per CIMR₃ si intende il Carrier to InterModulation Ratio: rapporto tra la fondamentale (portante) e gli IMP₃, in dBc.

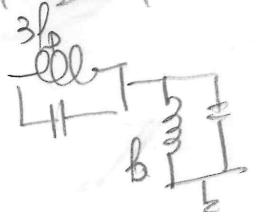
$$CIMR_3 = \frac{P_{out}(f_0)}{P_{IMP_3}}$$

Il ACPR quantifica, sul canale, lo spectral regrowth, CIMR lo fa per una singola frequenza.

4.5) Facendo due conti, introducendo segnali a inviluppo costante e variabile in un sistema non lineare (ex., $y = ax^3$), si vede che per segnali a inviluppo variabile, si ha un maggior spectral regrowth. Questo significa che i PA nel caso di segnali a inviluppo variabile devono essere più lineari, in modo da ridurre lo spectral regrowth. Il filtro LPF può portare a segnali a inv. variabile. [dentro il discorso della combinazione di 2 seni?]

4.6) Costante: FM, MSK, FSK; variabile: AM, QAM, QPSK (dopo filtraggio)

4.8) Come noto, i risonatori nel class F devono essere tali da sopprimere ogni armonica al di fuori della fondamentale, nel canale; ciò che si fa in pratica è regolamentare solo alcune delle armoniche: di solito, si ammette e filtra la II^a e la III^a, ma non altre. Ci si può fare per esempio così: con solo 2 risonatori



4.9) Di solito si definiscono le condizioni di lavoro di un amplificatore quelle in cui sta in linearità. Overdrive significa spingere il segnale di pilotaggio oltre questi limiti, mandando l'amplificatore in saturazione, ma aumentando generalmente η . Ciò riduce il guadagno, aumenta la distorsione, e con certi dispositivi (MESFET) non si può fare, perché non si possono mettere $V_{GS} > 0$.

4.10) Generalmente, dove dà molta efficienza c'è poco linearità, e viceversa: gli amplificatori in classe A sono abbastanza lineari ma poco efficienti, quelli in classe B sono lineari e più efficienti, quelli in classe F o E molto efficienti e non lineari.

Alcuni di questa enumerazione, si ha che, generalmente (si ricordi nello frattempo l'esempio della classe A), per aumentare la linearità si può far backoff, per aumentare l'efficienza si overdrive: le due cose sono però, nel caso A, antagónicas. Quando si progetta dunque, si ha in questo senso un trade-off tra η e linearità.

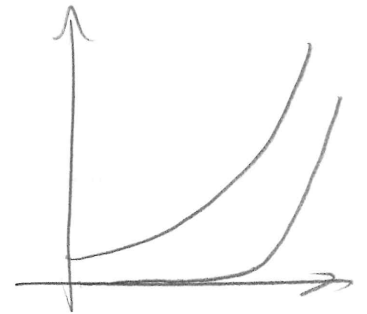
4.11) Per "backoff" si intende una riduzione intenzionale della potenza di ingresso finalizzata ad aumentare la linearità del sistema o disciplinare dell'efficienza. Nel caso del classe A, il backoff riduce lo η linearmente con esso; nel classe B quadraticamente.

In classe AB ho che parte della semionda negativa è amplificata parte no. Per aumentare molto mediante backoff, la linearità, bisogna far in modo che tutta la semionda sia ridonata (AB \rightarrow A)

In classe B, $\eta \propto \sqrt{\text{backoff}}$, ma d'altra parte la linearità non migliora (essendo sempre metà della conduttore solo soglia). La AB ha un η che dipende da P_{in} !

4.12) $\eta_{max} = \frac{P_{DFmax}}{P_{DC}} = \frac{\frac{I_{DSS} V_{GS}}{8}}{\frac{I_{DSS} V_{GS}}{2\pi}} \approx 78\%$

$P_{DF} = R_L \left| \frac{I_L}{2\sqrt{2}} \right|^2$
 $P_{DFmax} = P_{DF}(I_{DSS})$



$\rightarrow \eta = \eta_{max} \frac{P_{DF}}{P_{DFmax}} = \frac{I_{DSS}}{I_L} = \eta_{max} \sqrt{\text{backoff}}$

Transceivers

6.1) GSM: GMSK + FDD + TDMA

↳ GMSK è
FDD: Frequency Division Duplexing;
TDMA: Time Division Multiple Access

Nel GSM, la banda del canale è 200 kHz;
downlink, (925 ÷ 960) MHz (Rx);
uplink, (880 ÷ 915) MHz (Tx). } slide TR14

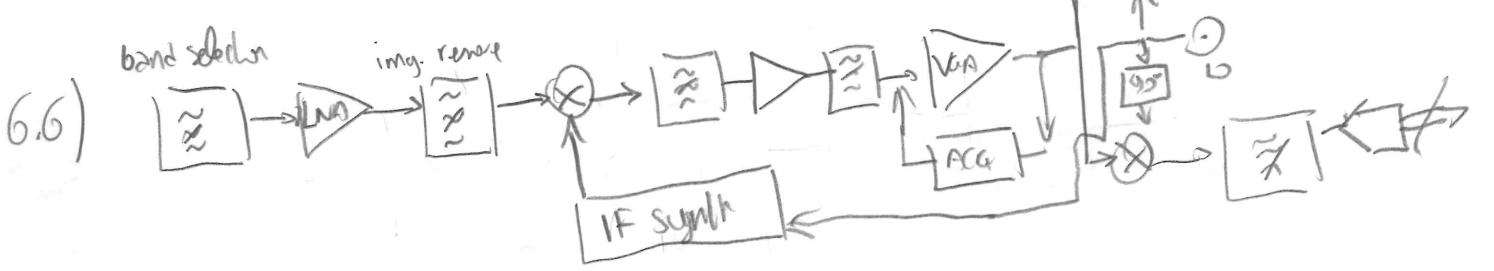
6.2) GaAs: duplexer FDD (Borne isolato elettro), Power Amplifier (PHEMT).
Si BJT: LNA/Mixer/VCO, IF-PLL, IF-AGC, Tx PLL, Tx VCO
Si CMOS: Channel select PLL, ADCs, DACs
Discrete: filters (band-pass, SAW), resonators

6.3) Usare conversioni di frequenza è necessario, al fine di fare elaborazione di segnale con un'elettronica ragionevole.
L'eterodina è una doppia conversione: si manda a una fir (intermediate frequency) il segnale, prima di mandarlo in banda base. In questa frequenza intermedia può fare elaborazione in maniera più semplice come per esempio filtrare facilmente degli interferenti.
Usare questa conversione intermedia permette di usare filtri migliori e a Q più elevata, al fine di performare una migliore selezione di canale; il filtro pre-eterodina dovrà solo selezionare il "gruppo di canali", cercando di reiettare le frequenze immagine. Spesso si usa un modulatore I/Q, al fine di ottenere informazioni di quadratura e fase. Si noti che anche gli IMEZ possono essere pericolosi.

6.4) L'operazione di filtraggio va effettuata con filtri "notch" o "passabanda", che vanno realizzati per forza esternamente all'integrato. A parità di, si deve fare un trade-off tra prezzo del filtro di immagine e reiezione dell'interferente. Ciò si può evitare, sfruttando il fatto che noi produciamo le componenti I/Q del segnale, e facendo in modo da far diminuire le immagini in maniera automatica, senza aver grossa necessità sui filtri. Ciò si può realizzare mediante gli IRR: Image Rejection Receivers come il "Hartley" o il "Weaver"; ricorda: con eterodina tradotta:

- trade-off:
- alta IF: scarsa reiezione interf., buona reiezione immagine.
 - bassa IF: scarsa reiezione immagine, buona reiezione interferente.

6.5) Nella TDD di fatto si ha un "isolamento intrinseco", dal momento che TDD significa: o si "parla", o si "ascolta"; FDD significa "parlare e ascoltare assieme, a frequenze diverse". Questa seconda tecnica richiede dispositivi con miglior isolamento, perché si ha il rischio di saturare o interferire il LNA, rendendolo insensibile a ciò che si riceve dall'antenna. Questo fatto si può vedere mediante il modello a funzione caratteristica.

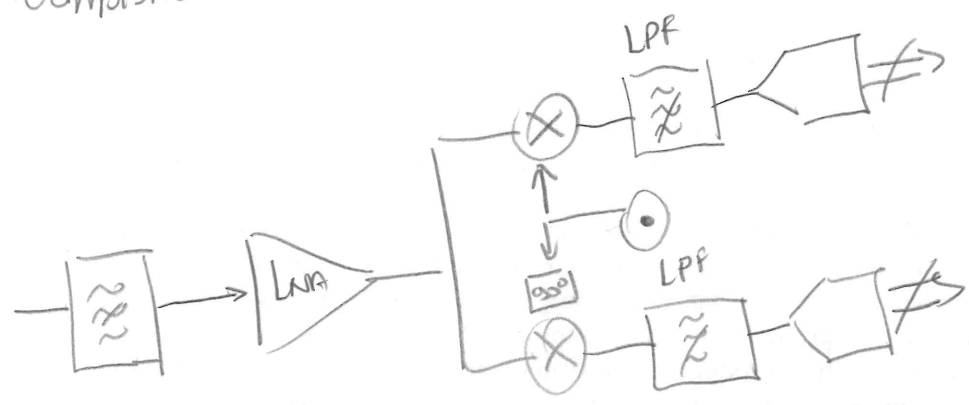


6.6)

6.7) Il ruolo del sample & hold, come in tutti i sistemi discreti è quello di presentare a un ADC dei segnali, che verranno convertiti in numeri e mandati a un DSP (nel nostro caso, per far software radio).

Nel caso dei trasceivers RF, spesso si ricorre al sottocampionamento: essendo i segnali a una banda molto più piccola rispetto alla porzione spettrale della portante, si fa in modo di rispettare Nyquist per la banda del segnale, ma sottocampionando rispetto alla portante. Il rumore di aliasing, in questa tecnica, aumenta come il passo di campionamento.

6.8)



6.9) Eterodina

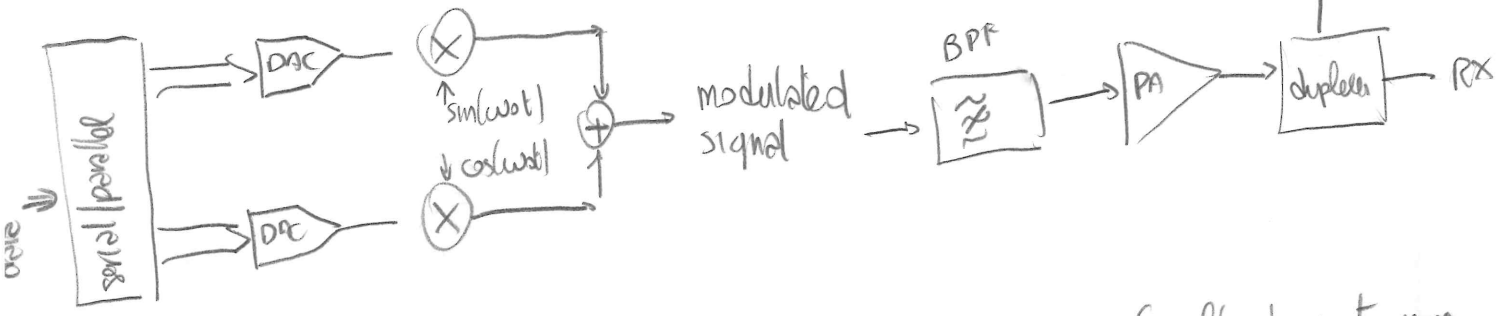
Omodina

- Presenza immagine;
- Miglior gestione interferenti;
- Presenza BPF, non integrabili (SAW)
- Miglior gestione I/Q
- Anche qui si hanno interferenti "pari" ch.

- P - Reiezione completa dell'immagine;
- P - Si usano solo degli LPF (integrabili)
- C - Offset DC, creati dal leakage degli LO, o da interferenti a bassa frequenza
- C - Errori maggiori in I/Q: ora si fa a RF, NON a IF :-C
- C - Gli I/Q possono esser dannosi, creando interferenti a bassa frequenza.
- C - Presenza e influenza del rumore flicker

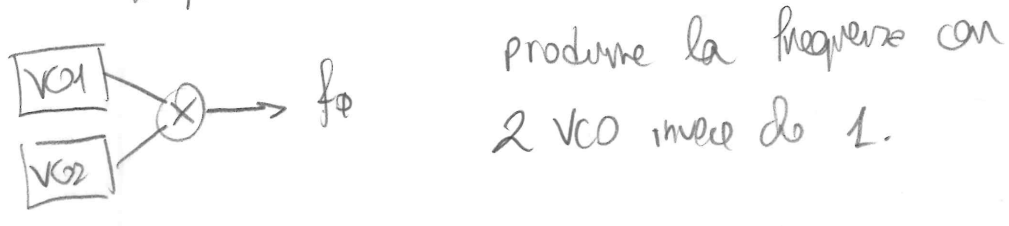
6.10) Dati in ingresso due flussi numerici, I e Q:

(AM)



6.11) Ciò che esce dal PA ha una potenza molto elevata. Se l'isolamento non è fatto per bene, si rischia che il segnale del PA vada verso il VCO, cambiando la frequenza del VCO (injection pulling!) A solution is thus one;

è l'injection pulling

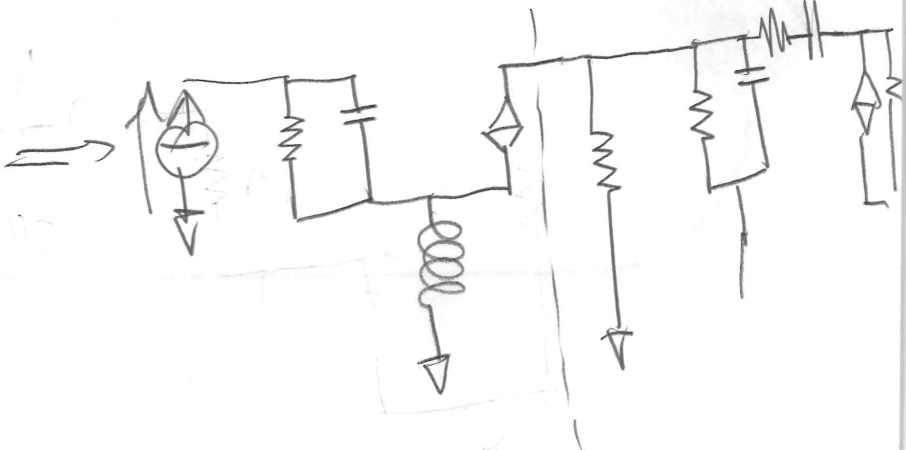
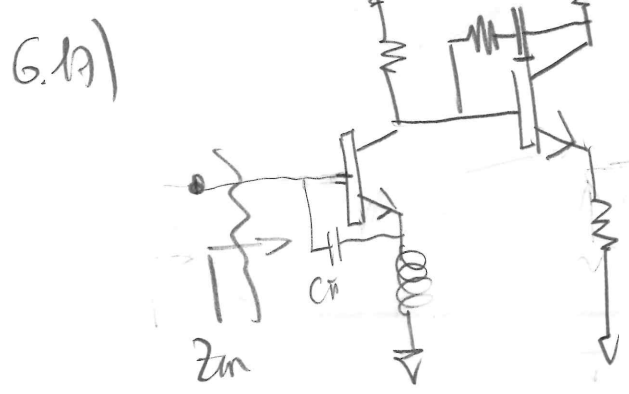
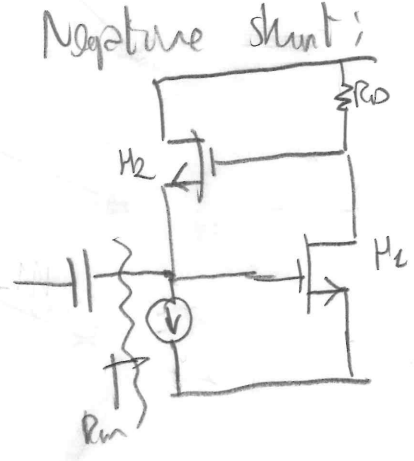
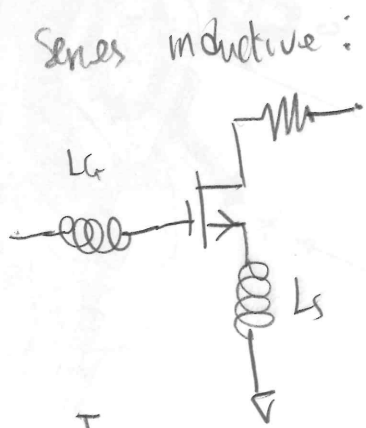
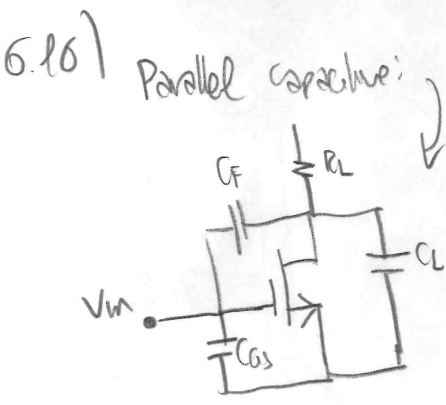


6.12) All'inizio si hanno due BPF, a 900 e 1800 MHz, per la selezione del tipo di banda GSM. Il ricevitore, dunque, ha 2 stadi: una a RF, una alla IF; la RF amplifica il segnale di antenna e lo downconverte a $f_{IF} = 200$ MHz; qui, l'immagine non soppressa di 30 dB. La IF seleziona e amplifica il canale, demodula I/Q; il canale verrà selezionato con un LPF integrato molto selettivo. Il G_{IF} vale in 60dB. Usando il 3-wire serial programming bus, si possono cancellare gli errori di offset su I/Q via software. L'LNA può essere controllato col bus.

6.13) GSM a parte per le frequenze, è sempre lo stesso standard; produrre 1 solo sistema un po' più complicato è comunque meglio di produrre 2 diversi, in termini di costo, dunque il gioco vale la candela. Di fatto, come detto, GSM è sempre GSM; a parte i "frontend" (fino al LNA e al PA compresi, gli amplificatori e i filtri dovrebbero essere ottimali per la frequenza; tutti i blocchi "interni" (la parte IF) son uguali. Multi-standard non è certo si possa fare; dipende dalla frequenza, dalla modulazione, ma può anche essere fatto (per esempio, a livelli di molti blocchi, un ampli potrebbe lavorare su 802.11 o Bluetooth; il non avere, Tx intero, no).

6.14) Invariante la NF è molto importante, e buona parte delle scelte va fatta al fine di ridurle. In pratica però NON si cerca di minimizzare la NF, perché il guadagno associato sarebbe veramente infimo. Ciò che si fa dunque è cercare topologie con una cifra di rumore molto bassa, ma in modo da avere un guadagno ragionevole e matching (senza introdurre rumore evitando resistenze).
 Si vogliono per un LNA, NF ≤ 2 dB.
 In alcuni casi, come il common base si ottiene una NF di 1,76 dB, che può essere accettabile per alcune applicazioni.

6.15) Ci son diverse scelte per realizzare degli LNA: CE, CB, current feedback. Cascode è una soluzione che da un lato aumenta un poco il rumore (si tratta comunque di una soluzione a 2 transistor), ma garantendo i benefici di common gate (buon isolamento) e di common source (buon comportamento di NF e buon guadagno, essendo un carico attivo). Gli stadi risultanti sono quasi unilaterali, perché Miller è molto, dunque migliora la stabilità (dal momento che si "elimina un polo").



$$V_{in} = r_{\pi} \oplus \frac{l}{sC_{\pi}} i_b + r_{bb'} i_b + (\beta+1) i_b sLe$$

$$\rightarrow i_b \frac{r_{\pi}}{1+sC_{\pi}r_{\pi}} + (\beta+1) i_b sLe = i_b \left(\frac{r_{\pi} + (\beta+1) i_b sLe + (\beta+1) i_b s^2 Le C_{\pi} r_{\pi}}{1+sC_{\pi}r_{\pi}} \right)$$

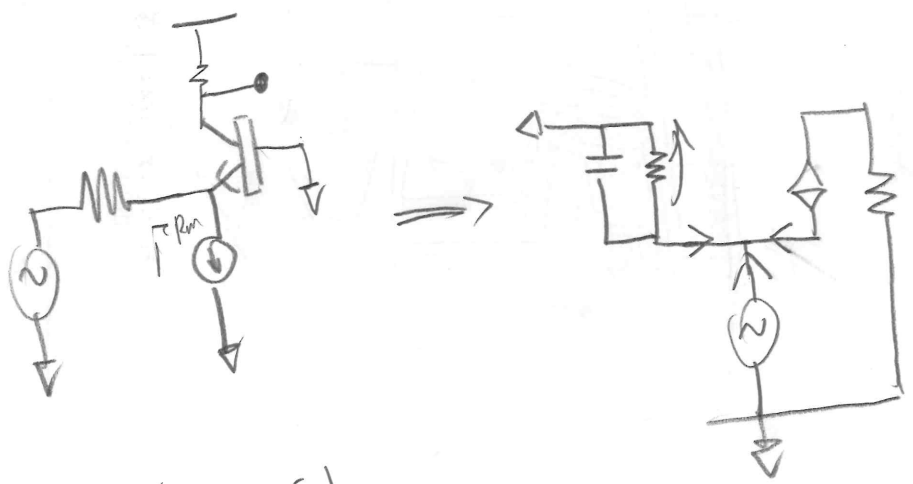
$$\rightarrow r_{bb'} + \left(\frac{\beta sLe}{sC_{\pi}r_{\pi}} = \frac{g_m Le}{C_{\pi}} \right) + \frac{\beta s^2 Le C_{\pi} r_{\pi}}{1+sC_{\pi}r_{\pi}} = s\beta Le$$

$$\frac{V_{in}}{sC_{\pi}r_{\pi}} = \frac{1}{sC_{\pi}}$$

$$\rightarrow Z_{in} = r_{bb'} + \frac{g_m Le}{C_{\pi}} + s(\beta+1)Le + \frac{1}{C_{\pi}s}$$

\rightarrow per avere 50Ω , bisogna impostare g_m .

6.18)



$$i_p = -v_p \cdot \frac{(1+sV_{in}C_{\pi})}{r_{\pi}} - v_p g_m$$

$$\rightarrow \frac{v_p}{i_p} = \frac{r_{\pi}}{1+sV_{in}C_{\pi} + g_m r_{\pi}} \approx \frac{1}{sC_{\pi} + g_m} \approx \frac{1}{g_m}$$

$$\rightarrow \frac{1}{g_m} = 50 \Omega \rightarrow \frac{V_T}{I_c} = 50 \Omega \rightarrow I_c = \frac{0,026}{50} = 520 \mu A$$

6.19) È fondamentale aumentare la linearità perché l'LNA è il 1° blocco della catena: se esse ha un P_{1dB} basso, gli altri saranno coltivi di conseguenza. Se si avesse poca linearità, si verrebbe a creare molta intermodulazione nel sistema.
 Gooder?

RF mixers

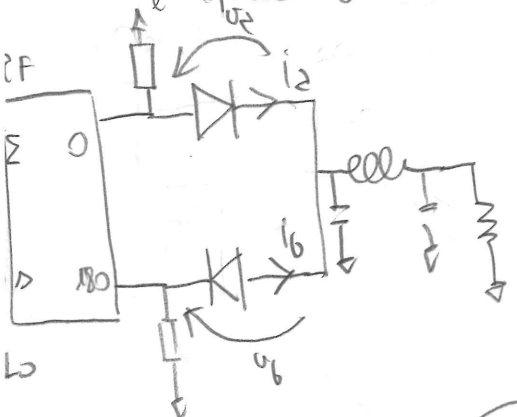
8.1) $f_{IF} : f_{RF} = 2,4 \text{ GHz}; f_{LO} = 1,6 \text{ GHz};$

$\hookrightarrow f_{IF} = (2,4 - 1,6) = 0,8 \text{ GHz}$

Nel caso di scambio, f_{IF} non cambia: sempre 0,8 GHz sarà la differenza.

8.2) Per fare selezione dell'immagine è necessario o filtrare (in contesti transienti) o comunque fare in modo che vi sia una qualche combinazione lineare di due segnali mixati; e si riesce a far in modo da avere le immagini in contofase, allora mediante somma dei segnali esse si eliminano.

8.3) Vi sono concettualmente 2 modi di fare mixing: uno è realizzare una sorta di amplificatore a 3 porte con guadagno variabile (punto di lavoro dinamico); l'altro, è usare dei dispositivi da interruttori. In questo caso l'idea è quella di usare un diodo come interruttore, con questa idea: dentro al diodo si combinano i 3 segnali (f_{RF}, f_{LO}), che nei 3 rami invece sono isolati dai filtri BP. Il fatto che sia "bilanciato" porta a cancellare dall'uscita o f_{RF} o f_{LO} (o entrambe).

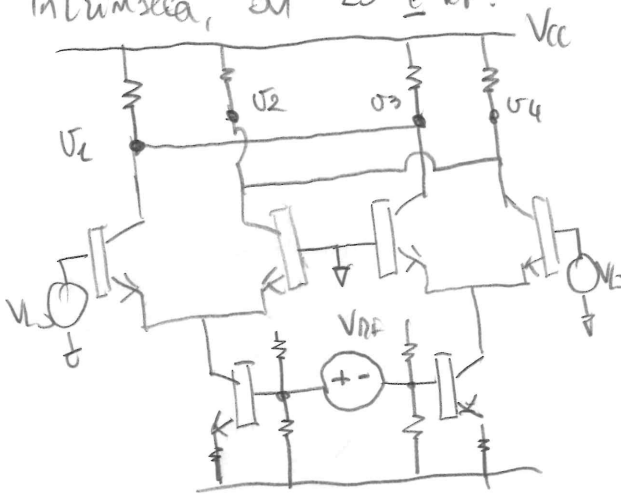


$V_a = V_{RF} + V_{LO}$
 $V_b = V_{RF} - V_{LO}$

$I = eV + bV^2 + cV^3;$
 $I' = eV' - b(V')^2 + c(V')^3$

Tutti questi poi vengono pilotati in onda quadra; al posto dell'accoppiatore posso usare trasformatori a prova corrente.

4) La cella di Gilbert è un mixer attivo, questo significa che essa è un "amplificatore a 3 porte", in cui una delle porte è usata per modulare il guadagno (ossia il punto di lavoro). Essa è un mixer doppio bilanciato; ha una struttura tale da permettere la ricezione automatica, intrinseca, di LO e RF.



La struttura (a BJT) del mixer è la seguente: si ha due coppie differenziali polarizzate da una coppia di transistori. I due transistori sotto impongono una corrente alle coppie differenziali. Sapendo che la gm dei BJT è funzione della I_c , modificando I_c si modifica il guadagno delle celle, ottenendo l'effetto di mixing. Ciò che si può fare è prendere usate differenziali, o per esempio bufferare una, o prender solo quella. Da un solo stadio differenziale si otterrebbe una DC, un segnale in LO e un mixing product; mettendone 2 assieme, il termine in LO viene eliminato.

$$V_{out1} = V_{cc} - \frac{R_c I_o}{2} - \frac{R_c I_o}{4V_T} V_{LO} - \frac{R_c}{4V_T R_E} V_{RF} V_{LO} \cong V_{DC} - A_{LO} V_{LO} - K_{IF} V_{RF} V_{LO}$$

alla seconda mano:

$$V_{out2} = V_0 + A_{LO} V_{LO} + K_{IF} V_{RF} V_{LO}$$

$$V_{out3} = V_0 + A_{LO} V_{LO} - K_{IF} V_{RF} V_{LO}$$

$$V_{out4} = V_0 - A_{LO} V_{LO} + K_{IF} V_{RF} V_{LO}$$

$$V_{IF} = V_1 + V_3 - (V_2 + V_4) = -4 K_{IF} V_{RF} V_{LO}$$

8.5) Buona parte dei conti che si fanno sui mixer si basano sull'ipotesi di piccolo segnale: $|V_{RF}| \ll |V_{LO}|$; questa è la "linearizzazione del sistema temp-variante".
 X Un mixer è un sistema intrinsecamente non lineare, dal momento che genera armoniche non presenti tra gli ingressi, ma solo con RF grosse si finisce per avere disturbi quali saturazione e MP3; i prodotti di ω_{RF} sono trascurabili.

8.6) In un mixer passivo, di solito, la potenza della IF NON è proporzionale alla potenza dell'LO; nei mixer attivi, RF regola la gm del dispositivo, e gm verrà moltiplicata per qualcosa di simile a V_{LO} (e meno di qualche ceduto), dunque in quel caso si ha effettivamente una dipendenza lineare.

8.8) Nei mixer di fatto il rumore entra e viene trattato come un segnale qualunque: trattato in frequenza!
 Si parla di rumore SSB o DSB a seconda dell'applicazione; se il mixer è usato in un convertitore a eterodina, il rumore in banda immagine non si può cancellare; alla IF, dunque, essendo il rumore bianco (costante su f), esso può pure raddoppiare avendo, anche con mixer ideali, 3dB di rumore. In un sistema a omodina, la downconversion è alla DC, dunque questi 3dB non ci sono (DSB): la banda dell'immagine è metà, dunque il doppio della metà è (1) ; non ho rumore spuri.



$$SSB_NF = DSB_NF + 3\text{ dB}$$

↳ "trab solo questo"

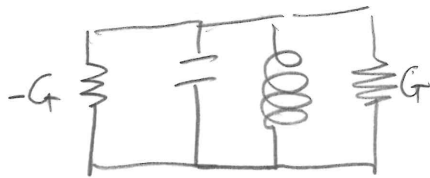
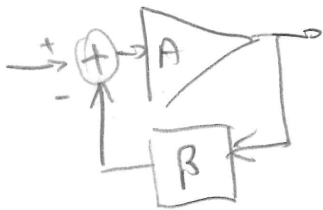
Però su omodina, dà il flicker.

RF oscillators

8.1) L'idea di oscillatore è quella di convertire potenza DC in potenza RF, per generare un segnale idealmente monocromatico. Esistono oscillatori a rilassamento (a stabili, o armonici (che generano segnali monocromatici); l'idea di questi dispositivi è: indurre un feedback positivo per una singola frequenza, fino a quando la sinusoidale in uscita non raggiunge l'ampiezza desiderata; di qui, stabilizzare. Parlar di oscillatori significa parlare di sistemi con due poli immaginari sull'asse $j\omega$: essi, non essendo smorzati, danno luogo a oscillazioni. Selezione della frequenza: volendo noi un segnale con uscita monocromatico, devono esistere un meccanismo che permetta l'instabilità solo a 1 frequenza!
 L'instabilità serve per "far partire" il circuito, serve che $T > 1$ per aumentare l'oscillazione.

9.2) Sono 2 modelli diversi per oscillatori:

X
X



Barkhausen: $|AB|=1$
 $\angle AB = \Phi^0$

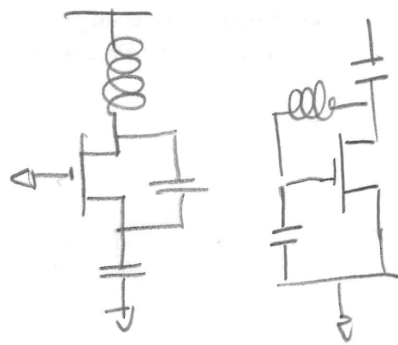
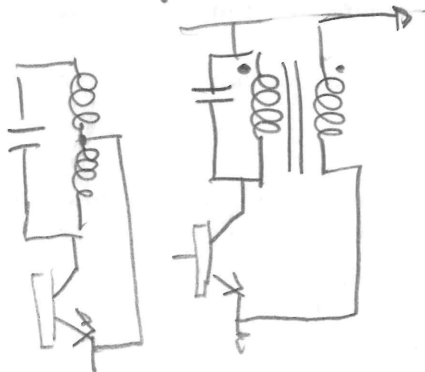
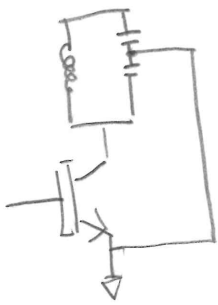
Neg. resistor

Si ha non linearità, ma si riesce a mantenere costante l'ampiezza grazie a dei sistemi (non lineari anch'essi) di limitazione dell'ampiezza dell'oscillazione (AGC + VGA).

9.3) Colpits:

Hartley:

HeiBnor:



9.4) Idealmente, un oscillatore dovrebbe essere: $v(t) = V_0 \cos(\omega_0 t + \phi_0)$;
 in pratica, esso è:

$$v(t) = V_0 [1 + A(t)] \cos(\omega_0 t + \phi(t)) = v(t) + \frac{dv(t)}{dA(t)} A(t) + \frac{dv(t)}{d\phi(t)} \phi(t)$$

$$= \underbrace{V_0 \cos(\omega_0 t)}_{\text{ideale}} + \underbrace{V_0 A(t) \cos(\omega_0 t)}_{\text{amp.}} + \underbrace{V_0 \phi(t) \sin(\omega_0 t)}_{\text{f.p.}}$$

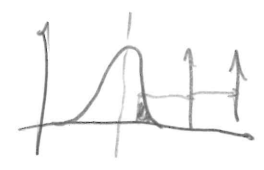
$\phi A = \Phi!$

Il numero di ampiezza si può regolare, mediante degli AGC per esempio; quello di fase NO.

Il rumore di fase allarga la banda del sistema: invece che una riga, l'oscillazione sarà una campana, con "strettezza" della medesima dipendente dal Q equivalente del sistema.

Nel caso si abbiano interferenti, questi andranno a mixarsi con la parte simmetrica, rispetto a EF, dell'interferente: c'è "pura banda di mixing".

Ciò si vede anche sulle modulazioni di fase, dal momento che la presenza di rumore di fase modifica le costellazioni.



9.5) Per L_T (SSB noise spectral density) si intende:

$$L_T(\Delta\omega) = 10 \log_{10} \left[\frac{P(\omega_0 + \Delta\omega, 1\text{Hz})}{P_{\text{carrier}}} \right]$$

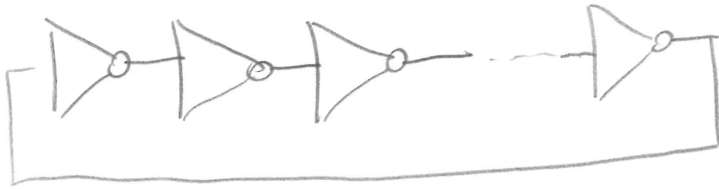
$P(\omega_0 + \Delta\omega, 1\text{Hz})$ significa che, data la frequenza di oscillazione ω_0 , considero una banda di 1Hz a distanza $\Delta\omega$ da ω_0 ; in questo modo si vede quanto il Q del risonatore ha attenuato il rumore, rispetto alla carrier.

Problema: questo parametro racchiude ma non disaccoppia, contributi di phase e amplitude noise.

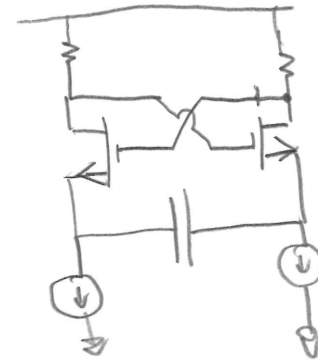
9.7) La formula di Leeson è un modello quasi-empirico per la determinazione di $L_T(\Delta\omega)$: sapendo che i contributi di rumore sono flicker e bianco, e che si ha un andamento della campana $\frac{1}{f^2}$, si ricava questa formula. I parametri sono: il fattore di qualità Q, il "corner di frequenza" da cui il flicker diventa meno importante del bianco, un parametro F dipendente dal dispositivo, la potenza media nel tank.

9.8) Ricipro!

9.9) Ring oscillator:

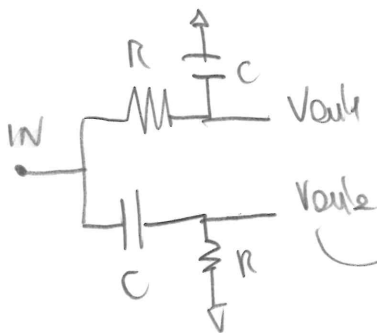


Relaxation oscillator:

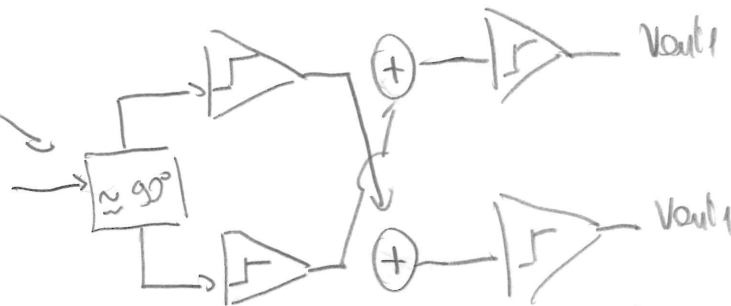


(13)

9.10) Un primo circuito rudimentale è il seguente:



Questo circuito funziona, ma NOB. ESSO può esser usato come input per:

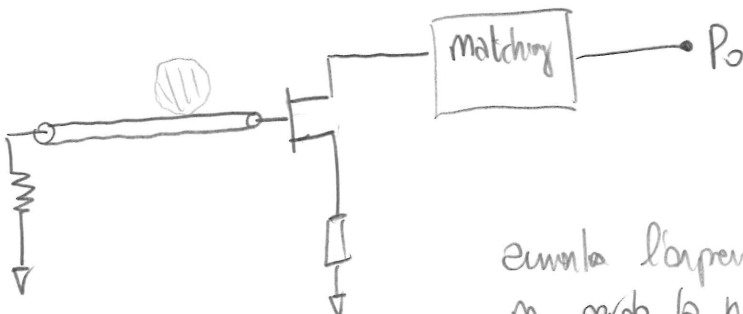


Dato un segnale già circa a 90° , lo si dà a due limitatori (di solito, degli AGC), dunque li si somma; mediante le formule di somma si vede che vien fuori quel che vogliamo.

9.11) Escludendo i DRO, le scelte sono sostanzialmente 3:

- Usare BJT: da un lato hanno basso rumore di fase ma dall'altro sono dispositivi più lenti;
- Usare FET: duali di bipolari: più veloci, ma al contempo più rumorosi;
- A volte si genera la forma d'onda a frequenze "normali", dunque la si moltiplica in frequenza.

Nella pratica la soluzione migliore sono i DRO, si hanno delle sarte di "pastiglie" che in seconde di ore si sono state progettate, risolvono a una certa frequenza. Ammazzabile alla linea di gate si annulla l'impedenza: spostando poco (NON troppo se no però lo usavano)



Progetto di circuiti integrati a radiofrequenza - Esercizi

(EL)

Power Amplifiers I & II

1.1

I dati sono: $V_{DSbr} = 10V$; $V_{DSK} = 2V$; $I_{DSS} = 100mA$; $C_{DS} = 0,3pF$; $f_0 = 56Hz$.

La max variazione di V_{DS} è:

$$V_{DSmaxRF} = \frac{V_{DSbr} - V_{DSK}}{2} = 4V$$

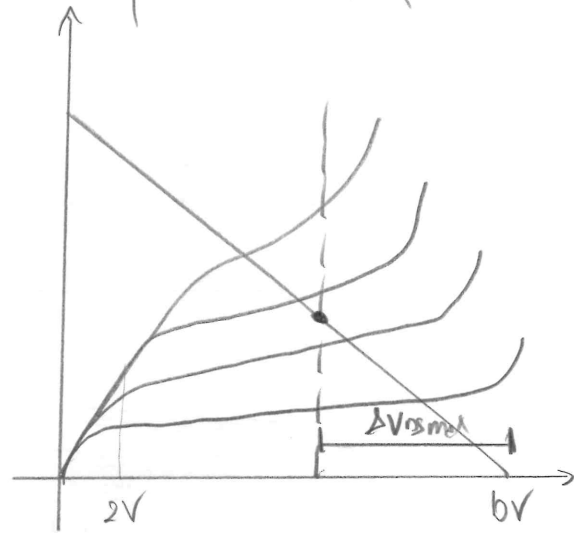
La max. variazione di corrente è $\frac{I_{DSS}}{2}$:

$$P_{RFmax} = \frac{1}{2} V_{DSmaxRF} I_{DSSmaxRF} = \frac{1}{2} \frac{V_{DSbr} - V_{DSK}}{2} \frac{I_{DSS}}{2} =$$

$$\approx 100mW.$$

$$V_{DSQ} = \frac{V_{DSbr} + V_{DSK}}{2} = 6V; \quad I_{DQ} \approx 50mA$$

$$Z_{opt} = ?$$



Rete di uscita: suppongo che il FET esca con C_{DS} in parallelo a Z_{opt} :



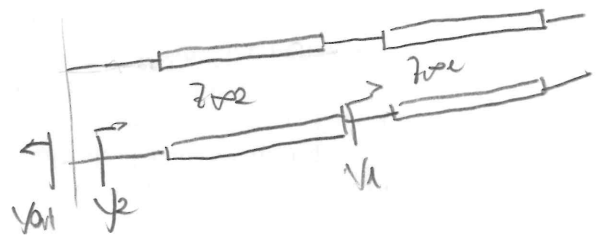
$$\Rightarrow jX_{C_{DS}} = \frac{1}{j\omega C_{DS}} = \frac{1}{j56 \times 0,3} = -j106,1 \Omega; \quad jB_{C_{DS}} = 9,1425 mS.$$

Supponendo che $Z_{opt} = 80 \Omega$, ho: $G_{opt} = \frac{1}{80} = 12,5 mS$

$$\rightarrow Y_{out, disp} = (12,5 + j9,1425) mS. \rightarrow Y_{out, disp} = 15,66 E-3 \angle 37,02^\circ$$

$$Y_2 = Y_{out}^* = (\text{dati } Z_{out} = 50 \Omega);$$

$$\rightarrow Y_{out} = \frac{Y_{out}}{G_{out}} = \frac{(12,5 + j9,1425) mS}{\frac{1}{50 \Omega}}$$



$$= 0,625 + j0,6713 \rightarrow Y_2 = 0,625 - j0,6713 \rightarrow \Gamma_{Y_2} = 0,36 \angle -112,6^\circ.$$

Dato linea lunga $112,6^\circ$ toward load $\Gamma_{Y_2} = 0,36$, $Y_{in} = \frac{1 + \Gamma}{1 - \Gamma} = 0,6739$

$$Z_{in} = 23,8 \Omega \Rightarrow Z_{out} = \sqrt{23,8 \times 50} = 34,5 \Omega$$

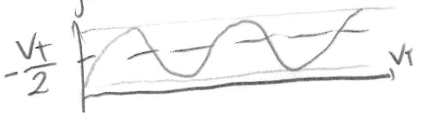
Per quanto concerne i guadagni, o meglio il guadagno di trasduzione:

$$G_t = \frac{P_{out}}{P_{in,disp}} = \frac{P_{RF,max,out}}{P_{in,disp}}$$

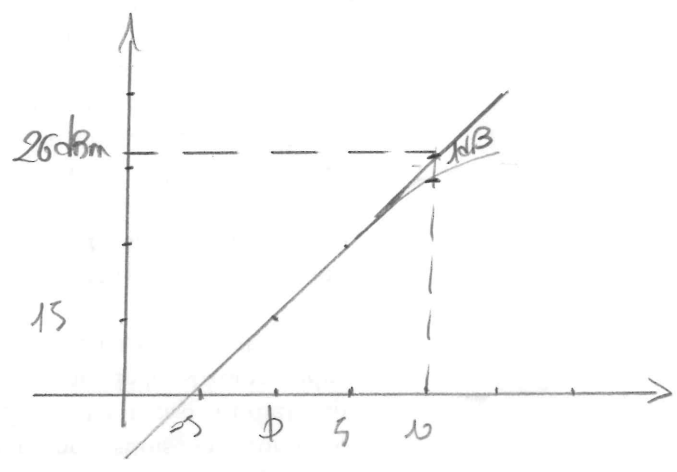
Supponendo $E_{peak} = 1V$ $P_{disp} = \frac{1Egk}{8Rg} = 2.5mW$

→ $G_t \cdot \frac{100mW}{2.5mW} = 40$ (16 dB)

E_{peak} è LV poiché, essendo la classe A così, ho che $v_{gs2} = +\frac{V_t}{2}$, e che la max escursione sarà $|\frac{-v_t}{2}|$, in questo caso 1V.



1.2) $P_{out,sat} = 26 dBm$, @ $P_{in} = 10 dBm$. Se in linearità $G_{op} = 15 dB$
 a 1 dBm ne avrà 15.



1.3) @ 1 dB compression

$P_{in,1dB} \approx P_{in}$: se ho 20 dBm come P_{out} a 1 dBm di ingresso; questo significa che:

$$G_{op,lin} = P_{out,dB} - P_{in,dB} = 19 dB$$

↳ $P_{out,lin,1dB} = 15 dBm + 19 dBm - 1 dBm = 33 dBm$
compression

$P_{out,sat} \approx P_{out,lin} + 2 dB$ (boh?) = 35 dBm

Poi: per la III^a, @ 1 dBm, ho -30 dBm di III^a armonica

Da slide 1/7: [in dB]:

$$P_{in} = \frac{1}{n-1} [G_{op,ss} - K_n] ;$$

$K_n = [per lo stesso punto] =$

↳ $\frac{1}{3-1} [19 dB + 33 dB] = 26 dBm$

$= -n P_{in} |_{dBm} + P_{out} (3^{rd}) |_{dBm} = -3 * 1 dBm - 30 dBm = -33 dB$

1.4) Ho da $V_{DSQ} = \frac{15V_{cc}}{2} = 8V$; $I_{DQ} = \phi$; $\Rightarrow V_{DS\phi} = -V$
(in classe B infatti potenza alla soglia).

RIP: $\frac{V_{DS} - V_{DSM}}{I_{DSS}} = 46.9 \Omega$

PRF max = $\frac{1}{2} \times \frac{V_{DS(DR)} - V_{DSM}}{2} \times \frac{I_{DSS}}{2} = \frac{V_{DS(DR)} V_{DSM}}{8} = 9.525 W$
 \rightarrow sviluppo Fourier de amovca

1.5) Prima di tutto, $PRF_{max} = \frac{(V_{DS} - V_{DSM}) I_{DSS}}{8} = 450 mW$; $\rightarrow 26.5 dBm$.

posso da qui calcolare G_{oplin} perché ciò (i 26,5 dBm) li ho alla compressione:

$G_{PS} = 26.5 dBm - P_{in, dB} = 16.5 dBm$

$P_{out, sat} = P_{out, lin} + 2 dB = 28.5 dBm$

Dalle slide so che:

$PRF = PRF' \times \frac{R_L'}{R_{L0}} \quad (R_L' \ll R_{L0}) \Rightarrow PRF_{dBm} + (R_L'_{dB/\Omega} - R_{L0_{dB/\Omega}}) =$
 $= 29.5 dBm + 10 \log_{10}(\frac{1}{2}) = 25.5 dBm$

1.6) Dalla figura 20dB di G_{oplin} , -3 dBm (-2.5), $IP_3 = 7 dBm$.

1.7) Dalle slide:

$P_{1IP3} = \sqrt{\frac{G_P P_{in}^3}{P_{1IP3}}} \Rightarrow P_{1IP3_{dBm}} = G_P_{dB} + 3 P_{in_{dBm}} - P_{1IP3_{dBm}}$

$G_P = 20 dB$; $P_{in_{dBm}} = -15 dBm$; $P_{1IP3_{dBm}} = -30 dBm$

$\rightarrow P_{1IP3_{dBm}} = 2.5 dBm$

1.8) Sensitivity: $S_{dBm} = NF_{dB} + SNR_{out_{dB}} - 173.82 + 10 \log_{10}(B) = -56.8 dBm$;
 $= Noise Floor = NF_{dB} + 10 \log_{10}(B) + 10 \log_{10}(m^2) = -76.8 dBm$

SFDR = $\frac{2}{3} (IP_{3_{dBm}} - S_{noise floor_{dBm}}) - SNR_{out_{dBm}} = \frac{2}{3} (10 dBm + 76.8 dBm) - 20 dB = 37.9 dB$

3.1) Ampli classe A₁ 15 dBc CMR a 20 W, 20 dB di guadagno

$\eta = 35\%$. Quanto backoff devo fare?

$\rightarrow P_{ordem} = 10 \log_{10}(2 \times 10^4) = 43 \text{ dBm}$; (44 dB lineare).

Ho 15 dBc, ne voglio 30; per far ciò, devo far backoff in modo tale che $2 \times P_{distorsibile} = 15 \text{ dB} \Rightarrow$ abbasso P_{in} di 7,5 dB. Infatti, se la P_{outlin} si riduce di 1 dB al dB, la P_{out}^3 , collegata alla III^a armonica, di 3 dB al dB; per ogni dB che tolga ne guadagno 2 di CMR.

Nel classe A₁ P_{DC} è invariante al backoff; dunque:

$$\eta = \frac{P_{RF}}{P_{DC}} \Rightarrow \frac{P_{RF}}{\eta} = P_{DC} = \frac{20 \text{ W}}{0,35} = 57,14 \text{ W}$$

Se tolgo 7,5 dB a P_{out} rispetto alla compressione

$\rightarrow P_{RF}^1 = 43 \text{ dBm} + 1 \text{ dB} - 7,5 \text{ dBm} = 36,5 \text{ dBm} = 4,667 \text{ W}$

$\rightarrow \eta = 7,818 \%$. $\eta_{PAE} = \eta \left(1 - \frac{1}{G_{op}}\right)$

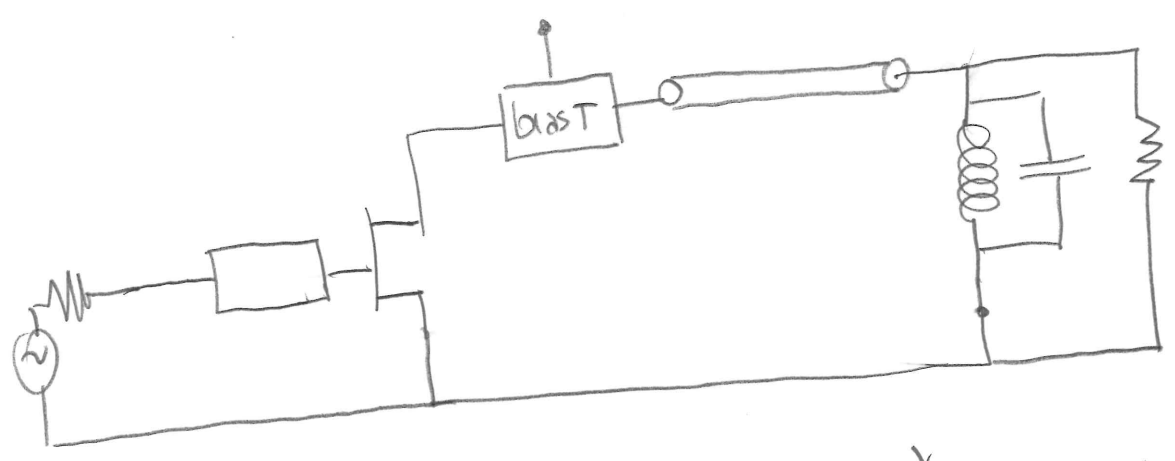
$G_{op} = 20 \text{ dB} - 1 \text{ dB}$ (alla compressione) = 19 dB = 79,43

$\rightarrow \eta_{PAE} = \eta \left(1 - \frac{1}{79,43}\right) = 34,6\%$ [sono alla compressione, dunque toglgo 1 dB];

$\eta_{PAE\text{new}} = \eta_{\text{new}} \left(1 - \frac{1}{100}\right) = 7,1\%$
 $\rightarrow 20 \text{ dB}$

3.3) $R_{L0} = 35 \Omega$; $Z_{in} = 50 \Omega$; $\omega_0 = 3 \text{ GHz}$; trovare C_1 se $L_{res} = 5 \text{ nH}$. (ES)

Dalle slide lo schema è il seguente:



$$R_E = \frac{Z_{in}^2}{R_{L0}} = 71.6 \text{ k}\Omega; \quad \lambda = \frac{c}{f} = 10 \text{ cm}; \quad \frac{\lambda}{4} = 2.5 \text{ cm};$$

$$f_{\phi} = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \rightarrow C = \frac{1}{4\pi^2 f^2 L} = 56 \text{ fF}$$

5.1) Ricordo che:

$$SFDR = \frac{2}{3} [IP_{3\text{dBm}} - \text{Noise floor}_{\text{dBm}}] - \text{SNR}_{\text{out}_{\text{dBm}}} \Rightarrow \frac{2}{3} (\phi - ?) - 10 =$$

$$? \Rightarrow \text{Noise floor} = NF + 10 \log_{10}(50 \text{ E6}) - 173.81 = -95.72 \text{ dBm};$$

→ 53.8 dB di SFDR

5.2) Passo in lineare:

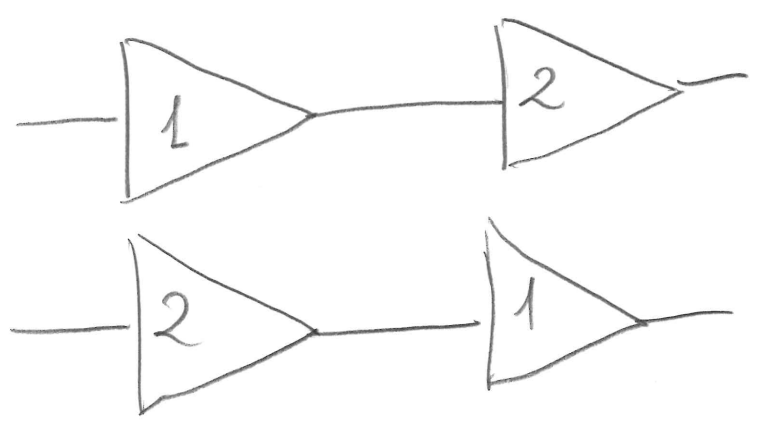
$$\left. \begin{array}{l} 1.1 \text{ dB} \rightarrow 1.288 \\ 2 \text{ dB} \rightarrow 1.585 \\ G_1 = 8 \text{ dB} \rightarrow 6.35 \\ G_2 = 20 \text{ dB} \rightarrow 100 \end{array} \right\} \Rightarrow$$

$$NF_1 = 1.288 + \frac{1.585 - 1}{6.31} = 1.381$$

$$NF_2 = 1.585 + \frac{1.288 - 1}{100} = 1.589$$

$$1 \left\{ \begin{array}{l} NF = 1.1 \text{ dB} \\ G = 8 \text{ dB} \end{array} \right.$$

$$2 \left\{ \begin{array}{l} NF = 2 \text{ dB} \\ G = 20 \text{ dB} \end{array} \right.$$



5.3) Data $g_m = 200 \text{ mS}$, $C_{GS} = 0.5 \text{ pF}$, progettare un LNA a 1900

EG

MHz

Da LNA (27)

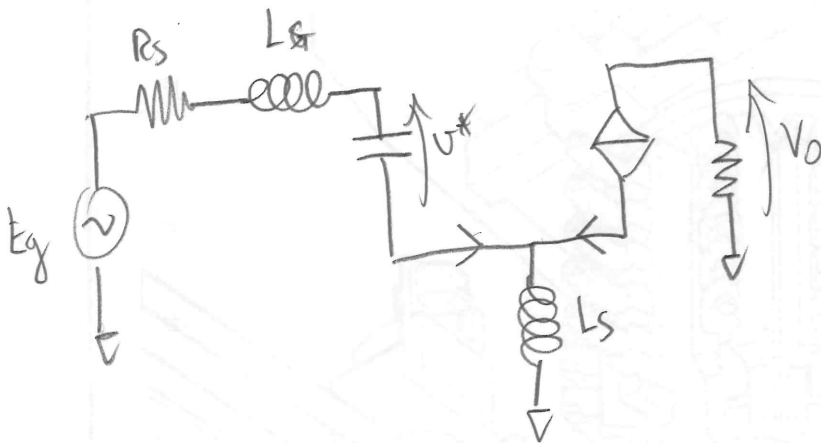
$$L_S = \frac{R_D C_{GS}}{g_m} = \frac{R_D}{\omega T} \quad |$$

$$\omega(L_G + L_S) = \frac{1}{\omega C_{GS}}$$

$$\rightarrow L_S = \frac{50 \Omega \times 0.5 \text{ pF}}{0.2} = 125 \text{ pH}$$

$$L_G = \frac{1}{\omega^2 C_{GS}} - L_S = 13.91 \text{ nH}$$

Lo schema è:



$$V_O = -g_m V_G^* R_L \quad |$$

$$I_m = \beta C_{GS} V_G^* \quad |$$

$$E_g = I_m \left(R_S + L_G + \frac{1}{s C_{GS}} \right) + I_m s L_S + g_m V_G^* s L_S =$$

$$= \beta C_{GS} V_G^* \left[R_S + s L_G + \frac{1}{s C_{GS}} + s L_S \right] + s L_S g_m V_G^*$$

$$\omega_0^2 C_{GS} (L_S + L_G) = L \quad |$$

$$g_m L_S = R_S C_{GS}$$

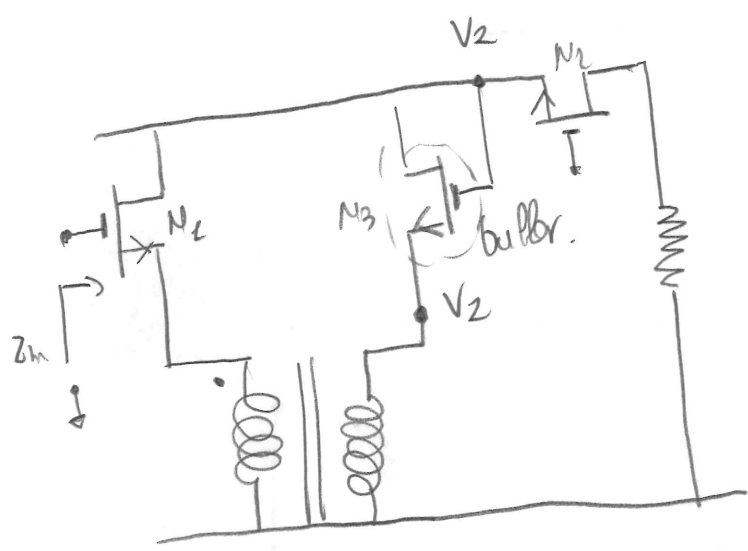
$$\rightarrow V_G^* = \frac{E_g}{\beta C_{GS} R_S + \underbrace{s^2 C_{GS} L_G + L + s^2 L_S C_{GS}}_1 + s L_S g_m} \quad \frac{mC}{}$$

$$\rightarrow V_G^* = \frac{E_g}{\beta C_{GS} R_S + s L_S g_m} = \boxed{\frac{E_g}{2 \beta C_{GS} R_S}} \quad |$$

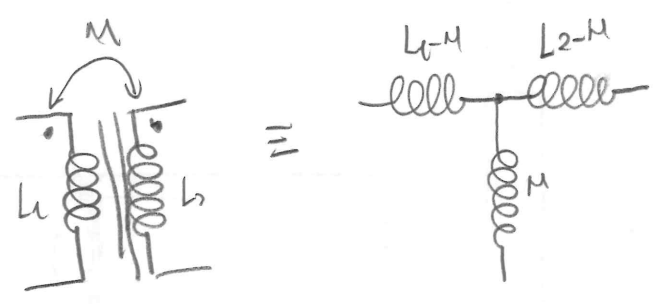
$$A_V = \frac{V_O}{E_g} = \frac{Z_L g_m}{2 \beta R_S C_{GS}}$$

5.4) Calcolare l'impedenza di ingresso del segmento stadi (LNA 50);

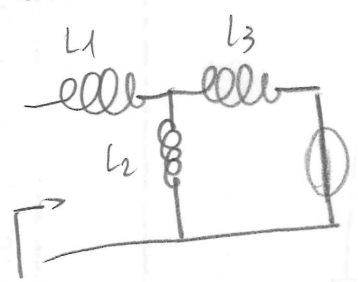
(E7)



$g_{mc} = g_{ma}$; [ipda]. Da dell'obscuro:



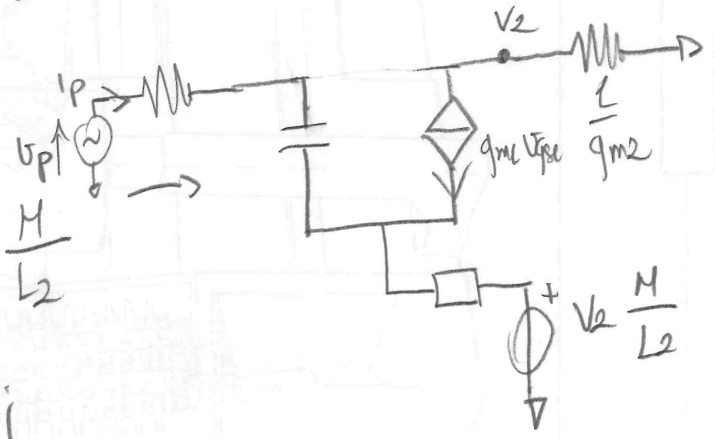
Thè vero il trasformatore:



$$Z_{in} = sL_1 + sL_2 \oplus sL_3 = s(L_1 - M) + \frac{s^2(L_2 - M)M}{sL_2 - sM} = s(L_1 - M) + sM - \frac{sM^2}{L_2} = sL_1 - \frac{sM^2}{L_2}$$

$$= sL_1 \left(1 - \frac{M^2}{L_1 L_2} \right)$$

$$V_{eq} = V_2 \cdot \frac{sM}{sL_2 - M + sM} = V_2 \frac{M}{L_2}$$



$$V_2 = -g_{mL} V_{gsL} \cdot \frac{L}{g_{m2}} = -V_{gsL} i$$

Introduco i_p di prova.

$$V_{gsL} = i_p \cdot \frac{1}{sC_{gs}} \quad ; \quad V_p = R_s i_p + \frac{i_p}{sC_{gs}} + \left(i_p + \frac{g_m i_p}{sC_{gs}} \right) sL_1 \left(1 - \frac{M^2}{L_1 L_2} \right)$$

$$Z_{in}: R_s + \frac{L}{sC_{gs}} + sL_1 \left(1 - \frac{M^2}{L_1 L_2} \right) \left[1 + \frac{g_m}{sC_{gs}} \right] + V_2 \frac{M}{L_2} =$$

$$= R_s + \frac{L}{sC_{gs}} + sL_1 \left(1 - \frac{M^2}{L_1 L_2} \right) \left[1 + \frac{g_m}{sC_{gs}} \right] + \frac{M}{sC_{gs} L_2}$$

8.7) $G = 3 \text{ dB}$, $NF = 10 \text{ dB}$. Se $SNR @ Pt = 30 \text{ dB}$,
 $Pt = -10 \text{ dBm}$, $IF = ?$

$$P_{IF} = P_{RF} |_{dBm} + G_T = -10 \text{ dBm} + 3 \text{ dB} = -7 \text{ dBm};$$
$$SNR_{IF} = SNR_{RF} - NF = 30 \text{ dB} - 10 \text{ dB} = 20 \text{ dB}$$

Power

9.6) $SNR \geq 30 \text{ dB}$, su banda di 60 kHz , offset $(\Delta\omega) \downarrow 50 \text{ MHz}$.
segnale -80 dBc .

Voglio che:

$$P_{\text{signal}} |_{dBm} - (S_n B) |_{dBm} \geq 30 \text{ dB}.$$

$$P_{\text{signal}} = P_{\text{carrier}} - 80 \text{ dB};$$

$$\hookrightarrow P_{\text{carrier}} - S_n \text{ dB} \geq 30 \text{ dB} + 80 \text{ dB} + 10 \log_{10}(B)$$

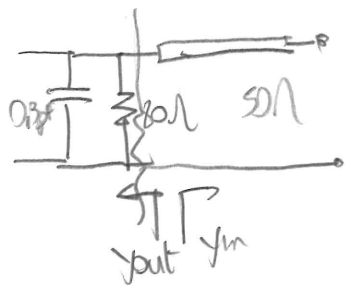
$$L_T = S_n \text{ dB} - P_{\text{carrier}} \text{ dB} \text{ ?!} = -158 \text{ dBc}.$$

Power!

Ri-prova esercizi

(x1)

L.1) $P_{DF} = \frac{I_{DSS} |V_{br} - V_{bi}|}{8} = 100 \text{ mW}; R_{opt} = \frac{8V}{100\mu A} = 80 \Omega;$



$B_{out} = 9,425 \exp(j1,531) \text{ mS};$

$G_{out} = 12,5 \text{ mS};$

$Y_{out} = 15,6 \exp(j2,666) \text{ mS};$

Devo vedere Y_{out}^* a Y_{in} : $Y_{in} = (12,5 - j9,425) \text{ mS}$

Normalizzo a 50Ω , moltiplicando per $50 \sqrt{\Omega}$:

$\hookrightarrow 0,17827 \exp(-j2,666) \xrightarrow{\frac{Z-1}{Z+1}} \Gamma_{m2} = 0,3553 \exp(j1,181)$

\hookrightarrow devo far 113° : $67^\circ = 1,181 \times \frac{180}{\pi} \rightarrow 180 - 67 = 113^\circ$ (ovvero)

\hookrightarrow dunque uno: $|\Gamma_{m2} = 0,3553|$ (il verso o' ; ma la

lunghezza e b'ok bastano il modulo!)

$\hookrightarrow Y_{in} = \frac{L + \Gamma_{in}}{1 - \Gamma_{in}} \Rightarrow 2,105; \frac{50 \Omega}{2,105} = 23,75 \Omega;$

$\phi_1 = 90^\circ; Z_{in} = \dots$

$G_T = \frac{P_{out}}{P_{in}} = \frac{L (V_{br} - V_{bi}) I_{DSS} P_D}{V_T^2} - 10 = 16 \text{ dB.}$

Ritorno !!!

Magari metter per davvero nel simbolo le formule dell'espletto.

1.3) @ 1 dBm, $P_{out} = 20 \text{ dBm}$, $P_{II} = -10 \text{ dBm}$; $P_{III} = -30 \text{ dBm}$; (X2)

$P_{1dB} = 15 \text{ dBm}$;

$G = 19 \text{ dB}$; $K_3 = -3 \times 1 \text{ dBm} - 30 \text{ dBm} = -33 \text{ dBm}$; $P_{set} = 19 \text{ dB} + 15 \text{ dBm} + 2 \text{ dB}$

$= 36 \text{ dBm}$; $P_{IP3} = \frac{1}{2} [19 \text{ dB} + 33 \text{ dB}] = 26 \text{ dBm}$
0,25

1.4) $P_{RFmax} = \frac{(V_{br} - V_{th}) I_{DSS}}{2} = \frac{1}{2} \times 300 \text{ mA} \times 16 \text{ V} = 1,5 \times 16 = 24 \text{ W}$

$R_{opt} = \frac{14 \text{ V}}{300 \text{ mA}} = 46,67 \Omega$;

$V_{DS} = 8 \text{ V}$;
 $I_{DQ} = 100 \text{ mA}$;
 $\phi \rightarrow$ class B

1.5) $P_{RFmax} = P_{@ 1dB} = \frac{(V_{br} - V_{th}) I_{DSS}}{8} = 450 \text{ mW}$; $\rightarrow 26,53 \text{ dBm}$.

Suppongo che questo sia $P_{out 1dBlin}$; $\rightarrow G_T = 16,53 \text{ dB}$

$\rightarrow P_{set} = 26,53 \text{ dBm} + 2 \text{ dB} = 28,53 \text{ dBm}$
 $P_{set loads} = 28,53 \text{ dBm} - 3 \text{ dB} = 25,53 \text{ dBm}$.
 $G_T = 13,53 \text{ dB}$

1.7) $P_0 = 30 \text{ dBm}$, $P_{IP3} = -30 \text{ dBm}$, $P_{in} = -15 \text{ dBm}$

$\rightarrow P_{IP3} = \frac{1}{2} [G_{1dB} + P_{IP3, dBm}] \rightarrow \frac{1}{2} [20 + 30 - 45] = 2,5 \text{ dBm}$

$\rightarrow G_p = 5 - (-15) = 20 \text{ dBm}$

1.8) $B = 2 \text{ GHz}$; $NF = 4 \text{ dB}$; $SWR_{out} = 20 \text{ dB}$; $T = 300 \text{ K}$;

$P_{IP3} = 10 \text{ dBm}$



$\frac{2}{3} [P_{IP3} - S_{nf}] = SWR_{out} = 37,87 \text{ dBm}$

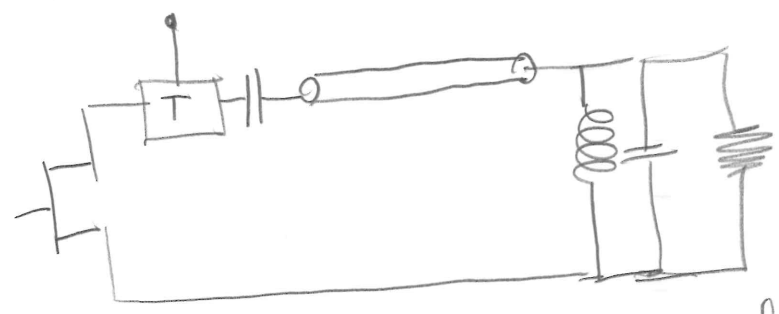
3.1) @ 1dB compression, 13 dBc CIMR; $P_0 = 20 \text{ W}$; $G_1 = 20 \text{ dB}$;
 $\eta = 35\%$; voglio CIMR = 30 dBc $\rightarrow 20 \text{ W} = 43 \text{ dBm}$
 backoff = $\frac{1}{2} [\text{CIMR}_{\text{nuovo}} - \text{CIMR}_{\text{old}}]_{\text{dB}} = \boxed{7,5 \text{ dB}}$

A 7,5 dB di backoff, vuol dire che ho: $P_0 @ 1\text{dB} = 43 \text{ dBm}$;
 $P_{\text{olin}} = 44 \text{ dBm} \rightarrow P_{\text{in, lin, 1dB}} = 26 \text{ dBm}$;
 \rightarrow se faccio backoff, $44 \text{ dBm} - 7,5 \text{ dB} = 36,5 \text{ dBm}$ della nuova Rout!

So che:
 $\eta = \frac{P_{\text{RF}}}{P_{\text{DC}}} \rightarrow P_{\text{DC}} = \frac{P_{\text{RF old}}}{\eta} = 57,14 \text{ W}$;

$P_{\text{RF new backoff lin}} = 4,667 \text{ W} \rightarrow \eta = 7,818 \%$.

3.3)



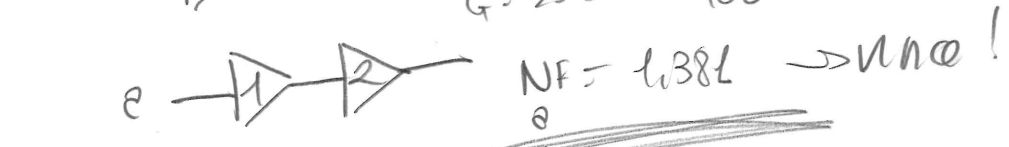
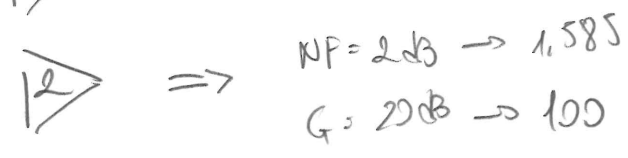
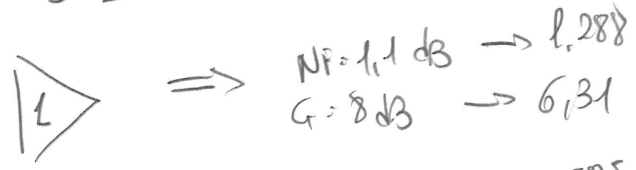
$\omega_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$;
 $R_L = \frac{Z_{\text{out}}^2}{R_{\text{in}}}$;

$R_L = 71,63 \Omega$; $C = \frac{1}{4\pi^2 f_0^2 L} = 56,3 \text{ pF}$

5.1) SFDR; mi serve il NFLOD: -95,7 dB

$\rightarrow \frac{2}{3} [P_{\text{in, 3 dBm}} - S_{\text{NFLOD}}] - S_{\text{NFout}} = 53,8 \text{ dB}$

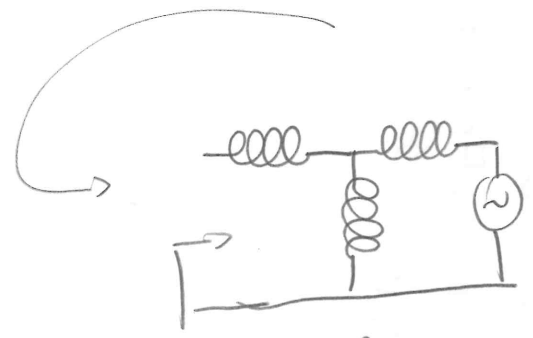
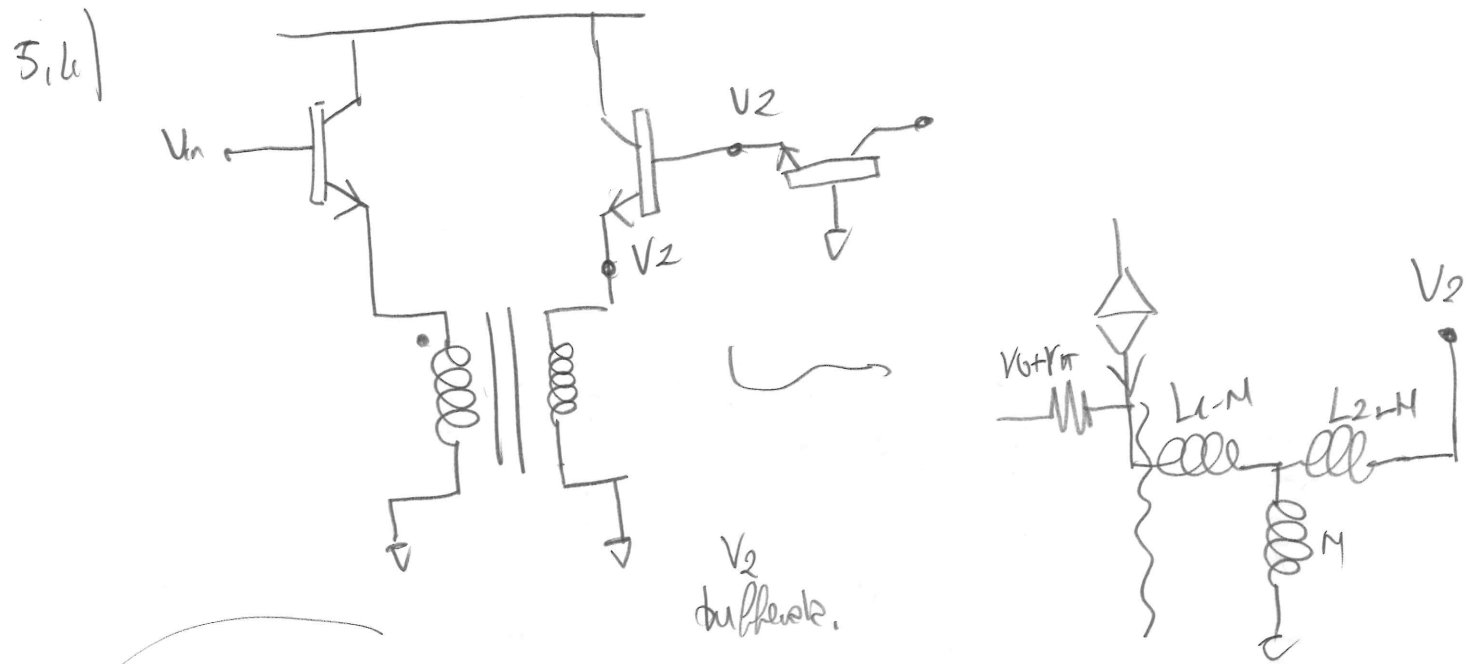
5.2)



3.3) $L_s = \frac{C_{as} R_{\phi}}{g_m}$; $\rightarrow 0,13 \text{ nH}$

$\omega_{\phi}(L_G + L_s) = \frac{L}{C_{up} C_{as}} \rightarrow 139 \text{ nH}$ $NF = 1 + \frac{\gamma R_s \omega_0^2 C_{as}^2}{g_m}$ (X4)

$= 1,006$



$$Z_{eq} = s(L_1 - M) + \frac{s^2 M(L_2 - M)}{sL_2 - sM + sM} =$$

$$= \frac{s^2 L_1 L_2 - s^2 M^2 - s^2 M^2 + s^2 M L_2}{sL_2} =$$

$$= sL_1 \left[1 - \frac{M^2}{L_1 L_2} \right]$$

$$V_{eq} = V_2 \frac{\partial M}{\partial L_2} = V_2 \frac{\partial M}{\partial L_2} \quad (V_2 = -V_{gs2})$$

$$\rightarrow V_{eq} = -V_{gs2} \frac{M}{L_2}$$

$$\rightarrow V_p = i_p (r_m + r_{bb}') + (i_p + g_m i_{p\alpha}) Z_{eqT} + (-i_p r_{\alpha})$$

$$\rightarrow \frac{V_p}{i_p} = 2r_{\alpha} + r_{bb}' + [1 + \beta] \left[sL_1 \left(1 - \frac{M^2}{L_1 L_2} \right) \right]$$

RITORE

8.7) $G = 3 \text{ dB}$; $NF = 10 \text{ dB}$; $\text{SNR}@P_1 = 30 \text{ dB}$; $P_{in} = -10 \text{ dB}$; $\text{IF} = ?$; $\text{SNR}@IF = ?$ (X5)

$\rightarrow \text{IF} = P_{in} + G = -7 \text{ dB}$; $\text{SNR}_{out} = \text{SNR}_{in} + G - NF = 20 \text{ dB}$

Q.6) $\text{SNR} > 30 \text{ dB}$, su 60 kHz , offset of 500 MHz ; signal is -80 dBc

$$L_T(\Delta\omega) = 10 \log_{10} \left[\frac{P(\omega_0 + \Delta\omega, \text{kHz})}{P_{carrier}} \right]$$

$$\text{SNR} = \frac{P_{signal}}{S_n B} \quad ; \quad P_{signal} = P_{carrier} - |L_T| \text{ dB}$$

$\rightarrow P_{signal} \text{ dBm} - S_n B \geq \text{SNR}_{min}$

$\rightarrow P_{carrier} - 80 \text{ dB} - (S_n B)_{\text{dB}} \geq 30 \text{ dB}$

$\rightarrow \underbrace{P_{carrier} - S_n B}_{-L_T} \geq 30 \text{ dB} + 80 \text{ dB} + 10 \log_{10} B$

$\rightarrow L_T \leq -158 \text{ dBc}$

2.5) Load-pull: si consideri un circuito in classe A con un carico variabile; ciò che si fa è misurare P_{out} , e ottimizzare il carico scelto in funzione di un qualche parametro da massimizzare (che può essere la P_{sat} , la P_{max} , $IP3$, etc). Si traccia per ogni carico un power sweep di P_{in} , che si ferma al punto di compressione; in presenza della c.d.s. le curve a potenza costante al variare del P_1 le quali, a causa delle non linearità, saranno cerchi schiacciati, tipo delle "patate". Cercando un compromesso tra i vari obiettivi, si può scegliere il caso da usare.

4.5) Considerando sistemi non lineari, mettendo segnali a multiplo costante e a multiplo variabile, facendo due conti si vede che segnali ad almeno costante (FM) non sono rappresentabili; se si hanno segnali a multiplo variabile (naturale o dopo filtro), facendo conti si vede che non + dimando. [Per il discorso].

4.7) Si hanno variazioni statistiche del livello di potenza, in amplificatori multicanale, dovute al numero di canali utilizzati; alla variazione di potenza necessaria alla comunicazione a seconda delle condizioni (meteorologiche, ambientali, di disturbo Tx-Rx).

6.1) duplexing, TDD ; Access FOMA; freq. 880; 915 } MHz
 925; 960,
 chan band: 200 kHz.

6.2) Si BT: PLL Mixer, VCO, LNA, AGC
 CMOS: DAC/ADC, certi PLL (chan select)
 GaAs: duplexor, PA (PHEMT)
 Esterno: SAW filters, Tannus;

6.12) Il Transceiver è dual-band, europeo in ingresso avrà 2 BPF: (X7)
 uno a 900, uno a 1800 MHz; questi selezioneranno la banda GSM. Il ricevitore ha 2 stadi: una che lavora a RF, una che lavora a IF (≈ 200 MHz); si ha, in ~~RF~~ ^{RF}, una sequenza dell'ordine di 30 dBV IF seleziona il canale e lo amplifica, dove il guadagno può variare in un range di 0-30 dB. La presenza di offset DC può essere cancellata mediante il 3-wire serial programming bus, via software. Allo stesso modo anche l'UNA può essere calcolata, via software, con il BUS. (IF demodula I/Q eh!)
 Un RF-VCO fornisce le frequenze di lavoro (le LO) al demodulatore I/Q, e queste sono generate dai PLL interni: (200 MHz e 1 MHz)

La banda GSM/GPRS si sceglie col 3-wire.
 [Se non sai che due di due è + freq perché con risparmi sulla linea di produzione...]

6.19) Fa origine parte della catena, per quanto non ha troppo influenza: x è troppo basso, tira giù tutti.
 Se ho degli ω_{p2} , esso potrebbe andare fuori nel ω_{Lo} e far comodo: i disturbi a bassa frequenza possono creare amiche e hanno meno alla fine!

1.1) $P_{RFmax} = \frac{8 \times 2.1}{8} = 100$ mW; $R_{Lo} = 180 \Omega$;

$Y_{out} = \frac{L}{R_{Lo}} + j\omega C = [12.5 + j9.425]$ mS

$\hookrightarrow Y_{in2} = Y_{out}^* = [12.5 - j9.425]$ i

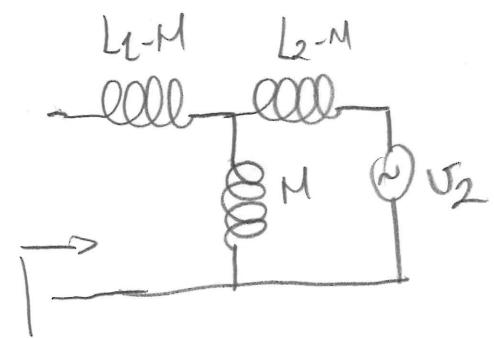
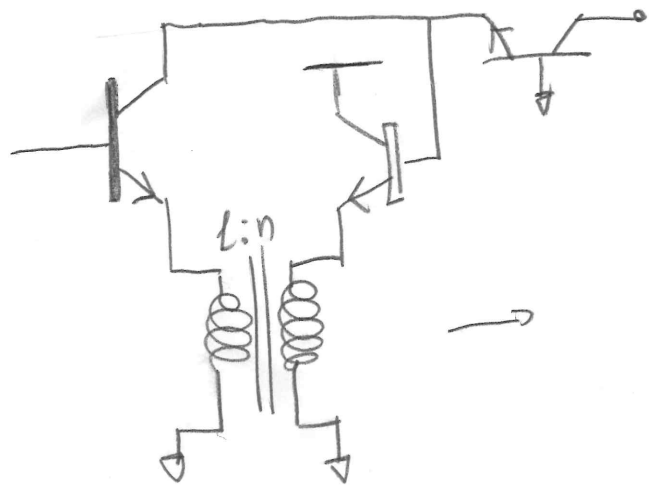
$\rightarrow \times 50! \Rightarrow 0.625 - j0.4712$ i

$\Gamma = -\frac{y_{in-1}}{y_{in-2}}$

$\hookrightarrow 63^\circ$; me ne scordo 1123 per avere il ~~collo~~ ~~residuo~~!

$\rightarrow y_{in1} = 2.1 \rightarrow Z_{in1} = 23.75$!!!

5.6)

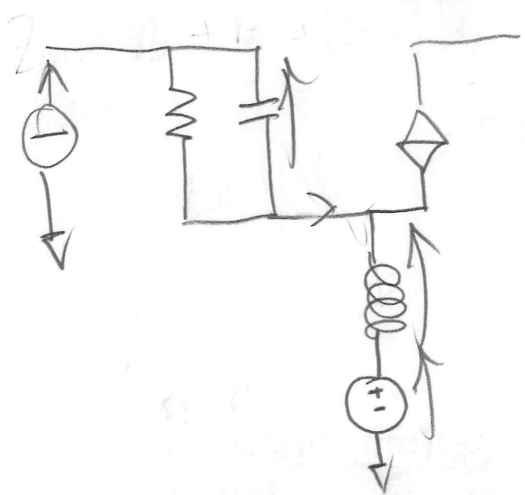


Thévenin del circuito:

$$\rightarrow Z_{eq} = s(L_1 - M) + \frac{s^2 M(L_2 - M)}{s(L_2 - M + sM)} = \frac{sL_1L_2 - s^2ML_2 + s^2sM^2 - sM^2}{L_2} =$$

$$= sL_1 \left[L - \frac{M^2}{L_1L_2} \right]$$

$$V_{eq} = v_2 \frac{sM}{sM + (sL_2 - sM)} = v_2 \frac{M}{L_2}$$



$$v_p = v_{\pi} + (i_p + g_m v_{\pi}) L_{eq} - v_{eq}$$

$$\hookrightarrow v_{\pi} = i_p \frac{R_M}{1 + sR_M C_{\pi}}$$

$$\hookrightarrow v_p = i_p \frac{R_M}{1 + sR_M C_{\pi}}$$

$$= i_p \frac{R_M}{1 + sR_M C_{\pi}} \left[1 + \frac{M}{L_2} \right] + sL_1 \left[L - \frac{M^2}{L_1L_2} \right] \left[i_p + \frac{g_m R_M}{1 + sR_M C_{\pi}} \right]$$

$$\rightarrow \frac{i_p}{sC_{\pi}} \left[1 + \frac{R_M}{L_2} \right] + sL_1 \left[L - \frac{M^2}{L_1L_2} \right] \left[i_p + i_p \frac{g_m}{sC_{\pi}} \right]$$