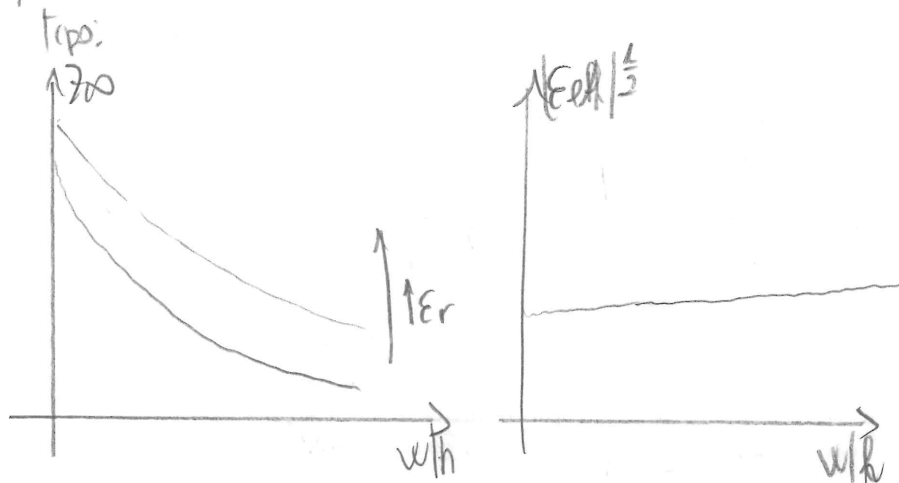


Temi di esame - Elettronica delle Microonde

Tema di esame (1)

1) $n_{eff} = \sqrt{\epsilon_{eff}}$, dove ϵ_{eff} è la costante dielettrica efficace; si ha qualcosa del

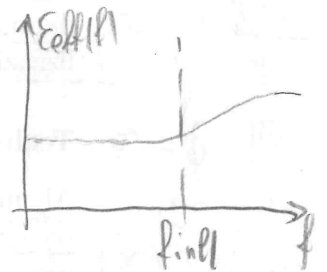


L'andamento di Z_{00} è decrescente (infatti è ragionevole che un'impedenza si riduca, quando allarga una linea); si ricordi che:

$$Z_{00} = \sqrt{\frac{L}{C}}$$

la ϵ_{eff} cresce debolmente con ω

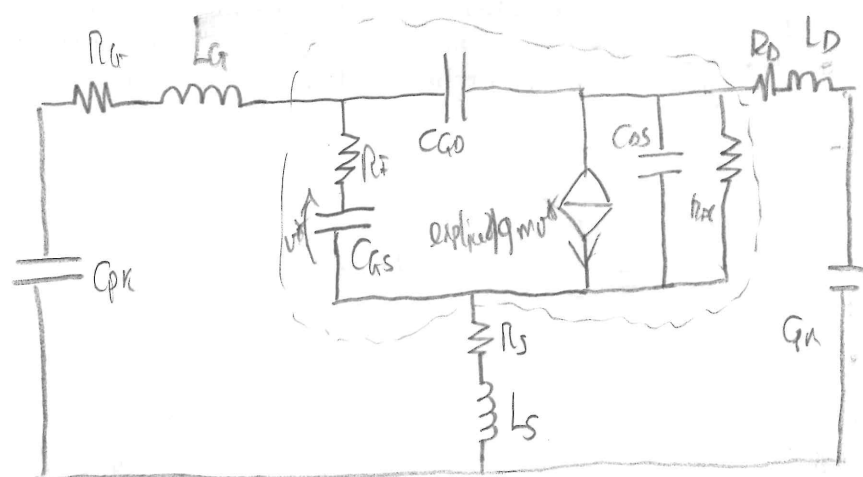
La microstriscia è un esempio di linea dispersiva: al variare della frequenza, i suoi parametri subiscono delle variazioni. Uno di questi parametri nella fattispecie è proprio la permeabilità efficace, nonché i vari parametri a essa collegati: v_f , γ , e con γ il termine α , di perdite (essendo $\gamma = j\kappa = \alpha + j\beta$); la dispersività è ridotta dal fatto che usualmente ci si trova in un campo di frequenze dove è sufficiente da trascurare G e R nella Z_{00} . Si ha che la linea è "debolmente" dispersiva, fino alla frequenza di inflessione, frequenza prossima a quella del 1° modo superiore (ibrido).



Con la frequenza varia il contributo dell'effetto pelle: a seconda della frequenza, si avrà più o meno corrente sulla "pelle" della linea, dunque per questo si ha una impedenza serie variabile.

Esempi di substrati sono il teflon, l'alumina, $FR4$; la striscia in oro, argento, rame o altri conduttori, può andare per esempio da 500 μm ($\frac{1}{2}$ mm) a qualche mm; la dimensione inferiore è dettata dal metodo con cui si realizza la striscia; quello superiore è più a buon senso: cercar di evitare linee più larghe che lunghe.

2) Il modello di piccolo segnale di un FET può esser il seguente: la parte trattata è quella "intrinseca", quella fuori quella "estrinseca" (dovuta a problemi delle interfacce o del packaging).



C_{gs} C_{gd} : si tratta di capacità di soltanto derivanti dalla giunzione Schottky; ② nella realtà, queste dovrebbero essere capacità distribuite, non concentrate: per ogni punto del canale si dovrebbe vedere una capacità diversa essendo una carica e/o una tensione diverse.

R_T tiene conto del punto precedente: dell'effetto "distribuito". Con R_T si tiene conto del fatto che la tensione che pilota il dispositivo non è proprio V_{gs} bensì v^* : la sola tensione su C_{gs} .

C_{gs} è una capacità "scoroda": essa accoppia i lati destro e sinistro del modello di segnale. Spesso la si "lascia", al fine di rendere il dispositivo unilaterale e dunque i conti molto più semplici. Si ha un ritardo τ , dell'ordine dei ps, che modella la latenza degli elettroni. C_{ds} è una capacità dovuta al substrato. Per il circuito estrinseco, $R_{o,ext}$ sia principalmente dovuta alla resistenza dei semiconduttori, R_a allo spessore della metallizzazione di gate; L_i alla corrente concatenata nelle metallizzazioni.

3) La cifra di rumore è un parametro in grado di quantificare le prestazioni, in tema di rumore, di un qualche dispositivo. Nella letteratura, essa può esser definita nella seguente maniera:

$$NF = \frac{S_{id}}{S_{id}'} \quad \text{dove:} \quad R_L = R_{id}' + P_{id}'' : \quad \text{si tratta sempre di potenze disponibili,}$$

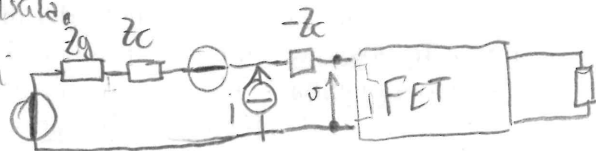
dove la prima è la TOTALE, la seconda (P_{id}'') la potenza sul carico dovuto al rumore NON inibito dal 2° parte P_{id}'' quella del "sub FET"

$$L \rightarrow = \left[1 + \frac{S_{nLd}''}{S_{nLd}'} \right]$$

Questo parametro è sempre ≥ 1 (0 dB).

Entrando nel merito degli amplificatori, si ha qualcosa di questo tipo: Γ_L non influenza la potenza disponibile sull'uscita, dunque non ci interessa; Γ_G al contrario è importante: al variare di Γ_G , varia la potenza disponibile di rumore sull'uscita.

Per "render indipendenti" i generatori equivalenti di rumore in ingresso si deve ricorrere a un trucco di questo tipo:



un trucco di questo tipo:

$$v = v_{ng} - v_{nc} + i(Z_c + Z_g) \rightarrow S_o = S_{eng} + S_{enc} + S_i |Z_c + Z_g|^2 = 4k_B T R_g + L_{ns} T R_{ct} + L_{ns} T p_n$$

$$L \rightarrow NF = \frac{S_o}{S_{eng}} = \frac{L_{ns} T (R_g + R_c + g_n |Z_c + Z_g|^2)}{L_{ns} T R_g} = 1 + \frac{R_c}{R_g} + \frac{g_n}{R_g} |Z_c + Z_g|^2$$

derivando rispetto a R_g , e annullando,

$$L \rightarrow R_{g,opt} = \sqrt{\frac{r_n}{g_n} + R_c^2} ; X_{g,opt} = -X_c$$

Quando si imposta P_g , si ottiene una N_{fmin} : la minima cifra di rumore ottenibile con il dispositivo in questione.

Il problema è che usare questa $P_{g\,opt}$ comporta avere un guadagno non massimo, e generalmente persino basso: basso rumore e guadagno elevato sono specifici antagonisti. Non solo: abbassare il rumore significa, oltre ad avere un guadagno basso, disadattatore: ciò comporta avere delle riflessioni nel sistema, riflessioni che vanno in qualche modo attenuate, per evitare la nascita di boops. Un LNA dovrebbe avere G elevato, essendo il 1° blocco della catena (vedi formula di Friis), dunque ciò che di fatto si fa è sacrificare (un poco) la cifra di rumore, per adottare comunque all'ingresso del sistema: generalmente si introduce una L_g e una L_s , e le si usano per adattare all'ingresso.

Tema di esame (2)

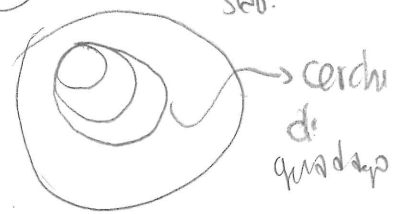
1) Essendo gli amplificatori e quindi sistemi a guadagno molto elevato, occorre porsi il problema della stabilità: anche ad anello aperto si potrebbero avere riflessioni, o altri eventi che, a una qualche frequenza, possono far saturare l'amplificatore. Si parla di "stabilità condizionata" quando, se il carico o il generatore cambiano, si rischia di passare ad uno stato instabile; stabilità incondizionata si ha quando per qualsiasi terminazione passiva si ha la certezza di restare, per ogni f , in stabilità.

Si può ricavare il fatto che un 2-porte caricato e conformato come la soluzione di un certo sistema L_{ext} ; si garantisce la stabilità se il sistema omogeneo associato ha solo le soluzioni banali: in altri casi infatti, si avrebbero modi non generali da una sorgente, ma da una oscillazione che si propaga. SI PUÒ RICAVERE CHE:

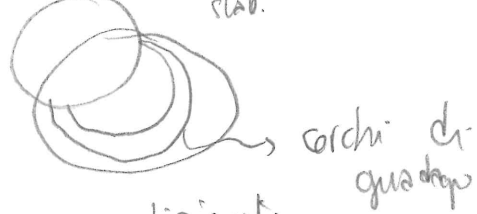
se
$$\begin{cases} (1 - S_{11} \Gamma_G)(1 - \Gamma_L \Gamma_{out}) = 0 \\ (1 - S_{22} \Gamma_L)(1 - \Gamma_G \Gamma_{in}) = 0 \end{cases}$$
 il sistema è potenzialmente instabile.

Usualmente $|\Gamma_L|, |\Gamma_G| \leq 1$ (terminazioni passive), S_{11} e S_{22} L_1 : ciò che ci serve, dunque, è:
$$\begin{cases} 1 - \Gamma_L \Gamma_{out} = 0 \\ 1 - \Gamma_G \Gamma_{in} = 0 \end{cases} \rightarrow \begin{cases} \text{se } |\Gamma_L \Gamma_{out}| < 1 \\ \text{e/o } |\Gamma_G \Gamma_{in}| < 1 \end{cases}$$
 abbiamo stabilità incondizionata. ($\forall \Gamma_L, \Gamma_G$ passivo)

Così si fa? Dalle leggi $\Gamma_{in} = \dots$, $\Gamma_{out} = \dots$ si mappa l'insieme dei Γ_{in} passivi sul dominio dei Γ_L , e viceversa Γ_{out} e Γ_G : si proietta sulle cdS le controimmagini delle test bilineari; esse andranno in cerchio. Se il cerchio è $\geq$ della cdS, abbiamo stab. incondizionata.



s. incondizionata



s. condizionata

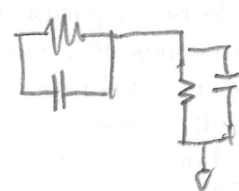
Per aver la garanzia della stab. incondizionata, esiste un certo insieme di parametri, visualizzabili al variare di f : uno è il coeff di Livillo, K : se $K > 1$, il sistema può esser stabile; in realtà è una condizione necessaria, ma non sufficiente (anche se lo è quasi sempre): si ha un numero di seconde-condizioni, tra cui per es. $\Delta S L \Phi$, che completano la cosa.

Esistono due coefficienti, μ_1 e μ_2 , che permettono di determinare (se > 1) la stabilità del sistema (incond.) senza bisogno di altre condizioni.

Per il progetto, si procede visualizzando uno dei due parametri; questo è lo per frequenze da molto basse a quelle in use (altre non serve: dovrebbe bastare così), e se il sistema è instabile lo si stabilizza, mettendo sul gate qualcosa del tipo:



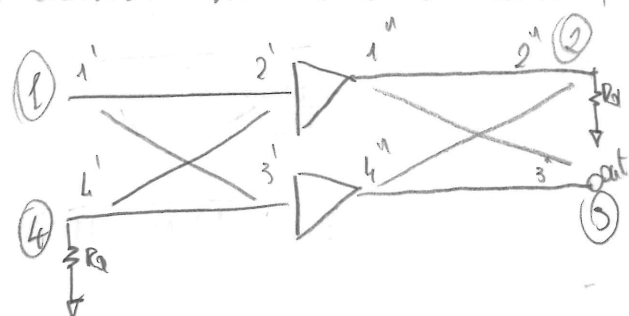
o, se il sistema è molto instabile,



si tende a entrare le reazioni.

2) Si consideri una coppia di amplificatori progettati con disadattamento in ingresso o uscita (per esempio perché a banda larga, non reattivi); ciò che si può fare per avere adattamento in ingresso, guadagno accettabile su una banda accettabile, è utilizzare degli accoppiatori direzionali: essi devono essere accoppiati a 3 dB.

dunque ibridi, e a 90° (branch-line per esempio). Come funziona questo schema? In sostanza si ha:



$$b_1 = \frac{1}{\sqrt{2}} [a_2 - j a_3] ; b_2 = \frac{1}{\sqrt{2}} [a_1 - \cancel{a_4}] ; b_3 = \frac{-j}{\sqrt{2}} a_4$$

$L \rightarrow$ adatto

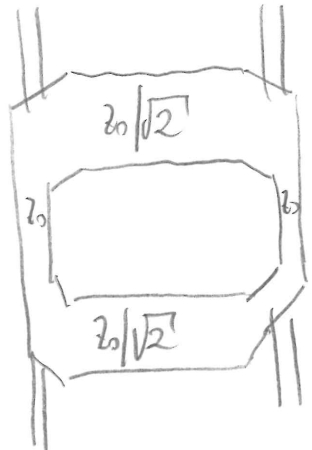
$$a_3 = \Gamma_L b_3 ; a_2 = \Gamma_L b_2 = \frac{\Gamma_L}{\sqrt{2}} a_4 ;$$

$$= \frac{-j}{\sqrt{2}} \Gamma_L a_4 \rightarrow b_1 = \Phi$$

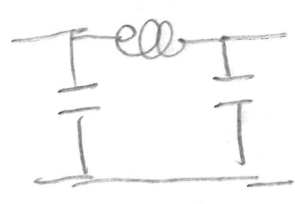
$$S = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 0 & 1 & -j & 0 \\ 1 & 0 & 0 & -j \\ -j & 0 & 0 & 1 \\ 0 & -j & 1 & 0 \end{bmatrix}$$

Il fatto che alle porte 2 e 4 c'è esattamente lo stesso fattore di resistenza R_0 come dei "cestini", dove si van a buttar via le riflessioni, di fatto adattando gli ingressi del sistema finale, mantenendo "disadattati" gli amplificatori. Tutto ciò funziona a patto che i due amplificatori siano molto simili tra loro; il guadagno risultante è $|S_{21}|^2$.

La realizzazione in ibrido o monolitico è riconducibile alla realizzazione dell'adattatore: si ha che conviene usare, come detto, un branch-line, dunque una struttura del tipo:



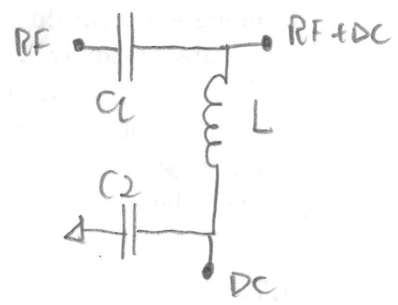
Questa struttura, specialmente per circuiti monolitici, può essere esportata in parametri concentrati: se si modella una linea di trasmissione come:



si sostituisce nel branch-line.

Questa soluzione funziona ma in un range limitato di frequenze.

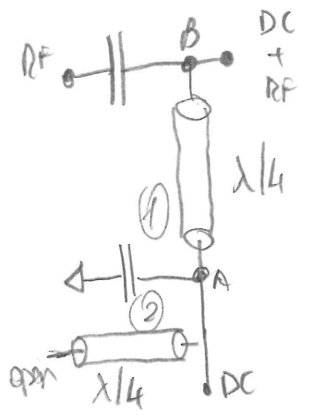
3) Quello della polarizzazione è un problema molto complicato; è infatti necessario, al momento della polarizzazione, disaccoppiare DC e RF e unire solo all'ingresso o all'uscita del FET. Non si deve assolutamente mandare nel circuito RF la DC, perché si dissiperebbe troppa potenza e viceversa: si deve evitare perdite sia in un verso sia nell'altro.



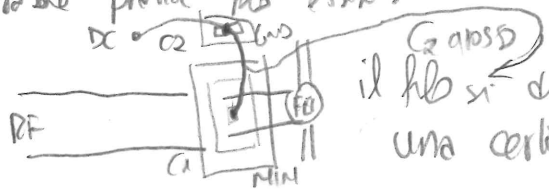
Lo schema concettuale è sostanzialmente il seguente: L blocca la RF ma fa passare la DC; C1 fa il contrario: fa passare la RF, ma non la DC. C2 rinforza questo blocco, mettendo un corto a massa per la RF.

Questa soluzione va bene, soprattutto per circuiti monolitici.

Per circuiti ibridi, si può usare una soluzione a parametri distribuiti: le linee possono vedere open e short come si vuole (2 è chiuso su open dunque essendo $\lambda/4$ mostra ad A un corto; 1 mostra a B un aperto per la RF). Una



realizzazione pratica può essere:

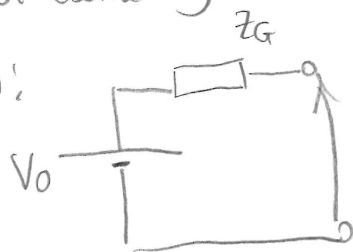


il filo si dimensiona per avere una certa L (induttanza).

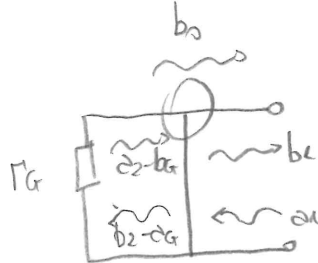
Tema di esame 3

(6)

1) Dato:



come
ottenere



Si ricorda le definizioni dei parametri S:

$$a_k = \frac{V_k + z_{0k} I_k}{2\sqrt{z_{0k}}} \quad ; \quad b_k = \frac{V_k - z_{0k} I_k}{2\sqrt{z_{0k}}} \quad \text{invertito} \quad I_k = \frac{a_k - b_k}{\sqrt{z_{0k}}} \quad ; \quad V_k = (a_k + b_k)\sqrt{z_{0k}}$$

→ $V = V_0 - z_G I_k$ → sostituisco le relazioni "invertite":

$$\hookrightarrow (a+b)\sqrt{R_0} = V_0 - z_G \frac{a-b}{\sqrt{R_0}} \Rightarrow b \left[\sqrt{R_0} - \frac{z_G}{\sqrt{R_0}} \right] = -a \left[\frac{z_G}{\sqrt{R_0}} + \sqrt{R_0} \right] + V_0$$

$$\hookrightarrow b = -a \frac{\frac{z_G}{\sqrt{R_0}} + \sqrt{R_0}}{\sqrt{R_0} - \frac{z_G}{\sqrt{R_0}}} + V_0 \cdot \frac{1}{\sqrt{R_0} - \frac{z_G}{\sqrt{R_0}}} \rightarrow b = \underbrace{\frac{z_G + R_0}{z_G - R_0}}_{\Gamma} a + \underbrace{V_0 \frac{\sqrt{R_0}}{R_0 - z_G}}_{b_0}$$

Ora, per il circuito si ha:

$$\begin{cases} b_1 = a_2 - b_G + b_0 \\ a_1 = b_2 - a_G \end{cases} \quad \boxed{b_G = \Gamma_G a_G}$$

$$\hookrightarrow a_G = b_2 - a_1$$

$$b_1 = a_2 - \Gamma_G a_G + b_0 =$$

$$b_1 = a_2 - \Gamma_G b_2 + \Gamma_G a_1 + b_0$$

Se poi $\Gamma_G = 0$ ($z_G = R_0$): $\boxed{b_1 = a_2 + b_0}$ (coerente con il disegno)

La misura dei parametri scattering si può effettuare, dato S_{ij} :

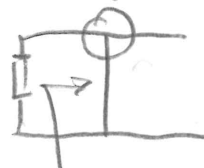
$$S_{ij} = \left. \frac{b_i}{a_j} \right|_{a_n = 0, k \neq j}$$

Se $i=j$, si ha, dalle formule precedenti:

$$S_{ii} = \left. \frac{b_i}{a_i} \right|_{a_n = 0, k \neq j} = \frac{V_k + z_{0k} I_k}{V_k - z_{0k} I_k} = \boxed{\frac{z_G - R_0}{z_G + R_0}}$$

Si divide sull'impedenza di riferimento la porta e si avrà:

$$a_k = 0; \quad b_k = \frac{V_k}{\sqrt{R_{0k}}} \quad ; \quad a_j \text{ è uguale a un ipotetico } b_0 \text{ di un gen. a onde impressa:}$$



$$\hookrightarrow \frac{b_k}{a_j} = \frac{2V_i}{V_j} \sqrt{\frac{R_{0j}}{R_{0i}}}$$

$$b_0 = V_0 \frac{1}{2\sqrt{R_0}}$$

Ciò vale anche per gli elementi fuori della diagonale, con la differenza che ora la porta adattata è dall'altra parte: per far i calcoli si deve prestar più attenzione. (7)

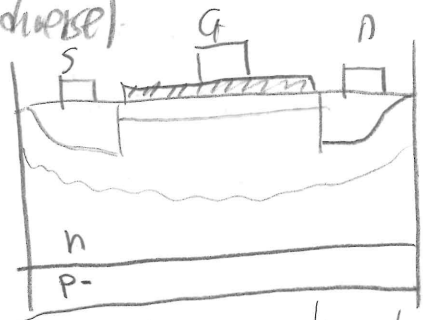
Come impedenza conviene scegliere quella della normalizzazione della porta in questione, in modo da usar queste formule e facilitar i conti.

- 2) Sostanzialmente il problema di allargare la banda di quello aperto, (eventuali soluzioni distribuite o reattive), si riporta al problema di "adattare" in una certa maniera. Essendo la banda dell'amplificatore in questione larga si dovrà per forza accettare un disadattamento; il MAG infatti non è costante in frequenza, dunque, volendo sempre lo stesso guadagno, è necessario disadattare, "equalizzare".
- Questo fatto comporta delle problematiche: disadattare significa introdurre delle riflessioni nel sistema, e ciò è molto negativo: queste riflessioni potrebbero generare instabilità, o danneggiare il generatore all'ingresso.
- Bisogna dunque trovare soluzioni per realizzare questo adattamento: una è quella di introdurre elementi resistivi nell'equalizzazione, in modo da dissipare le riflessioni; un altro approccio è basato sull'ignorare queste riflessioni, e non farle danni; un terzo approccio è basato sull'idea di amplificatore distribuito (perché!)

- 3) A microonde siamo interessati a guadagni elevati (a base freq.), e velocità di saturazione elevate, a campi elettrici massimi elevati (in modo da poter avere della potenza su questi dispositivi).
- Il Si non si può sempre usare: più si va su di potenza o di frequenza, meno è utilizzabile (e, senza essa, manca la tecnologia complementari come CMOS, vedi per l'ossido o vedi per la mobilità p e n molto diverse).

Tra i FET, il più noto è il MESFET: giunzione Schottky che controlla la regione di semiconduttore; quando si conduce, la regione di materiale è piena di portatori.

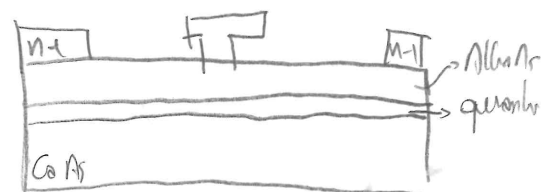
C'è uno stato debolmente drogato per evitare che Alternative: allontanare G e D per migliorare la dispositivo), fare scano per ridurre R.



i portatori si disperdono. Vengono dalla giunzione e dal

Problema MESFET: molto comune $\rightarrow$ molto drogaggio $\rightarrow$ mobilità ridotta

$\rightarrow$ HEMT: FET a modulazione di drogaggio



Eterostruttura a mod di drogaggio: AlGaAs-GaAs

- Cò:
- disaccoppiare V_{th} e spessore canale drogato;
 - permette di aver portatori veloci e in abbondanza (no impurità);
 - si può mandare un po' in diretta la barriera

PHEMT: eterostruttura pseudomorfica InP-InAlAs-InP (stress sul reticolo).

LD MOS: tecnologia al Si ma diversa da CMOS; lunghezze d'gate molto ridotte, e tensioni di breakdown comunque elev. Come? Si abbatta il campo elettrico mediante queste transizioni "graduali" da p+ a n+. Cò aumenta la resistenza parallela.



HBT: si ha un bipolare a eterostr; cò permette di svincolare i profili di drogaggio, riducendo la resistenza V_{be} . Cò:

- Migliora la g_m
- "il breakdown (meno dell'HBT).

$\rightarrow$ Si usa il SiGe; la base è in una lega SiGe. Non si riesce a fare etero brusca perché il pass reticolo è diverso. dop - trenches.

Obiezioni: GaN: alle potenze alle frequenze, dissipare calore...

Tema di esame aprile '10 (12:00)

1) Dato un generico N-porta si definiscono i parametri $\leq$ come:

$$S_{ij} = \left. \frac{b_i}{a_j} \right|_{a_k=0, k \neq j}$$

Nel caso di $i=j$, il calcolo si riporta al solo calcolo del coefficiente di riflessione alla porta i -esima; questi sono gli elementi sulla diagonale.

Per gli elementi fuori dalla diagonale, ricordo che:

$$V_n = (b_k + b_n) \sqrt{R_{on}}; I_n = \frac{(a_n - b_n)}{\sqrt{R_n}} \quad \text{quando misuro i parametri collego}$$

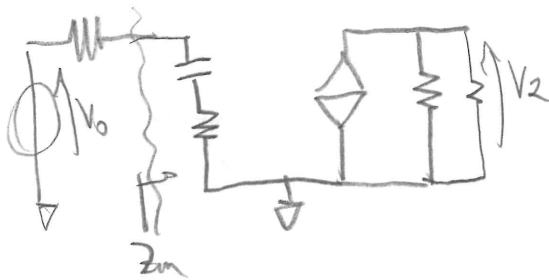
al 2-pole un generatore di tensione nota, V_0 ;

avrò:

$$\bar{b}_0 = \frac{V_0}{2\sqrt{R_{on}}} \quad \rightarrow \quad \frac{b_2}{b_0} = 2 \frac{V_2}{V_0} \sqrt{\frac{R_{on}}{R_{oi}}} \rightarrow \text{espr. nota!}$$

Dunque questa è la "formula" che si può usare.

Si consideri ora questo schema:



$$S_{11} = \frac{Z_{in} - R_0}{Z_{in} + R_0} \Rightarrow Z_{in} = R_0 + \frac{1}{j\omega C_{gs}}$$

$$= \frac{1 + j\omega C_{gs} R_0}{j\omega C_{gs}}$$

$$S_{11} = \frac{\frac{1 + j\omega C_{gs} R_0}{j\omega C_{gs}} - R_0}{\frac{1 + j\omega C_{gs} R_0}{j\omega C_{gs}} + R_0} = \frac{1 + j\omega C_{gs} R_0 - j\omega C_{gs} R_0}{1 + j\omega C_{gs} R_0 + j\omega C_{gs} R_0} = \frac{1}{1 + j\omega C_{gs} (R_0 + R_0)}$$

$$= \frac{1 + j\omega C_{gs} (R_0 - R_0)}{1 + j\omega C_{gs} (R_0 + R_0)}$$

$$S_{11} = 2 \frac{V_2}{V_0}; \quad V^* = V_0 \cdot \frac{1}{j\omega C_{gs}} \cdot \frac{1}{1 + R_0 + R_0} = \frac{1}{1 + j\omega C_{gs} (R_0 + R_0)} V_0$$

$$V_2 = -g_m V^* R_{os} \oplus R_0; \quad \frac{V_2}{V_0} = \frac{-g_m R_{os} \oplus R_0}{1 + j\omega C_{gs} (R_0 + R_0)} \rightarrow S_{11} = 2 \frac{V_2}{V_0}$$

Ora: se tutto è concato così, il guadagno del FET sarà:

$$S_{21}(\omega) = -2 g_m R_{os} \oplus R_0; \quad \frac{V_2}{V_0} = 1 \rightarrow \frac{-g_m R_{os} \oplus R_0}{1 + j\omega C_{gs} (R_0 + R_0)} = 1$$

$$\frac{-g_m R_{os} \oplus R_0 - 1}{j \cos (R_0 + R_0)} = \omega \rightarrow \underline{se}: \quad g_m R_{os} \oplus R_0 \gg 1 \quad e \quad R_0 \gg R_i$$

$$\rightarrow f_c = \frac{-g_m R_0}{j \cos R_0} = \frac{g_m}{\cos}$$

2) Le reti di adattamento possono essere usate/interpretate in maniera
molteplice; volendo vedere nel dominio della frequenza, esse sono
in sostanza dei filtri, poiché mostrano una impedenza variabile con f .
"Impedenza" è una parola magica; di fatto, il principale uso delle reti
di adattamento è quello di fare una trasformazione di impedenza;
rispetto ai carichi "reali" nella strumentazione (SAR), l'amplificatore
per lavorare in una certa maniera, deve vedere nel dominio delle
frequenze, un certo Γ_G e un certo Γ_L (e ricorda di cosa vogliamo
fare essi sono diversi). Lo scopo dell'adattatore è quello di fornire
questa "visione" agli amplificatori.

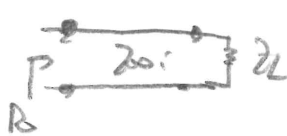
Di solito si parla di reti di "adattamento" se esse portano ad avere al:
l'ingresso del FET, $\Gamma=0$; più in generale, come nel caso degli ampli
a banda larga, si parla di "equalizzazione", per quanto il concetto sia
comunque quello di mostrare al 2-ports una certa impedenza.

Le reti possono essere con o senza perdite; se l'intenzione è quella di
usare in modo libero le perdite, per esempio per cancellare delle riflessioni,
si possono introdurre elementi "lossy" di proposito.

Come sempre, per quanto riguarda la tecnologia, si possono distinguere 2 casi:
ibrido o monolitico; nel caso monolitico è preferibile passare a modelli a
componenti discreti, in modo da avere l'idea che si vuole usare. Nel più
comune caso per circuiti ibridi, l'adattatore si può fare in pstriscia: prima
si progetta, con uno dei metodi di Campi, questo adattatore-problema,
usando modelli "semplici" come quelli implementati in PNR, dunque si trovano
i Z_{in} e le lunghezze in λ e $\lambda/4$.

gli adattatori possono essere progettati in diversi modi:

- $\lambda/4$: si usa $Z_{in} = \sqrt{R_0 Z_L}$, e si fa un
tratto di lunghezza $\lambda/4$ con queste Γ



- A "L": con lo stub scelto $| \Gamma | = 1$, con
le linee vicine in questo.

- Altre sd. I multi $\lambda/4$ o

3) La cifra di rumore è un parametro che permette di quantificare le prestazioni di un sistema in termini di rumore. Esso si può in sostanza definire così:

$$F_N = \frac{S_{NLdisp}''}{S_{NLdisp}'}$$



dove "S" indica una densità spettrale di potenza, "n" di rumore, "L" sul carico disponibile (usare espressioni diverse sarebbe più complicato); l'apice "I" indica il

blocco che la S NON TIENE CONTO del rumore generato internamente al blocco;

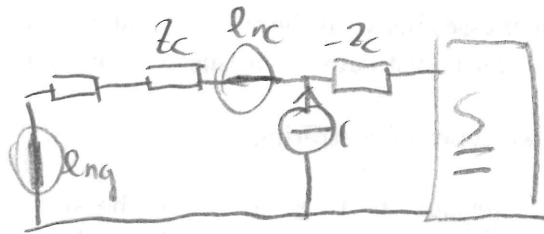
"II" indica il rumore esclusamente generato internamente, e senza apice la somma

delle 2: $S_{NLdisp} = S_{NLdisp}' + S_{NLdisp}''$ (essendo i due scorrelati per ipotesi)

$$\rightarrow F_N = L_t \frac{S_{NLdisp}''}{S_{NLdisp}'} \rightarrow \geq 1$$

Usando il guadagno disponibile, $\Rightarrow F_N = L_t \frac{S_{NGdisp}''}{S_{NGdisp}'}$ $\rightarrow \frac{\Delta_{KBS} T R_{eq}}{\Delta_{KBS} T R_{eq}} = L_t \frac{S_{NGdisp}''}{k_B T}$

[volendo, dimostrare]
modello ...



$\Delta_{KBS} T R_{eq}$ $\rightarrow$ disponibile

Come si evince dalle dimostrazioni fatte in aula F_N dipende da molto cose; dal due-porte senza dubbio, ma anche dal generatore, o meglio dal suo Γ_a ; variando Γ_a , si può variare F_N . Si può verificare che le curve, sulla c.d.s. di Γ_a a rumore costante, sono cerchi.

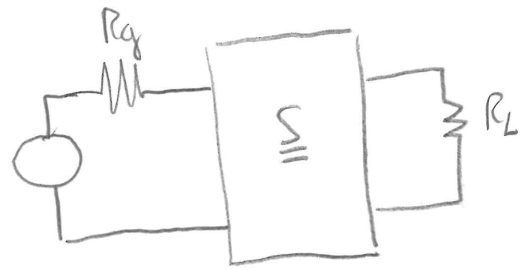
Si può dimostrare che dunque esiste una NF minima, e questa avrà un certo "guadagno associato": il valore del guadagno per cui si ha NF_{min} . Questo, spesso, è irrisorio, e ciò non ci piace, perché gli ampli a basso rumore sono dei prentandi, dunque ci piacerebbe se avessimo un guadagno costante.

Analisi 2-porte

Intenzione: analizzare un sistema del tipo:

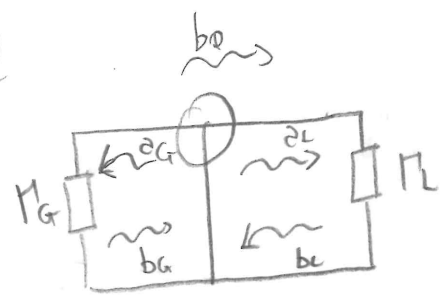
Si procede per passi.

1°: Considerare uno schema del tipo:



(1)

Possiamo scrivere le eq. per il circuito:



$$\begin{cases} b_L = a_G \\ a_L = b_G + b_0 \end{cases} \quad \begin{cases} b_L = R_L a_L \\ b_G = R_G a_G \end{cases} \rightarrow$$

Siamo interessati a cose capita sul carico: a_L e b_L .

Troviamoli:

$$a_L = b_G + b_0 = R_G a_G + b_0 = R_G b_L + b_0 = R_G R_L a_L + b_0$$

$$\rightarrow a_L (1 - R_G R_L) = b_0 \rightarrow \begin{cases} a_L = \frac{b_0}{1 - R_G R_L} \\ b_L = \frac{R_L b_0}{1 - R_G R_L} \end{cases}$$

A partire da ciò, si può calcolare la potenza su R_L :

$$P_L = |a_L|^2 - |b_L|^2 = \frac{|b_0|^2}{|1 - R_G R_L|^2} [1 - |R_L|^2]$$

se $R_G = R_L^*$, si ha:

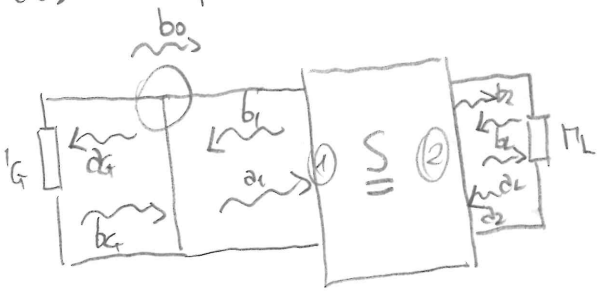
$$\rightarrow P_{L, disp} = \frac{|b_0|^2}{1 - |R_G|^2}$$

si può riscrivere P_L come:

$$P_L = P_{L, disp} \frac{(1 - |R_L|^2) / (1 - |R_G|^2)}{|1 - R_G R_L|^2}$$

Questo caso di studio è utile in vista di ciò che stiamo per fare: ora abbiamo delle formule per un caso semplice, formule che possono essere rutilizzate.

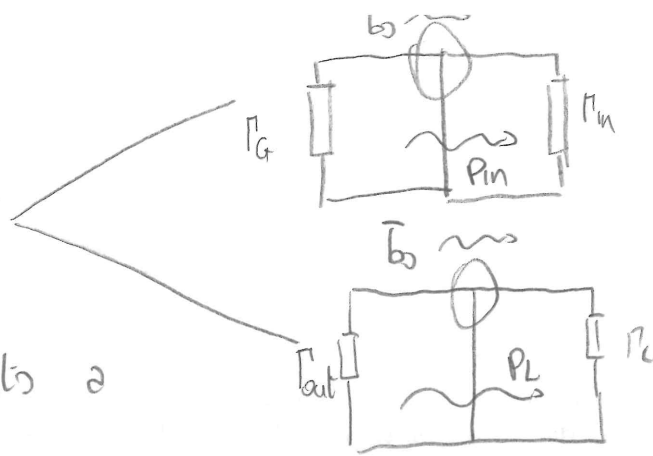
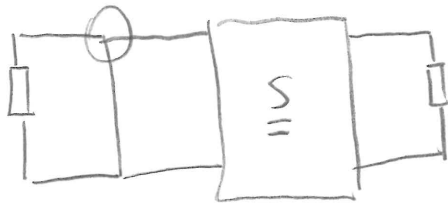
Caso 2-porte caricato



$$\begin{cases} b_2 = a_L \\ a_2 = b_L \\ a_L = b_0 + b_G \\ b_L = a_G \end{cases}$$

$$\begin{cases} b_G = R_G a_G \\ b_L = S_{11} a_1 + S_{12} a_2 \\ b_2 = S_{21} a_1 + S_{22} a_2 \\ b_L = R_L a_L \end{cases}$$

$$\rightarrow \begin{bmatrix} 1 & -R_G & 0 & 0 \\ S_{11} & -1 & S_{12} & 0 \\ S_{21} & 0 & S_{22} & -1 \\ 0 & 0 & 1 & -R_L \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \\ b_1 \\ a_2 \\ b_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} b_0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \rightarrow$$



Si può ricondurre questo circuito a due sottocircuiti.

$$\Gamma_{in} = \frac{b_1}{a_1} = S_{11} + \frac{S_{12} S_{21} \Gamma_L}{1 - S_{22} \Gamma_L} \quad ; \quad \Gamma_{out} = \frac{b_2}{a_2} = S_{22} + \frac{S_{12} S_{21} \Gamma_G}{1 - S_{11} \Gamma_G}$$

dalle formule di a_1, b_1, a_2, b_2 ! Facendo i rapporti.

Si può veder che:

$$P_{in} = |a_1|^2 - |b_1|^2 = \dots$$

O, usando il "circuito equivalente": $P_{in} = b_0 \frac{1 - |\Gamma_{in}|^2}{|1 - \Gamma_{in} \Gamma_G|^2}$

Elettronica delle microonde - ripasso

Parte introduttiva

RF: da 100 MHz a ≈ 1 GHz; MW: da 1 a 30 GHz; mm: tra 30 e 100 GHz.

RF: "coperto" da tecnologie a Si; oltre 40 GHz, si devono usare altre tecnologie (non Si).

Il Si si usa a bassa potenza

Per potenze e frequenze più alta GaAs (da anni '50) e guide d'onda.

A seconda della potenza e frequenza, si usano substrati diversi.

P. concentrati $\rightarrow \lambda < \frac{\lambda}{8}$ e meno che $f > 20$ GHz).

2 circuiti:
 ibrido $\rightarrow$ si fa il FET su GaAs o simili e si mette in un circuito (sol. tipica)

monolitico $\rightarrow$ si fa tutto monolitico, integrato.

Substrato: deve anche soddisfare spec. termiche, oltre che elettriche (ϵ_r, d)

Linee di Tx:
 $\left\{ \begin{array}{l} \text{microstrip} \\ \text{coplanare} \end{array} \right.$



Microstrip: per collegare al GND, si deve far un via-hole (forare il bulk) $\rightarrow$ quando ciò non si può fare, $\rightarrow$ coplanare (layout + incasinato).

Ibrido
- bulk meno costoso;
- più facili da "ritoccare" in caso di errori.

Vs

monolitico:
- posto realizzato con + precisione;
- dimensioni inferiori
- facilmente "ripetibili"

(Advantages)

Ilto problema: ALIMENTAZIONE (lo vedremo: bias-T).

$\rightarrow$ Per il costo i circuiti ibridi son più diffusi!

Si usano anche elementi discreti.

Dispositivi attivi a microonde

Quando si può, si usa Si (costo)

però $\leftrightarrow$ tecnol. sviluppatissima!
 - CdTe (tellurio di cadmio): Eg molto piccola, $\Rightarrow$ opp. a infrarossi!
 $\left\{ \begin{array}{l} \text{alternativo,} \\ \text{semicond. di SINTESI} \end{array} \right.$

- GaAs (Hemel)

- InP (oltre 40 GHz & optoelettr.);

- SiC: Eg elevatissimo, $\rightarrow$ resiste a T elevatissimo!! $\Rightarrow$ forte per la potenza!

- GaN: molto promettente, dopo Eg; potenze.

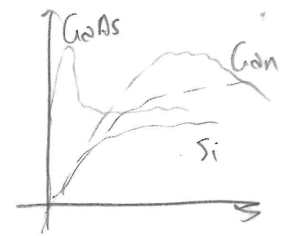
Anche Eg $\rightarrow$ elevato breakdown. (fondamentale x potenze);

x alte frequenze, ci serve molto o meglio una saturazione elevata.

Campo elettrico critico: max valore di E per cui non si ha sat. della v .

Il GaN è fantastico: campo E e v_{sat} elevato. Idem SiC.

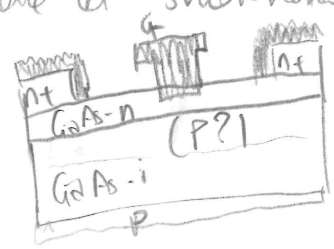
Per aumentare v si deve avere μ elevato (materiale), e gate corto (gate corto $\rightarrow E$ maggiore $\rightarrow v$ maggiore)



Si: può dissipare poco ed alta f_i
 GaAs: non esiste MOS (NO ossido).

Hesfet

Si usa una barriera Metallo-Semiconduttore per modulare una regione di svuotamento: questo è il canale.
 Si può far crescere epitassialmente. Si può poi anche piantare in prof. uno strato P per isolare il canale dal bulk.
 Lo spessore della zona n determina la V_{th} .
 La transcher è:



Il breakdown è il br. della giunzione Schottky.
 Recesso di gate:

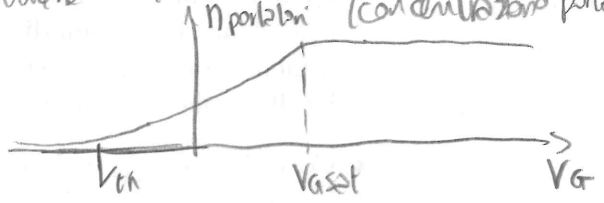
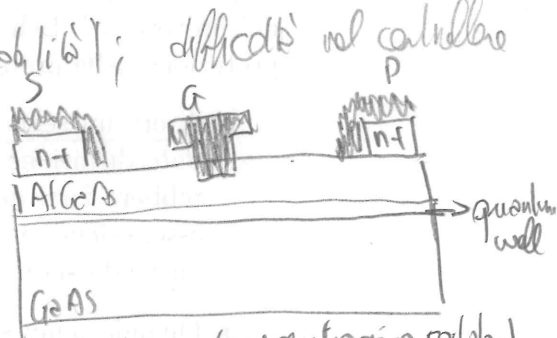


Con questa idea si "recede" il canale. Con questo scavo, aumentando la sezione e riducendo la resistenza parassita: lo strato n è stretto solo dove si deve controllare il canale e altrove largo (riducendo R); V_{th} è controllata meglio. Si allontanano G e D per migliorare il breakdown. Per aumentare la corrente (dunque la potenza) si può aumentare lo w , senza esagerare ($\frac{L}{\lambda} !!$) $\Rightarrow$ si fan i dispositivi INTERDIGITATI!

Problemi: molto corrente, molto disgreggio (e meno nobilità); difficoltà nel controllo $V_{th} \Rightarrow$ eterostrutture

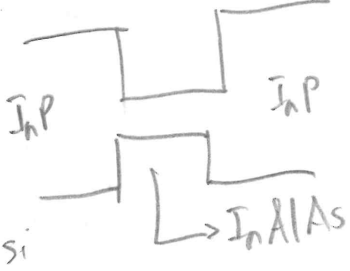
HEMT

FET a modulazione di drogaggio mediante eterostrutture. Si ha anche una barriera Schottky, che modula il numero dei portatori. Si può lavorare sulla capacità di canale (dunque sulla q_m) agendo sullo spessore dell'AlGaAs senza toccare V_{th} .



HEMT ha una V_{sat} maggiore a HEMT; ma i campi di breakdown son minori.

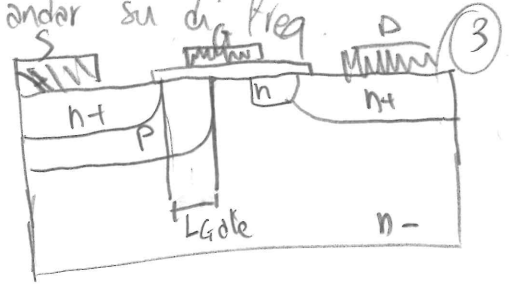
PHEMT: coppia eterostruttura:



InAlAs ha strati sottili, e se tutto è Bulk non ha i relitti di si adattano, il materiale si stressa, e la sua f_i aumenta.

FCMOS - LDMOS
 si han anche tecnologie al Silicio oltre a quelle "esotiche" appena viste; vantaggio del Si: $f_i \approx 3 f_{GaAs}$ dunque c'è disputa ma non troppo come nel GaAs - si può usare CMOS.

Le lunghezze di gate devono essere molto ridotte, al fine di andar su di freq. LDMS realizza questa idea. Il canale può essere corto, poiché la struttura permette di "spalmare" il campo elettrico: le regioni n e n- hanno grosse regioni di smaltimento, che spalmano lo stesso campo e evitano il breakdown. L'impiantazione laterale "p" è il canale.



BJT/HBT
 I BJT hanno una f_T bassa: non prende (colpa della $r_{bb'}$, causata dal fatto che si hanno i vincoli di drogaggio).

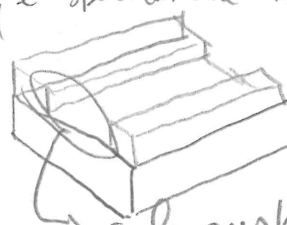
→ Si fanno doppie eterostrutture! In questo modo tra B e E si ha un salto di banda PERMANENTE e "indipendente dal drogaggio", e $r_{bb'}$ minore! (drago di e la base!)
 La base si fa crescere epitassialmente (NO impiantazione).
 → migliora g_m e la f_T (ho $r_{bb'}$ più piccola)
 → migliora il breakdown (ma non si ottengono i risultati dell'HBT).

→ HEMT meglio per potenza HBT per rumore.
 Si possono fare HBT Si-basel: tecnologia Si-Ge (loghe). NO altro brusco, perché il passo reticolare è molto diverso, dunque si fanno "passi graduati" di crescita.
 Deep-trench: scavi profondi nei quali si posiziona del SiO_2 , per separare un dispositivo da quello adiacente. Solo su Si ben. Si-basel, perché nelle altre non si ha ossido.

Obiettivi:
 - Migliorare prestazioni (g_m , breakdown...)
 - Migliorare dissipazione; → ampio gap (GaN); buona dissip. e elevato breakdown.
 → se dissipano bene, posso aumentare i dispositivi e ridurre l'area di integrazione.
 Il GaN è figo. dar uno sguardo ad aspetti E dissipare

Impianti passivi concentrati
 concentrati, si usano a freq. relativamente basse (qualche GHz), e specialmente nei circuiti monolitici (dimensioni ridotte); o film, o package.

Resistori
 Problemi: tolleranze sul valore di R , e sulla stabilità termica.
 3 modi:
 - depositando film sottili resistenti sul dielettrico
 - depositando film semiconduttori (MESA)
 - drogando il substrato semi-isolante

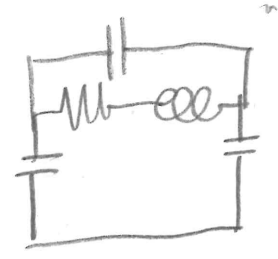
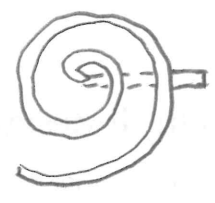
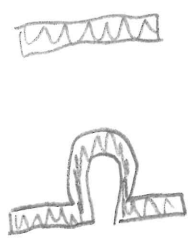


si fa qualcosa qui!

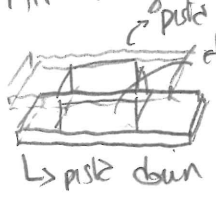
Tolleranze 20%
 Per valori di R elevati, si devono usare i package. Ve ne son di 3 tipi:
 resistori package:
 - quarter wrap
 - wrap around
 - flip-chip
 - flip-chip con mass

Induttori

Idea: far avvolgimenti e contenere linee di campo.
 Problema: domanti passivi: resistivi, per effetto Joule; capacitivi, sia tra loro sia verso massa. Nel modello eq. la L avrà sempre una R serie. Essendo le piste in pistrucce, pure a massa.



Air bridge: dielettrico sulla pista sotto dunque si mette una 2^a pista, e quindi si fa etching.

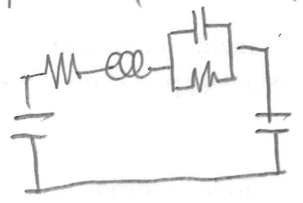
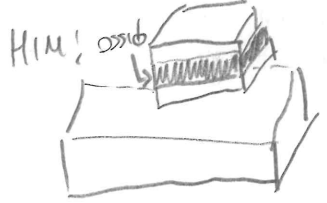
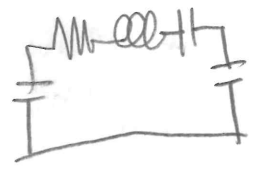


Tutto ciò occupa un'area enorme, ben + degli ottimi!
 E si fa su Si, peggio ancora perché si hanno perdite (essendo un cattivo isolante) -> ciò abbassa i Q degli induttori.

Ora esistono tecniche per strutture 3d, con il micro-nano machining. (NON planare!)
 Generalmente, valori di L elevati NON stanno (e non nei bios-T)

Condensatori

- Interdigitali; - Pistrucce; - MM; - Schottky.



Si usano soprattutto MM!
 -> sono sostanzialmente dei risonatori!

Componenti passivi distribuiti

Sono strutture in cui si propagano modi TE, TH o TEM.

Sono molto dispersive in frequenza, e non propagano sotto la f_c (TE/TH)

Le guide TEM hanno $f_c = 0$ Hz, sono debolmente dispersive, e solo per colpa delle perdite serie/parallelo.

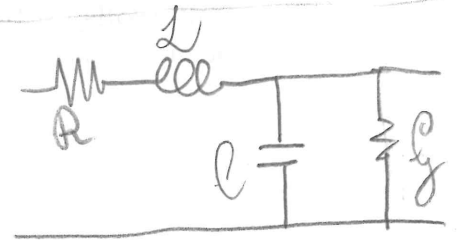
Esiste un altro tipo di guide, quelle che aprono: linee quasi-TEM: hanno un dominio duplicemente omogeneo, ma con dielettrico non omogeneo sulle superficie trasversale: ϵ non è esattamente trasverso a $\vec{H}$. -> il campo si chiude in maniera disomogenea.

Si può scrivere, in prima approssimazione:

$$v_p = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_r}} \quad ; \quad v_p = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_{eff}(f)}}$$

(TEM) (quasi-TEM)

Linee con perdite:
 Si ha un modello di questo tipo:



$$\gamma = jK = \sqrt{(j\omega L + R)(j\omega C + G)} \quad ; \quad Z_0 = \sqrt{\frac{j\omega L + R}{j\omega C + G}}$$

Sviluppo γ :

$$\gamma = \sqrt{(j\omega L + R)(j\omega C + G)} = -\omega^2 LC \sqrt{\left(1 + \frac{R}{j\omega L}\right)\left(1 + \frac{G}{j\omega C}\right)} = \sqrt{j\omega L} \sqrt{j\omega C} \sqrt{1 + \frac{R}{j\omega L}} \sqrt{1 + \frac{G}{j\omega C}}$$

$$\approx \left(\text{Taylor I}^\circ \text{ ordine } \sqrt{1+x} \approx 1 + \frac{x}{2}\right) \sqrt{-\omega^2 LC} \left(1 + \frac{R}{2j\omega L}\right) \left(1 + \frac{G}{2j\omega C}\right) \approx \sqrt{-\omega^2 LC} \left(1 + \frac{R}{2j\omega L} + \frac{G}{2j\omega C}\right)$$

$$= j\omega \sqrt{LC} + \frac{R}{2} \frac{\sqrt{LC}}{L} \frac{j\omega}{j\omega} + \frac{G}{2} \frac{\sqrt{LC}}{C} = j\omega \sqrt{LC} + \frac{R}{2Z_0} + \frac{G}{2Z_0} \Rightarrow j\beta + \alpha$$

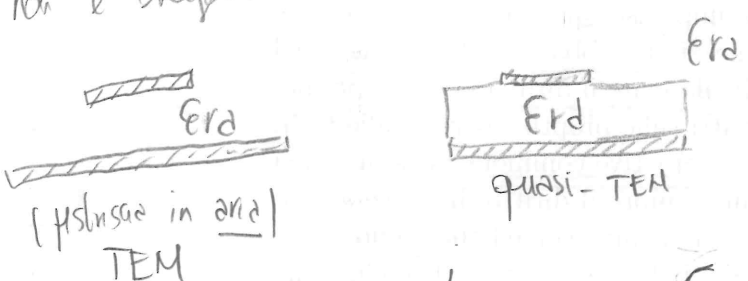
Per Z_0 : $Z_0 \rightarrow \sqrt{\frac{j\omega L + R}{j\omega C + G}} \rightarrow$ per $\omega \rightarrow \infty$, $Z_{0\text{ass}} \rightarrow Z_{0\text{ideal}}$
 (regime di alta frequenza; quello in cui effettivamente noi lavoriamo!!)

Esiste un regime "intermedio", in cui si trascura G ma non R , e diventa molto dispersivo.

Linee quasi-TEM.

Ciò che cambia da una linea TEM a una quasi-TEM è il valore delle grandezze che le caratterizzano, delle "costanti primarie": L e C . Questo, perché il dielettrico non è omogeneo.

Punto di partenza: in entrambi i casi:



$\mu_{ro} = \mu_{rd} = 1$
 si potrà dire che:

$$L = L_{\text{aria}} = \frac{L}{C \cdot \epsilon_{\text{aria}}}$$

RIVEDERE

(dal momento che $v_f = \frac{L}{\sqrt{L C}} = \frac{C}{\sqrt{L C}}$)

da qui: $C \approx 3 \times 10^8 \text{ m/s}$

$L = \epsilon_{\text{eff}} \cdot \epsilon_{\text{aria}}$

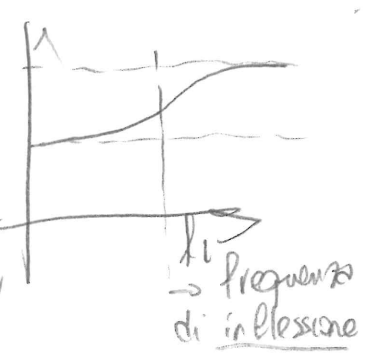
$\hookrightarrow Z_0 = \sqrt{\frac{L}{C}} = \frac{1}{C \sqrt{\epsilon_{\text{eff}} \epsilon_{\text{aria}}}}$; $v_f = \sqrt{\frac{1}{L C}} = c \sqrt{\frac{\epsilon_{\text{aria}}}{\epsilon_{\text{eff}}}}$

$\hookrightarrow Z_0 = \frac{Z_{0\text{aria}}}{\sqrt{\epsilon_{\text{eff}}}}$; $v_f = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_{\text{eff}}}}$

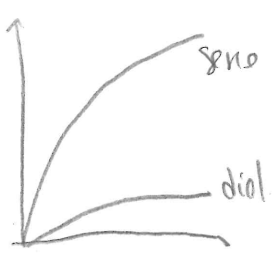
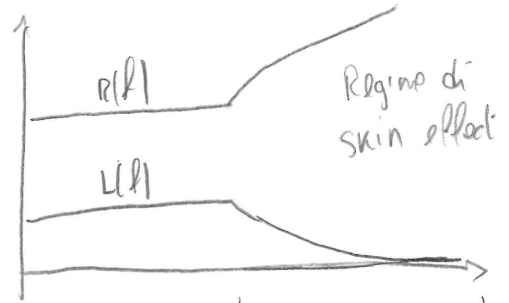
- Nota:
- Più la pista è larga, più L aumenta, e Z_0 cala;
 - Più ϵ_d aumenta, più C aumenta, e Z_0 cala.
- } i microni relativi su ϵ_d e C_u .

Fino alla freq. del I° modo superiore (inoltre le guide è debolmente dispersive. A lì al contempo si innescano il modo (che uccide v_g) e la disp. aumenta.

$$\epsilon_{\text{eff}}(f) = \left[\epsilon_{\text{eff}}(0) + \frac{\epsilon_1^2 - \epsilon_{\text{eff}}(0)}{1 + \left(\frac{f}{f_c}\right)^2} \right]^{\frac{1}{2}}$$



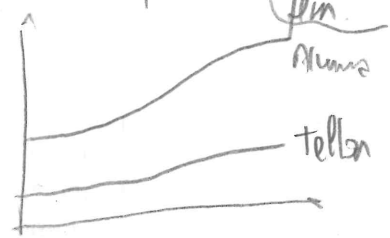
Effetto pelle: si ha qualcosa del tipo: la resistenza aumenta come $\sqrt{f}$ (visto che si ricava così dallo skin effect) e visto che si riduce la corrente concatenata $L \rightarrow \Phi$. (queste son perdite serie);
a causa del dielettrico non ideale si han anche delle perdite parallele, $\tan(\delta)$;



Si ha tuttavia che le perdite serie sono molto più importanti di quelle parallele.
Teflon e Alumina han basse perdite; Si, più elevate (ma è più maneggevole).

Note su microstrip

- In generale, $W < h$ (per evitare riflessioni trasversali), ma superiore a qualche decimo di λ .
 - Z_0 cala all'aumentare di Q , dunque di ϵ_r e di W/h ;
 - $\sqrt{\epsilon_{eff}}$ aumenta un po' all'aumentare di W/h ;
 - Z_0 domina; aumenta W , riduce R , dunque le perdite serie.
- Alumina è dispersiva e poco maneggiabile



Parametri S: note/richiami

si usa sia per linee, sia per dispositivi attivi e microonde, al fine di descriverne il comportamento lineare. Perché S? Beh, perché semplicemente, chiudere o corto o in aperto per far delle misure NON si può fare! Colpa di riflessioni, e assillare del fatto che le condizioni di short o open son valide per frequenze limitate bande strette. Adattare è più facile.
Inoltre, come è noto, questi dispositivi han elevati guadagni a bassa frequenza, dunque si rischia di crear dei loop!
... e poi si possono collegare alle linee di Tx :-)

Definizione S:

Definisco a_k e b_k come:

$$a_k = \frac{V_k + Z_{0k} I_k}{2\sqrt{Re\{Z_{0k}\}}} ; b_k = \frac{V_k - Z_{0k}^* I_k}{2\sqrt{Re\{Z_{0k}\}}} \Rightarrow \text{in genere, } \Rightarrow a_k = \frac{V_k + Z_{0k} I_k}{2\sqrt{R_{0k}}} ; b_k = \frac{V_k - R_{0k} I_k}{2\sqrt{R_{0k}}}$$

$Z_{0k} = R_{0k}$
(solo parte reale)

Nella forma più generale:

$$P_k = |a_k|^2 - |b_k|^2 ; [NON \text{ dipende da } Z_{0k} !!!]$$

inverso $V_k = (a_k + b_k)\sqrt{R_{0k}}$
 $I_k = \frac{(a_k - b_k)}{\sqrt{R_{0k}}}$

Ora, ricorda: Z_{0k} NON ha "per forza" significato fisico; essa lo ha solo se in una linea di trasmissione modellata con questi parametri, $Z_{0k} = Z_{00} \cdot \ln(b/a)$; $P(z) = \frac{|V(z)|^2}{Z_{00}} - \frac{|I(z)|^2}{Z_{00}}$

Parlare di Z_{in} in un FET, o in un generico dispositivo a p. concentrati, NON ha senso! Cio che si fa e scagione una Z_{0K} e determinare i parametri $\underline{S}$ rispetto a esso!

Conversione $\underline{Z} \rightarrow \underline{S}$

Sappiamo che:

$$\underline{V} = \underline{R}_0^{1/2} (\underline{a} + \underline{b}); \quad \underline{I} = \underline{R}_0^{-1/2} (\underline{a} - \underline{b}); \quad \underline{V} = \underline{Z} \underline{I} \rightarrow \underline{R}_0^{1/2} (\underline{a} + \underline{b}) = \underline{Z} \underline{R}_0^{-1/2} (\underline{a} - \underline{b})$$

$$\rightarrow \underline{a} + \underline{b} = \underline{R}_0^{-1/2} \underline{Z} \underline{R}_0^{-1/2} \underline{a} - \underline{R}_0^{-1/2} \underline{Z} \underline{R}_0^{-1/2} \underline{b} \rightarrow \underline{b} (\underline{I} + \underline{R}_0^{-1/2} \underline{Z} \underline{R}_0^{-1/2}) = \underline{a} (\underline{R}_0^{-1/2} \underline{Z} \underline{R}_0^{-1/2} - \underline{I})$$

$$\rightarrow \underline{b} = (\underline{I} + \underline{R}_0^{-1/2} \underline{Z} \underline{R}_0^{-1/2})^{-1} (\underline{R}_0^{-1/2} \underline{Z} \underline{R}_0^{-1/2} - \underline{I}) \underline{a}$$

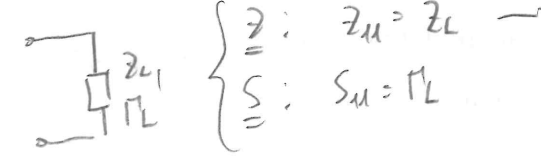
In pratica:

- 1) Si parte dalle equazioni di passaggio da parametri $\underline{S}$ a parametri $\underline{Z}$;
- 2) Si scrive la relazione di partenza, quella che definisce la matrice di partenza ($\underline{V} = \underline{Z} \underline{I}$);
- 3) Si sostituisce 1 in 2 e ordina. Se poi tutte le imp. di riferimento son uguali, $\underline{R}_0 = R_0 \underline{I}$.

Potenza:

$$P_{diss} = \sum_k (|a_k|^2 - |b_k|^2) = \underline{a}^T \underline{a}^* - \underline{b}^T \underline{b}^* = \underline{a}^T \underline{a}^* - \underline{a}^T \underline{S}^T \underline{S}^* \underline{a}^* = \underline{a}^T (\underline{I} - \underline{S}^T \underline{S}^*) \underline{a}^*$$

Nota: un generico blocco si può definire secondo le due "basi":



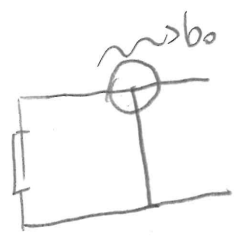
si passa da una "base di impedenze" a una "base di riflettanze", il cui collegamento è funzione della Z_0 scelta.

Generatori di onde impresse: sono le rappresentazioni, nel mondo dei parametri $\underline{S}$, dei generatori indipendenti:



$$\begin{cases} b_1 = a_2 + b_0 \\ a_1 = b_2 \end{cases}$$

questo è l'eq. costitutiva del blocco circuitale "generatore di onde impresse".



Si può ricavare, mediante i passaggi (*), la relazione: $\underline{Z}$

$$\underline{b}_0 = \underline{R}_0^{1/2} (\underline{Z} + \underline{R}_0)^{-1} \underline{V}_0 \xrightarrow{\text{scalarizzata}} b_{0K} = \frac{V_{0K} \sqrt{R_{0K}}}{Z + R_{0K}} \rightarrow \text{se } Z = R_{0K} \text{ (scegliamo } R_{0K} \text{ in questo modo)}$$

$$\rightarrow b_{0K} = \frac{V_{0K}}{2\sqrt{R_{0K}}}$$

RIVEDERE STA COTTA PER ES!

Misura parametri $\underline{S}$

Per misurare i parametri $\underline{S}$, si usa la seguente formula: $S_{ij} = \frac{b_i}{a_j} |_{a_k=0, \forall k \neq j}$
 Per misurare i parametri $\underline{S}$, si usa la seguente formula: $S_{ij} = \frac{b_i}{a_j} |_{a_k=0, \forall k \neq j}$
 si adatta a ogni porta, tranne tra quelle in cui si misura il parametro. In realtà non è adattarlo, è CHIUDERE CIASCUNA PORTA SULLE IMP DI NORMALIZZAZIONE RISPETTO ALE QUALI SI CALCOLA $\underline{S}$...

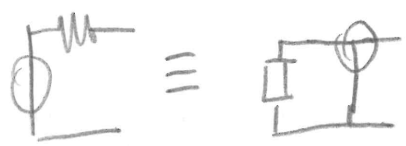
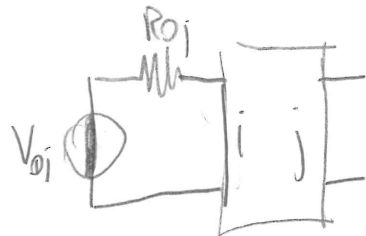
Si avrà:

$$a_k = \phi, \quad b_k = \frac{V_k}{\sqrt{R_{ok}}} \quad \left(\text{Si userà un voltmetro voltbridge} \right)$$

Per misurare il parametro:

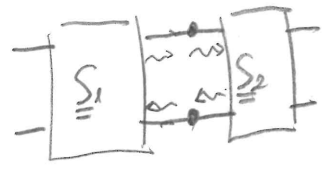
$$S_{ij}|_{i \neq j} = \frac{b_i}{a_j} \Rightarrow \text{usando l'equivalenza prima ricavata per cui si ha:}$$

$$\boxed{S_{ij} = 2 \frac{V_i}{V_j} \sqrt{\frac{R_{oj}}{R_{oi}}}} \quad \left(\text{formula valida per MISURA E CALCOLO} \right)$$



Matrice $\underline{T}$

Utile per collegare dei 2-port in cascata.



$$\left. \begin{aligned} \begin{pmatrix} a_1' \\ b_1' \end{pmatrix} &= \underline{T}' \begin{pmatrix} b_2' \\ a_2' \end{pmatrix} \\ \begin{pmatrix} a_1'' \\ b_1'' \end{pmatrix} &= \underline{T}'' \begin{pmatrix} b_2'' \\ a_2'' \end{pmatrix} \end{aligned} \right\} \Rightarrow \begin{pmatrix} a_1' \\ b_1' \end{pmatrix} = \underline{T}' \underline{T}'' \begin{pmatrix} b_2'' \\ a_2'' \end{pmatrix}$$

dove SI DIMOSTRA che:

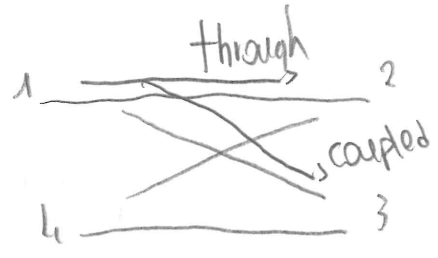
$$\underline{T} = \frac{1}{S_{21}} \begin{bmatrix} 1 & -S_{22} \\ S_{11} & -\Delta_S \end{bmatrix} \quad \& \quad \underline{S} = \frac{1}{T_{11}} \begin{bmatrix} T_{21} & \Delta_T \\ 1 & -T_{12} \end{bmatrix}$$

Handwritten notes:
 $\Delta_S = S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21}$
 $\Delta_T = T_{11}T_{22} - T_{12}T_{21}$

Componenti in linee accoppiate

Accoppiatore direzionale: dispositivo che divide la potenza incidente ad una porta fra due, e una quarta resta isolata.

La divisione può essere per 2 o per un fattore diverso a seconda dell'applicazione. Si ha inoltre un preciso rapporto di fase.

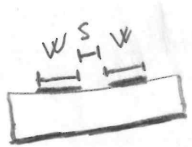


Può per esempio esser usato per generare un segnale differenziale
 Idealmente, No dissipazione; 5 parametri: C, D, I, T, R (adattamento);
 ↳ TRANSMISSIONE

$$C = 10 \log_{10} \frac{P_1}{P_3}; \quad D = 10 \log_{10} \frac{P_3}{P_4}; \quad I = 10 \log_{10} \frac{P_1}{P_4}; \quad T = 10 \log_{10} \frac{P_1}{P_2}; \quad R = 20 \log_{10} (T_1)$$

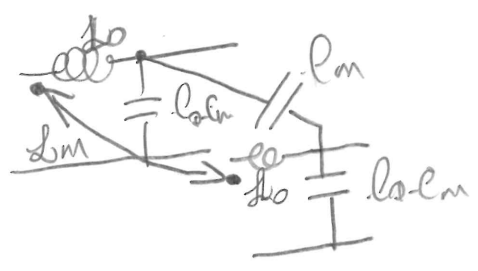
Atten: trasforma modo comune in modo differenziale → problema: se il m comune entra a 50Ω, quello di R. a 100Ω;

Linee accoppiate
Si ha qualcosa di
questo tipo:



Per aver accoppiamento,
 $SL \gg 2W$

La trattazione analitica è analoga a quella dei logaritismi vettoriali:



$$\underline{C} = \begin{bmatrix} C_0 & -C_m \\ -C_m & C_0 \end{bmatrix} ; \underline{L} = \begin{bmatrix} L_0 & L_m \\ L_m & L_0 \end{bmatrix}$$

$$\begin{cases} -\frac{dV(z)}{dz} = +j\omega \underline{L} I \\ -\frac{dI(z)}{dz} = j\omega \underline{C} V \end{cases} \rightarrow \frac{d^2 V(z)}{dz^2} = -\omega^2 \underline{L} \underline{C} V$$

Le soluzioni di queste equazioni sono i soliti exp:

$$V(z) = V_0 \exp(-jkz) \quad k = \beta$$

Ciò che si può fare è sostituire questi "modi" nelle eq. per determinare β ; si hanno 2 soluzioni, dunque 2 possibili modi, caratterizzati da β e z_0 .

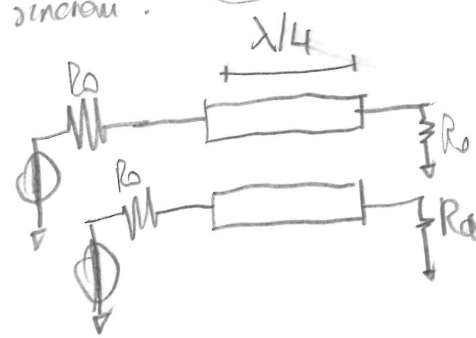
Si può identificare un modo pari e un modo dispari:

- Nel modo pari, le tensioni sulle linee sono UGUALI, dunque tra i due conduttori, si ha $\underline{E} = 0$; si ha un "muro di campo elettrico"
- Nel modo dispari, tensioni e correnti sono uguali e opposte; si ha un "muro di $\underline{H}$ "

$$\begin{cases} \beta_p = \frac{\omega}{c} \sqrt{\frac{L_p}{C_p}}, \quad L_p = L_0 - L_m \Rightarrow \epsilon_{eff,p} \triangleq \sqrt{\frac{L_p}{L_0}} ; \quad z_{0p} = \frac{z_0}{\sqrt{\epsilon_{eff,p}}} \\ \beta_d = \frac{\omega}{c} \sqrt{\frac{L_d}{C_d}}, \quad L_d = L_0 + L_m \Rightarrow \epsilon_{eff,d} \triangleq \sqrt{\frac{L_d}{L_0}} ; \quad z_{0d} = \frac{z_0}{\sqrt{\epsilon_{eff,d}}} \end{cases}$$

Le due velocità di propagazione saranno diverse; se il mezzo fosse omogeneo, si propagherebbe un TEM, ma essendo esso una struttura, $v_{fp} \neq v_{fd}$ e i modi sono dissincroni. Nella coplanare son "quasi sincroni".

Accoppiatori a linee accoppiate.
Circuitualmente si ha qualcosa del tipo:
Si ricava facendo un'analisi di modo pari e di modo dispari, qualcosa del tipo:



$$C = \frac{z_{0p} - z_{0d}}{z_{0p} + z_{0d}} ; \quad R_0 = \sqrt{z_{0p} z_{0d}} ;$$

$$z_{0p} = \sqrt{\frac{1+C}{1-C}} R_0 ; \quad z_{0d} = \sqrt{\frac{1-C}{1+C}} R_0 ;$$

dati dallo specifico i valori di R_0 e di C , si invertono le eq. e si progettano le due z_0 .
Problema: può caplar di aver da realizzare linee a distanza base, o ciò è tecnologicamente inattuabile.

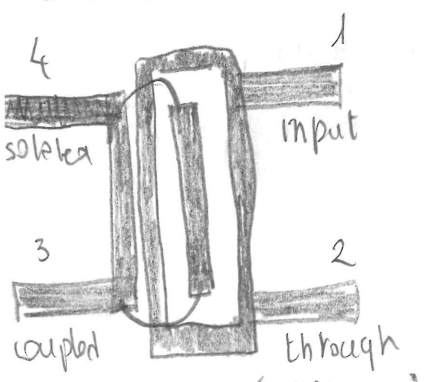
Si ha poi il problema del dissincronismo delle linee accoppiate: il dissincronismo può causar problemi di isolamento e disadattamento: $S_{11} \approx \delta(1-c^2)$, $\delta = \frac{|v_{fwd}-v_{rfd}|}{v_{fwd}+v_{rfd}}$

Lange

Per aver accoppiamento, si deve ricorrere ai "multiconduttori": più linee in parallelo!

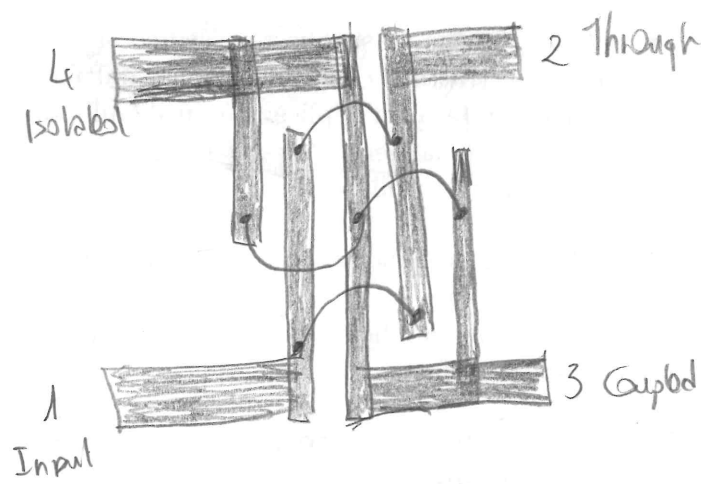
2 versioni: folded e unfolded;

unfolded:



Somodo perché "through" e "coupled" son in due lati diversi

folded:



Se aumento il numero dei conduttori, è più facile adattar a 3 dB, e le linee non devono esser troppo vicine. Adattare a R₀ è peggio perché più ho linee, più ho perdite!

Dispositivi stretti, e a banda "larga" (x 1 ottava)

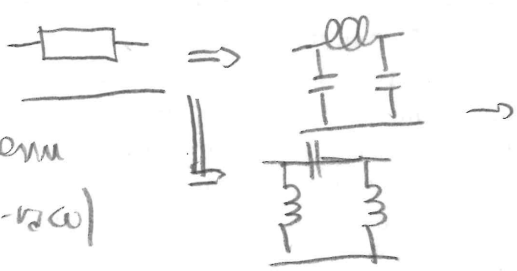
Accoppiatori interferenziali

Per C = 3dB è più facile, farne di bassi è + difficile.

Due tipi: $\begin{cases} \text{branch-line} \rightarrow 90^\circ \\ \text{rat-race} \rightarrow 180^\circ \end{cases}$

Acc. a p. concentrati:

Si possono fare a singola frequenza, pure acc. a p. concentrati. Dato il modello della linea di T_e:



Si prende uno degli schemi (ibrido branch-line o rat-race)

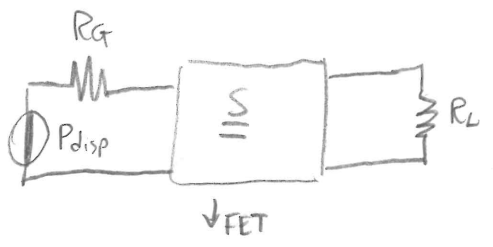
e si "implementano"

Si cerchi di evitare l'uso di induttori!

Nota su Wilkinson: a volte si usa senza la "lumped" ma essa può esser DETERMINATA nel caso di non disadattamenti alle porte 2 e 3: $S_{22} \neq 0$, senza R: -C

2-porte caricate: GUADAGNI

3 tipi di amplificatori:
 - ad alto guadagno
 - a basso rumore
 - di potenza
 si parla, in questo ambito, di POTENZA



1-porta caricato

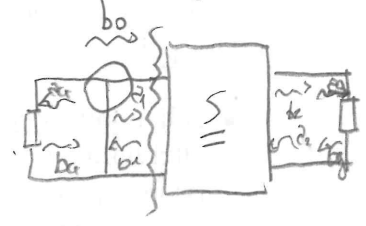


$$\begin{cases} a_L = b_G \\ a_G = b_L \\ b_L = \Gamma_L a_L \\ a_L = b_0 + a_G \Gamma_G \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} b_G = b_0 + a_G \Gamma_G = b_0 + \Gamma_G \Gamma_L a_L = a_L \\ \Rightarrow a_L = \frac{b_0}{1 - \Gamma_G \Gamma_L} \quad ; \quad b_L = \Gamma_L a_L = \frac{\Gamma_L b_0}{1 - \Gamma_G \Gamma_L} \end{cases}$$

$P_{dis} \Rightarrow \Gamma_L = \Gamma_G^*$ $\rightarrow |b_0|^2 \frac{1 - |\Gamma_L|^2}{(1 - |\Gamma_L|^2)^2} \frac{|b_0|^2}{1 - |\Gamma_L|^2} \rightarrow P_L = |a_L|^2 - |b_L|^2 = |b_0|^2 \frac{1 - |\Gamma_L|^2}{|1 - \Gamma_G \Gamma_L|^2}$

condizione di adattamento energetico. Se poi $\Gamma_L = \Gamma_G = \Phi$, si ha anche ADATTAMENTO DI CONFORMITÀ.

2-porte: al posto del carico si piazza il Σ :
 rel. topologiche:
 rel. costitutive:



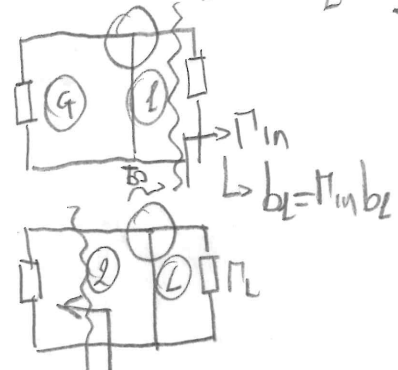
$$\begin{cases} a_1 = b_G \\ b_1 = a_G \\ b_2 = a_L \\ a_2 = b_L \end{cases} \quad \begin{cases} b_G = b_0 + \Gamma_G a_G \leq u_{hm} \text{ non proprio...} \\ b_1 = S_{11} a_1 + S_{12} a_2 \\ b_2 = S_{21} a_1 + S_{22} a_2 \\ b_L = \Gamma_L a_L \end{cases}$$

$$\begin{bmatrix} -1 & \Gamma_G & 0 & 0 \\ S_{11} & -1 & S_{12} & 0 \\ S_{21} & 0 & S_{22} & -1 \\ 0 & 0 & -1 & \Gamma_L \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \\ b_1 \\ a_2 \\ b_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} b_0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}$$

Risolvendo il sistema, si ottiene:

$\Gamma_{in} = S_{11} + \frac{S_{12} S_{21} \Gamma_L}{1 - S_{22} \Gamma_L} \rightarrow$ esso dipende SOLO DAL Γ_L DUNQUE DAL CARICO, NON dal generatore;

$\Gamma_{out} = S_{22} + \frac{S_{12} S_{21} \Gamma_G}{1 - S_{11} \Gamma_G} \rightarrow$ duale o prima! SOLO DAL GENERATORE!



Si può scrivere P_{out} come:

$$P_{out} = |b_0|^2 \frac{1 - |\Gamma_L|^2}{|1 - \Gamma_{out} \Gamma_L|^2} = |b_0|^2 \frac{|S_{21}|^2 (1 - |\Gamma_L|^2)}{|1 - S_{11} \Gamma_G|^2 |1 - \Gamma_{out} \Gamma_L|^2}$$

Manipolo il denominatore:

$$|1 - S_{11} \Gamma_G|^2 |1 - \Gamma_L \Gamma_{out}|^2 = \left| 1 - \Gamma_L \left(S_{22} + \frac{S_{21} S_{12} \Gamma_G}{1 - S_{11} \Gamma_G} \right) \right|^2 |1 - \Gamma_G S_{11}|^2 =$$

$$= |1 - \Gamma_G S_{11}|^2 \left| (1 - \Gamma_L S_{22}) (1 - S_{11} \Gamma_G) - \Gamma_L \Gamma_G S_{21} S_{12} \right|^2 = |1 - S_{22} \Gamma_L|^2 \left| 1 - S_{11} \Gamma_G - \frac{\Gamma_G S_{12} S_{21} \Gamma_L}{1 - S_{22} \Gamma_L} \right|^2 =$$

$$\left| 1 - \Gamma_{G, S_{21}} \right|^2 \left| 1 - \Gamma_G \left(S_{11} + \frac{S_{21} S_{22} \Gamma_L}{1 - S_{22} \Gamma_L} \right) \right|^2 = \frac{\left| 1 - S_{22} \Gamma_L \right|^2 \left| 1 - \Gamma_G \Gamma_{in} \right|^2}{\left| 1 - \Gamma_G \Gamma_{in} \right|^2}$$

Definizione dei guadagni:

Si definiscano i seguenti parametri:

- P_{in} : potenza effettiva in ingresso;
- P_{out} : potenza effettiva sul carico;
- P_{dispin} : potenza disponibile al gen;
- $P_{dispout}$: potenza disponibile a L.

dunque: 3 guadagni (almeno):

$$G_{op} = \frac{P_L}{P_{in}} \quad (\text{power gain, "guadagno operativo"}) \rightarrow \text{dipende da } \Gamma_L$$

$$G_{dsp} = \frac{P_{displ}}{P_{dispin}} \quad (\text{available gain}) \rightarrow \text{dipende da } \Gamma_G$$

$$G_t = \frac{P_L}{P_{dispin}} \quad (\text{transduced gain}) \rightarrow \text{dipende da } \Gamma_G \text{ e } \Gamma_L$$

Ricorda il concetto fondamentale: P_{in} è quella del generatore, ed essa dipende da Γ_G : noi abbiamo 'sta P_{in} , eboh; questo capita perché per variare P_{in} si deve variare Γ_{in} , e Γ_{in} NON dipende da Γ_G !

$$P_{in} = |a_1|^2 (1 - |\Gamma_{in}|^2) \quad [\text{ma } a_1 \text{ dipende da } \Gamma_G!]$$

Anche P_L dipende fortemente da Γ_L : ciò che finisce in effetti sul carico.

dipende dal carico!
In altre parole: P_{in} dipende da Γ_{in} ,
il quale NON dipende da Γ_G , e direttamente da Γ_G .

Proponiamo le espressioni complete:

$$P_L = |b_o|^2 \frac{1 - |\Gamma_L|^2}{1 - |\Gamma_{out} \Gamma_L|^2} = |b_o|^2 \frac{|S_{21}|^2 (1 - |\Gamma_L|^2)}{1 - |\Gamma_G \Gamma_{in}|^2 |1 - S_{22} \Gamma_L|^2} \quad ; \quad P_{in} = |b_o|^2 \frac{1 - |\Gamma_{in}|^2}{1 - |\Gamma_G \Gamma_{in}|^2}$$

↳ $\frac{P_L}{P_{in}}$ NON DIPENDE da Γ_G ; si ha una dipendenza tra P_{in} e Γ_G , la quale si SEMPLIFICA con quella di P_L . Non si può dir altrettanto per quella di P_L .

$$G_{dsp} = \frac{P_{displ}}{P_{dispin}} \quad ; \quad P_{dispin} = \frac{|b_o|^2}{1 - |\Gamma_G|^2} \quad ; \quad P_{displ} \text{ è la potenza di uscita quando } \Gamma_L = \Gamma_{out}^* \text{ ; in tali condizioni:}$$

$$P_{out} = |b_o|^2 \frac{|S_{21}|^2 (1 - |\Gamma_L|^2)}{(1 - \Gamma_L \Gamma_{out}^2) (1 - S_{22} \Gamma_L)^2}$$

$$\text{diventa } P_{aspl} = \frac{|b_o|^2 |S_{21}|^2}{(1 - |\Gamma_{out}|^2) (1 - \Gamma_G S_{11})}$$

↳ queste espressioni dipendono tutte e sole da Γ_G !



Facendo conti, si vede che G_T dipende sia da Γ_L sia da Γ_{in} : si va a vedere quanto il carico assorbe rispetto a quanto si ha in ingresso.

Il miglior trasferimento di potenza si ha quando:

$$\left\{ \begin{array}{l} P_{in} = P_{dispon} \\ P_L = P_{dispon} \end{array} \right. \rightarrow \left\{ \begin{array}{l} \Gamma_G = \Gamma_{in}^* \\ \Gamma_L^* = \Gamma_{out} \end{array} \right. \Rightarrow \left\{ \begin{array}{l} \Gamma_{Gopt} \\ \Gamma_{Lopt} \end{array} \right\} \text{ valori che, assieme, massimizzano il trasferimento di potenza.}$$

A questa condizione, i 3 guadagni sono MASSIMI e COINCIDONO.

Nota: se il carico è reattivo, $G_{op} = \phi$; infatti:

$$P_L \propto (1 - |\Gamma_L|^2) \rightarrow \text{se il carico è reattivo } |\Gamma_L| = 1, P_L = \phi$$

Cerchi di guadagno.

Si può dimostrare che i luoghi dei punti per cui il G_{op} è costante, sulla cdS di Γ_L , sono dei cerchi. Il valore max di G_{op} si dimostra essere:

$$G_{opmax} = \left| \frac{S_{21}}{S_{22}} \right|^2 (K - \sqrt{K^2 - 1}), \quad K = \frac{1 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 + |\Delta_S|^2}{2|S_{11}||S_{21}|} \quad |K \text{ "coefficiente di Linville"}|$$

La stessa cosa si può fare per $G_{avilabb}$ e Γ_G

$$G_{Tmax} = G_{opmax} = G_{amax} = H_{AG}: \text{Max Avilabb Gain (o } G_{max}), K \geq 1$$

Si definisce HUG (Max Unilateral Gain) come: $H_{AG} |_{S_{11}=\phi}$

$$\begin{aligned} \rightarrow \left. \begin{array}{l} \Gamma_{in} = S_{11} \\ \Gamma_{out} = S_{22} \end{array} \right\} & \text{utile per per i conti "a mano".} \\ \rightarrow \left. \begin{array}{l} \Gamma_L = S_{22}^* \\ \Gamma_G = S_{11}^* \end{array} \right\} & \Rightarrow HUG = \frac{|S_{21}|^2}{(1 - |S_{11}|^2)(1 - |S_{22}|^2)} \end{aligned}$$

$$MSG: \text{Max Stable Gain: } K=1 \Rightarrow \left| \frac{S_{21}}{S_{22}} \right|$$

Due-porto cancelli - STABILITÀ

Per porsi il problema, si deve risolvere il sistema di prima, ma OMOGENEO; noi vogliamo che il rango della matrice no L_1 in modo che non vi siano modi autosostenuti. $\Rightarrow \Delta_S \neq \phi$!!!

$$\rightarrow (1 - S_{11}\Gamma_G)(1 - S_{22}\Gamma_L) - S_{12}S_{21}\Gamma_G\Gamma_L \neq \phi! \quad \text{raccolgendo:}$$

$$\begin{aligned} \rightarrow (1 - S_{11}\Gamma_G) \left[1 - S_{22}\Gamma_L - \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_G\Gamma_L}{1 - S_{11}\Gamma_G} \right] &= (1 - S_{11}\Gamma_G) \left[1 - \Gamma_L \underbrace{\left(S_{22} - \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_G}{1 - S_{11}\Gamma_G} \right)}_{\Gamma_{out}} \right] = \\ &= (1 - S_{11}\Gamma_G)(1 - \Gamma_{out}\Gamma_L) \neq \phi, \quad \text{dualmente, si può provare:} \\ (1 - S_{22}\Gamma_L)(1 - \Gamma_{in}\Gamma_G) &\neq \phi \end{aligned}$$

Ora suppongo che $| \Gamma_G |, | \Gamma_L | \ll 1$ (terminazioni PASSIVE), e che $| S_{11} | \ll 1, | S_{22} | \ll 1$.
 La condizione così diventa:

$$\begin{cases} \Gamma_G \Gamma_{in} = 1 \\ \Gamma_L \Gamma_{out} = 1 \end{cases} \Rightarrow \Gamma_G \Gamma_{in} \ll 1 \quad \text{e} \quad \Gamma_L \Gamma_{out} \ll 1$$

SIAM SICURI di
 NON AVER
 INSTABILITÀ!
 ↳ {Stabilità
 incondizionata}

Che criterio utilizziamo per l'analisi? Usiamo la **CONTROIMMAGINE**: visualizziamo $\Gamma_G(\Gamma_{out})$ e $\Gamma_L(\Gamma_{in})$ su di una carta di Smith e quello è l'insieme dei valori di Γ_G e Γ_L accettabili per non aver instabilità!
 Anche essi sono dei cerchi, + il loro interno/esterno (si disegna un cerchio e si vede dove sta il centro della cds):



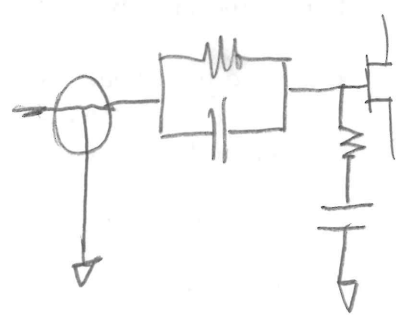
Se tutta la cds sta nei "buoni", la stabilità è incondizionata qualsiasi terminazione passiva è OK !!!

Criteri di stabilità

Una condizione LIMITE è: cerchi di stabilità TANGENTI alla cds;

→ $MAG = MSG$!

Si stabilizzano i dispositivi con reti del tipo:



due parametri per la stb. incondizionata:

$$K \geq 1 \quad \& \quad | \Delta_S | \ll 1$$

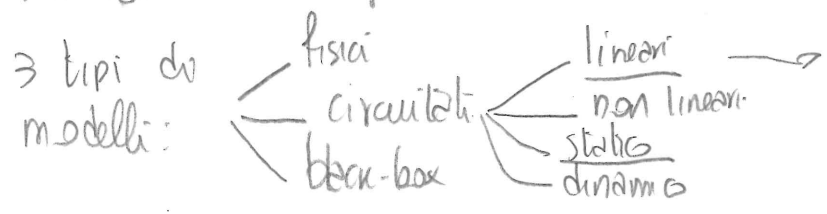
$$M_L = \frac{1 - |S_{11}|^2}{|S_{22} - S_{11}^* \Delta_S| + |S_{12} S_{21}|} \geq 1$$

$$M_R = \frac{1 - |S_{22}|^2}{|S_{11} - S_{22}^* \Delta_S| + |S_{12} S_{21}|} \geq 1$$

GRAFICI e note
 finali !!!

Due righe
 servite !!!

Modelli circuitali per FET



noi useremo
MO delli lineari

Per le ponde, come rappresentazione del modello lineare usiamo i parametri S : essi sono misurati poi su una banda finita, limitata, e si estrapola un modello circuitale equivalente che si spera funzionare su tutta la banda.

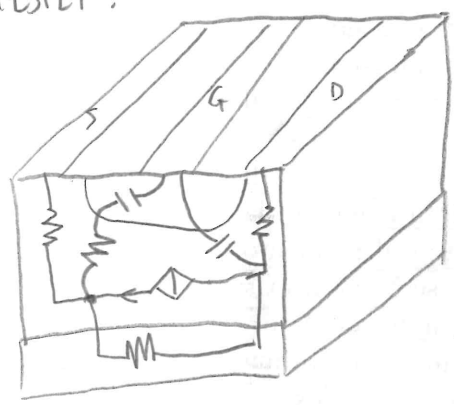
Si possono inoltre stimare i parametri di dispositivi riscaldati.

Ad alta frequenza, 2 "sottomodelli": parte INTRINSECA ed ESTRINSECA.

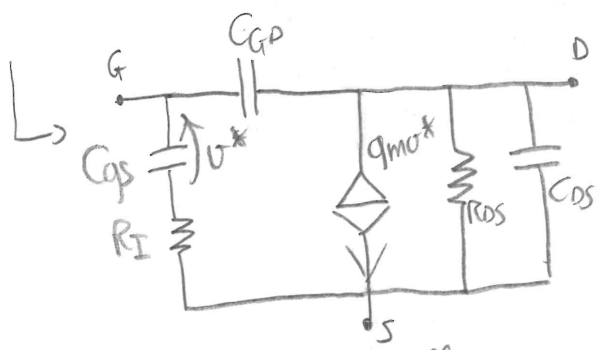
Intrinseca: modello vero e proprio del dispositivo;

- estrinseca: parassiti del circuo esterno / package!

HESFET:

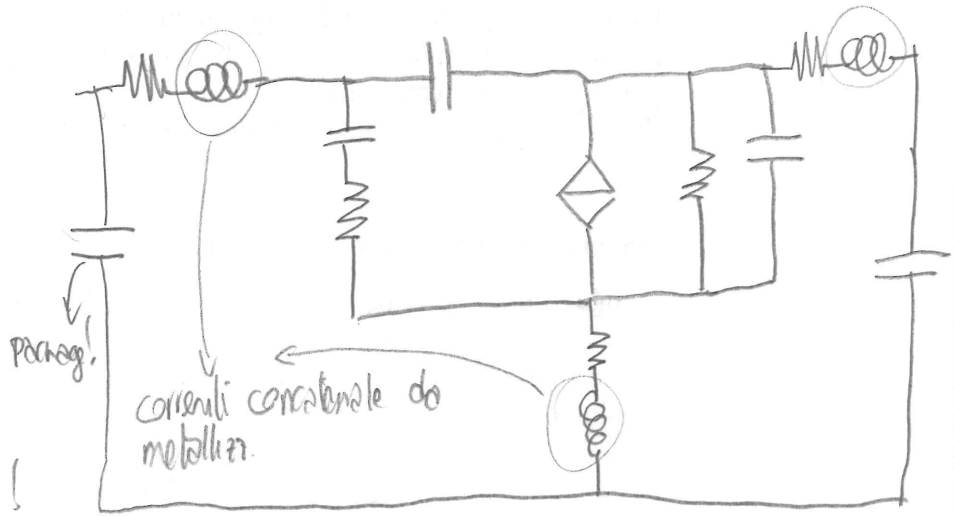


- Quando gli elettroni entrano nel source o escono dal drain, incontrano resistenza;
- V_{GS} e la tensione su essa determinano I_D ; essa (V_{GS}) deriva da una giunzione Schottky.
- In realtà non son concentrate MA DISTRIBUITE, dunque V_{GS} non è la vera tensione di pilotaggio; solo V_{GS}^* !
- si ha un $\exp(j\omega\tau)$, $\tau \approx ps$



questo è il modello intrinseco...

e questo quello estrinseco!



Come si possono fare le misure?

- 1) FET freddo: misuro i soli 8 parametri parassiti estrinseci
- 2) Poi, faccio le misure a FET caldo.

DIR ALTOL.

Calcolo $\underline{Y}$:

$$Y_{11} = j\omega C_{GD} + \left(\frac{1}{R_2} \oplus j\omega C_{GS} \right) = j\omega C_{GD} + \frac{j\omega C_{GS}}{1 + j\omega R_1 C_{GS}} \quad \underline{I} = \underline{Y} \underline{V} \quad \underline{I}_1 \rightarrow \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Y_{11} & Y_{12} \\ Y_{21} & Y_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix}$$

$$Y_{21} = \frac{1}{V_{GS}} \left[g_m v^* \exp(j\omega \tau) - V_{GS} j\omega C_{GD} \right] = \frac{g_m \exp(j\omega \tau)}{1 + j\omega R_1 C_{GS}} - j\omega C_{GD} \quad !!!$$

$$Y_{22} = \frac{1}{R_{DS}} + j\omega C_{GS} + C_{GD}$$

$$Y_{12} = -j\omega C_{GD}$$

Fare $\underline{S}$ almeno, segui nota! E disegna diagrammi!

Parametri di merito di un FET

f_T è la frequenza per cui la corrente ha amplificazione unitaria; oltre f_T non si guadagna più in corrente, ma si guadagna in potenza!
Abbiamo la $\underline{Y}$ del dispositivo; vogliamo determinare la max. frequenza per cui si ha ampli. di potenza: f_{max} .

Si parla di:

$$\begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Y_{11} & Y_{12} \\ Y_{21} & Y_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix} \rightarrow \text{se carichiamo a } \phi V \text{ usate } V_2 = \phi; \quad \begin{matrix} I_1 = Y_{11} V_1 \\ I_2 = Y_{21} V_1 \end{matrix} \Rightarrow \boxed{\frac{I_2}{I_1} = \frac{Y_{21}}{Y_{11}} = h_{fe}}$$

dove:

$$h_{fe} = \frac{g_m \exp(j\omega \tau) - j\omega C_{GD} (1 + j\omega R_1 C_{GS})}{j\omega C_{GS} + j\omega C_{GD} (1 + j\omega R_1 C_{GS})} \rightarrow \text{linearizzo in } \omega \quad \downarrow \quad \text{trascurabile!}$$

$$h_{fe} \approx \frac{g_m \exp(j\omega \tau) - j\omega C_{GD}}{j\omega C_{GS} + j\omega C_{GD}}$$

$$\rightarrow h_{fe} \approx \frac{g_m \exp(j\omega \tau)}{j\omega (C_{GS} + C_{GD})} \rightarrow f_T = \frac{g_m}{2\pi (C_{GS} + C_{GD})}$$

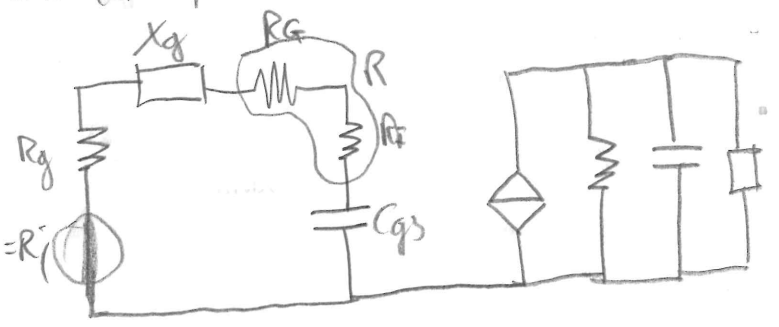
$$\rightarrow \approx \frac{V_{sat}}{2\pi L_g}$$

Per un FET unilaterale, si ha:

Volendo adattamento energetico;
la potenza è disponibile!

$$P_{in} = P_{dissip} = \frac{IV_{GS}^2}{4 R_{GS}}$$

$$\begin{cases} R_{Gg} = R_G + R_1 = R_i \\ X_{Gg} = \frac{1}{\omega C_{GS}} \end{cases}$$



About z_c :

$$v^* = \frac{E_g}{2j\omega C_{gs}R} \quad ; \quad P_{disp,out} = \frac{|g_m v^*|^2}{4 G_{DS}} = |g_m v^*|^2 \frac{R_{DS}}{4}$$

$$\rightarrow HUG = \frac{P_{disp,out}}{P_{disp,in}} = \frac{g_m^2 |E_g|^2 R_{DS}}{L_t^2 \omega^2 C_{gs}^2 R^2 |E_g|^2} = \boxed{\frac{g_m^2 R_{DS}}{L_t \omega^2 C_{gs}^2 R}}$$

ma $\omega = 2\pi f$

$$\rightarrow f_{max} = \frac{1}{2\pi} \frac{g_m}{2C_{gs}} \sqrt{\frac{R_{DS}}{R}} = \underbrace{\frac{g_m}{2\pi C_{gs}}}_{f_T} \cdot \frac{1}{2} \sqrt{\frac{R_{DS}}{R_I + R_G}} = \boxed{\frac{f_T}{2} \sqrt{\frac{R_{DS}}{R_I + R_G}}}$$

Ma $R_{DS} \gg R_I + R_G$, dunque $f_{max} \approx f_T$!

Tenendo conto di C_{GD} , si trova:

$$f_{max} = \frac{f_T}{2} \sqrt{\frac{R_{DS}}{R_I + R_G + R_S + 2\pi f_T R_{DS} R_G C_{GD}}}$$

| aumenta all'aumentare di V_{sat} dei materiali |

Misura dei parametri del duplice

- 1) Si misura S del dispositivo
- 2) Si fa il de-embedding, ottenendo S_{intr} .
- 3) Si passa da S_{int} a Y_{int} (trasformazioni);
- 4) Calcolo i parametri intrinseci del modello.

FET Prodb: permettono di determinare i parassiti serie; si ponga S e D a ΦV_1 e al gate tensioni positive, così da mandare in diretta il canale Schottky; calcolando S si possono determinare i p-serie!

FET Schottky: con canale conduttivo "spogliato": la misura di S permette di determinare i parassiti parallelo (no corrente $\rightarrow$ no serie!).

Modelli di ampio segnale

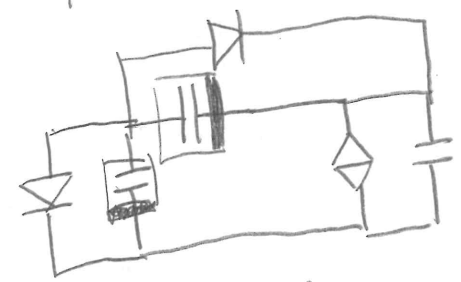
Modello quasi-statico; al variare dei parametri di polarizzazione, si misurano i vari parametri del modello: $g_m, C_{gs}, C_{gd} \dots$ e partire da tanti modelli di piccolo segnale. L'idea è trovarne uno di ampio segnale. (diverchio...)

Non si può fare perché, oltre alle varie dipendenze, si ha una dipendenza diretta dei parametri dalla frequenza f ; questo, nel modello quasi-statico, è perduto.

Modello di Curtice quadratico

Si ha un modello di questo tipo;

- C_{gs} lineare, le altre NO;
- $C_{gs} = \begin{cases} \frac{C_{gs0}}{\sqrt{1 - \frac{V_{gs}}{V_{br}}}} & V_{gs} < F_c V_{br} \\ \frac{C_{gs0}}{\sqrt{1 - F_c}} \left[1 + \frac{V_{gs} - F_c V_{br}}{2 V_{br} (1 - F_c)} \right] & V_{gs} \geq F_c V_{br} \end{cases}$



(si prolunga il modello con una retta!)



Per il pilotato si fa così:

$$i_D = \begin{cases} \beta (V_{gs} - V_{th})^2 (1 + \lambda V_{ds}) \tanh(\lambda V_{ds}) & V_{gs} > V_{th} \\ 0 & V_{gs} < V_{th} \end{cases}$$

$V_{gs} > V_{th}$
 $V_{gs} < V_{th}$

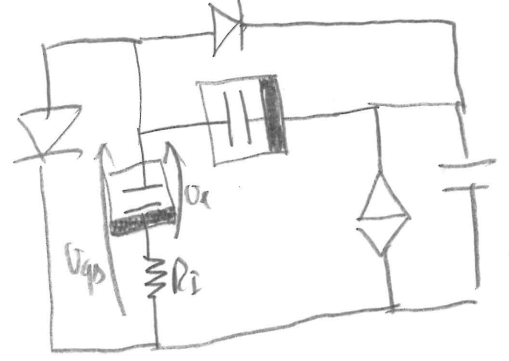
Con misure dove identifichiamo β, λ

Modello di Curtice cubico

- Introduco R_i ;
- Introduco $e^{j\omega \tau}$;
- Vengo i_D ;

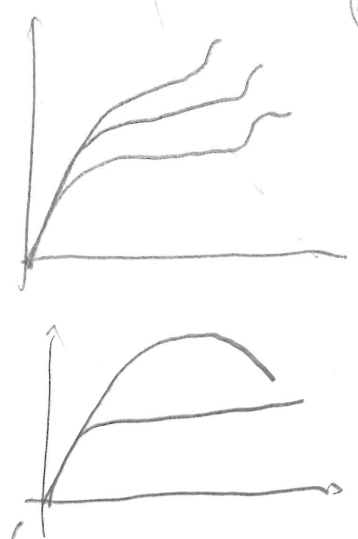
$$i_D = \begin{cases} \beta (d_0 + d_1 V_{gs} + d_2 V_{gs}^2 + d_3 V_{gs}^3) (1 + \lambda V_{ds}) \tanh(\lambda V_{ds}) & V_{gs} > V_{th} \\ 0 & V_{gs} < V_{th} \end{cases}$$

$\tanh$ NON HA SIGNIFICATO FISICO, ma "fitta bene" il comportamento, ed è C^∞ .



ciò migliora il fatto che nella realtà l'andamento è più "cubico" che quadratico: fitta meglio!

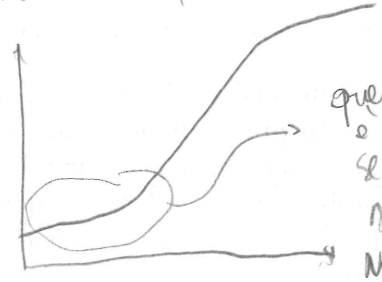
Limiti di questi modelli; essi non tengono conto di alcuni effetti quali il soft-breakdown (dovuto alla presenza di trappole); non solo; essi van abbastanza bene per i MESFET, meno per gli HEMT, che han le caratteristiche "a plateau", dovuta al fatto che la barriera Schottky dell'HEMT può andar bene anche un poco in polarizzazione diretta.
Per tener conto di ciò, c'è il modello di Chalmers



PARLANO O LEGGONO! LIBRO / MANI AFFRANTATE

RUMORE NEI CIRCUITI A RF
Il rumore si ha sempre, quantomeno nei dispositivi attivi; $v(t) = v_0(t) + n(t)$
 $n(t)$ è la componente di rumore: esso ha media nulla, ma valore quadratico medio NON NULLO.

$\langle n(t) \rangle = 0$, MA $\langle n^2(t) \rangle \neq 0$
si consideri un amplificatore e la sua caratteristica:



questo effetto di saturazione o dovuto al fatto che, se $v_0(t) \approx n(t)$, l'uscita non ha senso!
Non distingue tra segnale e rumore!

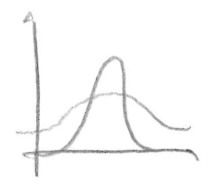
- Media nel tempo; 1 realizzazione mediale.
- E : dato 1 tra, medio le realizzazioni! } $E = \langle \rangle \rightarrow$ ergodicità

funzione di autocorrelazione: $R_{xx}(t, \tau) = \langle x(t)x^*(t+\tau) \rangle$
di mutua correlazione: $R_{xy}(t, \tau) = \langle x(t)y^*(t+\tau) \rangle$

spettro di correlazione
 $S_{xy}(f) = \int_{-\infty}^{\infty} R_{xy}(\tau) \exp(-j2\pi f\tau) d\tau$

$R_{xx}(0) = P_x$

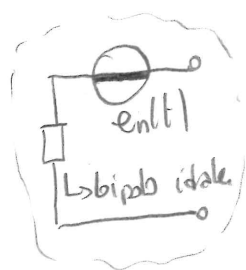
Correlazione: mostra quanto un segnale è simile a un altro o a sé stesso, traslato. Se il segnale è molto veloce, ossia varia rapidamente, la correlazione sarà bassa.
Più la correlazione è alta, più lo spettro è "aperto", largo.



Rumore bianco: processo così rapido da esser SEMPRE scorrelato se non per ritardo 0 nullo.

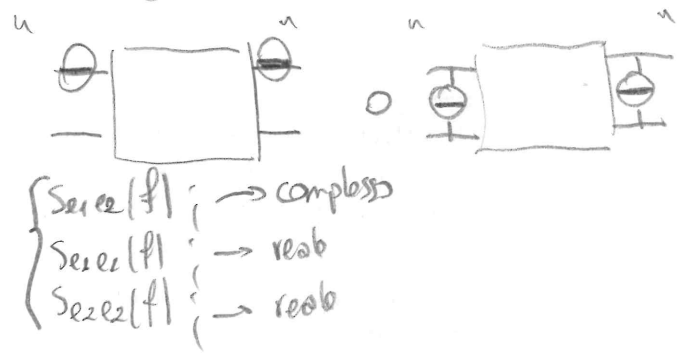
Modelli per il rumore

Bipolo: in circuito aperto ha comunque fluttuazioni ai propri capi:



Poiché $v = z i$,
 $L S_v = |z|^2 S_i$

Due porte: Tensione (o corrente) alle 2 porte fluttua:



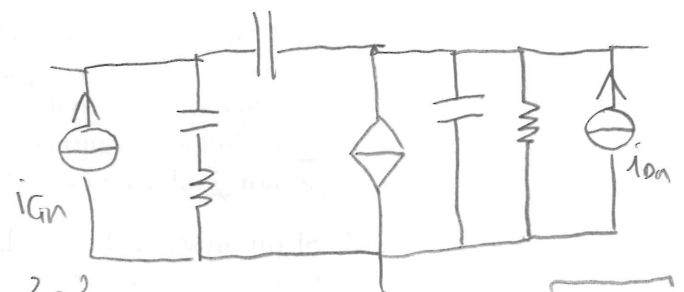
Serviranno 3 spettri: 2 di autocorr., 1 di mutua:

Ricorda: T_0 fluttuazione - dissipazione

$$\begin{cases} S_{v_n} = 4 k_B T R \\ S_{i_n} = 4 k_B T G \end{cases} \quad \text{per una resistenza}$$

Modello PRC

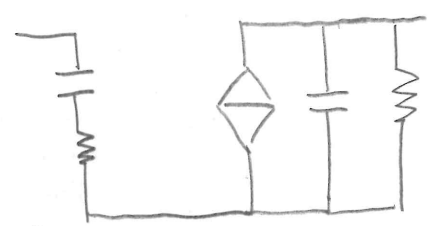
Per modellare il FET sotto il punto di vista del rumore si usa il solito modello di R_{gate} , più alcuni generatori di rumore: fluttuazioni sulla corrente di gate & di drain.



$$S_{i_{gn}}(\omega) = 4 k_B T_0 g_m P \quad ; \quad S_{i_{gn}}(\omega) = 4 k_B T_0 \frac{\omega^2 C_{gs}^2}{g_m} R \quad ; \quad S_{i_{gn} i_{pn}}(\omega) = j C \sqrt{S_{i_{gn}} S_{i_{pn}}}$$

 dove P, R, C sono dei PARAMETRI introdotti per modellare l'effetto di canale corto nel dispositivo. C nella fattispecie rende non-puramente-immaginaria la mutua correlazione tra i due spettri. P, R e C si possono estrarre via simulazione.

Modello a 2 temperature: invece che usare tutti quei generatori, si finge che R_i e R_{ds} siano a una temperatura diversa dall'ambiente:



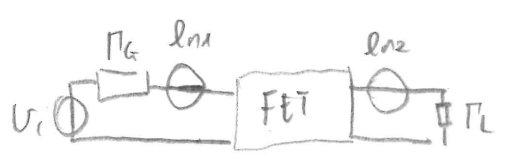
$$S_{i_{gn}} = 4 k_B T_g \omega^2 C_{gs} R_i \quad ; \quad S_{i_{dn}} = 4 k_B (T_g g_m^2 R_i + T_0 G_{ds})$$

$$S_{i_{gn} i_{dn}} = j 4 k_B T_g \omega C_{gs} g_m R_i \quad ; \quad \text{Spesso } T_g \approx T_{ambiente} \text{ (modello a 1 temperatura).}$$

Cifra di rumore

È un parametro per la quantificazione del rumore

Si definisce la NF come:



$$F_N = \frac{S_{n,disp,L}}{S_{n,disp,L}^{ideal}} \rightarrow \text{densità spettrale di pot. data FET con rumore}$$

Definisco dunque $S_{n,disp,L}$ come quella dovuta al solo ingresso, $S_{n,disp}$ come quella del solo FET:

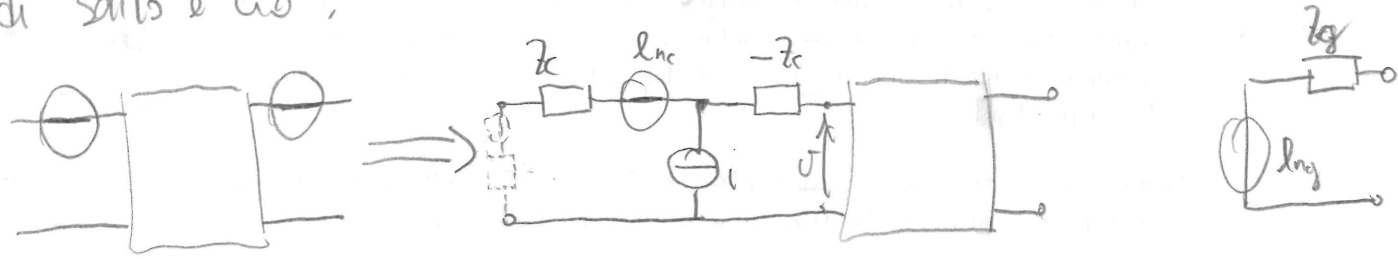
$$S_{n,disp,L} = S_{n,disp} + S_{n,disp}^{in}$$

$$\rightarrow F_N = 1 + \frac{S_{n,disp,L}}{S_{n,disp,L}} = 1 + \frac{S_{n,disp}^{in}}{S_{n,disp,L}} = 1 + \frac{S_{n,disp}^{in}}{k_B T_{eq} R_g} = 1 + \frac{S_{n,disp}^{in}}{k_B T_{eq} R_g} \rightarrow \text{densità spettrale di p. disponibile}$$

In alternativa a F_N si può pure usare una T_{eq} : $S_{n,disp} = k_B T_{eq}$ (dove T_{eq} è questa temperatura).

Cifra di rumore per un device biplo

Ciò che si fa per modellare un 2-porte sotto il punto di vista del rumore di solito è ciò:



Queste due Z_c / $-Z_c$ servono per scomporre i due generatori: grazie a questo artificio, ora $S_{n,c,i} = \phi$. Si introduce ora il generatore:

$$v = i_g - i_{nc} + i(Z_c + Z_g)$$

Ora: per calcolare la F_N si può far ciò: data la tensione di ingresso "v":

$$S_v = S_{vv} = \langle v \cdot v^* \rangle = \langle (i_g - i_{nc} + i(Z_c + Z_g)) (i_g^* - i_{nc}^* + i^*(Z_c + Z_g)^*) \rangle = S_{i_g} + S_{i_{nc}} + S_i |Z_c + Z_g|^2$$

Mentre: $S_{i_g} = k_B T R_g$; $S_{i_{nc}} = k_B T Y_n$; $S_i = k_B T g_n$

$$\rightarrow F_N = \frac{S_v}{S_{i_g}} = 1 + \frac{Y_n}{R_g} + \frac{g_n}{R_g} |Z_c + Z_g|^2$$

Non dipende dal carico, ma solo dai parametri del 2-porte!

Derivando, si ottiene

l'espressione dei carichi ottimi: $R_{g,opt} = \sqrt{\frac{Y_n}{g_n} + R_c^2}$; $X_{g,opt} = -X_c$.

Si ottiene, con questi parametri:

$$F_{N_{min}} = 1 + 2g_n R_c + 2g_n \sqrt{\frac{R_n}{g_n} + R_c^2} \implies F_N = F_{Nmin} + \frac{Lg_n}{R_g} \frac{|2g + 2g_{opt}|^2}{|2g_{opt}|^2}$$

Con F_{Nmin} , g_n , R_{g0} e X_{g0} posso caratterizzare in termini di rumore il dispositivo.

Si può ricavare ω_0 dal PRC:

$$F_{Nmin} \approx 1 + 2K_1 \frac{f}{f_T} \sqrt{g_m(R_g + R_s) + K_2}$$

$$g_n \approx g_m K_1 \left(\frac{f}{f_T}\right)^2$$

$$Z_{so} = \frac{\sqrt{g_m(R_g + R_s) + K_2}}{\omega C_{gs} K_1} + j \frac{P - C_{VR} C}{\omega C_{gs} K_1^2}$$

dove

$$K_1 = \sqrt{P + R - 2C\sqrt{PR}}$$

$$K_2 = \frac{PR(1 - C^2)}{K_1}$$

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

Abbiamo detto che non si ha dipendenza di NF dal carico; invece, si ha una certa dipendenza dal Γ_G . Se ora ripartiamo su Γ_G le curve per cui, al variare di Γ_G , si ha NF costante, i suddetti luoghi dei punti sono cerchi.

Ci sarà poi un cerchio per cui $NF = NF_{min}$

Portiamo, questi cerchi NON concordano con quelli a guadagno costante; richiedere alto guadagno e basso rumore è impossibile, senza dei trade-off. Piacere a minimo rumore significa disadattatore energeticamente, dunque rischiare di avere un VSWR elevato.

Formula di Fuxui:

$$F_{Nmin} \approx 1 + 2K_1 \frac{f}{f_T} \sqrt{g_m(R_g + R_s)} \quad (\text{già scritta prima}):$$

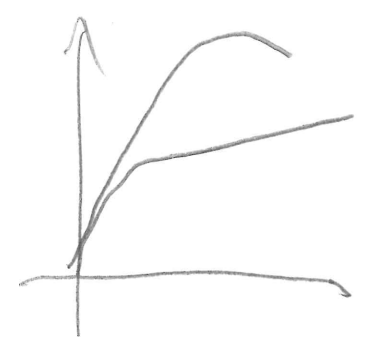
Nel caso degli HEMT, $K_1 \approx 0,1$; per i MESFET, $K_1 \approx 0,3$; per questo gli HEMT si usano per basso rumore e media potenza.

Le formule si può espandere:

$$F_{Nmin} \approx 1 + 2 \frac{f}{f_T} \sqrt{\frac{I_0}{E_{th} L g_m}} \sqrt{(R_g + R_s) g_m}$$

al crescere di I_0 , F_N diminuisce: essa si riduce al migliorare di f_T , e con canale lungo.

Il motivo per cui HEMT è meglio è il fatto che la max g_m è presente per I_0 minori.



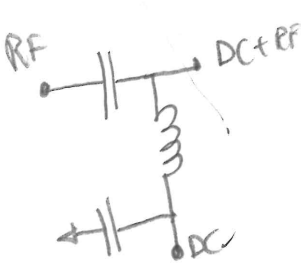
Amplificatori Lineari

Dispositivi: O FET o HBT; usano FET.



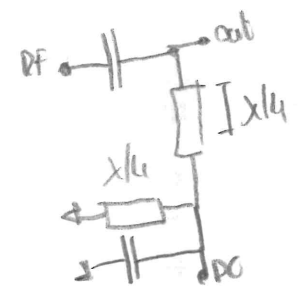
Scegliere punto di lavoro; a seconda dell'obiettivo, alta/bassa corrente (piccola spinta dinamica utile ricotta, corrente elevata, in modo da aumentare gm); per basso rumore, lo stesso (vedi Fukui), dunque anche gm sarà bassa.

bias-T: si deve combinare la RF alla DC, ma esse non devono "vedersi". Lo schema di base sarà qualcosa del tipo:



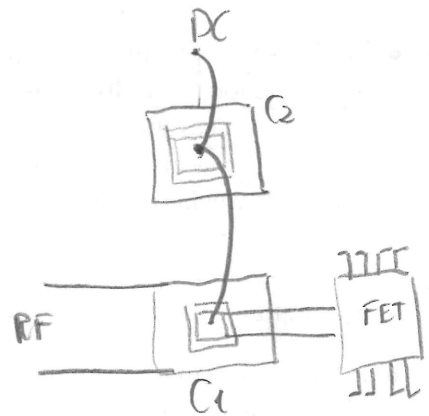
Questo è a p. concentrati, MA si può anche fare a distribuiti (gli L di solito son in linea, i condensatori anche in serie).
Con questo schema la RF può andar all'uscita ma non all'ingresso DC, e viceversa. (preferito a monolitica)

Ciò deve valere su banda larga: la DC non deve entrare nel circuito RF.
A p. distribuiti: (preferito a concentrati).



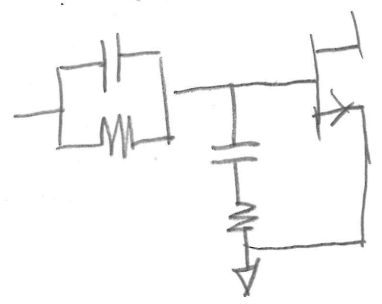
2 reti: gate: poca potenza
drain: molta potenza

Una realizzazione pratica può essere la seguente;
dove C1 e C2 sono condensatori HVM



Stabilizzazione

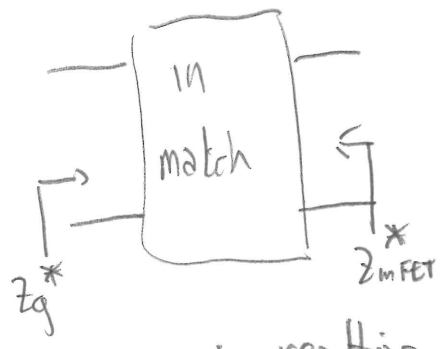
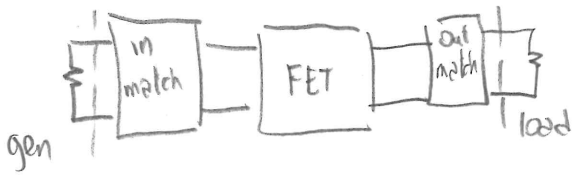
Si deve stabilizzare, introducendo PERDITE: riduco i guadagni, ma ottengo stabilità incondizionata. Si potrebbe, nel caso i carichi sian noti, lavorare solo nei cerchi di stabilità, ma solo se il carico è ben noto.
Una rete di stabilizzazione può esser la seguente;
Rete passa-alta: abbiamo ridotte le perdite in banda e aumentarle prima che i "C" si chiudano. A meno che il progetto non sia ad anello chiuso. Non si mette sulla "GD".
Si mette sul gate poiché circola meno corrente (a meno che il progetto non sia a basso rumore).



Adattamento

→ Trasformare imp di carico/generatore in quella ottima!

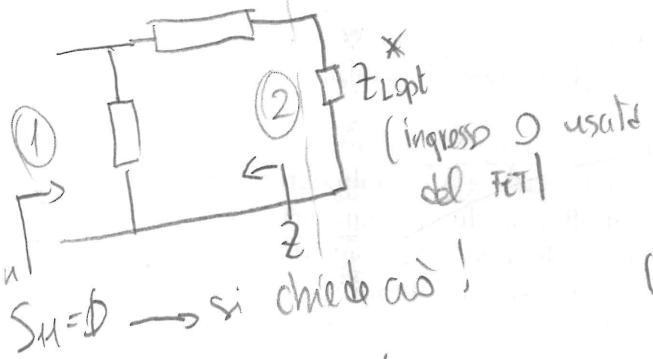
Al generatore si deve avere una condizione del tipo:



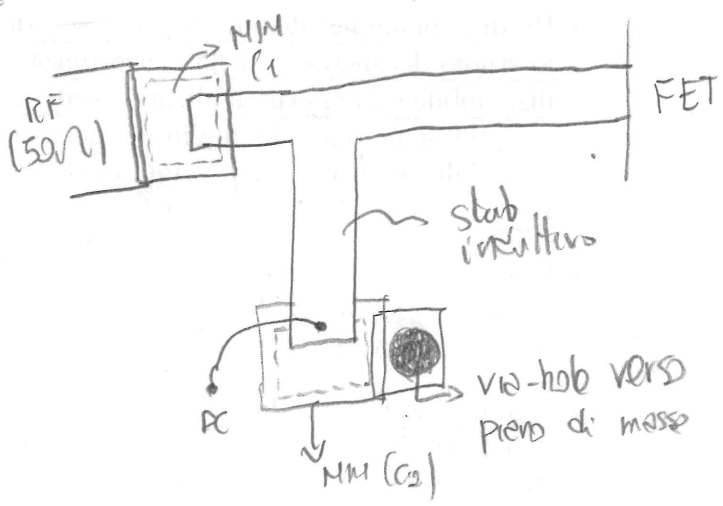
In questo modo adattano sia a sinistra sia a destra, e quindi il generatore dà il massimo alla rete di matching, e la rete di match al FET.

Se la in-match è reattiva, le condizioni possono essere verificate al contempo. Non è detto (vogliamo) che queste reti adattino: già nel caso degli LNA non capita → conviene aggiungere perdite per dissipare la potenza riflessa. Si può perciò:

Se si ottimizza in questi modi l'adattamento, si fa in modo da far vedere, come Z_1 , Z_{opt} , ottenendo il carico ideale.

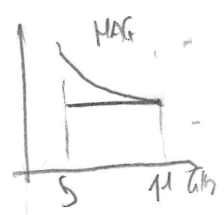


Spesso si integrano bias-T e matching, con qualche del genere:



Amplificatori a banda larga

Volendo far un amplifco guadagni il MAG su una banda larga (es. 9 ÷ 11 GHz), bisognerebbe adattare "bene" per 2GHz → interviene il limite di fano; più allarga la banda, più devo tener un disadattamento e dunque delle riflessioni (a meno che non aumenti eccessivamente il numero di celle di adattamento). Il MAG è variabile con f, dunque ciò che si fa è prender il punto alla f più alta e usar quello. Questo significa che avremo un disadattamento "intenzionale", dunque riflessioni. Una delle due dunque non sarà una rete di matching, bensì di equalizzazione. Se quella di eq. pa ha elementi resistivi si possono pure dissipare le riflessioni.

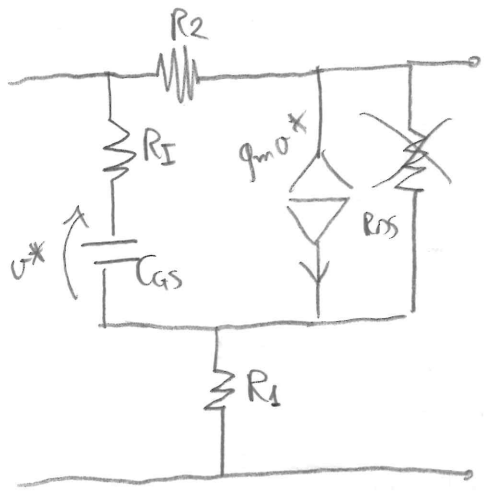


Amplificatore in anello chiuso
 Si può anche scegliere di reazionare il FET: ciò taglia il guadagno, ma allarga molto la banda e migliora la stabilità!
 S₂₁ deve essere MOLTO ELEVATO in modo da aver un guadagno decente ad anello chiuso.



R regola la reazione,
 L compensa il polo di C. C fa da blocco per la DC

Si ha un modello eq. del tipo:



Si trascura R_{ds} e ottiene:

$$S_{11}(0) = \frac{(R_2 R_1 - R_0^2) g_m + R_2}{(2 R_0 R_1 + R_2 R_1 + R_0^2) g_m + 2 R_0 + R_2} \quad D$$

$$S_{12}(\phi) = 2 R_0 \frac{1 + R_1 g_m}{D}$$

$$S_{21}(\phi) = -2 R_0 \frac{(R_2 - R_1) g_m}{D}$$

$$S_{22}(\phi) = \frac{(R_2 R_1 - R_0^2) g_m + R_2}{D}$$

Per adattare:

$$(R_2 R_1 - R_0^2) g_m + R_2 = 0 \rightarrow R_1 = \frac{R_0^2}{R_2} - \frac{1}{g_m} \quad (g_m \text{ deve essere abbastanza grande})$$

$$S_{12}(\phi) = 2 R_0 \frac{1 + g_m \frac{R_0^2}{R_2} - 1}{\left[\frac{2 R_0^3}{R_2} - 2 \frac{R_0}{g_m} + R_0^2 - \frac{R_2}{g_m} + \frac{R_0^3}{R_2} - \frac{R_0^2}{g_m} \right] g_m + 2 R_0 + R_2} = \frac{R_0}{R_0 + R_2}$$

$$S_{21}(\phi) = \frac{R_0 - R_2}{R_0} = 1 + \frac{R_2}{R_0}$$

Ora, un po' di manipolazione: noi vogliamo che $R_1 > 0$;

$$\frac{R_0^2}{R_2} - \frac{1}{g_m} > 0 \rightarrow g_m \geq \frac{R_2}{R_0^2}$$

ricordando $S_{21} = 2 g_m R_0$ che:

$$\rightarrow 2 g_m R_0 \geq 2 \frac{R_2}{R_0} \quad |S_{21}| \geq 2 \frac{R_2}{R_0}$$

$|S_{21}| > 2 [1 + |S_{21}^{(eq)}|]$
 del dispositivo
 del sistema reazionato

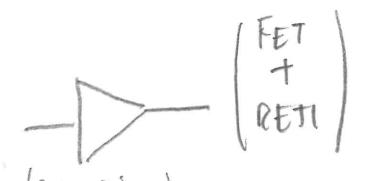
Un'alternativa è cortocircuitare il source ($R_s = 0$), e dunque usare g_m :

$g_m = \frac{R_2}{R_0^2}$ R_2 fissata dal guadagno.

Ciò si può fare, risolvendo W o L. Il rischio è che R_{os} si riduca troppo, rendendo pessimo l'adattamento in uscita.

Amplificatore bilanciato

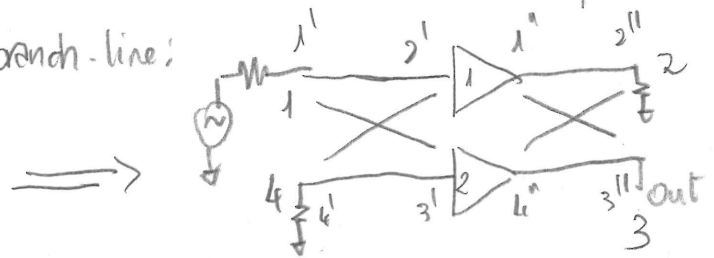
Si considerino due ampli NON reattivi a banda larga;



Essi avranno un po' di disadattamento (dovuto per esempio all'autoeccitazione).

Si usino degli accoppiatori branch-line:

$C = 3 \text{ dB}$, $L = 90^\circ$;



$\rightarrow \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 0 & 1 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & -1 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & -1 & 1 & 0 \end{bmatrix}$

Se gli amplificatori sono esattamente uguali,

$$\begin{cases} b_1 = \frac{1}{\sqrt{2}} (a_2 - ja_3) \\ a_1 = 0 \end{cases}$$

$b_2 = \frac{a_1}{\sqrt{2}}$; $b_3 = -ja_1$;

$a_2 = \frac{\Gamma_L}{\sqrt{2}} a_1$; $a_3 = -j \frac{\Gamma_L}{\sqrt{2}} a_1$;

$b_1 = \frac{1}{\sqrt{2}} \frac{1}{\sqrt{2}} (\Gamma_L a_1 - \Gamma_L a_1) = 0 \rightarrow$ NO RIFLESSIONE IN INGRESSO (meno in uscita)

Gli ampli vedono il 50Ω .

Dunque il FET è disadattato come secondo progetto, ma al generatore e all'uscita abbiamo adattamento. La potenza riflessa dal FET viene mandata sulla porta isolata, dove viene dissipata sul 50Ω .

denote:

$\Gamma_{in} = 0 \rightarrow 50 \Omega$

$\Gamma_{out} = 0 \rightarrow 50 \Omega$

$G = |S_{21}|^2$

Amplificatore distribuito
 Finora son stati visti ampli concentrati; volendo una banda LARGHISSIMA, con G di qualche dB, ci son altre soluzioni.

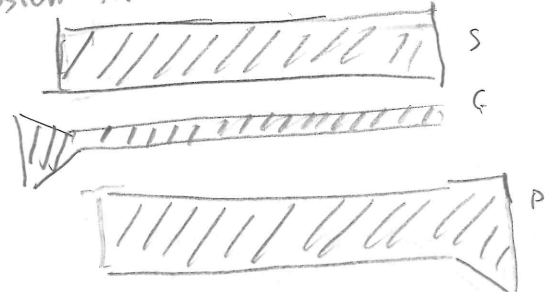


Analizzo il probble banda-guadagno:

$$A_v(\omega) = \frac{V_L}{V} = \frac{S_{21}(\omega)}{2} = \frac{2g_m R_D}{2} = g_m R_D \quad ; \quad f_{-3dB} = \frac{1}{2\pi C_{gs}(R_D + R_i)} \approx \frac{1}{2\pi R_D C_{gs}}$$

$f_T \approx \frac{g_m}{2\pi C_{gs}} \rightarrow$ avendo i poli il prodotto banda-guadagno è limitato!

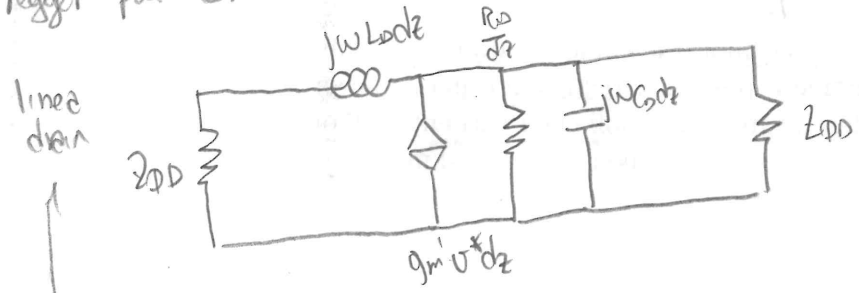
Cosè possiam fare? Un'alternativa è usare una Txline! Un "FET distribuito"!



si ha una linea di Tx di gate e una di drain

Sul gate si propaga un segnale a RF che genera correnti sul drain in maniera distribuita!

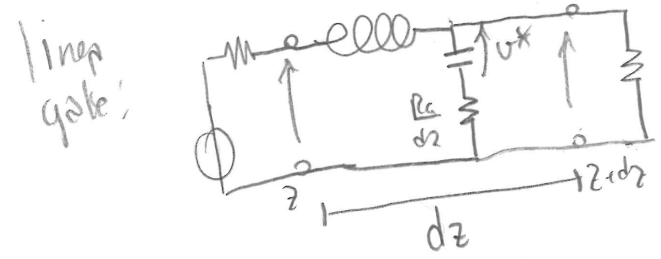
La metallizzazione di gate è sottile; quella di drain, più spessa, poiché deve reggere più corrente. Si trascura la reazione C_{gd} , e si ha questo modello;



$$L_D = L_{model} + L_{stray}$$

$$C_D \approx C_{stray}$$

$$R_D \approx R_{DS} + R_{stray}$$



$$R_G = R_{a\ metal} + R_i$$

$$C_G \approx C_{gs}$$

$$L_G = L_{model} + L_{stray}$$

La linea di drain è una linea attiva lineare; calcoliamo i vari parametri:

$$Z_G = j\omega L_G$$

$$Y_G = \frac{j\omega C_G}{1 + j\omega Z_G}$$

$$Z_{DG} = \sqrt{\frac{Z_G}{Y_G}} = \sqrt{1 + j\omega Z_G} \sqrt{\frac{L_G}{C_G}}$$

dove, per evitare dispersione in frequenza:

$$|j\omega Z_G| \ll 1$$

$$\gamma = \sqrt{Z_G Y_G} = j\omega \sqrt{L_G C_G} \sqrt{1 + j\omega Z_G} \rightarrow \approx j\omega \sqrt{L_G C_G} \left| 1 - \frac{1}{2} j\omega Z_G \right| =$$

$$= j\omega \sqrt{L_G C_G} + \frac{1}{2} \omega^2 Z_G \sqrt{L_G C_G}$$

$\left. \begin{aligned} B_G &= \omega \sqrt{L_G C_G} \\ Z_G &= \frac{1}{2} \omega^2 Z_G \sqrt{L_G C_G} \end{aligned} \right\}$

linea "tradizionale",
con perdite.

Per la linea di drain:

$$Z_D = j\omega L_D; \quad Y_D = j\omega C_D + \frac{1}{R_D} = j\omega C_D \left(1 + \frac{1}{j\omega R_D} \right) = j\omega C_D \left(\frac{1 + j\omega R_D}{j\omega R_D} \right)$$

ora, $j\omega R_D \gg 1$

$$P_{D1}: \quad Z_{D0} = \sqrt{\frac{Z_D}{Y_D}} \approx \sqrt{\frac{L_D}{C_D}}$$

$$\gamma_D = j\omega \sqrt{L_D C_D} \left(1 + \frac{1}{2} \frac{1}{j\omega R_D} \right) \approx j\omega \sqrt{L_D C_D} \left(1 + \frac{1}{2} \frac{1}{j\omega R_D} \right) =$$

$$= j\omega \sqrt{L_D C_D} + \frac{1}{2} \frac{\sqrt{L_D C_D}}{R_D}$$

(Z_D non dipende da f : la linea di drain è
NON DISPERSIVA!)

Per aver SINCRONISMO

$P_D = P_G \rightarrow \boxed{L_D C_D = L_G C_G}$ | molto difficile da realizzare.

Definiti i parametri di queste linee, possiamo alleq. dei telegrafisti:

$$V_G(z) = V_G(0) \exp(-\gamma_G z); \quad V_G(0) = \frac{E_G}{2};$$

Dall'osservazione del circuito, si vede:

$$\begin{cases} V_G(z+dz) = V_G(z) - Z_0 I_D(z) dz \\ I_D(z+dz) = I_D(z) - g_m V^* dz - Y_0 V_G(z+dz) dz \end{cases}$$

dove: $g_m V^* = g_m \frac{V_G}{1 + j\omega Z_G}$

$$\rightarrow \frac{d^2 V_G(z)}{dz^2} = \gamma_D^2 V_G(z) + \underbrace{\frac{g_m Z_0}{1 + j\omega Z_G} \frac{E_G}{2}}_{\text{termine forzante}} \exp(-\gamma_G z)$$

per $z \rightarrow 0$, ordinando:

L'eq. avrà una sol. generale e una particolare. V_1 è quella della omogenea, V_2 quella particolare.

$$V_1 = V^+ \exp(-\gamma_G z) + V^- \exp(\gamma_G z);$$

$$V_2 = \frac{E_G}{2} \frac{g_m}{1 + j\omega Z_G} Z_0 \frac{\exp(-\gamma_G z)}{\gamma_G^2 - \gamma_D^2}$$

Condizioni al contorno;

$$\begin{cases} V_G(0) = Z_0 (I_G(0) - I_D(0)) \\ V_G(L) = Z_{D0} (I_D(L)) \end{cases}$$

si trova:

$$A_V = - \frac{g_m Z_{D0}}{2(1 + j\omega Z_G)} \exp\left(-\frac{\gamma_D + \gamma_G}{2} L\right) \frac{\sinh\left(\frac{\gamma_D - \gamma_G}{2} L\right)}{\frac{\gamma_D - \gamma_G}{2} L}$$

Il guadagno varia con (L)

Se non ci fossero perdite, $\gamma \rightarrow \beta$; se ci fosse perfetto sincronismo,

$A_v \rightarrow \frac{g_m Z_{00}}{2}$ dove $g_m = g_m' L$

L deve essere lunga, per alzare il guadagno, ma non troppo, per non aumentare le perdite (e render gli α non trascurabili).

Una formula dice che:

$L_{opt} = \frac{\log \left(\frac{\alpha_0}{\alpha_g} \right)}{\alpha_0 - \alpha_g}$

dopo aver chiesto:

$\left\{ \begin{array}{l} \beta_0 = \beta_g \\ Z_{0g} = R_0 \\ Z_{00} = R_0 \end{array} \right\}$ NON INDISPENSABILI: dovuti ad altre e perder bande!

Il problema è che, di solito:

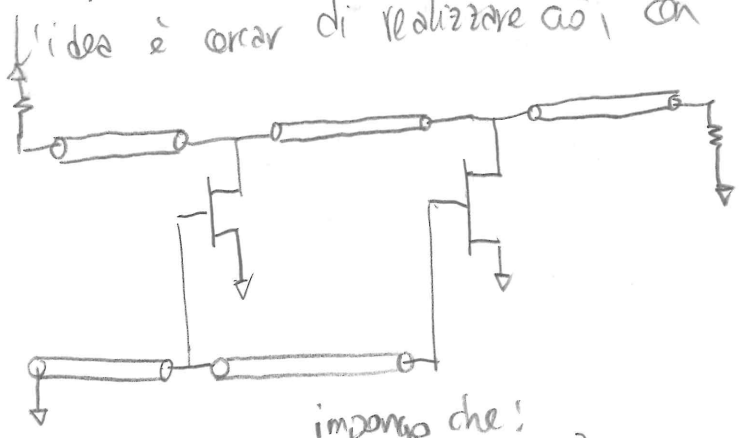
$L_g \gg L_0$

inoltre:

$G_g \gg C_0$

Richieder la condizione di sincronismo è dunque molto proibitivo.

Amplificatore distribuito a celle discrete



impongo che: $Z_0 = \frac{1}{j\omega C + \frac{1}{j\omega L + Z_0}} = \frac{j\omega L + Z_0}{-\omega^2 LC + j\omega Z_0 C}$

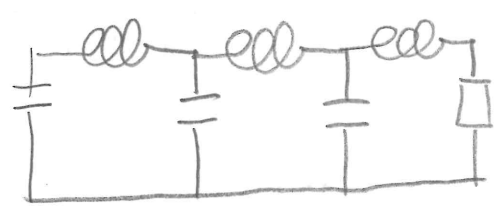
$L \rightarrow - \frac{j\omega Z_0 C + \omega^2 C L}{\omega^2 C^2 L^2 + \omega^2 Z_0^2 C^2} \rightarrow$ da qua si sceglie Z_0 !

$f_c = \frac{1}{\pi \sqrt{LC}}$; $|A_v(f)| = \frac{Z_0}{2} n g_m$ in qualche modo simile alle strutture continue!

$f_T = \frac{n g_m}{2\pi C_s}$ dove $n_{opt} = \frac{\log \left(\frac{A_D}{A_g} \right)}{A_D - A_g}$

L'idea è cercar di realizzare ciò, con delle celle discrete, di questo tipo:
in questo modo si crea quell'effetto di cui si parlava!

I FET sono indipendenti dalle linee, dunque le Z_0 sono "arbitrarie";



A_D e A_g attenuazioni delle linee, dell'ideale

Guadagni modesti (10dB), e man mano che si va verso l'uscita, si guadagna sempre più. Bisogna inspiccare le linee, per far gestire più gente, allungando le perdite anche, per mantenere il sincronismo.

Low noise amplifier

I parametri di progetto sono:

- NF_{min} → minimo NF del dispositivo
- Z_{noise} → impedenza ottima per il rumore!

↳ dovrò usare una rete per "match" col FET.

Si ottimizza il rumore, non il guadagno.
che si può fare per tirare su il guadagno? Metter una L_s e una L_g si ha:



$$Z_{in} = \frac{V_{in}}{I_{in}} \rightarrow V_{in} = I_{in} \frac{1}{j\omega C} + I_{in} j\omega L + g_m \frac{I_{in}}{j\omega C_{gs}}$$

↳ Dato che il generatore ha impedenza R_0 :

$$-\frac{1}{j\omega C} + \omega(L_s + L_g) = 0 \rightarrow \frac{\omega L_s}{C_{gs}} = R_0$$

quale è la condizione di adattamento (singola frequenza)

Si ha guadagno elevato e NF di poco maggiore alla minima.

Vedendo minimizzare NF, si lavora su $Q_L = \frac{\omega(L_g + L_s)}{R_0}$

- 1) Fisso $L_s = \frac{R_0}{\omega T}$
- 2) Ottimizzo Q_L con L_g
- 3) Calcolo $C_{gs} = \frac{1}{\omega^2(L_s + L_g)}$

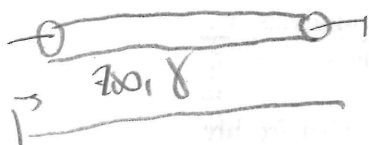
$$= \frac{Z_L(1+\exp) + Z_0(1-\exp)}{Z_L(1-\exp) - Z_0(1+\exp)} Z_0 \Rightarrow \frac{Z_L + Z_0 \left| \frac{1+\exp}{1-\exp} \right|}{Z_0 + Z_L \left| \frac{1-\exp}{1+\exp} \right|} \Rightarrow$$

$$\Rightarrow Z_{in} = Z_0 \frac{Z_L + Z_0 \tanh(\gamma L)}{Z_0 + Z_L \tanh(\gamma L)}$$

case: $Z_L = j\omega$ $L = \lambda/4$
 $Z_L = 0$ $LL \lambda/8$
 $Z_L \rightarrow \infty$

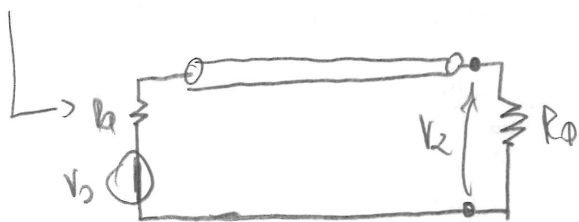
Si consideri ciò:

che capita se $Z_0 \neq Z_0$?



$$Z_{in} = Z_0 \frac{1 + \Gamma_{in}}{1 - \Gamma_{in}} \quad \Gamma_{in} = \Gamma_L \exp(-j2\pi L)$$

$$\Gamma_L = \frac{R_0 - Z_0}{R_0 + Z_0}$$



$$S_{21} = 2 \frac{V_2}{V_0}$$

$$= 2 \frac{V_2}{V_0} \left(\frac{V_L}{V_0} \right) = 2 \frac{V_2}{V_0} \frac{1 + \Gamma_L}{2}$$

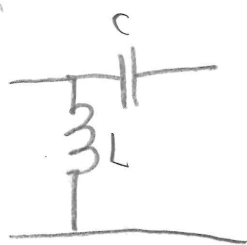
$$V(z) = V^+(z) [1 + \Gamma(z)]; \quad V_L = V_L^+ [1 + \Gamma_L]; \quad V_0 = V_L^+ \exp(-j\kappa L) [1 + \Gamma_L];$$

$$V_0 = V_L^+ \exp(-j\kappa L) \frac{1 + \Gamma_L}{1 + \Gamma_L \exp(-j2\kappa L)}$$

$$L \rightarrow \frac{V_2}{V_0} = \exp(-j\kappa L) \frac{1 + \Gamma_L}{1 + \Gamma_L \exp(-j2\kappa L)}$$

Parametri Σ - esercizi

1) Calcolare Σ di:



$$L = 9.5 \cdot 10^{-8} \text{ H}$$

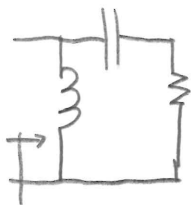
$$C = 33 \cdot 10^{-14} \text{ F}$$

$$f = 100 \text{ MHz}$$

$$R_0 = 50 \Omega$$

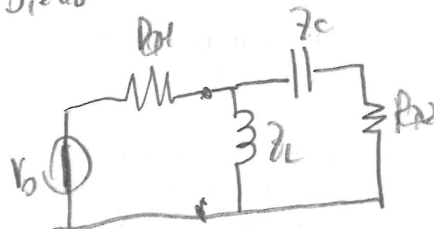
$$\rightarrow Z_L = j60 \Omega; Z_C = -j30 \Omega \quad (\text{basta soltanto})$$

S_{11} :



$$S_{11} = \frac{Z_m - Z_{01}}{Z_m + Z_{01}}; \quad Z_m = (50 - j30) \parallel j60$$

$$= 0.096 + j0.218$$



S_{21} : $S_{21} = 2 \frac{V_2}{V_0}$ in questo circuito;

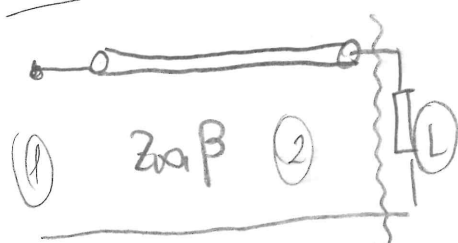
$$\rightarrow V_2 = V_0 \cdot \frac{Z_L \parallel (R_{02} + Z_C)}{Z_L \parallel (R_{02} + Z_C) + R_{01}} \cdot \frac{R_{02}}{Z_C + R_{02}}$$

ma: $S_{11} = \frac{Z_m - Z_{01}}{Z_m + Z_{01}} = \frac{Z_m + Z_{01} - 2Z_{01}}{Z_m + Z_{01}} = 1 - 2 \frac{Z_{01}}{Z_m + Z_{01}} = S_{11}$

$$\rightarrow Z_m + Z_{01} - 2Z_{01} = S_{11} Z_m + Z_{01} S_{11} \rightarrow Z_m (1 - S_{11}) = Z_{01} + Z_{01} S_{11}$$

$$\rightarrow Z_m = Z_{01} \frac{1 + S_{11}}{1 - S_{11}} \rightarrow \frac{Z_m}{Z_m + Z_{01}} = \frac{Z_{01} \frac{1 + S_{11}}{1 - S_{11}}}{Z_{01} + Z_{01} \frac{1 + S_{11}}{1 - S_{11}}} = \frac{1 - S_{11}}{(1 - S_{11}) Z_{01} + (1 + S_{11}) Z_{01}}$$

$$= \frac{1 + S_{11}}{2} V_0$$



$$\begin{cases} a_1 = \frac{V^-}{\sqrt{Z_0}} & b_1 = \frac{V^-}{\sqrt{Z_0}} \\ b_L = \frac{V^-}{\sqrt{Z_0}} & a_L = \frac{V^-}{\sqrt{Z_0}} \end{cases}$$

scelgo $Z_0 = Z_{00}$ per tutto

$$\rightarrow \frac{b_L}{a_L} = \Gamma_L = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0}$$

$$V_0^+ = V_L^- \exp(-j\kappa L) \rightarrow \Gamma_{in} = \Gamma_L \exp(-j2\kappa L); \quad Z_{in} = \frac{1 + \Gamma_{in}}{1 - \Gamma_{in}} Z_0$$

$$= Z_0 \frac{1 + \Gamma_L \exp(-j2\kappa L)}{1 - \Gamma_L \exp(-j2\kappa L)} = \frac{1 + \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} \exp(-j2\kappa L)}{1 - \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} \exp(-j2\kappa L)} Z_0 = \frac{(Z_L + Z_0) + (Z_L - Z_0) \exp(-j2\kappa L)}{(Z_L + Z_0) - (Z_L - Z_0) \exp(-j2\kappa L)} Z_0$$