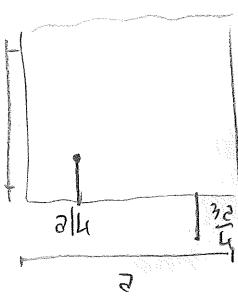


(1)

Misure a radiofrequenza

Alcuni concetti di "Campi Elettromagnetici"
Excitazione mod TE₀ in guida rettangolare:



In questo modo:

$$I_{TE_{00}} = \int_0^{\pi} A \sin\left(\frac{\pi}{a}x\right) \left[\delta(x - \frac{a}{2}) - \delta(x - \frac{3a}{4}) \right] dx = \phi \quad (-)$$

$$I_{TE_{20}} = \int_0^{\pi} A \sin\left(2\frac{\pi}{a}x\right) \left[\delta(x - \frac{a}{2}) - \delta(x - \frac{3a}{4}) \right] dx = 2A \int_0^{\pi} \sin\left(2\frac{\pi}{a}x\right) \delta(x - \frac{a}{2}) dx \quad (-)$$

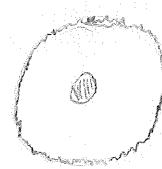
Cassiaffo

Per la Z₀₀₁ ossia per l'impedenza caratteristica del coax, si ha:

$$Z_{00} = (60\Omega) \ln \frac{D}{d}$$

Regola: se D=d, le parti metalliche si toccano, e $Z = \phi$; se si allontanano, Z aumenta. Ricorda poi il 60Ω : -) "7mm": il connettore.

Losses $\propto \sqrt{f}$.



Sorgenti a microonde

L'idea di base per far un generatore è:

rez. positiva + rez. negativa.

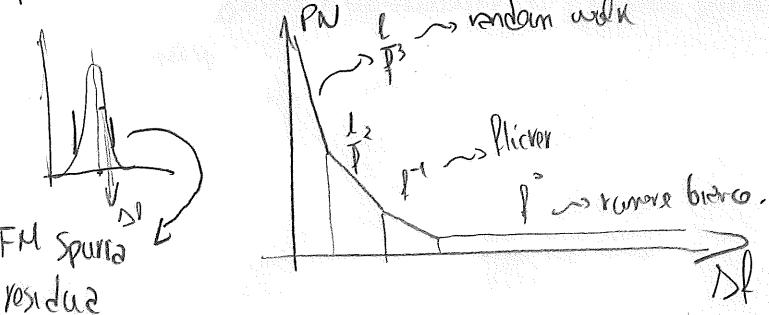
- Le armoniche non sono un problema

NA

- realizzare qualche tipo quarzo e d'oro.

PUREZZA SPETTRALE: non si ha una PICA, ma qualcosa di un po' diverso;

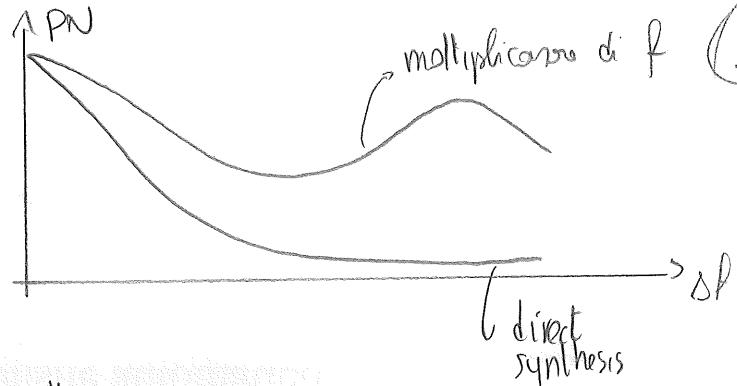
Questa curva identifica e quantifica i contributi di phase noise a una distanza Δf dalla w₀. (Loesn).



2 vie per sintetizzare frequenze:

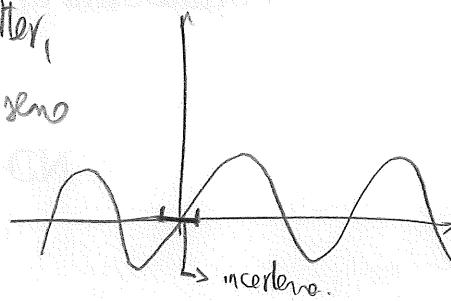
1- sintesi diretta a mondo

2- sintesi per moltiplicazione
di frequenza.



È molto meglio il PN della sintesi diretta:

moltiplicando la frequenza aumenta il jitter,
ossia l'incertezza nel passaggio per Φ del seno
sintetizzato;



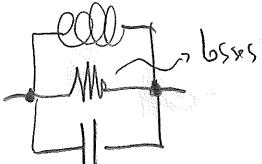
Moltiplicando la f , faccio "girare" lo
stesso segnale più volte, moltiplicando
ANCHE LE INCERTIZZE, peggiorando il PN (in frequenza).

- Amplitude noise: → "basta" stabilizzare l'amplif. per eliminare delle fm residue.
- Variazioni di VAL;
- altro (temperatura etc.)

Oblighi: aver un oscillatore PUNTO spettualmente e con banda variabile.

Un oscillatore di base si comporta come un RLC:

La purezza spettuale dipende dal Q del RLC equivalente



$$Q = \omega_0 \frac{3\text{dB}}{\Delta f} = \frac{R}{L} = \frac{\text{Proattiva}}{\text{Pattiva}}$$

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

Δf : larghezza di
banda a -3 dB.

(in realtà non solo Q introduce impurità spettuali:
anche l'amplificatore).

Realizzazione di oscillatori

hi elenco:

- cavità risonante
- varactor
- YIG-based: YIG
- DRO
- o dielectric Gunn

Questi sono gli oscillatori alla base
dei generatori, dei sintetizzatori.

A cavità: perp di guida (per esempio rettangolare),
tranciata a $\lambda_g/2$, e risuona a $f = \frac{v_f}{\lambda_g}$.
 Q molto elevati (\propto alle perdite in guida).

(3)

Varactor - esercizio

I varactor modificano la parte capacitiva di un RLC. Si ha una cosa del tipo:

$$\text{Varactor (V)} = \frac{C_P}{\left(1 - \frac{V}{V_0}\right)^m}, \quad m \approx \frac{3}{2}.$$

Come influenza ciò in un RLC? Dovrò studiare il fatto che:

$$\frac{\Delta f}{f} : \frac{\Delta C}{C} \rightarrow \text{incrementi simili.}$$

$$\Delta f = \Delta C \frac{\partial f}{\partial C} = \frac{\partial}{\partial C} \left[\frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \right] = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \frac{\partial}{\partial C} \frac{1}{\sqrt{C}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L}} \cdot \left(-\frac{1}{2}\right) C^{-\frac{3}{2}}$$

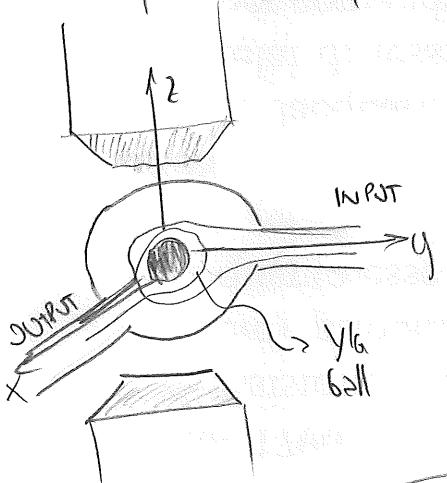
dunque:

$$\Delta f = \Delta C \frac{1}{2\pi\sqrt{L}} \left(-\frac{1}{2}\right) C^{-\frac{3}{2}} = \frac{1}{2} f \times \Delta C \cdot C^{-1}$$

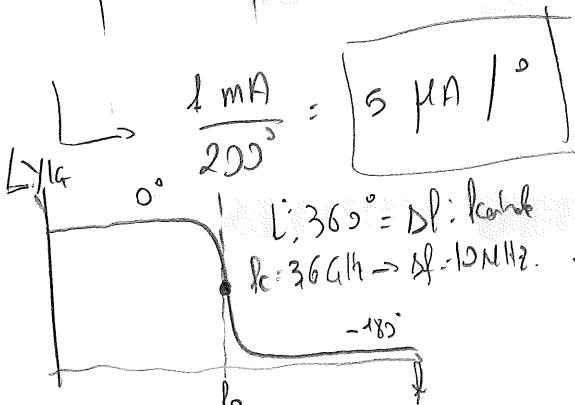
$$\rightarrow \frac{\Delta f}{f} = -\frac{1}{2} \frac{\Delta C}{C} \rightarrow \boxed{\Delta f = -\frac{1}{2} \Delta C}$$

Ma, essendo la max variazione di C del 10%, f sarà del 5%.

YIG - Yttrium-Iron-Garnet

Materiali sintetizzati con μ molto elevata (alta permeabilità magnetica); se immersi in campo H statico, si comporta come un filtro a banda ad altissimo Q (SNR da 10000).

Il campo H è lungo \hat{z} , si han poi 2 spire (lungo \hat{x} e \hat{y}).
 $\mu = \mu(H)$, dunque si varia così l'effetto di risonanza dello YIG: con H .

La fo varia di parocchia oltre.Problema: sensitività di 20 MHz/mA .
Di solito, in 20 MHz si varia di 200° .

Dessa, per aver precise di 1° di fase, dovo tener fissa la corrente di $5 \mu\text{A}$.

Le spire formano un "corto" solo quando lo YIG risuona

da capo: dalo YIG che varia di 200° in 20 MHz, $f_0 = 3,6 \text{ GHz}$, 1 mA per
Combinare di 20 MHz: (4)

$\frac{1 \text{ mA}}{200^\circ} = 5 \mu\text{A} \text{ al } 0^\circ \text{ di base}$; da 20 MHz minimo, ho bisogno di

$$I = \frac{3,6 \text{ GHz}}{20 \text{ MHz}} \cdot I_{20^\circ} = 180 \text{ mA} \text{ per stare a } 3,6 \text{ GHz,}\\ \text{preciso } \pm 5 \mu\text{A}. 0,022\%.$$

Inoltre, H non deve esser influenzato da campi esterni.

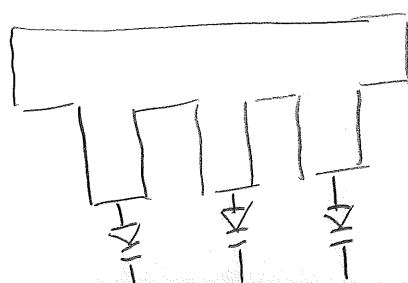
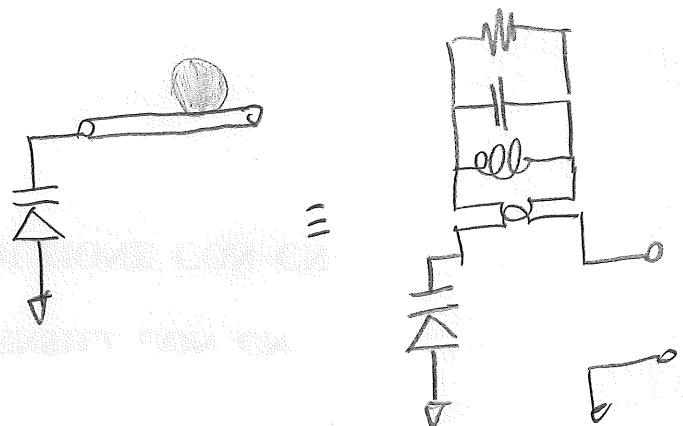
DRO

Oscillatori a Preg. fissa: basati

su "canta" a Er elevatissime

Si le accoppiare alla pistrisca cò.

Altre proposte, per fdt più piccole:

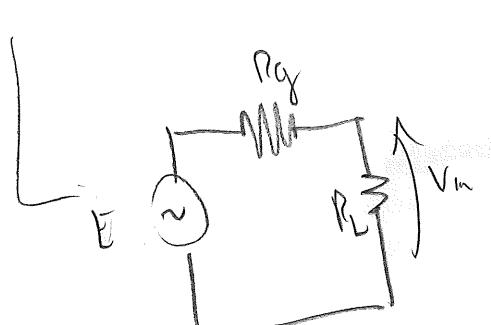


3 stub in pistrisca, equivalenti
a 3 circuiti risuonanti, +
i varactor.

Comuni amplificatori per fondo

Si usa la tecnica per riflettere:

Se $K_{LL} < 1$, il circuito è instabile, $(P_{in} > 1)$.

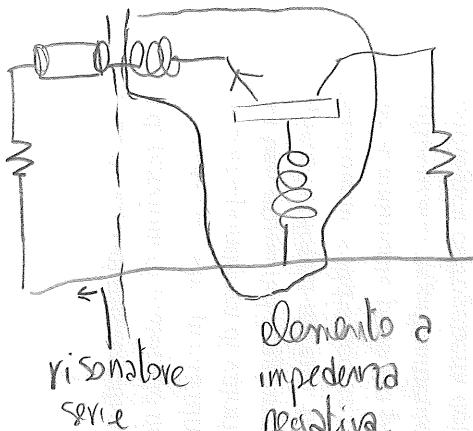


$$V_{IN} = \frac{R_L}{R_g + R_L} E$$

Idea: avere
 $\left\{ \begin{array}{l} R_g + R_L = \phi \\ E = \phi \end{array} \right.$ \Rightarrow in questo modo
si han osillazioni
auto manteinte.

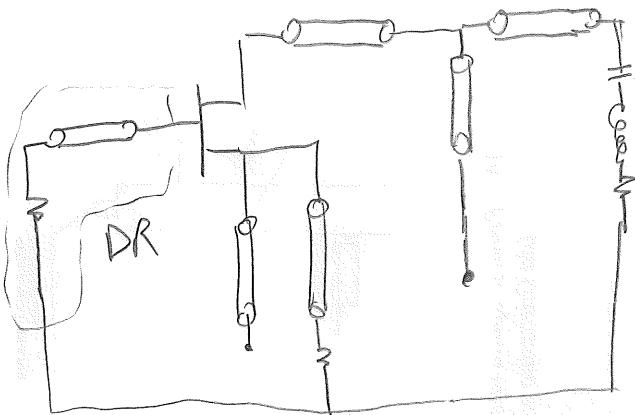
Un modo per "sostituire il DR" è quello,
oppure

(5)



risonatore
serie

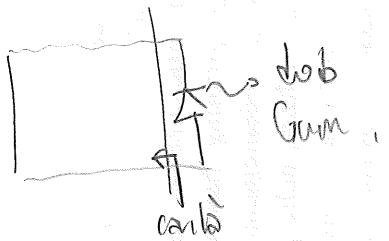
elemento a
impedenza
negativa.



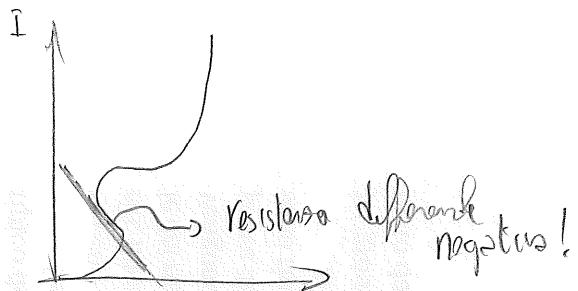
Oscillatori a diodo Gunn

Il diodo Gunn è un diodo con una caratteristica di questo tipo:

Polarizzando in serie a $R_d L \phi$, si ha un $|I| > 1$. Si mette V in una cinta
resonante e dunque:



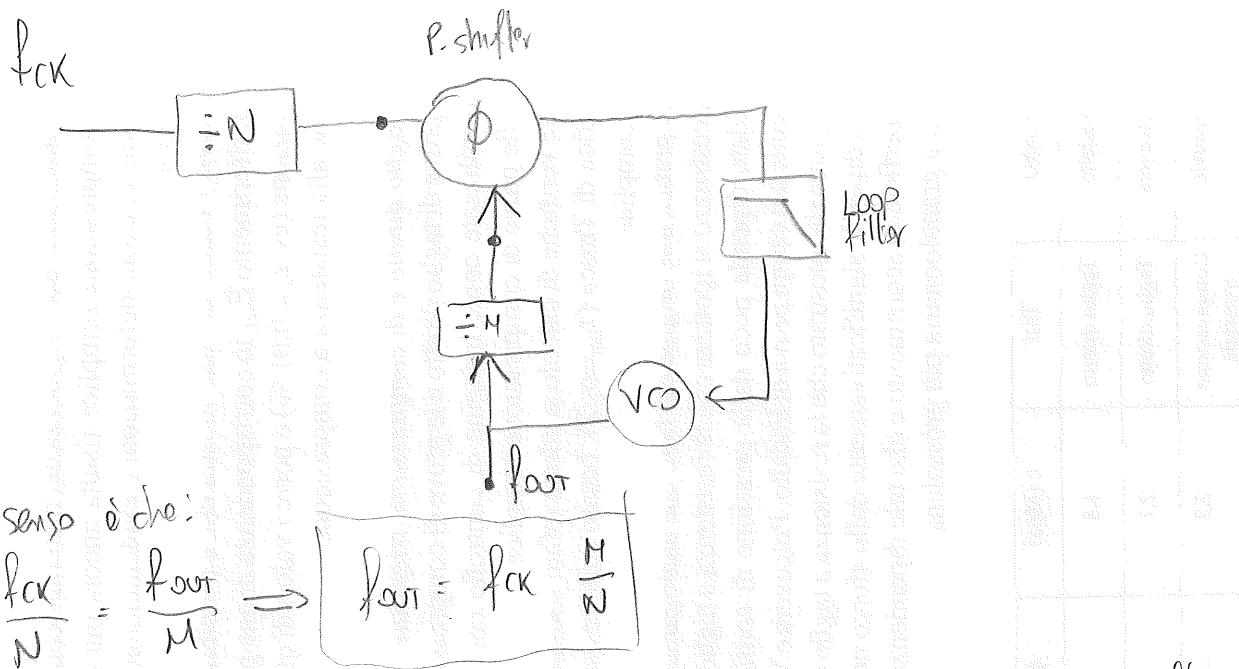
Il Gunn compensa le perdite del risonatore,
permettendogli di oscillare.



(6)

Sintetizzatori a microonde

Lo schema di principio di un sintetizzatore a PLL è:



Il senso è che:

$$\frac{f_{\text{CK}}}{N} = \frac{f_{\text{out}}}{M} \Rightarrow$$

Il segnale di riferimento, f_{CK} , è a qualche centinaio di MHz, dunque l'unico elemento critico è dato dai divisori. Sarebbe possibile anche esser a 20 GHz.
I divisori sono prescelti, dunque una cascata di flip-flop: divisori 2^n , n numero di FF. Si sta parlando di digitale, dunque serve avere un segnale alle onde campionato: serve un'onda quadra con diverse 10 armature.

di f_T

Soluzione: sottocampionamento: 1) genera un pettine di frequenze
2) faccio un mixing
3) Downconvert il $x(t)$.

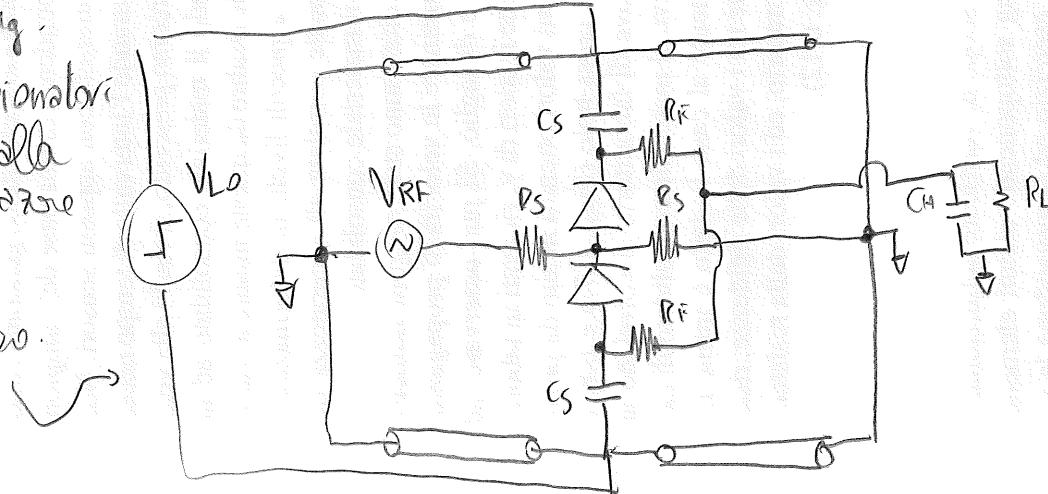
Idea: la carrier non porta informazione \Rightarrow data f_s la banda del solo "segnale

utile", campionare non a $2f_c$, ma solo a $2f_s$.

PROBLEMA: gli interruttori non sono ideali, dunque la "S" di campionamento è in realtà una porta di "width" non trascurabile. In frequenza, $\text{rect}(\frac{t}{T}) \xrightarrow{T \rightarrow 0} \sin(t)$, dunque avrà aliasing.

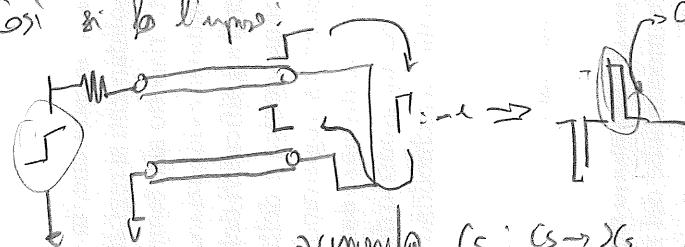
\rightarrow servono campionatori
veloci rispetto alla
velocità di variazione
del segnale.

Qui un esempio:



Idee da ricordare:

- Manca in ingresso un'onda quadra, la quale varia reso impulso da una sbarra.
- È un SRD (dipl.); la f_o dell'onda quadra è la f_{sample}.
- Aj dei diodi è presa in modo di CLLG; così i diodi hanno poca potenza.
- da -120 dBm a \approx -10 dBm.
- Così si fa l'impulso:



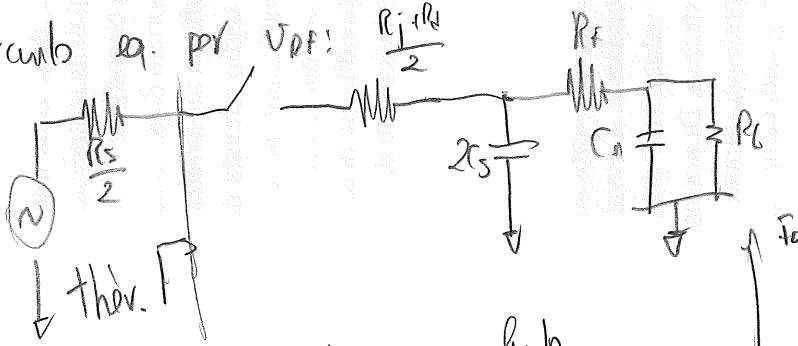
questo è inconfondibile: contribuisce a un bias già negativo.

$$l = \lambda/2$$

$$\lambda = \lambda_{RF}$$

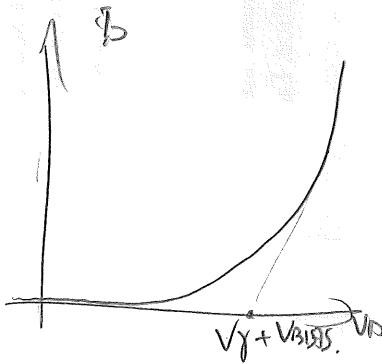
- Struttura bilanciata: V_{CO} (che è un modo disper).

- Circuito eq. per VDF: $\frac{R_f + R_d}{2}$



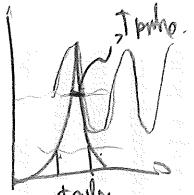
R_d: perdite ohmiche
R_f: res di giunzione

cioè
si fa:
 \Rightarrow



- Bias: si fa con un bias-T in più bala.

L'impulso è con (V_o):



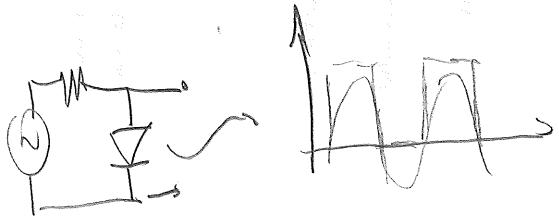
Più slancio inversione, meno dell'impulso sarà in grado di far condurre i diodi, dunque solo una porzione piccola dell'impulso sarà utile. Se opta così, il segnale è RF che possa sovrapporre, sommare a questo impulso sarà possibile dal momento che queste elimino il contributo debole degli i diodi.

Alllo stesso tempo però, se alza il bias, aumenta la banda:

$$P_{3dB} = \frac{0,35}{T_{pulse}}$$

SRD: diodo con capacità di svolgimento molto presa, in modo tale da "squadroni" la forma d'onda al suo ingresso;

si aumentano le armoniche in uscita.



NN7L: due linee di Tx riflette.

⑧



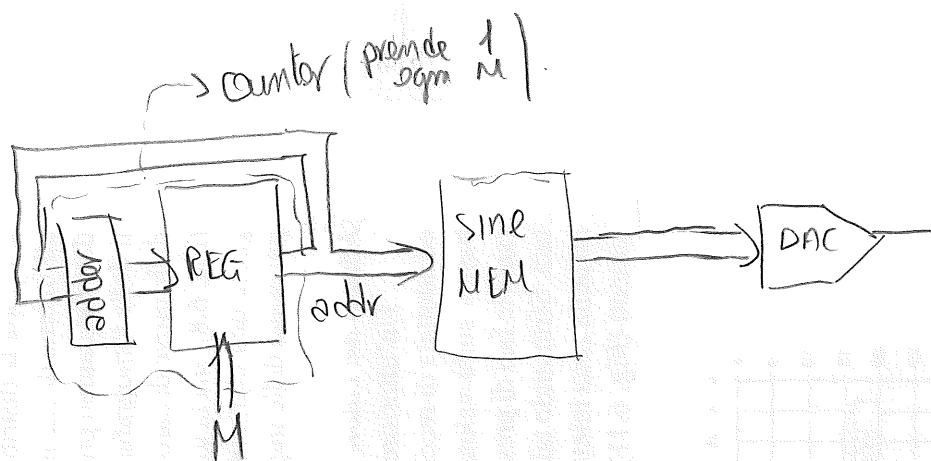
Linea di Tx carica su variator, con V_f variabile. A seconda del valore della tensione su ciascun punto della linea, si fa propagare il segnale con una V_f diversa. $V_f = \frac{L}{VLC}^{\frac{1}{2}}$, $C \propto V^2$ dunque con V più grande il segnale verrà rallentato, con V più grande verrà velocizzato.

Direct Digital Synthesis

↳ Tecnica di signal processing digitale generante segnali con base e frequenza regolabili.

↳ DIVIDE la fck per un certo "m" di 24 o 48 bit.

Schemma di base:



Come funziona? Dati N campioni in memoria, $f_{min} = \frac{f_{CK}}{2^N}$; $f_{max} = \frac{N}{2^N} f_{CK} = \frac{2^{N+1}}{2^N} f_{CK} = 2 f_{CK}$ ($f_{CK} \cdot \frac{1}{2} f_{CK}$ al fine di rispettare Nyquist).

prendo, a ogni colpo di clock, M campioni. Di solito, si usa

$$f_{max} = \frac{f_{CK}}{4}$$

Si parla comunque di risoluzione dei MHz :-). Basta avere molti campioni nella ROM.

La frequenza si può variare in 1 colpo di clock: basta combinare "M".
Sistema molto stabile: fck è l'unica cosa che può essere instabile.
Nei PLL invece c'è tutto il discorso del loop filter e del dig. a butterfly.

Ma molto spurie: quando si prendono pochi componenti per ciclo, la forma d'onda assomiglia molto poco a un seno; la fondamentale di questo spurio è distorta sia in fase, ma è pieno di spurie, che vengono eliminate mediante un filtro digitale Btb appena prima del DAC.

Analisi AD9850 - Pagina 51

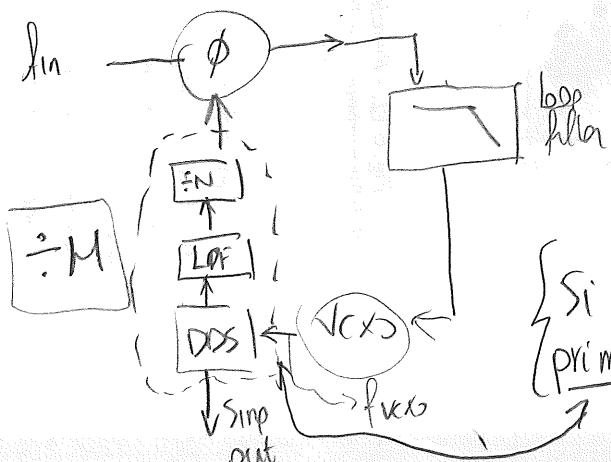
Scrivo i remarks più importanti:

- Il clock è seguito da un moltiplicatore; in questo modo il REF CLK può essere più basso
- Si tende a usare in I/Q
- Filtri sincroni invisi: hanno predistorsione, dal momento che il campionamento si fa con una portata equalizzata.
- Si può fare AM/PM.
- L'usata Q alternativamente, se collegato dal mix alla parte di controllo del sistema, può fungere da "DAC di controllo" per varie applicazioni

↳ leggere datasheet open!

Soluzioni integranti DDS e PLL.
PLL e DDS possono essere accoppiati. DDS ha il pregno della precisione ma non quello di poter avere frequenze molto elevate, pregià invece del PLL.
DDS come VCO in un PLL: il blocco si comporta come un $\frac{1}{M}$ nello schema di principio del synth a PLL.

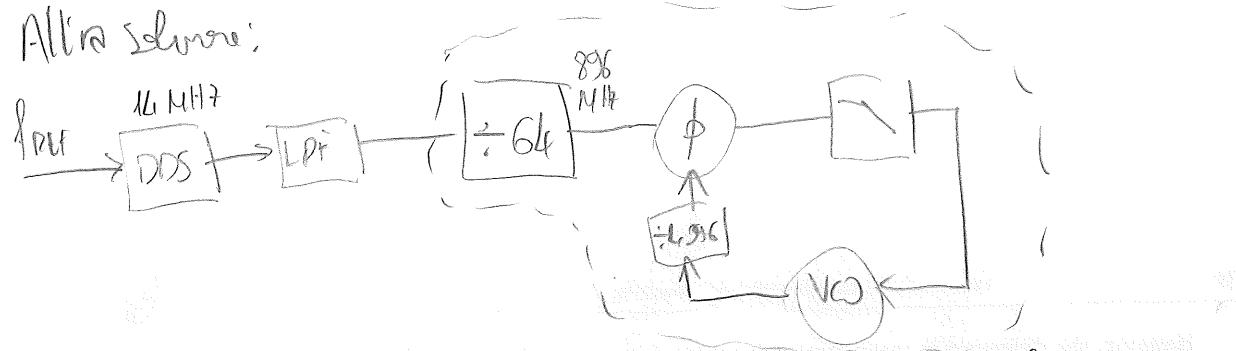
Il " M " così ottenuto è "quasi EIP", escludendo il DDS con freq. word di molti bit, ma il DDS lavora con lo frequenza, e a mondo ciò non vi può fare.



{ Si può usare, se molto prima del DDS un prescaler.

DDS come generatore di riferimento. PLL

Altra soluzione:

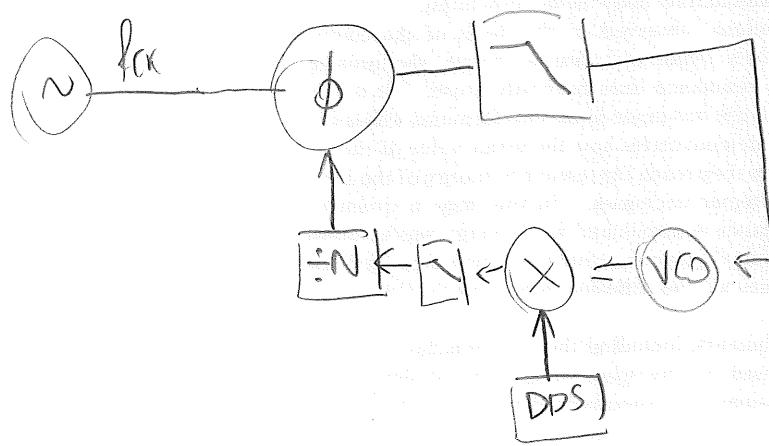


Questo circuito può dar problemi dal momento che fa aumentare il phase noise

di

$$\Delta PN \approx 20 \log_{10}(64) \approx 36 \text{ dB} \quad (\text{ossia del fattore di moltiplicazione di } f_c \text{ in dB}).$$

DDS come LO per un mixer di downconversion



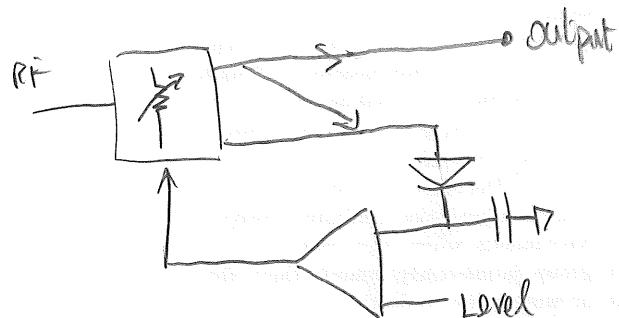
Si usa un mixer per down-convertire il segnale del VCO, e come LO si usa il DDS.

Alternativa su ciò: al posto del mixer mettere un sampler, e il DDS (a continua di MHz) come suo driver.

Il $\frac{1}{N}$ può esser fisso o variabile; se modifica "di fijo" le fa il DDS quelle "grossolanamente" il $\frac{1}{N}$.

Stabilizzazione di ampiezza - ALC

Non c'è solo il phase noise, ma anche le AM spurie. Al fine di ridurla, è necessario stabilizzare l'ampiezza del segnale, con un ALC (Automatic Level Control), di sto tipo:



Misuro parte del segnale con un coupler e lo mando a un comparatore, dopo averne detectato il picco il comparatore andrà a controllare l'attenuazione variabile. Level è l'ampiezza che si vuole fissare, "il riferimento di ampiezza".

L'attenuazione variabile si può realizzare con un transistore in configurazione Common base, del quale si cambia il punto di base; cambiando I_C cambia g_m , dunque l'attenuazione del segnale / il suo guadagno.



Catalogazione storica dei sintetizzatori

Ci sono 4 categorie:

- Fundamental single band: l'usata è la frequenza dell'oscillatore
- Multiband fundamental: molte bande, ciascuna delle quali ha 1 oscillatore;
- Single band multiplier: l'oscillatore, la cui frequenza è moltiplicata (millimetrico)
- Multiband multiplier: "solo" in sintonizzazione;

Spesso si usano i Vector Signal Generator, che hanno già "la banda base", e vari tipi di segnali generabili.

Analisi del source 87MHz

È multiband fundamental: ci sono 4 oscillatori, che coprono dai 2 ai 22 GHz; si ha poi un meccanismo per la banda base. Remarks:

- Il modulatore on/off a $27 \times 1\text{-Hz}$ rende il segnale AC, in modo da evitare che si amplifichi continuo (PLL). Gli oscillatori sono " $\Gamma > 1$ ", e il resonatore è a YIG, che hanno lo stesso TC-700; ampli distribuiti integrati a MESFET; alza il livello del segnale da 13dBm a 19dBm

- Si ha un att. variabile pilotato dal ALC, che in media attenua 4 dB.
- Switch: a large banda e allo stato solido (-2dB).
- TC70: +7dB di guadagno, sempre distribuiti
- I 16 dB nel ramo secondario (di $\frac{1}{2}$) servono a non saturare il mixer
- Il coupler del ALC ha basso C;
- 5 filtri nel ramo diretto e non L, perché per la banda 2÷5,25 ne servono 2: 5,25 potrebbe passare la II^a armonica di 2 (che è 4). I filtri fanno perdere 3dB.
- Per il ramo di aggancio, un synth o PLL va in uno switcher che lo squadra, dunque questo va a pilotare il sampler/mixer; ciò va poi nel PLL e a gestire gli oscillatori.
- Si esce a 15 dBm.

Descrizione MG369XA

RF clock port

RF clock è la parte che genera segnali CW (Continuous Wave) e la porta utilizzata RF output sul pannello dello strumento.

Option 4 e 5: due alternative per la generazione della banda 10 MHz ÷ 2 (2,2 GHz). Option 4 è con una PLL (la 5), e una con una DDC (Dig. Down Conversion). In ingresso in opt. 4 si ha un segnale da 2 a 4,6 GHz, che viene diviso da una cascata di divisori.

Nel caso non ci sia opt. 22, l'uscita di opt. 4/5 entra alla fine di A10.

Opt. 22 fa agire i 2 diplexer (un diplexer prende i segnali alle 2 porte di ingresso, li filtra mantenendo la loro banda intatta, e sposta fuori un segnale con la combinazione dei 2 segnali, disgiunti).

A10 è uno "switched filter assembly": un banco di filtri selezionabili mediante PIN switches. Una parte del A10 genera un segnale che andrà comandato

(nel caso di opt. 4 il segnale è 2÷4,6 GHz; nell'altro, 0,5L ÷ 8,5 GHz).

Si mette un filtro da 20 GHz per togliere meglio le armoniche.

A12 può, volendo, duplicare la frequenza e filtrare.

Dopo A12 c'è o un filo diretto o, se c'è opt 22, un diplexer. A volte di cui è comunque di un eventuale step attenuator, che fa detection per il controllo del ALC.

Quello prima in teoria (opt 6/5) non sa quelle che orba per l'ALC.

Lo step ottomotor è a banda larghissima, e ha 90 dB di attenuazione possibile. (13)
(lavora fino a 40 GHz). Si può usare per esempio per simile il path di uscita.
Alternativa: "source quadrupler": fino a 65 GHz.

Aggregazione di fasi \Rightarrow controllo YIG

Risultato finale: si genera un segnale dai 2 di 20 GHz.

Partiamo dalla fine:

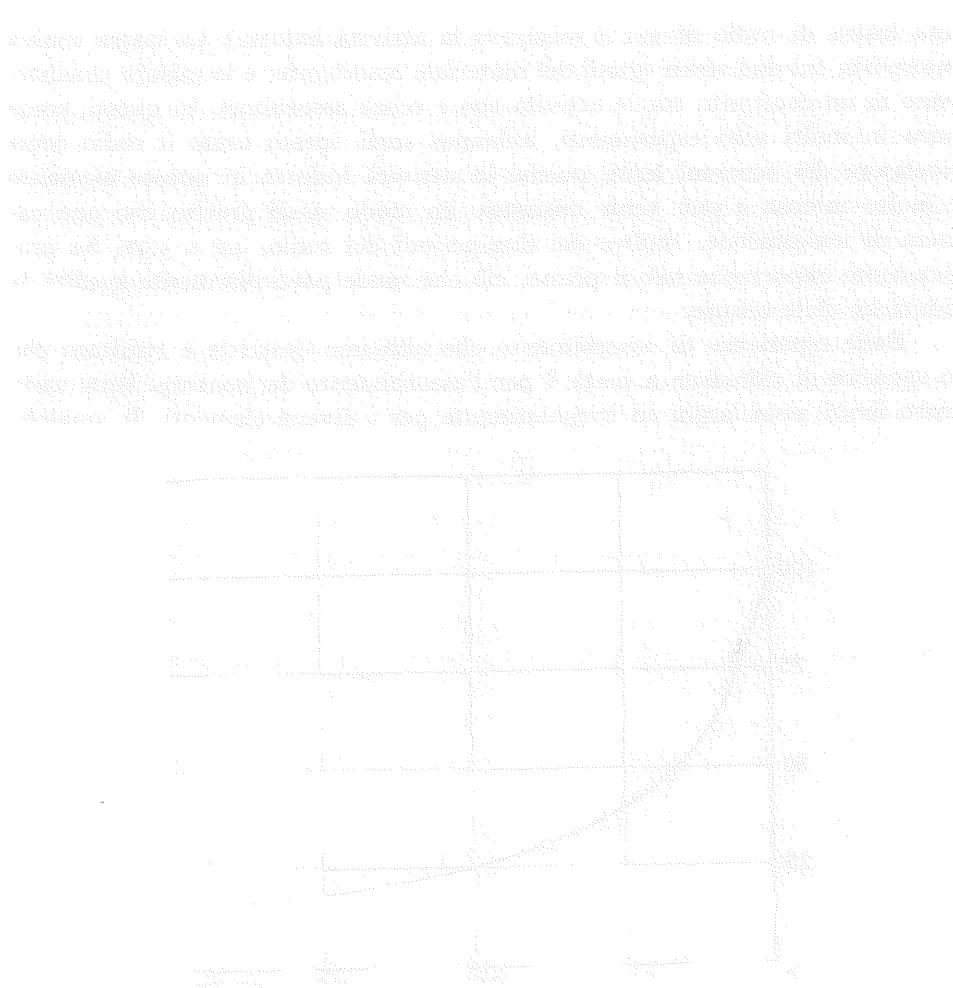
- A9: YIG assembly: ciò che gestisce le YIG (non ci sono molti collegamenti, ma sono 3 cose da gestire (+ la FET)).
2: uno da 2 a 8,6 GHz (loop da 8,6 a 20 GHz). 3 cose da gestire (+ la FET);
un "mixer" che porta la YIG a lavorare vicino alla freq. giusta, il bias,
e un "fine", che è quello che fa le correzioni del PLL di Y73 (A7).
- A7: è l'anello di aggregazione delle YIG, quello "fine": si lavora a partire da un
segnale a (2195 ± 215) MHz, che viene mandato in un SED+NTTL per generare
le sue armature, e si lavora con DSS: da 19755 a 20 GHz. Ciò viene lockato
con il segnale di uscita da A9, ottenendo una IF da 21,5 a 40 MHz.
Questa verrà confrontata con una freq. generata dal A3, e lo YIG lock sampler
farà sì che elimini eventuali differenze.
- A6: Coarse loop: è quello che genera il segnale da max. 400 MHz 1/2 in modo
da migliorare il jitter, alto stabilità, in ingresso ha un 10 MHz da A3. Poi che
le frequenze sono sui MHz, si possono usare DDS per fare il $\frac{1}{M}$!
Si ha 1 MHz in ingresso a questo anello, e con il DDS (o divisor generato) si
modifica, in modo da ottenere "stb 433/493" MHz. Il $\frac{1}{M}$ è controllato dalla CPU
- Il VCXO (Voltage Controlled Crystal Oscillator) è stabilizzato in temperatura, e lavora
a ≈ 10 MHz, agganciato a un riferimento esterno.

Risoluzione di 0,01 kHz, stabilità che "balza" intorno a qualche Hz.

Switching time: per passare da una frequenza a un'altra. È limitata dalla YIG:
dati $L_{YIG} = 80 \text{ mH}$, $R_{YIG} = 1 \Omega$, $t_s = \frac{L}{R} = 10 \text{ ms}$, $f_s = 10 \text{ Hz}$

Così limita la 2, rendendo lento al passaggio da una f a un'altra.

ALTRA -



Analisi generatore per avere i valori necessari a realizzare un circuito che sia capace di generare la tensione richiesta. Per questo è stato necessario fare diversi esperimenti e cercare di trovare le migliori condizioni di lavoro. Per questo si è provato a misurare la tensione e la corrente in più punti del circuito.

Nel primo esperimento si è misurata la tensione e la corrente in diversi punti del circuito. Si è visto che la tensione era costante in tutti i punti del circuito, mentre la corrente era diversa in diversi punti.

Nel secondo esperimento si è misurata la tensione e la corrente in diversi punti del circuito. Si è visto che la tensione era costante in tutti i punti del circuito, mentre la corrente era diversa in diversi punti.

Vector Network Analyzers (VNA) { analisi lineare: 1 tensione in ingresso, 1 corrente in uscita. } (15)

Osservazioni sui parametri scattering

Dato un DUT (Device Under Test) a 4 porte (esempio):

$$\xrightarrow[1]{\quad \quad \quad 2}{\text{DUT}} \xrightarrow[4]{\quad \quad \quad 3} \begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \\ b_3 \\ b_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} & S_{13} & S_{14} \\ S_{21} & S_{22} & S_{23} & S_{24} \\ S_{31} & S_{32} & S_{33} & S_{34} \\ S_{41} & S_{42} & S_{43} & S_{44} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_1 \\ s_2 \\ s_3 \\ s_4 \end{bmatrix} \quad \underline{b} = \underline{s}$$

$$\text{dove: } a_i = \frac{V_i^+}{\sqrt{2}r_{\text{ref},i}} = \frac{V_i + 2r_{\text{ref}}I_i}{2\sqrt{2}r_{\text{ref},i}} ; \quad b_i = \frac{V_i^-}{\sqrt{2}r_{\text{ref},i}} = \frac{V_i - 2r_{\text{ref}}I_i}{2\sqrt{2}r_{\text{ref},i}} \quad \text{di solito, } r_{\text{ref},i} \in \mathbb{R} \text{ (costante)}$$

Questo per struttura single ended; per rete bilanciata,
si non ha segnale tensione:

$$V_{dij} = V_d - V_j \quad ; \quad V_{cij} = \frac{V_i + V_j}{2} \quad ; \quad I_{dij} = \frac{I_i - I_j}{2} \quad ; \quad I_{cij} = I_i + I_j \quad .$$

$$\xrightarrow{\quad} \begin{bmatrix} \underline{b}_d \\ \underline{b}_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \underline{\underline{S}}_{dd} & \underline{\underline{S}}_{dc} \\ \underline{\underline{S}}_{cd} & \underline{\underline{S}}_{cc} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \underline{s}_d \\ \underline{s}_c \end{bmatrix} \quad \text{dove: } \underline{a}_{dij} = \frac{a_i - a_j}{\sqrt{2}} ; \quad \underline{b}_{dij} = \frac{b_i - b_j}{\sqrt{2}} ;$$

$$\underline{a}_{cij} = \frac{a_i + a_j}{\sqrt{2}} ; \quad \underline{b}_{cij} = \frac{b_i + b_j}{\sqrt{2}}$$

$$\text{Ma solo se: } Z_{cij} = \frac{R_{\text{ref}}}{2} ; \quad Z_{dij} = 2R_{\text{ref}} \quad R_{\text{ref}} \in \mathbb{R}$$

Nota: dato per esempio un 4 porte, 2 doppio differenziale;

$$\begin{bmatrix} \underline{\underline{a}}_{dc} \\ \underline{\underline{a}}_{d2} \\ \underline{\underline{a}}_{cd} \\ \underline{\underline{a}}_{c2} \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} 1 & 0 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & -1 \\ 1 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 1 \end{bmatrix}}_{\underline{\underline{M}}} \begin{bmatrix} \underline{s}_1 \\ \underline{s}_2 \\ \underline{s}_3 \\ \underline{s}_4 \end{bmatrix} \quad \text{e idem per } \underline{b}. \quad \text{Si può dir che:}$$

$$\underline{\underline{S}}_{mm} = \underline{\underline{M}} \underline{\underline{S}} \underline{\underline{M}}^{-1}$$

$\underline{\underline{M}}$ è una matrice di cambio di base, $\underline{\underline{S}}_{mm}$ è la matrice $\underline{\underline{S}}$ mixed mode.

Problema: va bene solo per rappresentare solo sistemi puramente differenziali.

Se alcune porte sono differenziali e altre single ended (come in un op-amp), è necessario usare la "generalized mixed mode":

$$\begin{aligned} \underline{b} &= \underline{\underline{s}} \underline{\underline{z}} \\ \underline{b} &= \begin{bmatrix} \underline{b}_d \\ \underline{b}_c \\ \underline{b}_s \end{bmatrix} \quad ; \quad \underline{z} = \begin{bmatrix} \underline{\underline{s}}_d \\ \underline{\underline{s}}_c \\ \underline{\underline{s}}_s \end{bmatrix} \quad \text{dove} \\ \underline{b} &= \begin{bmatrix} \underline{b}_d \\ \underline{b}_c \\ \underline{b}_s \end{bmatrix} \quad ; \quad \underline{z} = \begin{bmatrix} \underline{\underline{s}}_d \\ \underline{\underline{s}}_c \\ \underline{\underline{s}}_s \end{bmatrix} \quad ; \quad \underline{\underline{s}} = \begin{bmatrix} \underline{\underline{S}}_{dd} & \underline{\underline{S}}_{dc} & \underline{\underline{S}}_{ds} \\ \underline{\underline{S}}_{cd} & \underline{\underline{S}}_{cc} & \underline{\underline{S}}_{cs} \\ \underline{\underline{S}}_{sd} & \underline{\underline{S}}_{sc} & \underline{\underline{S}}_{ss} \end{bmatrix} \quad ; \quad \underline{\underline{z}} = \begin{bmatrix} \underline{\underline{Z}}_{21} & \underline{\underline{Z}}_{22} \\ \underline{\underline{Z}}_{11} & \underline{\underline{Z}}_{12} \end{bmatrix} \end{aligned}$$

Alcune note: ciò che si misura "nella redità" non è ciò che Kurokawa definì, ma qualcosa del tipo:

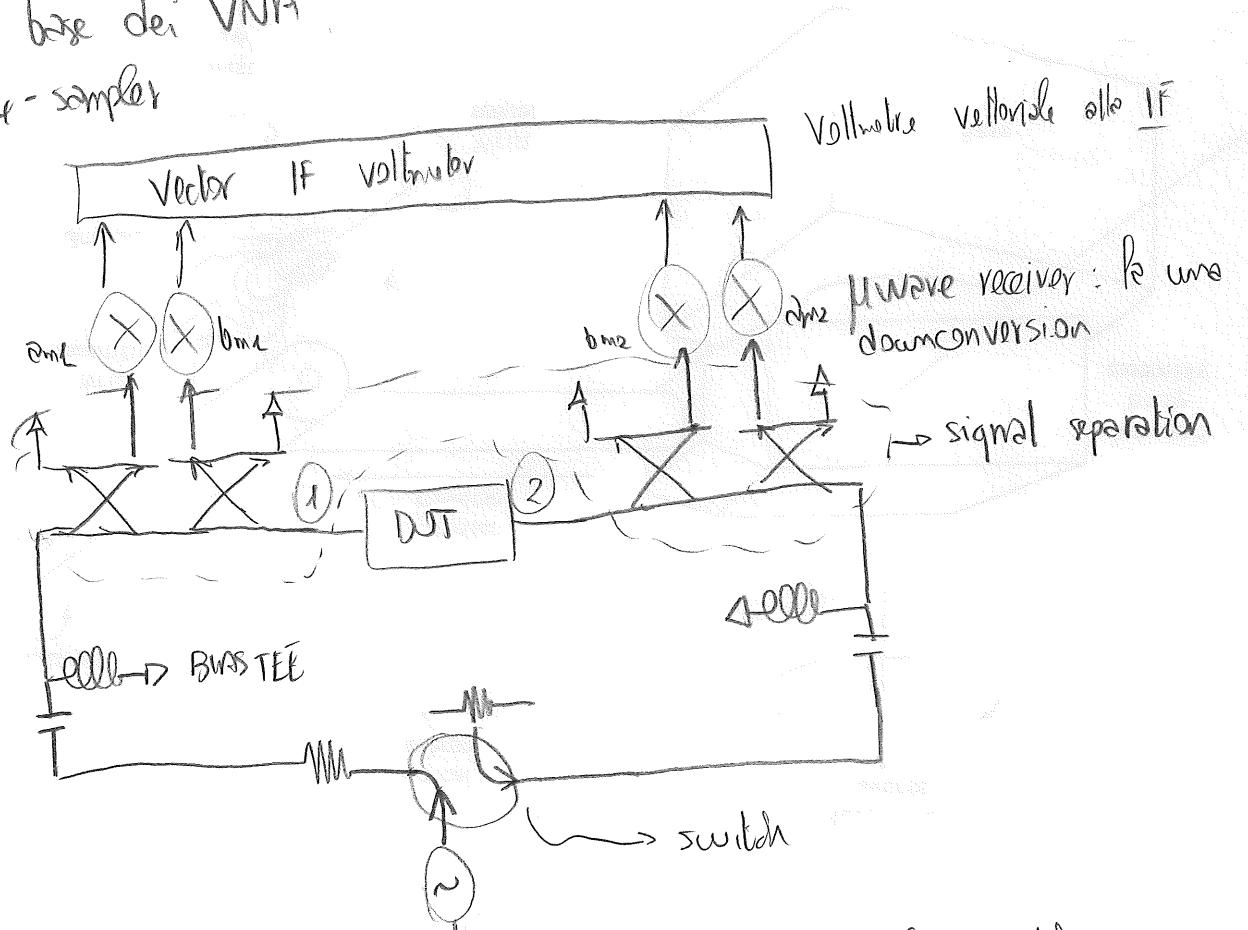
$$\sqrt{R_{djk}} \frac{V_{djk} + Z_{dij} I_{dij}}{2|Z_{dij}|} = Z_{djk} \quad ; \quad b_{dij} = \sqrt{R_{dij}} = \frac{V_{dij} - Z_{dij} I_{dij}}{2|Z_{dij}|}$$

$$Z_{cij} = \sqrt{R_{cij}} \frac{V_{cij} + Z_{cij} I_{cij}}{2|Z_{cij}|} \quad ; \quad b_{cij} = \sqrt{R_{cij}} \frac{V_{cij} - Z_{cij} I_{cij}}{2|Z_{cij}|}$$

E questo è ciò che si misura nel caso in cui ci siano perdite, caso purtroppo comune (vedi FR4).

Schemi di base dei VNA.

Modello 4-sampler

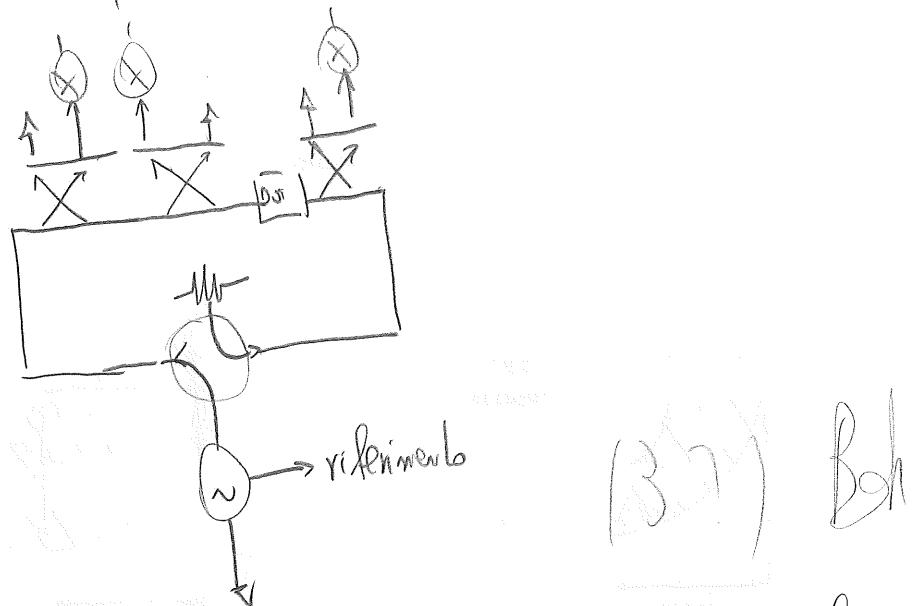


I couplers fanno prendere i segnali incidenti e rifletti; con lo switch si può cambiare la conf. di misura!

I couplers fanno prelevare le onde senza interferire nel circuito.

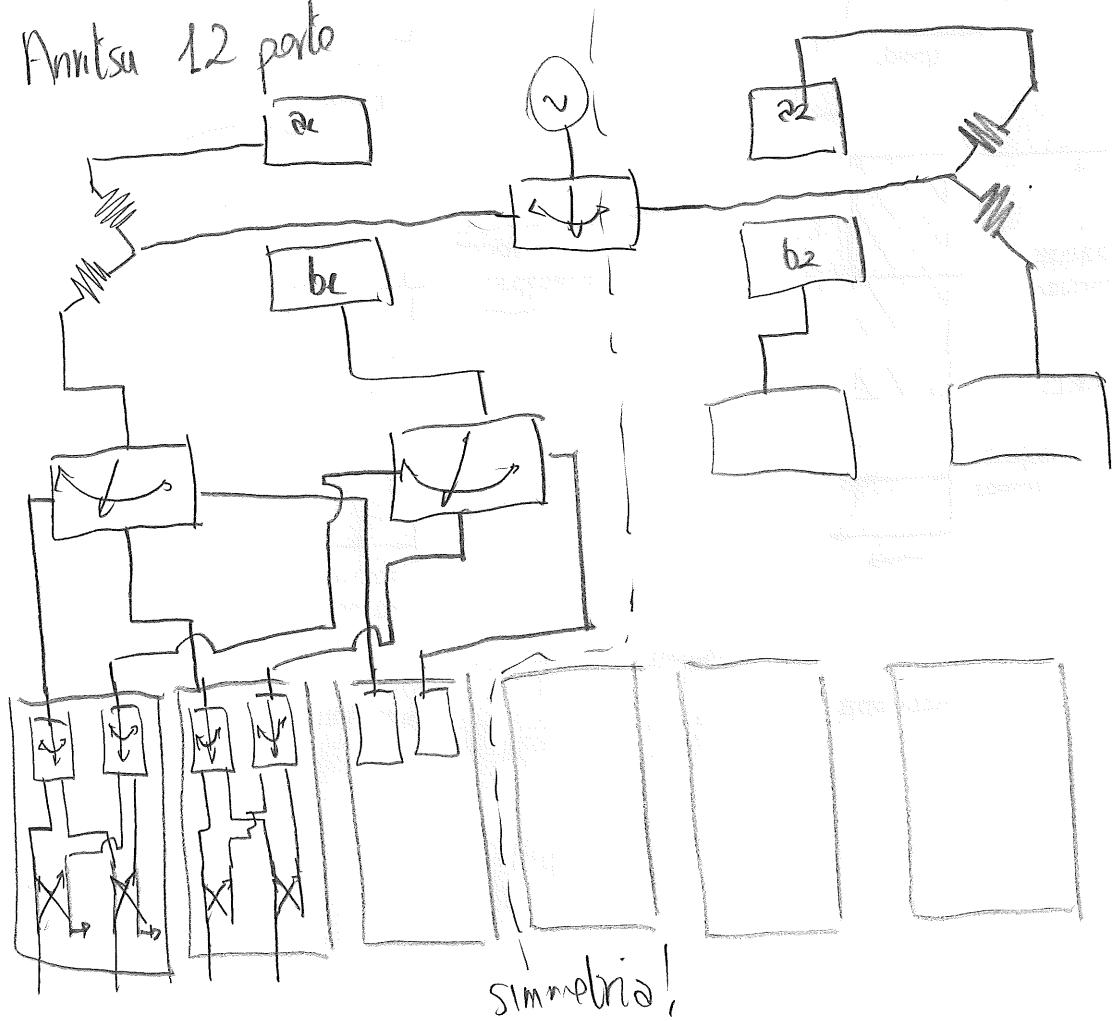
Schemma 3-sampler

Non vi è bisogno, in realtà, di misurare il segnale incidente alla parte 2; quello alla parte 1 si può conoscere, e serve ma del momento che $S_{ij} = \frac{b_i}{a_j} |_{a_i = 0}$, a_2 non serve.
 Si può fare così:



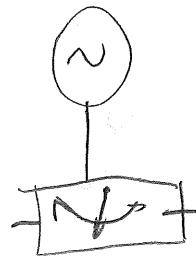
Vantaggio: 3 mixer, ma soprattutto 3 coupler, ed avendo il coupler un elemento abbondante critica siamo contenti. Il segnale di riferimento si può prendere a monte dello switch.
 Di solito non si han problemi di phase noise dal momento che oscillano e misurano alla stessa f, avendo il test lineare. Serve però che vi sia elevata ripetibilità.

Schemma Amitsu 12 porte



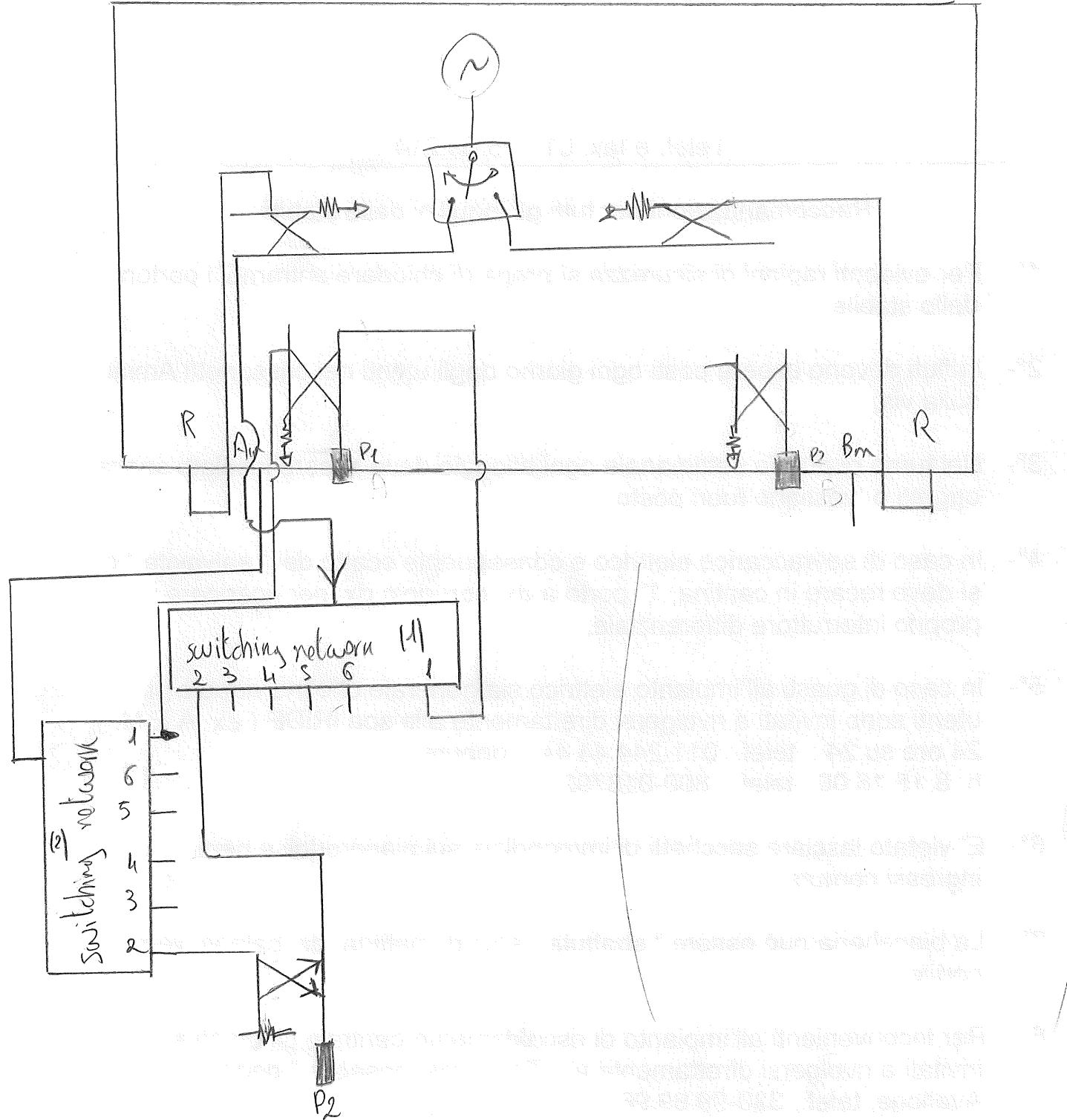
Descrizione: ho 6 moduli sulle uscite, e su ciascuna porta ho 1 coupler (non 2). Su ciascun modulo ci sono 2 switch a 2 porte: uno (a sx) prende i through, i "direct" dei couplers l'altro le porte scoppiate in queste, al livello superiore (i 4 switches "tripli"), vengono mandate ai 2 switch centrali, i quali manderanno ai blocchi di misura di fc o fb.
 Gli switch "esterni" a questo livello sono quelli che mandano l'excitazione alle porte, attraverso i "through" dei couplers: nei diretti va l'oscillazione, nelle coupler i "fb"; il singolo generatore viene mandato a dei divider, e questo da una parte manda a oscillare dall'altra a misurare l'oscillazione.
 Ho 2 segnali di riferimento: questo perché lo schema è, fondamentalmente, a 4 sampler. Il fatto di avere questa simmetria porta ad avere una trattura molto più semplice.

Agilent 12 porte



Agilent 12 porti (10+2)

(18 bis)



Si parte da un VNA a 2 porte; per ogni metà (si ha simmetria), si ha così:
 la sorgente (V) manda l'alimentazione a una porta attraverso le SW network (1);
 essa manda anche a "R" il segnale in modo da avere un riflettore; la
 misura del segnale che torna indietro si fa tramite le SW network 2, che porta
 alla A - input il segnale "di reazione" di ciò che sta alla porta alimentata.

Nel caso della configurazione Agilent si hanno 10 porte invoca che 12, con conseguente simmetria; ciò che si fa è sfruttare anche due porte nel VNA, accedendo direttamente ad esso, cosa che nell'Anritsu non è stata fatta; a parte ciò, si han 2 referinati, 2 ricavanti, switching networks.

Però non vengono indicati i porti.

Si può apprezzare:

che ogni spazio tra i porti è di 10 cm e che il VNA ha 2 porti, quindi la distanza tra i due porti è di 20 cm; questo è dovuto alla necessità di avere un buon trasferimento per tutte le frequenze e una buona risoluzione in frequenza.

Le due referenze sono separate da uno spazio di circa 10 cm, mentre le due ricavanti sono separate da uno spazio di circa 10 cm.

Il VNA ha 2 porti, quindi non ci sono problemi di calibrazione.

Le due referenze sono separate da uno spazio di circa 10 cm, quindi non ci sono problemi di calibrazione.

Le due ricavanti sono separate da uno spazio di circa 10 cm, quindi non ci sono problemi di calibrazione.

Le due referenze sono separate da uno spazio di circa 10 cm, quindi non ci sono problemi di calibrazione.

Le due ricavanti sono separate da uno spazio di circa 10 cm, quindi non ci sono problemi di calibrazione.

Le due referenze sono separate da uno spazio di circa 10 cm, quindi non ci sono problemi di calibrazione.

Le due ricavanti sono separate da uno spazio di circa 10 cm, quindi non ci sono problemi di calibrazione.

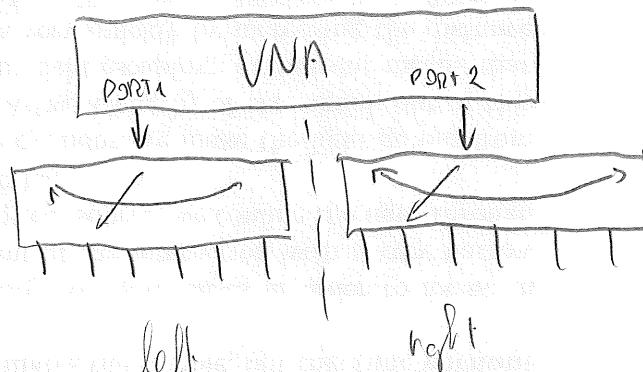
Schemma semplificato

Un'altra poltrona entro: niente

accoppiatori, in VNA & 2 porte e

2 switching networks $1 \leftrightarrow 6$; ciò,

in misure SERIE, non si può fare;

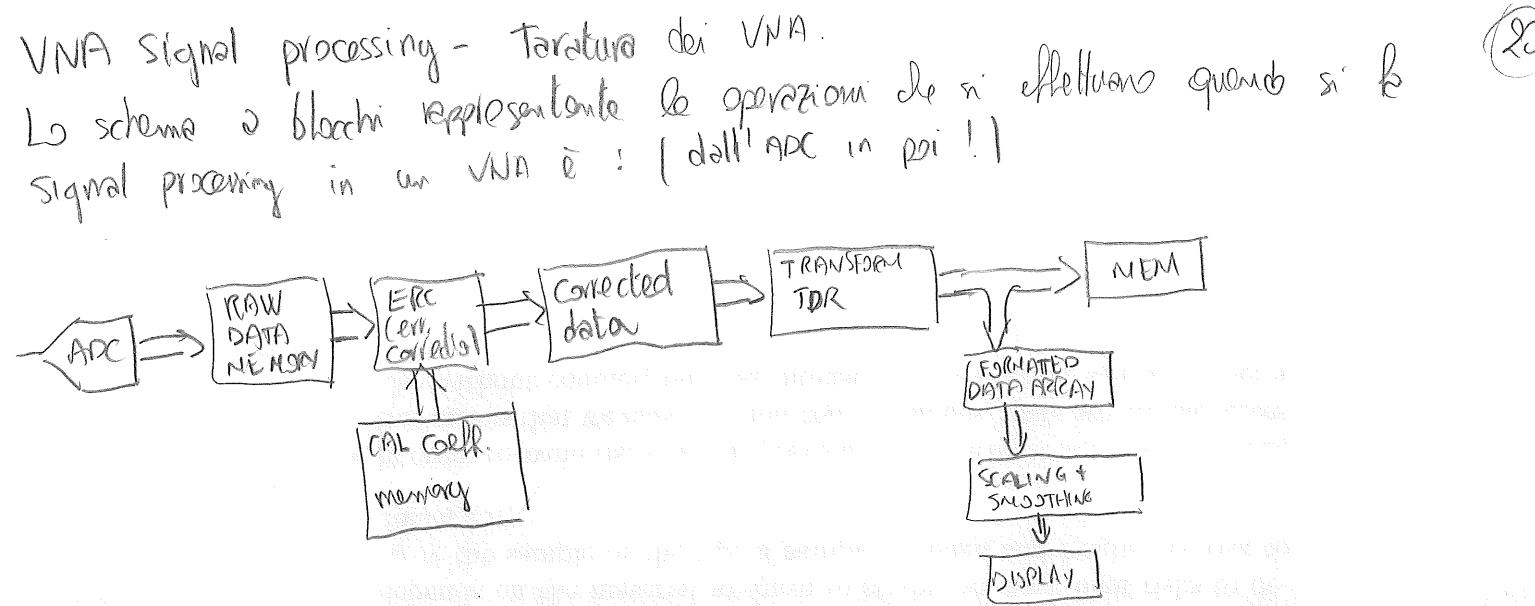


1) Non è possibile misurare 2 porte sulla stessa switching network;

2) Non si può calibrare con reflecto.

Poi costa poco: niente couplers! Questo si usa per esempio per far misure del segnale TV.

Le migliori misure sono con 2 sampler per porta, ma ciò rallenta il sistema; un buon compromesso sono le soluzioni con simmetria.



Alcune note:

- È fondamentale accedere ai dati RAW: essi sono inutili senza taratura, poiché effetti da un enorme errore sistematico, ergo non "riputati" da esso, mediante la taratura. Non accedo ai dati RAW, NO taratura. (CAL correction)
- TDR: i campioni de-embeddati sono passi; TDR permette di riportarli nel dominio del tempo; una volta ciò si fa con un processo matematico;
- Mediante le formattazioni varie, si puoi presentare tali dati su cts / diag.�
- Fixtures: spesso accedere ai piani di riferimento non è possibile, ma si deve accedere attraverso strutture dette "fixtures": interface tra coax. e dispositivo.
- Si devono determinare i loro parametri mediante FEM per esempio, quindi deembeddare le misure.

Non idealtà delle misure a RF:

- Si deve misurare con dei coupler; questi, non direttività non \propto . Inoltre, il comportamento è dispersivo in frequenza.
- Gli switch sono freq. dipendenti
- Problema del piano di riferimento
- Phase noise ecc.
- Ripetibilità: per esempio, non si riesce a far meglio di 50 dB a 8 GHz. $\frac{\Delta S_{11}}{S_{11}} \rightarrow \frac{\Delta T}{T}$ (misure + statistiche)

Nel VNA AWF (SA)

IMPACT OF COUPLED S

Standard di calibrazione

Al fine di farcire un VNA come vedi prima, è necessario fargli fare misure "preventive", atte a ben calibrare i CAL coeff. dell'strumento. Gli standard sono praticamente sempre gli stessi, e sono cose "semplici". A 1 porta:

- short: chiudere la porta su un corto;
- open: chiudere la porta su un aperto;
- load: chiudere la porta su un certo carico (di solito, adattabile; SCL).
- reflect: standard non NIST, del quale si conosce solo il delay introdotto (8).

Analizziamo gli standard per come sono comuniene dati nel datasheet, identificando i parametri fondamentali e il loro significato.

Short

Per "short" si intende un modello di circuito di questo tipo:

Z è il delay introdotto dalla linea (imparentato con la lunghezza della linea), $L(f)$ è il parametro di losses (usualmente $\lambda/4$), R è l'imp. caratteristica (dunque con significato fisico) della linea. L è funzione di f ed è l'induttanza dello short;

$$L(f) \approx L_0 + L_1 f + L_2 f^2 + L_3 f^3 \quad (\text{sviluppo di Taylor: } L_i \text{ sono i coefficienti}).$$

Z , il delay, vorrebbe essere funzione di f , ma chi fa il modello ne tiene conto in $L(f)$. Questi sono i parametri da introdurre nel VNA al momento di effettuare la taratura. Al variare di Z (dunque con incertezza su Z) la base varia il modulo no (pari a $\lambda/4$); se $\lambda \neq 0$, avrà incertezza anche sul modulo (con se perturb 2x).

I numeri che trattiamo sono complessi; l'incertezza con la quale si conosce un numero complesso può esser rappresentata mediante una matrice con le 2x2 delle parte reale, le 2x2 (varianze) della parte immaginaria, e la covarianza delle 2; rappresentando questa conica sul piano di Gauss, si ottiene un ellisse.

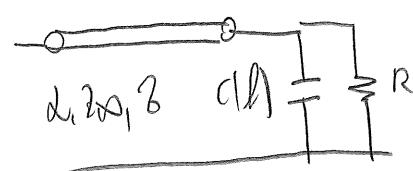
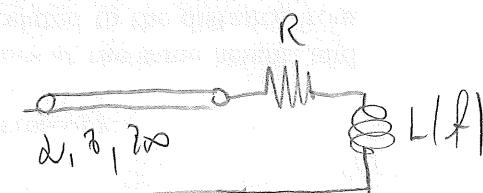
Ovviamente, da quanto bene sono stimati i modelli, dipende l'incertezza nella misura finale (de-embedder).

Open

Poco da aggiungere rispetto allo short:

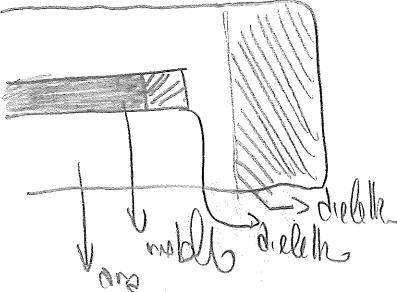
Si ha qualsiasi tipo.

In realtà, open "male" e "female" han modelli diversi.



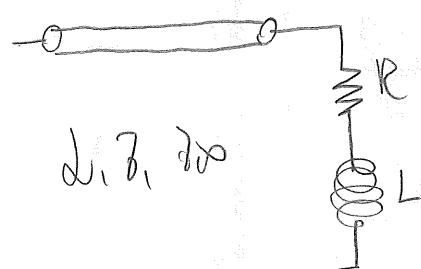
$$C(f) \approx C_0 + C_1 f + C_2 f^2 + C_3 f^3$$

Dei vari parametri questo è il più critico, dal momento che irradia. Si può far così:



un aperto, elettromagnete conrente confinato (tramite un dieletto). Il mobile di diametro è tale da avere condizioni tali per cui il comportamento elettrico magnetico è ben definibile.

Load



L' dispositivo è del I° ordine ($Z = \phi$, di solito), perché la resistenza è "ben matchata" e dunque non ci sono sfavorevoli disconti nullo.
R è l'imp. caratteristica del coax.

Reflect: standard non noto che si comporta di solito circa come short, o open.
È necessario definire un Z (lunghezza elettrica), con accuratezza di $\pm 180^\circ$.

Thru: standard a 2 porte che rappresenta semplicemente la connessione delle 2 porte. È un degli b.polo completamente noto: Z_1, Z_2, Z_{20} .
Thru: una "line" con $Z = \phi$; line: stessa cosa, $Z \neq 0$. Il thru dunque di solito si considera punto fermo.

Si noti che si assume che le impedenze ai morsetti del thru (del collegamento) a sx e a dx siano uguali, e, nel caso della "line", lo coincide con le Z_{20} (la imp. caratteristica del collegamento tra le due porte), dunque, con un thru, non è possibile calibrare le 2 porte con imp. di riferimento alle porte diverse.

Al fine di calibrare, vi sono 3 step:

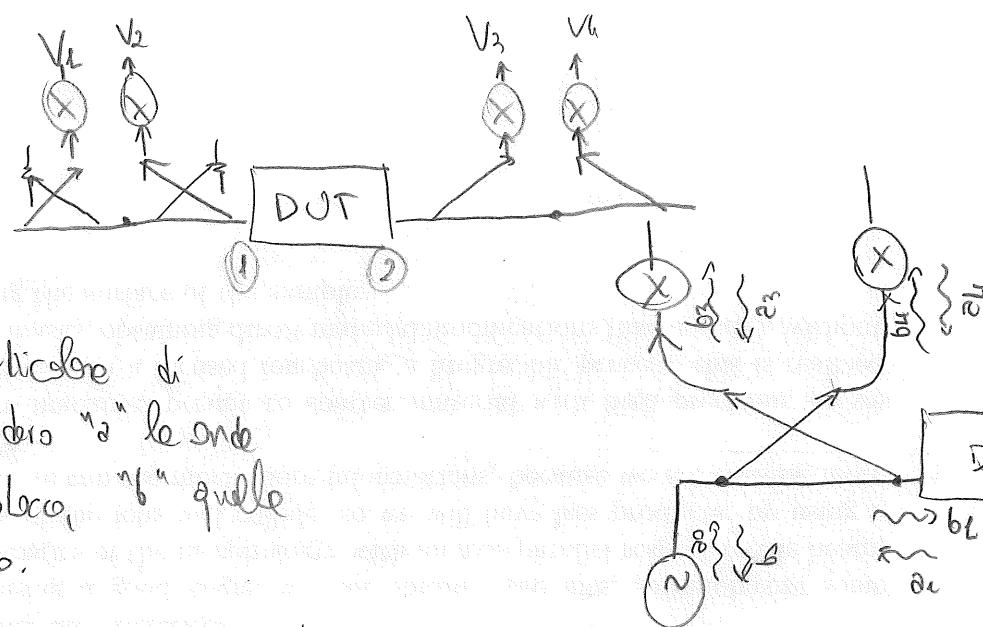
- 1) Costruire un modello di errore;
- 2) Trovare un algoritmo che permetta di determinare i parametri del modello di errore;
- 3) Dall'algoritmo, determinare una sequenza di standard da collegare al fine di calcolare i coefficienti del modello di errore dopo un insieme di misure.

Definizione del modello di errore

2 ipotesi:

- 1) Il sistema di misure è LTI;
- 2) Il sistema è diviso in 2 parti, a sx e a de del DUT, NON COMUNICANTI & non attraverso il DUT.

Questa seconda ipotesi, molto forte, chiede di trascuare il high level noise (mettere un thru, misurare S_{21} , ripetere un certo numero di volte la misura, fare media e varianza) e low level noise (chiudere su 50Ω le porte e misurare n volte S_{21}).
HLN è causato dal phase noise del Lo, LLN dal background noise (ADC). Il sistema sarà:



Consideriamo un particolare di questo disegno: considero "a" le onde uscenti da ciascun blocco, "n" quelle incidenti su di esso.

Questo dice che il nostro problema ha 8 variabili: le 4 a e le 4 b (a sx o de). Noi non misuriamo a o b, ma delle "V", delle tensioni: questo è ciò che il mixer vede. V_{m1} , V_{m2} sono nei mixer di sx, le tensioni misurate: un set di valori, di numeri. Possiamo però dire che:

$$V_{m1} = K_L b_3 \quad \text{ossia che i numeri misurati, } V_{m1}, \text{ dal mixer "3", siano in qualche modo, per un certo coeff. } K_L, \text{ legati alle onde di paura. Possiamo inoltre dire che:}$$

$$V_3 = (L + H_3) b_3 \quad \text{(dalla teoria delle linee di tx.)}$$

$$\hookrightarrow V_3 = \underbrace{K_L^{-1}}_{K_L} (L + H_3) b_3$$

Abbiamo in mano un certo insieme di ipotesi: Possiamo costruire per questo 4-parte (sorgente, porta 1 del DUT, mixer "V_{m1}" e "V_{m2}") un modello di errore:

$$\begin{bmatrix} b_0 \\ b_L \\ b_3 \\ b_R \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} & S_{13} & S_{14} \\ S_{21} & S_{22} & S_{23} & S_{24} \\ S_{31} & S_{32} & S_{33} & S_{34} \\ S_{41} & S_{42} & S_{43} & S_{44} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_0 \\ a_L \\ a_R \\ a_B \end{bmatrix}$$

$$\text{poi: } \begin{cases} \alpha_3 = H_3 b_3 \\ \alpha_4 = H_4 b_4 \end{cases} \quad e \quad \begin{cases} V_{m1} = K_1 b_3 \\ V_{m2} = K_2 b_4 \end{cases}$$

Il nostro problema è quello di determinare un modello di errore, dunque qualcosa che leggi i valori reali, sensati, "riportati" dall'antenna, ozi meno significativi valori in uscita dall'ADC, V_{m1} e V_{m2} . Essendo il nostro sistema lineare, ciò che lega V_{m1} e V_{m2} a α_3 e α_4 sarà una relazione di tipo lineare, dunque dell'errore:

$$\begin{cases} \alpha_1 = C_1 V_{m1} + C_2 V_{m2} \\ \alpha_2 = C_3 V_{m1} + C_4 V_{m2} \end{cases} \quad \text{Ora, da tutto ciò, si può determinare il modello di errore!}$$

Mettiamo tutto assieme: separammo b_3 e b_4 dagli altri

$$\begin{cases} b_0 = S_{11} \alpha_0 + S_{12} \alpha_1 + S_{13} \alpha_3 + S_{14} \alpha_4 \\ b_1 = S_{21} \alpha_0 + S_{22} \alpha_1 + S_{23} \alpha_3 + S_{24} \alpha_4 \\ b_3 = S_{31} \alpha_0 + S_{32} \alpha_1 + S_{33} \alpha_3 + S_{34} \alpha_4 \\ b_4 = S_{41} \alpha_0 + S_{42} \alpha_1 + S_{43} \alpha_3 + S_{44} \alpha_4 \end{cases} \rightarrow \begin{cases} -S_{12}\alpha_0 - S_{13}\alpha_1 - b_0 = S_{13}H_3 b_3 + S_{14}H_4 b_4 \\ -S_{21}\alpha_0 - S_{23}\alpha_1 - b_1 = S_{23}H_3 b_3 + S_{24}H_4 b_4 \\ -S_{32}\alpha_0 - S_{33}\alpha_1 = b_3(S_{33}H_3 - 1) + H_4 S_{34} b_4 \\ -S_{41}\alpha_0 - S_{43}\alpha_1 = S_{43}H_3 b_3 + b_4(S_{44}H_4 - 1) \end{cases}$$

$$\xrightarrow{\left[\begin{array}{rrrr} -S_{11} & 1 & -S_{12} & 0 \\ -S_{21} & 0 & -S_{22} & 1 \\ -S_{31} & 0 & -S_{32} & 0 \\ -S_{41} & 0 & -S_{42} & 0 \end{array} \right] \left[\begin{array}{c} \alpha_0 \\ \alpha_1 \\ \alpha_3 \\ \alpha_4 \end{array} \right] = \left[\begin{array}{c} b_0 \\ b_1 \\ b_3 \\ b_4 \end{array} \right]} \left[\begin{array}{cccc} H_3 S_{13} & H_4 S_{14} \\ H_3 S_{23} & H_4 S_{24} \\ H_3 S_{33}-1 & H_4 S_{34} \\ H_3 S_{43} & H_4 S_{44}-1 \end{array} \right] \left[\begin{array}{c} b_3 \\ b_4 \end{array} \right]$$

$$\xrightarrow{\left[\begin{array}{c} \alpha_0 \\ \alpha_1 \\ \alpha_3 \\ \alpha_4 \end{array} \right] = Q \left[\begin{array}{c} b_3 \\ b_4 \end{array} \right]} \text{ma noi abbiamo} \begin{cases} \alpha_{m1} = K_3 b_3 \\ \alpha_{m2} = K_4 b_4 \end{cases} \rightarrow \left[\begin{array}{c} \alpha_{m1} \\ \alpha_{m2} \end{array} \right] = \left[\begin{array}{cc} K_3 & 0 \\ 0 & K_4 \end{array} \right] \left[\begin{array}{c} b_3 \\ b_4 \end{array} \right]$$

$$\rightarrow \left[\begin{array}{c} \alpha_0 \\ b_3 \\ b_4 \end{array} \right] = \underline{Q}^{-1} \underline{K}^{-1} \left[\begin{array}{c} \alpha_{m1} \\ \alpha_{m2} \end{array} \right] \triangleq \underline{P} \left[\begin{array}{c} \alpha_{m1} \\ \alpha_{m2} \end{array} \right]$$

$$\left[\begin{array}{c} \alpha_0 \\ b_3 \\ b_4 \end{array} \right] = \left[\begin{array}{c} D_{11} \alpha_{m1} + D_{12} \alpha_{m2} \\ D_{21} \alpha_{m1} + D_{22} \alpha_{m2} \\ D_{31} \alpha_{m1} + D_{32} \alpha_{m2} \\ D_{41} \alpha_{m1} + D_{42} \alpha_{m2} \end{array} \right] \quad \text{questo è il modello di errore: date } \alpha_{m1} \text{ e } \alpha_{m2}, \text{ come trovare le onde di uscita dal DUT}$$

La cosa veramente interessante è che non si hanno, in questa matrice, informazioni su sorgente o carico: niente ci impedisce, dopo la taratura, di cambiare l'impedenza di carico o di sorgente. Si può fare una volta, identificare in qualche modo il modello di errore, e cambiare i condizi senza perdere la taratura.

Questo vale sia per la parte 1 sia per la 2 come già detto.
I parametri del modello di errore si identificano mediante la taratura.

Di solito si usa la forma:

$$\begin{cases} b_{m1} = \ell_{11} d_{m1} + \ell_{12} b_1 \\ d_1 = \ell_{21} d_{m1} + \ell_{22} b_1 \end{cases} \rightarrow \begin{bmatrix} b_{m1} \\ d_1 \end{bmatrix} = E \begin{bmatrix} d_{m1} \\ b_1 \end{bmatrix}$$

E è della "matrice di error box".

Si può dimostrare che:

$\ell_{11} = ED$ = directivity error: causato dal fatto che, in una misura di riflessione, arrivano al ricevitore, attraverso il coupler, oltre alla riflessione del DUT, altri segnali

$\ell_{22} = ES$ = source match error: causato dal fatto che il segnale riflesso dal DUT rientra nel DUT

$\ell_{12} \ell_{21} = ET$ = tracking error (reflection tecum): causato dalla differenza delle risposte in frequenza di ricevitore test e ricevitore di riferimento alla parte dello stimolo.

Nel caso estremamente bello e fortunato per cui:

- l'imp di riferimento è uguale a quello del riflettore;
- gli accoppiatori sono \approx ideali
- lo strumento di misura è perfetto

I tre parametri sono uguali a quelli del coupler, altrimenti no.

Abbiam 3 parametri e NON 4, e questo per un motivo semplice. Stiam facendo misure di riflessione, dunque vogliam misurare un Γ' . Usando l'error box, si può vedere che:

$$\Gamma_m = \ell_{11} + \frac{\ell_{12} \ell_{21} \Gamma'_x}{1 - \ell_{22} \Gamma_x} = ED + \frac{ET \Gamma_x}{1 - ES \Gamma_x}$$

Ci servono 3 parametri per passare da Γ_m a Γ'_x , non 4. Questo è in sostanza perché misuriamo Γ' , un rapporto, non onde "assolute".

Stiamo ragionando a 1 porta. Già che abbiamo

notato è: dato un DUT, si immaginiamo di farne misure Γ_1 e Γ_2 ; ciò che ci arriva è "filtrato" da una box che introduce errore sistematico; la stessa box, che al nostro VNA ideale farebbe misurare Γ_{b1} e Γ_{b2} .

3 parametri: ne servono 4 per conoscere Γ_1 e Γ_2 , ma noi ci accontentiamo del Γ_1 , che usa il prodotto di 2 parametri, dunque è ET!

Nota: conviene fare la taratura con imp di sorgente pari a quella dei coupli e dei cavi, perché è la condizione che minimizza la sensitivity dei coefficienti di taratura. In questi casi, infatti, $E_D = E_S$, $E_T = L$, $E = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$.

Si noti che E non è una matrice scalare: non risponde alle condizioni di passività e reciprocità.

Tarare significa, mediante misure preliminari, identificare i coefficienti E_D, E_S, E_T . Ciò che si può fare è considerare l'eq. di taratura:

$$\Gamma_m = E_{Dx} + \frac{E_{Tx} \Gamma_x}{1 - E_{Sx} \Gamma_x} = E_D + \frac{E_T \Gamma_x}{1 - E_S \Gamma_x} \longrightarrow \Gamma_m (1 - E_S \Gamma_x) = E_D - E_D E_S \Gamma_x + E_T \Gamma_x$$

$$\rightarrow \Gamma_m = E_D + \Gamma_m E_S \Gamma_x - E_D E_S \Gamma_x + E_T \Gamma_x = E_D + \Gamma_m E_S \Gamma_x + \Gamma_x (E_T - E_S E_D)$$

$$= E_D + \Gamma_m E_S \Gamma_x + \Delta \Gamma_x$$

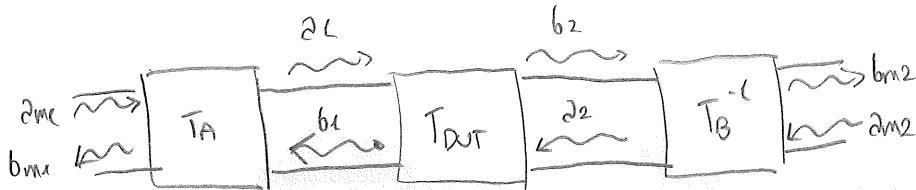
Misuro in 3 condizioni nello Γ_m , conoscendo dunque sia Γ_m né Γ_x , e otto 3 eq:

$$\left\{ \begin{array}{l} \Gamma_{m1} = E_D + E_S \Gamma_{m1} \Gamma_{xx} + \Delta \Gamma_{x1} \\ \Gamma_{m2} = E_D + E_S \Gamma_{m2} \Gamma_{xx} + \Delta \Gamma_{x2} \\ \Gamma_{m3} = E_D + E_S \Gamma_{m3} \Gamma_{xx} + \Delta \Gamma_{x3} \end{array} \right.$$

Usando 3 condizioni di cui si conosca Γ_x , possiamo ridurre al sistema.

Modello di errore a 2 porte

A partire da quanto visto prima, passiamo al caso a 2 porte. Il modello si estende così:



Dove T sono matrici di errore, di solito di trasmissione (vedremo). Per questi 2-porte di errore, sarebbe bello far un ragionamento di questo tipo:

$$\begin{bmatrix} b_{m1} \\ b_{m2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11}^m & S_{12}^m \\ S_{21}^m & S_{22}^m \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \alpha_{m1} \\ \alpha_{m2} \end{bmatrix}$$

$$\stackrel{S^m}{=}$$

Mediente il "VNA ideale" sarebbe bello ottenere questa S^m . Problema: il VNA ideale è un nostro modello, ma noi non ce l'abbiamo! Noi abbiamo il blocco intero, e fingiamo che al suo interno sia così composto. Nella fattispecie, dovranno:

$$S_{ij}^m = \frac{b_{mi}}{\alpha_{mj}} \quad | \text{ amm. } \Rightarrow \text{ non avendo le "i"-esime porte, non possiamo far ciò!}$$

Si può fare però un'altra cosa: noi possiamo leggere α_m e b_m , dunque, date 2 misure in 2 condizioni (indicate con gli apici " "),

$$\begin{bmatrix} S_{m11} & S_{m12} \\ S_{m21} & S_{m22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} b_{m1} & b_{m1} \\ b_{m2} & b_{m2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \alpha_{m1} & \alpha_{m1} \\ \alpha_{m2} & \alpha_{m2} \end{bmatrix}^{-1}$$

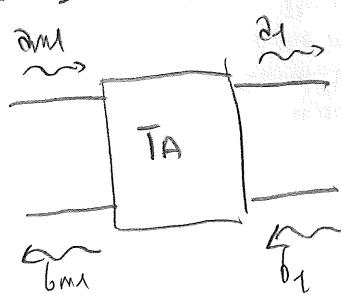
Date 8 misure, posso calcolare questo rapporto; le 8 misure mi posso fare cominciando lo switch

Questa con matrici pseudo-scattering; invece di erro, si possono usare matrici di trasmissione;

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ \alpha_1 \end{bmatrix} = \underline{T} \begin{bmatrix} \alpha_2 \\ b_2 \end{bmatrix} \quad | \text{ si può dimostrare che:}$$

$$\underline{T} = \frac{l}{\Delta S} \begin{bmatrix} -S_{11} & S_{11} \\ -S_{22} & 1 \end{bmatrix}$$

$$\Delta S = \det(\underline{T}) = S_{11}S_{22} - S_{21}S_{12}$$



riferendosi a ciò, con però la matrice di trasmissione,

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ \alpha_1 \end{bmatrix} = \underline{T} \begin{bmatrix} b_2 \\ \alpha_2 \end{bmatrix} \quad | \quad \begin{bmatrix} b_2 \\ \alpha_2 \end{bmatrix} = \underline{T}^{-1} \begin{bmatrix} b_{22} \\ \alpha_{22} \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} b_{m1} \\ \alpha_{m1} \end{bmatrix} = \underline{T}_A \begin{bmatrix} b_1 \\ \alpha_1 \end{bmatrix} \quad | \quad \begin{bmatrix} b_2 \\ \alpha_2 \end{bmatrix} = \underline{T}_B^{-1} \begin{bmatrix} b_{22} \\ \alpha_{22} \end{bmatrix}$$

(caso di blocco);

$$\begin{bmatrix} b_{m1} \\ \alpha_{m1} \end{bmatrix} = \underline{T}_A \begin{bmatrix} b_1 \\ \alpha_1 \end{bmatrix} = \underline{T}_A \underline{T}_{DUT} \begin{bmatrix} b_2 \\ \alpha_2 \end{bmatrix} = \underline{T}_A \underline{T}_{DUT} \underline{T}_B^{-1} \begin{bmatrix} b_{22} \\ \alpha_{22} \end{bmatrix} \rightarrow \underline{T}_M = \underline{T}_A \underline{T}_{DUT} \underline{T}_B^{-1}$$

Tecniche di taratura:

- TRL: Thru - Reflect - Line

TSO: Thru - Short - Delay

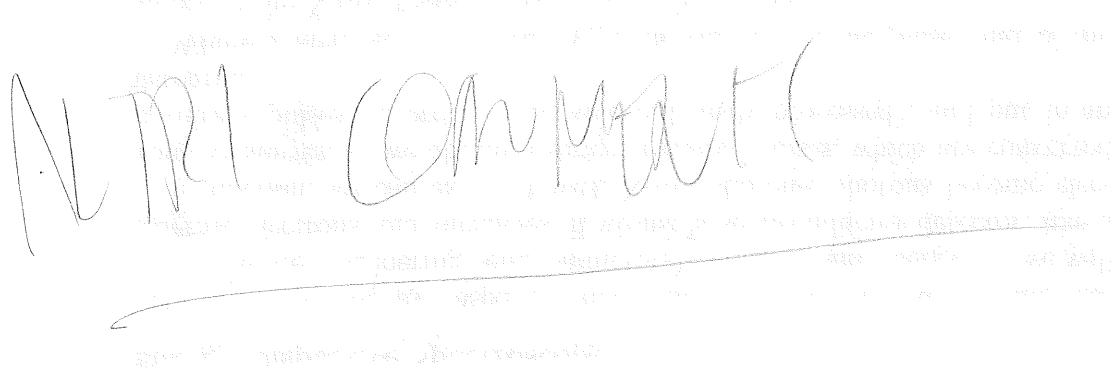
Misure molto accurate poiché basata su std. distribuiti, ma non si può fare su wafer ed è band limited

- LRM: Line-Reflect-Match ; LRRM: 2 reflect (determina la $L_{del match}$)

- SOR: Short-Open-Load-Reciprocal ; non usa un thru

- SOLT: Short-Open-Load-Thru ; obbligatorio nei 3-sampler.

Applicazione di pressione per effetto di temperatura



Si applica una pressione (per esempio da calore) e si osservano dei cambiamenti nelle dimensioni delle linee.

Si applica una pressione (per esempio da calore) e si osservano dei cambiamenti nelle dimensioni delle linee.

Si applica una pressione (per esempio da calore) e si osservano dei cambiamenti nelle dimensioni delle linee.

Si applica una pressione (per esempio da calore) e si osservano dei cambiamenti nelle dimensioni delle linee.

Si applica una pressione (per esempio da calore) e si osservano dei cambiamenti nelle dimensioni delle linee.

Si applica una pressione (per esempio da calore) e si osservano dei cambiamenti nelle dimensioni delle linee.

Effetti di temperatura sui materiali

Si applica una pressione (per esempio da calore) e si osservano dei cambiamenti nelle dimensioni delle linee.

Si applica una pressione (per esempio da calore) e si osservano dei cambiamenti nelle dimensioni delle linee.

TSD : Thru - Short - Delay

Si parte dall'equazione di tattura per un 2-parte:

$$\underline{I}_M = \underline{I}_A \underline{I}_{\text{out}} + \underline{I}_B^{-1} \quad \text{dove } \underline{I}_{\text{out}} \text{ può anche essere lo } \underline{I} \text{ di uno standard}$$

noto.

Lo applichiamo su un thru e su una line:

$$\underline{I}_{ML} = \underline{I}_A \underline{I}_L \underline{I}_B^{-1} ; \quad \underline{I}_{MT} = \underline{I}_A \underline{I}_T \underline{I}_B^{-1}$$

Definiamo una \underline{R}_{ML} come:

$$\underline{R}_{ML} \triangleq \underline{T}_{ML} \underline{I}_{ML}^{-1} = \underline{I}_A \underline{I}_L \underline{I}_B \left(\underline{I}_A \underline{I}_T \underline{I}_B^{-1} \right)^{-1} = \underline{I}_A \underline{I}_L \underline{I}_B \underline{I}_B^{-1} \underline{I}_T^{-1} \underline{I}_A^{-1}$$

Allora, ricordiamo che:

$$\underline{\Sigma}_{\text{linea}} = \begin{bmatrix} \phi & \exp(-j\kappa l) \\ \exp(j\kappa l) & \phi \end{bmatrix} \quad | \quad \text{ricordando che: } \underline{T} = \frac{1}{S_{21}} \begin{bmatrix} D_S & S_{11} \\ -S_{22} & 1 \end{bmatrix}$$

$$S_{21} = \exp(-j\kappa l) \rightarrow \underline{\Sigma}_{\text{linea}} = \exp(j\kappa l) \begin{bmatrix} -\exp(-j\kappa l) & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\exp(-j\kappa l) & 0 \\ 0 & \exp(j\kappa l) \end{bmatrix}$$

$$\text{Dato: } \underline{A} = \begin{bmatrix} a & b \\ c & d \end{bmatrix}, \quad \underline{\Theta}^{-1} = \begin{bmatrix} d & -b \\ -c & a \end{bmatrix} \frac{1}{\det(\underline{A})}$$

$$\rightarrow \underline{I}_T^{-1} = + \begin{bmatrix} -\exp(j\kappa l) & 0 \\ 0 & +\exp(-j\kappa l) \end{bmatrix} \quad | \quad \underline{I}_L \underline{I}_T^{-1} = \begin{bmatrix} \exp(j\kappa(l_T - l_L)) & 0 \\ 0 & \exp(-j\kappa(l_T - l_L)) \end{bmatrix}$$

Vediamo che cosa sta succidendo!

Nota: \underline{I}_A è la matrice di cambio di base di \underline{R}_{ML} essendo $\underline{I}_L \underline{I}_T^{-1}$ diagonale.

Fondamentale: il fatto che thru e line abbiano la stessa imp. caratteristica: stessa sezione trasversale. La tattura attribuirà, come imp. di riferimento alle porte, quella caratteristica.

Si è detto che:

$$\underline{R}_{ML} = \underline{I}_D \triangleq \underline{I}_A^{-1}$$

- Non è detto che $\underline{\underline{\lambda}}$ sia diagonale! le nostre condizioni "sino qua non" non sono nulla di meno sulla $\underline{\underline{\lambda}}_{\text{ref}}$ ma sulla $\underline{\underline{\lambda}}_{\text{ref}}$! Supponendo che linee e filtri abbiano $Z_{\text{in}} = 50 \Omega$, $Z_{\text{ref}} = 100 \Omega$, dunque $\underline{\underline{T}}^{\text{ref}}_L = \underline{\underline{T}}^{\text{ref}}_T$, devo trovare una $\underline{\underline{\Lambda}}$ che diagonalizzi rispetto a 50Ω :

$$\underline{\underline{T}}^{\text{ref}}_L \underline{\underline{T}}^{\text{ref}}_T = \underline{\underline{\Lambda}} \underline{\underline{T}}^{\text{ref}}_L \underline{\underline{T}}^{\text{ref}}_T^{-1} = \underline{\underline{\Lambda}}^{-1}$$

- Nota $\underline{\underline{\lambda}}_1$, semplicemente mediante il calcolo della matrice diagonale
che $\underline{\underline{\Lambda}} = \underline{\underline{\Lambda}}_1 \underline{\underline{\Lambda}}_2 \dots \underline{\underline{\Lambda}}_n$ il prodotto delle matrici delle misure non determinate dal momento che conosco le suddette matrici, si può determinare $\underline{\underline{K}}$ senza neanche aver fatto prima. Dobbiamo comunque conoscere (e le conosciamo) $\underline{\underline{L}}$ e $\underline{\underline{C}}$.

L'altra costante è Z_{in} ; la si può determinare con l'approx. quasi statica:

$$Z_{\text{in}} = \sqrt{\frac{L}{C}} ; \quad L, C \text{ eff. linee}$$

Si può dire di:

$$L_d \approx L_{\text{eff.}} ; \quad J_f = \frac{l}{\sqrt{LC}} ; \quad V_f = \lambda = \frac{V_f}{f} + \kappa = \frac{2\pi}{\lambda} = \frac{2\pi f}{V_f}$$

$J_f = \frac{\kappa V_f}{2\pi}$

Dunque: abbiamo un spazio di dim. 2, quindi possiamo dire che:

$$\underline{\underline{U}}_1 = \begin{bmatrix} K_2 \\ \kappa \end{bmatrix} ; \quad \underline{\underline{U}}_2 = \begin{bmatrix} b \\ P \end{bmatrix} ; \quad \rightarrow \underline{\underline{T}}^A = \begin{bmatrix} K_2 & P \\ \kappa & b \end{bmatrix} = P \begin{bmatrix} \frac{K}{P} & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$$

" $\frac{K}{P}$ " deriva dal calcolo degli autocorrelativi.

Invece, per trovare, dobbiamo trovare $\frac{K}{P}$.
Introduciamo lo short, standard a 1 porta: Γ_{MS} è il transurto, Γ_s quello reale;

$$\Gamma_{\text{MS}} = \Gamma_{11} + \frac{\Gamma_{21}\Gamma_{12}\Gamma_s}{1 - \Gamma_{22}\Gamma_s} = \frac{\Gamma_{11} - \Gamma_{11}\Gamma_{22}\Gamma_s + \Gamma_{21}\Gamma_{12}\Gamma_s}{1 - \Gamma_{22}\Gamma_s} \quad \text{divide per } \Gamma_{21}:$$

$$= \frac{\frac{\Gamma_{11}}{\Gamma_{21}} + \frac{\Gamma_{21}\Gamma_{12} - \Gamma_{11}\Gamma_{22}}{\Gamma_{21}}\Gamma_s}{1 - \frac{\Gamma_{22}}{\Gamma_{21}}\Gamma_s}$$

A questo punto, Γ_{ij} sono parametri pseudo-scattering, mentre $\underline{\underline{X}}_A$ è di trasmissione; cerchiamo un equivalenza tra le matrici in modo da riportarle alle $\underline{\underline{T}}$.

$$\underline{\underline{I}}_A = P \begin{bmatrix} \frac{K}{P} & 6 \\ \frac{K}{P} & 1 \end{bmatrix} = \frac{1}{S_{21}} \begin{bmatrix} S_{11}S_{22} - S_{21}S_{12} & S_{11} \\ -S_{22} & 1 \end{bmatrix}$$

(31)

quindi, per ispezione: $\frac{1}{S_{21}} = p \rightarrow \frac{1}{p} = S_{21}; S_{11} = 6; -S_{22} = \frac{K}{p}; DS = -\frac{K}{p} \Rightarrow l_{11}l_{22} - l_{12}l_{21}$

$$\rightarrow \underline{\underline{P}}_{MS} = \begin{bmatrix} b + \frac{K}{P} \alpha \eta_s \\ l + \frac{K}{P} \eta_s \end{bmatrix} \quad \text{Rif. A2}$$

Si noti che "b" è noto, dalla rapice soluzione del problema agli autoreveri. $\frac{K}{P}$ è l'unica incognita del problema! Basta invertire!

Dal thru:

$$\underline{\underline{I}}_{Nthm} = \underline{\underline{I}}_A \underline{\underline{I}}_{thm} \underline{\underline{I}}_B^{-1} \cdot P \underline{\underline{X}}_A \underline{\underline{I}}_T \underline{\underline{I}}_B^{-1} = \underline{\underline{X}}_A \underline{\underline{I}}_T \left(\frac{l}{p} \underline{\underline{I}}_B \right)^{-1} = \underline{\underline{X}}_A \underline{\underline{I}}_T \underline{\underline{I}}_B^{-1}$$

$$\rightarrow \underline{\underline{I}}_B = \underline{\underline{I}}_{NT}^{-1} \underline{\underline{X}}_A \underline{\underline{I}}_T$$

e

$$\underline{\underline{I}}_{NT} = \underline{\underline{X}}_A^{-1} \underline{\underline{I}}_{thm} \underline{\underline{I}}_B$$

Questo è l'eq. di de-embedding.

Le incognite son 7: 3 di $\underline{\underline{X}}_A$, 4 di $\underline{\underline{I}}_B$

Note

TRL

In questo caso non si ha una standard noto alla porta 1 (lo short). Ripartiamo:

$$\underline{P_M} = \underline{\underline{T}_{NL}} \underline{\underline{T}_{NT}}^{-1} = \underline{\underline{T}_A} \underline{\underline{T}_L} \underline{\underline{T}_{NT}}^{-1} \underline{\underline{T}_B}^{-1} = \underline{\underline{T}_A} \triangleq \underline{\underline{T}_A}^{-1}$$

$$\underline{P_N} = \underline{\underline{T}_{NT}}^{-1} \underline{\underline{T}_{NL}} = \left(\underline{\underline{T}_A} \underline{\underline{T}_L} \underline{\underline{T}_B}^{-1} \right)^{-1} \underline{\underline{T}_A} \underline{\underline{T}_L} \underline{\underline{T}_B}^{-1} = \underline{\underline{T}_B} \underline{\underline{T}_L}^{-1} \underline{\underline{T}_L} \underline{\underline{T}_B}^{-1} = \underline{\underline{T}_B} \triangleq \underline{\underline{T}_B}^{-1}$$

Dove $\underline{\underline{T}_B}$ sono con gli stessi numeri di $\underline{\underline{T}_A}$: matrice simile.

$$\underline{\underline{T}_B} = \begin{bmatrix} 1 & \frac{w}{w} \\ f & \frac{w}{w} g \end{bmatrix} w$$

Questa volta ottieni un reflect, P_R ; facendo due misure del reflect, una alla porta 1 e una alla 2:

$$P_{M1} = \frac{b + \frac{K}{P} d P_R}{1 + \frac{K}{P} P_R}$$

$$P_{M2} = l_{22} + \frac{l_{12} l_{21} P_R}{1 - l_{11} P_R} = \frac{l_{22} - l_{22} l_{11} P_R + l_{12} l_{21} P_R}{1 - l_{11} P_R}$$

$$= \frac{\frac{l_{22}}{l_{22}} - \left(\frac{l_{22} l_{11} - l_{12} l_{21}}{l_{22}} \right) P_R}{\frac{l}{l_{22}} - \frac{l_{11} P_R}{l_{22}}} \quad \text{faccio l'eq.} \quad \text{faccio matrici: } \begin{bmatrix} 1 & \frac{w}{w} \\ f & \frac{w}{w} g \end{bmatrix} w, \frac{1}{S_{11}} \begin{bmatrix} S_{11} S_{22} - S_{12} S_{21} & S_{11} \\ -S_{22} & 1 \end{bmatrix}$$

$$-S_{22} = f; \quad S_{11} = \frac{w}{w} \quad \beta = 1$$

$$\rightarrow \frac{f + \frac{w}{w} g P_R}{1 - \frac{w}{w} P_R} \quad \text{abbiamo f, g, e 2, b, mancano } \frac{w}{w}, \frac{K}{P}, P_R.$$

Ci manca 1 sorgente. Misuriamo il thru:

$$S_{M11} = \frac{T_{NT12}}{T_{NT22}} = ? \quad \text{serve TNT.} \quad \underline{\underline{T}_{NT}} = \underline{\underline{T}_A} \underline{\underline{T}_L} \underline{\underline{T}_B}^{-1}$$

$$\underline{\underline{T}_L} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \quad \text{per ipotesi } (L = \emptyset) \longrightarrow \underline{\underline{T}_{M1}} = \underline{\underline{T}_A} \underline{\underline{T}_B}^{-1} = P \begin{bmatrix} \frac{K_2}{P} & b \\ \frac{w}{P} & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} w \\ f \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & \frac{w}{w} \\ f & \frac{w}{w} g \end{bmatrix}$$

$$\det \begin{bmatrix} w & w \\ wf & wg \end{bmatrix}^{-1} = (wg - w^2) = 1$$

$$= \frac{P}{W} \begin{bmatrix} \frac{K}{P} u^2 & b \\ \frac{u}{P} & 1 \end{bmatrix} \times \frac{1}{mg - wf} \begin{bmatrix} \frac{u}{Wg} & -\frac{u}{W} \\ -f & 1 \end{bmatrix} = \frac{P}{W} \frac{1}{mg - wf} \begin{bmatrix} \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot \end{bmatrix}$$

$$\Rightarrow \underline{\underline{T}_{\text{NTHRU}}} = \frac{\underline{\underline{T}_{\text{NT12}}}}{\underline{\underline{T}_{\text{NT22}}}} = \frac{-\frac{K}{P} u \frac{u}{W} + b}{-\frac{K}{P} u + 1} = \frac{b - \frac{K}{P} \frac{u}{W}^2}{1 - \frac{K}{P} \frac{u}{W}}$$

questa è la
III^a eq!

Ribaltandole, si ottiene:

$$M_R = \pm \sqrt{\frac{(M_{M1} - b)(M_{M2} - f)(S_{M12} - 2)}{(M_{M1} - 2)(M_{M2} - g)(S_{M12} - b)}}$$

Dobbiamo conoscere la fase del reflectore ma di un errore di $\pm 180^\circ$ per questo!
 Solt. ad alta riflessione: se $\Gamma_x \rightarrow \phi$, l'eq. è degenero nelle direttive, e il sistema viene mal condizionato.

Dobbiamo conoscere ϕ

Abbiamo che:

$$\underline{\underline{T}_{\text{NANT}}} = \underline{\underline{T}_A} \underline{\underline{T}_{\text{ANT}}} \underline{\underline{T}_B}^{-1} = \left(\frac{P}{W} \right) \underline{\underline{X}_A} \underline{\underline{T}_{\text{ANT}}} \underline{\underline{X}_B}^{-1}$$

Ma se misuro un thru:

$$\underline{\underline{T}_{\text{NTHRU}}} = d \underline{\underline{X}_A} \underline{\underline{T}_{\text{ANT}}} \underline{\underline{X}_B}^{-1} \rightarrow d = \underline{\underline{T}_{\text{NTHRU}}} \underline{\underline{X}_B} \underline{\underline{T}_{\text{ANT}}} \underline{\underline{X}_A}^{-1}$$

Così si ha l'eq. di deembedding

problemi: quando $K(l_T - l_B) = 360^\circ$, si va in risonanza: la matrice $\underline{\underline{T}_{\text{ANT}}}^{-1}$ degenera nella matrice degli autovalori.
 Allora si "rimediano" coi usanze TRL con margini di fase elastici ($30^\circ \div 150^\circ$).
 Oggi si usa la multilane TRL: 2 o 3 linee per fare gli standard, e si prendono quelle con i migliori conditioning numbers freq. per freq.

I lanciatori sono 100 µm sul wafer, minimo 1mm nel coax.
 Ripetibilità eccezionale delle probe (si posiziona al µm) con fixtures in han 20 dB di ripetibilità, con controllo fino anche 45 dB e più. Ma, esiste il FPL primo (su wafer), 200 è difficile da trovare.

DUDE,

SOLR : short, Open, Load, Reciprocal

Questa non presuppone il thra.

Consideriamo $\underline{\underline{I}}_A$ e $\underline{\underline{I}}_B$:

$$\underline{\underline{I}}_A = \begin{bmatrix} \frac{K}{P} & b \\ 1 & 1 \end{bmatrix} P \quad \underline{\underline{I}}_B = \begin{bmatrix} 1 & \frac{u}{w} \\ f & \frac{u}{w} g \end{bmatrix} w$$

Per ciascuna porta faccio 3 misure: short, open, load. Con esse trovo $\frac{K}{P}$, $\frac{u}{w}$, b , f li ho di misure manca per l'eq. di de-embedding, $\frac{P}{w} \geq d$.

Come si fa? Manca l'ultimo standard, il reciprocal! "R" è un generico elemento la cui matrice $\underline{\underline{S}}$ non è reale e non nel fatto che $S_{12} = S_{21}$:

$$\underline{\underline{S}}_R = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{12} & S_{22} \end{bmatrix} \rightarrow \underline{\underline{I}}_R : \det(\underline{\underline{I}}_R) = 1 ; \text{ infatti: } \underline{\underline{I}}_R = \begin{bmatrix} \frac{S_{11}S_{22} - S_{12}^2}{S_{12}} & \frac{S_{11}}{S_{12}} \\ -\frac{S_{22}}{S_{12}} & \frac{1}{S_{12}} \end{bmatrix}$$

- (1) $\Rightarrow \det(\underline{\underline{I}})$ di un reciprocal è 1.

Dunque:

$$\underline{\underline{T}}_{MR} = d \underline{\underline{X}}_A \underline{\underline{I}}_R \underline{\underline{X}}_B^{-1} \rightarrow \det \{ \underline{\underline{I}}_{MR} \} = d^2 \frac{\det \{ \underline{\underline{X}}_A \} \det \{ \underline{\underline{I}}_R \}}{\det \{ \underline{\underline{X}}_B \}}$$

$$\rightarrow d = \pm \sqrt{\frac{\det \{ \underline{\underline{X}}_A \} \det \{ \underline{\underline{I}}_{MR} \}}{\det \{ \underline{\underline{X}}_B \}}}$$

QSOLT: in 1 porta metto short, Open, Load, ottenendo 3 misure indipendenti; a queste ne aggiungo altre 4, mettendo un thra, che in sostanza permette nota la $\underline{\underline{X}}_A$, di calcolare la $\underline{\underline{I}}_B$, ottenendo i 7 parametri della eq. di de-embedding.

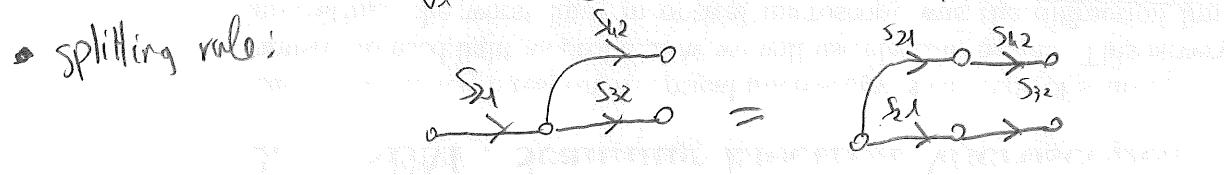
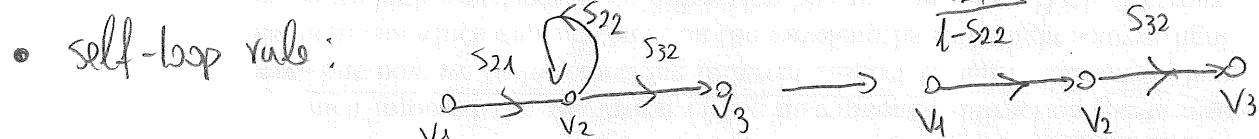
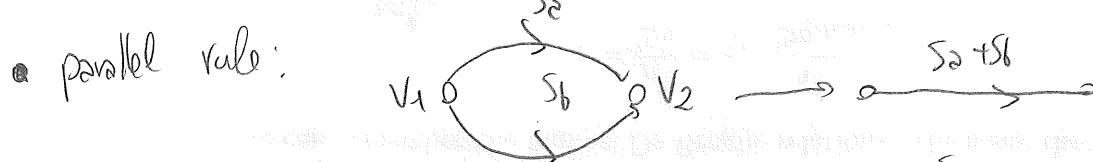
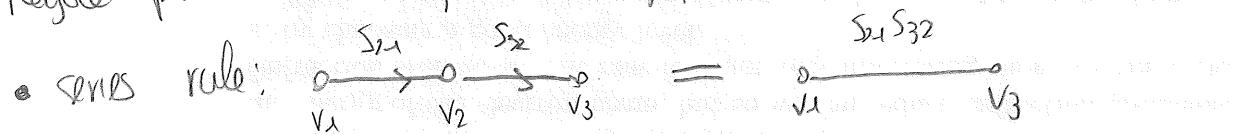
SOLT - Modello Brwورد-reverse

Introduzione (da Pozar): come scrivere lo eq. dei flow graphs. (p. 189)

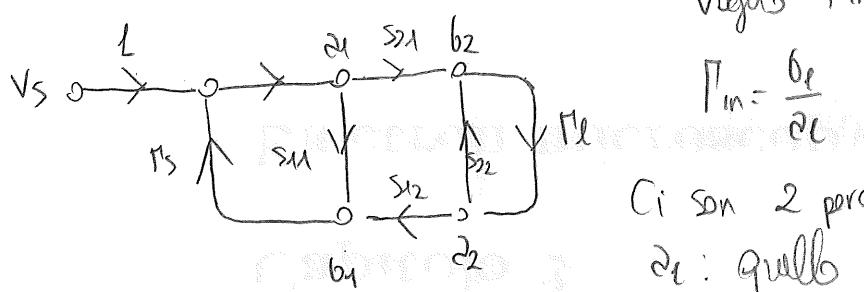
Signal flow graphs:

- ogni porta ha 2 nodi, "ai" e "bi", che identificano le onde di potenza incidenti e riflette. La "tensione" al nodo è la somma di tutti i segnali incidenti.
- ogni lato rappresenta il flusso del segnale da un nodo a un altro: o un parmetro \leq oppure un Π .

Regole per trattare i signal flow graph:



Esempio:



Voglio m_1 nello port.

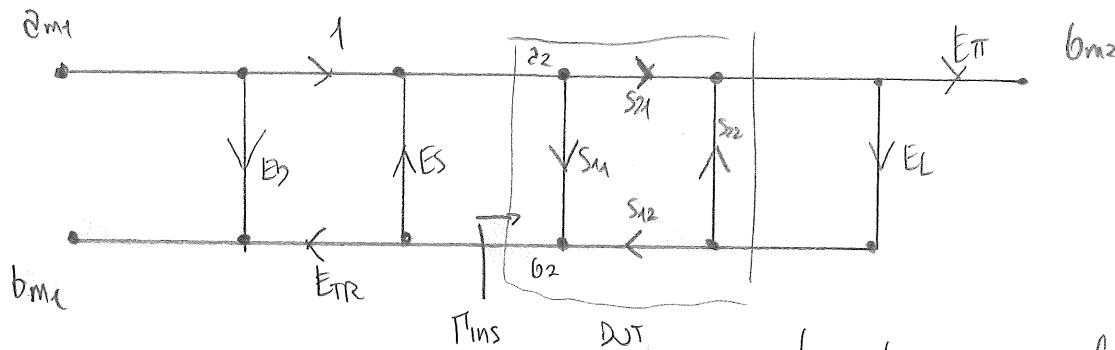
$$\Pi_m = \frac{b_1}{\partial C}$$

Ci sono 2 percorsi per avere b_1 a partire da a_1 : quello diretto, e quello che passa per m_1 ; per m_1 passa da s_{11}, s_{12}, m_1 ; c'è un loop da $m_1 \rightarrow s_{22}$, e se ne tiene conto.

$$b_1 = a_1 \left[s_{11} + \frac{m_1 s_{12} s_{21}}{1 - s_{22} m_1} \right]$$

$$\Pi_{out} = \frac{b_2}{a_2} = s_{22} + \frac{s_{12} m_1 s_{21}}{1 - s_{22} m_1}$$

Il modello per la SOLT è:



Da quanti delle prime,

$$T_{\text{In Port}} = \frac{b_2}{22} \quad (\text{scompongo il problema})$$

$$S_{11m} = \frac{b_{11m}}{2m} = E_D + \frac{T_{\text{In Port}} E_{TR}}{L - ES_{\text{Port}}} \\ \hookrightarrow S_{11m} = E_D + \frac{\left(S_{11} + \frac{ES_{21} S_{12}}{1 - ES_{22}} \right) E_{TR}}{1 - ES \left(S_{11} + \frac{ES_{21} S_{12}}{1 - ES_{22}} \right)}$$

$$\text{dove } T_{\text{In Port}} = \frac{ES_{21} S_{12}}{L - ES_{22} E_L} + S_{11}$$

e così via per le altre equazioni. Ciò, conoscendo i 10 coefficienti, permette di fare il de-embedding, trovare $S_{11}, S_{12}, S_{21}, S_{22}$ e così determinare gli altri questi noti i coeff.

Come si possono determinare i coeff.? Come si può trovare dunque? Abbi amo, come standard, un load (match), uno short, un open

- \hookrightarrow - col match, $T_{\text{Port}} = \emptyset$
- col open, $T_{\text{Open}} = +L$
- con lo short, $T_{\text{Short}} = -L$

match:

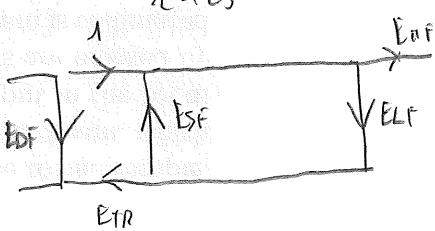
$$\begin{cases} S_{11m} = EDF \\ S_{22m} = EDR \end{cases}$$

open:

$$S_{11m} = EDF + \frac{ETRF}{1 - ES}$$

short:

$$S_{11m} = EDI - \frac{E + PE}{1 + ES}$$



Il thru è un DUT con $S_{11} = S_{22} = \emptyset$, $S_{12} = S_{21} = L$

$$S_{11m} = EDF + \frac{ELF ETR}{L - ESF ELF} \quad | \quad S_{21m} = \dots$$

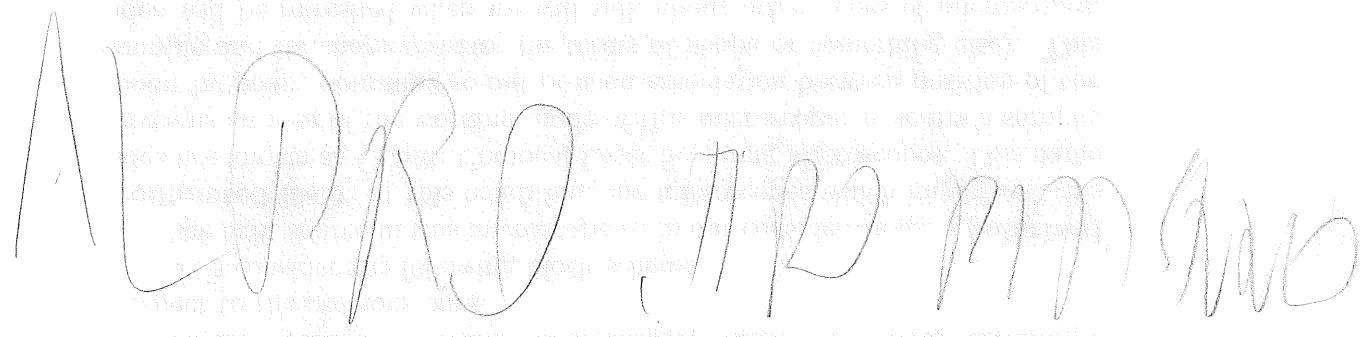
questo, con questo modello, con l'altro facciamo le misure dell'altra parte, e troviamo le equazioni, che serviranno a sommare alle altre 6. 10 incognite 10 equazioni.

Alcune osservazioni: con SOLT si misurano 3 onde per volta: 3-sampler!

Il collegamento è "evidente". Gli standard molti sono "semplici".

E-SOLT: SOLT su un 4-sampler, risolti ai minimi quadrati.

No funziona con parametri T_1 , poiché il match ammorbidente una colonna della $\underline{\underline{T}}_1$, ed il sistema non sarebbe invertibile.



Calibrazione di VNA multiporte

Introduzione

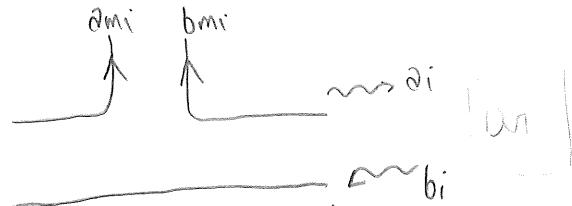
A parte il fully-unknown, standard a più di 2 porte non esistono. Può capitare molte, per ragioni fisiche, che non sia possibile fare thru tra alcune porte, per esempio perché fisicamente posizionate male. Il formalismo da introdurre dovrà dunque essere svincolato dalle porte: mettere uno standard in una o in un'altra porta dovrà essere equivalente.

Sarà usare, tra gli altri standard, il match, dunque non si potrà applicare il formalismo $\underline{\underline{T}}$, bensì uno basato sulla matrice $\underline{\underline{\Sigma}}$.

Inoltre si vuol far in modo che questa formulazione, nei casi a 1-2 porte, degeneri in una già nota in modo per esempio di fare SOLT su N porte.

Formulazione per 4-sampler

si ha qualcosa del tipo:



dove:

$$\begin{cases} \underline{a}_i = l_i \underline{b}_{mi} - h_i \underline{a}_{mi} \\ \underline{b}_i = k_i \underline{b}_{mi} - m_i \underline{a}_{mi} \end{cases}$$

(sistema a L-parti)

In forma matriciale:

per N parte:

$$\begin{cases} \underline{\alpha} = \underline{L} \underline{b}_m - \underline{H} \underline{a}_m \\ \underline{b} = \underline{K} \underline{b}_m - \underline{M} \underline{a}_m \end{cases}$$

Eseguendo un certo numero di misure:

$$[\underline{b}^1 \ \underline{b}^2 \ \dots \ \underline{b}^m] = \sum [\underline{\alpha}^1 \ \underline{\alpha}^2 \ \dots \ \underline{\alpha}^m] \rightarrow \underline{B} = \sum \underline{\alpha}$$

Da qui:

$$\begin{cases} \underline{B} = \underline{K} \underline{b}_m - \underline{M} \underline{a}_m \\ \underline{\alpha} = \underline{L} \underline{b}_m - \underline{H} \underline{a}_m \end{cases} \quad \text{ma} \quad \underline{B} = \sum \underline{\alpha}$$

$$\rightarrow \underline{K} \underline{b}_m - \underline{M} \underline{a}_m = \sum (\underline{L} \underline{b}_m - \underline{H} \underline{a}_m) \rightarrow \underline{S} = (\underline{K} \underline{b}_m - \underline{M} \underline{a}_m)(\underline{L} \underline{b}_m - \underline{H} \underline{a}_m)^{-1}$$

Questa è l'equazione di ob-embedding. Ordinando:

$$\underline{K} \underline{b}_m - \underline{M} \underline{a}_m - \sum \underline{L} \underline{b}_m + \sum \underline{H} \underline{a}_m = \emptyset$$

definendo le matrici misurate una refrazione l'ipso $\underline{B}_m = \sum \underline{\alpha}_m$:

$$\hookrightarrow \underline{K} \sum \underline{\alpha}_m - \underline{M} \underline{a}_m - \sum \underline{L} \sum \underline{\alpha}_m + \sum \underline{H} \underline{a}_m = \emptyset$$

$$\hookrightarrow \underline{K} \underline{S}_m - \underline{M} - \sum \underline{L} \sum \underline{\alpha}_m + \sum \underline{H} \underline{a}_m = \emptyset$$

Verifichiamo se, per $N=1$, questa espressione ci ricorda nulla: $\underline{S} \rightarrow \underline{I}$

$$K_L \Gamma_{m_1} - M_1 - \Gamma_L L_L \Gamma_{m_1} + \Gamma_1 H_1 = \emptyset \rightarrow \Gamma_{m_1} (K_L - \Gamma_L L_L) = M_1 - \Gamma_1 H_1$$

$$\rightarrow \Gamma_{m_1} = \frac{M_1 - \Gamma_1 H_1}{K_L - \Gamma_L L_L} \quad \text{che ricorda } \Gamma_{m_1} = \frac{E_0 - \Delta \cdot \Gamma}{1 - E_0 \Gamma} \quad \text{(di solito K si normalizza a 1)}$$

Con questo modello, abbiamo bisogno di calcolare:

$$N_{\text{par}} = 4N_{\text{porta}} \cdot 2$$

per esempio, 4 porte, 15 parametri ($16 - 1$ per la di 0 a 1).

A 4 sampler, a ogni porta si han 2 acoppiatori, dunque 2 misure; ciò non vale negli schemi a 3 sampler (tip Annisa 2 porte).

Formulazione 3-sampler

Prima ciascuna porta aveva 2 acoppiatori, dai quali si potevano prendere 2 misure per volta, ambi i bani; nel caso di 3-sampler, si hanno due possibilità: avendo la porta i-esima collegata alla sorgente, avremo le misure di riferimento e di ciò che l'orma indotto; questo è lo "stab A"; per lo stato "B" avremo solo una misura: quella di b_m .

- Per lo stab A:

$$\begin{cases} \hat{z}_i = h_i \tilde{b}_m - h_i \tilde{a}_m \\ \tilde{b}_i = k_i \tilde{b}_m - m_i \tilde{a}_m \end{cases}$$

il "stab" indica che stiamo considerando lo stab A

$$\begin{cases} \hat{A} = L \tilde{B}_m - H \tilde{A}_m \\ \hat{B} = K \tilde{B}_m - H \tilde{A}_m \end{cases}$$

- Per lo stab B:

$$\begin{cases} \hat{z}_i = g_i \tilde{b}_m \\ \tilde{b}_i = f_i \tilde{b}_m \end{cases} \rightsquigarrow \begin{cases} \hat{A} = G \tilde{B}_m \\ \hat{B} = F \tilde{B}_m \end{cases}$$

Abbiamo 2 modelli. Nello stab A le matrici sono diagonali, poiché sono riempite di valori solo nello stab A; al contrario, nello stab B, le matrici sono elementari solo al di fuori della diagonale.

A noi di modello ne servirebbe solo 1, con due notazioni \hat{A} e \hat{B} .

Si immagina per esempio di metter la sorgente alla porta L ; questo significa che la L è nello stab A, le altre nello stab B; per esse non si misura dunque a_m , itt.

Nessuno ci impedisce di avere le \hat{A} e \hat{B} con solo elementi sulla diagonale.

\hat{A} e \hat{B} finiti. Definisco:

$$\begin{cases} \hat{A} = \hat{\tilde{A}} + \hat{A} \\ \hat{B} = \hat{\tilde{B}} + \hat{B} \end{cases} \quad \text{e una } \Sigma \text{ per cui } \hat{B} = \Sigma \hat{A}$$

$$\begin{cases} \underline{\underline{A}} = \underline{\underline{L}} \underline{\underline{B}}_m - \underline{\underline{H}} \underline{\underline{A}}_m + \underline{\underline{G}} \underline{\underline{B}}_m \\ \underline{\underline{B}} = \underline{\underline{K}} \underline{\underline{B}}_m - \underline{\underline{M}} \underline{\underline{A}}_m + \underline{\underline{F}} \underline{\underline{B}}_m \end{cases} \quad \text{dunque sostituendo:}$$

$$\rightarrow \underline{\underline{K}} \underline{\underline{B}}_m - \underline{\underline{M}} \underline{\underline{A}}_m + \underline{\underline{F}} \underline{\underline{B}}_m = \underline{\underline{L}} \underline{\underline{B}}_m - \underline{\underline{H}} \underline{\underline{A}}_m + \underline{\underline{G}} \underline{\underline{B}}_m$$

Nota: se $\underline{\underline{B}}_m = \underline{\underline{I}}$, il modello riporta a quello a 4 singoli che a sua volta era risolvibile.

Ora abbiamo 6 matrici, dunque:

N parametri: $6N_{\text{ponte}} - L$

Nota: nel caso a 2 porte, sappiamo dalla ZLT che bastano 10 equazioni per provare a dimostrare che le 11 che sembrerebbero esservi non sono indipendenti; il caso a 2 porte è un caso degenero, dal momento che, tenendone questo discorso avanti, le due eq. discoperte vengono normalizzate ciascuna rispetto a un portone, ottenendo -2 invece di -1 .

Calcolo degli error coefficients

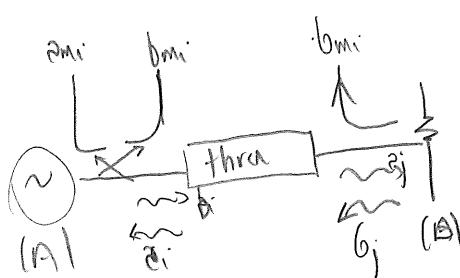
La nostra equazione di tanutura è:

$$-\underline{\underline{S}} \underline{\underline{G}} \underline{\underline{B}}_m + \underline{\underline{F}} \underline{\underline{B}}_m - \underline{\underline{L}} \underline{\underline{B}}_m + \underline{\underline{K}} \underline{\underline{B}}_m - \underline{\underline{M}} \underline{\underline{B}}_m + \underline{\underline{H}} \underline{\underline{A}}_m = \underline{\underline{\phi}}$$

Allo stesso tempo tutte le 6 matrici, questa è anche un'equazione di de-embedding.

Ciò è funzionario per ogni standard (il match non è un problema), è scattering-based; ciò è funzionario per ogni standard (il match non è un problema), è scattering-based; ciò è funzionario per ogni standard (il match non è un problema), è scattering-based; ciò è funzionario per ogni standard (il match non è un problema), è scattering-based; ciò è funzionario per ogni standard (il match non è un problema), è scattering-based; ciò è funzionario per ogni standard (il match non è un problema), è scattering-based;

Si consideri per esempio ciò: un thru tra 2 porte, ma nello stato A, l'altra nello stato B; ciò permette di trovare le equazioni: $\frac{b_2}{a_1}, \frac{b_1}{a_1}, \frac{b_1}{a_2}, \frac{b_2}{a_2}$; se si ha per la possibilità di mapparsi nello stato AA, si han altre 4 equazioni per un totale di 8



Dynamic calibration

La dynamic calibration prescinde da una sequenza fissa di standard.

Una porta è configurabile in stato A se ha 2 coupler, altrimenti è tutto stile 3-stypler;
nel caso si abbia una porta "A", valgono TRL/TS0/LPM. Dato 2 porte:

(1)

(2)

Nel caso non possa fare AA (ossia porta 1 stato A, porta 2 stato A), basterà

TRL/LPM. Poi, con le configurazioni BA e AB, possono misurare le sole $\frac{1}{2}$ e ottenere altre 4 equazioni. Essendo il nuovo modello compatibile col precedente, possono rischiare la tensione!

Alcune osservazioni:

Dati N standard e 1 porta, per quella porta più di 3 eq. indipendenti non si possono avere: 3 sono i coeff. dell'error box, e soprattutto di più non è possibile. Per un N-porta, dunque, con M standard per porta, $M > 3$, posso al più aver $3N$ parametri, eq. indipendenti.

Il caso di standard a 2 porte è più interessante: si immagini di avere un thru

non reciproco, ossia un doppio bipolo completamente rotto ma non reciproco; se si prendesse, lo si collegasse al 2-porta e lo si

giassesse, sembrerebbe di avere 8 equazioni; di

queste in realtà sono 6 quelle indipendenti:
nel modello a matrice $I = \begin{pmatrix} 1 & 2 \\ 2 & 1 \end{pmatrix}$ avevamo come gradini di libertà $P_{11}, P_{12}, P_{21}, P_{22}$, ed essi dunque

indicano l'esistenza di 4 soluzioni valide: il rank del sistema è infatti di 2,

e dunque le eq. indipendenti sono $8 - 2 = 6$. Si immagini ora di avere questa situazione:

$$\begin{array}{ccc} 1 & \xrightarrow{\quad} & 2 \\ 1 & \xleftarrow{\quad} & 2 \end{array}$$

Un'idea è quella di fare il thru-loop: tra le porte 1 e
2 un thru oppone 4 eq. e tra le porte 3 e
1 d'altro 1 \rightarrow 3 e 2 \rightarrow 3 oppone 4 e 4 eq.
Le + 4 + 2 = 10 eq., e ciò ne servirebbe $10 \times 3 - 1 = 29$.

Manca 1 equazione: la 20^{a} ! Nella TRL ho la Line, che ha una 20^{a} ; un thru fa bisognerebbe nulla, dunque non ha una 20^{a} , fisico! Mettere un offset

stato a un match a una delle porte darebbe l'altra eq! Si deve avere

qualcosa da definire la condizione H:φ. Il thru-loop è ottimo in termini

di incertezza, perché usa il minimo numero di standard. 3 off. short è altrettanto buona, ma band limita

risonanza con la linea di offset.

Dunque:

- thru loop: unico problema la ripetibilità delle conversi (e l'off short)
- 3 off short: ottimo per calibrare in quota ma band limited

Cause di incertezza

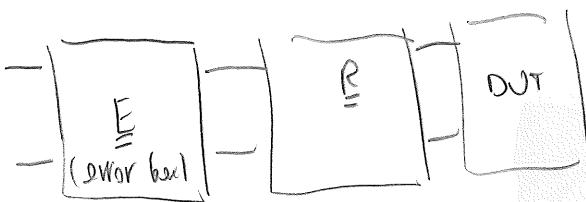
Repeatability

Una delle cause di problemi di ripetibilità (ossia di concordanza delle misure di uno stesso misurando lasciando invariate le cond. di misura); reproducibility, "in producibili"; per modificare una o più condizioni, sono i controlli, la loro meccanica. Con 1 mil (25 μm), $\Delta(\theta) = \frac{25 \times 10^{-6} \times 2\pi \cdot 10^{10}}{32\pi} = 0.3^\circ$

Sul wafer la tolleranza è migliore, ma ci sono problemi nella definizione dei materiali. Oggi la punta delle probe è fissa con dei coax.

Modello di ripetibilità

La ripetibilità si può modellare mediante un doppio bipolo R (rondan):



dove

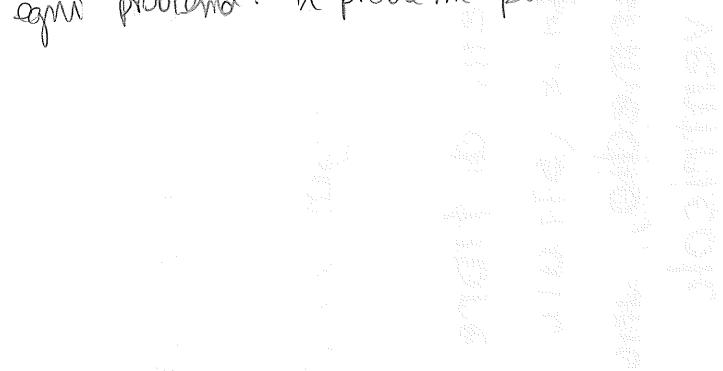
$$R = \begin{bmatrix} S_R & 1-\delta_T \\ 1-\delta_T & S_R \end{bmatrix}$$

S_R , δ_T variabili casuali. (Slide 84: DNL Seminar opp) si vede in fine di f la ripetibilità: "di quanto sbagliare, si discostano" le misure. Questo R permette di aggiungere all'error box una componente aleatoria.

Standard accuracy

Un problema è quello della repeatability; oltre a questo, è necessario sapere con che accuratezza conosciamo gli standard di calibrazione.

Un metodo potrebbe esser basato sui FEM, ma in casi particolari, come la pistola a disegnare lo spazio di tracce: vi sono larghezze da $750 \mu\text{m}$ e spazi da $22 \mu\text{m}$. Per far load "precise" si può usare il trimming laser, ma non è la soluzione a ogni problema: il problema potrebbe essere la linea, non il load.



Modello per le accuratezze

Si sa, dalla teoria degli errori box:

$$\begin{cases} b_m = E_D \alpha_m + E_R b_L \\ \alpha_L = \alpha_m + E_S b_L \end{cases} \quad \leadsto \quad \Gamma_m = \frac{b_m}{\alpha_m} = E_D + \frac{E_R \Gamma_x}{1 - E_S \Gamma_x}$$

$$\begin{bmatrix} E_D & E_R \\ 1 & E_S \end{bmatrix}$$

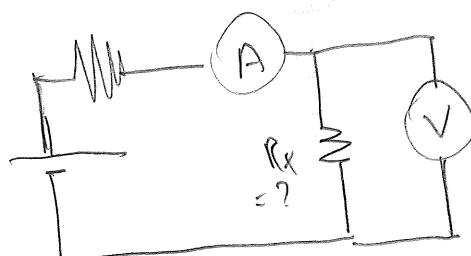
Si può definire $\Delta \Gamma$ come la differenza tra quello "vero" e quello misurato:

$$\Delta \Gamma \triangleq \Gamma_m - \Gamma_x = E_D + \frac{E_R \Gamma_x}{1 - E_S \Gamma_x} - \Gamma_x = \frac{E_D - E_S E_D \Gamma_x + E_R \Gamma_x - \Gamma_x + E_S \Gamma_x^2}{1 - E_S \Gamma_x}$$

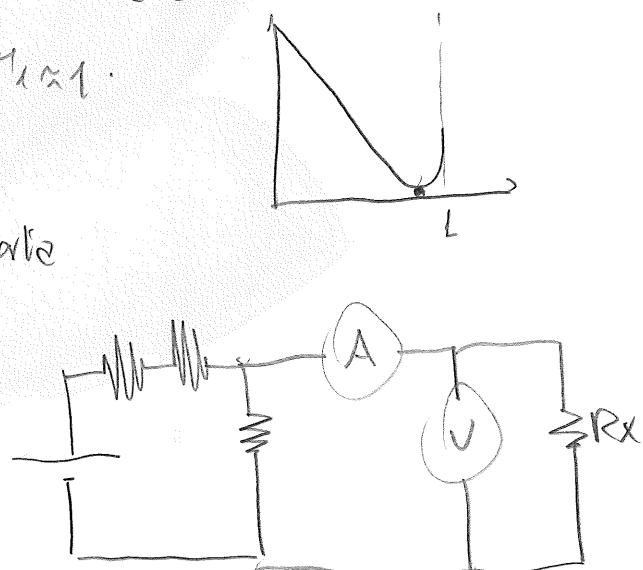
Di questo sono interessanti 2 valori: $\Gamma_x \approx 0$, $\Gamma_x \approx 1$.

$$\text{Per } \Gamma_x \rightarrow 0, \quad \Delta \Gamma \approx E_D + (E_R - 1) \Gamma_x + E_S \Gamma_x^2$$

Che vuol dire? Il VNA è, e microonde, una sorta di banco voltmetrometrico di misura:



Taratura



Se $R_x \rightarrow 0$, il voltmetro misura male: dà sopra la vera tensione! I den, $R_x \rightarrow \infty$!

Il caso migliore è $\approx R_x = 50\Omega$, ossia "buone" V o I.

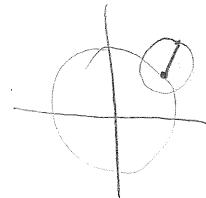
Nel VNA, - se $H \rightarrow \phi$, il modulo sarà preciso, ma la fase no!
- se $H \rightarrow L$, base regionevole, modulo indeciso.

Cosa si fa? Prima di tutto si calibra lo strumento; fatto ciò, si cerca di verificare l'effettiva validità, con standard di verifica! "validation kits" !!

Svilupperemo ora l'espressione per $R_x \rightarrow 1$:

$$\frac{\delta S_1}{\delta R_x} = \frac{(-E_S E_D + E_R L + 2E_S R_x)(1 - E_S R_x) + E_S (E_D - E_S E_D R_x + (E_R - 1)R_x + E_S R_x^2)}{(L - E_S R_x)^2}$$

$$\hookrightarrow \approx E_R - L + 2E_S R_x + E_S E_R R_x - E_S R_x \approx R_x (L - E_S)$$



Ossia $R_x \approx L$, ma in più si ha E_S , il quale è un vettore che "ruota" intorno al punto considerato, finendo anche fuori.

Dato ripple "x" in dB, $S_1 = 10^{\frac{x}{20}}$; $20 \log_{10}(|S_1 - R_x|) = X$ dB,
"X" source match residuo.

Nota: se falso com un thru ($|S_{21}| = 1$ TRL), e dopo ri-misuro quel thru, NON faccio una misura di accuracy, ma di repeatability; non cambio il misurando, dunque non misuro la accuracy, è come se "misurassi la farsa". Si devono poi fare almeno al di sopra del GHz, altrimenti vi sono enormi perdite.

Come "checks", si può: [line check]

- far misure di simmetria: $|S_{21}| \approx |S_{22}|$, ossia verificare la simmetria. Se trattasi di una condizione necessaria e non sufficiente, ma il fatto che sia verificata è già un buon indicatore.
- far misure di reciproca: $|S_{21}| = |S_{12}|$: questo dovrebbe aver verificato, se no la tensione è nessuna.

Il plot di reciprocità dipende solo da α , dunque di sicuro sarà migliore di quello "più significativo" di simmetria.

NOTE:

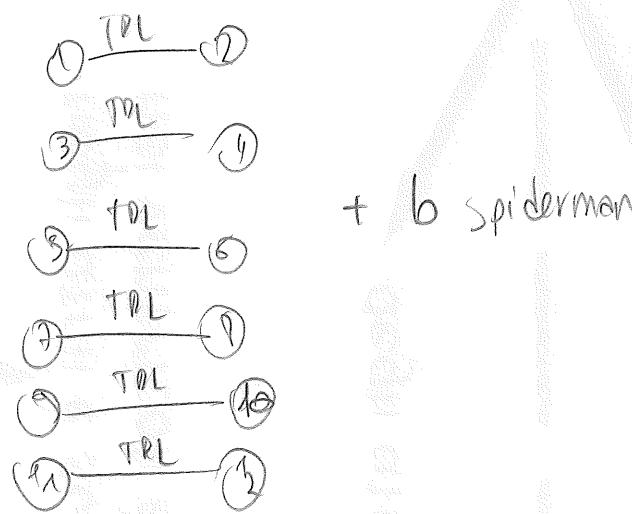
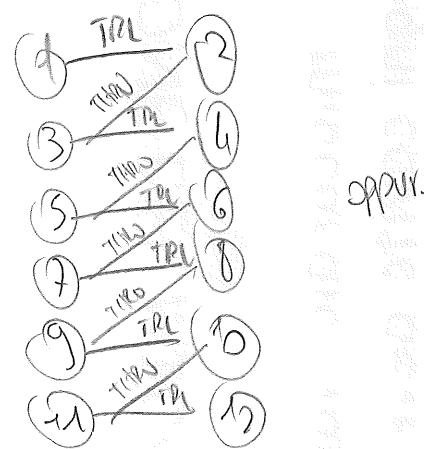
Tecniche di taratura di multiporte

Nel caso si possa progettare un validation kit personale, si suggerisce di mettere:

- 2 offset short (1 solo no per la questione della risorsa);
- 30Ω line;
- 100Ω line;
- 2 o 3 attenuatori.

A multiporte, gli standard possono essere set di thru, bearing (set di linee con lunghezze diverse), struttura a linee opposte e il "unknown thru" (lo "spiderman").

2 modi per fare 12 porte potrebbero essere:



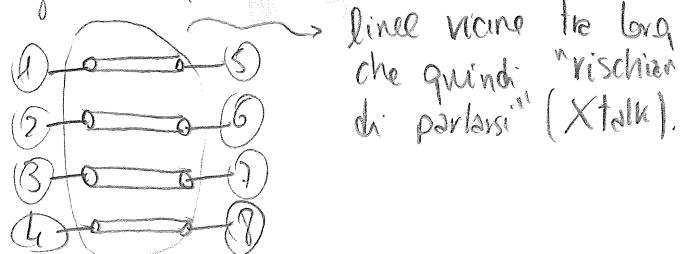
Note:

- 1) Le misure di validazione sono soprattutto "di consistenza" non "assolute"; i S_{11} , S_{21} , misure di coupling... Infatti, i parametri di riferimento non sono ben noti, e i parametri degli standard sono differenti da linea a linea.
- 2) Tarando si deve avere almeno un percorso che collega tutte le porte.

Tarature su wafer

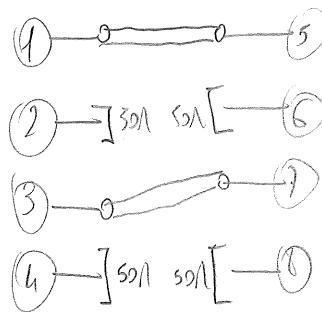
Su wafer il problema è poi ancora un altro: minimizzare i touchdown, ossia il numero di set di misure (le probe van lasciate fisse), e solo il chuck, il "portawafers", va mosso. No TRL: si dovrebbe mettere a tagliare rotta, e ciò non è accettabile.

Potrebbe capitare questa situazione:



Si potrebbe far ciò: linea + match, linea + match, etc.

Ciò distanzia le linee, e si effettua uno shifting sul chuck.



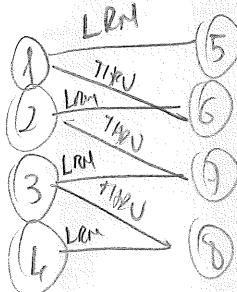
Note per la comprensione:

- Ogni "touch down" è una "configurazione di misura", ossia è la "situazione dei collegamenti del momento in cui faccio la misura";
- Tuttavia, ho una board sulla quale costruisco collegamenti in pulsanti, e muovendo questa board creo diverse "situazioni" (touch down); devo trovare di mettere/lugare le probe.
- Le due configurazioni sopra viste si usano in 2 fasi diverse come touch down: la prima in una LRM+thru, la seconda in uno LSM+Reapool.
- Ricordare: fondamentale avere il percorso che collega ogni porta a ogni altra.

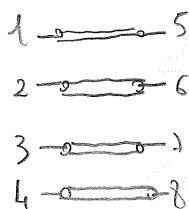
Analizziamo 2 forme di tastare su 8-parte, i touch down normali.

LRM +
THRU;

(Line - Reflect Hatch
+ thru)



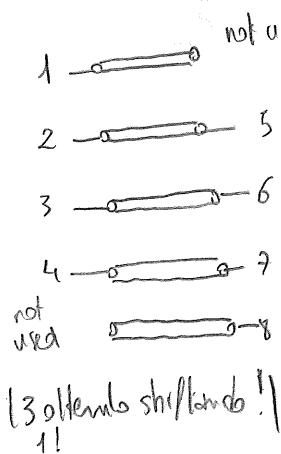
touchdown 1



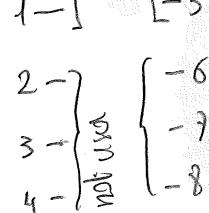
touchdown 2
reflect



touchdown 3

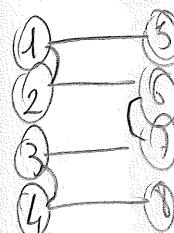


touchdown 4
match

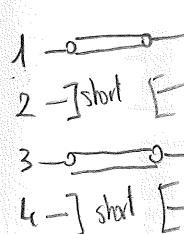


Problema: linee vicine,
dunque rischio Xtalk!

LSM + Reapool

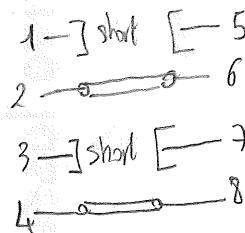


touchdown 1

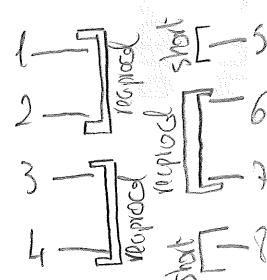


Questo, come si vede
dei primi 2 touch down,
n'ha che Xtalk !

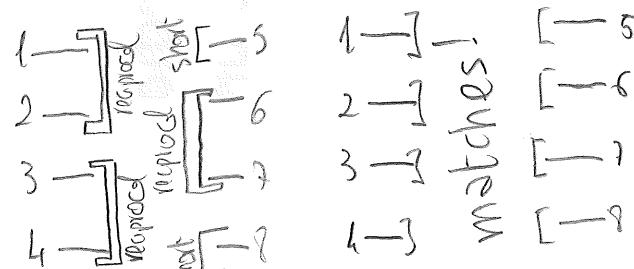
touchdown 2



touchdown 3



touchdown 4



Se la taratura è fatta bene, si han similitudini dei parametri \leq diffronici e $\sim 40 \text{ dB}$.

Near-end & Far-end Xtalk:

(1)

(2)

Dato per esempio un L-parte,

$$- S_{DD12} = S_{DD34} \quad |$$

$$- S_{DD11} = S_{DD22} = S_{DD33} = S_{DD44}$$

(3)

(4)

• Per il Far-end Xtalk, $S_{DD1L} = S_{DD2L}$ (parte lontana, lungo che passa per).

• Per il near end Xtalk, $S_{DD13} = S_{DD24}$

(più influente, poiché su parte vicine ma su board diversi lungo su substrati diversi, che possono risentire in modo diverso della dielettricità).

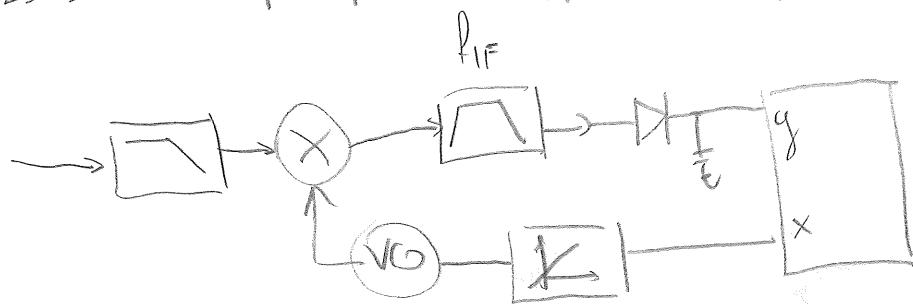
La condizione sul near-end sarà meno verificata di quella del far-end Xtalk; si trova, comunque, di misure di convergenza.

E-CAL

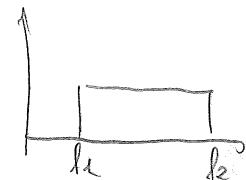
Electronic Calibration: scatole con switch o PIN diodes con standard precalibrati in avanti modulate un "golden VNA" e si usa una sort. I PIN diodes sono poco "stabile". Poi, è un "transfer standard".

Spectrum Analyzer

Lo schema di principio di uno spectrum analyzer è:



Amicoando la FFT potrebbe patire a confusione. Dato uno spettro come quello, dove si mette la IF?



- non dentro il segnale: $f_{IF} = f_{LO} - f_{RF}$?!

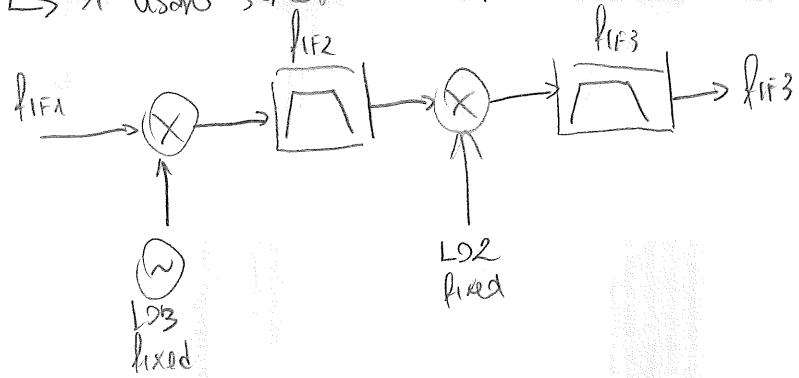
- prima del segnale, ossia per $f_{IF} > f_{RF}$ meglio di no:

$$f_{IF} = f_{RF} - f_{LO} \quad e \quad f_{IF} = f_{LO} - f_{RF} \quad se \quad f_{IF} = \frac{f_{RF}}{2}$$

$\hookrightarrow f_{IF} = \frac{f_{RF}}{2} + f_{LO} = \frac{3f_{RF}}{2}$ che potrebbe essere f_{IF2} : prodotti immagine!

- $f_{IF} > f_{RF}$ sarebbe l'ideale ma c'è potrebbe voler dire andare a frequenze elevate.

\hookrightarrow Si usano schemi a doppia/tripla conversione! Mettere un LPF prima del 1° mixer!



Spero la 3^a conversione è numerica, dunque dopo un ADC.

La conversione (la prima) si può fare su più bande, usando filtri e mixer diversi per bande diverse. I PIN che usi sono a banda larga.

La velocità di scorrimento dipende dal fatto che, se i filtri alla IF sono stretti, potrebbero introdurre un delay e perdere analizzando "poca banda per volta"; in un filtro con molti poli, poi, vi sono molti elementi di rallentamento (nel tempo: strizzare in frequenza significa allungare nel tempo).

Note su accuratezza: il dyn. range è elevato, anche se $\approx +3\text{dBm}$ > più già comprimere; si ha un 120 ± 30 dB di range.

Ma, è molto inaccurato per misure di potenza assoluta (caso y): $\pm 3\text{dB}$ anche! Anzi, per colpa delle catene di conversione (VCO, mixer...).

Vai bene per "avere un'idea qualitativa", non per misure quantitative.

Gli IIP sono a -70dBc , dunque non ha senso misurarli: ti potrebbero trarre quelli della struttura, non quelli del mix. La RESOLUTION BW ha tolleranza del 20%, dunque anche l'APR è problematico da misurare: si rischia di integrare onto sul canale sbagliato.

Power meters

Analizziamo strumenti per misurare potenza a fr. elevate. 2 "tipi" di potenza: average power e peak power. La peak power è importante in sistemi dove devo controllare il max valore di sorg. , o nei RADAR; a microonde di solito si usa la average.

$$\bar{P} = \frac{1}{NT} \int_{t_0}^{t_0+NT} P(t) dt$$

In segnali periodici, chiamati "D" il duty cycle.

$$P_{pulse} = \frac{\bar{P}}{D}$$

Pulse potenza dell'impulso.



Peak envelope power: definire un "gate" nel tempo, e in questo misurare la potenza.

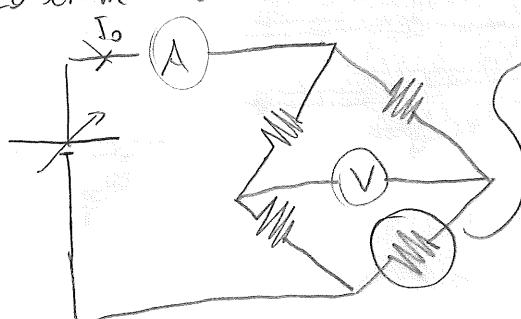


Si definisce una "chain of traceability", ossia una "catena di riferibilità" la quale parte da uno standard primario: un calorimetro del MST.

Si misura la potenza a RF mediante un confronto con la potenza DC che provocherebbe un equal cambio di temperatura.

Sensori e termistori

Lo schema alle basi dell'idea del termistore è il seguente:



Elemento sensibile alle RF.

Si trova la DC che equilibra il ponte e:

$$P_{DC1} = I_0^2 \frac{R}{4} = P_{loss}$$

C'è questa è la potenza in DC, senza aver mandato le RF all'elemento sensibile.

Una volta fatto ciò, mando le RF in riequilibrio, e trovo:

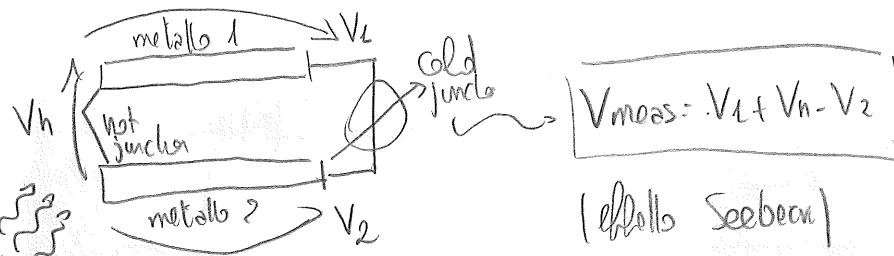
$$\hookrightarrow P_{loss} = P_{DC2} + P_{RF} = \frac{R I_1^2}{4} + P_{RF} \quad \hookrightarrow I_1^2 \frac{R}{4} = \frac{R I_1^2}{4} + P_{RF}$$

riequilibrio

$$\hookrightarrow P_{RF} = \frac{R}{4} (I_0^2 - I_1^2)$$

Termocoppie integrate

Per termocoppia si intende un loop/circuito di 2 materiali diversi, in cui ci sono nello stesso spazio 2 metalli, uno esposto al calore, l'altro no.



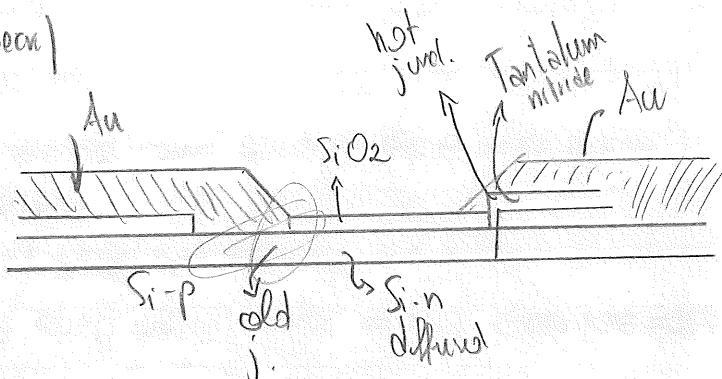
La RF scalderà la "hot junction".

Una termocoppia integrata è simile:

- La cold junction è tra Au e Si-Ni

- La hot tra $T_{e2}N$ e Si-N

- $T_{e2}N$ è dimensionato in modo da avere la giusta impedenza.



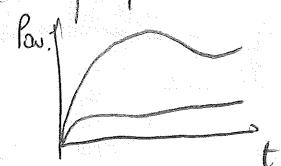
si deposita SiO₂ su Si-P o sul SiO₂ del Te₂N, quindi Au (che varia la tensione, scaldando).

Ciascuna Termocoppa ha

100 Ω ma, essendo due in parallelo, si vedono 50 Ω.

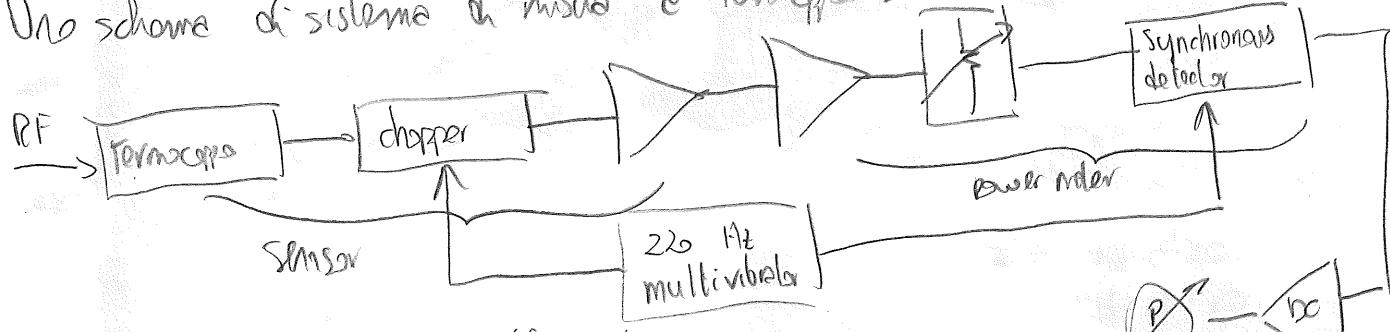
(per la RF).

La DC varia di $\approx 250 \mu V/^\circ C$.



Si usa molto più dei termistori a ponte, poiché il transistore è molto più caro.

Uno schizzo di sistema di misura è termocoppia D:



Si ha il semore vero e proprio (la coppia), un chopper, e il motor. Si separano power meter e semore (il power meter si può fare anche al PC via USB).

Le testime (sensori) gestiscono poca potenza ma, mediante attenuatori, si può aumentare il range.

L'accuracy dipende del sensor.

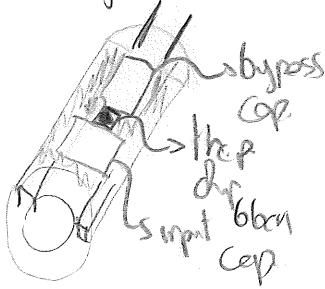
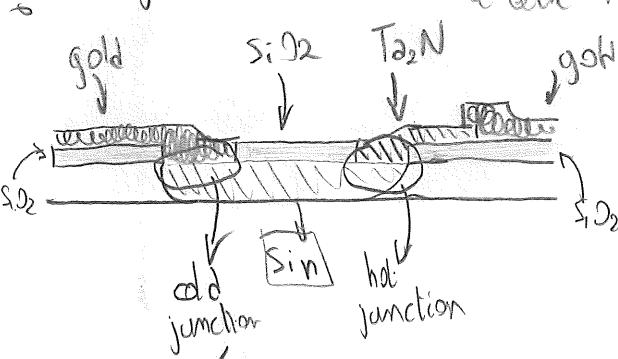
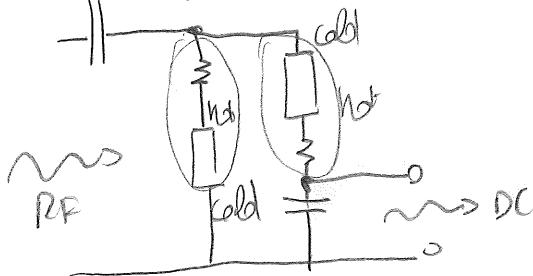
Altre note sulle Termocoppie (Pisan)

Si tratta di sensori in cui si han resistori integrati con termocoppie.

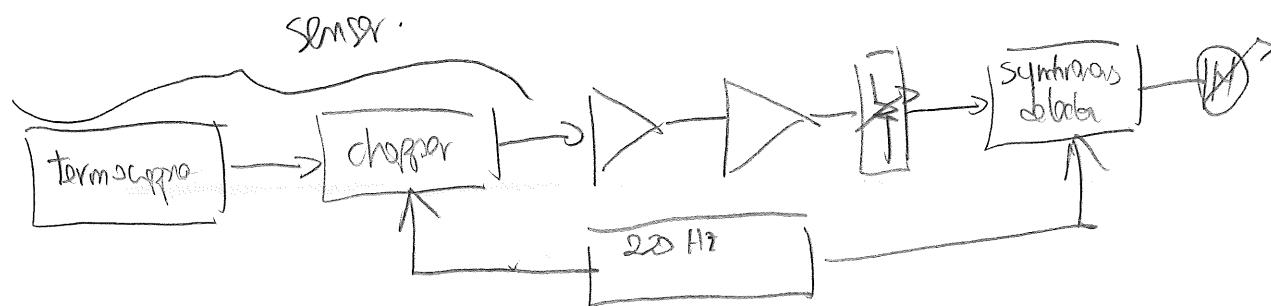
Idea: 2 diversi materiali, e li scaldo; scaldar la aumentare l'energia degli elettroni che si liberano; essendo 2 materiali diversi si libererà una quantità diversa di elettroni nei 2, quindi vi sarà una ddp (effetto Peltier).

Una termocoppia è un loop di 2 materiali di questo tipo; loop richiede 2 junctions: una è esposta al calore, l'altra no. Di questi ve ne son 2: in parallelo!

$$(I_{hot} A_{hot}) - (I_{cold} A_{cold}) = \Delta V$$

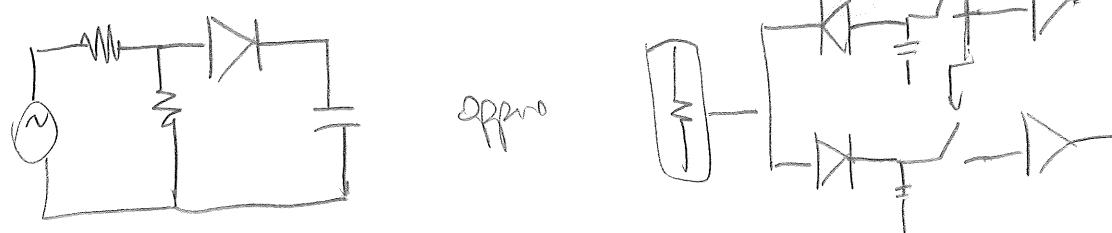


Si han sensitività in più diverse per mW di PPF. Possono sopportare poca potenza, ma basta metà affermativo.



Sensori e diodi

50-trs



Questo perché il diodo ha una non linearità quadratica. 30 dB di dyn. range. Caratteristica exp → è poi fare un fitting logaritmo.
Non va bene per PAPR elevata.

Problemi dei p. motori

- torque
- mismatch ; principale problema

$$\text{CPL factor: } \propto (L - |Z|^2)$$

Si parla di η_e come: (eff. del pomerotore)

$$\hookrightarrow \text{CAL} \approx \eta_e (L - |Z_L|^2)$$

η_e dipende dalla ; $\eta_e \stackrel{\text{def}}{=} \frac{P_{\text{sub}}}{P_{\text{ref}}} \approx \frac{\text{potenza di sostegno}}{\text{potenza nella orbita del satellite}}$

Le DC e la RF sono distribuite in maniera diverse :

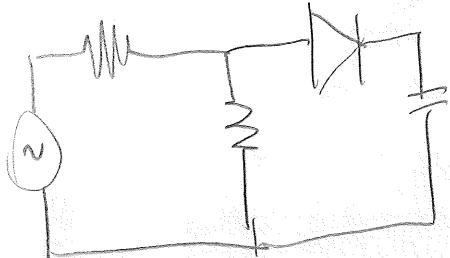
però non c'è hot spot.

$$\text{Inoltre, onde } \eta \text{ varia : } \eta = \eta(P) !$$

Sensori a diodi

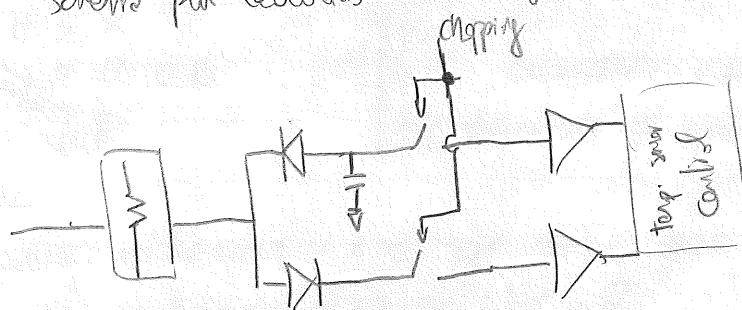
Un diodo ha una non linearità quadratica ed è veloce: da un
corto tempo si usa esso per misurare potere.

Il dynamic range è anche di 50 dB.



questo è uno schema elementare
per la misura

Uno schema più elaborato è il seguente:



Si ha un ponte con 2 diodi,
ciascuno per una delle 2 semicariche
(positive e negative), poi si
coppia e amplifica

Si fa un fitting logaritmico della caratteristica (esponente).

Nota: quanto visto finora non va bene con PAPP ≈ 50 dB.

Accuracy dei power meter

Vi sono diversi fattori che portano a problemi di accuracy; uno è il mismatch, ma
esso è rimediabile; per questo e altri errori sistematici, si può terpare.

- Zerodizing: posizionale lo "0" (per esempio in un punto balistotetico).
- CAL factor: terme da al 95%, dipende dal mismatch (dunque deve proporzionale a $|I - |I_{ref}|^2|$); data la misura, si divide per il CAL, e questa è la potenza da cercare. Spesso si solvono nella festosa. Dai grafici a più volte da 0.1 dB
di errore si già ottiene.

Effettuare del power meter:

$$\text{M.e.} = \frac{P_{\text{sub}}}{P_{\text{ref}}} \sim \text{potenza a frese freq. di sostituzione}$$

$$\Rightarrow \text{CAL} = K_B |I - |I_{ref}|^2|$$

Questo mi dipende dal fatto che $I = I_{\text{ref}}$ e a DC la distribuzione del calore è puramente
diversa. Ci sono 2 ref, "hot spot".

$$P_{\text{ref}, \text{D}, 0.9} \rightarrow P_{\text{ref}} = \text{sqrt}(0.9) \cdot \text{unc.} \cdot 0.1 \text{ dB}$$

$$P_{\text{ref}, \text{L}, 0.2} @ P_{\text{ref}} = 100 \mu\text{W} \quad (\text{al NIST}, 0.12\%)$$

VARIANDO POTENZA VARIABILE
E DUNQUÈ L'ADATTAMENTO

Noise figure mettersi

Si parla di misure di rumore. Il rumore si può quantificare come:

$$\frac{\sum N_{\text{out}}}{N_{\text{in}}} = \frac{G P_m}{G N_{\text{in}} + N_{\text{add}} G} = \frac{P_m}{N_{\text{in}} + N_{\text{add}}}$$

dove N_{add} è la potenza di rumore segnato dall'amplificatore ripartita all'ingresso.

$$\hookrightarrow \frac{\text{SNR}_m}{\text{SNR}_{\text{out}}} = \frac{N_m + N_{\text{add}}}{N_{\text{in}}} : \left[L_f \frac{N_{\text{add}}}{N_m} \right] = F \quad (\text{cifra di rumore})$$

Sapendo che:

$$S_{\text{disp}} m = k_B (T_0 + T_{\text{eq}}) \quad \text{dove } T_{\text{eq}} \text{ è la "temperatura eq. di rumore"}$$

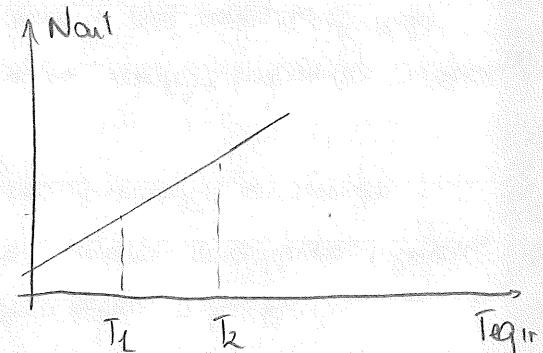
$$\hookrightarrow F_{\text{DUT}} = L_f \frac{N_{\text{add}}}{N_m} \cdot L + \frac{T_{\text{eq}}}{T_{\text{eq}}}, \quad L_f \frac{T_{\text{eq}}}{T_0}$$

Si può pensare che:

$$N_{\text{out}} = (N_{\text{in}} + N_{\text{add}}) G$$

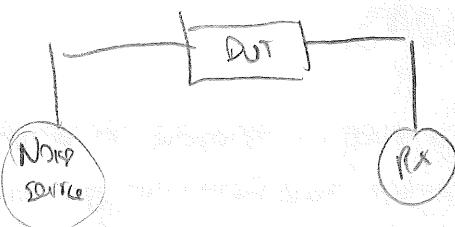
dal momento che:

$$N_{\text{out}} = G(N_{\text{add}} + k_B T_{\text{eq}} m)$$



Hot-cold method

Come si fa a fare le misure in pratica? L'idea è avere una sorgente di rumore, il DUT, e un ricevitore che misuri il solo rumore.



Si sa che:

$$F_{\text{DUT}} = L_f \frac{T_{\text{eq}}}{T_0}$$

C'è che si fa è, in qualche modo, generare rumore circa bianco; questo viene "acceso" e "spento", in modo da poter generare 2 diverse temperature di rumore; il generatore potrebbe essere un avalanche diode, controllata da un paracelio dell'ENR! Excess Noise Ratio:

$$\text{ENR} \triangleq \frac{N_{\text{on}}}{N_{\text{off}}} \quad (\text{questo in realtà è funzione della frequenza}).$$

Caratterizzazione di un transistor

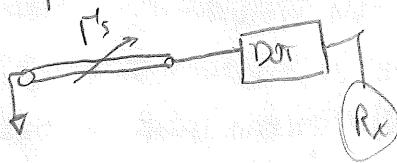
Si è parlato di F come di un paracelio che, se misurato, caratterizza un DUT sotto il punto di vista del rumore.



In vento), per un transistore, ciò non è sufficiente: un transistore va caratterizzato mediante parametri ≤ 0 , in alternativa, mediante parametri da essi derivati, 3 parametri:

$$\left. \begin{array}{l} F_{NIN} \rightarrow \text{alzo di rumore minimo (reale)} \\ P_{m\text{ opt}} \rightarrow \Gamma \text{ necessario per avere } F_{NIN} \\ g_n \rightarrow \text{conduttanza di rumore (reale)} \end{array} \right\} \Rightarrow F = f(F_{NIN}, P_{m\text{ opt}}, g_n)$$

In realtà, facendo una misura al variare di P_m , si può già caratterizzare il dispositivo. Dal momento che il Π_S ha elementi realsi, si può fare così:



usare Π_S per varcare Γ di rumore, e togliere il dubbio "metodo cold". Ma dobbiamo sapere quanto rumore è introdotto dal Rx.

Ci salvo il fatto che qua misurano rapporti, rapporti di potenza, dunque non stiamo misurando potenza assoluta di rumore; semmai però temperatura di riferimento. Tuttavia i transistor han F di 0,1, 0,2 dB, dunque questo non sono misurabili, ma stimabili e partite dalla parità reale di \geq . Toglia incertezza nelle misure. Di solito si fanno misure di rumore con VNA e spectrum.

Load Pull

Note introductive:

- Diverse domande di utilizzo, funzione del bias point della retta di conico;
- Uso di carichi armonici (resonatori): non molto elevati ($|H| \approx 1 @$ armonico).

Load alla fondamentale:

- Drain non direttamente accessibile (ci sono i parametri estrinseci del modello);
- Effetto ginocchio: la curva dei transistori è non V_I , ma V_D con un knee.
- Transistori con $S_{12} \neq 0$;
- Legge della misura (forno d'aria) al piano di riferimento.
- Non lavorando in ingresso.

Load pull: controllare le condizioni di conico alle porte di usata, al fine di misurare la migliore retta di conico rispetto a un certo parallelo da ottimizzare ($|H|_{\text{opt}} = \dots$). Esistono:

- Load pull tradizionale: alla fondamentale;
- Load pull alle armoniche.

Idea: per un certo insieme di condizioni si imponga un certo valore di conico, e per loro si scelga la P_{in} ; ottenendo un certo insieme di punti sulle CDS ; di questi si traccino dei plot, ottenendo sulle CDS delle curve di livello, indicanti il fatto che un certo parallelo è costante su quelle curve (il parallelo può essere la corrispondente a 1 dB, la $P_{\text{out max}}$ etc.).

Si può fare un "test di calibrazione": misurare, per un DUT, $\frac{S}{P_{\text{in}}}$, e poi misurare le curve per P_{in} basse. Per P_{in} crescenti, i cerchi a "parametro costante" degenerano nelle curve di Cripps.

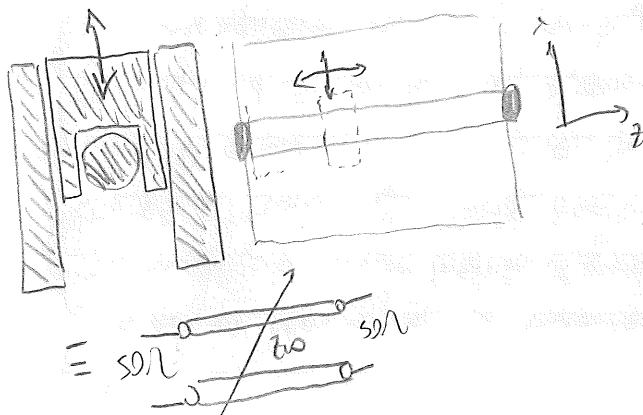
Le curve di Cripps si potrebbero prevedere in teoria, ma la presenza dei parassiti "sciupate" la cosa. In un modo per esempio, per rendere quasi tutto lineare, è anche quasi tutto la cosa. Un modo per determinare i parassiti è: prima prendere un die sconsigliato. Un modo per determinare i parassiti è: prima prendere un die senza il transistore, poi un transistore senza parassiti e così trovare i parassiti parassiti.

I bandi di load pull sono di 3 tipi:

- Basati su power meters / SVA;
- Basati su VNA;
- Basati su time domain measurements.

Load Pull Passivo

Si tratta di banchi di misura basati su carichi variabili passivi. Si tratta di "stab line": una linea di trasmissione in cui i due piani metallici, un conduttore centrale, e si sola una "camer", una "Bobina"!

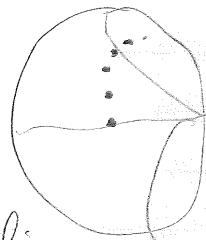


Lungo l'asse \hat{z} la struttura è una teiline; la z_0 della teiline varia a seconda della posizione della camer. Si ha:

$$\Gamma = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} \exp(-j\frac{2\pi}{\lambda} Z_0)$$

Una z_0 ma, avendo tutto reale, la base non subisce modifiche.

Ci si aspetterebbe un andamento di Γ di questo tipo, in pratica si ha quest'altra, e causa dello spazio di fringing.

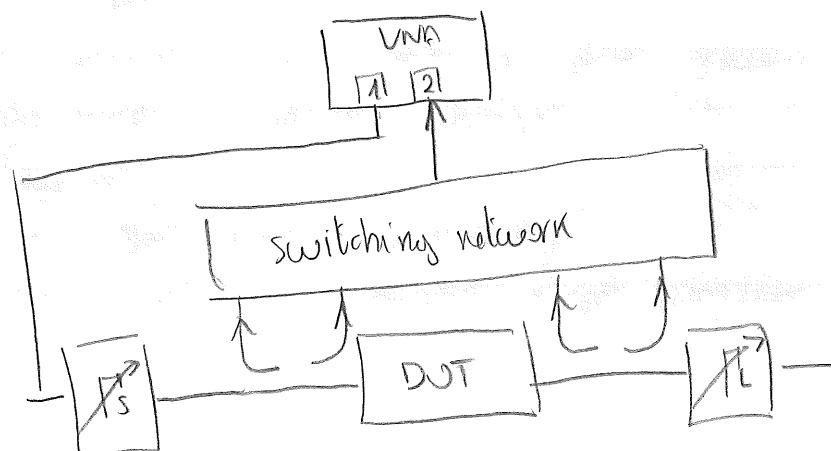
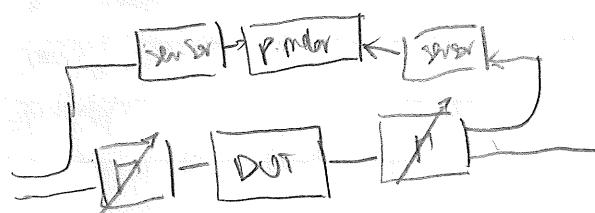


La "soluzione" è preconcentrare il tuner, ossia, dopo una misura preliminare sapere quel è il comportamento del tuner in ogni posizione.

\hookrightarrow I banchi di misura fanno basati sulla misura dei parametri \leq del tuner, e su un'elaborazione stabilità meccanica.

Banco di Load pull tradizionale:

Problema: i tuner modificano Γ , hanno perdite; e noi intendeva misurare i Γ del DUT! L'idea è quella di mettere i coupler tra DUT e Γ' : lo schema del Politecnico di Torino.

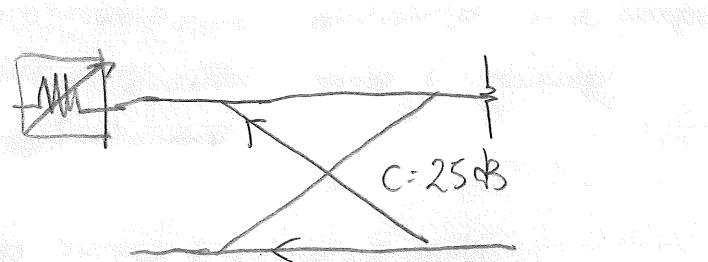


Questo schema concettualmente è buono, non sembra più servire la preconvenzione dei tuner, ma:

- come si fa a misurare la perdita?
- il γ' ha perduto; quel è il massimo γ' che posso portare al transibore? Le perdite limitano la regone della col S raggiungibile

Per far conti su ciò, si assume:

$$\Gamma_{\text{out,in}} = S_{11} + \frac{S_{12} S_{21} \Gamma_{\text{out}}}{1 - S_{22} \Gamma_{\text{out}}}$$



Una soluzione per la misura di perdite dovute più opportuna è:

Un C non esagerato, e un attenuatore variabile. Se no rischio di sprecare troppa dinamica. Vediamo che, con $C = 25 \text{ dB}$:

$$\hookrightarrow K = 10^{-\frac{25}{20}} = 0,056 \rightarrow \sqrt{1-K^2} \approx 0,998 \xrightarrow{\text{dB}} -0,013 \text{ dB}$$

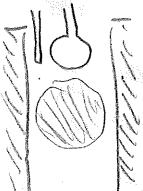
Problema: gli accoppiatori commerciali come ricorda perdono 0,1, 0,2 dB.

Essendo dipendente da $\exp(-j(2\pi f t))$, 0,2 dB significa 2,6 dB: $10^{-\frac{0,2}{20}} \approx 0,955$.

\hookrightarrow servono couplers con bassissime perdite di inserzione.

Wave probes

L'alternativa è: usare una proba per sentire il campo elettrico una spira per il campo magnetico o, avendo questa struttura TEM, E e H saranno ortogonali e misurando V e F si avrà una struttura "direttale".



Ma ciò misura V e F, non E e B.

Il modello per la misura per il VNA è uguale: sono entrambi (cavlier \rightarrow proba) lineari, ma critica può essere la durata, la permanenza della calibrazione: la sensitività rispetto al γ' potrebbe essere molto pessima. Con un coupler le misure non sono vicine a quelle vere, con la proba si deve passare per lo trasformatore a tensione/ corrente.

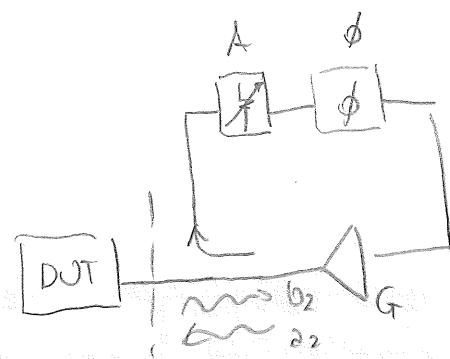
Active load pull

Uno schema completamente diverso per fare load pull è il seguente:

Dove:

$$z_2 = b_2 \cdot A \cdot G \cdot \exp(-j\phi) / C$$

In questo modo alla sezione traiettoriale posso avere $M = 1$, avendo $R \geq 1$ dopo il coupler.



Problemi:

- "G" deve essere molto buono: le potenze dell'active load pull sono da cui limitate.

↳ questo G deve essere almeno 10 volte più potente del DUT.

- il coupler attivo oscilla (v).

D'altra parte:

- è molto più veloce di uno elettromotore;
- non necessita precalibrazione;
- può essere esteso alle armature.

- è real time (la misura): questo coupler è dopo il measuring coupler.

Studiamo il discorso dell'oscillazione: per far ciò serve andare nel T:

$T = A \exp(-j\phi) G I$ dove I è l'isolamento: dove rimanere dentro dentro.

Dato il r della parte del DUT si può calcolare:

$$P_{max} = L^2 C A G \exp(-j\phi) \quad \text{dove } L^2 \text{ sono le perdite d'inserto e } C \text{ il coupling, per "usare" dei } L^2 = S_12 S_{21}$$

Ma:

$$D = \frac{I}{C} \quad \text{questo è la durezza del coupler.}$$

$$\rightarrow P_{max} = I - L^2 C A G \exp(-j\phi) \rightarrow \cancel{A G \exp(-j\phi)} = \frac{I}{L^2 C} \rightarrow I = L^2 C X$$

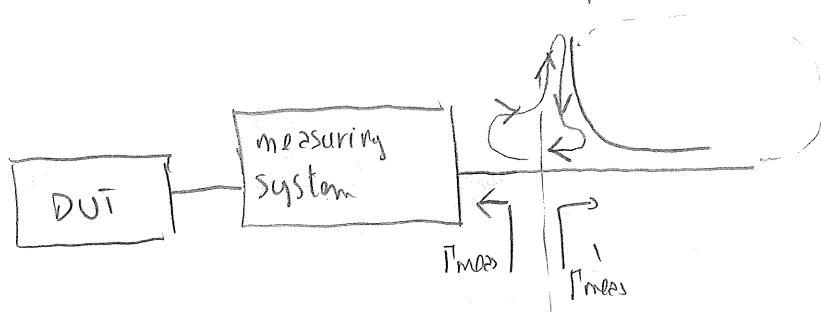
$$\text{al contrario: } T L I \rightarrow A \exp(-j\phi) G I L I \rightarrow I = \frac{L}{A G \exp(-j\phi)} \quad \text{è la condizione limite.} = \frac{L}{X}$$

$$\boxed{I = L^2 C X = P_{max}} \quad \text{ma } D = \frac{I}{C} = \frac{L}{X C} \rightarrow C = \frac{L}{X D}$$

$$\rightarrow P_{max} = \frac{L^2 \frac{L}{X D}}{\frac{L}{X}} = \frac{L^2}{D} \rightarrow \boxed{D > L^2} \quad \text{RIFERIMENTO}$$

$$\boxed{P_{max} = L^2 C X}$$

Questa è una condizione da rispettare ma non l'unica: così, il sistema osservabile avrà. Si deve far in modo che il modulo dei $2 M$, ovunque nel sistema, sia L . Il problema è questo loop:



In fatti:

$$P_{\text{meas}} = S_{11} + \frac{S_{12} S_{21} P_{\text{loop}}}{1 - S_{22} P_{\text{loop}}}$$

Se $P_{\text{loop}} = L$, $S_{12} S_{21} = L^2$, ha:

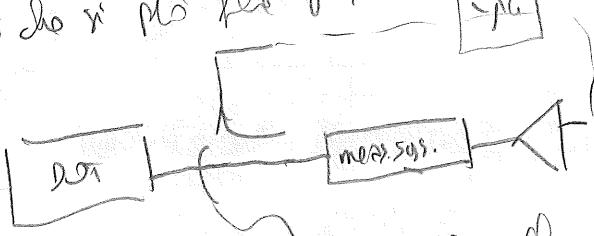
$$\hookrightarrow S_{11} + \frac{L^2 P_{\text{loop}}}{1 - S_{22} P_{\text{loop}}} = S_{11} + \frac{L^2}{1 - S_{22}}$$

Invece se $P_{\text{loop}} = L$, P_{meas} , quello che devo far vedere, è $L \times \frac{L}{L^2}$! Dunque,

$$P_{\text{meas}} \times P_{\text{loop}}^{-1} = \left(S_{11} + \frac{L^2}{1 - S_{22}} \right) \left(\frac{1}{L^2} \right) = \frac{S_{11}}{L^2} + \frac{1}{1 - S_{22}} \approx L + \frac{S_{11}}{L^2}$$

Sì è un parametro relativo al dispositivo, non alle perdite!

Ciò che si può fare è:



mettere il sistema di misura dentro l'anello! Ciò introduce le perdite nell'anello, e il loop sarà ora grande nello.

Si ha ancora il couper dell'anello, ma questo di solito ha perdite rosse $\approx 20\%$.

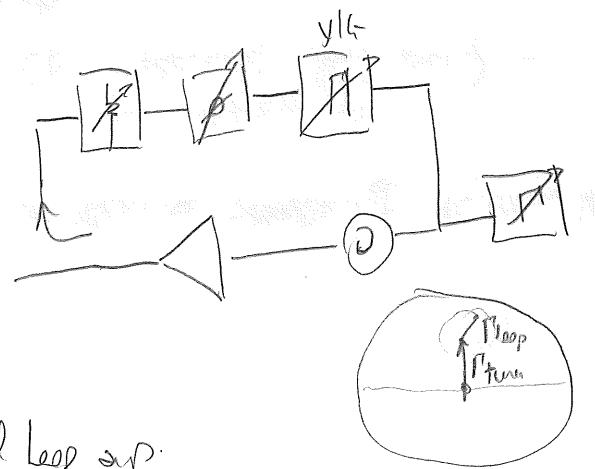
Di solito si mette un filtro YIG nell'anello, in modo che si abbia stabilità a ogni frequenza: si ottengono delle curve non usate. Ciò richiede però di controllare la fase del filtre.

Con uno YIG la banda è stretta, dunque si riesce solo a far misure OK, e non con corde e lunghe bandole.

Active loop + tuner (pretono + bootstrap + harmonie locali).

Esistono banci "misti", in cui si ricopre

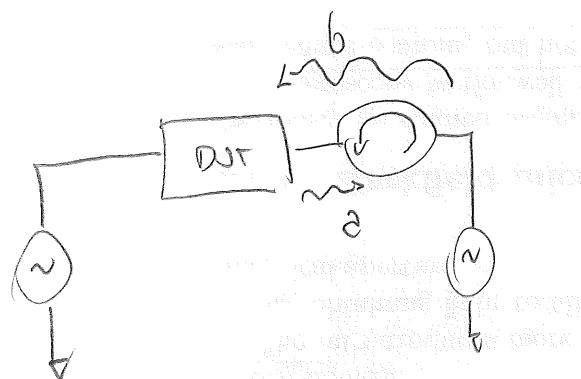
un active loop con un tuner: il filtri è dato dalla "Sigma" dei 2. Il tuner fa da pre-tuner, e poi il local sposta intorno al punto impostato. Ciò fa risparmiare anche 7 dBm sul Loop sup.



Note: per la m₁, si agisce sulla sorgente; ciò permette di vedere degli hot spot per cui la m₁ è ottima l'ipotesi.

Metodo Takayama

L'idea del metodo Takayama è la seguente:



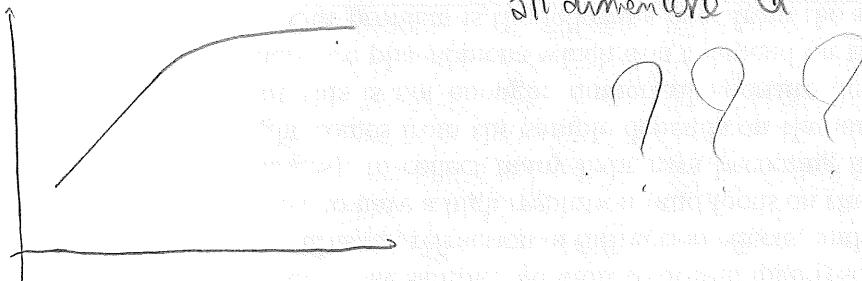
Si prende una sorgente, controllata in modulo e fase, sull'"usato", per ogni armonica; esse saranno sincronizzate in base al tempo.

Per un carico normale si ha:

$$b = M/a$$

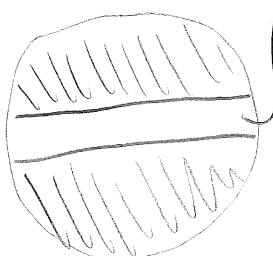
Il metodo Takayama permette di impostare b, quindi di vedere una certa impedenza. Si ha però un problema:

all'aumentare di



Si deve far attenzione, con queste impostazioni, a non uscire dalle c.d.s.

Si può avere coi transistori di potenza qualcosa come:



una regione di stabilità di questo tipo.
Si dovrebbero mappare i vari punti della c.d.s. in modo da coprire con una certa impostazione delle sorgenti, dove si va a finire ma ad un punto rischio ancora più grande.

Cd che si può fare con questo sistema è la "waveform engineering": sintetizzare il carico desiderato e usando un oscilloscopio sampling, modificare la forma d'onda ai primi due riferimenti del dispositivo.

Confronto (tabella) tra bad pull attivo e passivo. (Noori)

- Il bad pull passivo può regalare bene potenze elevate; quelli attivi no
(Colpo del rotolo quando in linea del Loop up)
- Progettare fixtures è più semplice dell'elliptic; nel passivo si corre il rischio di andare fuori dalle cd\$, perché non si fa la correttura per ogni frequenza, ma solo alla fondamentale! Nell'attivo c'è lo YIG.
- Più difficile nel passivo prevedere l'impedenza; avrebbero corallazioni del tuner
- Il bad pull attivo andrà più facile nel attivo: basta spostare lo YIG.
- Il range di tango è maggiore nel attivo
- È molto più veloce l'echo
- È (attivo) più vicino a misure time domain e le informazioni + qualitative
- È più stabile il meccanico (passivo)

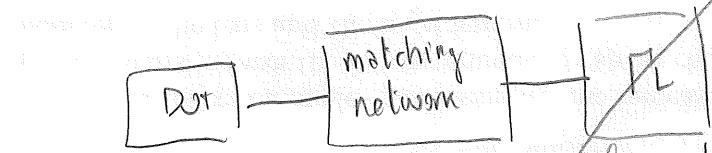
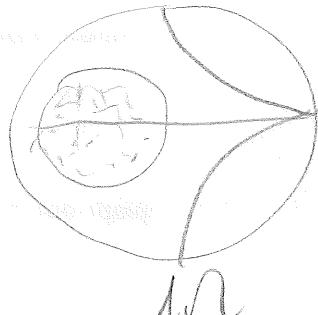
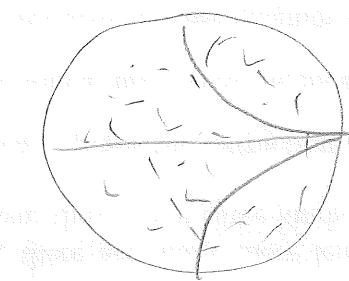
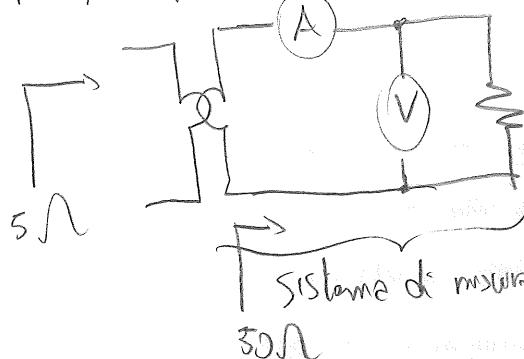
Il passivo ha dunque 2 vantaggi (1 dei quali rimondabile):

- gestisce potenze più elevate (non c'è più far nullo)
- ha meno problemi di stabilità

A parte ciò, regalo l'attivo.

Fixtures

Il sistema di misura è a 50Ω , il transitor è $1 \frac{1}{2} \div 5$; ciò che si può fare per far "parlare bene" i due è ciò: ciò si fa in pratica, ridisegnando le reti di adattamento.

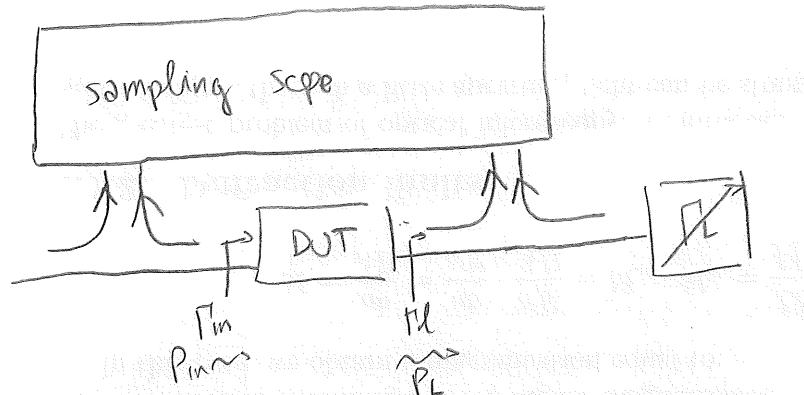


L'idea è:

Dove il carico variabile è passivo o attivo; meglio attivo, perché, essendovi lo VNA che stringe la banda, il rischio di instabilità è minore.
che stringe la banda, il rischio di instabilità è minore.
che stringe la banda, il rischio di instabilità è minore.
Inoltre dato un carico passivo anche precorrettato, esso è stato coattornato alla bandonibile, non alle ammucchi e il comportamento potrebbe cambiare completamente.

Non Linear VNA

L'ultima tecnica riguarda la misura della forma d'onda nel dominio del tempo: ottimo qualitativamente, pessime quantitativamente. Lo schema di principio potrebbe essere:



Vogliono misure:

P_{in} , P_{out} , T_{out} ; P_{out} .

Questo significa misure
di: b_1, b_2, b_3 .

Supponiamo di fare la misura; ciò che abbiamo sono misure di un sampling scope durante nel dominio del tempo t ; per calibrare ci servono i passori!

Ciò che si fa è:

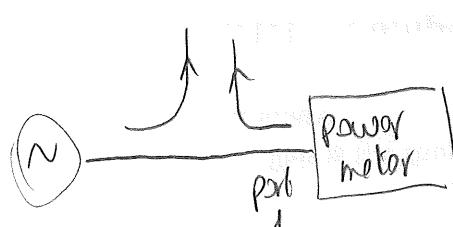
$\underline{M}_{\underline{z}(t)} = \underline{z}(t)$ dove \underline{z} sono l'insieme delle misure/campioni (in $f(t)$).
Tipo harm. balance: \underline{M} è la matrice di passaggio $t \rightarrow f$, una matrice di semi/coseni.

Si può dunque:

$$\begin{bmatrix} z_1 \\ z_2 \\ \vdots \\ z_n \end{bmatrix} = \underline{M} \begin{bmatrix} b_{11} \\ b_{12} \\ \vdots \\ b_{n1} \end{bmatrix}$$

per trovare, dobbiamo determinare \underline{M} .

Proviamo a parlare! Per esempio, n'è più vedere ciò:



Per ora non ho le basi!

Da qua si trovano $b_{11}, b_{12}, b_{12}, b_{21}$; usando questa configurazione mettendo un power meter sull'una porta (1), ottopre $|b_{11}|$! Serve inoltre anche misurare b_{12} e b_{21} , poiché non stiamo misurando rapporti!

Ciò che ci serve è:

$$z(t) = \sum_n a_n \cos(n \omega_0 t + \phi_n)$$

dove ϕ_n è incognita, per ora.

Le misure di fase non servono: il PLL locka la differenza di fase, ma a un valore aleatorio! Si deve avere ϕ_n con un significato ossia riferito alla base tempi!

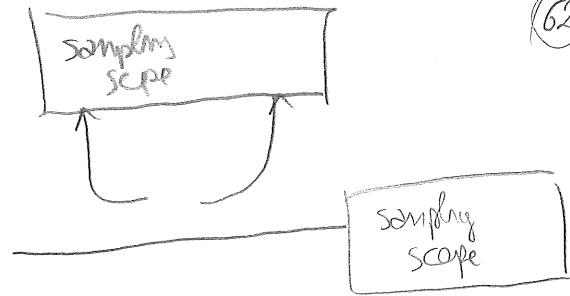
→ CI SERVONO ALLE VARIE MISURE, UN RIFERIMENTO DI FASE.

2 problemi:

- ottenere un riferimento di fase;
- misurare la fase rispetto a esso.

Il riferimento di fase si può trovare:

metto un altro s. scope al posto del power meter, e misuro la fase tra i 2 strumenti: questo sarà $\angle \varphi_{10}$.



Metodo per la determinazione del rapporto di tensione

metto una resistenza nel circuito parallelo al generatore, e misuro la tensione in corrispondenza della resistenza.

metto un altro s. scope al posto del generatore, e misuro la tensione in corrispondenza della resistenza. Il rapporto di tensione è dato dalla divisione della tensione misurata in corrispondenza della resistenza per quella misurata in corrispondenza della resistenza.

Per esempio: se la tensione misurata in corrispondenza della resistenza è di 100 V, e quella misurata in corrispondenza del generatore è di 200 V, allora il rapporto di tensione è 0,5.

Per determinare questo rapporto bisogna misurare la tensione in corrispondenza della resistenza.