



Corso Luigi Einaudi, 55 - Torino

Appunti universitari

Tesi di laurea

Cartoleria e cancelleria

Stampa file e fotocopie

Print on demand

Rilegature

NUMERO : 269

DATA : 05/03/2012

A P P U N T I

STUDENTE : Asiatici

MATERIA : Strumentazione e Sistemi di Misure

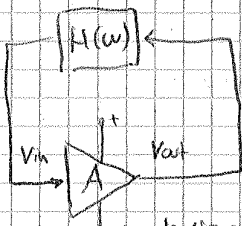
Prof. Ferrero

Il presente lavoro nasce dall'impegno dell'autore ed è distribuito in accordo con il Centro Appunti.

Tutti i diritti sono riservati. È vietata qualsiasi riproduzione, copia totale o parziale, dei contenuti inseriti nel presente volume, ivi inclusa la memorizzazione, rielaborazione, diffusione o distribuzione dei contenuti stessi mediante qualunque supporto magnetico o cartaceo, piattaforma tecnologica o rete telematica, senza previa autorizzazione scritta dell'autore.

**ATTENZIONE: QUESTI APPUNTI SONO FATTI DA STUDENTIE NON SONO STATI VISIONATI DAL DOCENTE.
IL NOME DEL PROFESSORE, SERVE SOLO PER IDENTIFICARE IL CORSO.**

Oscillazioni

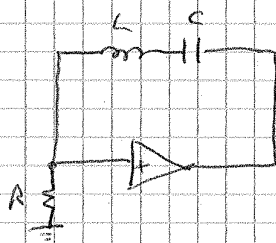
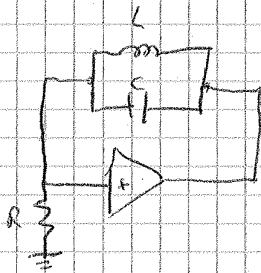


retroazione positiva

tensione di alimentazione, fornisce energia al sistema \Rightarrow l'oscillatore converte una continua in una frequenza ω_0

La frequenza di oscillazione è quella tale da avere $AH(\omega) > 1$.

Possibili reti $H(\omega)$:



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

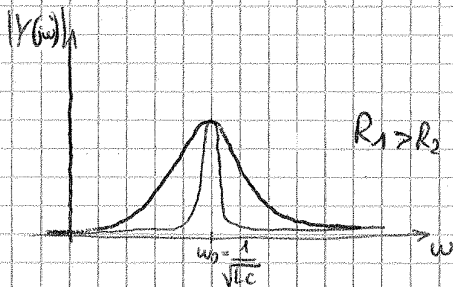
In realtà ogni elemento reattivo ha una resistenza parassita, quindi p.e.s. nel risonanza serie si aggiunge una R in serie a L e C, che provoca delle perdite energetiche che si manifestano sotto forma di un allargamento della campana di

$Y(s)$:

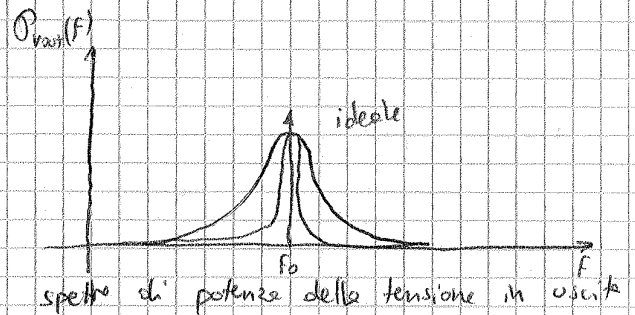


$$Z(s) = \frac{s^2 LC + sRC + 1}{sC}$$

$$Y(s) = \frac{sC}{s^2 LC + sRC + 1}$$



$$R_1 > R_2 \Rightarrow$$



La qualità dell'oscillatore è legata al fattore di qualità Q:

$$Q = \frac{\text{potenza reattiva}}{\text{potenza attiva}} = \omega_0 \frac{L}{R} = \frac{f_0}{B_{3dB}} = \frac{f_0}{\Delta f}$$

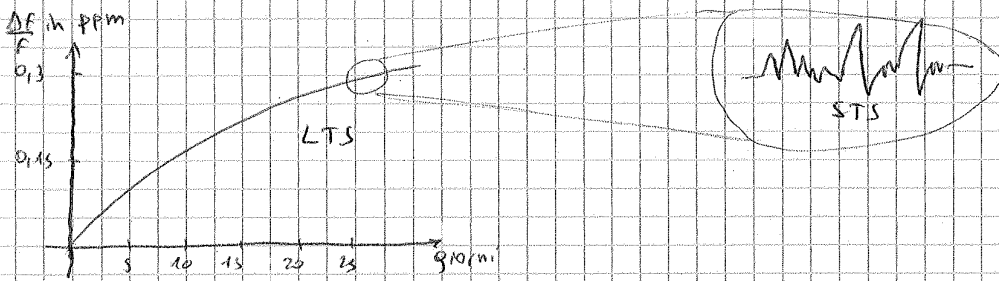
definizione valida per qualsiasi sistema oscillatore

circuito risonante serie

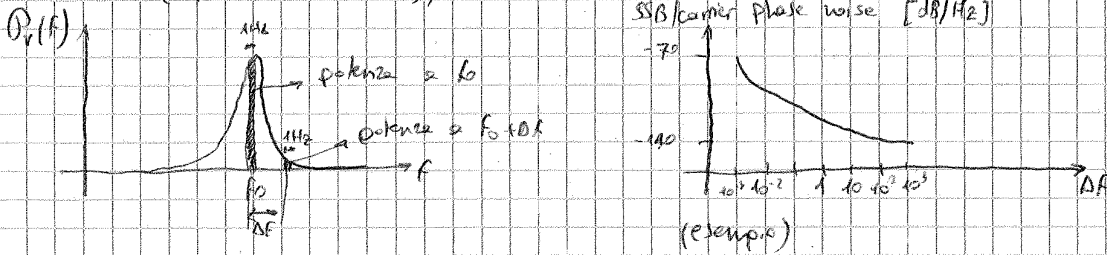
riferito a $P_{out}(F)$

B_{3dB} può essere interpretata come un'incertezza sulla frequenza d'uscita

f_0 crescente a parità di banda \Rightarrow Q crescente

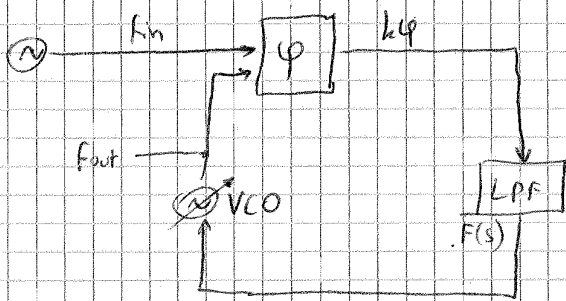


L'SSB carrier phase noise permette di quantificare la stabilità di un oscillatore: è il rapporto in dB tra la potenza a f_0 e la potenza a $f_0 \pm \Delta f$ su una banda fissa (tipicamente 1 Hz), calcolata su un solo lato della gaussiana (Single Side Band).



Anche la temperatura influisce su f_0 : i TCXO (temperature controlled crystal oscillator) sono quartz con una resistenza interna che permette di mantenere stabile la loro temperatura (tipicamente 70°C) per non subire gli effetti di fluttuazioni di temperatura esterne.

PLL (Phase Lock Loop)



Il comparatore di fase produce una continua proporzionale allo sfasamento tra v_{in} e v_{out} ; questa continua pilota il VCO in modo da variare f_{out} in modo da eliminare la fase istantanea tra v_{in} e v_{out} , cioè anche $f_{in} = f_{out}$.

Il PLL si comporta come un BPF: $H(s) = \frac{k_f(s)}{s+k_f(s)}$

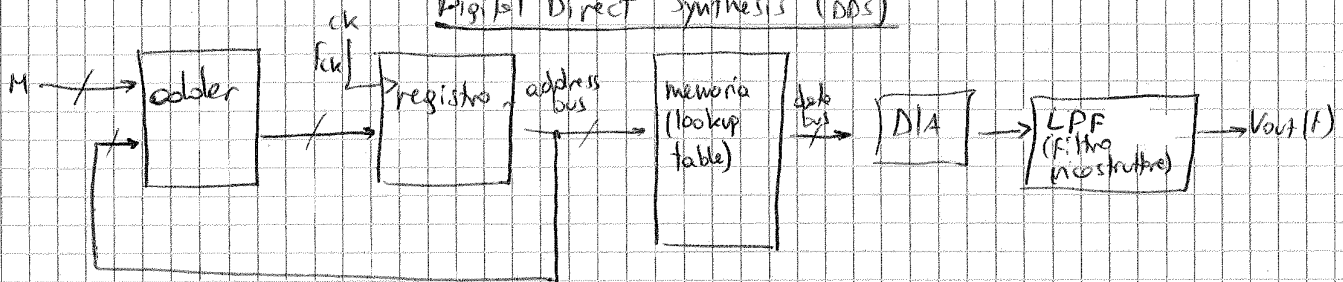
VCO (Voltage Controlled Oscillator)

È un oscillatore la cui frequenza dipende da una tensione, come ad esempio il voltmetro a singola integrazione.

Si può ottenere un VCO anche da un oscillatore LC con un diodo varicap come capacità controllata in tensione. Il limite principale è la banda raggiungibile: poiché C non varia più del 10-20%, $\frac{\Delta f}{f} < 5-10\%$.

Frequency hopping: tempo richiesto per variare frequenza di uscita. M ed N non possono infatti variare troppo rapidamente altrimenti il segnale in uscita dal comparatore di fase potrebbe uscire dal filtro, facendo perdere l'aggancio del PLL.
 Il frequency hopping dipende quindi dallo banda del filtro.

Digital Direct Synthesis (DDS)



La memoria contiene 2^n campioni di un periodo di $\sin(x)$; il registro riporta in uscita la parola binaria che ha in ingresso, ad ogni colpo di clock.

$$T_{out} = \frac{2^n}{M} T_{ck} \Rightarrow \boxed{f_{out} = \frac{M}{2^n} f_{ck}}$$

$$\boxed{\Delta f_{out} = \frac{f_{ck}}{2^n}}$$
 passo M frequenza

$$M_{max} = 2^{n-1} \Rightarrow \boxed{f_{max} = \frac{f_{ck}}{2}}$$
 Frequenza massima (per soddisfare il criterio di Nyquist)

Frequenze spurie

Poiché la ricostruzione non può essere fatta con un treno di $\delta(t)$ ma solo con un treno di porte, il segnale in uscita è inevitabilmente affetto da aliasing.

Le spurie sono localizzate a $\boxed{f = \pm n f_{out} \pm m f_{ck}}$; la più alta è a $f_{ck} - f_0$ ed è detta immagine.

A causa dell'aliasing conviene che il filtro ricostruttore abbia $f_c = f_{ck}$, quindi per evitare eccessivo distorsione conviene avere $\boxed{f_{out} \leq \frac{f_{ck}}{3}}$.

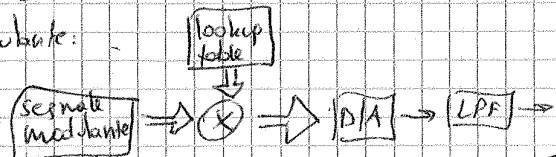
Il numero di spurie inoltre cresce quando $\frac{f_{ck}}{f_{out}}$ è un numero intero ($M=2^n$).

Frequency hopping molto migliore che nella sintesi diretta ma comunque limitato dalla presenza dell' LPI, che rallenta il sistema.

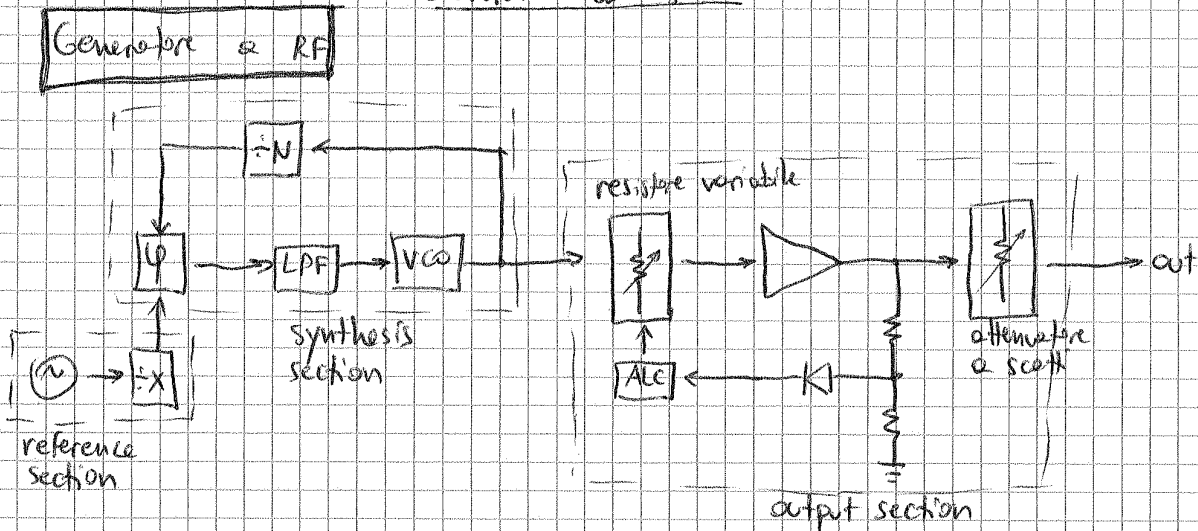
Applicazioni del DDS

Modulazione FM/PM: facendo variare M in base al segnale modulante

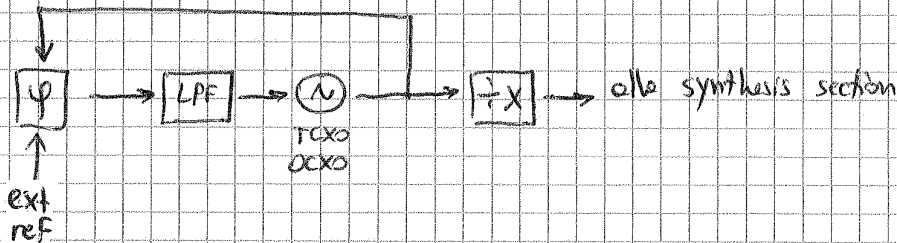
Modulazione AM: attraverso moltiplicazione digitale tra gli valori in uscita dalla lookup table e i campioni del segnale modulante:



Generatori di segnale



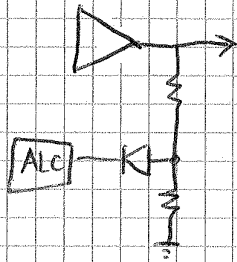
Reference section alternativa, con riferimento esterno opzionale:



In ogni caso il divisore $1/X$ permette di migliorare l' $\frac{1}{N}$ del segnale di riferimento che piloterà la sezione di sintesi.

Output section:

ALC = Automatic Level Control



← questa rete preleva una parte della tensione d'uscita col partitore; il diodo si comporta come un sensore di picco e quindi il picco del segnale d'uscita viene utilizzato per pilotare il resistore variabile a monte dell'amplificatore. Questo sistema di feedback permette

quindi di avere un segnale con ampiezza costante a monte dell'attenuatore a scatti su cui agisce l'operatore per variare l'ampiezza del segnale d'uscita.

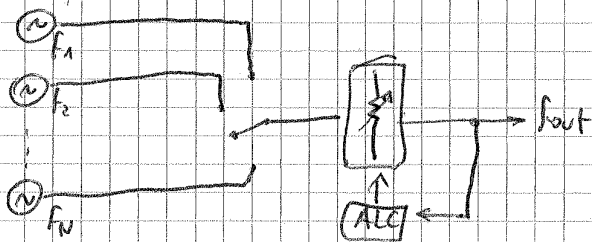
~~XXXXVII~~

ndati.

Come condensatore si usa tipicamente un diodo; la capacità dev'essere piccola per potersi caricare in fretta nel breve $t_a \Rightarrow$ diodo piccolo \Rightarrow piccola ampiezza del segnale, per non bruciare il diodo.

Classificazione sintetizzatori a microonde

- 1) Single band fundamental: genera direttamente (con un oscillatore) un'unica frequenza
- 2) Single band multiplier: la frequenza d'uscita è ottenuta tramite moltiplicazione della frequenza d'ingresso. L'oscillatore può essere più semplice (non VCO) ma la moltiplicazione di frequenza riduce l'is. Utilizzato per onde millimetriche.
- 3) Multi band fundamental: più oscillatori generano più frequenze:



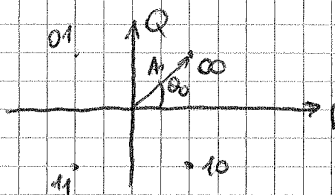
- 4) Multi band multiplier: più oscillatori generano più frequenze, a loro volta moltiplicate

Modulazioni digitali (fase e ampiezza)

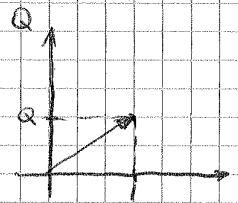
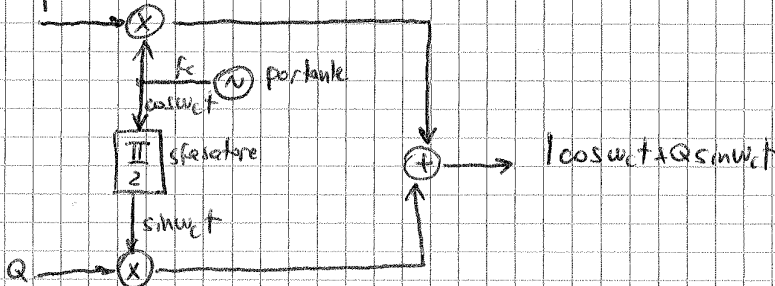
Ad ogni n-upla di bit è associato una fase e un'ampiezza, ottenibili variando l'ampiezza di una sinusoidale in fase (I) e una in quadratura (Q)

\Rightarrow IQ modulator

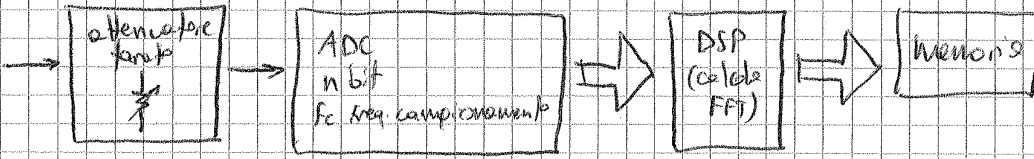
es. QPSK



Modulatore IQ:



Analizzatore di spettro FFT



elevata risoluzione \Rightarrow molti campioni \Rightarrow maggior tempo di acquisizione \Rightarrow tempo di scansione lento

Analizzatori di spettro a eterodina

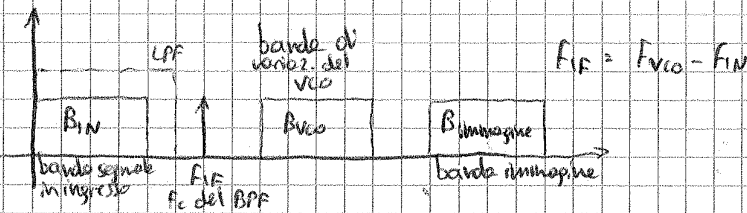
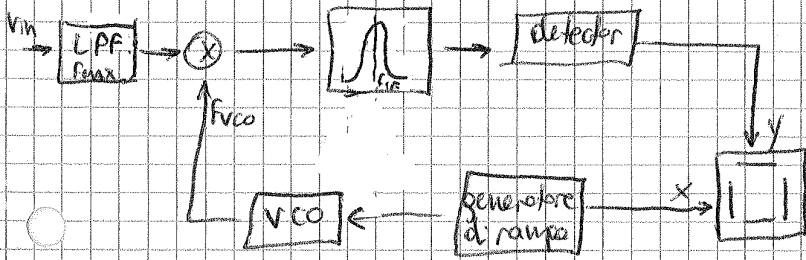
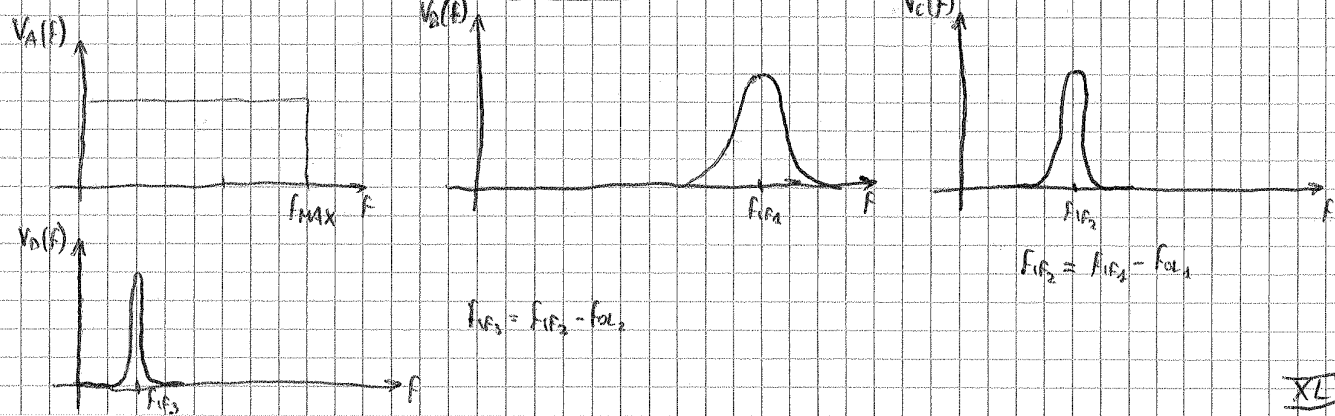
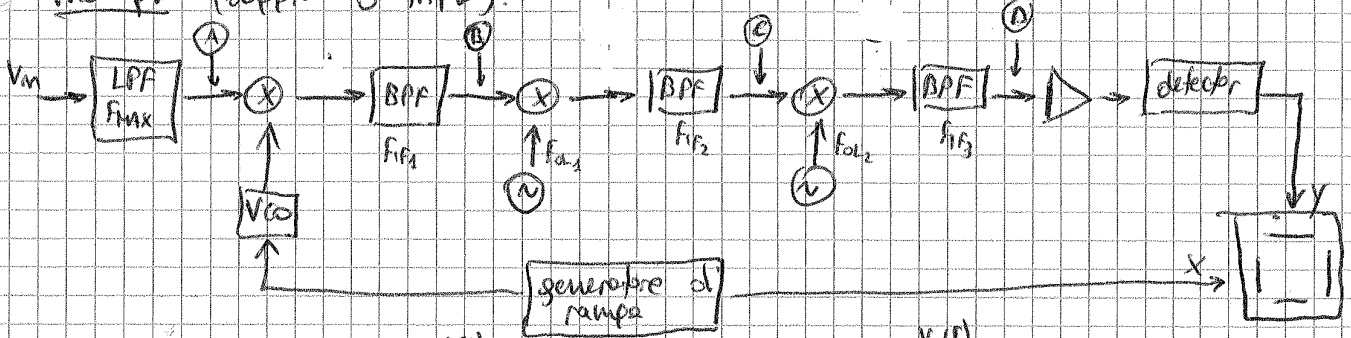


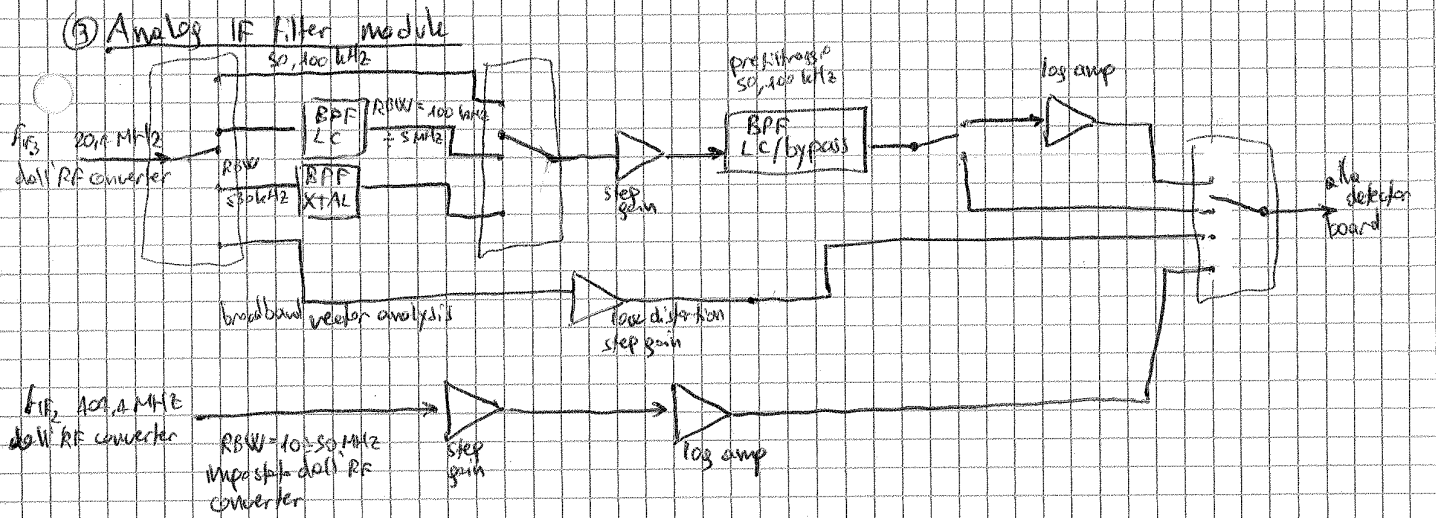
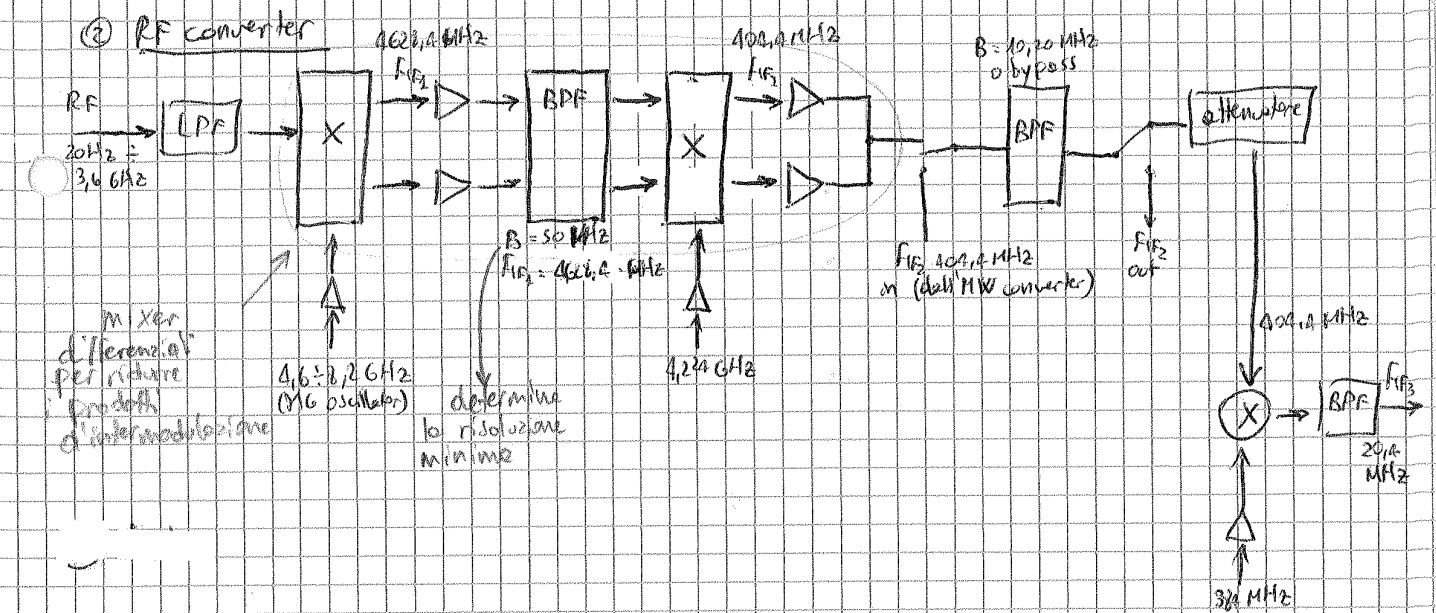
immagine: f_{in} tali che $f_c = f_{in} - f_{c0}$, con l'LPF queste frequenze vengono tagliate e quindi non contribuiscono all'ampiezza del segnale a $f = f_{in}$.

La risoluzione è determinata dalla banda del BPF. Per avere alte risoluzioni ad alte frequenze senza dover avere ω troppo elevati si realizza una conversione

multiple (doppia o tripla):



XLI



- RBW variabile da 1 Hz a 20 MHz a passi 1/2/3/5:
- $\geq 10 \text{ MHz}$: selezionata dall' RF converter, viene amplificata la F_{IF2} a 402.4 MHz
 - 100 kHz \pm 5 MHz: filtri LC
 - 10 Hz \pm 100 kHz: filtri digitali nella detector board si effettuano comunque Allpass per non saturare l'A/D e per eliminare il problema dell'aliasing, ottenendo un segnale a banda stretta:
 - 50, 100 kHz: filtro LC a circa 400 kHz
 - $\leq 30 \text{ kHz}$: filtri a XTAL 2,5 \pm 70 kHz
- Log amp: per amplificare in scala logaritmica

XIII

Caratteristiche generali degli analizzatori di spettro a eterodina

- la velocità dipende dalla risoluzione
- l'accuratezza in frequenza dipende dall'accuratezza del campione di tempo (tipicamente oscillatore al quarzo) → molto alta
- l'accuratezza in ampiezza dipende dall'accuratezza in ampiezza della sinusoide prodotta dall'oscillatore locale → base. Valori tipici: $\pm 1 \pm 1.5 \text{ dB}_m$, anche se possono essere indicate molte più cifre (alta risoluzione ma bassa accuratezza).

L'analizzatore di spettro è quindi ideale per visualizzare qualitativamente lo spettro di potenza, non per misurare valori assoluti di potenza.

Caratterizzazione della distorsione

Total Harmonic Distortion (THD)

P_0 = potenza armonica fondamentale

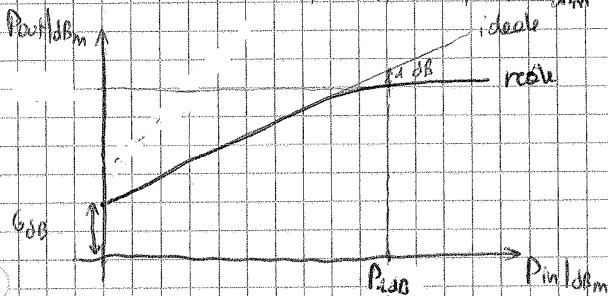
P_i = potenze i-esime armonica

$$THD = \sqrt{\frac{\sum_{i=2}^n P_i}{P_0}}$$

1 dB compression point (P_{1dB})

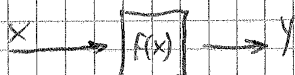
G = guadagno di potenza

Idealmente $P_{out} = P_{in} G$, $P_{out, 1dB} = P_{in, 1dB} + G_{dB}$



L'1 dB compression point è il punto in cui l'uscita è 1 dB inferiore a quella che si avrebbe se il sistema fosse lineare e non distorto.

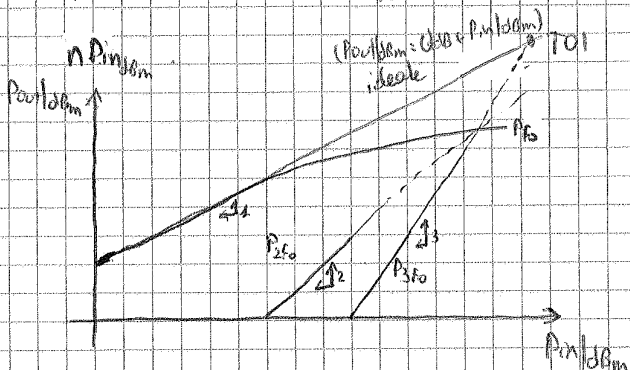
Third Order Intersection (TOI)



Sistema lineare: $y = a_0 x$

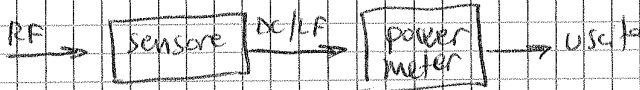
Sistema non lineare: $y = a_0 x + a_1 x^2 + a_2 x^3 + \dots$

I termini non lineari x^n introducono armoniche n-esime che in dB_m crescono come



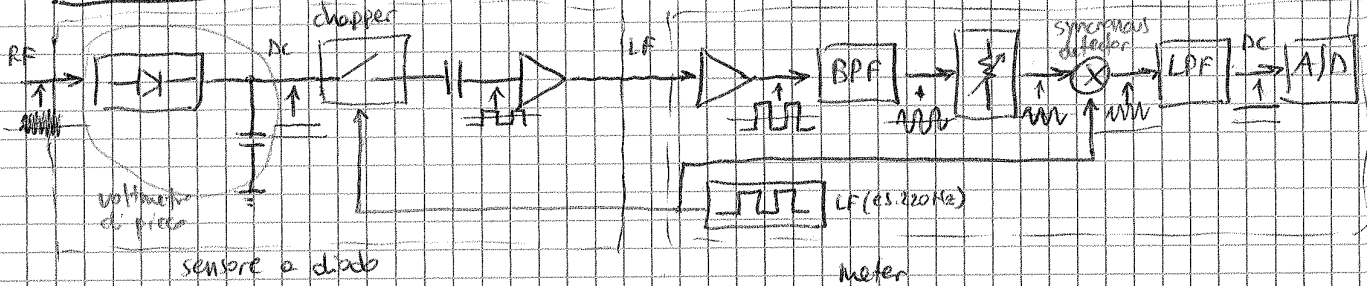
Il TOI è il punto in cui, idealmente, la potenza dell'armonica di ordine 3 è pari alla potenza della fondamentale. Maggiore è il TOI migliori sono le prestazioni.

Power Meter



Il power meter misura potenza a RF. Esistono diversi sensori a seconda dell'intervallo di potenze da misurare:

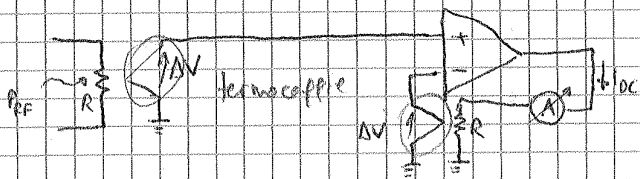
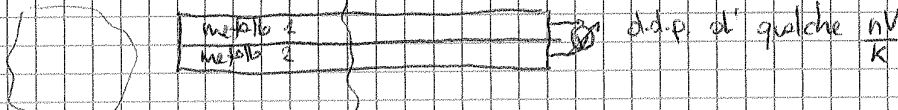
Sensore a diodo



La continua estratta dal voltmetro a picco viene convertita in AC (choppata), amplificata e quindi riconvertita in DC. In questo modo si possono rilevare tensioni molto piccole (dell'ordine dei 100 nV) senza effetti di offset, non avendo amplificatori in DC.

Termocoppie

Per potenze superiori si utilizza una coppia di opportuni metalli (p.es. rame e costantana) che tramite effetto Seebeck operano una conversione diretta da effetto termico (dovuto alla P_{RF}) a effetto elettrico (in DC):



L'operazione impone uguali le due ΔV , ovvero le temperature dei due resistori: misurando I_{DC} all'equilibrio si può risalire a P_{RF} (principio analogo del voltmetro a zero calore efficace).

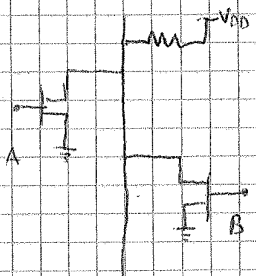
Il GPIB/HPIB, poi standardizzato nell'IEEE 488, definisce solo layer fisico e protocollo:

i livelli più alti hanno così potuto evolversi nel tempo.

Velocità: 1 Mbit/s

Connettere sia maschio che femmina per collegare più dispositivi senza necessitare di un hub

Tutti i dispositivi si collegano al bus in parallelo secondo la logica TTL (0-5V) open collector negativo (0 = asserzione, 1 = negazione).



transistor spento \Rightarrow dal bus si vede un'alta impedenza (il transistor non interferisce sul bus)

transistor acceso \Rightarrow corto circuito \Rightarrow il bus è posto a massa \Rightarrow il bus è 0, 1 se e solo se tutti i transistor sono spenti

Il numero massimo di dispositivi collegabili contemporaneamente è 31, ma praticamente è non più di 250.

Linee del bus

24 linee:

- 8 GND
- 8 di dati (DIO1-8)
- 8 di comandi:

riguardano il handshake

- DAV (data valid): asserito dal talker quando il dato sul bus è valido
- NRFD (not ready for data): asserito dal listener quando non pronto a ricevere il dato, la linea è a 1 solo quando tutti i listener lo negano
- NDAC (not data accepted): asserito dal listener finché non hanno concluso la scrittura del dato letto
- ATN (attention): asserito dal controller quando invia un comando anziché un dato
- IFC (interface clear): asserito dal controller per resettare l'intero sistema
- REN (remote enable): asserito dal controller per abilitare gli strumenti alla programmazione remota
- SRQ (service request): asserito da un dispositivo che intende richiedere l'attenzione del controller (analogo ad un interrupt)
- EOI (end or identify): se ATN è asserito serve per il polling parallelo, se ATN è negato viene asserito dal talker per indicare il termine di un messaggio multibyte (invece di utilizzare un "tappo", poco efficiente)

Comandi:

- 00 control
- 01 listener
- 10 talker
- 11 non utilizzato

Comandi universali:

10111111 (listen all'indirizzo 31): UNListen

11011111 (talk all'indirizzo 31): UNTalk

Mettono in idle rispettivamente listener e talker.

Alcuni comandi di controllo (00x):

- GET (Group Executive Trigger): gli strumenti listener eseguono la misura (permette di sincronizzare le misure) - 0001000
- SDC (Selected Device Clear): resetta i buffer di comunicazione del listener, per prevenire eventuali perdite di sincronizzazione - 0000100
- GTL (Go To Local): termina la modalità remoto del dispositivo listener, ovvero il dispositivo diventa controllabile dal pannello frontale anziché dal bus - 0000001

Polling seriale

È il meccanismo con cui il controller identifica il dispositivo che ha attivato SRA.

- 1) uno o più dispositivi attivano la linea SRA
- 2) il controller effettua una chiamata ad una procedura di gestione dell'SRA, dopo aver salvato lo stato del sistema in modo da ripristinarlo alla fine della procedura stessa
- 3) il controller invia un comando SRE (Serial Polling Enable), che comunica agli strumenti che, non appena diventeranno talker, dovranno inviare il loro STA (Status Byte), in cui almeno un bit indica se è stato richiesto servizio
- 4) il controller interroga i dispositivi uno a uno finché non trova qualcuno che richiede servizio
- 5) il controller invia un SPD (Serial Polling Disable), che annulla l'effetto di SRE

es:

- | | |
|------------------|----------|
| n) → SRA | c) → UNT |
| c) → SRE | ⋮ |
| c) → TACK 1 | ⋮ |
| 1) → STB sul bus | c) → SPD |
| c) → UNT | |
| c) → TALK 2 | |
| 2) → STB sul bus | |

Poiché in presenza di più modi la propagazione diventa molto complessa e irregolare (combinazione lineare di frequenze diverse), tutti gli strumenti a microonde sono monomodali, ovvero lavorano solo sul modo principale. La frequenza di taglio di un cavo è quindi la frequenza di taglio del 1° modo superiore, ed è determinata dalle dimensioni geometriche della sezione del cavo.

Il modello equivalente della linea è infatti più propriamente il modello di una struttura monomodale.

Forma del campo elettrico trasversale in una linea:

$$E_T(z, \rho) = \sum V_i(z) e_{i_T}(\rho) \quad (i = \text{modi})$$

z = variabile longitudinale

ρ = variabile vettoriale trasversale

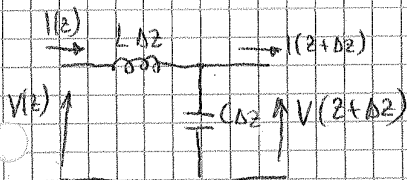
In una guida rettangolare, solo il 1° modo

$$E_T = V(z) \sin\left(\frac{\pi x}{a}\right) \hat{y}$$



$V(z)$ è il termine che tiene conto della propagazione longitudinale ed è il termine importante da studiare

Equazioni dei telegrafisti (senza perdite)



(Si intendano sempre i fasori associati alle varie grandezze)

$$\begin{cases} I(z+\Delta z) = I(z) - j\omega C \Delta z V(z+\Delta z) \\ V(z+\Delta z) = V(z) - j\omega L \Delta z I(z) \end{cases}$$

$$\begin{cases} \frac{I(z+\Delta z) - I(z)}{\Delta z} = -j\omega C V(z+\Delta z) \\ \frac{V(z+\Delta z) - V(z)}{\Delta z} = -j\omega L I(z) \end{cases}$$

$$\Delta z \rightarrow 0 \quad \begin{cases} \frac{\partial I(z)}{\partial z} = -j\omega C V(z) \\ \frac{\partial V(z)}{\partial z} = -j\omega L I(z) \end{cases}$$

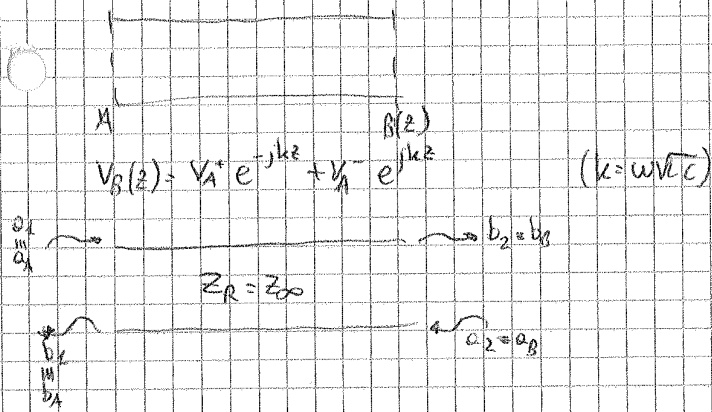
$$\begin{cases} V(z) = V_0^+ e^{j\omega \sqrt{LC} z} + V_0^- e^{-j\omega \sqrt{LC} z} \\ I(z) = I_0^+ e^{j\omega \sqrt{LC} z} - I_0^- e^{-j\omega \sqrt{LC} z} \end{cases}$$

termine progressivo

termine regressivo

$$Z(z) = \frac{V(z)}{I(z)}$$

Matrici di scattering di una linea di trasmissione



$$\begin{cases} b_B = a_A e^{-jkz} \\ b_A = a_B e^{jkz} \end{cases} \quad \begin{cases} b_A = S_{11} a_A + S_{12} a_B \\ b_B = S_{21} a_A + S_{22} a_B \end{cases}$$

$$S_{11} = \left. \frac{b_A}{a_A} \right|_{a_B=0} \quad S_{12} = \left. \frac{b_A}{a_B} \right|_{a_A=0} \quad S_{21} = \left. \frac{b_B}{a_A} \right|_{a_B=0} \quad S_{22} = \left. \frac{b_B}{a_B} \right|_{a_A=0}$$

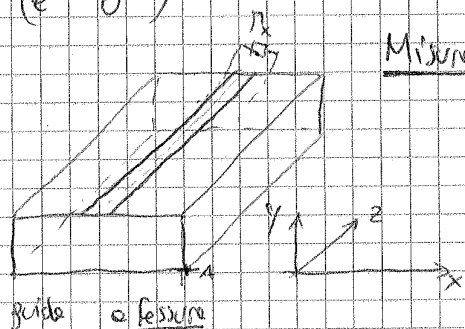
S_{11} : $a_B=0 \Leftrightarrow$ niente onda riflessa dalla porta B \Rightarrow porta B terminata su Z_0
 $\Rightarrow b_A=0 \Rightarrow S_{11}=0$

Analogamente $S_{22}=0$

$$\begin{aligned} b_A = a_B e^{-jkz} &\Rightarrow S_{12} = e^{-jkz} \\ b_B = a_A e^{jkz} &\Rightarrow S_{21} = e^{jkz} \end{aligned}$$

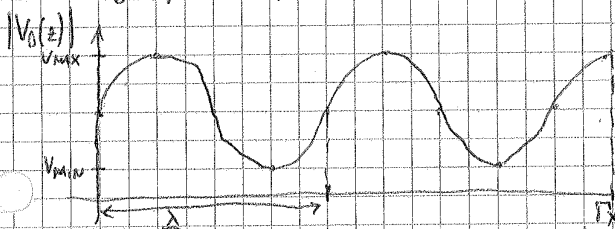
$$S = \begin{pmatrix} 0 & e^{jkz} \\ e^{-jkz} & 0 \end{pmatrix}$$

Misura di Γ con rosmetro

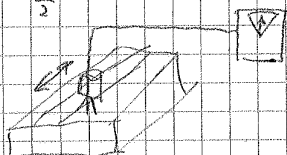


guida a fessura
 In qualsiasi sezione B della guida a distanza z: $V_B(z) = V_A^+ e^{-jkz} + V_A^- e^{jkz} = V_A^+ e^{jkz} (1 + \Gamma(z))$
 $\Gamma(z) = \Gamma_0 e^{2jkz}$

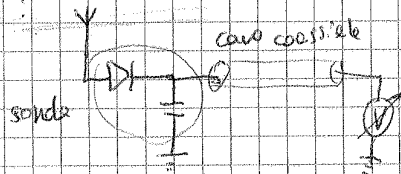
$|V_B(z)| = |V_A^+| |1 + \Gamma(z)| \rightarrow$ onda stazionaria lungo z



\rightarrow rilevabile inserendo nella fessura un'antenna con voltmetro di picco e facendo scorrere lungo z:



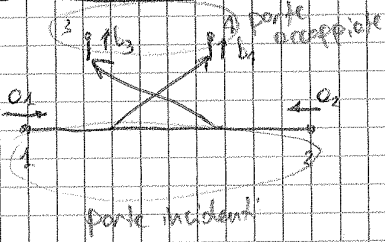
piano di riferimento (dove c'è il coeff. incidente)



LV

Analizzatore di reti

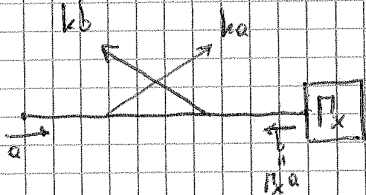
Accoppiatore direzionale



1, 2, 3, 4 sono porte

$$\begin{cases} b_3 = ka_2 \\ b_4 = ka_1 \end{cases}$$

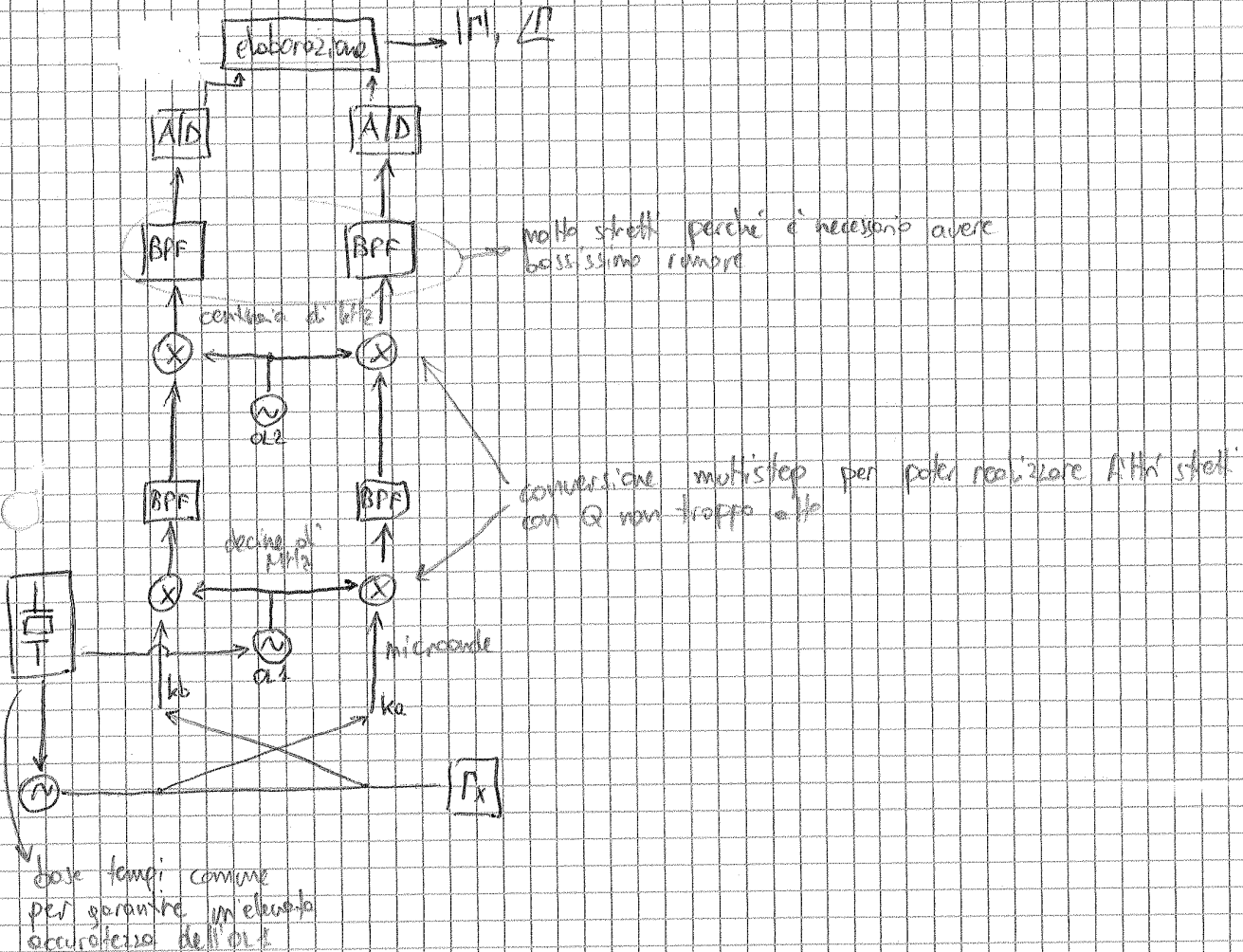
=> separa onde incidente e onde riflesse



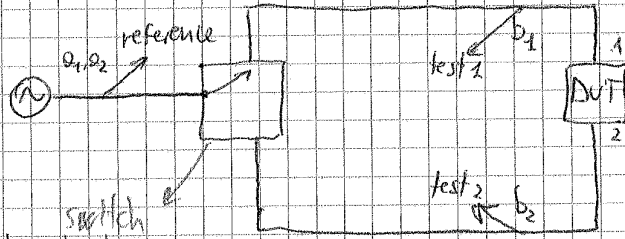
$$\frac{kb}{ka} = \Gamma_x$$

Misura del coefficiente di riflessione (bipolo)

Soluzione attuale:



Schema 3 (analizzatore di reti a 3 sampler):



terminatore:
 la porta non connessa
 è terminata su Z_{00}

Vantaggi: $n+1$ iniezioni anziché $2n$ come nello schema 1 (n: numero di porte). Riducibili fino a 2 con multiplexing anche se allungo il tempo per la misura.

Toratura degli analizzatori di reti

Fondamentale, in quanto l'errore sistematico è molto maggiore delle grandezze da misurare. Occorre determinare:

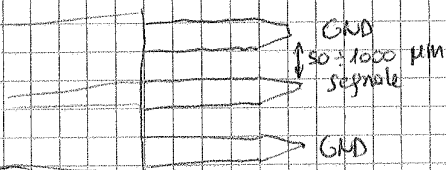
- modello di errore
- algoritmo di toratura
- dispositivi standard di riferimento, determinati dall'algoritmo di toratura

Caratterizzazione dei transistor

Misura dei parametri di scattering

Transistor discreti: montaggio su fixture che permettono il collegamento agli strumenti di misura

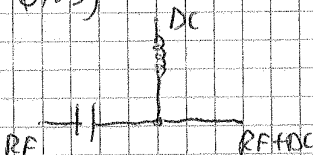
Transistor integrati: direttamente su wafer grazie a sonde Air Caplaner



capo coassiale

Ridotte dimensioni => lavorano fino a 110 GHz

Le sonde devono provvedere a iniettare/misurare il segnale polarizzando contemporaneamente il transistor. Per separare DC e RF si utilizzano bias T, molto difficili da realizzare a causa delle altissime frequenze di lavoro (possono essere assenti direttamente nell'analizzatore di reti, che fornisce un ingresso per il bias)



Si misurano:

- P_{in} incidente
- P_{in} riflessa (anche elevata, dato che il gate di un MOS ha $Z \rightarrow \infty \Rightarrow \Gamma \rightarrow 1$)
- P_{out} riflessa

È importante misurare in real time bias e P_{in} , in quanto la non linearità può generare continue che li neutralizzano. Il carrier non può essere misurato in real time, per questo i carichi variabili (funce) vengono caratterizzati mediante la misura dei parametri di scattering al centro della posizione del cursore, con un analizzatore di reti.

$$P_{AC} = \frac{P_{out} - P_{in}}{P_{DC}} = \frac{\text{potenza assorbita a RF}}{\text{potenza assorbita in DC}}$$

Power Added Efficiency