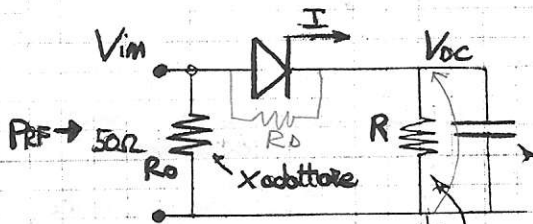


RILEVATORI A DIODO: non usano più metodi calibrativi, non misurano i ΔT indotti!

Metodo che sfrutta la NON LINEARITA' di dispositivi a semiconduttore (GIUNZIONI mp)

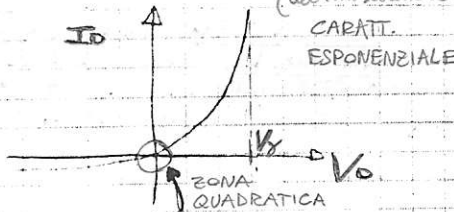
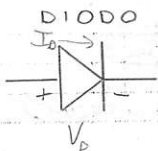
$$P \leftrightarrow \langle V_{RF}^2 \rangle \xrightarrow{\text{al quadrato}} \text{valore quadratico medio}$$

misurare una potenza, due rive, equivoce e misurare il valore medio di una tensione al quadrato



la potenza non è assorbita tutta dal diodo, una parte va su R_D (il misuratore non è più il carico $\Rightarrow$ la potenza su R_D può essere utilizzata)

Per mettere il diodo // a R_D in P_{RF}



Porosità (del misuratore da seguire) ZONA QUADRATICA

Perché mi usavo il misuratore delle variazioni di T[°]? Perché sono lente: posso andare da 1 KHz a 1 MHz

Un diodo di per sé non era mai adattato: ha una C_{par}, una R_{dif}, ...

Metto una opposizione $R = 50 \Omega$

hp: $V_{IN} = V_{RF} \text{ sem (ant)}$

Il circuito è un adattatore se la V_{in} supera la V_f del diodo. $\hookrightarrow$ tensione di accensione $\approx 0,7V$

$$P_{RF} = \frac{V_{RF}^2}{2 R_O} \quad \text{misurando } V_{RF}, \text{ trovo } P_{RF}$$

Il suo campovisore in grado di rispondere a $f \approx 1 \text{ GHz}$, in modo che entra effettivamente una tensione V_{RF} applicata.

$$I = I_s (e^{\frac{V_{in}}{V_T}} - 1)$$

Saturazione
coeff. di non idealità 1-2

Questa legge deve valere alle frequenze considerate

DIODI NORMALI $\Rightarrow V_f \approx 0,6 \div 0,7V$ quando un diodo scatta a $\sim 1 \text{ mA}$

Nei diodi a RF, I_s ? $1 \div 10 \mu A$

$$1 \text{ mA} \approx I_s e^{\frac{0,7}{V_T}}$$

$V_T = \frac{kT}{q} \approx 25 \text{ mV}$

$$V_T = \frac{kT}{q} \approx 25 \text{ mV} = \frac{1}{40} V$$

$\hookrightarrow$ indica la soglia e la regione quadratica

$$1 \text{ mA} \approx I_s \cdot 10^4 \Rightarrow I_s \approx 10^{-13} A \quad \text{piccolissima!}$$

SATURAZ.

DIODO NORMALE

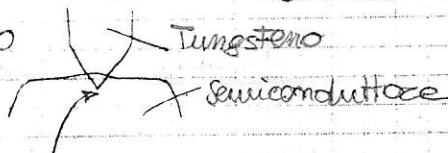


A RF non si usano questi diodi perché la ZCS dà fastidio, generandola un problema capacitivo che rallenta la giunzione e impedisce di lavorare ai GHz

Diodi SCHOTTKY (He-semiconduttore) $\rightarrow$ Non generano ZCS. Non c'è C_{ji} !

Metteno $V_f \approx 0,3V$ tengo $I_s \approx 1 \mu A$

Anni 70



DIODI SCHOTTKY

("Point Contact diode")

A punta, perché con meno superficie c'era meno capacità in gioco

$\hookrightarrow$ Più veloci!

Non voglio che il diodo si riscaldi: $V_{RF} \ll V_A$

altrimenti voglio rimanere nella parte iniziale della caratteristica.

hp. $V_{RF} < V_A$ ($V_{RF} \approx mV$)

-20dBm

sviluppo in serie

mi fermo qui perché $V_{RF} < V_{TH}$ per hp.

Sviluppo in serie: $I = I_s (e^{V/mV_A} - 1) = I_s \left[\frac{V}{mV_A} + \frac{V^2}{2m^2V_A^2} + \frac{V^3}{3m^3V_A^3} + \dots \right]$

$V_{DC} = \langle I \rangle R = R I_s \left[\frac{\langle V^2 \rangle}{2m^2V_A^2} \right] = \dots$

valore medio

effetto del diodo (P.B.)
RE

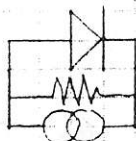
$V_{DC} = R I_s \frac{V_{RF}^2}{2m^2 \cdot 2V_A^2}$

valore medio di $V_{in} = V_{RF} \cos(\omega t)$

$I_{DC} = \frac{I_s \cdot V_{RF}^2}{4m^2 V_A^2}$

$\langle I \rangle = I_s \cdot \frac{\langle V^2 \rangle}{2(mV_A)^2} = I_s \cdot \frac{V_{RF}^2}{4m^2 V_A^2}$

Se diodo, però, ha una certo $R_D = \frac{\partial V_0}{\partial I_0} = \frac{mV_A}{I_s}$ (con approssimazione ~ C)



la corrente al diodo esaga non va a finire solo su R, ma anche su R_D .

da cui $R/R_D/R_0$

parametro $\approx M\Omega$

hp. $R \gg R_D$ (cioè non metter R)

$R_0 \gg R_D$ (per evitare il disadattamento lo mette)

$R_0 \approx K\Omega$ per diodi Schottky: $R_D = \frac{mV_A}{I_s} \approx K\Omega = 2,75K\Omega$ (con $I_s = 10\mu A$)

$V_{DC} = \frac{I_s V_{RF}^2}{4m^2 V_A^2} \cdot R_D = \frac{I_s}{4} \cdot \frac{V_{RF}^2 mV_A}{m^2 V_A^2 I_s} = \frac{V_{RF}^2}{4mV_A}$

$\left\{ \begin{array}{l} R_D \gg R_0 \\ R \gg R_0 \end{array} \right. (R \approx K\Omega)$

Ho creato una tensione continua $\propto V_{RF}^2$

quindi:

$R_{eff} = \frac{V_{RF}^2}{2R_0}$

valore efficace

($R_D \gg R_0$ vuol dire che quasi tutta la PRF cade su R_0)

$V_{DC} = \frac{P_{RF} R_0}{2mV_A}$

Diodo in regione quadratica

produce una tensione continua

proporzionale a P_{RF} (al quadrato della tensione in ingresso)

$\frac{R_0}{2mV_A} \approx \frac{50\Omega}{55mV} \approx \frac{900mV}{mW} \approx 1mV/\mu W$

è una sensibilità α è alta!

Tutto questo in un caso

modello ideale:

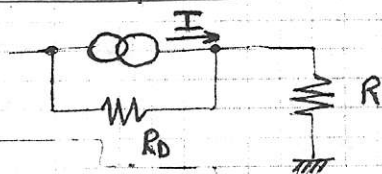
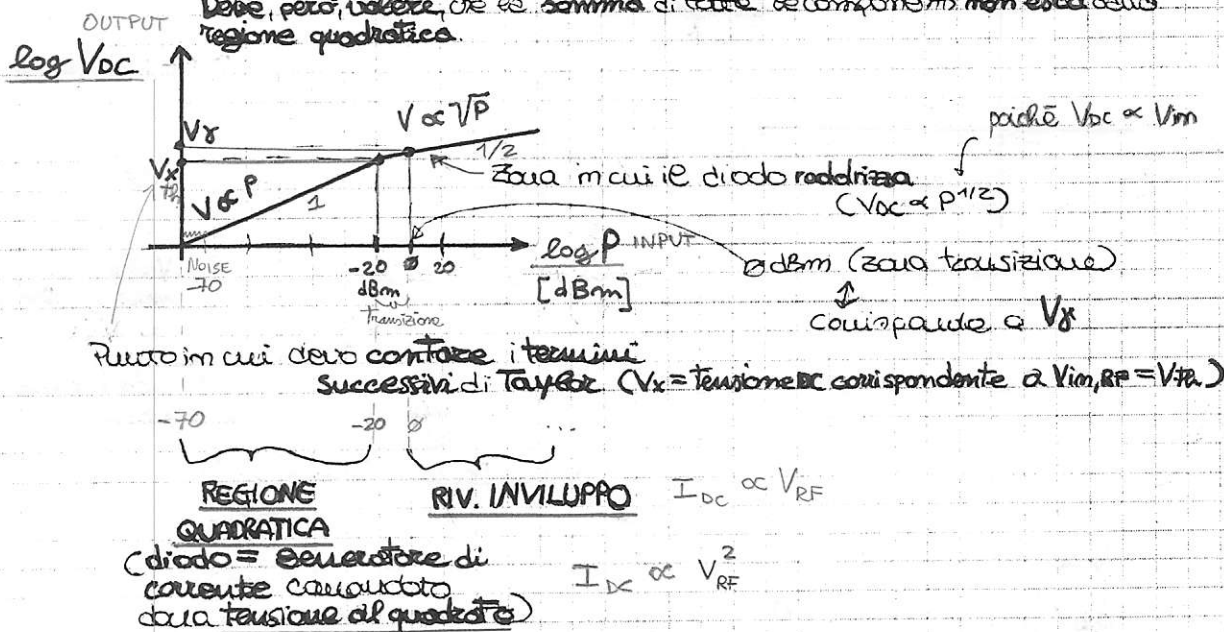
- Trascurare perdite eventuali
- Trascurare R_s in serie al diodo
- Trascurare corrente di leakage

Nella realtà c'è circa un fattore 2 di peggioramento della sensibilità

VANTAGGI: ① Molto semplice.
② Non uso tutta la potenza.

SVANTAGGI: ① Va bene in regione di f. quadratica: ma da dove si estende questa zona? che dinamica si ha?

② Abbiamo trovato integrità sinusoidale, è un'approx. ragionevole? L'approx. sinusoidale va bene pensando agli spettri come costituito da somma di sinusoidi (Fourier). Deve, però, valere che la somma di tutte le componenti non esca dalla regione quadratica.



ESTENSIONE ZONA QUADRATICA:

-70 dBm ÷ -20 dBm : estensione della zona di funzionamento quadratica.
limite dovuto al rumore

8m regola fa uso anche fino a +20 dBm : 90 dB di dinamica (estrapolazione da curva) : si mette una EPRON che moltiplica la curva e ad ogni V si attribuisce una potenza. Sopra 20 dBm si lascia il diodo.

[-30 dBm ÷ 10 dBm : dinamica termocoppie]

Perché? Perché la sensibilità del diodo è molto maggiore che nella termocoppie.

$$150 \mu V / \mu W \text{ VS } 900 \mu V / \mu W$$

più facile stare sopra il rumore

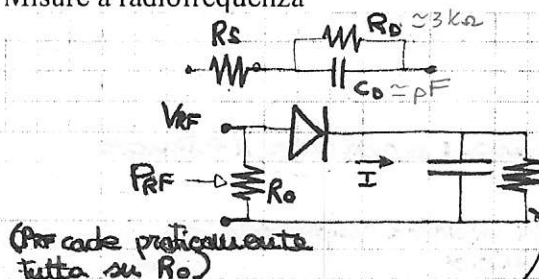
POLARIZZAZIONE DEL DIODO:

I primi sensori a diodo venivano polarizzati ad una certa tensione, per meglio sfruttare la dipendenza quadratica: più mi sposto dall'origine, più aumenta la non linearità.

Poi è visto che questo portava più svantaggi che vantaggi...

Si è scelto di tenerli polarizzati intorno all'origine (si risparmia anche il circuito di polarizzazione)

14 Aprile 2008



$R_o \sim K\Omega$ x diodi Schottky o diodi speciali per radiofrequenza (vicino all'origine!)

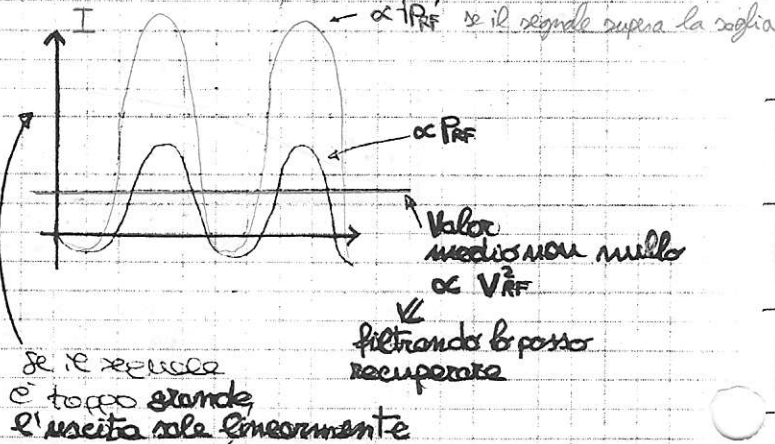
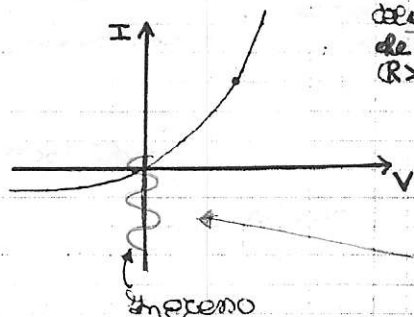
C_0 piccole! $< pF$

(Praticamente tutta su R_o)

degenerazione di segue ($R \gg R_o$)

$I \propto V_{RF}^2$ ($V_{RF} < V_{th}$)

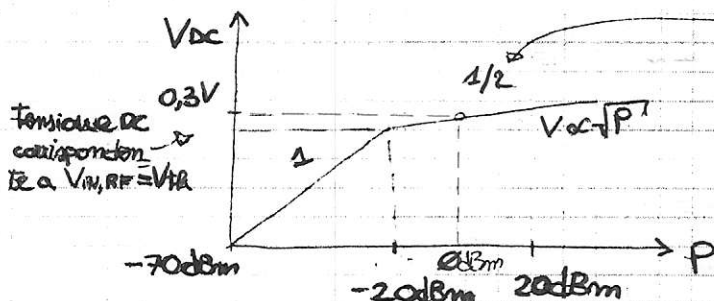
ACCURATEZZA: ordine del percento %



filtrando il basso recupero

se il segnale è troppo grande l'uscita non è lineare

$I \propto V_{RF}$



$$P_{RF, max} \approx \frac{V_{th}^2}{R_o} = \frac{(25mV)^2}{50\Omega} \approx 1.25 \cdot 10^{-5} W = -20 dBm$$

$$= 10 \log(1.25 \cdot 10^{-5})$$

$P_{RF} < P_{RF, max} \rightarrow$ diodo in regione quadratica

Il limite inferiore del segnale rilevabile dipende dal rumore del sistema. Con questo metodo si arriva a $-70 dBm$ ($V_{DC, min} \approx 10mV$) (su bande $\sim 10Hz$)

$$S \approx 1mV/\mu W$$

$$P_{RF, min} = V_{DC, min} / S \approx \frac{10mV}{1mV/\mu W} = 10 pW = -80 dBm$$

REGIONE DI UTILIZZO: estendibile oltre la zona quadratica usando una EPRM che minimizza i valori della caratteristica. Segna la tensione V_{DC} e segnala il corrispondente valore di P_{RF} .

Il rumore si ferma a -70 perché $V_{DC, min} = 10mV$ e la sensibilità è minore...

N.B: Tutto questo è valido a CW (in continuo o sinusoidale pura)

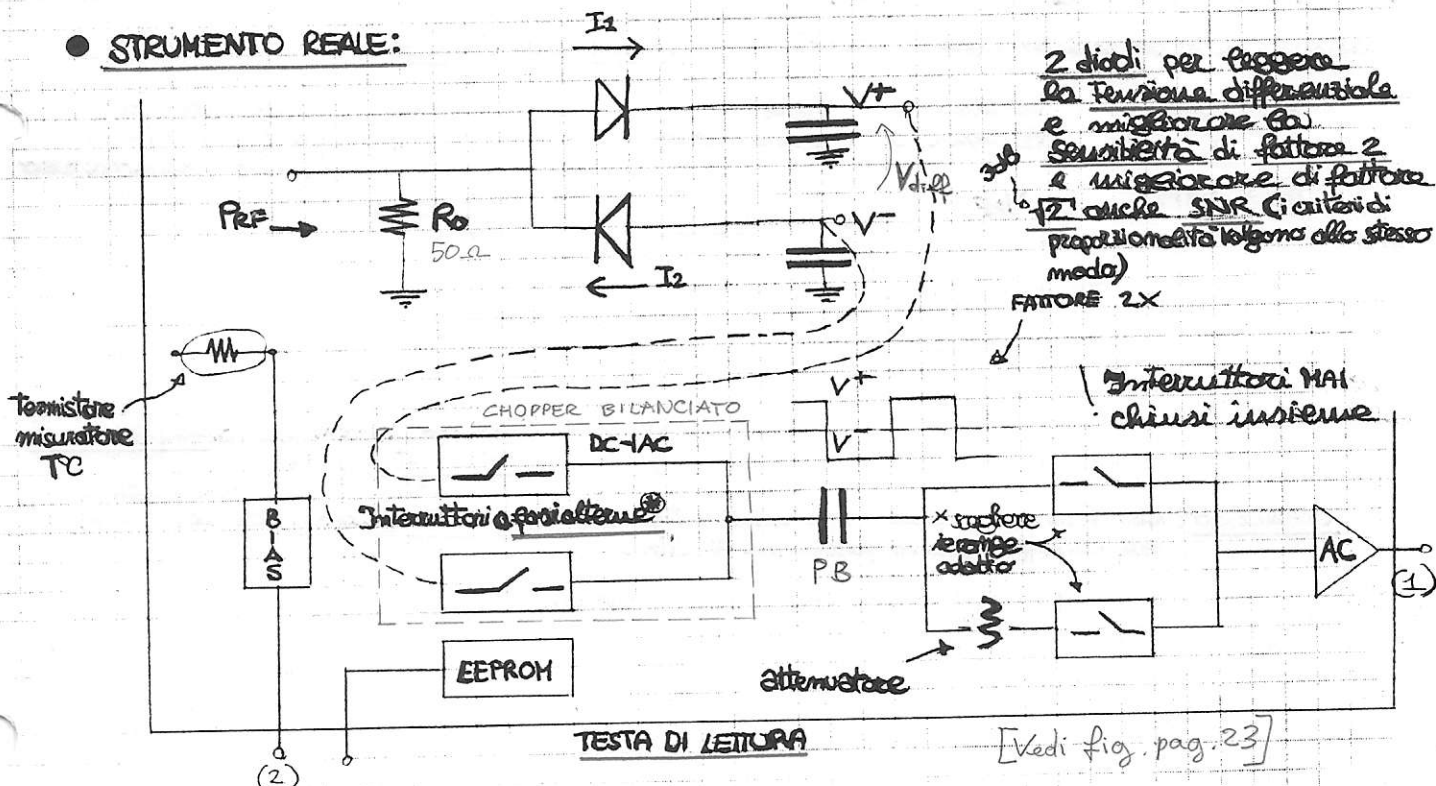
POTENZA COSTANTE

Quando CW si ottiene una dinamica max di $20 dBm$ ($\sim 10W$)

Se sul diodo butta troppa potenza, brucia il diodo $P_{RF, max} = 20 dBm$

Dinamica complessiva 90dB!

● **STRUMENTO REALE:**



● **TERMISTORE**: con costante di tempo di polarizzazione. fa da sensore di temperatura.

● **EEPROM**: memoria dei parametri di taratura dell'oscillatore.

10 strumenti di lettura che si sono a motore in costante stato di lettura, presenza dei dati per calibrare la sonda (testa)

Perché? Perché, a differenza dei bolometri, tutti gli strumenti non sono a taratura automatica (non c'è l' "AUTO-ZERO")

Bisogna poter calcolare le coeff. di taratura potenza e tensione

la EEPROM contiene: $S(T^{\circ}C)$ e $V_{out}(PIN)$

$$P_{RIS} = f(V_{OC}, T) \quad (EEPROM)$$

Calcolando le uscite di $T^{\circ}C$ e V_{OC} , ricaviamo P_{RIS}

PRESTAZIONI:

● Funziona da 10 MHz a 26 GHz

Sono, fissati al resto dell'elettrometro, che avrà un PA,...

Limitatore del diodo x

disadattamento (2dB da 10 a 20)

Effetto NON lineare de non ce lo fogli!

La V_{OC} che cade sulla giunzione diminuisce a causa della C della giunzione stessa

UNIFACCIO: simmetria.

3 termini disponi sullo sviluppo di Taylor, vengono prefatti solo fino ad un certo punto dalla C (che

ha una curva f di legge).

In differenziazione i contributi dispari residui si elidono (grazie alla simmetria)

(3 termini disponi sarebbero degli offset)

Lo stesso vantaggio si ha sui disturbi di varia natura.

ACCURATEZZA DI MISURA: legata all'accuratezza di temperatura.

● **AMPLIFICAZIONE/ATTENUAZIONE:**

l'oscillatore ha una dinamica enorme (90dB), 9 cifre significative; non esiste un convertitore analogico-digitale che possa fare 90dB di dinamica. → per usare attenuazione a scelta

Tanto il sensore ha un'accuratezza del 1% (v) → che senso ha rappresentare 9 cifre se l'errore è del 1%? due sono giuste?

Fino a certi range dinamici, che vengono comandati esternamente

Il secondo parte di strumento (misuratore), misura le C , sceglie il range (parte del range più basso, cioè che è saturato, cambia e sceglie il range, ...)

Perché questi sistemi valgono solo in CW?

Supponiamo che le segnali di ingresso sia dato dalla somma di due sinusoidi:

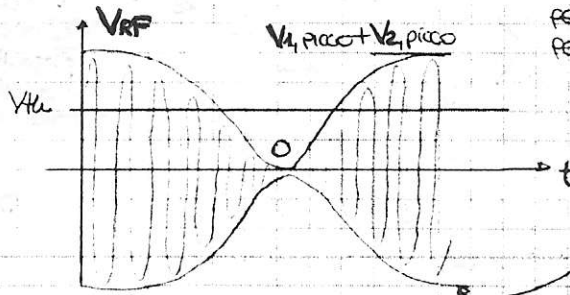
$$V_{RF} = V_1 + V_2$$

$$P_{RF} = P_1 + P_2$$

$$V_1 = \sin(\dots) @ 1\text{GHz}$$

$$V_2 = \sin(\dots) @ 1\text{GHz} + 1\text{MHz}$$

Le sinusoidi sono ortogonali e si sommano in potenza (vale a dire che quadraticamente i doppi prodotti vanno a zero perché è l'integrale su zero su lungo periodo)

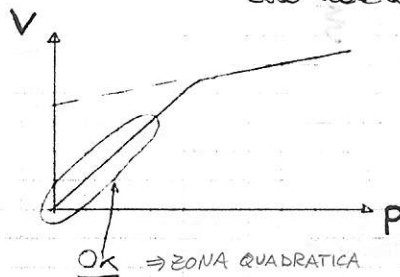


Immagino che va a zero a frequenza di battimento (1MHz)

Supponendo che sono ampie uguali (C molto grande $C \gg \mu s$) e non

Bobinetto: non vede questo andamento oscillante: ha una τ molto grande in frequenza di 1MHz

Ecco vede la potenza termica media e risponde giusto



Esempio estremo: Treno di impulsi (con duty cycle piccolissimo)

E' la cosa più fantasma del CW!

- Definisco il **FATTORE DI CRESTA** come: $FC = \frac{V_{picco}}{V_{efficace}}$ (dato solitamente in dB)

C'è dice quanto è "storto" il segnale

FATTORE DI CRESTA di una sinusoide $\rightarrow \sqrt{2}$ (GSM)

Alcuni segnali hanno fattori di cresta di 20, 30, ... a causa di varie modulazioni (se magari hanno istanti in cui si sommano in fase tutti i segnali dando tensioni alte, con potenze medie basse)

N.B.: questo rilevatore funziona molto male per segnali con alti fattori di cresta!

con Z diodi

Es. ONDA QUADRA: OK

Fattore di cresta > 10 NO

Se il segnale rimane tutto dentro la zona quadratica, nel qual caso va bene il sistema, oppure tendono a sporgersi un po' sotto, e un po' sopra, producendo errore

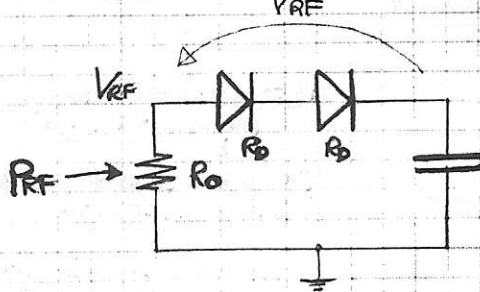
Perché non mettere un attenuatore? la zona quadratica è comunque molto estesa (50dB), mettendo un attenuatore posso linearizzare

HA

gli attenuatori vanno calibrati bene, costano, ...

C'è un sistema più furbo!

→ Metodo Furber: utilizzare più diodi



Non voglio lavorare in zona lineare, ma cerco di estendere la più possibile quella quadratica (cercando in zona lineare bisogna ascoltare, le curve di tensione che si ha, cioè funziona tutto solo per segnali sinusoidali)

V_{RF} come metà su un diodo, metà sull'altro

Porta un quarto ($1/4$) di potenza su ognuno

$$P_1 = P_2 = 1/4 P_0$$

$$I_{RF1} = I_{RF2} = \frac{I_{RF}}{2}$$

$$V_{RF1} = V_{RF2} = \frac{V_{RF}}{2}$$

$$= \frac{V_D}{2}$$

quello che crea il cos con 1 diodo solo. R_0 è raddoppiata, quindi la corrente risulta dimezzata. V_{res} uguale perché la loro $\frac{1}{2}$ è sempre $\gg R_0$

Questo è lo strumento che raggiunge la migliore sensibilità, meno come fonte di rumore. (minima segnale rilevabile)

La corrente che tensione sui diodi sono dimezzate:

$$I_{m_{dc}} = \frac{I_{1dc}}{m^2}$$

$$R_m = m \cdot R_1$$

$$V_{m_{dc}} = \frac{V_{1dc}}{m}$$

$$\begin{cases} I_{DC} = 1/4 I_{DC} \text{ (con 1 diodo)} \\ R_{D1} + R_{D2} = 2 \cdot R_D \end{cases}$$

così con 1 diodo

$$V_{DC} = I_{DC} \cdot (R_{D1} + R_{D2}) = \frac{V_{DC}}{2}$$

La corrente per diodo è ridotta di 4, che si riguardano per potenza avendo messo due R_0 in serie:

CONCLUSIONE:

$$\begin{cases} P_{max} \uparrow m^2 \\ S \downarrow m \end{cases}$$

non va bene per vedere segnali piccoli.

Avendo messo $1/4$ della potenza di prima, ho perduto di 6 dB in sù la fine della regione quadratica (che era dettata da V_{DC})

Amplificatore a 25 mV zona lineare e 50 mV!

$$P_{max} \uparrow 20 \log_{10} (m)$$

aumento di

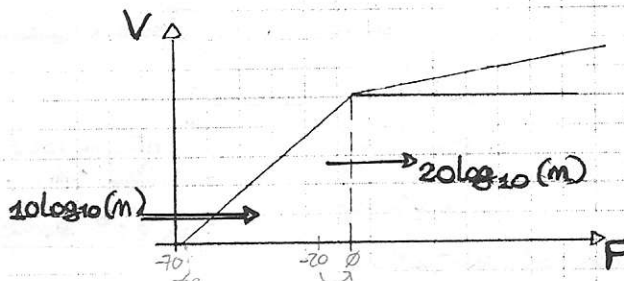
m^2 diodi

• Il minimo 70 dBm (-70 dBm) non è più, perché ho perduto in sensibilità

• Il limite minimo di zona quadratica peggiora di 10 dBm e limite massimo di zona quadratica migliora di 20 dBm con $m=10$

È comunque vantaggioso!

Esempio. $m=10 \rightarrow$ Alarga la zona quadratica di 10 dB



La sensibilità di dinamica migliora di 10 log10(m)

◆ Esempio con $m=10$:

Per entrare 0 dBm di P_{RF} , si ottiene che:

$$V_{RF} = 220 \text{ mV} \text{ totale e da } P_{RF} = \frac{V_{RF}^2}{R_0}$$

$$V_{D1} = \frac{V_{RF}}{10} = 22 \text{ mV} \text{ ciascuno}$$

Regione quadratica (< 25 mV)

Fine zona quadratica:

da -20 dBm a 0 dBm

Fondo di rumore:

da -70 dBm a -60 dBm

Fondo di rumore:

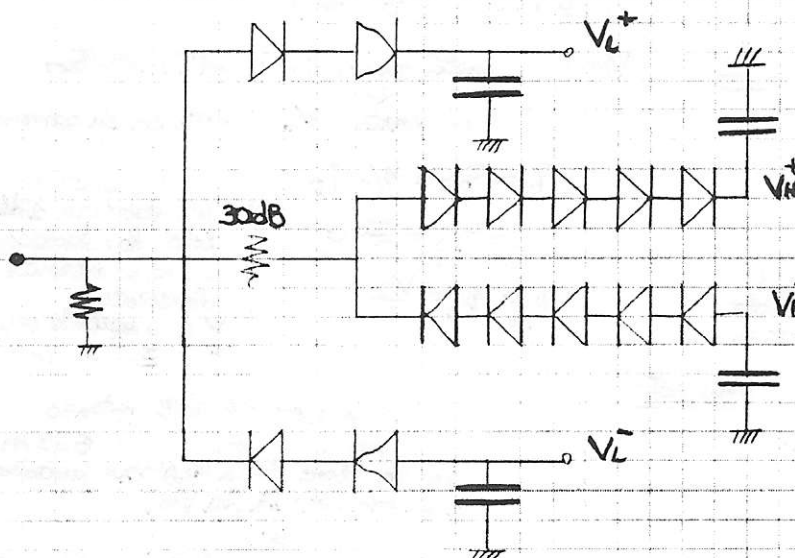
$$I \downarrow 100, \text{ cala di un fattore } 100$$

$$R_0 \uparrow 10, \text{ fattore } 10$$

$$\Rightarrow V_{DC} \downarrow 10 \Rightarrow \text{Peggioramento } 10 \text{ dB} \rightarrow -60 \text{ dBm}$$

$$m=10 \Leftrightarrow \text{fattore } 10 \text{ di } \text{dinamica}$$

STRUMENTO COMMERCIALE: (per segnali NON CW)



$V_L \rightarrow$ percorso con soli due diodi per segnali bassi.

Il sensore stesso provvede ad una scelta di range.

Il selezionatore sceglierà una delle due uscite (V_L o V_H) in base ad un livello di potenza di soglia fissato, pari a $-10 \text{ dBm} = 0,1 \text{ mW}$

$P > -10 \text{ dBm} \Rightarrow H$
 $P < -10 \text{ dBm} \Rightarrow L$

RANGE:

$[-60 \text{ dBm} \div -10 \text{ dBm}; -10 \text{ dBm} \div 20 \text{ dBm}]$
 $\downarrow \quad \quad \quad \downarrow$
 $L \quad \quad \quad H$

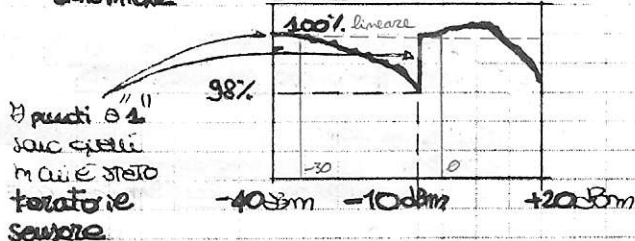
Sensori: 2 sensori diversi (cattodo per torate di zona quadratica o EERRON di memoria e valori di P, V, T°C necessari)

(Se resto della catena di lettura è identico)

Sulla soglia a -10 dBm ci mette un po' di tempo per sicurezza (v. 1dB: $9,5 \div 10,5 \text{ dB}$)

Dinamiche

ERRORE DI LINEARITA'



Segnale di taratura: (Intensità di sensore tarato con bolometri)

50 MHz, 1 mW (fissa x Agilent)

Si tarano su 2 punti:

-10 dBm (1 mW)
 $\downarrow$
 Tarare 1° sensore

Con un attenuatore calibrato a -30 dB si ottiene 1 μW
 $\downarrow$
 Tarare 2° sensore

! Non deve più tenere memoria la curva potenza-tensione, perché lavoriamo in zona quadratica, cioè lineare con la potenza

Basta 1 punto e ci si fida!

Errore di linearità: Allontanandoci dai punti di taratura in ciascun range, inizialmente si è bene in zona quadratica e l'appross. lineare è buona, poi si scende fondo ed aumentano

Comunque con questi range si ha $E_{\text{max}} = 2\%$ (tarando solo in 2 punti!)

CONFRONTO:

RIV. TERMICI

- Calorimetri e Microcalorimetri: ripetibilità, non vanno tarati
- Bolometri: tarati con calorimetri, misurano proprio la potenza
- Termocoppie: tarate dai bolometri. Costo pari a quelli a diodo. E' un rivelatore quadratico puro: misura comunque un ΔT . va tarato.
 $\downarrow$
 Non dipende dal fattore di costo del segnale di ingresso

RIV. A DIODO

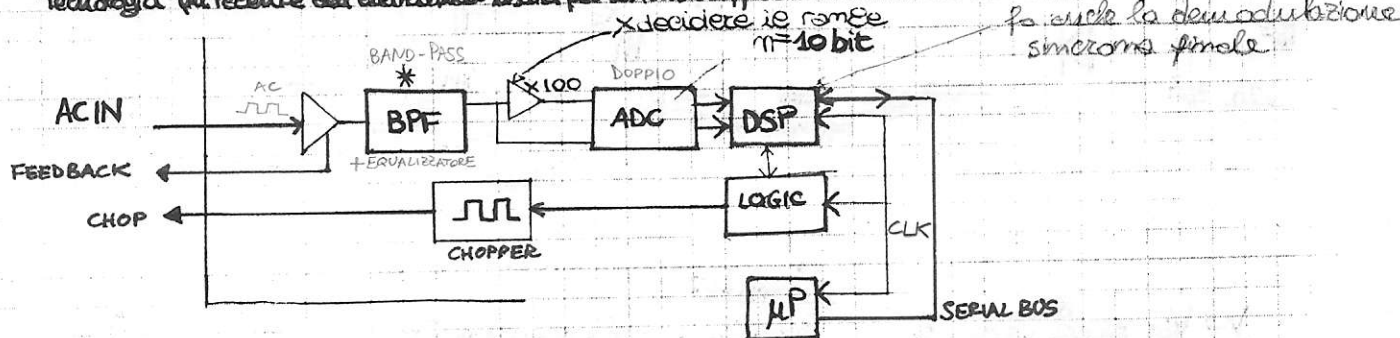
- Dinamica molto maggiore (fondo di rumore)
- Sensibilità 3000-5000 volte maggiore!

$$V_{\text{DC}} = \sqrt{P_{\text{RF}}} \\ \approx 1 \text{ mV} / \mu\text{W}$$

02 Maggio 2008

● **Elettronica di lettura** (dopo es. Testa del sensore)

Tecnologia più recente dell'elettronica usata per la termocoppia: anni '80



- * **Equalizzatore, filtro passabanda**: fa passare solo la banda del segnale chopperato
- **ADC**: anziché usare switch, che possono introdurre errori, faccio direttamente 2 ADC, che sono semplici ed economici, ed entro in //

N.B. Conversione sincrona: viene fatta dopo la conversione a livello digitale (LOGICA)

Nella realtà ci sono varie teste di lettura, che leggono a diverse frequenze.

Con la tecnica chopperata non si sale molto in frequenza, mentre il diodo di per sé arriverebbe ai GHz

Il diodo risponde in modo praticamente istantaneo → Possiamo misurare la potenza praticamente come misura di inviluppo, non solo come potenza media

Con questa tecnica non vedo molto sopra i **KHz**
Esistono strumenti dedicati per le alte frequenze: fino a **5 MHz** (con campionatori da 20 MS/s) o si non fanno più il chopping del segnale, prendono il segnale in continua e lo inviano ad un amplificatore differenziale → Perdo i vantaggi del chopping (fondo di rumore più alto), ma riesco ad andare più veloce

— A che frequenze si arriva con i misuratori di potenza?

limitazioni IN FREQUENZA → fisiche
→ tecnologiche

① **Fisiche**: come risponde il fenomeno fisico alla misura di potenza

— **Colimetri / calorimetri**: non hanno limitazioni fisiche: la potenza arriva e si scalda. Basta che il materiale sia in grado di assorbirla

Arriva a ~decine di GHz

In questi casi la limitazione è legata a come riesco a tenere adattato il circuito: risucando in frequenza i disadattamenti spuntano facilmente

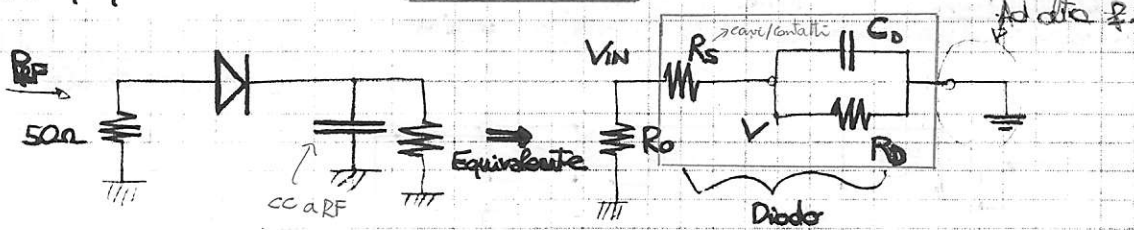
Inoltre può accadere che non tutta la potenza venga assorbita, ma venga in parte riflessa dall'oggetto.

— **Diodi**: l'effetto non lineare dipende da quanto risponde il diodo
→ 3 diodi veloci raggiungono ~decine di GHz senza problemi

Perdite

Anche in questo caso le prime limitazioni sono per disadattamento

A che frequenza ci si trova in disadattamento della rete?



$$V = V_{in} \frac{R_D}{R_S + R_D + S C R_S R_D}$$

2° effetto:

Disadattamento?

$$\frac{R_D}{1 + S R_D C_D} + R_S \approx 50 \Omega$$

(100Ω)

Z_D

cavi e contatti
NΩ (trascurabile)

$$\left| \frac{R_D}{1 + j 2\pi f R_D C_D} \right| \approx 100 \Omega \sim \frac{1}{2\pi f C} \approx 100 \Omega$$

$$f = \frac{1}{2\pi \cdot 100 \cdot 0,1 \cdot 10^{-12}} = 1,5 \cdot 10^{10} = 15 \text{ GHz}$$

(commercialmente si arriva a ~ 25 GHz)

CONFRONTO FRA I MISURATORI DI P:

• CALORIMETRO:

BUONO: + molto ripetibile: $\Delta T \propto P$ diretto

CAUTIVO:

- costoso
- lento
- pochissima dinamica di potenza (non riesce a scaldare l'H₂O con poca potenza)
- ↓
- usato solo nei centri di taratura di alto livello

• BALOMETRO:

BUONO:

- + lavora in retroazione
 - + x sostituzione misura una P_{ant.} (non la P_{ref})
 - + Si rifà ad una definizione diretta di potenza: non ci sono coeff. incogniti (cavi e rete).
- CAUTIVO:
- efficienza di sostituzione
 - dinamica → Aste potenze: brucia il sensore
 - deve essere piccolo per avere una risp. in frequenza sensata
 - deve essere sensibile, cioè variare molto la sua T°C
 - piccola Cth
 - usato per le misure tipo campione (messo da autocore m. sive)

• TERMOCOPIA:

BUONO: + misura diretta termica di potenza

CAUTIVO: - va tarata: non conosco coeff. di sensibilità

• A 61000:

SCENO:

- + Piccolo
- + Economico
- + Sensibile

CATTIVO:

- misura non diretta di potenza.
- Misura una V_{OC} marta da un effetto non lineare
- Funziona bene rigorosamente solo se mi mantengo rigorosamente in zona quadratica
- Misura male segnali con alti fattori di cresta

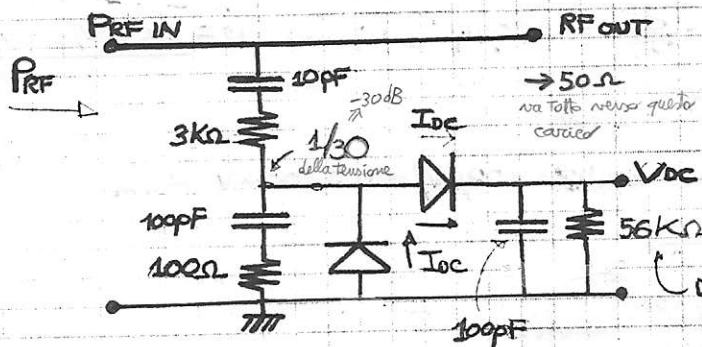
A livello industriale si usa

90% diodi
10% Termocoppia

■ ESEMPIO DI MISURATORE PER GSM:

[Vedi Dispense]

Strumentazione a basso costo per la misura di potenza nel GSM: da 800MHz a 3GHz (~)

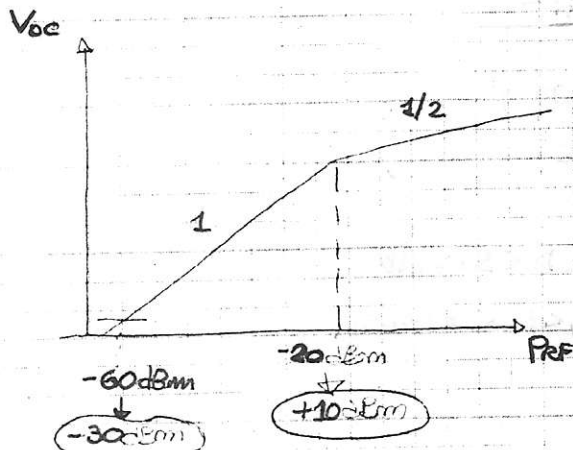


- Partitore resistivo a RF: senza perdite le P_{RF} in ingresso sono molto alte ($> 30dB$)
- Non disadatto la linea perché vedo più di 3kΩ, che in // a 50Ω non contano

Fattore α discreti

Struttura non differenziale, in serie per la continua

Diodi $3m //$ per RF
due eme molto maggiore di $2 \times R_0 \approx 5k\Omega$



1/30 vuol dire un'attenuazione di 30dB

Regione quadratica da -20dBm a +10dBm

A RF i due diodi sono in //

I_{OC} each $\approx 2R_0$
2 diodi sono in serie dalla stessa V_{RF} , a meno del segno (ma tanto il segno non conta perché lavoro in regione quadratica)

Sfrutto lo stesso fattore 2 che sfruttavo facendo il differenziale

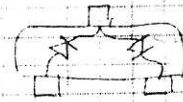
Ho, cioè, segnale doppio!

le 2C e le 2R sono SMD, i due diodi sono in package unico di 3mm x 2mm

$S_{GSM} \approx 1mV/mW$

Perdo un fattore 1000 in potenza (30dB)

Recupero un fattore due, ...



◆ Esercizi. SUI MISURATORI DI POT.:

$$4,18 \cdot 10^3 \text{ J/cal}$$

- ① Termocoppia con $R_t = 0,4^\circ\text{C/mW}$, $C_t = 7,2 \times 10^{-11} \text{ cal/}^\circ\text{C} \approx 0,3 \times 10^{-6} \text{ J/}^\circ\text{C}$,
 $S_{TC} = 250 \mu\text{V/}^\circ\text{C}$ (risposta lineare nella regione d'interesse),

voltemetro con $V_m = 10 \text{ mV}/\sqrt{\text{Hz}} \Rightarrow$ fondo di rumore bianco

Temperatura di rottura: $\Delta T_{rottura} = 500^\circ\text{C}$

- a) tempo di risposta del sensore.
- b) Sensibilità sensore.
- c) tempo di risposta del misuratore intero E.C. ci sono -30dB di fondo di rumore. (NF)
- d) Dinamica corrispondente.

② $\tau_{TC} = R_t C_t = 0,4^\circ\text{C/mW} \cdot 0,3 \times 10^{-6} \text{ J/}^\circ\text{C} = \underline{120 \mu\text{s}}$

Picco perché C_t è piccolo
(perché R_t è piccolo)
Termocoppia

③ $\frac{dV_{out}}{dP_{in}} = S = \frac{dV_{out}}{dT} \cdot \frac{dT}{dP_{in}} = \underbrace{250 \mu\text{V/}^\circ\text{C}}_{S_{TC}} \cdot \underbrace{0,4^\circ\text{C/mW}}_{R_T} = \underline{100 \mu\text{V/mW}}$

④ $P_{RIN} = -30 \text{ dBm} \Rightarrow P_{NF} = 1 \mu\text{W}$

$V_{RIN} = P_{RIN} \cdot S_{sensore} = 1 \mu\text{W} \cdot 100 \mu\text{V/mW} = 100 \text{ mV}$

Pot. rumore: $P_{min} = P_m \cdot B \Rightarrow V_{RIN} \approx V_m \sqrt{B} \geq$

$B = \left(\frac{V_{RIN}}{V_m} \right)^2 = 100 \text{ Hz}$
data

$\tau = \frac{1}{2\pi B} = \underline{4,5 \text{ ms}}$

⑤ D=? $P_{max} = \frac{T_{max}}{R_T} = 500 \text{ mW}$

$T_{max} = 200^\circ\text{C}$ (< 500°C x sicurezza)

$R_T = 0,4^\circ\text{C/mW}$

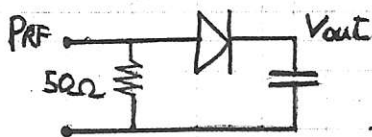
Dinamica: $1 \mu\text{W} < D < 500 \text{ mW}$

$-30 \text{ dBm} < D < +27 \text{ dBm}$

08/09/2006

◆ **ESERCIZIO:**

Diode per RF con $S_{0ms} = 900 \text{ mV/mV}$ quando è commesso così:



a) N° diodi in serie per estendere la zona quadratica a 0 dBm

$$P_{max} = 0 \text{ dBm}$$

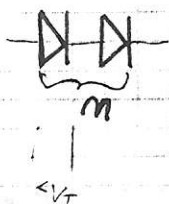
$$V_{in} < V_{TR}$$

$$V_{RF, \text{picco}} < V_{TR} = \text{fine regione quadratica}$$

b) Fondo rumore $10 \text{ mV}/\sqrt{\text{Hz}}$ (cioè rapporto a V_{out}) con banda analogica a 10 kHz

• Dinamica?

a)



$$V_{out} = n R_{10} \cdot I_0 = n R_{10} \frac{I_{10}}{n^2} = \frac{R_{10} I_{10}}{n}$$

$$I_0 \propto \frac{P_{RF}}{n^2}$$

$$S_{MD} = \frac{S_{10}}{n}$$

$$P_{max} = 0 \text{ dBm} \approx 1 \text{ mW}$$

Tensione di picco della sinusoide: $V_{RF, \text{max}} = \sqrt{2 \cdot R \cdot P_{max}} = \sqrt{P} = \frac{V_{eff}^2}{2R}$ (se V_{eff} efficace)

di picco

$$= 0,32 \text{ V} = 320 \text{ mV}$$

Quanti diodi servono per rimanere nella regione quadratica?

$$320 \text{ mV} = n V_T$$

$$V_{RF, \text{max}} \rightarrow$$

$$n > \frac{V_{RF, \text{max}}}{V_T} = 12,8 \rightarrow \text{scelgo } n=13$$

Per rimanere nella zona quadrat. da ogni diode devono esserci $\approx 25 \text{ mV}$.

b) $V_N = \frac{10 \text{ mV}/\sqrt{\text{Hz}} \cdot \sqrt{10 \text{ kHz}}}{\sqrt{B}} = \text{Fondo di rumore } SNR=1$

$$= 1 \mu\text{V}$$

$$V = SP$$

Sensibilità diodo: $S_{130} = \frac{S_{10}}{13} = \frac{900 \text{ mV/mV}}{13} \approx 70 \text{ mV/mV}$

$$S_{mb} = I_{mb} \cdot R_{mb} = \frac{I_0}{n^2} \cdot n R_0 = \frac{I_0 R_0}{n}$$

$$= \frac{S_0}{n}$$

$$P_M = V_M / S_{130} = \frac{1 \mu\text{V}}{70 \text{ mV}} \cdot \text{mW} = \frac{1}{70} \mu\text{W} \approx 14 \text{ mW}$$

$$P = -48,5 \text{ dBm} \text{ Fondo di rumore}$$

La dinamica del sensore (13 DIODI) va da -48,5 dBm a 0 dBm

$$V_{\max 130} = m \cdot V_{\max 10}$$

$$V_{MAX_{TD}} = \frac{320 \text{ mV}}{12,8} = 25 \text{ mV}$$

$$V_{TH} = 25\text{mV} \quad (P = \frac{V_T^2}{2R_0} = 625 \cdot 10^{-6} / 100 = 6,25 \cdot 10^{-6} \text{W} \rightarrow P \approx -22\text{dBm})$$

↓
deve arrivare a ϕ dBm

ATT di 22dB

Oppure:

Oppure:

$$A = 20 \log_{10} \overset{m}{12,8} \approx 22 \text{ dB}$$

$$P_{out} = P_{in} \cdot 6 \cdot 10^{-3}$$

$$A = 10^{-2,2}$$

$V_m = 1 \mu V$ ricavati in (a)

$$P_D = \frac{V_m}{S_{1D}} = \frac{1 \mu V}{900 \frac{\mu V}{\mu W}} \approx 1,1 \mu W \rightarrow -60 \text{ dBm}$$

$$P_{\text{sys,pc}} = -60 \text{ dBm} + 22 \text{ dB} \approx -38 \text{ dBm}$$

D: $-38\text{dBm} \div \emptyset\text{dBm}$
10+ATT

Esempio. $\begin{bmatrix} 0 & 100e^{\frac{1}{100}ip} \\ 100e^{\frac{1}{100}ip} & 0 \end{bmatrix}$

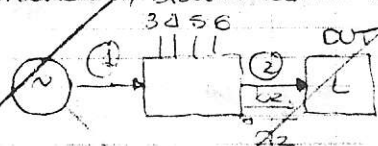
Attenuatore ideale a 20 dB

Exemplo, $\begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}$

Isolatore ideale (fa passare tutto e, viceversa, blocca tutto)

WISCONSIN @ ~~EXPORT~~

~~viaticale esigibile di fronte ad un malato facendosi + minacciare di andare bene
malato, sfruttando le proprie RF.~~



~~Info sulla data 2011 e 2012 Go Page 3, 4, 5, 6.~~

~~Put male (see are & tremor) into
page 34, 5, 6~~

NETA

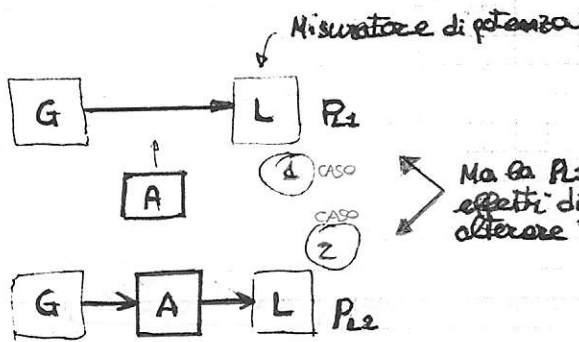
~~Libello di formazione del
partito @ NEHA quello
che è esattamente
sull'unico gruppo che quello
che è stato offerto)~~

Misura di $\Gamma_L = \frac{2}{3}$
(Circle in ~~xxx~~)

~~Risultato empirico e ricavo
info di FASE!~~

~~Utile x totale $\left(\frac{|b_2|^2}{2} - \frac{|e_2|^2}{2} \right)$
 per il consumo, 4
 non ha paura nostra,
 il metro delle offese che ci cade~~

MISURE DI ATTENUAZIONE:



Ma se P_1 e P_2 dipendono anche da effetti di disadattamento, che possono alterare le potenze di attenuazione.

PERDITA DI INSERIZIONE:

quando inserendo A , si produce una perdita di inserzione come il rapporto tra la potenza che legge prima e quella che legge dopo.

$$LI = 10 \log_{10} \left(\frac{P_1}{P_2} \right)$$

$$\alpha = -10 \log_{10} \left(\frac{P_2}{P_1} \right)$$

Potrebbe anche venire negativa.

Nel caso di un attenuatore LI dovrebbe essere uguale al coeff. di attenuazione

$$\alpha = \text{coeff. attenuazione} = LI \quad | \quad \Gamma_G = \Gamma_L = 0$$

2 contributi:

- Riflessione
- Dissipazione

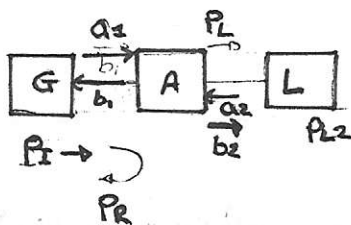
Generatore e carico adattati

in eq.

$$\alpha = \alpha_{RIF} + \alpha_{dissip}$$

de bano se e' attenuatore e' buono.

$$S_{att} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix}$$



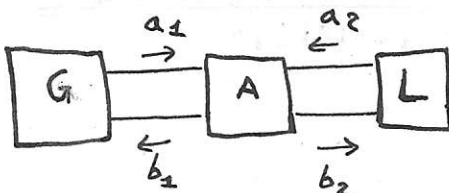
$$\alpha = 10 \log_{10} \left(\frac{P_1}{P_2} \right) = 10 \log_{10} \left(\frac{P_1}{P_L} \right) = 10 \log_{10} \left| \frac{a_1}{b_2} \right|^2 = 10 \log_{10} \frac{1}{|S_{21}|^2}$$

$$P_1 = \frac{|a_1|^2}{2}$$

$$P_L = \frac{|b_2|^2}{2}$$

$$P_R = \frac{|b_1|^2}{2}$$

Se $a_2 = 0$
(ma in questo caso
 $a_2 = 0$ per ipotesi)



$$\alpha_R = 10 \log_{10} \frac{P_1}{P_2 - P_R}$$

$$\alpha_R = 10 \log_{10} \frac{P_1}{P_2 - P_R} = 10 \log_{10} \frac{|a_1|^2}{|a_1|^2 - |b_1|^2} = 10 \log_{10} \frac{1}{1 - |S_{11}|^2}$$

Power meter

INPUT di A

OUTPUT

Potenza che passa

$$\alpha_D = 10 \log_{10} \frac{P_I - P_R}{P_L} = 10 \log_{10} \frac{1 - |S_{11}|^2}{|S_{21}|^2}$$

INPUT di A OUTPUT di A

$$\alpha = \alpha_R + \alpha_D$$

α_D : ciò che è entrato risp. a ciò che è uscito
 α_R : ciò che è entrato rispetto a ciò che è arrivato

Quanto viene la perdita di inserzione se non vale $\Gamma_G \neq 0$ e $\Gamma_L \neq 0$.

Viene fornito e' S_{21} dell'attenuatore, la sua α .

Differenza: $\alpha_{ideale} - \alpha_{reale}$ dà l'errore di disadattamento: [Vedi pag. 36]

$$\frac{P_{L2}}{P_{L1}} = ? = \text{Perdita di inserzione}$$

segnale che esce dal GEN

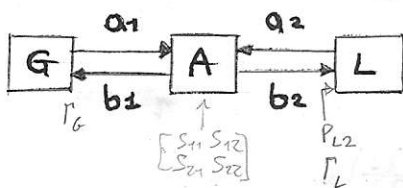
Senza A: $P_{L1} = \frac{|a|^2}{2} + \frac{|b|^2}{2} = \frac{|e_G|^2}{2} \cdot \frac{1 - |\Gamma_L|^2}{|1 - \Gamma_G \Gamma_L|^2}$

$$\begin{cases} a = e_G + \Gamma_G b \\ b = a \Gamma_L \end{cases}$$



Con A: $P_{L2} = \frac{|b_2|^2}{2} - \frac{|a_2|^2}{2} = \frac{|b_2|^2}{2} (1 - |\Gamma_L|^2) = \frac{|e_G|^2}{2} \cdot \frac{|S_{21}|^2 (1 - |\Gamma_L|^2)}{|(1 - \Gamma_L S_{22})(1 - \Gamma_G S_{11}) - S_{12} S_{21} \Gamma_L \Gamma_G|^2}$

(Usando la 2ª equazione)



$$\begin{cases} a_1 = e_G + \Gamma_G b_1 \\ a_2 = b_2 \Gamma_L \\ b_1 = S_{11} a_1 + S_{12} a_2 \\ b_2 = S_{21} a_1 + S_{22} a_2 \end{cases}$$

$$\begin{cases} b_1 = S_{11}(e_G + \Gamma_G b_1) + S_{12} b_2 \Gamma_L \\ b_2 = S_{21}(e_G + \Gamma_G b_1) + S_{22} b_2 \Gamma_L \end{cases}$$

$$b_2 = \frac{e_G S_{21}}{(1 - \Gamma_L S_{22})(1 - \Gamma_G S_{11}) - S_{12} S_{21} \Gamma_L \Gamma_G}$$

con disadattamento

PERDITA DI INSERZ.: $L_I = 10 \log_{10} \frac{P_{L1}}{P_{L2}} = 10 \log_{10} \frac{|(1 - \Gamma_L S_{22})(1 - \Gamma_G S_{11}) - S_{12} S_{21} \Gamma_L \Gamma_G|^2}{|S_{21}|^2 |1 - \Gamma_G \Gamma_L|^2}$

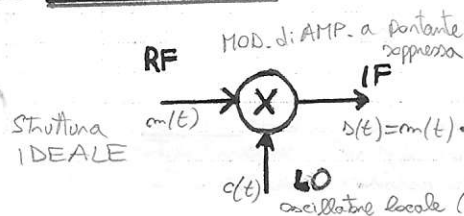
$$= \alpha_D + M$$

ERRORE DI DISADATTAMENTO

$$M = \frac{10 \log_{10} \left| \frac{1}{S_{21}} \right|^2}{10 \log_{10} \left| \frac{(1 - \Gamma_L S_{22})(1 - \Gamma_G S_{11}) - S_{12} S_{21} \Gamma_L \Gamma_G}{1 - \Gamma_G \Gamma_L} \right|^2}$$

Errore di calcoliamo inserendo e' attenuatore

MIXER:



MIXER: conversione in frequenza

Produttore: $\left\{ \begin{array}{l} \text{frequenza somma} \\ \text{frequenza differenza} \end{array} \right.$

16 Maggio 2006

Possiamo riportare in BF un segnale a RF

UP-CONVERSION: $IF \rightarrow RF$

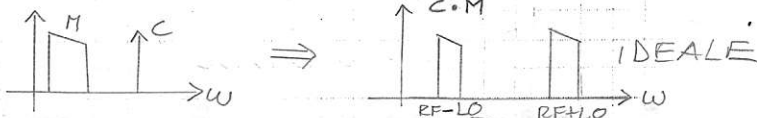
DOWN-CONV.: $RF \rightarrow IF$

$$\cos \alpha \cos \beta = \frac{1}{2} [\cos(\alpha + \beta) + \cos(\alpha - \beta)]$$

Come costruisco un mixer?

- Mixer analogico [fino ai ~100 MHz]

- Oppure uso elementi NON lineari, con non linearità quadratiche [a RF]



Oscillatore locale: uno dei due ingressi → Lo crea sinusoidale, con la potenza che voglio

USCITA: frequenza intermedia
INGRESSO: frequenza RF

Up conversion o Down conversion

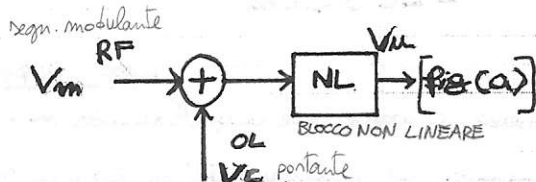
Di solito RF non è molto potente (arriva da antenna)

IF: la si vuole spesso bassa

Oggetto non lineare che fornisce un'uscita proporzionale agli ingressi

Se mixer che fa solo il $\otimes$ è il + ideale possibile: in realtà le strutture di base producono uscite molto più complicate del semplice prodotto

Per ALTE FREQ.:



$$V_u = f(V_m, V_c) = B[V_c] + C[V_c] \cdot V_m$$

generica funz. non lineare

Portante

PARTE CONTINUA

Bona frequenza: mesco a fore le x in modo molto pulito, lineare.

Ad alta f: uso lo schema in fig. (a)

Espondo in serie di Taylor: derivato rispetto alle variabili dello sviluppo

$$V_u = a_{00} + a_{20}V_m + a_{01}V_c + a_{11}V_c \cdot V_m + \dots + a_{mm}V_m V_c + \dots$$

TERMINI UTILE tutti gli altri termini vanno eliminati (filtrati)

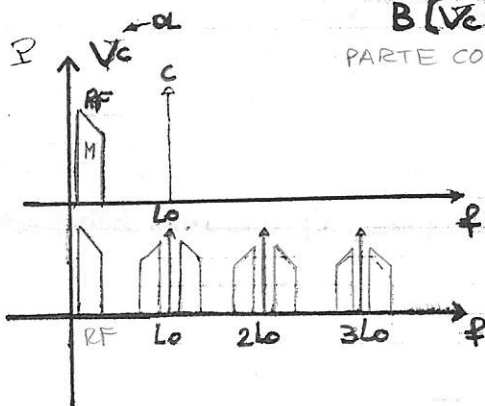
Hip: RF è piccolo → V_m piccolo → Tendo le non linearità (dal 2° ordine in poi) solo di V_c (non di V_m)

$$V_u \approx b_0 + b_1V_c + b_2V_c^2 + \dots + [c_0 + c_1V_c + c_2V_c^2 + \dots]V_m$$

$B[V_c]$ + $C[V_c]V_m$

PARTE CONTINUA

INPUT



Per uscirne bene, servono dei filtri

■ PROPRIETA':

① Non c'è nessun tipo di bilanciamento.

● Mixer bilanciato (o semplicemente bilanciato): uscita identicamente nulla quando il segnale modulante (v_m) è nullo per ogni v_c

$$v_u = 0 \text{ se } v_m = 0 \quad \forall v_c$$

$$\text{cioè: } B(v_c) = 0$$

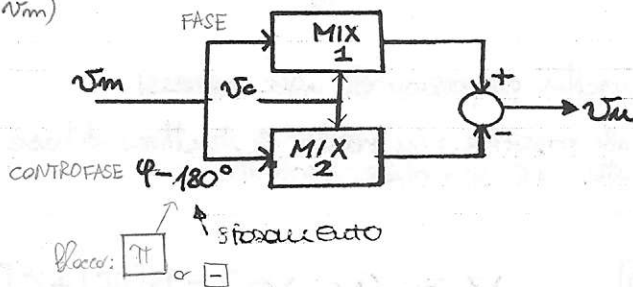
= Non c'è segnale in continua: (bene!)

= le componenti dell'oscillatore locale non ci sono

(bene, perché sono molto potenti e sommergono il segnale quando ~~non~~ vado a leggerlo)

c'è il segnale
in frequenza
ad RF
(nella modulazione è presente
il termine $\cos v_m$)

Come si fa un mixer bilanciato?



$$\begin{aligned} v_u &= B(v_c) + C(v_c)v_m - [B(v_c) + C(v_c)(-v_m)] = \\ &= B(v_c) + C(v_c)v_m - B(v_c) + C(v_c)v_m = \\ &= 2C(v_c)v_m \end{aligned}$$

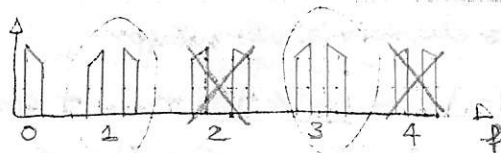
possa recuperare il segnale.

② Problema: se qualche armonica del segnale si sovrappone a quella utile non c'è filtro che

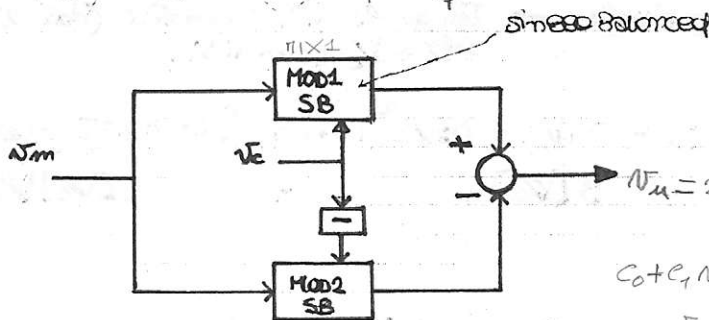
Soluzione $\Rightarrow$

MIXER DOPPIAMENTE BILANCIATO: uscita se componenti di ordine pari di $C(v_c)$

armoniche pari



$$C(v_c) = C_1 v_c + C_3 v_c^3 + C_5 v_c^5 + \dots$$



$$v_{u1} = 2C[v_c]v_m$$

$$v_{u2} = 2C[-v_c]v_m$$

$$v_u = 2v_m \{ C[v_c] - C[-v_c] \}$$

$$C_0 + C_1 v_c + C_2 v_c^2 + \dots - C_0 - C_1 v_c + C_2 v_c^2 - \dots$$

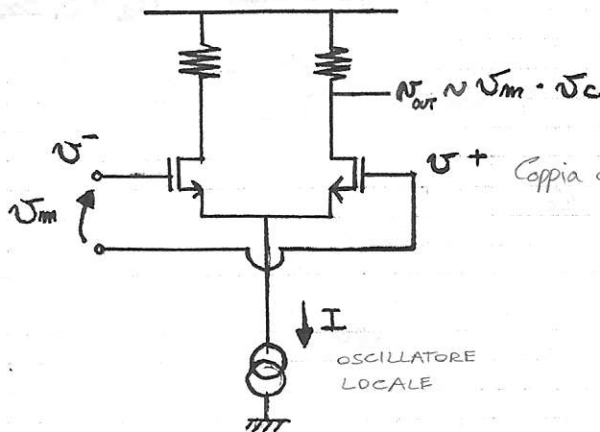
$$v_u = 2v_m [2C_1 v_c + 2C_3 v_c^3 + \dots]$$

! Forse il $\ominus$ sul segnale v_m non è sempre facile, dipende anche dalla frequenza del segnale.

Si usano:

- Costruzione mixer: diodi e transistor non lineari, veloci.

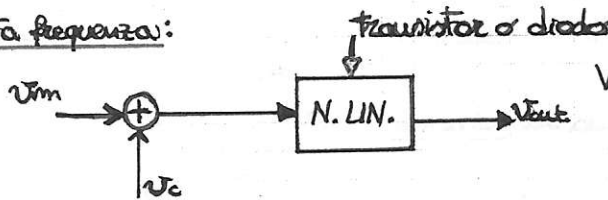
- A bassa frequenza: cella di Gilbert (moltiplicatore analogico) ($< 1 \text{ GHz}$)



V_c : tensione di comando il generatore di c.c.

Coppia differenziale di TRANSISTORS

- Ad alta frequenza:

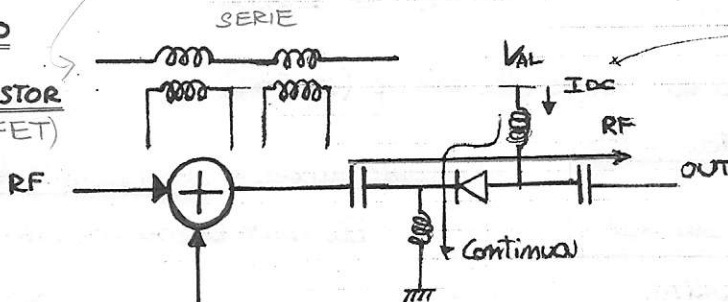


$$V_{out} = f(V_c + V_m) = 2\alpha V_c V_m + \alpha V_c^2 + \alpha V_m^2 + \dots$$

Funzione non lineare che contiene un termine quadratico o al prodotto dei 2 segnali V_c e V_m

- Somma
 el. passivi
 Con partitore resistivo.
 Con trasformatori.
 funzionano bene a RF, risolvono problemi di adattamento

- El. N.L.
 DIODO
 TRANSISTOR (FET)



Per polarizzare il diodo

La frequenza max dipende da quando il diodo non ce la fa + con la sua non linearità

- Difetto 1: La potenza RF viene sparpagliata sulle molte armoniche generate.

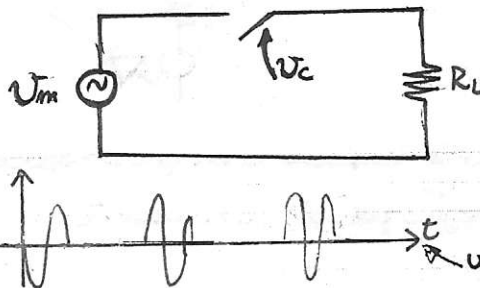
Si usa se si vogliono recuperare le potenze di ordine superiore

- DIFETTO 2: Grosse perdite:

da 0dBm $\rightarrow$ -20dBm (segnale di uscita)
 $V_c \times V_m$ la ampiezza che dipende dai parametri del componente attivo (dipendenze da TC, invecchiamento diodo, ...)
 Se metto un MOS, ho una caratteristica quadratica:

- (b) (a) Non è bilanciato $\Rightarrow$ uso un altro schema: uso $\uparrow$ o $\downarrow$ come SWITCH

MIXER A DIODI:



V_c apre e chiude l'interruttore.

$$\begin{cases} V_m & V_c > 0 \\ 0 & V_c < 0 \end{cases}$$

Prodotto segnale onda quadra

(suppongo interruttore ideale)

$$V_u = V_m \cdot V_c \text{ con } V_c: \begin{cases} 1 \\ 0 \end{cases}$$

Se le componenti non lineari lavora solo come switch ON/OFF siamo molto meno soggetti ai parametri di dispersione.

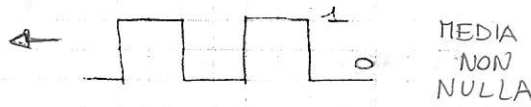
$$\begin{cases} \text{Se } V_c = 1 \Rightarrow V_u = V_m \\ \text{Se } V_c = 0 \Rightarrow V_u = 0 \end{cases}$$

im forma periodica
Sviluppo in serie di Fourier:

Potente: $V_c = m(t) = H_0 + \sum_{k=1}^{\infty} M_k \cos(K\omega_0 t)$

eliminando i termini di disturbo rimane il termine utile: $M_1 v_m \cos(\omega_0 t)$

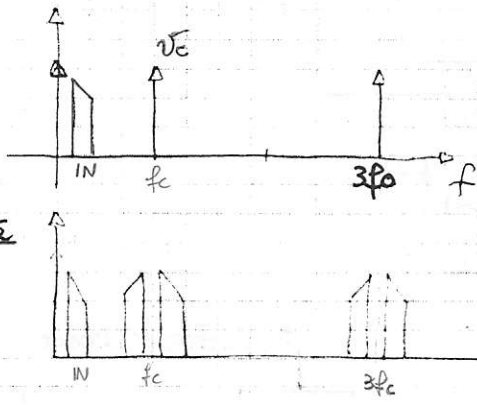
$M_0 = 1/2$
 $M_k = 2/k\pi$ K DISPARI
 $M_k = 0$ K PARI $\Rightarrow$ NULLE



nessuna dipendenza dai parametri del componente attivo.

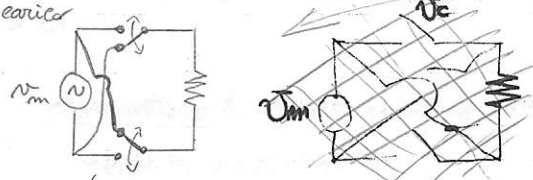
ma questo è un mixer semplicemente bilanciato

$(V_{out} = 0 \text{ se } V_m = 0)$



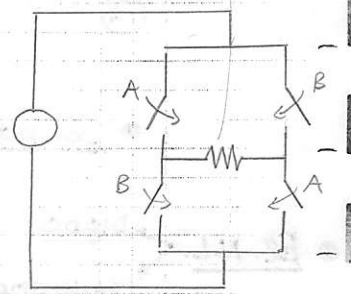
Vari poteri moltiplicare x qle. che varia da -1 a +1.

E' come cambiare il verso del carrier



Quella quadrata a media nulla

Non mi rimane più la componente in banda base del segnale.

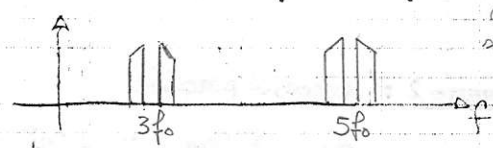


Gli interruttori a MOS non vanno alle alte f (100GHz)

utilizzare interruttori a diodi

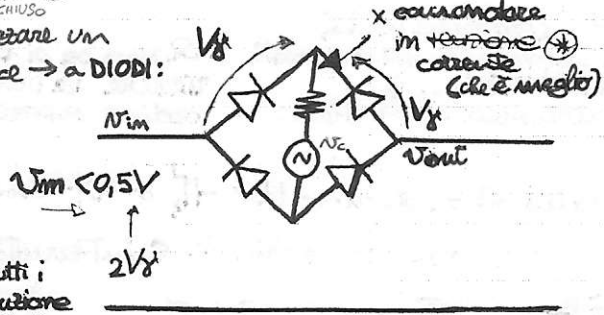
Questo mixer è doppiamente bilanciato

Elimino le componenti pari (non passa più la continua, cioè il segnale in ingresso RF)

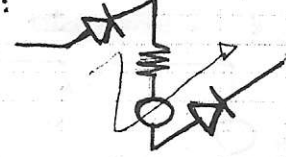


$M_0 = 0$ (media nulla)
 $M_k = \frac{4}{k\pi}$ K DISPARI
 $M_k = 0$ K PARI

E' necessario realizzare un INTERRUPTORE veloce $\rightarrow$ a DIODI:

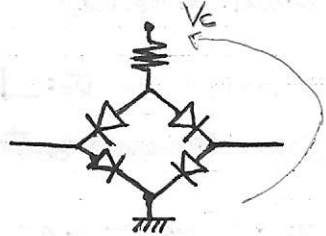


Funziona solo per tensioni d'ingresso piccole rispetto alle dinamiche dei diodi! altrimenti il segnale potrebbe passare così:



$V_b > 2V_b$: tutti i diodi in conduzione
 $V_b < 2V_b$: diodi tutti spenti

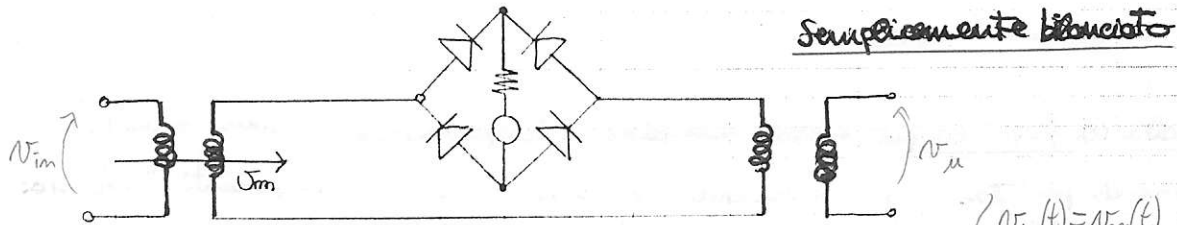
Caratteristica $\propto \exp \rightarrow$ se sbaglia un po' in tensione è un grosso problema
meglio polarizzare in corrente.



Questo è preferenzialmente più veloce che si possa fare! (diodi Shokky)

Dipende solo dall'accensione/spegnimento dei diodi

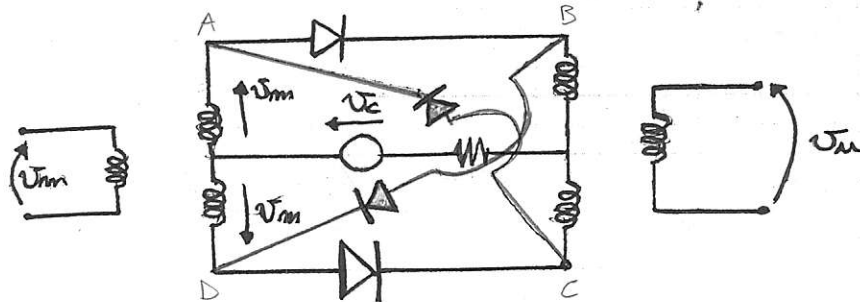
DIFETTI: serve un oscillatore grosso per accendere i diodi, e non grosso x non accenderli.



Semplicemente bilanciato

$$\begin{cases} V_m(t) = V_m(t) & \text{se } V_c(t) > 0 \\ V_m(t) = 0 & \text{se } V_c(t) < 0 \end{cases}$$

Trasformatori: risolvono i problemi di adattamento.



Se più usato!

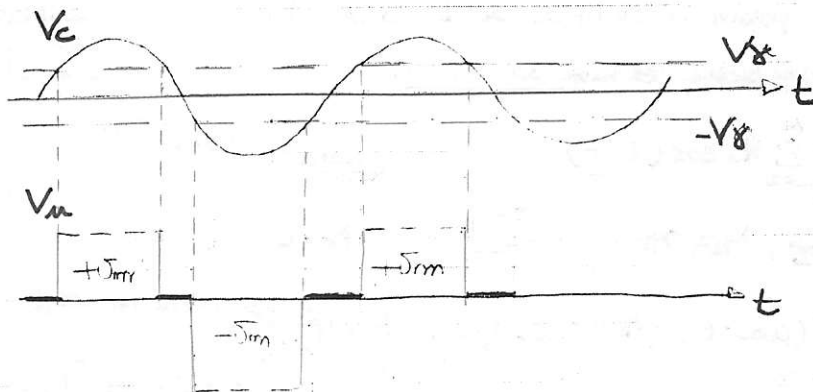
Risparmio due diodi, ma ho un trasformatore + complesso (se uso single balanced)

V_m è piccola $\rightarrow$ non accende i diodi (come accesi da V_c)

Se sistema è simmetrico.

Per ottenere, come prima, il mixer indicato (cioè doppiamente bilanciato), basta aggiungere 2 diodi. (DIODI IN ROSSO)

$\Rightarrow$ MIXER AD ANELLO

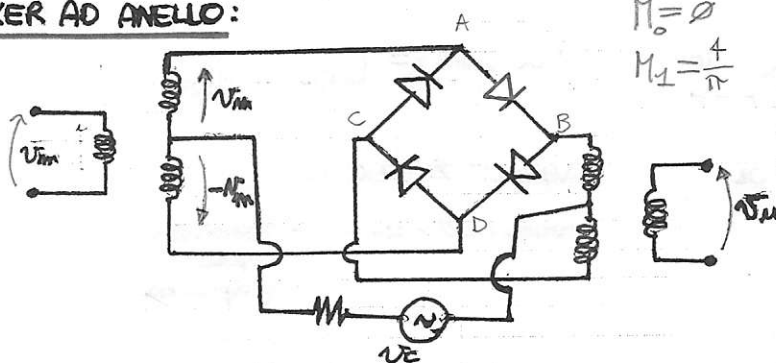


Se $V_c > V_g \Rightarrow V_m$ para

Generalmente sui trasformatori butta il segnale a frequenza più alta (x' funzionale usata).

22 Maggio 2008

MIXER AD ANELLO:



$$\begin{aligned} M_0 &= 0 \\ M_1 &= \frac{4}{\pi} \end{aligned}$$

Diodi ad alta frequenza:

$$V_r \sim 0.2V$$

$$\begin{aligned} &4 \text{ mV} \\ &4 \text{ V} \end{aligned}$$

dove comandare V_c sulle interruzioni

$\Rightarrow$ V_m non deve accendere i diodi

Perfetta simmetria

$$f_{IF} = f_{OE} \pm f_{RF}$$

- Più è alta la frequenza, più è facile realizzare i trasformatori (costano meno).
- Il comando può essere a sinusoidale o onda quadra. L'importante è che sia sufficientemente ^{più} ampio della soglia del diodo (+7 dBm). $\frac{1}{2}V$
- Il segnale a RF invece deve essere piccolo (limitato dal fondo di rumore)
- Il circuito è simmetrico.

DEFINIZIONI; PARAMETRI CARATTERISTICI:

① Perdita di conversione: $P = \frac{P_{in} \leftarrow f_{RF}}{P_{out} \leftarrow f_{IF}}$ Conversione in dB

Se i mixer sono passivi, valori tipici di P sono 5 ÷ 10 dB

Es. perdita di conversione del mixer ad anello:

(Normalmente specificati per un oscillatore locale a +7 dBm)

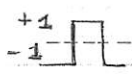
$$V_C = M_0 + \sum_{i=1}^{\infty} M_i \cos(i\omega t)$$

onda quadra

Tensione di picco 50,7V su carico da 50Ω!
oc x portare in conduzione le 11 di 2 diodi Schottky
($V_g = 0,2 \div 0,3V$)



$$M_0 = \frac{1}{2}; M_1 = \frac{2}{\pi}$$



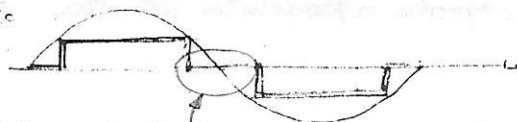
$$M_0 = 0, M_1 = \frac{4}{\pi}$$

USCITA: $V_m = \underbrace{M_1 \cos(\omega_{LO} \cdot t)}_{V_C} \cdot \underbrace{A_{RF}}_{V_m} \cdot \underbrace{\cos(\omega_{RF} \cdot t + \varphi)}_{\text{ignora le altre armoniche}}$

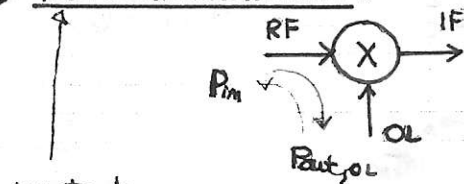
$$\begin{aligned} & \frac{1}{2} M_1 A_{RF} \cos[(\omega_{LO} + \omega_{RF})t + \varphi] \\ & \frac{1}{2} M_1 A_{RF} \cos[(\omega_{LO} - \omega_{RF})t - \varphi] \end{aligned}$$

$$\text{CONVERSION LOSS} = 20 \log_{10} \left(\frac{M_1}{2} \right)^{-1} \approx 4 \text{ dB}$$

ovvero almeno 4 dB di perdita alla freq. somma o diff.



② Perdita di isolamento:



causata da accoppiamenti parassiti

$$\text{Isolamento} = \frac{P_{in} \leftarrow f_{RF}}{P_{out,ol} \leftarrow f_{RF}}$$

Valori: 2 ÷ 60 dB

varia molto con:

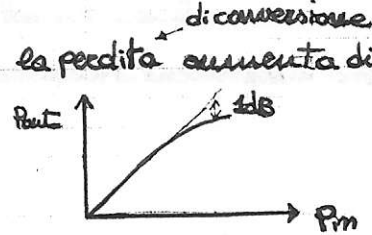
- Tecnologia
- Layout
- Frequenza

③ Figura di Rumore = $\frac{SNR_{in}}{SNR_{out}} = NF$ Quanto peggiore SNR.

③b Punto di compressione : P_{im} t.c. la perdita di conversione aumenta di tot. dB
a tot. dB

P_{im} di cui qui

Valori tipici : qualche dBm



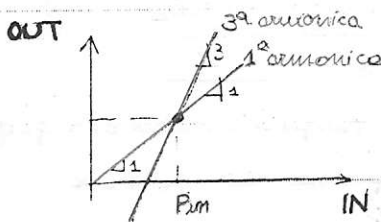
(più essere definito anche in uscita)

Punto di compressione di conversione : livello di potenza RF in ingresso al di sopra del quale il mixer non è più lineare. $\Rightarrow$ non converte più bene.

④ Dinamica : dinamica di ingresso RF, in potenza, entro cui il mixer funziona linearmente.

Limitata $\rightarrow$ Per alti livelli : dal punto di compressione 1dB, $\Leftarrow$ LIMITATA IN ALTO
punto di intersezione
 $\rightarrow$ Per bassi livelli : dal fondo di rumore. $\Leftarrow$ LIMITATA IN BASSO

⑤ P.to di intersezione : P_{im} t.c. $P_{if} = P_{intersezione}$



Potenza RF di ingresso cui corrisponde una potenza d'uscita dei prodotti di intermodulazione indesiderati pari alla potenza del segnale utile IF.

di solito questo punto viene un po' dopo quello di compressione

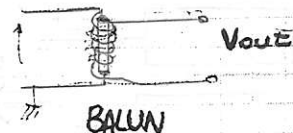
⑥ Adattamento : Rinvio del coefficiente di riflessione visto all'ingresso RF del mixer, normalmente indicato con VSWR, in funzione della frequenza.

$$VSWR = \left| \frac{1 + \Gamma}{1 - \Gamma} \right|$$

■ TRASFORMATORI :

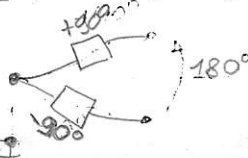
Come si realizzano i trasformatori a RF?

- fino a $f = 1\text{GHz}$: si fanno meccanicamente a filo avvolto

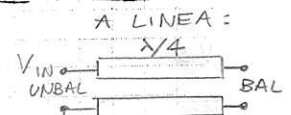


- Per f più alte : c. discreti (con LC)

↑
Pote unbalanced, riferito a massa, ed pace di riferimento



- Per passare da un sistema riferito a massa ad un segnale floating.



Difetto : banda molto piccola

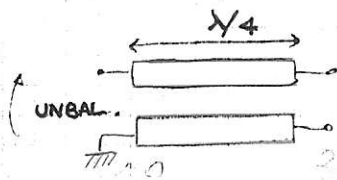
$$\Delta f \ll f_0$$

Sforamento di 180° tra due segnali non più riferiti a massa (vedi dopo...)

Appena mi sposto da f_0 , gli sforamenti cominciano ad essere imprecisi (non +90°)

Lo uso se so di funzionare ad una frequenza ben precisa

A bassa frequenza si possono fare attivi



Quando si sale tantissimo in frequenza, si sfrutta una proprietà delle linee

linee molto vicine, cioè accoppiate

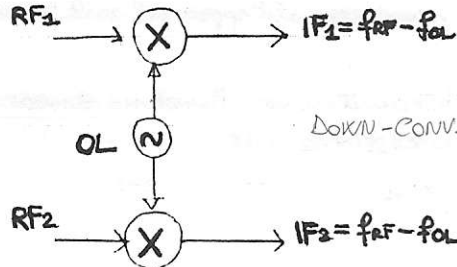
Sistema non molto efficiente, anche lui limitatore in banda

Funzionamento buono in un intervallo di frequenze di un'ottava, fattore 2

$$\frac{1}{8} \text{ cioè } \frac{\lambda}{4}$$

Perché è utile la conversione in frequenza:

CONVERSIONE ETERODINA ⇒ Conserva le relazioni di FASE



$$OL = A_{OL} \cos(\omega_{OL} t + \varphi_{OL})$$

$$RF_1 = A_1 \cos(\omega_1 t + \varphi_1)$$

$$RF_2 = A_2 \cos(\omega_2 t + \varphi_2)$$

$$IF_1 = \frac{1}{2} A_{OL} \cdot A_1 \cos[(\omega_1 - \omega_{OL})t + \varphi_1 - \varphi_{OL}]$$

$$IF_2 = \frac{1}{2} A_{OL} \cdot A_2 \cos[(\omega_2 - \omega_{OL})t + \varphi_2 - \varphi_{OL}]$$

le fasi variano della medesima quantità: φ_{OL}

$\Delta\varphi = \varphi_1 - \varphi_2$ suppongo $\omega_1 = \omega_2$
 per stesso prima $\varphi_1 \neq \varphi_2$
 e dopo la conversione

una conversione eterodina conserva le relazioni di fase

N.B.: utile perché valutare gli sfasamenti a bassa frequenza è più facile che ad alta freq.

Si mantengono ampiezza e fase

(se $\omega_1 \neq \omega_2$ portatore di sfasamento tra le due non ha tanto senso)

Due segnali, per essere veramente isofrequenziali, è opportuno che siano generati dalla stessa sorgente.

ritardare uno sfasamento di 1 ps (di ritardo) a 10 GHz non è facile. Ma se lo ripeto a 10 kHz diventa 1 ms.

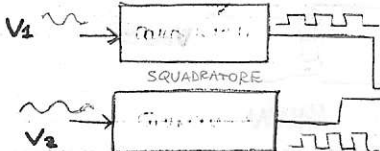
CIRC. DI MISURA DI FASE:

In bassa frequenza

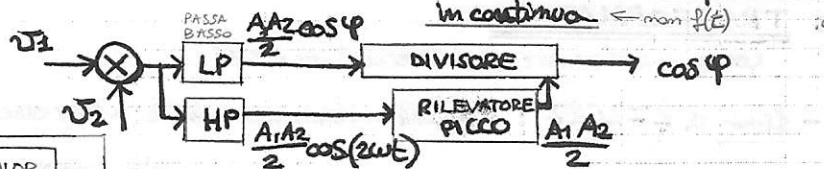
1 Metodi analogici

2 Metodi digitali

richiede segnali puliti



0	0	0
0	1	1
1	0	1
1	1	0



V1

V2

V1

V2

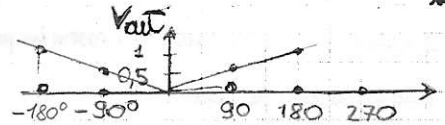
$\varphi = 0$

$\varphi = 90^\circ$

sempre zero

onda con duty cycle che dipende dallo sfasamento e da ricorrenza e valore medio

SVANTAGGIO: è periodico di π , non di $2\pi \Rightarrow E'$ ambiguo come quello analogico!



All'aumentare dello sfasamento aumenta il duty cycle

$\uparrow \Delta\varphi \Rightarrow \uparrow$ DUTY-CICLE

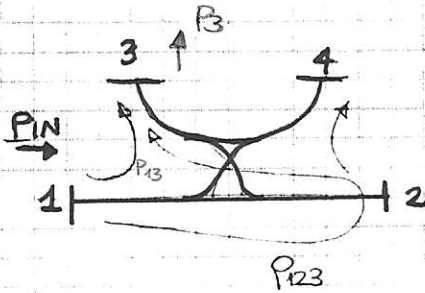
rapporto tra Tempo del segnale a 1 e periodo

Si raggiungono, con questo, frequenze del GHz

Oppure è possibile campionare i due segnali e mandare tutto ad un algoritmo digitale che calcoli da solo lo sfasamento

23 Maggio 2006

STRUMENTI :



Accoppiatore direzionale ideale : $S_{31} = 0$

Accoppiatore reale:

$$\text{Isolamento} = 10 \log_{10} \left(\frac{P_{1N}}{P_3} \right) = I$$

Potenza

Non va valutato in modo assoluto:
se il segnale giunto in ② e poi riflesso fino a arrivare alla ③ è piccolo, allora servirà magari un isolamento maggiore

$$\text{Direttività} = 10 \log_{10} \frac{P_{123}}{P_{13}} \Rightarrow \quad (\text{sapendo } P_2 = 1 \text{ c.c.})$$

Potenza che passa per un punto sbagliato rispetto a quella che ci arriva dal percorso giusto
molto usata negli analizzatori di rete

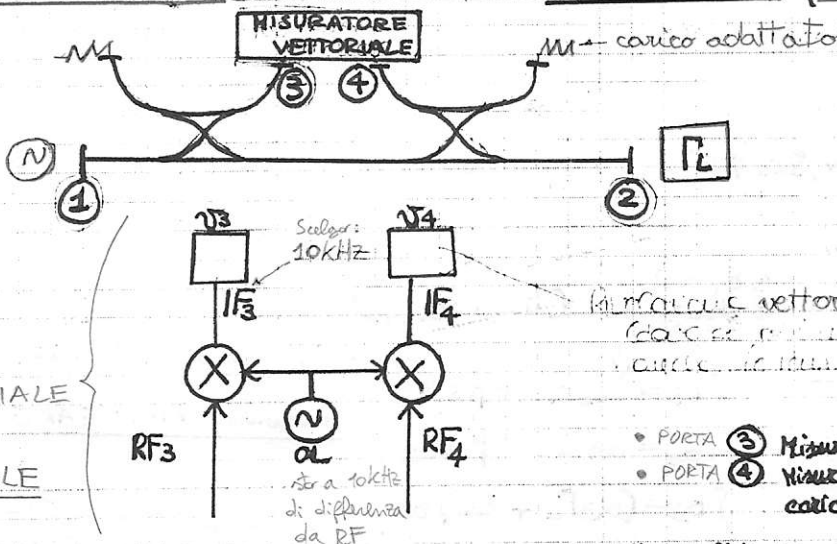
In Parametri S :

$$I = 20 \log_{10} \frac{1}{|S_{31}|} \quad \text{se } S_{31} = 0 \Rightarrow I = \infty$$

$$D = 20 \log_{10} \frac{|S_{12} \cdot S_{23}|}{|S_{13}|} = 20 \log_{10} \frac{|S_{21} S_{32}|}{|S_{31}|}$$

reciproci

■ RIFLETTONETRO : Riflettometro per la misura dei Γ (sottosistema di analizzatore di rete)



Misuratore vettoriale :
restituisce rapporto tra i moduli e differenza tra le fasi dei 2 segnali

Misuratore vettoriale a bassa frequenza
dove si può realizzare facilmente
circuiti integrati a sostrato misto
sia ampiezza che fase (x)

- PORTA ③ Misura cosa ho inviato
- PORTA ④ Misura ciò che è riflesso dal carico incognito

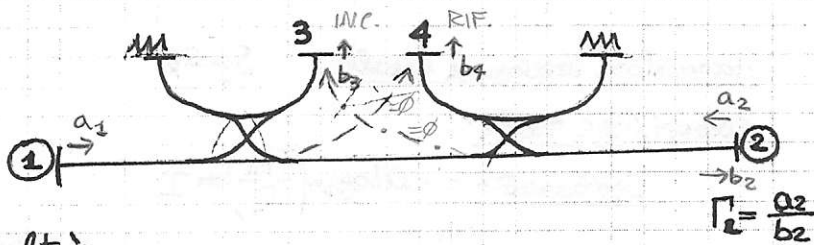
$$\text{In realtà } RF_3 = RF_4 \Rightarrow IF_3 = IF_4$$

* Possiamo campionare entrambi e poi fare tutto digitale

Ottenere un segnale IF in banda freq., campionarlo, rilevare modulo e fase e trovare Γ

1-1 4

1) - CASO IDEALE: $I, D \rightarrow \infty$



Idealità:

- Hp:
- $S_{14} = S_{23} = 0$
 - $S_{kk} = 0$ porte riflettometro adattate.

$$\begin{cases} b_3 = S_{31} \cdot a_1 \\ b_4 = S_{42} \cdot a_2 \\ b_2 = S_{21} \cdot a_1 \\ b_3 = \frac{S_{31}}{S_{21}} \cdot b_2 \end{cases} \Rightarrow \frac{b_4}{b_3} = \frac{S_{42} S_{21}}{S_{31}} \cdot \frac{a_2}{b_2} = \frac{e}{\Gamma_L}$$

$$\Gamma_L = \frac{b_4}{b_3} \cdot \frac{1}{e}$$

Ora passo in IF e trovo che:

Tensioni: $V = \sqrt{Z_0} (a + b)$ e $(a + b)^2 = \frac{V^2}{Z_0} \Rightarrow \text{pot. segnale}$

$\frac{b_4}{b_3} = \frac{V_4}{V_3} \leftarrow a_{3,4} = 0$ uscite adattate

Per forzare lo strumento: metter un $\Gamma_L = -1$ e misuro quanto viene

Sarà $\left[\frac{b_4}{b_3} = -e \right]$ (con $\Gamma_L = -1$)

2) - Sistema reale: $S_{14}, S_{23} \neq 0$ e $S_{kk} \neq 0$

$$\begin{cases} b_1 = S_{11} \dots \\ \vdots \\ b_4 = S_{44} \dots \\ a_3 = \Gamma_3 b_3 \\ \vdots \\ a_4 = \Gamma_4 b_4 \end{cases}$$

6 Equazioni
8 Incognite $(b_{1,4}; a_{1,4})$

$$\begin{cases} b_3 = \alpha_3 a_2 + \beta_3 b_2 \\ b_4 = \alpha_4 a_2 + \beta_4 b_2 \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} b_3 = (\alpha_3 \Gamma_L + \beta_3) b_2 \\ b_4 = (\alpha_4 \Gamma_L + \beta_4) b_2 \end{cases}$$

Relazione BILINEARE

$$\frac{b_4}{b_3} = \frac{\alpha_4 \Gamma_L + \beta_4}{\alpha_3 \Gamma_L + \beta_3}$$

$V_i = \sqrt{Z_0} \cdot (a_i + b_i) = \sqrt{Z_0} b_i (\Gamma_i + 1)$ data alla non idealità del sistema
suppongo misurazione NON adattata (caso + generale possibile)

$$V_3 = \sqrt{Z_0} (a_3 + b_3) = \sqrt{Z_0} (\Gamma_3 + 1) b_3$$

$$\frac{V_4}{V_3} = \frac{\sqrt{Z_0} (1 + \Gamma_4) (\alpha_4 \Gamma_L + \beta_4) b_4}{\sqrt{Z_0} (1 + \Gamma_3) (\alpha_3 \Gamma_L + \beta_3) b_3} \leftarrow \text{Relazione bilineare del parametro } \Gamma$$

$$\frac{V_4}{V_3} = A \frac{\Gamma_L + B}{\Gamma_L + C}$$

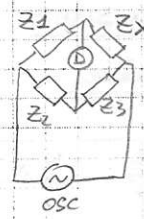
N.B: $|\alpha_3| \ll |\beta_3|$
x che $S_{14}, S_{23} \ll$

Come determinare A, B, C? Con 3 carichi noti!

3 carichi:

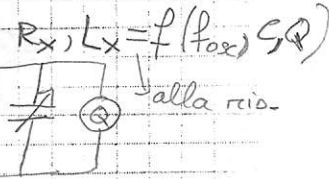
- c.c.
- c.a.
- carico $Z = Z_0 = 50\Omega$

← taratura del riflettometro ideale



D = Detector

$$Z_x = \frac{Z_1}{Z_2} Z_3 \text{ valida quando } I_D = 0$$



$$R_x, L_x = f(f_{ox}, S, Q)$$

alla rido.

MISURE DI IMPEDENZA a RF:

- Circuiti a ponte fino a 300 MHz autobilanciante

Con capacità, induttanze

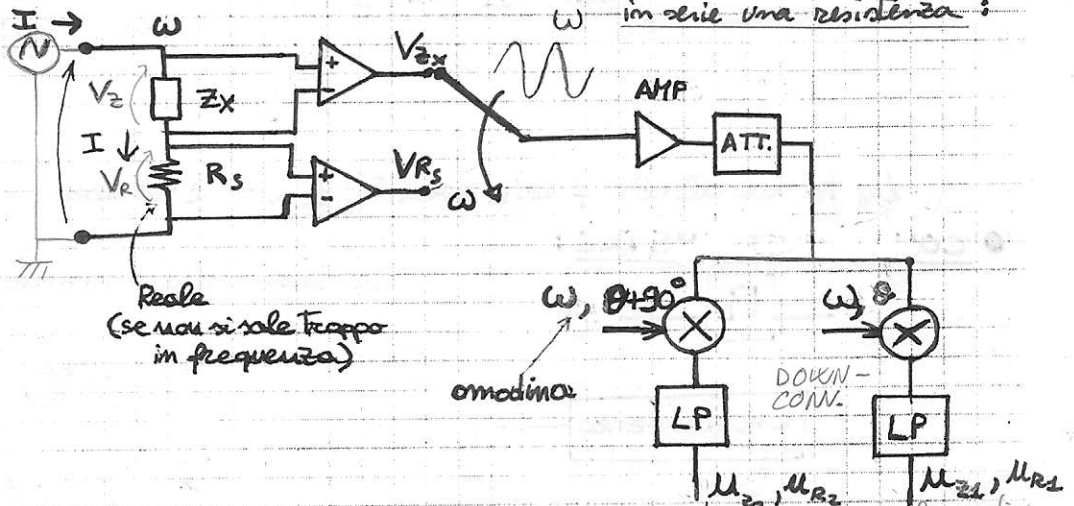
- Metodi risonanti con alti Q (con C tunabile)

- Metodo I-V valido anche ad alta freq. (qualche GHz). Devo misurare Z_x , gli metto in serie una resistenza:

$$Z = \frac{V}{I}$$

Fino a 100 MHz:

$$R_s \in R_0$$



Fino alla sonda di RF

Il primo limite è l'amplificatore

$$V_z = A \cdot \cos(\omega t + \varphi)$$

$$A = I \cdot |Z_x|$$

$$V_R = B \cos(\omega t)$$

$$B = I \cdot R_s$$

$$\mu_1 = \langle V \cdot \cos(\omega t + \varphi) \cdot \cos(\omega t + \theta) \rangle = \frac{V}{2} \cos(\varphi - \theta)$$

$$\mu_2 = \frac{V}{2} \cos(\varphi - \theta - \frac{\pi}{2}) = \frac{V}{2} \sin(\varphi - \theta)$$

$$\left| \frac{Z_x}{R_s} \right| = \frac{A}{B} \Rightarrow |Z| = R_s \sqrt{\frac{\mu_{z1}^2 + \mu_{z2}^2}{\mu_{R1}^2 + \mu_{R2}^2}}$$

TENSIONI

con:

$$\mu_{z1} = K A \cos(\varphi - \theta)$$

$$\mu_{R1} = K B \cos(-\theta)$$

$$\mu_{z2} = K A \sin(\varphi - \theta)$$

$$\mu_{R2} = K B \sin(-\theta)$$

↓
rappresenta guadagni/attenuaz. della linea

$$= \frac{V_0}{2} \sin(\varphi - \theta)$$

$$= \langle V_0 \cos(\omega t + \varphi) \cdot \cos(\omega t + \theta) \rangle = \frac{V_0}{2} \cos(\varphi - \theta)$$

Da cui è possibile ricavare la fase φ

con φ sfasamento dovuto a Z

$$\varphi: V_z = \cos(\omega t + \varphi)$$

$$V_R = \cos(\omega t) \text{ (riferimento a zero e non sfasamento)}$$

N.B.: Non serve misurare I e V insieme

Sopra i 100 MHz?

Non posso usare gli amplificatori

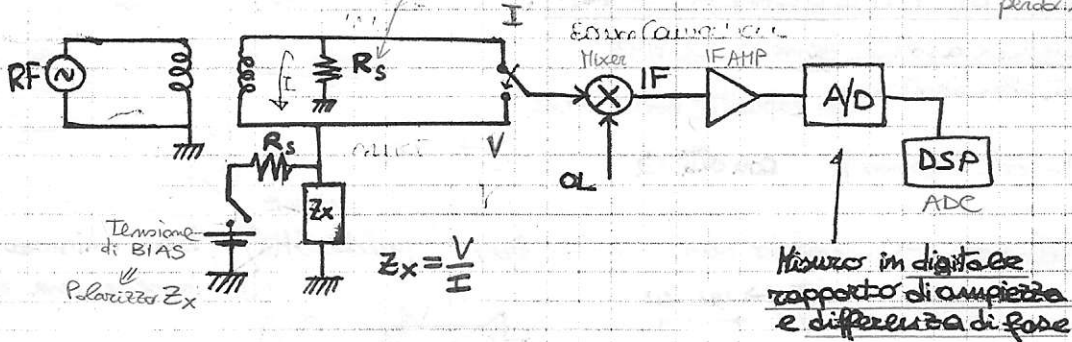
R non sarà solo resistiva (avrà anche una L e C)

Soluzione:

- RF- I/V → fino a 3 GHz

utilizzo dei trasformatori

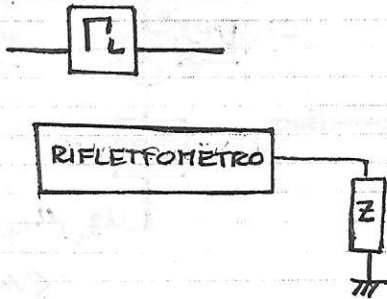
è l'elemento che mi limita a 3 GHz (la sua impedenza diventa Πm e perde il riferimento)



Limitazione alle alte f data dalla R che non è più reale.

- CON RIFLETTOMETRO:

Si basa sulla misura di Γ (fino a 100 GHz)



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

$$Z = \frac{1 + \Gamma}{1 - \Gamma} Z_0$$

Problemi: misura sensibile solo nell'intorno di Z_0

(se $Z_0 = 50 \Omega$ non vedo ne $10 k\Omega$ ne $1 M\Omega$ ne 1Ω)

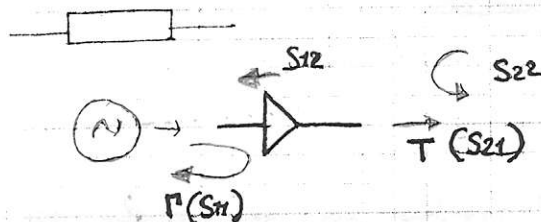
■ ANALIZZATORE DI RETE :

Per misurare i parametri S

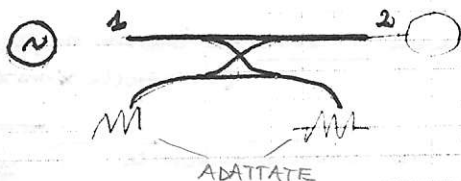
$$\begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix}$$

Per caratterizzare un dispositivo

(L'ANALIZ. DI SPETTRO caratterizza un segnale)

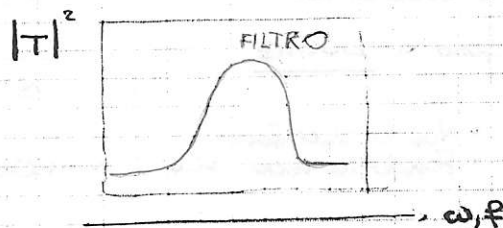
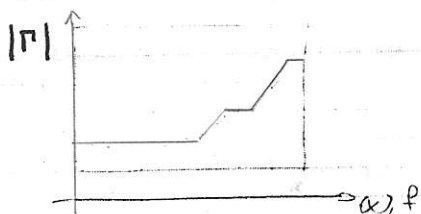


Alcuni analizzatori fanno contemporaneamente tutte queste misure



Di fatto, uso un due porte e, di volta in volta, adotto le altre due (che non sono sotto esame)

Serve un generatore di funzioni che faccia lo ^{spazzare} sweep di frequenza, per poter ricavare l'andamento dei parametri con f .



Misura bene solo oggetti lineari

Mando una sinusoidale in ingresso e valuto la risposta in uscita

Misura principale degli analizz. di rete:

- Ritardo di gruppo: Quanto è ritardato il segnale in frequenza? ce lo dice la fase.

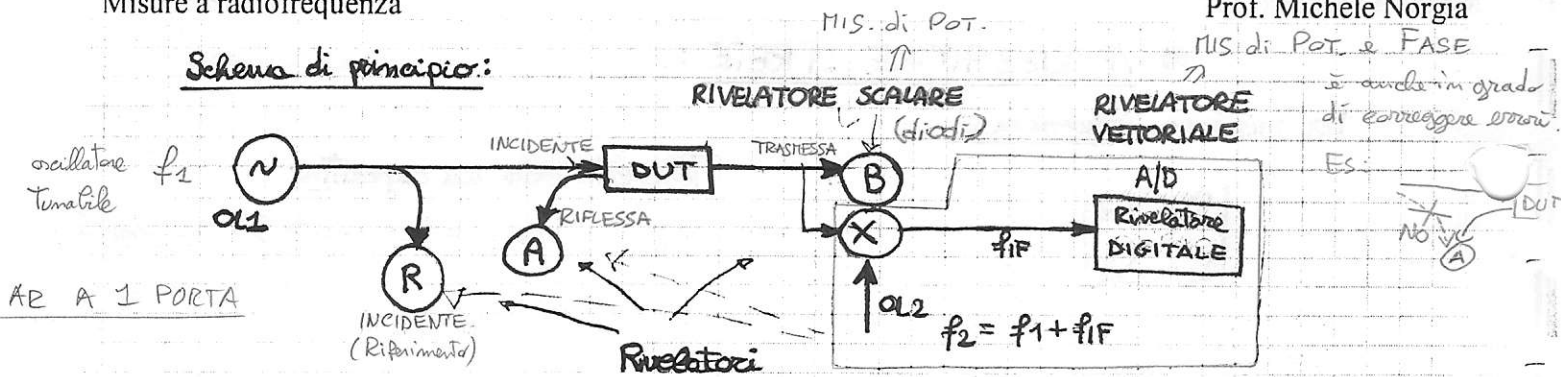
$$\tau = -\frac{d\phi}{d\omega}$$

la fase dovrebbe andare lineare (diminuire) con la frequenza

Per avere forme d'uscita non distorte e uguali all'ingresso, bisognerebbe avere τ costante in frequenza. (in modo che tutte le componenti siano ritardate della stessa quantità)

fase lineare

Schema di principio:



$$\Gamma = S_{11} \propto \frac{A}{R} \quad \text{RIFL.} \\ T = S_{21} \propto \frac{B}{R} \quad \text{INCID.}$$

Relazioni su m° complessi, non su moduli e basta

Se voglio solo conoscere l'ampiezza (che costa meno), uso per R, B, A dei banali misuratori di potenza (a diodi, ...)

② AR SCALARI: (A), (B), (R) rivelatori a diodi → Bianchi in frequenza (vanno bene x misurare i Mixer)

misuro solo i moduli

Non posso correggere alcuni errori, tipo direttività finita

Forse importantissima è la temperatura

Sorgenti: oscillatori

Tunabili fino a ~100 GHz

$$|S_{11}| = \frac{A}{R}$$

$$|S_{21}| = \frac{B}{R}$$

Difetto: • Non hanno fase
• Fondo rumore alto: ~ -60 dBm (perdo 40 dB)

Questo perché i tempi di misura sono ridotti (x necessità di sfruttare tutte le frequenze)

③ Soluzione vettoriale: a eterodina (supereterodina)

OL2 derivato da OL1, meno bello, meno preciso

In due passi (mantiene le relazioni di fase)

Per riportare le segnali in banda f (IF) e fare tutte le necessarie rivelazioni (di fase, ...)

Rivelatore digitale: x tutte le elaborazioni necessarie.

IF → Non troppo alta, senno non serve (elettronica molto costosa).

Non troppo bassa: [a] Instabilità dell'oscillatore: oscillatore dovrebbe essere fermo (con rispetto di nro) inferiore a IF, e lui lavora ai GHz

Difficile!

[b] Roll-off troppo lento!

Con il fondo di rumore scendo di 40 dB

Se la f_1 balla e la IF è confrontabile con tale variazione della f_1 , allora, al posto di vedere la fase del segnale, vedo la sinusoide dell'oscillatore che balla.

Un dispositivo così fatto, non misura totalmente e simultaneamente tutti i par. S. Per farlo è necessario "girare" il componente → Introduce errori.

Strutture tipiche [ANNI '70]: Misura simultaneamente tutti i parametri (switch).

Modello che misura tutte e 4 le grandezze con switch variabili che applicano il segnale da una parte o dall'altra.

Dividere di potenza resistivo (-6dB)

fol

AR a DUE PORTE:

Difetto: perdo metà della potenza (in tensione) $\rightarrow$ 1/4 di potenza (-6dB). Ho delle perdite, ma costa poco, è buono in frequenza (l'accoppiatore direzionale non ha perdite ma è abbastanza selettivo in frequenza).

attenuatore variabile: stabilizza la MAX Pot che può entrare

accoppiatore direzionale con una delle 4 porte adattato

$f_{IF} \sim 100 \text{ kHz}$

$f_{OL} \sim 1 \div 30 \text{ GHz}$

$f_{OL,2}$: legato a f_{OL} in modo che la conversione sia sempre a $IF = 100 \text{ kHz}$

- Con il 1° switch in alto $\rightarrow$ S_{11} o S_{21}
- Con il 1° switch in basso $\rightarrow$ S_{22} o S_{12}

Se tutto va calibrato perché i segnali, seguendo percorsi diversi, avranno alcuni dB di perdite, sfasamenti,...

Oscillatore: importante che sia preciso, pulito. E' tunabile ed è fatto con materiali



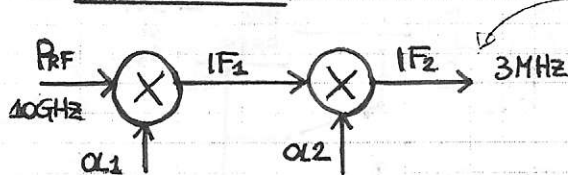
particolari: cristalli con proprietà risonanti.

Si mette il cristallo all'interno di una bobina, si può variare la freq. di risonanza variando il campo magnetico (vario I):



◆ Es.: Cosa guadagno come fondo di rumore usando rivelatore di fase anziché rivelatore secolare?

— Supereterodina.



Riparto $V_{m,RF}$ in INGRESSO
Lo riparto quindi in RF $\rightarrow V_{m,RF} = V_{m,IF} \cdot 3,16 \approx 1,6 \mu V$
 $P_{N,RF} = \frac{V_{m,RF}^2}{R} \approx 5 \cdot 10^{-14} W$
50 Ω

-103 dBm $\rightarrow SNR \approx 1$

Voglio confrontare 2 RIV.: uno a supereterodina e l'altro a diodi (riv. diretta)

$V_m = 10 mV/\sqrt{Hz}$ FONDO DI RUMORE in USCITA

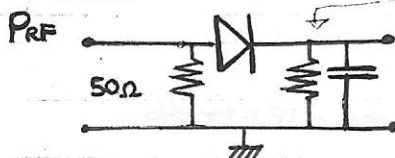
$B = 2,5 KHz$ Con questa banda vogliamo poter fare

$IL = 5 dB$ PERDITA MIXER

1000 misure/sec

$$V_{m,eff} = V_m \sqrt{B} = 10 mV/\sqrt{Hz} \sqrt{2500 Hz} = 500 mV = 0,5 \mu V$$

— Diode.



$$V_m = 10 mV/\sqrt{Hz}$$

$$B = 2,5 KHz$$

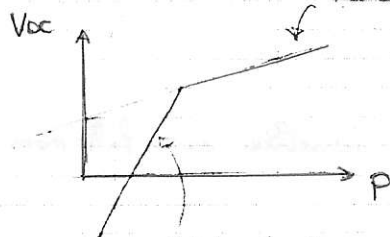
$$V_{m,DC} = 0,5 \mu V \quad (\text{Vedi sopra})$$

Supponiamo RIV. quasi IDEALE $S = 900 \mu V/mV$

$$P_{m,RF} = \frac{V_{m,DC}}{S} = \frac{0,5 \mu V}{900 \mu V/mV} \approx 5,5 \cdot 10^{-4} mW \rightarrow -63 dBm$$

come ci aspettavamo
non si va oltre
i -70 dBm

raggiunti con una
B più stretta



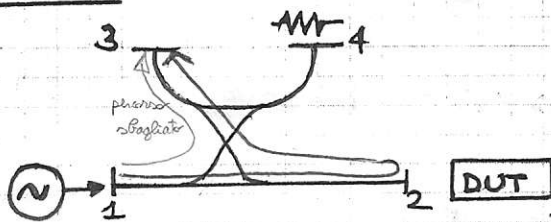
Il diodo non è quasi ideale

non demodula
e non ha Vdc, ha solo

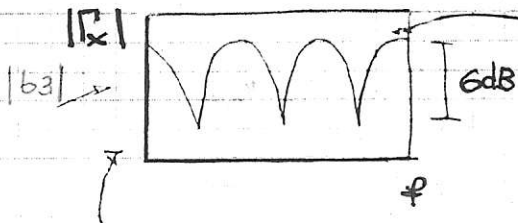
un valore medio nullo

● Difetti nei componenti:

— Direttività di accoppiatore direzionale:



Prendo un DUT noto con $\Gamma_x = -1$ (c.c.)
Faccio la misura in frequenza.



Struttura a buchi, perché a seconda di ϕ , cioè da come si somma in fase o controfase

Non vedo quello che mi aspetto, cioè -1.
Direttività?

$$D = 20 \log \frac{|S_{21} \cdot S_{32}|}{|S_{31}|}$$

Il sistema non è ancora tarato

Non conosco il livello assoluto del segnale, conosco solo il valore relativo 6dB.

oppure:

$$b_3 = a_1 S_{31} + a_2 S_{32} \quad \Gamma = 1$$

h.c. $a_3 = 0$ (adattato)

$$= a_1 S_{31} + a_1 S_{21} \Gamma_x S_{32}$$

termini spurio

termini buoni

Il grafico in realtà non dà b_3 e io conosco solo $\frac{|b_{3\max}|}{|b_{3\min}|} = 6\text{dB}$

$$|b_{3\max}| = |a_1| (|S_{31}| + |S_{21} \Gamma_x S_{32}|) \quad \text{in fase}$$

$$|b_{3\min}| = |a_1| (|S_{21} \Gamma_x S_{32}| - |S_{31}|) \quad \text{in controfase}$$

$$\text{con } \Gamma_x = -1 \Rightarrow \frac{|b_{3\max}|}{|b_{3\min}|} = \frac{|S_{21} S_{32}| + |S_{31}|}{|S_{21} S_{32}| - |S_{31}|} = \frac{d+1}{d-1} = 2 \rightarrow d=3$$

$\Gamma_x = -1$
 $|\Gamma_x| = 1$

$$D = 20 \log_{10} d$$

$$d = \frac{|S_{21} S_{32}|}{|S_{31}|}$$

$10^{0.5}$
6dB
dato

$$D \approx 9.5\text{dB}$$

basta!

Accoppiatore normale: $D \approx 30 \div 40\text{dB}$

Con $|\Gamma_x| = 0,1$ abbiamo una direttività:
al posto del c.c.

$$\frac{|b_3|_{\max}}{|b_3|_{\min}} = \frac{|\Gamma_x|d + 1}{|\Gamma_x|d - 1} = 2$$

$$|\Gamma_x|d = 3 \rightarrow d = 30 \rightarrow D \approx 30 \text{ dB}$$

Come faccio per eliminare i "buchi" nel grafico di $|\Gamma_x|$?

con una postelaborazione, una taratura.

● ERRORI POSSIBILI:

① SISTEMATICO: errore nel risultato ripetitivo e ripetibile $\rightarrow$ correggibili con una CALIBRAZIONE

② ACCIDENTALI (CASUALI): ~~casuali~~, fenomeni non ripetibili.

Se accidentali scartelati, per ridurre si può pensare di mediare le misure.
(fare tante misure) $\rightarrow$ a media nulla.

Varianza valor medio: n volte più piccola della varianza del singolo fenomeno.

③ DERIVE: nel tempo, variazione di parametri: correggibili ripetendo la calibrazione

Errori correggibili se non superano una certa entità (non affogano completamente il segnale)

a) ERRORI SISTEMATICI: (R) INC.



① Direttività finita $\rightarrow$ sbaglio S_{11} (e S_{22})
source-m. Load mismatch
per simmetria

② Crosstalk: ingresso e uscita di DUT si parlano $\rightarrow$ sbaglio S_{12}, S_{21}

questi errori non sono costanti, si sommano in fase

$\rightarrow$ ottengo strutture a bracci tipo quella di prima.

③ Source mismatch e load mismatch: dovuto al fatto che le coriche deve essere compenso in qualche modo

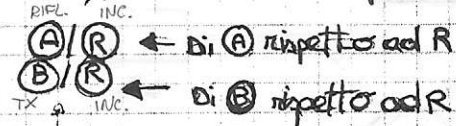
[Disadattamento tra i connettori al DUT]

$\rightarrow$ qualche discontinuità me la ritrovo.

$\rightarrow$ sbaglio su tutto: $S_{11}, S_{21}, \dots$ ovvero sbaglio nella lettura della tensione.

④ A, B, R : hanno una loro risposta in frequenza, possono essere un po' disadattati

2a "Errore di risposta in frequenza"



Le misure sono sempre relative ad R

Non devo volutamente gli errori assoluti

→ Correzioni:

Analizzatore di rete scalare: posso correggere solo l'errore (A), andando a misurare un carico noto (filo tra le 2 porte)

Non cancello le oscillazioni, agisco su valore medio non conosco le fasi.

$$|S_{11}| = C \left| \frac{A}{R} \right| \text{ se tutto è ideale}$$

↑
più vicino in frequenza

Ponendo $|S_{11}| = 1$ ricavo C: $C(f) = \frac{R}{A}$

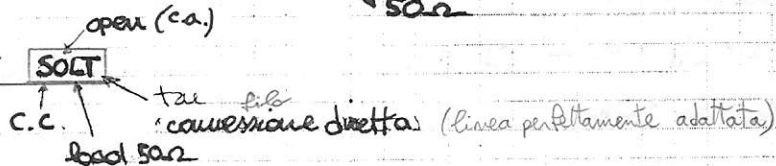
"Response calibration"

Analizzatore di rete vettoriale:

• Calibrazione ad una porta: sistema gli errori ② e ③ ← Con sorgente che deriva da una porta sola

Analizza 3 carichi noti → C.C.
→ C.A.
→ S.O.R.

• Metodo SOLT



Non posso però usare un analizzatore di rete collegato ad una porta. Con una porta posso misurare

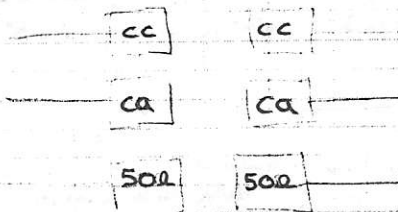
S_{11} in funzione di S_{12} e S_{22} : $S_{11} = f(S_{12}^*, S_{22}^*)$

Con un misuratore a DUE PORTE ottengo una funzione di tutte le S:

$$S_{11} = f(S_{11}^*, S_{12}^*, S_{21}^*, S_{22}^*)$$

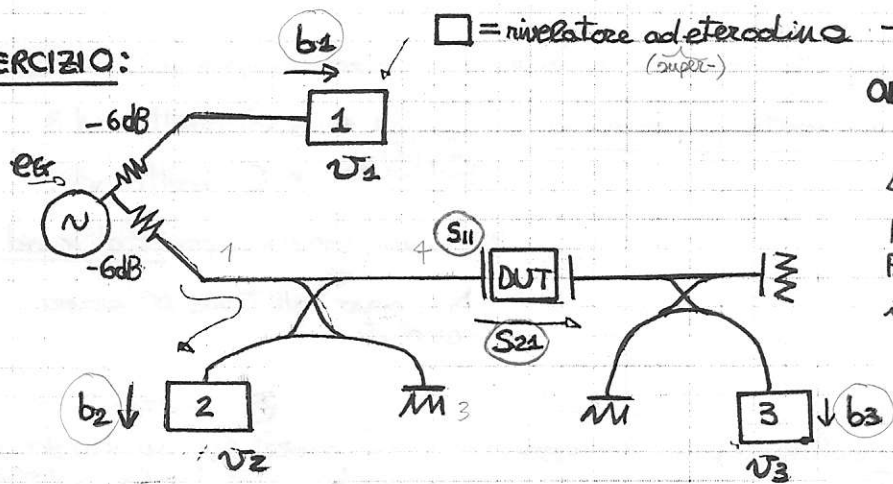
↑
misurato

Per misurare S_{11} devo quindi misurare tutti gli altri S in modo che l'elettronica dello strumento



possa correggere, tramite la funzione $f(\cdot)$, gli errori interni allo strumento.

ESERCIZIO:



L'analizzatore di rete in questione può misurare solo due parametri S. Per misurare gli altri devo girare il DUT.

IPOTESI ERRORI:

non idealità

D FINITA

Mixer: 3 perdite diverse $\begin{matrix} L_1 \\ L_2 \\ L_3 \end{matrix}$ dipendenti da f

Tutto adattato (altrimenti non potrei effettuare la misura: avrei una parte incognita di Pot. riflessa)

Come faccio a ottenere le misure corrette?

Descrivere la taratura:

b_1, b_2, b_3 sono la mia misura (non da ricavare)



$$\begin{cases} b_1 = C_1 \cdot e_g \\ b_2 = C_2 \cdot S_{11} \cdot e_g + C_3 \cdot e_g \\ b_3 = C_4 \cdot e_g \cdot S_{21} \end{cases}$$

$C \Rightarrow$ COEFF. incogniti di DISADATTAMENTO.

(una parte dipende dalla Direttività finita e una parte dalla Pot. riflessa dal DUT)

RILEVA ETERODINA

↑

So in realtà non misuro i campi b_1, b_2, b_3 ma le tensioni v_1, v_2, v_3 attenuate dalla down-conversion di b_1, b_2, b_3

N.B.: 3 COEFF. sono ricavati in funz. di v_1, v_2, v_3

$$\begin{cases} v_1 = K_1 e_g \\ v_2 = K_2 S_{11} e_g + K_3 e_g \\ v_3 = K_4 e_g S_{21} \end{cases}$$

K_1 contiene C_1 e L_1 .

In pratica aggiungere incognite proporzionali proporzionali a L_1, L_2, L_3 non mi cambia nulla in quanto inglobo i coeff. C in K.

$$v_1 = e_g K_1$$

Devo ricavare S_{11} e S_{21} .

$$S_{21} = \frac{v_3}{K_4 e_g} = \frac{v_3}{v_1} \cdot \frac{K_1}{K_4}$$

Devo fare la calibrazione di questo parametro complesso. Se voglio leggere solo il modulo di S_{21} (analiz. di rete non vettoriale) basta fare la calibrazione in ampiezza (ignora la fase). E' un'espressione "rognosa" (somma dei coeff K). Ho bisogno della misura in t, l e $\frac{1}{2}$ per fare la calibraz.

$$S_{11} = \frac{v_2 - K_3 e_g}{K_2 e_g} = \frac{K_1 v_2}{K_2 v_1} - \frac{K_3}{K_2}$$

$$\begin{cases} S_{21} = A \frac{v_3}{v_1} \\ S_{11} = B \frac{v_2}{v_1} - C \end{cases}$$

Taratura: devo trovare $\begin{cases} A(f) \\ B(f) \\ C(f) \end{cases}$

Determino: $A(f)$ uso la Trasmissione (connessione diretta)

$$\frac{K_1}{K_4}$$

① LINEA $\Rightarrow S_{21}=1$ $A = \frac{V_1}{V_3} \frac{1}{S_{21}}$
 con true line
 CORTA
 $A(f) = \frac{V_1(f)}{V_3(f)} \leftarrow V f$

05 giugno 2006

Determino B e C:

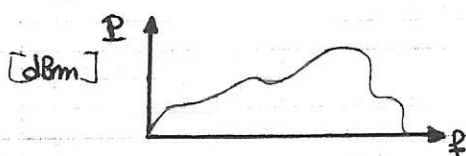
② Carico: c.c. $\Rightarrow S_{11} = -1 = B \frac{V_2}{V_1} |_{c.c.} - C$
 ③ Carico: c.a. $\Rightarrow S_{11} = +1 = B \frac{V_2}{V_1} |_{c.a.} - C$
 } 2 equazioni con 2 incognite (B e C)
 Quindi per calibrare lo strumento servono almeno 3 misure x tutta la f

ANALIZZATORI DI SPETTRO: ETERODINA

Studiare il segnale analizzandone le proprietà spettrali.

Per segnali con f troppo alta, pensare di studiarne l'andamento nel tempo e analizzarlo.

ANALISI SPETTRALE.



Mostra la POTENZA di un segnale (nell'intervallo Δf)

In realtà dovrei riportare la densità spettrale di potenza.

$$P = \int_B P df$$

densità spettrale di potenza

① Come trovare le varie componenti in frequenza? Potrei usare tanti filtri selettivi su ogni f.

Ad alta f dovrei fare troppi filtri!

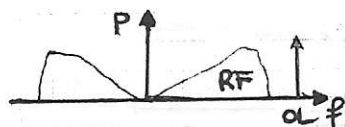
② Se è pensativo di usare un filtro solo accordabile

inoltre: $Q = \frac{f}{\Delta f}$ $\Rightarrow$ Ad alta f la banda di tale filtro tende ad allargarsi

COSTOSO (Barati su circuiti risonanti)

AS AD ETERODINA

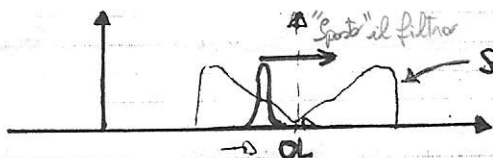
③ Invece "spostare" il filtro, spostare il segnale (cambiare la freq. di OL)
 offre le prestazioni + elevate in sensibilità, riduce in freq. e versatilità di impiego su ampie B.
 Cioè una replica del segnale (f immagine)



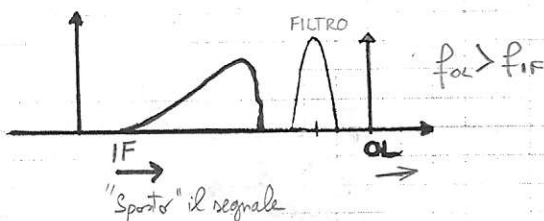
$$RF \otimes \cos(\omega_{OL} t) \rightarrow \begin{cases} f_{IF} = f_{RF} + f_{OL} \\ f_{IF} = f_{OL} - f_{RF} \end{cases}$$

UP-CONV.

Segnale con spettro spostabile variando fase.



Se il mixer è doppiamente bilanciato cioè solo queste due immagini. (senza portante)



Sto guardando il segnale negativo (la parte $f_{OL} - f_{RF}$)

Anzi tutto spostato di 180°, ma tanto poi guarderò solo l'ampiezza.

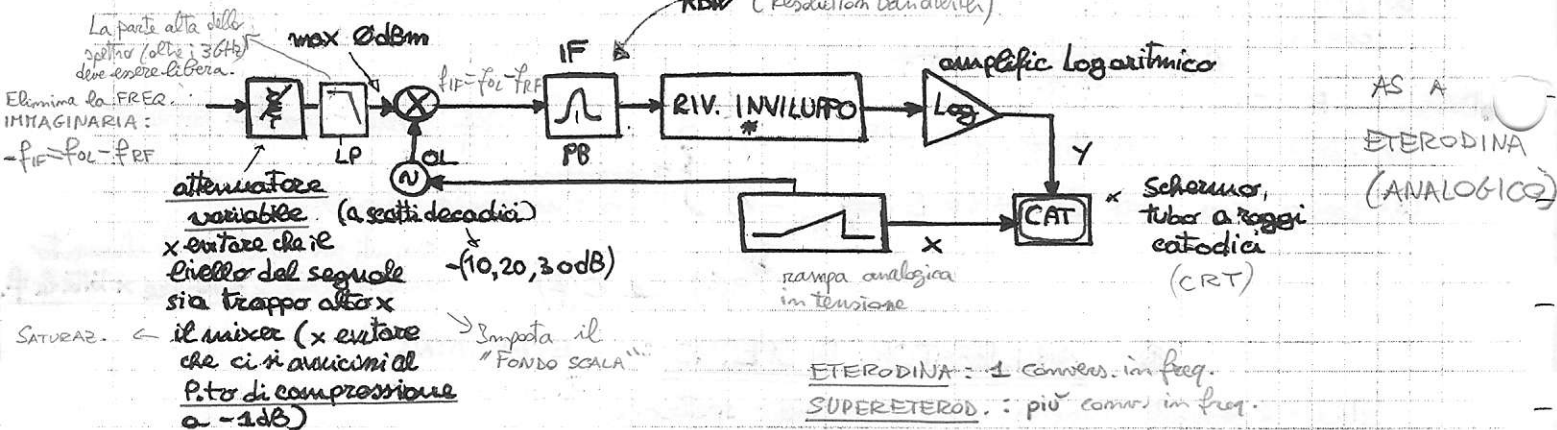
$$f_{IF} = f_{OL} - f_{RF}$$

FISSA
Es: 3,96 GHz

4 ÷ 6,8 GHz
VARIA

Misure a radiofrequenza

● SCHEMA:



LP: serve x "il mixer (reale) non sarà mai perfettamente bilanciato"

↓
Altri componenti che rischiano di cadere a HF sopra il segnale utile

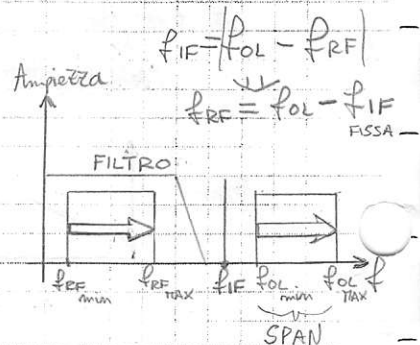
UP-CONV.

In questa architettura $f_{IF} > f_{RF}$ (sempre)

Scandalo

Lo potrà usare solo fino a GHz

$$f_{RF} < f_{IF} < f_{OL}$$



Voltage Controlled Osc.

(VCO) OL: la cui frequenza può essere aumentata elettricamente ← OL ~ 100dBm (esono)

* Non uso un rivelatore di potenza, perché sarebbe molto meno sensibile

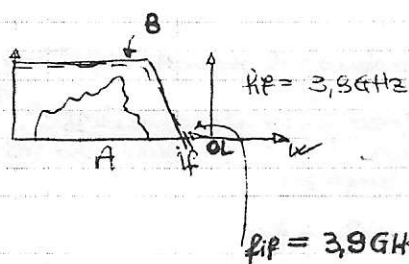
RBW: Resolution Bandwidth: risoluzione in frequenza del dispositivo

Difetti:

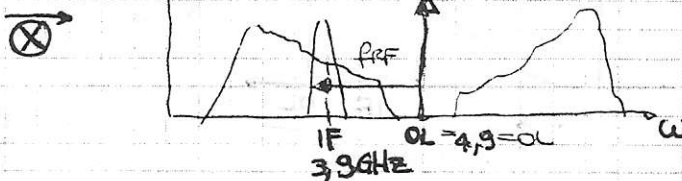
② filtro IF: a circa 4GHz non riuscì a farlo stretto → ↑ RBW

⑥ Riv. Inviluppo a 4GHz difficile da fare → Dovrei farlo in potenza, con tutti i limiti noti (però molto in dinamica)

Il rivelatore a eterodina parte da 50kHz ÷ 1MHz: non vede la continua perché è "accecato" dall'oscillatore locale



Filtro lo voglio molto piatto → Beccarlo un Butterworth



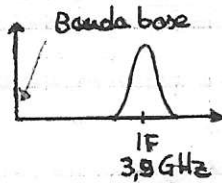
$$f_{IF} = f_{OL} - f_{RF}$$

$$Es: 3,9 - 4,9GHz$$

● AS

Supereterodina: più di una conversione eterodina.

a 3,9 GHz lavoro male: non posso fare il rivelatore di inviluppo (sarebbero poco precisi)
 ↓
 voglio scendere di più in frequenza.



Il filtro IF ha pulito anche tutta la banda base.

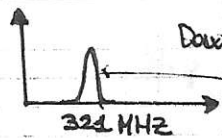
Ora si è liberi, mi conviene riportarci il mio segnale, per poter fare meglio la misura.

Bassa frequenza ~ decine MHz (Es.: 21 MHz)

Rivelazione molto più semplice

DOWN-CONV. in due passi:

1. Prima conversione:



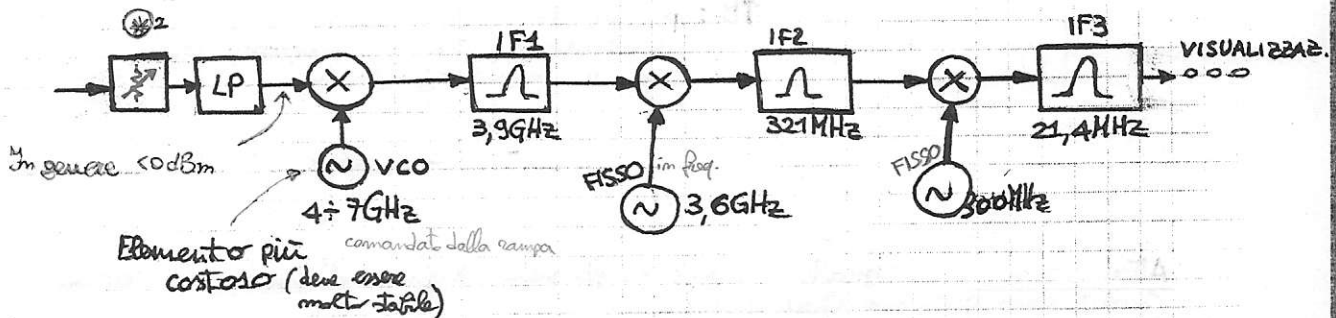
Secondo filtro più stretto del 1°.

A parità di Q (rispetto a quello ai 3,9 GHz) tengo un filtro 10 volte più selettivo. $Q = \frac{f}{\Delta f}$ ↓ f ⇒ ↓ Δf

2. Seconda conversione:



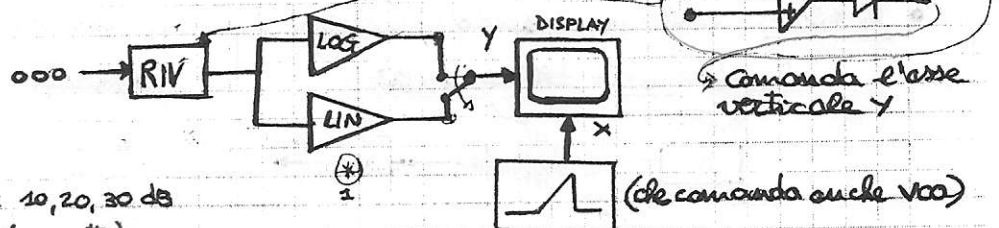
Filtraggio che determina RBW (ultimo filtraggio)



Eventuali frequenze somma o armoniche indesiderate vengono filtrate, di volta in volta, dai filtri IF

Riv. inviluppo: fatto bene, a superdiode (tutto il filtro è solamente selettivo che esce praticamente una sin.)

① Scelta analogica:



soltamente: 10, 20, 30 dB (a scatti)

Solo negati

Ciclo di frequenza ω tra il segnale e la $W(f)$ del filtro

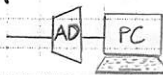


Se il segnale è un δ (o cunq. molto stretto),
in uscita vedo praticamente la forma del filtro

Quello che determina la risoluzione del sistema è la RBW
del filtro stesso. $\Rightarrow$ Sm Analogico riesco a filtrare con $RBW = 1 \text{ KHz}$

RBW buona $\approx 1 \text{ kHz}$ (con la data conversion) se fatto in modo
analogico $\Rightarrow$ Vedo i KHz

② DIG.: una a 20MHz lo posso acquisire e fare tutto in digitale (dove posso fare +o -
quello che voglio) $\Rightarrow$ Vedo gli Hz



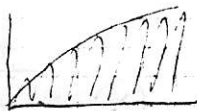
RBW dice quanto è larga la parte di segnale che sto integrando

Se io disegno la potenza, sto disegnando $\int p df$

$$P(f_0) = \int_{f_0 - \frac{RBW}{2}}^{f_0 + \frac{RBW}{2}} p df$$

Fondorumore: $\uparrow RBW \Rightarrow \uparrow$ fondo di rumore

$$\times 10 \Rightarrow +10 \text{ dB}$$



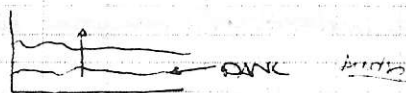
TB: prima che vada a regime devo
attendere un tempo confrontabile
con la sua larghezza

$$t_{rise} \approx 3 / RBW$$

0, -10, -20, -30 dB

CG. Fixmo 2006

Attenuazione del segnale in ingresso: fa salire il fondo di rumore di TOT dB
(quanti sono quelli dell'attenuazione)

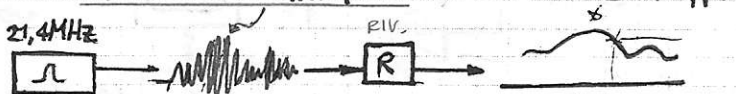


Perché il rumore è quello interno
dello strumento
(Attenzione ai -30dB!)

Per non sbagliare la scala, in uscita (prima del DISPLAY sull'asse Y) metti un ampli
con 0, +10, +20, +30 dB di guadagno. (Vedi pagina precedente)

• Rivelatore: evoluzione rispetto al rivelatore di innalzo classico

Prende e' uscita dell'ultimo filtro



Questa uscita ci mette
un po' ad andare a regime,
dopo segue il segnale
 $t_{rise} \approx 3 / RBW$

Questo segnale
lo posso leggere
in più modi

MODALITA' DI LETTURA:

1) prendo un p.to a caso:

Campiono con un AND il segnale: SAMPLE
tecnica buona x vedere segnali
grossi, abb. stazionari

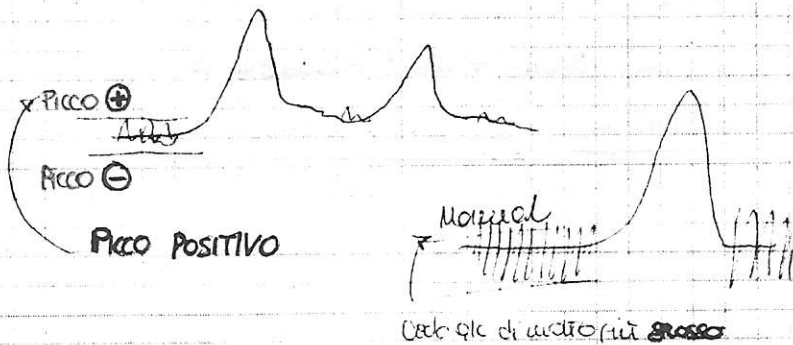
fra i pti del segnale
e quelli dello schermo

Se ci sono 1000 pti e lo schermo ne ha 200 me
mostro 1 su 5.

2) PICO: campiona le segnale veloce e tengi il max (o il min).

Positivo / negativo $\Rightarrow$ Tra i 5 p.ti di prima max o il MAX (POSITIVO) o il MIN (NEGATIVO)

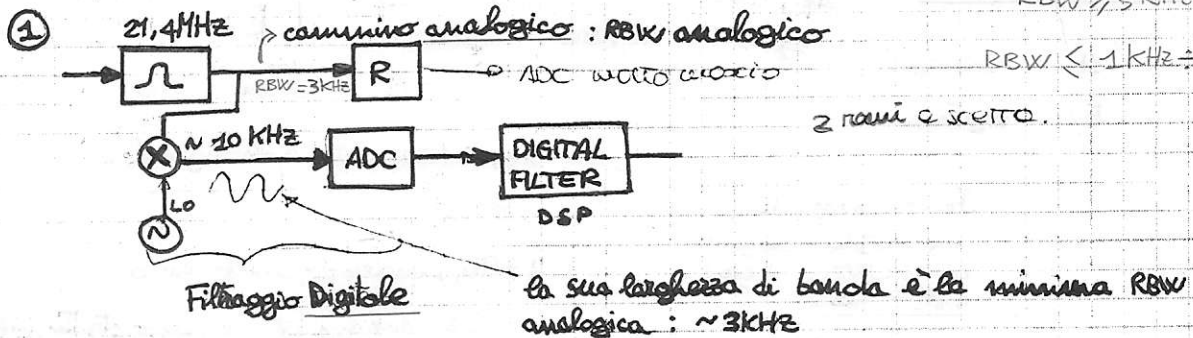
3) Normal: visualizza ogni volta 2 punti $\begin{cases} \text{quello } \oplus \text{ MAX} \\ \text{quello } \ominus \text{ MIN} \end{cases}$



4) Media: ogni p.tor è la media tra i punti acquisiti per ogni RBW $\Rightarrow$ Faccio la media tra i 5 campioni

DIG.: RBW fatte a livello digitale:

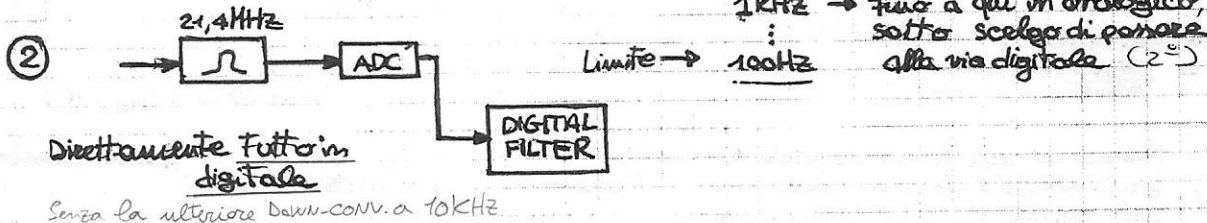
Due possibilità



FILTRI
 $RBW \gg 3 \text{ kHz} \Rightarrow$ ANALOGICI
 $RBW \leq 1 \text{ kHz} \div 100 \text{ Hz} \Rightarrow$ F. DIGITALI

2 rami e scelta.

RBW: diviso spaziate con passo logaritmico: 1, 10, 100
 (presa a -3dB)



RUMORE: lo guardiamo dall'uscita. Tutti gli oggetti interni introducono rumore.

Quello che si vede fino a $\sim 3 \text{ GHz}$ (1^a banda) è +/- bianco.

densità spettrale potenza del rumore termico:

$P_T = kT \leftarrow$ minimo rumore che posso vedere

$\uparrow$
 $-174 \text{ dBm/Hz} \leftrightarrow 10 \log_{10} \frac{P_T}{1 \text{ mW/Hz}}$
 un segnale sotto questo limite non è udibile (sotto l'agitazione elettronica).

$NF = P_{AS} - P_T$

↑
 ON. 40000

Ci dice quanto, rispetto ad i $-174 \frac{\text{dBm}}{\text{Hz}}$, l'analizzatore (AS) di spettro peggiora il fondo di rumore.

$\text{dBm} \leftarrow P_{AS} \times RBW$
 $NF = 24 \text{ dB}$ per gli AS più belli.

fondo di rumore AS
 $NF = P_{AS} - P_T - RBW$

Che livelli di potenza posso misurare con $NF=24\text{dB}$?

⇒ OTTIMO

- $RBW_1 = 100\text{Hz}$: minima possibile

$$P_N = \int_{100\text{Hz}} p df \Rightarrow P|_{\text{dBm}} = \underbrace{P_T}_{\text{dB}} + \underbrace{NF}_{\text{dB}} + \underbrace{RBW}_{\text{dBHz}} =$$

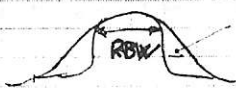
$$100\text{Hz} \Leftrightarrow (10 \log_{10} 100) = 20\text{dBHz}$$

$$= -174\text{ dBm/Hz} + 24\text{dB} + 20\text{dBHz} =$$

$$= \underline{-130\text{dBm}} \quad \text{Soglia minima misurabile}$$

- $RBW_2 = 1\text{MHz}$:

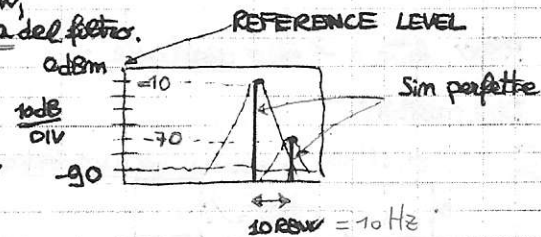
$$P_N|_{\text{dBm}} = -90\text{dBm} \quad \text{prendo più rumore}$$



Se rumore che prendo dentro, a parità di RBW, dipende dalla forma del filtro.

Selettività del filtro. = $\frac{4f|_{-60\text{dB}}}{4f|_{-3\text{dB}}} \approx RBW$

15:1 analogici
5:1 digitali



Riesco veramente a distinguerli?

Non solo

Se i filtri, scendendo, si allargano

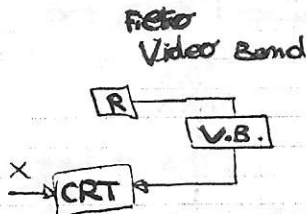
Se i due segnali non sono stretti (inf) può darsi che non si distinguono!

• Tempo di misura:

$$t_{\text{rise}} \approx \frac{3}{RBW}$$

$$SPAN = f_{\text{max}} - f_{\text{min}}$$

$$N = \frac{SPAN}{RBW}$$

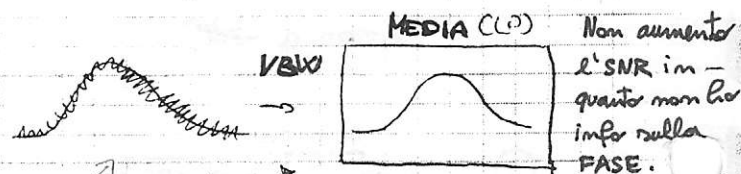


(Mediando non faccio scandire il rumore perché non ho la fase: vedo bene il livello del rumore che, però, non scende)

M. più significativi → Per vedere una schermata intera devo aspettare:

$$T_{\text{schermo}} \approx N \cdot t_{\text{rise}} \approx \frac{3 \cdot SPAN}{RBW^2}$$

ES. $SPAN = 50\text{MHz}$
 $RBW = 1\text{kHz} \rightarrow T_M \approx 150\text{s}$



Per pulire il segnale

stringere RBW → Vado + auto
→ posso vedere il segnale più presto.

↓ RBW ⇒ ↑ Tschermo!

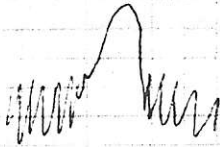
Accuratezza assoluta $\sim 1 \div 2$ dB
 Accuratezza relativa: frazioni di dB
 ↳ Sfruttare la linearità del sistema

Accuratezza nel segnale



Residual FM

ulteriori limiti alla distinguibilità di due segnali



Noise Sidebands

Rumore di fase

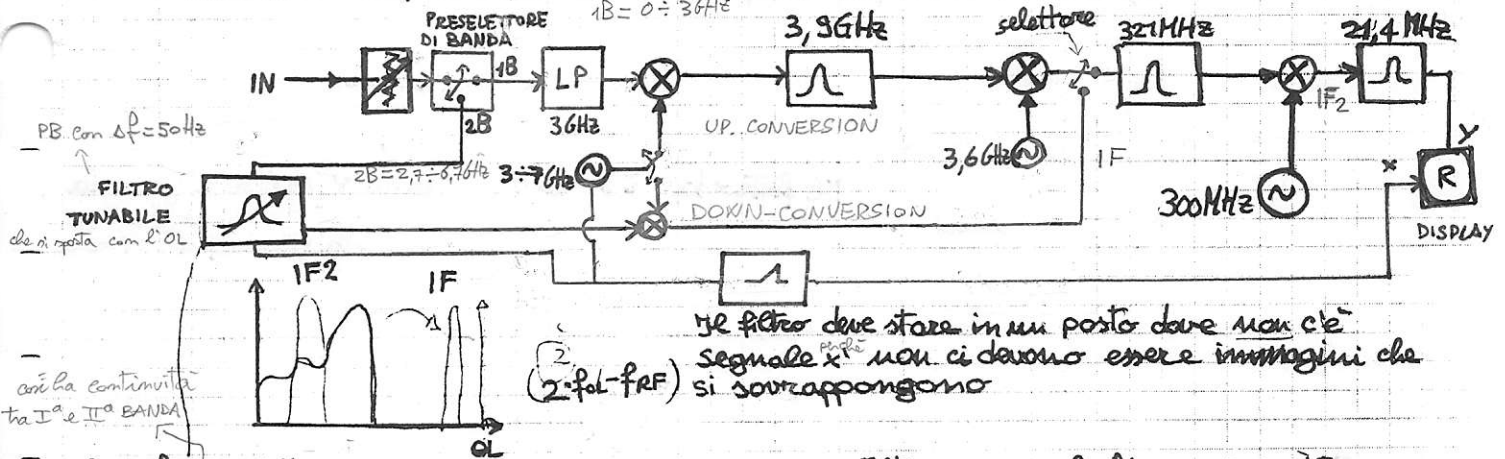
Limita il rapporto SNR dell'oscillatore

limitazioni dinamiche
 ↳ Fondo rumore in basso
 ↳ Non lin. mixer in alto

◆ A.S. IN BANDE SUPERIORI :

Analizzatori di spettro per salire in frequenza (oltre la 1^a banda di 3 GHz)

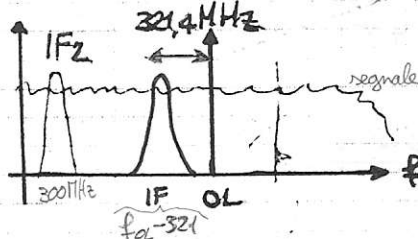
12 GHz max 200 GHz



con la continuità tra I^a e II^a BANDA

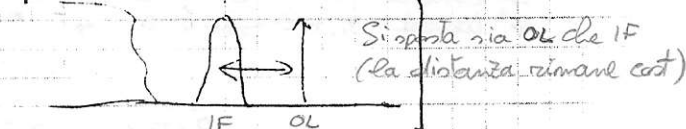
$$f_{\text{filtro}} = f_{\text{ol}} - 321 \text{ MHz}$$

$$3 \div 7.6 \text{ GHz}$$



Il filtro preselettore uccide questo

Il filtro deve stare in un posto dove non c'è segnale $\times$ non ci devono essere immagini che si sovrappongono



Si opera sia OL che IF (la distanza rimane cost)

ma il filtro non si allargava
 ↳ scartando...

Sì, ma tanto è solo un preselettore, non è quello che dà la BW

Facciamo la scusione e posso arrivare a 6.7 GHz $\Rightarrow 7 \text{ GHz} - 300 \text{ MHz} + \frac{50 \text{ Hz}}{2} = 6.7 \text{ GHz}$

Il filtro porta tutto quello che trova a IF: es. porta tutto a 300 MHz

DIFETTI.

a) Il BP perde qualche dB

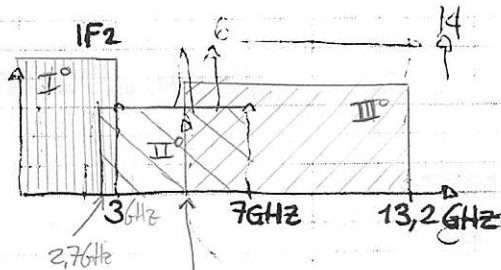
Bande successive oltre 2°: Sfrutto le armoniche del segnale

> 7 GHz

Cambio un mixer, usandone uno che da tanto
alle armoniche successive.

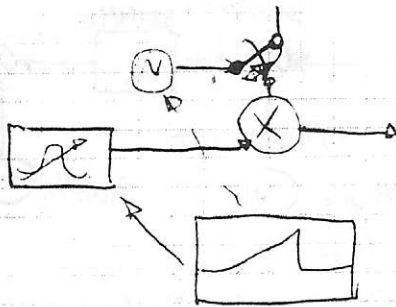
Non sarà bilanciato (al massimo può essere simpl. bil.)
Mixer con forte non linearità
del 3° ordine.

3 mo
ovvero maggiori perdite.



- I° BANDA $\Rightarrow$ UP-CONV.
- II° BANDA $\Rightarrow$ FILTRO TUNABILE
- III° BANDA $\Rightarrow$ MIXER a DIODO SINGOLO (2° ARMONICA)

5,7 GHz Ho sempre un preselettore, che arriva fino a 13,2 GHz



DE filtro dovrà essere a doppia ν nella 2° banda
a tripla ν nella 3° banda
a quadrupla ν nella 4° banda

Le bande sono sempre ricalcolate.

ovvero significa che il filtro sta dietro l'ore locali.

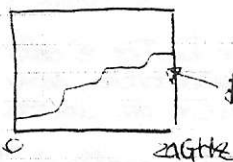
- 1° banda 0 ÷ 3,6 GHz
- 2° banda 2,7 ÷ 6,5 GHz
- 3° banda 5,7 ÷ 13,2 GHz
- 4° banda 11,7 ÷ 26,5 GHz

- 1 $\Rightarrow f_{OL} = f_{RF} = f_{IF} = 321 \text{ MHz}$
- 2 $\Rightarrow f_{IF} = 2 f_{OL} - f_{RF}$
- 4 $\Rightarrow f_{IF} = 4 f_{OL} - f_{RF}$

armonica

metre/bicore

Prestazioni $\rightarrow$ oggi si arriva a 40 GHz



fondo di rumore da 0 a 26 GHz

Salte x le perdite di selettore

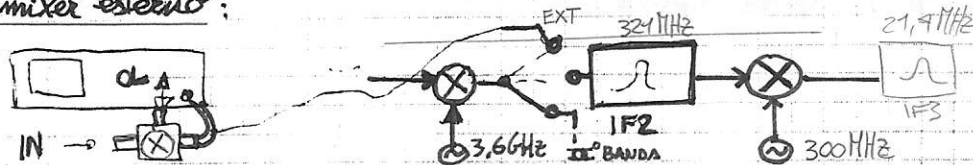
$\Rightarrow \uparrow f \Rightarrow \downarrow S$

mixer: quando lavoro con le
armoniche superiori.

> 40 GHz Per frequenze ancora maggiori si
aggiungono componenti esterni
all'analizzatore

(X' armonica: che non conviene
trasportare tutto integrato)

mixer esterno:



mixer ext: può avere ancora
un preselettore; alle + alte f non ce l'ha!

Es: 100-110 GHz

ha un range di freq. limitato

OSCILLATORI A RF

Oscillatori: realizza mediante una rete (o più) per cui esista una frequenza di risonanza $Q_{osc} = 1$.

Si desidera avere un oscillatore a radio di frequenza, per cui è necessario che la frequenza di oscillazione sia stabile.

$$\text{FATTORE DI MERITO} = Q = \frac{f_0}{\Delta f}$$

freq. di riferimento
→ quanto varia

Per le reti LC si possono ottenere al massimo Q di ~ 100.000 → Troppo poco per gli AS a sterodina!

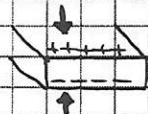
Soluzione:

(a) Trovare in natura qualcosa che abbia già Q alti: RISONANZE MECCANICHE

RISONANZE MECCANICHE: materiali con struttura rigida, a seguito di sollecitazioni meccaniche con fattori di qualità molto elevati.

Si sfrutta la PIEZOELETTRICITA': SFORZO $\Leftrightarrow$ TENSIONE (e viceversa)

Un buon esempio è dato dal quarzo (a seguito di sollecitazioni meccaniche con fattori di qualità molto elevati): il COEFFICIENTE DI PIEZOELETTRICITA' dipende dall'orientamento degli assi cristallini.

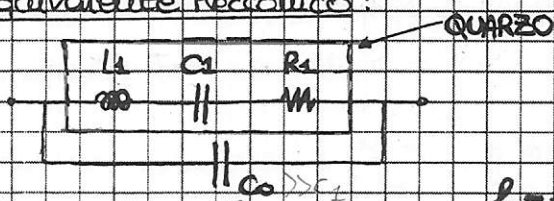


CRISTALLI DI QUARZO: quando lo sporcio di una coppia si crea una tensione che corrisponde con buona precisione.

(b) Sollecitare una rete meccanica che stabilizzi l'oscillazione.

RISONANZA MECCANICA $\Leftrightarrow$ RISONANZA ELETTRICA

Circuito Equivalente Meccanico:

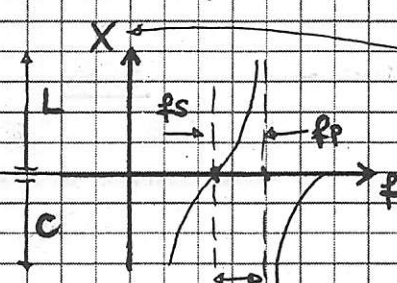


- (1) Parametri meccanici
(2) Parametri elettrici
Capacità degli elettrodi

$$f_s = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_1 C_1}} = \frac{v_s}{l}$$

! ATTENZIONE: non si può avere un circuito con solo induttore e condensatore. Mettete le due porte esterne.

Tale struttura possiede un frequenza risonanza SERIE e una PARALLELO.



Per l'immaginazione d'equivalenza.

$$f_p = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_1 \frac{C_1 C_0}{C_1 + C_0}}} \approx f_s \left(1 + \frac{C_1}{2C_0}\right)$$

$$Z = \frac{[R_1 + j(\omega L_1 - \frac{1}{\omega C_1})] \frac{1}{j\omega C_0}}{R_1 + j[\omega L_1 - (\frac{1}{\omega C_1} + \frac{1}{\omega C_0})]}$$

Per $C_0 \gg C_1 \Rightarrow$ la curva a $X=0$ è molto vicina all'origine.

$$f_p - f_s \ll f_p$$

velocità del suono nel quarzo $v_s = 2700 \text{ m/s} \Rightarrow f_s = \frac{v_s}{l} = \frac{2,7 \cdot 10^3 \text{ m/s}}{7 \text{ mm}} = 3 \text{ MHz}$

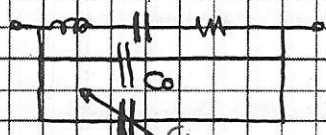
→ lunghezza del cristallo

La f di risonanza è cc alla velocità del suono nel quarzo

Se la lunghezza si ha (200) $f_s \approx 2,7 \text{ MHz}$

Se da una "mantellata" al quarzo si genera una oscillazione a 3 MHz

Volendo un'oscillazione C_L in parallelo a C_0 per avvicinare ulteriormente f_p a f_s .



Circ. (circuito in parallelo)

In questo modo è più semplice la frequenza di oscillazione.

OSCILLAZIONE TUNABILE $\Rightarrow \Delta f$

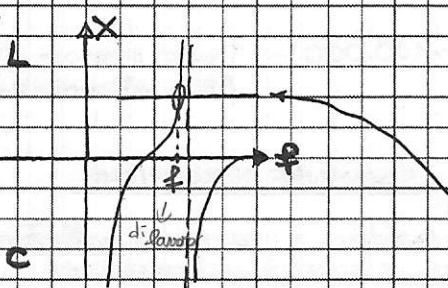
migliore centratura della freq. di risp. rispetto a quella ideale.

$C_0' = C_0 + C_L \Rightarrow \downarrow f_p$

Comportamento del quarzo

INDUTTIVO

CAPACITIVO



$f_p - f_s \approx 10^{-6}$
 $Q \approx 10^6$

Quasi sempre come induttanza (aumenta a lavorare in questo senso):
una L fisica reale converrebbe molto di più di quella costruita come quarzo (dalla sua Q molto superiore alla Q_s).

Esempi numerici: Frisomatore 5 MHz di taglio
 $C_0 = 40$
 $L_1 = 9$
 $C_1 = 0,3$
 $R_1 = 85$
Valori non fissi, solo solo equivalente meccanico di un componente meccanico

- COMPENSAZIONE CON LA TEMPERATURA: $50^\circ C \rightarrow 10^{-6}$ di variazione $\sim 10^{-8}$ di variaz./ $^\circ C$
Tipologie in commercio: RTXO: "Room Temperature Crystal Osc." (10^{-6})
TCXO: "Temperature Compensated" (10^{-7})
OCXO: "Oven Controlled" (10^{-9})
Dato in ingresso da un compensatore: ATC

- STABILITA' NEL BREVE PERIODO: per secondo [s]

RTXO: 10^{-4} Osc. a temp. ambiente.
TCXO: 10^{-6} Osc. compensata.
OCXO: 10^{-11} Osc. controllata da un forno.

Oltre questi valori, per fare oscillazioni più precise occorrono riferimenti atomici (cesio)

Circhi per realizzare e stabilizzare il quarzo

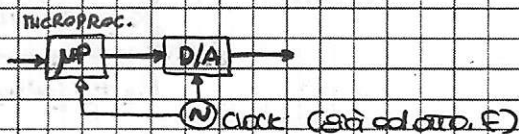
FREQUENZE TIPICHE: 10 MHz
5 MHz

SINTESI IN FREQUENZA a partire da queste (che sono quelle prodotte dal quarzo)

- SINTESI IN FREQUENZA:
 - DIRETTA
 - INDIRETTA
 - DIGITALE

SINTETIZZATORI DI FREQ

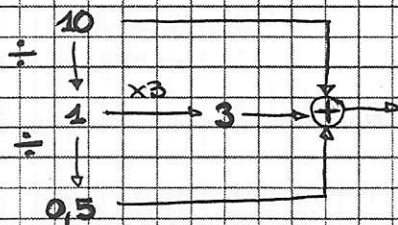
- (c) DIGITALE: da una sequenza di dati di ingresso usando un DAC $\rightarrow$ output di 2 GHz



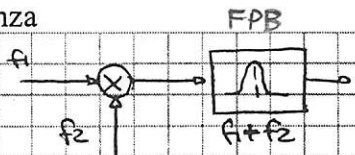
Non era bene per gli ANALIZZATORI DI SPETTRO

- (a) DIRETTA: uso di $f_s = x \div$ operate alle alte frequenze
mixer a portante della somma
multiplicazione retroazione (più difficile)

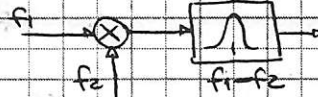
Esempio: 13,5 GHz



*** SOMMA :**



*** DIFFERENZA:**

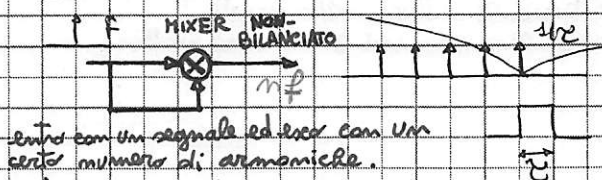


In generale $|mf_1 \pm mf_2|$

$$m = 0, 1, 2, \dots$$

$$n = 0, 1, 2, \dots$$

*** MOLTIPLICAZIONE:**



Entrata con un segnale ed esce con un certo numero di armoniche.

Il costo di un mixer molto nel computer.

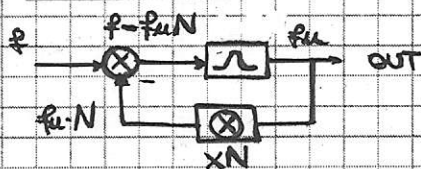
Quasi uno spettro periodico e discreto

Filtro e scelta dell'armonica si vuole



*** DIVISIONE:**

Divisore di Miller:



Il range di regime dell'oscillatore dipende dalla banda del filtro

La relazione tra f e f/N è $f = f/N \cdot N$

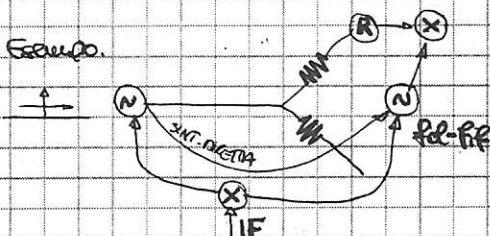
$$f - f/N \cdot N = f/N \quad \text{e} \quad f/N = \frac{f}{1+N}$$

Sintesi diretta: utile per avere un'oscillazione molto precisa.

L'accuratezza relativa si riparte per la parte di f, moltiplice e non moltiplice, costante

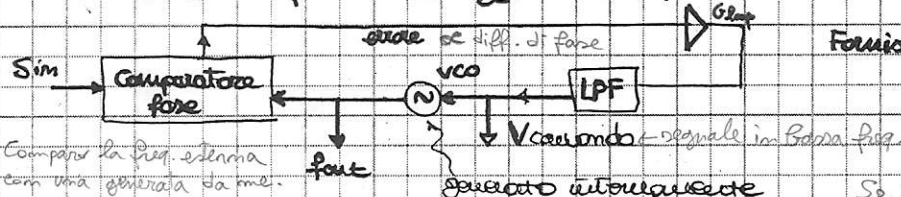
Tutti questi usi di un oscillatore **attenuazione** $\rightarrow$ **Feedback** e **AGC** "Automatic Gain Control".

Esempio:



PLL:

"Phase locked Loop". Anello agganciato in fase



Compare la freq. esterna con una generata da me.

generato automaticamente

Fornisce uscita f_{out} e $V_{controllo}$ segnale in forma freq.

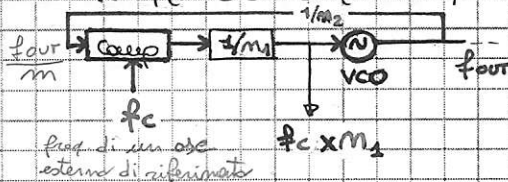
Per demodulazione FM

Se $f_{out} \neq f_{ref}$ il segnale errore cresce e il VCO cambia la sua frequenza per annullare la diff. di fase.

- VCO avrà cioè una f vicino a f_{ref} , divergenti ma cede poco
- L'aggancio di fase è molto veloce

(b) SINTESI INDIRETTA DI FREQUENZA: [Una PLL] Costa molto meno perché è integrabile.

Il uso di VCO, prima di comparare, lo divido $\Rightarrow$ moltiplica per ottenere una nuova oscillazione agganciata al riferimento



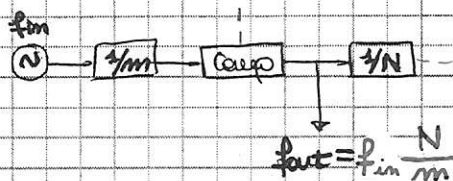
freq. di un osc. esterno di riferimento

$$f_c \times m_1$$

Immagina come ottenere una nuova oscillazione agganciata al riferimento f_{ref} e f/N

- Tutto questo può farlo integratore.
- Le sue prestazioni dipendono dalla banda dei componenti dell'oscillatore.
- VCO può essere anche scelto, perché può essere variabile.

Si dice sintesi indiretta in quanto la f generata è $f_{ref} \cdot N$



$$f_{out} = f_{ref} \cdot \frac{N}{m}$$

valore richiesto come oggetto costruendo m e N

Costo più semplice della sintesi diretta.

VANTAGGI:

- Integrato
- Tunabile x step molto piccoli
- Con il quadrato mi gioco dove mettere il rumore di frequenza (in base al filtro)

