

13/Novembre 2006

NORGIA MICHELE 3601

Norgia@elet.polimi.it (02) 5030932

RF $\rightarrow$ Freq. superiori a qualche MHz, fino a qualche GHz

1 MICROONDE: $1 \div 100$ GHz

Programma: $\rightarrow$ qualsiasi elemento passivo

1 • GIUNZIONI - MATRICE DI DIFFUSIONE

2 • MISURATORI DI POTENZA a RF

3 • ANALIZZATORI DI SPETTRO $\rightarrow$ MIXER

4 • ANALIZZATORE DI RETE

5 • SINTESI DI FREQ.

+ RIV. DI IMPEDENZA

+ RIV. DI FASE

+ MIXER

+ RIFLETTOMETRI

+ OSCILLATORI

www.elet.polimi.it/cpcccd/Norgia

Modifica esame: scritto + orale (15 min)

< 20	> 24	definito di scelta
NO	SI	
SI		

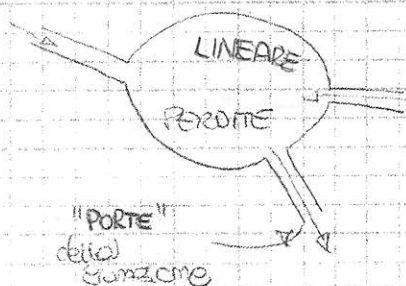
CONTINUA: misura V, I, R, P, E, H

COER. ALTERNATA: V, I, Z, P, E, H

RF e μ W: E, H, P, T, Γ $\rightarrow$ non valgono le EQ. di KIRCHOFF
coeff. trasmissione e riflessione

1 ■ GIUNZIONI:

GIUNZIONE: $\equiv$ Equivalente al circuito elettrico, in bassa freq. zona di spazio chiusa (da un conduttore) tale per cui la potenza viene scambiata solo attraverso delle guide d'accesso (supposte senza perdite)



oggetto fisico confinato tale da scambiare potenza solo da vie note

Es.: la resistenza? Sò dopo un po' irraggia ad alta f , ma la posso considerare una perdita

Come si propaga la potenza?

trasmissione guidata (no irraggiamento) $\rightarrow$ Es. CAVO COASSIALE

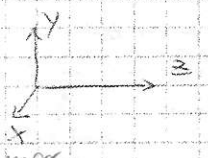
$$\vec{E}_t = v(z, t) \cdot \vec{e}(x, y)$$

$$\vec{H}_t = i(z, t) \cdot \vec{h}(x, y)$$

MODI DELLA GUIDA

spiegano la distrib. del campo in una sezione del filo.

costanti nella propagazione $\Rightarrow$ solo questa parte per potenza, trascurabile



nella guida:

$E \perp$

$E \parallel z$

Es.:



soluzioni stazionarie del campo di Maxwell che si creano nella guida

solo generalmente trasversali, ecc. $\perp$ alla direz. di propagazione (TEM)

Campo $\vec{E}$ varia $\Rightarrow$ Campo $\vec{H}$ sul piano $\perp$ ad $\vec{E} \rightarrow$ campo elettrico $\vec{E}$

V, i sono numeri complessi

V ha le dimensioni di una tensione [V]
 i " " " " " corrente [A]

la parte vettoriale del vettore è data da $\vec{E}$ e $\vec{H}$ (che sono [m⁻¹])

ETTORE DI POINTING: potenza trasportata dal campo e.m.

$$\vec{S} = \frac{1}{2} \vec{E} \times \vec{H}$$

$$\vec{P} = \frac{1}{2} \text{Re} \left[\oint_S \vec{E}_t \times \vec{H}_t^* \cdot \hat{n}_z dS \right] = \text{potenza uscente dalla superficie chiusa}$$

$$= \frac{1}{2} \text{Re} [V i^*] \int \vec{E} \times \vec{H} \cdot \hat{n}_z dS$$

Questo termine ricorda la potenza definita in elettrotecnica

$W_0 \rightarrow$ lo metto a 1 in qualche modo
 cost adimensionale

$v(z, t)$ il campo si propaga sempre uguale a se stesso nel tragitto

facile in modo dei suoi (in realtà si può semplificare solo se si usa un solo modo) **MONOMODALE**

$$\vec{E} = \vec{E}^+ + \vec{E}^-$$

$$\vec{H} = \vec{H}^+ + \vec{H}^-$$

onda verso destra onda verso sinistra

Il campo $\vec{E}$ si somma perché è lineare

$$V = V^+ + V^-$$

(la parte $\vec{E}$ è uguale per tutti)

$$i = i^+ - i^-$$

$\Rightarrow$ sono le parti scalari che cambiano

$$Z_0 = \frac{E_t^+}{H_t^+}$$

IMPEDENZA D'ONDA

(campo elettrico e magnetico si creano a vicenda)

Orbital Z_0 mi dice quanto H viene prodotto da E e viceversa.

$$= \frac{E_t^+}{H_t^+} = \frac{V^+}{i^+} \cdot \frac{e(x, y)}{h(x, y)} = \underbrace{\frac{V^+}{i^+}}_{Z_0} \cdot \underbrace{\frac{e(x, y)}{h(x, y)}}_{Z_w}$$

Dalle soluzioni delle EQ. DI MAXWELL:

Esempio:

$$Z_0 = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}} \ln \left(\frac{r_2}{r_1} \right) \quad \text{CAVO COASSIALE}$$

Z_0 = impedanza caratteristica della linea di trasmissione

Dipende dal mezzo

$V^+ = i^+ \cdot Z_0$ V^+ e i^+ non sono facilmente misurabili $\Rightarrow$ Passo attraverso due var.: a e b

NUOVE GRANDEZZE:

a
 onda che viaggia nel verso positivo di z

b
 onda che viaggia nel verso negativo di z

ONDE VIAGGianti

Schematizzano la realtà in modo semplice

DEFINISCO:

$$\frac{V}{\sqrt{Z_0}} \triangleq a + b$$

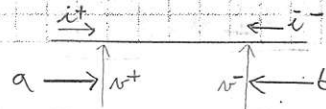
$(+z)$

$(-z)$

(in questo modo $|a|^2$ è una potenza) Diviso per la radice in modo che $|a|^2$ sia una potenza

$$\sqrt{Z_0} \cdot i \triangleq a - b$$

$\Rightarrow$ tensioni che si incontrano si sommano
 correnti che si incontrano si sottraggono



Allora:

$$\begin{cases} a = \frac{V^+}{\sqrt{Z_0}} \\ b = \frac{V^-}{\sqrt{Z_0}} \end{cases}$$

$$\Rightarrow \begin{cases} a = \frac{1}{2} \left(\frac{V}{\sqrt{Z_0}} + \sqrt{Z_0} I \right) \\ b = \frac{1}{2} \left(\frac{V}{\sqrt{Z_0}} - \sqrt{Z_0} I \right) \end{cases} \Rightarrow P = \frac{1}{2} (|a|^2 - |b|^2)$$

$$P = \frac{1}{2} \operatorname{Re}(V \cdot I^*) = \frac{1}{2} \operatorname{Re} \left[\frac{1}{\sqrt{Z_0}} (a+b) \frac{(a-b)}{\sqrt{Z_0}} \right] =$$

La posso vedere come somma
to una potenza che si
uscendo e una potenza che
sta entrando

$$\frac{1}{2} |a|^2 \leftrightarrow \frac{1}{2} |b|^2$$

$$P_{GZ} \quad P_{GZ}$$

Campo $\vec{E}$ e campo $\vec{H}$ sono legati da una
relazione vettoriale, se $\vec{E}$ è noto,
cioè $\vec{H}$.

La fase del numero complesso esprime la fase del campo elettrico rispetto
(qualunque per $\vec{H}$)

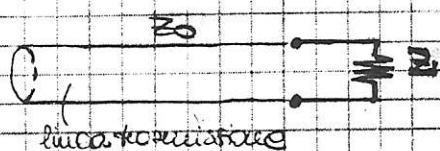
COEFF. DI RIFLESSIONE:

$$\Gamma = \frac{b}{a}$$

(cioè quanto viene riflesso rispetto a quanto è entrato $\frac{a}{b}$)

$$\begin{cases} P = \frac{|a|^2}{2} \\ 4a = 4E \end{cases}$$

trasportata da a



Quanto vale Γ ?

$$Z_L = \frac{V^+}{I^+}$$

$$\Gamma = \frac{V^-}{V^+}$$

onda incidente
onda riflessa

$$Z = \frac{V}{I} = \frac{V^+ + V^-}{I^+ - I^-} = \frac{1 + \frac{V^-}{V^+}}{1 - \frac{I^-}{I^+}} \cdot \frac{V^+}{I^+} = \frac{1 + \Gamma}{1 - \Gamma} \cdot Z_0$$

Γ è un numero complesso in generale

IMP del carico
IMP della linea

Da cui ricavo:

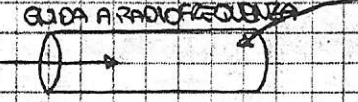
$$\Gamma = \frac{Z - Z_0}{Z + Z_0}$$

Perché c'è di
mezzo solo Z_0
che si divide

se $Z = Z_0 \rightarrow$ linea ADATTATA

14 MARZO 2006

ONDE A RADIOFREQUENZA



Ogni modo che si propaga con impedenza Z_0 (o Z_0), si può scrivere come:

$$\vec{E} = \sqrt{Z_0} (a^+ e^{j(\omega t - \beta z)} + a^- e^{j(\omega t + \beta z)}) \vec{e}_x$$

congresso

Questa dizione permette di definire campi $\vec{E}$ e $\vec{B}$ come correnti e tensioni

La misura sarebbe invasiva sul campo!

a^+ e a^- non si possono misurare, mentre si può misurare la tensione V generalizzata (che è la somma di onde progressive + retrogressive)

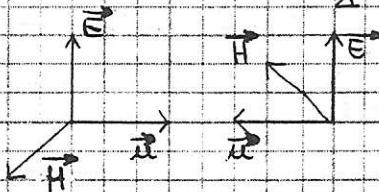
Allora ci conviene scrivere a, b come:

$$a = \frac{V^+}{\sqrt{Z_0}} = \frac{1}{2} \left(\frac{V}{\sqrt{Z_0}} + j \sqrt{Z_0} I \right)$$

$$b = \frac{V^-}{\sqrt{Z_0}} = \frac{1}{2} \left(\frac{V}{\sqrt{Z_0}} - j \sqrt{Z_0} I \right)$$

a e b sono parametri che descrivono in qualche modo il campo elettromagnetico:

$$|a|^2 = \text{potenza dell'onda e.m.} \\ \Delta = 1 \text{ campo e.m.}$$



la potenza associata ad a vale: $P = \frac{|a|^2}{2}$, ma il fattore $1/2$ non interessa perché si andranno a considerare sempre rapporti di potenza.

MATRICE DI DIFFUSIONE:

Dalla teoria dei circuiti elettrici si sa che un CIRCUITO LINEARE A N PORTE (coppie di morsetti) PASSIVO può essere rappresentato mediante varie MATRICI

MATRICE IMPEDENZA Z

MATRICE AMMETTENZA Y

che mettiamo in relazione le MATRICI COLONNA i e v :

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \\ \vdots \end{bmatrix} = Z \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \\ \vdots \end{bmatrix}$$

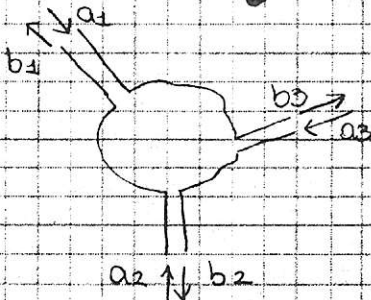
$$\begin{cases} V_1 = Z_{11}I_1 + Z_{12}I_2 + Z_{13}I_3 + \dots \\ V_2 = Z_{21}I_1 + Z_{22}I_2 + \dots \\ V_3 = \dots \end{cases}$$

Per noi queste matrici non molto scomode perché non possiamo misurare i e v , ma possiamo misurare bene potenza e fase.

Usate = combinazione lineare dei ingressi

E' utile poter legare ai parametri a e b .

Considerando la giunzione passiva (come da ipotesi iniziale)



Sapendo gli ingressi, voglio poter ricavare le uscite b_1, b_2, b_3 .

a_k : ampiezze entranti ai rispettivi piani k della giunzione
 b_k : ampiezze uscenti dai corrispondenti piani k

$$\begin{aligned} b_1 &= S_{11}a_1 + S_{12}a_2 + \dots + S_{1m}a_m \\ b_2 &= S_{21}a_1 + S_{22}a_2 + \dots + S_{2m}a_m \\ &\vdots \\ b_m &= S_{m1}a_1 + S_{m2}a_2 + \dots + S_{mm}a_m \end{aligned}$$

$$S_{11} = \frac{b_1}{a_1} \Big|_{a_i=0, i \neq 1} \text{ refl. nulla sulle altre porte.}$$

MATRICE DI SCATTERING
(o DIFFUSIONE)

$$\underline{b} = \underline{S} \cdot \underline{a}$$

la matrice è $m \times m$ $\leftarrow$ m onde di INPUT
 m onde di OUTPUT

• COMPONENTI della DIAGONALE PRINCIPALE:

$$S_{ii} = \frac{b_i}{a_i} \mid a_k = 0, \forall k \neq i$$

Coeff. di riflessione
alla porta i

Si ottengono quando tutti gli input tranne questo considerato sono a zero

RAPPRESENTANO COEFF. DI RIFLESSIONE
alla porta k -esima

$a_i = 0$ non significa non avere generatore in ingresso, ma significa mettere un uscitone adattato (l'onda non necessariamente deve essere prodotta da un generatore, ma può provenire da un carico)
 $\Downarrow$
 Non si ottiene il potenziale di ingresso

Se il carico è adattato: $z = z_0, \Gamma = 0$

• COMPONENTI NON APPARTENENTI alla DIAGONALE PRINCIPALE:

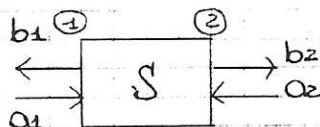
S_{ij} con $i \neq j$

$$S_{ij} = \frac{b_i}{a_j} \mid a_k = 0, \forall k \neq j$$

RAPPRESENTANO COEFF. di TRASMISSIONE

che indicano quanto esce dalla porta i -esima quando a tutte le altre porte j e k oltre porte di uscita adattate

— ESEMPIO con 2 PORTE:



$$\begin{pmatrix} b_1 \\ b_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} a_1 \\ a_2 \end{pmatrix}$$

Coeff. di riflessione con uscita adattata

$$b_1 = S_{11}a_1 + S_{12}a_2$$

$$b_2 = S_{21}a_1 + S_{22}a_2$$

cosa esce da ② in funzione di ① che entra

Contro di S_{11}

Come in un caso casuale:

$\begin{cases} S_{11} & \text{quanto viene riflesso} \\ S_{21} & \text{quanto viene attenuato e sfasato} \end{cases}$

- PROPRIETÀ DI SIMMETRIA: è una proprietà un po' delicata perché la struttura (cavo o giunzione) non sia simmetrica.



Se la struttura è simmetrica: $S_{11} = S_{22}$ ad esempio
a buco solo, se c'è
simmetria, posso pensare che valga questo.

- PROPRIETÀ DI RECIPROCITÀ: vale sempre, tranne quando è presente un elemento NON RECIPROCO (maio rectifier di diodo e così via)

Se il comportamento non dipende dal verso che si va a guardare (*)

Non reciproca: se ci sono elementi → memoria, generatori, amplificatori, ...

ferite: ha
un responso
preciso

pila: ha un
tolo (+) e un
polo (-).

- (*) per quanto riguarda la parte di trasmissione, attore da una parte o dall'altra deve essere indifferente.

Vimato suggerisce tutti NON della diagonale principale

($S_{11} = S_{22}$)

Per questo la matrice deve essere simmetrica!

$$S_{12} = S_{21}$$

(vero se tutte le linee hanno lo stesso impedimento Z_0)

RECIPROCITÀ: è una proprietà forte, perché deriva direttamente dalle equaz. di Maxwell. Rimangono, comunque, molti guai d'obsta

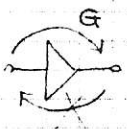
Esempio d'elemento non reciproco: amplificatore!



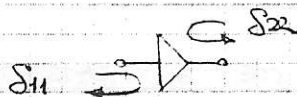
lui non è reciproco

MATRICE S di un AMPLIFICATORE

$G = S_{21}$: quanto guadagno nel passaggio (1) → (2)



È un po' come un isolatore... non è vero che le segnali
Tutti inalterati ⇒ Non mi aspetto che sia reciproco!



S_{11} : quanto riflette l'amplificatore non carico (S_{22})

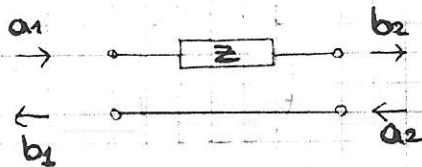
S_{22} : quanto è isolato l'amplificatore

→ MATRICE PERFETTAMENTE ADATTATA:

$$S = \begin{pmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{pmatrix} = \text{Matrice Perfettamente Adattata}$$

Ogni coefficiente di riflessione è NULO.
($Z = Z_0$ per ogni porta)

Esempio: In RF



Devo costruire una relazione tra i vari parametri:

costruisco una matrice che legi IN/OUT per ogni porta.

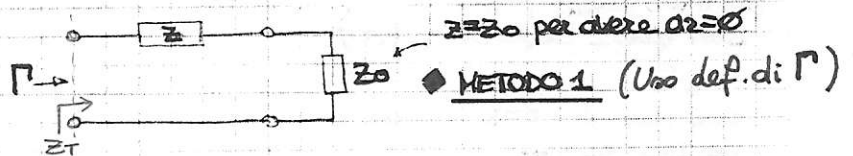
Supponiamo di lavorare a bassa frequenza.

Come ricavare la matrice S? ci sono vari metodi:

2 PORTE $\begin{cases} b_1 = S_{11} a_1 + S_{12} a_2 \\ b_2 = S_{21} a_1 + S_{22} a_2 \end{cases}$

questi coeff. si trovano con metodi tipici delle RF: ho riportato tutto in BF con questa tecnica

S_{11} = coeff. di riflessione della prima pinna quando $a_2 = 0$



$$\Gamma = \frac{Z_T - Z_0}{Z_T + Z_0} = (\dots) = \frac{Z}{Z + 2Z_0} = S_{11}$$

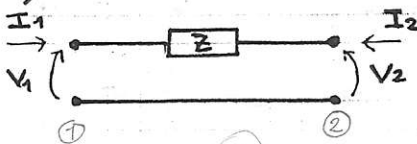
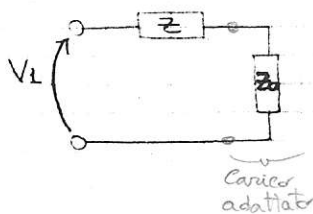
$Z_T = Z + Z_0 \rightarrow$ ciò che vedo guardando dall'ingresso

♦ METODO 2: (Usa le def. di a e b)

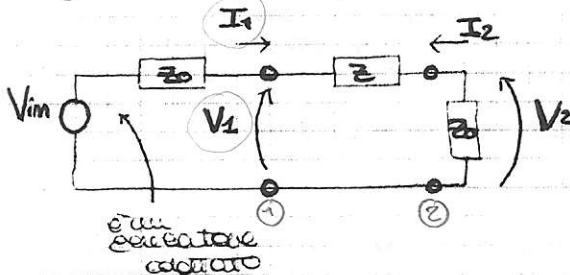
$$a_1 = \frac{1}{2} \left(\frac{V_1}{\sqrt{Z_0}} + \sqrt{Z_0} I_1 \right)$$

$$b_1 = \frac{1}{2} \left(\frac{V_1}{\sqrt{Z_0}} - \sqrt{Z_0} I_1 \right)$$

Mi ricavo V_1 e I_1



H_p : in ② molto $\Rightarrow$ carico adattato
in ① $\Rightarrow$ generatore con imp. Z_0



$\Rightarrow$ LINEA DI TX con una imp. SERIE

Raccontiamo tutto in funzione di V_{in} , che tanto poi scomporre:

$$V_1 = \frac{Z + Z_0}{Z + 2Z_0} V_{in}; \quad I_1 = \frac{V_{in}}{Z + 2Z_0} \rightarrow \text{imp. totale}$$

$$a_1 = \frac{1}{2} \frac{V_{in}}{\sqrt{Z_0}} \left(\frac{Z + Z_0}{Z + 2Z_0} + \frac{Z_0}{Z + 2Z_0} \right) = \frac{1}{2} \frac{V_{in}}{\sqrt{Z_0}}$$

$$b_1 = \frac{1}{2} \frac{V_{in}}{\sqrt{Z_0}} \left(\dots - \dots \right) = \frac{1}{2} \frac{V_{in}}{\sqrt{Z_0}} \frac{Z}{Z + 2Z_0}$$

$$\Rightarrow S_{11} = \frac{b_1}{a_1} = \frac{Z}{Z + 2Z_0} = S_{22}$$

Poi:

- Se la trasmissione è simmetrica: $S_{11} = S_{22}$ in questo caso vale!
- Non ci sono elementi non reciproci (si vedrebbe ad occhio) $\Rightarrow S_{12} = S_{21}$

$$a_2 = \frac{1}{2} \left(\frac{V_2}{\sqrt{Z_0}} + I_2 \sqrt{Z_0} \right) \quad I_2 = -I_1 = -\frac{V_{in}}{Z + 2Z_0}$$

$$b_2 = \frac{1}{2} \left(\frac{V_2}{\sqrt{Z_0}} - I_2 \sqrt{Z_0} \right) \quad V_2 = V_{in} \cdot \frac{Z_0}{Z + 2Z_0}$$

$$S_{21} = \frac{b_2}{a_1} \Big|_{a_2=0} = \frac{V_{in}}{2\sqrt{Z_0}} \left(\frac{Z_0}{Z + 2Z_0} + \frac{Z_0}{Z + 2Z_0} \right) = \frac{V_{in}}{a_1} \cdot \frac{\sqrt{Z_0}}{Z + 2Z_0} = \frac{2Z_0}{Z + Z_0} = S_{12}$$

Per controllare di aver fatto giusti i conti posso verificare che con le formule ricorate, a_2 venga uguale a zero.

Sostituendo i valori verifico che questa è vera!

■ PROPAGAZIONE: a e b finora ci abbiamo visti puntuali, ma in realtà oni variano.

Risolvendo Maxwell si ottengono le equazioni delle onde $\rightarrow a(z)$ $\left\{ \begin{array}{l} \text{Esse variano con } z \text{ e con } t \\ b(z) \end{array} \right.$

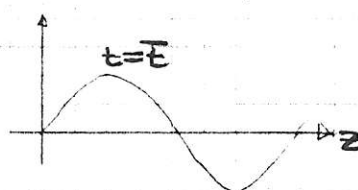
Tali onde hanno forma:
 $\sin(\omega t \pm \beta z) = \sin(\phi(t))$

cioè fissando $z = \bar{z}$ si vede una oscillazione del tipo $\sin(\omega t)$

$\pm$: dipende dal verso di propagazione

a ha $\ominus$ $\rightarrow$ (onda viaggia con z)
 b ha $\oplus$

che fissando $t = \bar{t}$ si vede un'oscillazione del tipo:



Se non ci sono perdite varia la fase e basta, altrimenti varia anche il modulo.

Fissando una fase $\phi_0 = \text{costante}$, cioè un FRONTE D'ONDA:

$$\omega t - \beta z = \phi_0 \quad \rightarrow \quad \Delta t \rightarrow \Delta z \quad \text{il fronte d'onda si sposta nel tempo!}$$

$$\omega \Delta t - \beta \Delta z = 0 \quad \rightarrow \quad \Delta z = \frac{\omega}{\beta} \Delta t$$

spazio percorso in Δt velocità di fase = c

$$\beta = \text{periodicità spaziale} \quad \beta = \frac{2\pi}{\lambda}$$

$$\lambda = \text{periodo spaziale}$$

Allora posso esprimere a e b come:

$$a(z) = a(z_0) e^{-j\beta(z-z_0)}$$

$$b(z) = b(z_0) e^{+j\beta(z-z_0)}$$

Ma quanto variano $a(z_0)$ e $b(z_0)$?

$\hat{s}(\omega t - \beta z)$
 $\omega t = \phi$
 $\rightarrow$ le parti in ωt sono "manciate" dalla modulazione portante
 $\rightarrow$ Tanto più diminuiscono i termini stessa frequenza

$$\beta = \frac{2\pi}{\lambda}$$

$$2\pi \Delta z = \lambda \rightarrow \Delta \phi = 2\pi \quad \text{CARATTERISTICA DI PROPAGAZIONE?}$$

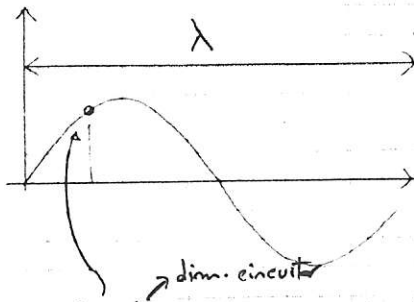
Queste considerazioni si possono evitare quando $\lambda \gg d$ (d =dimensioni del circuito)

Es.: $f = 1 \text{ kHz} \rightarrow \lambda \approx \frac{3 \cdot 10^8}{10^3} = 3 \cdot 10^5 \text{ m}$

cioè vediamo una propagazione "istantanea"

È molto!!!
Dovremo lavorare a dimensioni molto grandi!
per accorgerci di questi effetti!

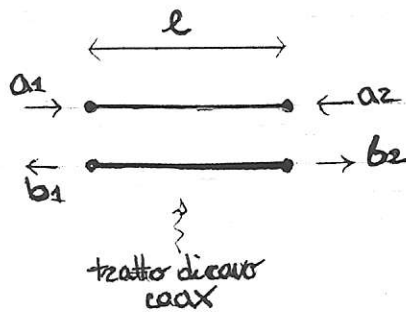
Nella realtà: $\lambda = \frac{v}{f}$



Queste trattazioni hanno senso quando
si lavora a frequenze molto alte,
cioè con molto corto λ !
Per questo bisogna stare attenti.

Se $\lambda \gg d$ il nostro circuito si riduce ad un guai, quindi non mi accorgo della propagazione dell'onda... mi sembra di vedere un valore costante!

LINEA DI TRASMISSIONE:



① SENZA PERDITE.

hp. LINEA ADATTATA



$$S_{11} = S_{22} = 0$$

$$b_2 = a_1 e^{-j\beta l}$$

Considero $a_2 = 0$ e ho uno spostamento negativo.

$$b_1 = a_2 e^{-j\beta l}$$

Risultato giusto, perché da cui vedere la reciprocità.

Quindi S come:

$$S = \begin{bmatrix} 0 & e^{-j\beta l} \\ e^{-j\beta l} & 0 \end{bmatrix}$$

② Cosa succede se, invece, ci sono delle perdite?

$$-j\beta \rightarrow -\gamma = -(\alpha + j\beta)$$

REALE IMMAGINARIO

Allora S diventa:

$$S = \begin{bmatrix} 0 & e^{-\gamma l} \\ e^{-\gamma l} & 0 \end{bmatrix}$$

Se α fosse troppo grosso, questa trattazione valterebbe! Se le perdite sono troppo alte non posso più considerare adattate le linee: ho un po' di riflessione ideale (a piccola riflessione α)

20 marzo 2006

→ RIASSUNTO:

- Matrice diffusione: Data una giunzione lineare per definizione.

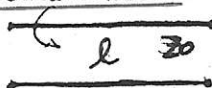
$$b_1 = S_{11} a_1 + S_{12} a_2 + \dots + S_{1n} a_n$$

$$[b] = [S][a]$$

$$b_m = S_{m1} a_1 + \dots + S_{mn} a_n$$

- Proprietà:

- Coeff. diagonale principale: $S_{11} = \frac{b_1}{a_1} | a_i = 0$ coeff. di riflessione
- Altri elementi: $S_{13} = \frac{b_1}{a_3} | b_m = 0$ coeff. di trasmissione

Linea adattata


$$S = \begin{bmatrix} 0 & e^{-\gamma l} \\ e^{-\gamma l} & 0 \end{bmatrix}$$

 $\beta = \frac{2\pi}{\lambda} \rightarrow$ sfasamento subito dall'onda entrante da a_1 rispetto all'onda uscente a_2

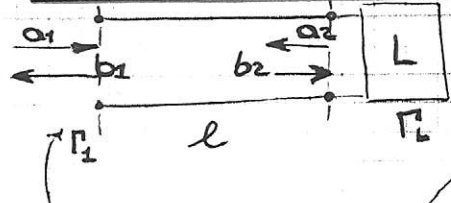
giunzione perfettamente adattata $\Rightarrow$ se gli elem. sulla diagonale principale sono nulli.

$$\gamma \beta \rightarrow \gamma = \alpha + j\beta$$

perdita sfasamento

- Proprietà di reciprocità: vale sempre, è una proprietà fisica!
- Simmetria: vale solo in base a come costruiamo il sistema.

- LINEA CON CARICO DI USCITA (perfettamente adattata)

 Γ_L : coefficiente di riflessione del carico


$$a_2 = b_2 \Gamma_L$$

$$\Gamma_L = \frac{b_2}{a_2}$$

$$b_1 = a_2 \cdot e^{-\gamma l}; \quad b_2 = a_1 e^{-\gamma l}$$

che coeff. di riflessione vedo dal ingresso della linea? Γ_1 ?

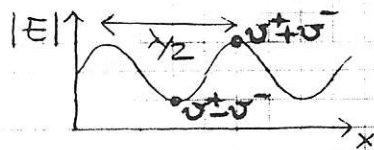
$$b_1 = a_1 \Gamma_L e^{-\gamma l}$$

$$\boxed{\Gamma_1 = \Gamma_L \cdot e^{-2\gamma l}}$$

Caso particolare di una trasformazione bilineare

- Rapporto d'onda stazionaria:

linea con carico non adattato $\rightarrow$ viaggiano due onde, una progressiva e una regressiva



Ho 2 campi E che si sommano e danno dei massimi e dei minimi

$\downarrow$ Si genera un'onda stazionaria

Lo stato della linea per quanto riguarda la riflessione si può definire come:

$$VSWR = \frac{V_{max}}{V_{min}} = \frac{|V^+| + |V^-|}{|V^+| - |V^-|} \quad (\text{alternativa a fornire } \Gamma)$$

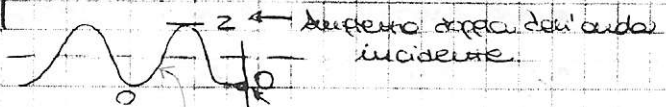
- $VSWR=1 \rightarrow$ Non c'è riflessione
- $VSWR \rightarrow \infty \rightarrow$ Riflessione totale

$$VSWR = \frac{|a|+|b|}{|a|-|b|} = \frac{1+|\Gamma|}{1-|\Gamma|} \begin{cases} |\Gamma|=1 \rightarrow VSWR=\infty \\ |\Gamma|=0 \rightarrow VSWR=1 \end{cases}$$

Questi sono tutti valori ($VSWR, \Gamma$) dati in funzione della frequenza.
Generalmente nel Power le cose peggiorano: è più alta $VSWR$.

Es.: carico = corto circuito

$$Z_L = 0 \rightarrow \Gamma_L = -1$$



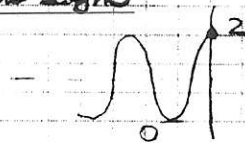
onda regressiva $\rightarrow$ stessa ampiezza dell'onda progressiva, ma segno opposto

carico = circuito aperto

$$|\Gamma| = |\Gamma^+ + \Gamma^-|$$

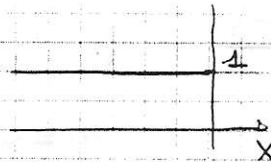
$$Z_L = \infty \rightarrow \Gamma_L = 1$$

onda regressiva $\rightarrow$ stessa ampiezza dell'onda progressiva e stesso segno



carico adattato

$$Z_L = Z_0 \rightarrow \Gamma_L = 0$$



ESERCIZIO:

$l = 21,5\lambda$
 $Loss = 0,1 \text{ dB}$
adattata perfettamente

matrice di diffusione? $S = ?$

$$S = \begin{bmatrix} 0 & e^{-\gamma l} \\ e^{-\gamma l} & 0 \end{bmatrix}$$

$$\gamma = \alpha + j\beta$$

$$Loss = 20 \log_{10} |S_{12}|$$

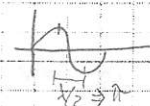
$$|S_{12}| = 10^{-0,1/20} = 0,988$$

! $|S_{12}|$ deve essere ≤ 1 perché una onda non può essere amplificata.

$$l \beta = \beta \frac{2\pi}{\lambda} \cdot l = \beta 2\pi \cdot 21,5 = 843\pi \rightarrow \text{spostamento di } \pi$$

$$S = \begin{bmatrix} 0 & -0,988 \\ -0,988 & 0 \end{bmatrix}$$

se la perdita fosse maggiore, la linea non potrebbe essere adattata.



ESEMPIO:

Parametri S di un amplificatore: (Data sheet)

$$S_{11} = 0,12 \angle -10^\circ$$

ad una data frequenza

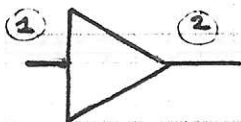
$$S_{21} = 9,8 \angle 160^\circ$$

> 1, ma in questo caso è giusto perché è il caso di un amplificatore

$$S_{12} = 0,002 \angle -78^\circ$$

$$S_{22} = 0,01 \angle -15^\circ$$

ben adattati in uscita



Guadagno ~ 10

Sforno (è quasi invertente)

Struttura NON reciproca, perché il circuito è attivo, con un'amplificazione.

Non c'è adattamento perfetto

$$VSWR_{in} = \frac{1 + |S_{11}|}{1 - |S_{11}|}$$

$$VSWR_{out} = \frac{1 + |S_{22}|}{1 - |S_{22}|}$$

$$= \frac{1,12}{1 - 0,12} = 1,27 \text{ accettabile! deve essere vicino a 1}$$

$$\text{Return LOSS (dB)} = -20 \log_{10} |S_{11}| = 18,42 \text{ dB}$$

↑ Perdita dovuta alla parte che torna indietro

↑ In tensione l'onda incidente circa il 10%

Sm Pot → 1%

GUADAGNO DIRETTO (FORWARD GAIN):

$$\text{GAIN (dB)} = 20 \log_{10} |S_{21}| = 19,83 \text{ dB}$$

GUADAGNO INVERSO (REVERSE GAIN):

$$\text{GAIN}_{inv} \text{ (dB)} = 20 \log_{10} |S_{12}| \approx -54 \text{ dB}$$

$$\text{oppure } 10 \log_{10} |S_{12}|^2 = -54 \text{ dB}$$

Q SENZA PERDITE (circuiti senza perdite)

$$P_{out} = P_{in}$$

m = m° parte

$$P_{in} = \sum_{i=1}^m \frac{|a_i|^2}{2}$$

$$\Rightarrow \sum_{i=1}^m |b_i|^2 - \sum_{i=1}^m |a_i|^2 = 0$$

$$P_{out} = \sum_{i=1}^m \frac{|b_i|^2}{2}$$

$$\sum |b_i|^2 = \{b_1, b_2, \dots, b_m\} \cdot \begin{bmatrix} b_1^* \\ b_2^* \\ \vdots \\ b_m^* \end{bmatrix} = [b]_T [b]^*$$

$$\sum |a_i|^2 = [a]_T [a]^*$$

allora

$$[b]_T [b]^* - [a]_T [a]^* = 0$$

ma vale anche che:

$$[b] = [S][a]$$

quindi:

$$([S][a])_T ([S][a])^* - [a]_T [a]^* = 0$$

$$= [a]_T [S]_T [S]^* [a]^* - [a]_T [I] [a]^* = 0$$

$$= [a]_T ([S]_T [S]^* - [I]) [a]^* = 0 \text{ SEMPRE !!! } \forall a$$

$$\Downarrow \\ [S]_T [S]^* = [I]$$

N.B.: Con le S non lavoro sulle potenze ma sulle V

20 Log...

due essere:

$$[S] + [S]^* = [I]$$

la matrice $[S]$ è una matrice UNITARIA: cioè non accede né riduce le dimensioni (nel caso di giunzione senza perdite)

→ PROPRIETÀ MATRICE SENZA PERDITE:

- $\det[S] = 1$

- $$\begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_{11}^* & S_{12}^* \\ S_{21}^* & S_{22}^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$$

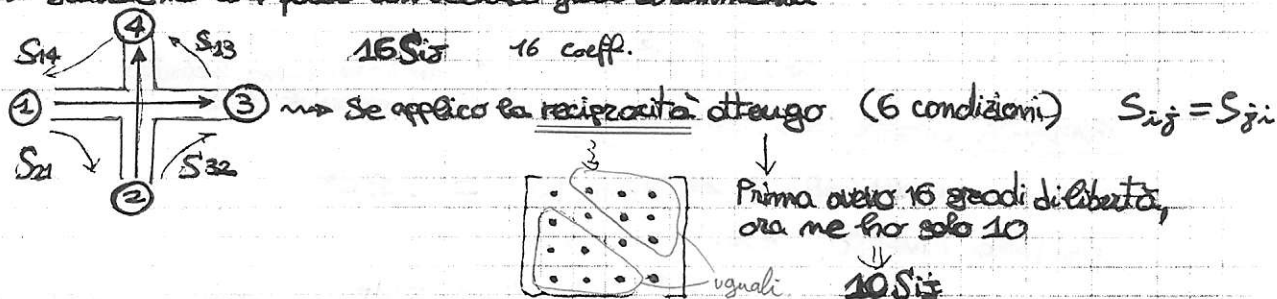
$$S_{11} \cdot S_{11}^* + S_{21} \cdot S_{21}^* = 1 \quad \leftarrow \text{Equazione di conservazione di potenza}$$

$(S_{21})^2 + (S_{11})^2 = 1$
 $\downarrow$ P. tr. $\downarrow$ P. rifl.
 Potenza trasmessa Potenza riflessa

- $S_{11} S_{12}^* + S_{21} S_{22}^* = 0$

→ PROPRIETÀ di SIMMETRIA:

Es: giunzione a 4 porte con elevato grado di simmetria



Se ora applico la simmetria:

$$S_{11} = S_{22} = S_{33} = S_{44}$$

(3 condizioni)

$$S_{14} = S_{43} = S_{32} = S_{21}$$

$$S_{31} = S_{42}$$

(1 condizione)

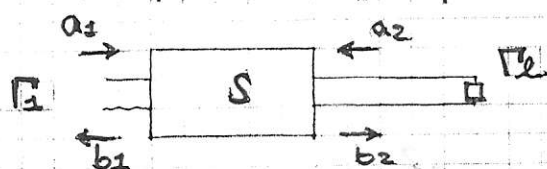
Alla fine rimangono 3 gradi di libertà → Mi basta effettuare 3 misure

$$\begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} & S_{13} & S_{14} \\ S_{12} & S_{11} & S_{12} & S_{14} \\ S_{13} & S_{12} & S_{11} & S_{14} \\ S_{14} & S_{12} & S_{12} & S_{11} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a & b & c & b \\ b & a & b & c \\ c & b & a & b \\ b & c & b & a \end{bmatrix}$$

a, b, c

21 Marzo 2006

Come si trasforma il coeff. di riflessione carico porta attraverso una giunzione?



$$\begin{cases} b_1 = S_{11}a_1 + S_{12}a_2 & \text{I}^\circ \\ b_2 = S_{21}a_1 + S_{22}a_2 & \text{II}^\circ \end{cases}$$

$\Gamma_L = \frac{a_2}{b_2}$ rispetto al carico

$b_2 = \frac{a_2}{\Gamma_L}$

$S_{22}a_2 - b_2 = -S_{21}a_1$

$\uparrow$
 $\frac{a_2}{\Gamma_L}$

$\Gamma_L = \frac{b_1}{a_1} = ?$

Da II° $\Rightarrow (S_{22} - \frac{1}{\Gamma_L})a_2 = -S_{21}a_1$

$a_2 = \frac{\Gamma_L S_{21} a_1}{1 - \Gamma_L S_{22}} \quad \Rightarrow \quad b_1 = S_{11}a_1 + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_L}{1 - \Gamma_L S_{22}} a_1$

$\Gamma_1 = \frac{b_1}{a_1} = S_{11} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_L}{1 - \Gamma_L S_{22}}$ **TRASFORMAZIONE BILINEARE**

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

hanno una simmetria di num e denom. (num e denom. di grado 1)

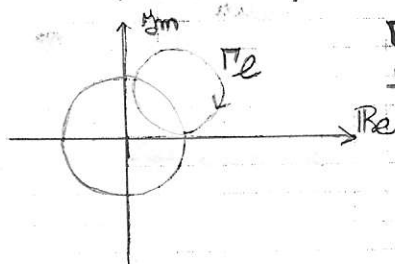
ecc:

$\Gamma_1 = \frac{A + B\Gamma_L}{C + D\Gamma_L}$

tutti numeri complessi

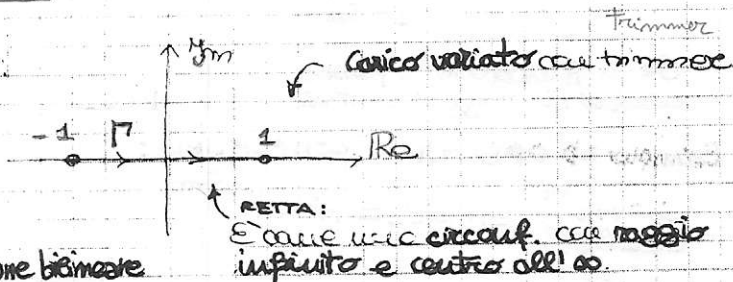
● PROPRIETÀ della TRASFORMAZIONE BILINEARE:

- trasforma circonferenze nel piano complesso in circonferenze ancora nel piano complex.



Γ_L varia percorrendo una circonferenza nel piano complesso (in molti casi).

oppure:



- Dimostrazione. $\frac{Az+B}{Cz+D}$ relazione bilineare

$W = \frac{A+Bz}{C+Dz} = \frac{A}{C} + \frac{B - \frac{AD}{C}}{Cz + D}$ $W - \frac{A}{C} = \frac{B - \frac{AD}{C}}{Cz + D}$

$\frac{W - \frac{A}{C}}{B - \frac{AD}{C}} = \frac{1}{Cz + D}$

$H = \frac{1}{X}$

Se W è una circonferenza, anche H. rimane una circonferenza, x'ho solo scalata e traslata

Equazione circonferenza complessa:

$|X - S|^2 = R^2$

variabile che gira lungo la circ. (complessa)

Centro $\downarrow$ Costante complessa

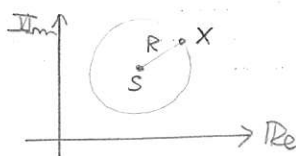
Raggio $\downarrow$ Reale positivo

$(X - S)(X^* - S^*) = R^2$

$XX^* - SX^* - S^*X + SS^* - R^2 = 0$

$\frac{1}{HH^*} - \frac{S}{H^*} - \frac{S^*}{H} + SS^* - R^2 = 0$

X si muove su di una CIRC, dimostrare che ΓL fa anche H



Devo dimostrare che se $H = \frac{1}{X}$, anche W ha andamento analogo.

$$\frac{1}{HH^*} - \frac{S}{H^*} - \frac{S^*}{H} + SS^* - R^2 = 0$$

$$HH^* - \frac{S^*H^*}{SS^* - R^2} - \frac{SH}{SS^* - R^2} + \frac{1}{SS^* - R^2} = 0$$

Questo è ancora una circonferenza, con nuovo centro e raggio:

centro
 $S' = \frac{S^*}{SS^* - R^2}$

raggio
 $R' = \frac{R}{SS^* - R^2}$

$$HH^* - S'H^* - S'H + R'^2 = 0$$

A cosa serve?:

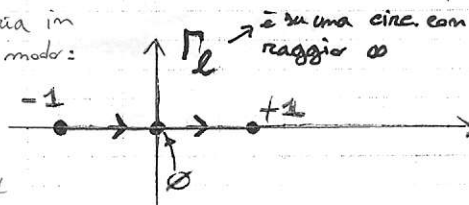
→ Esempio.



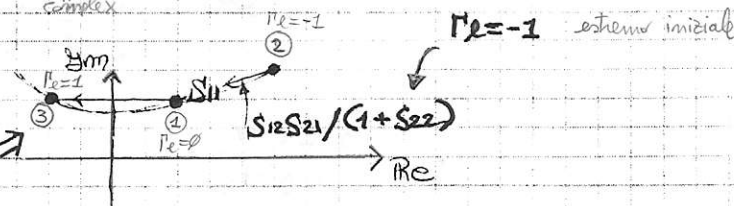
$$\Gamma_2 = S_{11} + \frac{S_{12}S_{21}}{\Gamma_L - S_{22}}$$

comp. complex

Γ_L varia in questo modo:



COME VARIA Γ_1 ?



Per quanto appena dimostrato se Γ_1 descrive una circonferenza, quindi basta conoscere 3 punti per poter determinare la circonferenza.

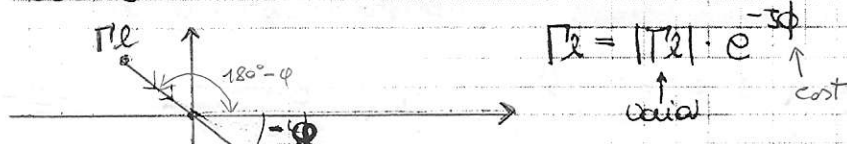
- ① $\Gamma_L = 0 \rightarrow S_{11}$
- ② $\Gamma_L = -1 \rightarrow S_{11} - \frac{S_{12}S_{21}}{1+S_{22}}$
- ③ $\Gamma_L = +1 \rightarrow S_{11} + \frac{S_{12}S_{21}}{1-S_{22}}$

Punto parte da una circonferenza (il cui raggio è infinito).

Se la giunzione è passiva, tutto lo scalf. che tras. è contenuta nel cerchio di raggio unitario (perché $|\Gamma_L| < 1$).

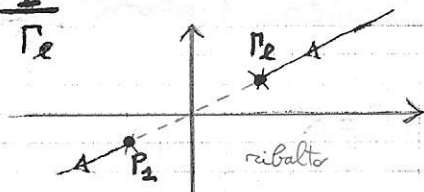
◆ Esempio → OPERAZIONI COMPLESSE:

$$G_1 = Ae^{j\varphi} \Rightarrow G_2 = AB e^{j(\varphi+\psi)}$$

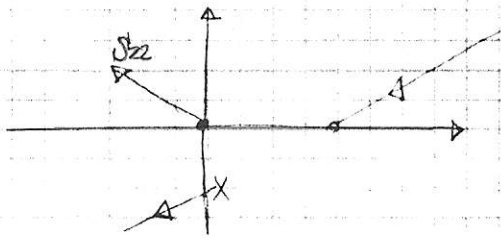


Faccio la bilineare a passaggi:

$$\textcircled{1} \quad P_2 = \frac{1}{\Gamma_L}$$



② $P_2 = P_1 - S_{22}$



$+$ $\Rightarrow$ Traslazione

$\times$ $\Rightarrow$ moltiplica i 1.1
sottra le Δ

$\div$ $\Rightarrow$ divide i 1.1
sottra le Δ

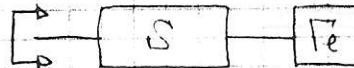
$$\Gamma_1 = S_{11} + \frac{S_{12} S_{21} \Gamma_2}{1 - S_{22} \Gamma_2}$$

27 Marzo 2000

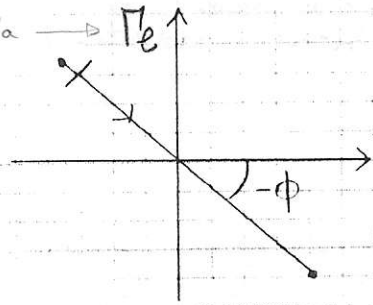
◆ Esempio:

$$\Gamma_1 = S_{11} + \frac{S_{12} S_{21}}{\frac{1}{\Gamma_2} - S_{22}}$$

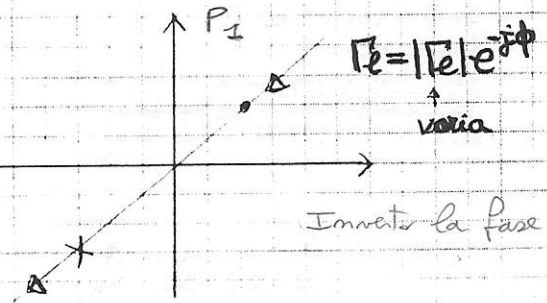
$\Gamma_1 = ?$



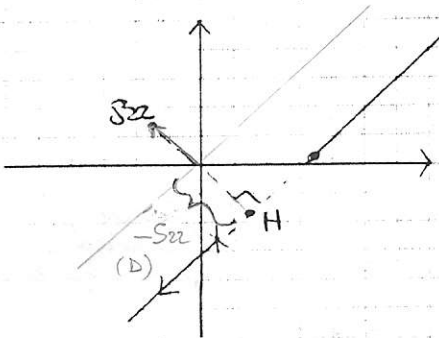
Si parte da



① $\Gamma = \frac{1}{\Gamma}$

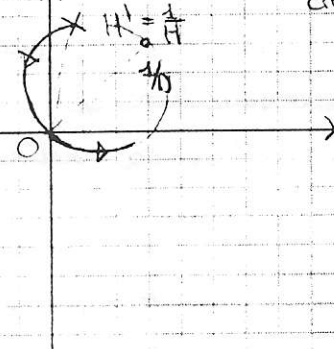


② $\Gamma_2 = \Gamma_1 - S_{22}$ traslazione



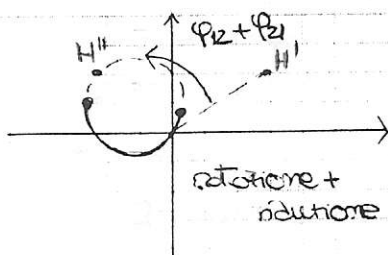
③ $\Gamma_3 = \frac{1}{\Gamma_2} = \frac{1}{\frac{1}{\Gamma_1} - S_{22}}$

circonferenza unitaria in antipodale!

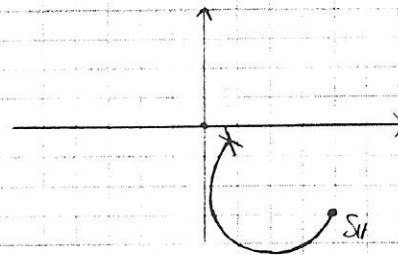


Cedo due linee H1, punto + vicino allo zero.

④ $\Gamma_4 = S_{12} S_{21} \Gamma_3$ Moltiplica i 1/1 Somme di φ



⑤ B: $\Gamma_1 = S_{11} + \Gamma_4$ trasla



lui non può uscire dal cerchio di riflessione unitaria, da quindi dato come più grosso e tale da contenere tutto

GIUNZIONI NOTEVOLI:

TH. DELL' ADATTAMENTO:

Data G a 4 porte t.c.:

- Senza perdite
- Reciproca
- Tra due porte non c'è nessun accoppiamento e sono adattate.

Tesi:

Le altre due porte sono disaccoppiate e adattate!

Dimostrazione:

$$S = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} & S_{13} & S_{14} \\ S_{12} & S_{22} & S_{23} & S_{24} \\ S_{13} & S_{23} & 0 & 0 \\ S_{14} & S_{24} & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

Reciproca

adattate
Non accoppiate

Suppongo che le porte che non si parlano sono 3 e 4.

Devo dimostrare che: $S_{11}, S_{12}, S_{22} = 0$

La matrice è senza perdite: $S^T S^* = I$

(S. reciproca reciproca)

Diagonale principale (sono sufficienti)

Barstano 4 eq.:

$$\begin{cases} (1) & |S_{11}|^2 + |S_{12}|^2 + |S_{13}|^2 + |S_{14}|^2 = 1 \\ (2) & |S_{12}|^2 + |S_{22}|^2 + |S_{23}|^2 + |S_{24}|^2 = 1 \\ (3) & |S_{13}|^2 + |S_{23}|^2 = 1 \\ (4) & |S_{14}|^2 + |S_{24}|^2 = 1 \end{cases}$$

(1) + (2)

$$|S_{11}|^2 + |S_{12}|^2 \cdot 2 + |S_{22}|^2 + |S_{13}|^2 + |S_{23}|^2 + |S_{14}|^2 + |S_{24}|^2 = 2$$

(3) + (4)

$$|S_{13}|^2 + |S_{23}|^2 + |S_{14}|^2 + |S_{24}|^2 = 2$$

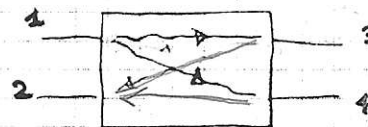
Differenza:

$$|S_{11}|^2 + |S_{12}|^2 \cdot 2 + |S_{22}|^2 = 0 \Rightarrow S_{11} = S_{22} = S_{12} = 0 \text{ cui come volevo dim.}$$

Porta (1) e (2) adattate

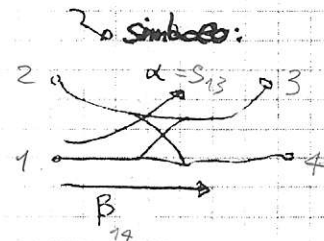
Cosa me ne faccio? Ho ottenuto un ACCOUPLATORE DIREZIONALE

$$\begin{bmatrix} 0 & 0 & S_{13} & S_{14} \\ 0 & 0 & S_{23} & S_{24} \\ S_{13} & S_{23} & 0 & 0 \\ S_{14} & S_{24} & 0 & 0 \end{bmatrix}$$



è possibile andare:
da (1) a (3) e (4)
da (3) a (1) e (2)

Questo serve per dividere le segnali senza perdite



Se abbiamo simmetria:

$$\begin{bmatrix} 0 & 0 & \alpha & \beta \\ 0 & 0 & \beta & \alpha \\ \alpha & \beta & 0 & 0 \\ \beta & \alpha & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

senza perdite

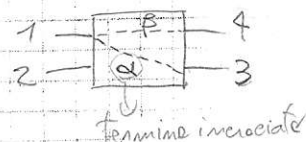
$$|\alpha|^2 + |\beta|^2 = 1$$

Saturamente simmetrica con K coefficiente di accoppiamento:

$$S = \begin{bmatrix} 0 & 0 & K e^{j\theta} \sqrt{1-K^2} \\ 0 & 0 & e^{j\theta} \sqrt{1-K^2} & K \\ - & - & 0 & 0 \\ - & - & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$\alpha = K e^{j\theta} \sqrt{1-K^2}$$

$$\beta = e^{j\theta} \sqrt{1-K^2}$$



$$K = \text{fattore di accoppiamento} = 10 \log_{10} \left(\frac{P_{\text{incrociato}}}{P_{\text{accoppiata (incrociata)}}} \right) = 10 \log_{10} \frac{P_{1 \text{ in}}}{P_{3 \text{ out}}}$$

$$= 20 \log_{10} \frac{1}{|S_{13}|}$$

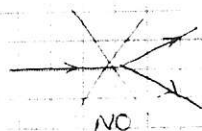
Es. accoppiatore a 3dB $\rightarrow$ divide a metà la potenza.

È perf. accoppiato, reciproco, senza perdite.

DIFETTO: funziona con effetti interferenziali $\Rightarrow$ Non lo si può usare bianco in frequenza, ma solo su una certa banda. $\Rightarrow$ BANDE LIMITATE

TEO. ADATTAMENTO 2. ADATTAMENTO A 3 PORTE:

Non è possibile fare una simulazione a 3 porte contemporaneamente



Reciproco
Senza perdite
Completamente adattato

Dimostrazione.

Caso per assurdo.

- Matrice complet. adattata:

$$S = \begin{bmatrix} 0 & S_{12} & S_{13} \\ S_{21} & 0 & S_{23} \\ S_{31} & S_{32} & 0 \end{bmatrix}$$

(sono le 2 proprietà a cui tengo di più!)

- Assenza di perdite:

$$S^T S^* = I$$

$$\begin{bmatrix} 0 & S_{21} & S_{31} \\ S_{12} & 0 & S_{23} \\ S_{13} & S_{23} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 & S_{12}^* & S_{13}^* \\ S_{21}^* & 0 & S_{23}^* \\ S_{31}^* & S_{32}^* & 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

$$|S_{21}|^2 + |S_{31}|^2 = 1$$

$$S_{31} \cdot S_{32}^* = 0$$

$$1 \rightarrow S_{21} \cdot S_{23}^* = 0$$

$$|S_{12}|^2 + |S_{23}|^2 = 1$$

$$S_{12} \cdot S_{13}^* = 0$$

$$|S_{13}|^2 + |S_{23}|^2 = 1$$

$$S_{12} S_{21}^* = 0$$

$$S_{21}^* S_{23} = 0$$

$$1 \rightarrow S_{13} S_{12}^* = 0$$

Porte con delle scelte:

① Suppongo che sia $S_{31} = 0$

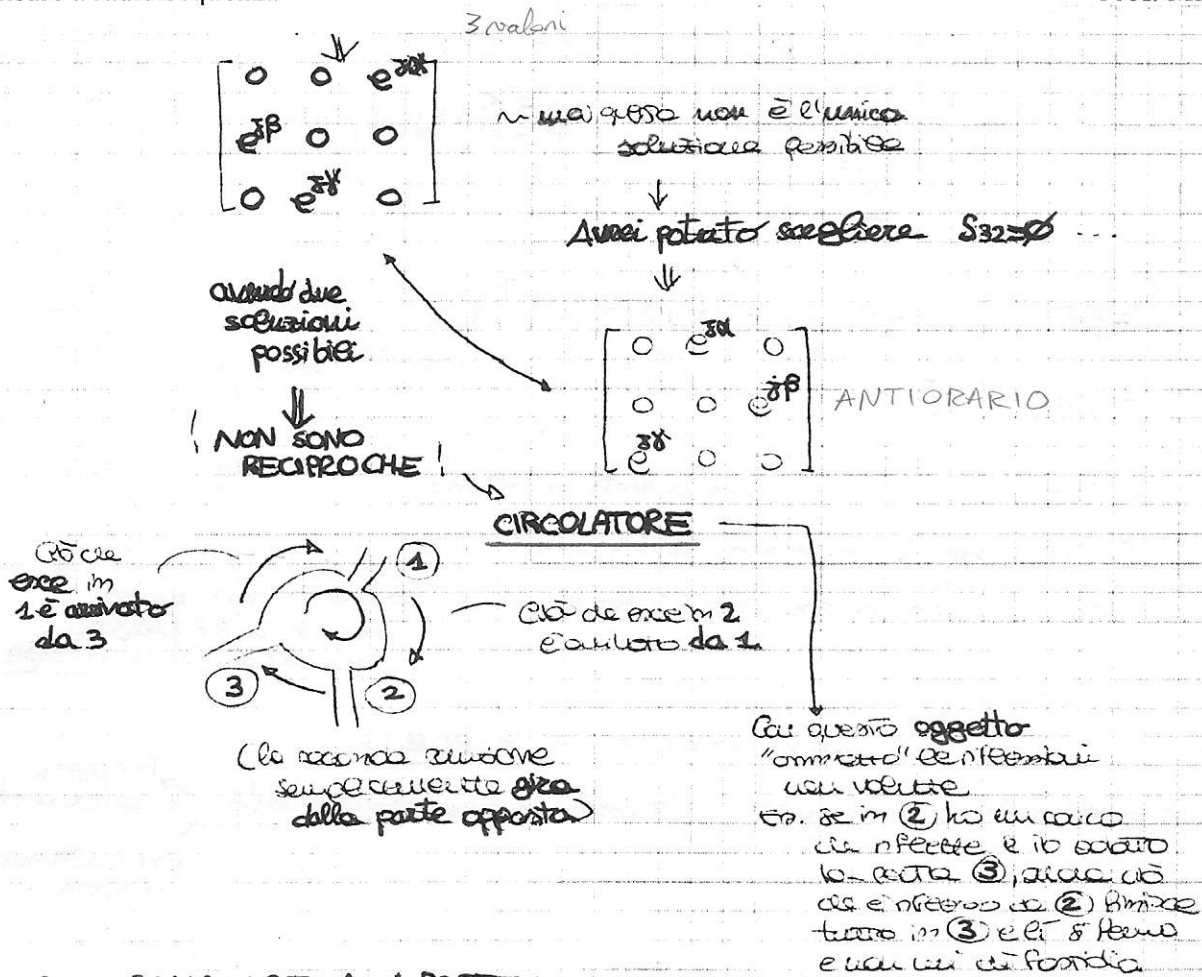
$$|S_{21}| = 1$$

$$S_{23} = 0$$

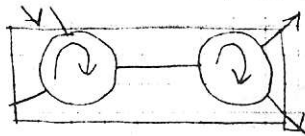
$$|S_{13}| = 1$$

$$S_{12} = 0$$

$$|S_{23}| = 1$$

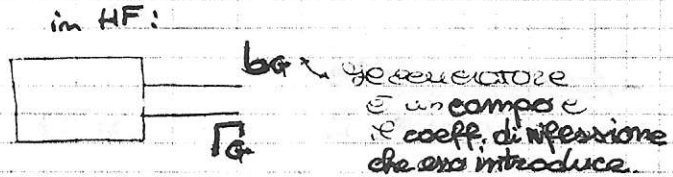
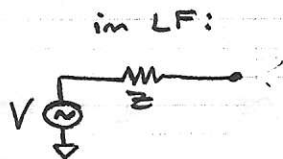


● CIRCOLATORE A 4 PORTE:



Dal 3 porte posso fare circolatori con numero di porte arbitrario.

Come si rappresentano i generatori?

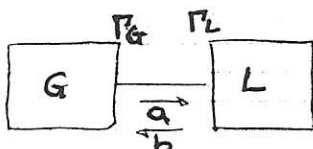


$$b_g = S_{gg} a_g + b_{gg}$$

$$\Gamma_g = S_{gg}$$

= 0
se il generatore è ideale cioè coherente

campo generato da la potenza disponibile del generatore (quando si ha max trasferimento)



Potenza da G a Load?
Dipende da Γ_G e Γ_L !

$$P_L = \frac{|a|^2}{2} - \frac{|b|^2}{2} = \frac{|a|^2}{2} (1 - |\Gamma_L|^2)$$

Pot che arriva sul L - Pot rifl.

Ma quanto vale $|a|$?

$$a = \Gamma_G b + b_g$$

Pot rifl.ema

Pot. generatore

$$\Rightarrow b = a \Gamma_L \Rightarrow a = \Gamma_G \Gamma_L a + b_g \Rightarrow a = \frac{b_g}{1 - \Gamma_G \Gamma_L}$$

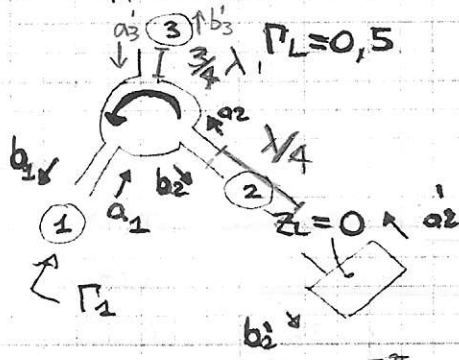
$$P_L = \frac{|b_g|^2}{2} \cdot \frac{1 - |\Gamma_L|^2}{|1 - \Gamma_G \Gamma_L|^2}$$

effetto riflessione

effetto cavità

P_0 = Pot. erogata se carico adattato

◆ T.E. 2004, 23 maggio



$$\begin{cases} b_1 = -j a_3 \\ b_2 = -j a_1 \\ b_3 = -j a_2 \end{cases}$$

$$\Gamma_1 = \frac{b_1}{a_1} = -j 0,5$$

Radiofrequency & microwave



28 Marzo 2006

ORARIO

$$S = \begin{bmatrix} 0 & 0 & e^{-j\frac{\pi}{2}} \\ e^{-j\frac{\pi}{2}} & 0 & 0 \\ 0 & e^{-j\frac{\pi}{2}} & 0 \end{bmatrix}$$

$$\Gamma_1 = ? \text{ a } \lambda$$

Circulator ideale: ① in ②; ② in ③, ③ in ①

$$S_{21} \quad S_{32} \quad S_{13}$$

$$\begin{aligned} b_2 &= b_2 e^{-j\frac{\pi}{4}} = b_2 e^{-j\frac{2\pi}{4} \times \frac{1}{2}} = \\ &= b_2 e^{-j\frac{\pi}{2}} = -j b_2 = -j(-j a_1) = \\ &= -a_1 \\ a_2' &= b_2' \Gamma_L = b_2' \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} = -b_2' = a_1 \\ a_2 &= a_2' e^{-j\pi/2} = -j a_1 \\ b_3 &= -j a_2 = -a_1 \\ b_3' &= b_3 e^{-j\frac{2\pi}{4} \times \frac{3}{4}} = b_3 e^{-j\frac{3}{2}\pi} = +j b_3 = -j a_1 \\ a_3' &= b_3' \Gamma_L = 0,5 \cdot b_3' = -j 0,5 a_1 \\ a_3 &= a_3' e^{-j\frac{3}{2}\pi} = j a_3' = +j 0,5 a_1 \\ b_1 &= -j 0,5 a_1 \end{aligned}$$

28 Kato 2006

MISURATORI DI POTENZA:

come misurare la potenza in RF?

In CONTINUA: $P = V \cdot I$

A RF: V e I non le posso misurare

La potenza si può misurare dagli effetti termici che produce (ΔT)

3 CATEGORIE:

Misuratori
 $\rightarrow$ P MEDIA
 $\rightarrow$ INVILUPPO
 $\rightarrow$ P Istantanea

CALORIMETRI misurano la potenza usata (x' è lento!)

$\rightarrow$ misura le calorie: quanto si è scaldato una sostanza

(es. acqua di H_2O)

Butto la potenza da misurare sull' H_2O , misuro di quanto si è scaldato e, conoscendo la C termica dell' H_2O , valuto i tempi che esso ha impiegato a scaldarsi

Ricavo la potenza

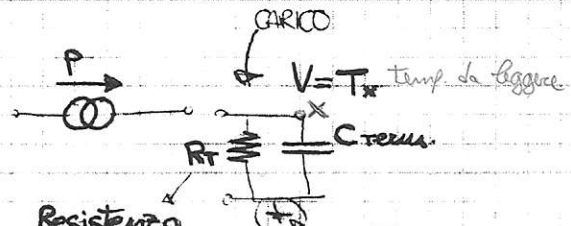
Scambiabile con un buco piccolo

Circuiti termici

$$P = \frac{dQ}{dt}$$

Sembra la formula di una corrente!

Analogia!



Resistenza termica:

quanto scaldare il materiale, lega T a regime con P che andiamo a essere.

Ritorna subito il nostro corpo e in modo di scaldare calore nel resto del mondo ($^{\circ}C/W$) con l'ambiente esterno.

C_{term} : quanto Q bisogna dare x avere una certa ΔT

$\rightarrow$ Definisce la velocità di risposta del sistema (la durata dei transistori)

$$T_x = \frac{P \cdot R_T}{t_{\infty}}$$

(a regime)

mi dice a transiz. esaurita quanto vale la temp. in x

$$C_T = C_{sp} \cdot m$$

calore specifico

(dipende dal materiale)

Più piccolo è l'oggetto, più veloce è il sistema!

$\uparrow C_T \Rightarrow \uparrow$ temp. asintotico

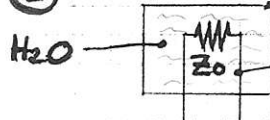
$$P = C_T \frac{\Delta T}{\Delta t} + \frac{T}{R_t}$$

temp. a regime

Calorimetri:

funziona in 2 modi diversi

① STATICO



adiabatico (non scambia Q con l'esterno)

linea di T_x che termina con carico adattato

l'acqua assorbe, quindi adotta ancora mezzo da linea, pot'anche non metterla ne carico (forse)

Non nasce nulla tutto viene dissipato

Se ho questo con la corda nell' H_2O , posso si adattarlo

... Dopo un certo tempo, verifico la ΔT (fraz)

ΔT o Potenza entrata

Immagino di misurare in modo differenziale tra questa scatola e una uguale su cui non è arrivata potenza

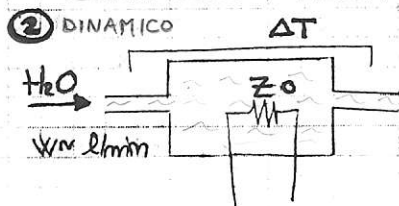
(Meglio la misura in modo differenziale tra questa scatola e una uguale su cui non è arrivata potenza)

★ Misura di potenza: precisione 1/100 1%, 1‰ (obbligate)

Tecnica di sostituzione:

↑ manuale livello di accuratezza per questo mezzo

↳ Misura $\Delta T^\circ C$ quando manca dato una continua.
 Poi misura quando butta dentro RF il $\Delta T^\circ C$ conseguente.



la potenza in continua la si misura, questo mRF NO, ma quando c'è RF che produce come lo stesso $\Delta T^\circ C$, posso concludere che sono uguali. Questo occorre, fatto con H2O, è molto lento (con H2O molto grande), ma anche molto ripetibile.

Misura ottiene la portata:

misura la $\Delta T^\circ C$ fra il flusso entrante e quello uscente.

→ Quasi istantanea, uso senso di corrente c'è un lungo tempo di regime.

tecnica a flusso continuo:

perché occorre un tempo per valutare il $\Delta T^\circ C$ nel tempo, misura il $\Delta T^\circ C$ tra flussi entrante e fluente uscente.

→ Misura dinamica

Misura diretta di potenza

Separando il calore in l/min dalle potenze in cal/cm² cal/s sto dando all'H2O

Questi metodi sono complementari si usano per certi materiali o alla definizione diretta di potenza (SE) → si usano a scopo di ricerca

Difficile misurare con questi perché del μW , μV : il fondo di rumore è altissimo! (questo in H2O non scatta niente!)

Li uso come calibratori e unità di misura
 Formo da riferimento

↓
 Però è comunque, molto meno lunga la misura di controllo e è alta ripetibilità.

$$P = C \frac{dT}{dt} + \frac{T}{R}$$
 temp a regime usc modello termico (CIRCUITI TERMICI)

$$C = J C_m$$
 Calore specifico

↑
 coeff. per passare dal cal a Joule

A regime: $T = T_0 + \frac{P \cdot R}{C}$ T_0 = temperatura massa

I Calorimetri
 funzionano in

Adiabatico: $R \rightarrow \infty \Rightarrow P = \frac{T - T_0}{\frac{dT}{dt}} \cdot C$

→ usato dai calorimetri

↓
 sia per quello chiuso (STATICO)

↓
 sia per quello col flusso d'H2O

Si usa di più la misura dinamica di quella statica.

Calorimetro → scuoato e tenuto (tutto deve andare a regime)

RESISTENZE TERMICHE: $\uparrow TC \Rightarrow \uparrow R$ "Barretter" = filo di platino con diametro di $1\mu m$
 $\downarrow$ PTC Es. platino $S=0,39 \Omega / ^\circ C$ per u.c. $R=100 \Omega$

MISURATORI a SEMICONDUCTORE: $\uparrow TC \Rightarrow \downarrow R$

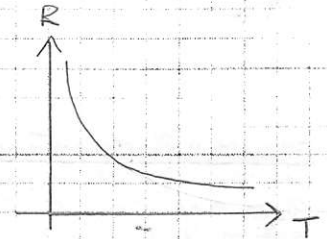
$\downarrow$
NTC

R scende in modo quasi esponenziale

Non linearità, una forte dipendenza da T

$$R = R_0 e^{-\beta \left(\frac{1}{T} - \frac{1}{T_0} \right)}$$

generalmente: $\begin{cases} T_0 = 298 K \\ R_0 = R|_{T_0} \end{cases}$ resistenza alla Temp T_0



Per linearizzare le tutto, posso utilizzare una retroazione (che blocca il punto di lavoro)

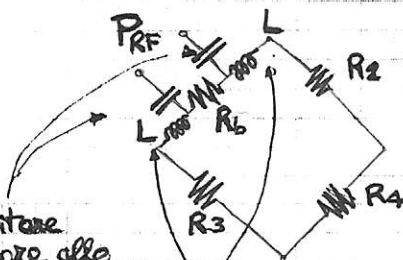
$\downarrow$
RETROAZIONE mediante "SOSTITUZIONE"

Dato misuratore una R che varia con la TC

metto R come terminazione e tutta la potenza ci si scaricherà sopra

Usa un **PONTE DI WHEATSTONE:**

Oggetto che varia la sua resistenza con la $TC \rightarrow$ **BOLOMETRO**



TECNICA DI SOSTITUZIONE: mediante calcolazione, simulazione in continua o con software. L'effetto termico della dissipazione della potenza a RF viene calcolato (sostituito) con quello di una nota quantità di potenza continua

Affinché P_{ac} non bruci il sistema

- Per evitare di legare alle onde a RF anche le terminazioni continue
- Per evitare che la corrente continua del ponte vada sulla linea

Per fare in modo che P_{RF} cada solo sulla R terminale ovvero affinché la P_{RF} non si dissipasse su R

Generalmente R_2 e R_4 sono uguali, e $R_3 = R_0$

Il ponte è bilanciato quando $R_b = R_0$

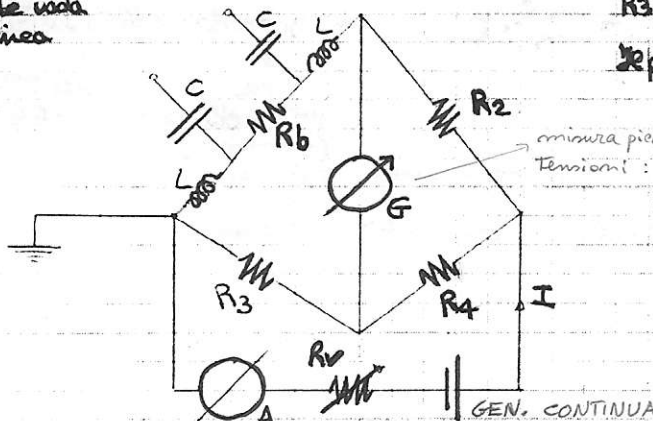
$$R_2 = R_3 = R_4 = R_0$$

$$R_b = R_0$$

$$R_b = f(T) = f(P_{ac})$$

PONTE BILANCIATO

$$G = 0$$



① **Passo 1:** $P_{RF} = 0 \rightarrow$ Equilibrio il ponte affinché si legga zero ($G=0$)

R_b varia con TC e $R_b = f(P)$ perché $T = f(P)$

Quando $R_b = R_3 = R_2 = R_4$ il ponte è bilanciato

N.B.: se il ponte si bilancia variando il trimmer finché $G=0$

$\downarrow$
 di R_v

$\uparrow$
 $V_p = 0$

Devo essere sempre a regime termico, cioè bolometro alla sua T^c di regime

La durata del transitorio a regime dipende dal bolometro:

τ (resistenza) $\approx 1 \text{ ms}$
PTC

τ (NTC) $\approx 1 \text{ s}$

$\propto C_t$

leggo I e ricavo: $P_{dc} \Rightarrow P_{b1} = I_1^2 \cdot \frac{R}{4} = R_b = R_0 = R \left(\frac{I_1}{2} \right)^2$

- ② PASSO 2: PRF viene buttata sul bolometro. Si varia la corrente fornita dalla sorgente di tensione continua fino al valore I_2 , che di nuovo bilancia il ponte. Variò ancora il trimmer finché il ponte non si bilancia di nuovo:

Praticamente togli la potenza continua, avendola sostituita con quella RF

$$P_{b2} = P_{RF} + \frac{I_2^2 R}{4} = R_0$$

La resistenza del bolometro in cc è ancora R_0

$$P_{b1} = P_{b2}$$

$$T_1 = T_2$$

$$R_{b1} = R_{b2}$$

La potenza in cc dissipata deve essere uguale alla fase 1

Supponendo che gli effetti termici uguali nel bolometro (trascurando del tutto) siano dovuti ad uguali potenze dissipate, si dovrà avere $P_{b1} = P_{b2}$

- ③ PASSO 3: $P_{RF} = \frac{(I_1^2 - I_2^2) R}{4} = \Delta P_{cc}$ ← Qualunque potenza continua sostituita

La misura di potenza RF è riportata alla misura di due correnti continue.

Se I_2 differisce poco da I_1 , si può avere scarsa precisione, in quanto l'effetto degli errori di misura su I_1 e I_2 può produrre un'incertezza $u(P_{RF})$ dello stesso ordine di P_{RF} .

ERRORI:

— SOSTITUZIONE: $P_{RF} \neq P_{cc}$

Non è la stessa cosa perché c'è lo spendere dell'effetto pelle. Lo sistema in fase di taratura.

— EFFICIENZA: $\eta = \frac{P_{RF, b}}{P_{RF, tot}}$

P_{RF} non è detto che finisca tutta sul bolometro (resistenza non nulla dei fili)

↓

EFFICIENZA EFFETTIVA:

$$K = \frac{P_{cc, sost}}{P_{RF, tot}}$$

misurato ΔP_{cc}
(Tieni conto di entrambi gli errori)

— DISADATTAMENTO: [vedi pag. 36] comune a tutti i rinv. di pot.

03 Aprile 2008

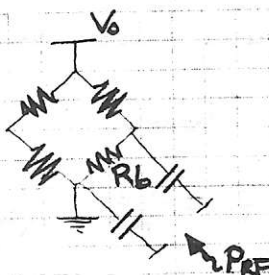
MISURATORI DI POTENZA BOLOMETRICI: usati x qualsiasi gamma di frequenza.

PTC: filo Platino

(diametro $\sim \mu m$)

↳
Molto fragile ma anche
molto veloce perché
ha il coefficiente piccolo ($\tau = 0,5 ms$)

BARRETTIER



Scopo: bilanciare il ponte

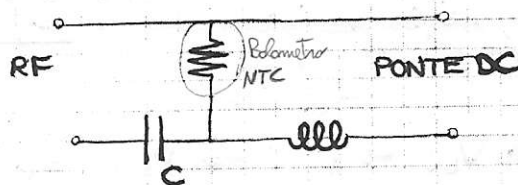
Sensore non lineare

Tecnica di sostituzione: quantità potenza continua deve togliere quando arriva la potenza a RF x bilanciare il ponte.
(potenza misurata o la potenza alternata)

Bilanciamento
↳ A mano
↳ Automatico

MONTAGGI BOLOMETRICI:

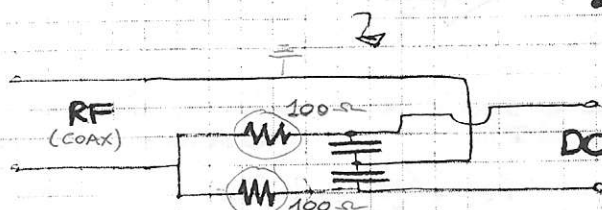
PRF deve dissiparsi tutta su R_b e non voglio che la continua finisca sulla linea RF



- Induttore: offre protezione meccanica e termica
- C: capacità di accoppiamento per le alte f. (spese alla base f)
- L: induttanza di corto per le basse f. (spese alle alte f.)

Usare R usate per la continua non necessariamente alte, mentre in RF sono a 50Ω

↳ faccio in modo di ottenere entrambe le cose



• Per RF vedo due bolometri in parallelo

• Per DC vedo due bolometri in serie

Con due bolometri raddoppio la sensibilità del sistema

$R_b = 100 \Omega$

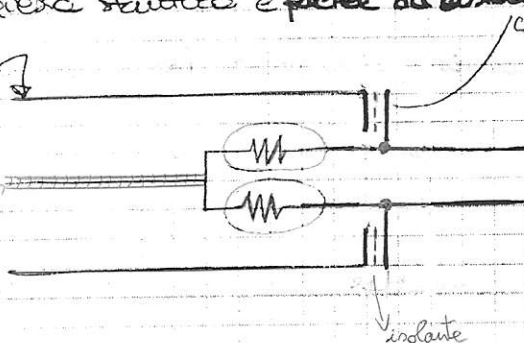
in RF vedo 50Ω

in CC vedo 200Ω

Questa è la struttura è facile da costruire:

cavo coassiale

condutture metalliche

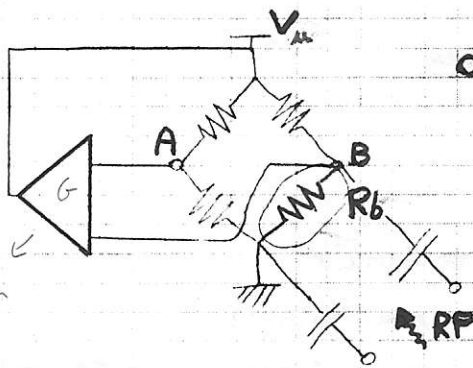


Struttura semp.
simmetrica, funziona
bene fino ad alcune
decine di GHz

■ PONTE AUTOBILANCIANTE:

Come retroazionare l'oggetto perché si autobilanci?

Rendere il segnale ^{errore} nullo e la tutto in una reazione che cambi V_m



OBIETTIVO: $V_A - V_B \rightarrow 0$

Questo sistema è stabile?

hp: tutte $R=R_0$ a parte bilanciato

C'è una potenza sul bolometro t.c.:
(una temperatura)

$$R_b = R_0$$

allora:

$$P_b = \frac{V_m^2}{4R_0} \quad (\text{senza RF!})$$

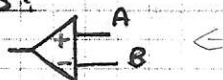
Potenza da P_b e stabilizza il tutto.

Usa un operazionale in banda molto tagliata, molto ^{stretta} lenta, in modo che le variazioni del bolometro siano molto più veloci del tempo in cui ^{avviene} la reazione

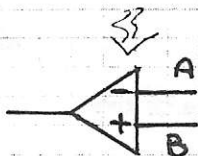
NO OSCILLAZIONI

Ipotesi un segno di reazione, verifico che la reazione sia negativa e se non è così, inverti i segni che aveva in esso:

Es.: Bolometro = NTC



$\uparrow T_C \rightarrow \downarrow R_b \rightarrow V_A \downarrow \rightarrow V_m \uparrow \Rightarrow P_b \uparrow \Rightarrow$ NO positiva!



con l'NTC e questi segni, tutto torna.

Ho creato un sistema stabile con la continua, che sarà stabile anche x
variazioni unionali di TC.

Es.: Amlo PRF

$$P_b = \frac{V_{m,2}^2}{4R_0} + P_{RF}$$

tensione di alimentazione che misura
quando butta sul ponte di
potenza RF.

Sistema molto sensibile alle variazioni di T ambiente: non è in grado di
distinguere fra le cause!

$$P_{RF} = \frac{V_m^2 - V_{m,2}^2}{4R_0}$$

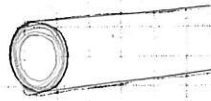
$V_m \Rightarrow$ Pot. senza RF

$V_{m,2} \Rightarrow$ Pot. con RF

misurando una tensione continua, ricavo la P_{RF}.

POSSIBILI ERRORI:

- ① Non misuro la PRF, ma una valore di P continua.
 Ho come fatto o so che PRF si comporta come P continua?
 Es: parte di potenza irradiata o assorbita convertita in calore



EFFETTO PELLE

ERRORE DI SOSTITUZIONE

- ② ERRORE EFFICIENZA: non tutta PRF cade su R_b !

Efficienza Effettiva
 Se $K = \text{coeff. che tiene conto di entrambi gli errori} = \frac{P_{\text{diss}}}{P_{\text{PRF}}}$

$$P_b = \frac{V_{\text{m}}^2}{4R_o} + K P_{\text{PRF}}$$

↳ Ricavato in fase di taratura

Come si misura K ? Con un wattmetro o con un calorimetro.

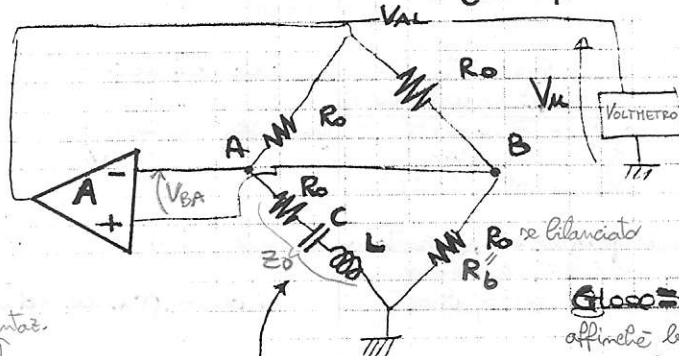
Misurando K e osservando solo e pure il wattmetro o calorimetro, anche se scaldato

- ③ ERRORE di DISADATTAMENTO: comune a tutti i rivelatori di potenza (a, b cioè solo del ponte)

Altri problemi del ponte fatto così:

- Troppa sensibilità in temperatura ⇒ AMP. DI TIPO CHOPPER
- Continui rumori offset ⇒ ALIMENTAZ. ALTERNATA

⇒ PONTE AUTOBILANTE IN AC: oscillazione = sinusoidale a bassa f
 Faccio retroazione che obbliga il ponte ad oscillare



Elementi reattivi

FATTORE DI REAZIONE:

$$H = \frac{V_{BA}}{V_{AL}} = \frac{V_{BA}}{V_{AL}}$$

$$G_{\text{loop}} = A \cdot H = A \cdot \frac{V_{BA}}{V_{AL}} = 1$$

$G_{\text{loop}} = 1$: Condizione di oscillazione

affinché le oscillaz. siano persistenti e si mantengano ad un livello fisso

freq. di alimentaz.

$R_o + j\omega L + \frac{1}{j\omega C} = Z_o$: in ω_o ha
 impedenza nulla di C e ω_o è R_o
 e il ponte è bilanciato

$$V_B - V_A = V_{AL} \left[\frac{R_b}{R_b + R_o} - \frac{Z_o}{Z_o + R_o} \right] = V_{AL} \frac{R_b \cdot R_o - R_o \cdot Z_o}{(R_b + R_o)(Z_o + R_o)}$$

$$\text{con } V_{AL} = (V_B - V_A) \cdot A$$

↑
Guadagno
AMPLI

$$V_B - V_A = \frac{V_{AL}}{A}$$

$$A = \frac{(R_b + R_0)(Z_0 + R_0)}{R_0(R_b - Z_0)}$$

Z_0 dovrà essere REALE (perché la codifica di A è anche una REALE: Z_0 REALE)

A è supportato REALE

Quando $A \rightarrow \infty$, si deve verificare che $R_b = Z_0$. Il ponte non può funzionare in continuo, dovendo essere data $C = 0$ e passare in oscillazione (e' oscillazione può avvenire solo se esiste almeno una frequenza tale per cui $\text{loop} \geq 1$)

dare essere: $Z_0 = R_0$, cioè $\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$ [freq. di rison.] $[(\omega_0 L - \frac{1}{\omega_0 C}) = 0]$

Errori $\propto \frac{1}{A}$ (se A non è infinita) $[\frac{1}{A}] \rightarrow$ differenza tra R_0 e R_b

L'ampiezza di oscillazione dipende dalla potenza RF applicata. (all'aumentare di potenza RF, l'ampiezza diminuisce)

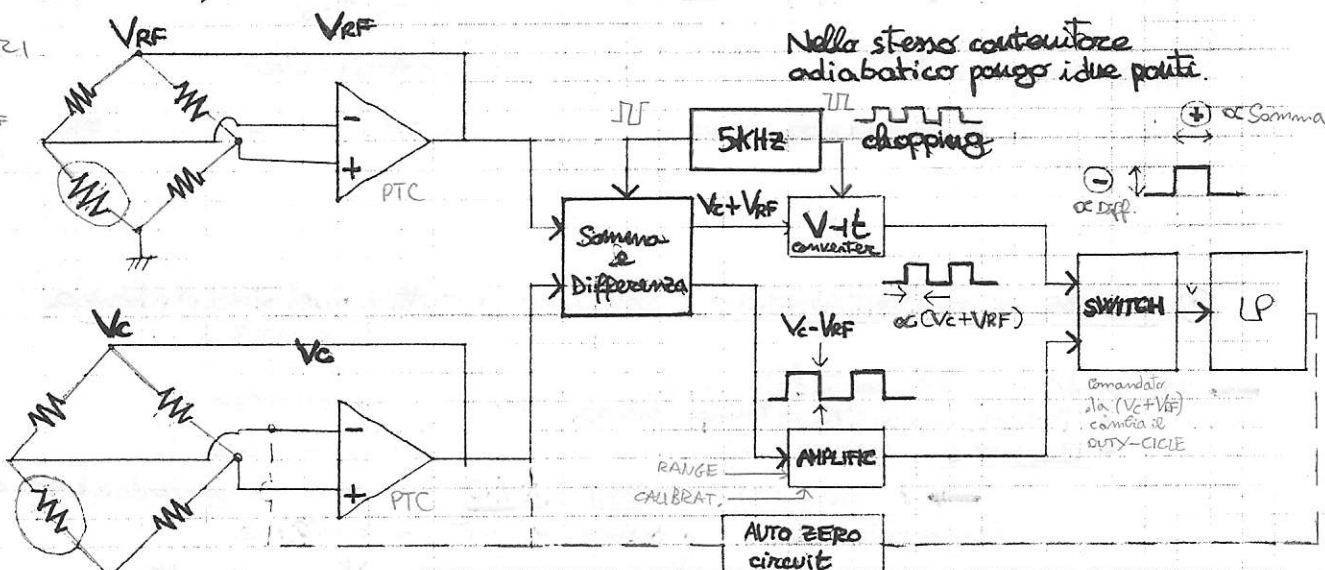
Altra architettura: amplificatore di tipo chopper.

Essendo un problema di dipendenza dalla temperatura, il ponte andrebbe duplicato comunque, quindi si trova che è meglio lavorare col ponte in continuo e passare in AC dopo, in fase di amplificazione. Pensare a frequenze alte è utile a varie ragioni (rumore $1/f$...)

MISURATORE COMMERCIALE: x problema legato a variazioni di $T^\circ C$

HP (anni '80)

2 BOLOMETRI IDENTICI
Uno con P_{RF}
Uno con P_0



$$P_{RF} = \frac{V_0^2 - V_{RF}^2}{4R_0K} = \frac{(V_0 + V_{RF})(V_0 - V_{RF})}{4R_0K}$$

$\hookrightarrow$ eff. effettiva

Ma stavolta V_0 e V_{RF} si misurano in contemporanea, quindi non c'è il rischio che nel frattempo tra la misura di V_0 e quella di V_{RF} sia variata la $T^\circ C$.

Con un solo ponte, se varia $T^\circ C$ siamo fregati $\rightarrow$ Ne mette un secondo, messo a zero con un ponte adiabatico (quindi alla stessa $T^\circ C$), a cui non arriva RF. Quando è stato portato questo oggetto, un computer o μC da processore acquisisce V_0 e V_{RF} e somma/differenzia, ... $\rightarrow$ Si doveva pensare ad una architettura apposita

Oscillatore a 5KHz: genera un'onda quadra

Chopping: porta la continua alla frequenza dell'onda quadra.

Eliminazione rumore $1/f$, ...

Prende la continua, la passa per un interruttore che la trasforma in onda quadra (Si perde un po' di potenza)

Convertitore tensione-tempo: prende l'onda quadra in ingresso e genera un treno di impulsi di ampiezza costante, la cui durata è $\propto$ a $V_c + V_{RF}$.
 È sempre presente una capacità caricata, un integratore (con un comparatore) (tipo PWM)

Intermittente controllato dal segnale $\propto (V_c + V_{RF})$: cambia il duty-cycle dell'onda quadra.

Il suo impulso riceve proporzionalità a $(V_c - V_{RF})(V_c + V_{RF})$

$(V_c + V_{RF})$ è abbastanza grande, è abbastanza immune dai disturbi, ma è necessario differenziarlo $\Rightarrow$ il differenziale di $(V_c - V_{RF})$, ma è necessario accoppiarlo

Amplificatore: x calibrazione per bilanciare eventuali mismatch tra i ponti (errore da LP e ritorno in retroazione sul ponte 2 per calibrazione) $\Rightarrow$ AUTO-ZERO circuit.

Es. $(V_c - V_{RF})$ quando una delle PAF deve essere nulla (perché $V_c - V_c = 0$)

Ma avere questo si fa con un valore di resistenza mediante il fatto esterno di calibrazione.

SENSIBILITÀ ALLA TC: molto molto ridotta, ma non eliminata del tutto, perché può comunque esserci un gradiente di TC tra i due ponti.

(2) Cambiando la TC di lavoro, cambia la zona di funzionamento del bilanciatore stesso, quindi varia la dipendenza dei suoi valori di R dalla temperatura.

questo altera il gap

si possono commettere degli errori

■ PRESTAZIONI: il meglio che si riesce a fare è il 3% come accuratezza (troppo piccolo errore e brevettato)

• Dinamica: molto piccola

NO!

$$P = 20 \text{ mW} \div 10 \text{ mW} \quad (\sim 3 \text{ decadi})$$

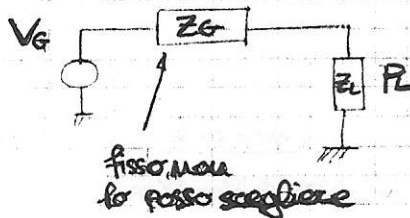
Potenze molto piccole non sono in grado di vedere

• È un sistema molto ripetibile

• molto per fornire alla strumentazione

- ERRORE DI DISADATTAMENTO:

$P_{\text{disponibile}} = \text{massima potenza erogabile dal generatore}$



P_{max} se $Z_L = Z_G^*$

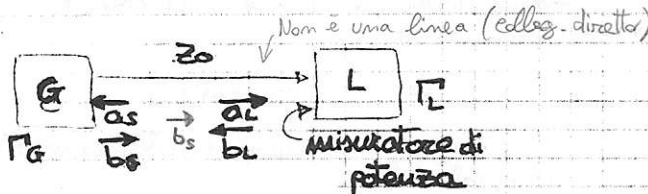
MASSIMO TRASFERIMENTO DI POTENZA

Questo vale anche in RF

"Adattamento coniugato"

A RF:

$$\Gamma_L = \Gamma_G^*$$



$$\begin{cases} b_s = \Gamma_G \cdot a_s + b_L \\ b_L = \Gamma_L \cdot a_L \end{cases}$$

$P_{\text{disponibile}} \neq P_{\text{con carico adattato}}$

Potenza disponibile del generatore? $\Gamma_L = \Gamma_G^* \leftarrow$ calcolo da fare

$$a_G = a_L \Gamma_L \Rightarrow \begin{cases} a_L = \frac{b_G}{1 - \Gamma_L \Gamma_G} \\ b_L = \frac{\Gamma_L \cdot b_G}{1 - \Gamma_L \Gamma_G} \end{cases} \Rightarrow P_L = \frac{|a_L|^2}{2} - \frac{|b_L|^2}{2} = \frac{|b_G|^2}{2} \cdot \left[\frac{1 - |\Gamma_L|^2}{|1 - \Gamma_G \Gamma_L|^2} \right]$$

Potenza del generatore erogata su carico adattato

01 Aprile 2008

Se $\Gamma_L = \Gamma_G^*$:

$$P_{\text{disp}} = \text{MAX}[P_L] = \frac{|b_G|^2}{2} \cdot \frac{1 - |\Gamma_G|^2}{(1 - |\Gamma_G|^2)^2} = \frac{|b_G|^2}{2(1 - |\Gamma_G|^2)} \quad \text{MAX POT. DISPONIBILE}$$

$\downarrow$ (quando $\Gamma_L = \Gamma_G^*$ reale positivo)

Se il generatore è adattato, $\Gamma_G = 0 \Rightarrow P_{\text{disp}} = \frac{|b_G|^2}{2}$

$$\frac{P_L}{P_{\text{disp}}} = \frac{(1 - |\Gamma_L|^2)(1 - |\Gamma_G|^2)}{|1 - \Gamma_G \Gamma_L|^2}$$

ERRORE RISPETTO alla MASSIMA POT. CHE POTREI OTTENERE

(Per correggere questo errore si misurano i coefficienti di riflessione) (ERRORE DETERMINISTICO: si può correggere)

Se tra G e L c'è una linea?

Linea senza perdite $\Rightarrow$ E' come se non ci fosse

$$\text{tra cui } \Gamma_L' = e^{-\gamma 2\ell} \Gamma_L$$

Ripetuto in ingresso della linea

Linea con perdite $\Rightarrow$ Deve sempre trovare Γ_L' tenendo conto che ora c'è la perdita con un coefficiente γ (non perfettamente R)

Anche i moduli ne risulteranno affetti

In questo caso, riportando in ingresso, attenuazione perdite da calcolare la potenza usata dal generatore (non P_L !)

TRATTURA BOLOMETRI: SVANTAGGI:

Bolometri $\leftarrow$ $\begin{cases} \text{Scalari di potenza} \\ \text{Ganti} \\ \text{Dinamica compressa} \end{cases}$

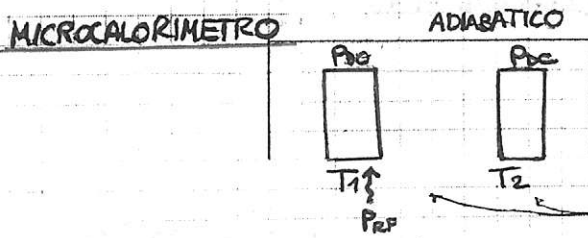
VANTAGGI:

Si può riferire direttamente ai misure di potenza in continua (grazie a tecnica di sostituzione)

Perché si usa il ponte monostante i suoi limiti? Perché lo si può riferire ad un riferimento di potenza in continua

MISURA DI: $K = \frac{P_{DC}}{P_{RF}} < 1$ = Efficienza effettiva: come la misura?

Due sistemi bolometrici identici in contenitore adiabatico:



② Controllo di $T_1 = T_2$ in DC (dove stessa P_{DC} dissipata)
Misura T_1 e T_2 con due termocoppie
Se contenitore è adiabatico, quindi se
due potenze dissipate sono P_{DC} e P_{RF}

due termocoppie $\leftarrow$ più termocoppie in serie
X misurare P_{RF}

② Inverso uno dei due con P_{RF} :

IDEALE:

$$COST = P_{TOT,1} = P_{DC} + P_{RF}$$

Se il sistema fosse perfetto, avendo un dato P_{RF} , la temperatura non dovrebbe variare, perché la RF andrebbe sostituita a sostituire la DC

ma in realtà vale di:

$$P_{DC} + K P_{RF} = COST$$

$\downarrow$ fattore di sostituzione $\neq P_{RF}$!

$\swarrow$ la temperatura, in pratica, aumenterà un po'

$$P = (1-K) P_{RF} \text{ va a scaldare il materiale in quanto non viene sostituito}$$

$\downarrow$
Si avrà $T_1 \neq T_2$

$\Rightarrow$ Data $\Delta T^\circ C$, conoscendo il circuito termico, posso stimare quanta potenza è arrivata in più e, quindi, posso ricavare il valore di K : QUESTA È UNA TECNICA CALORIMETRICA

Valori tipici di K sono del 95,96%.

Raggiungo accuratezza di qualche % $\Rightarrow$ BUONA.

Questo oggetto posso usarlo x trovare altri sensori (termocoppie, ...)

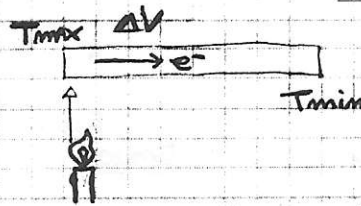
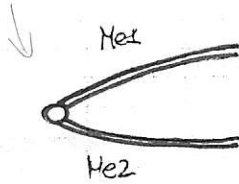
DIFETTO: DINAMICA MOLTO PICCOLA: ~ 3 decadi ($-20dBm \div 10dBm$)

CARATTERISTICHE PRINCIPALI DEL BOLOMETRO

MISURA di ΔT : Sensore a termocoppia: può essere integrato (CUMINAGGIO)

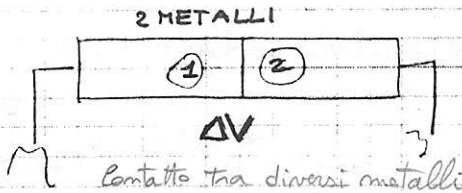
TERMOCOPPIA:

PREGI: veloce risposta / costo ridotto
facilità addizionale



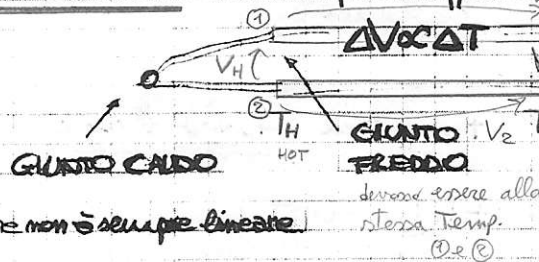
EFFETTO TOMSON:
Saldando una bacchetta Metallica a una, al suo capi si crea un ΔV (che provoca il moto dei portatori)

DIFETTI: difficoltà di miniaturizzazione



EFFETTO Peltier: diffusione di portatori attraverso la giunzione con conseguente creazione di un ΔV

EFFETTO SEEBECK: unione dei primi 2 effetti



la relazione non è sempre lineare

devono essere alla stessa Temp.
(D.e. ①)

$$V_M = f(T_H - T_C)$$

$\sim 40 \mu V / ^\circ C$

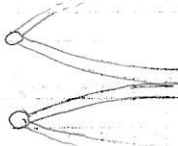
Chiuso il circuito con gli elementi che hanno corrente che attraversa ΔV

Alta Z_{in}

$\Delta V \propto \Delta T$ tra campo e riferimento

È uno strumento molto ECONOMICO

• TERMOPILA: aumento di sensibilità mettendo più di questi oggetti in serie



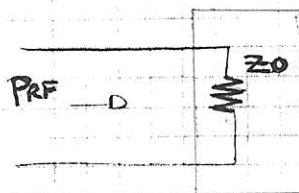
È mAV

$$P = S V \leftarrow \text{piccola}$$

SENSIBILITÀ: piccolissima! $\mu V / ^\circ C$ $\Rightarrow$ Mi aspetto di leggere tensioni piccolissime

microcalorimetro
Nelle microcalorimetrie veniva usato questo tipo di sensore, ma nella configurazione a termopila, per aumentare la sensibilità di un fattore n e leggere ΔV maggiori in uscita, ne metto tanti in serie

Funziona come il calcolimetro, ma riesco a farlo integrare! (in si)



Peode sul corioe de si scolda
Misuro quanto si scolda e ricavo PRF.

La misura di ΔT è effettuato con termocoppia

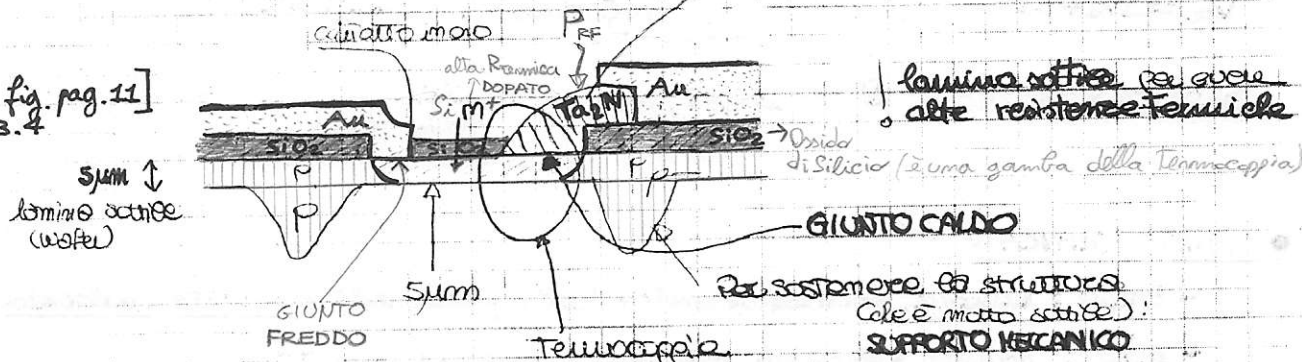
Negli integratori si realizza sia il caso adattato, sia la termocoppia (un ramo della termocoppia costituisce l'arco e l'altro integrato).

DIFETTO: e l'integrale non fornisce una misura diretta di potenza, ma solo un ΔV che sarà ad essa proporzionale. La costante di proporzionalità ΔV varia molto in base a tanti fattori (secoli, etc...) $\Rightarrow$ VA TARATO.

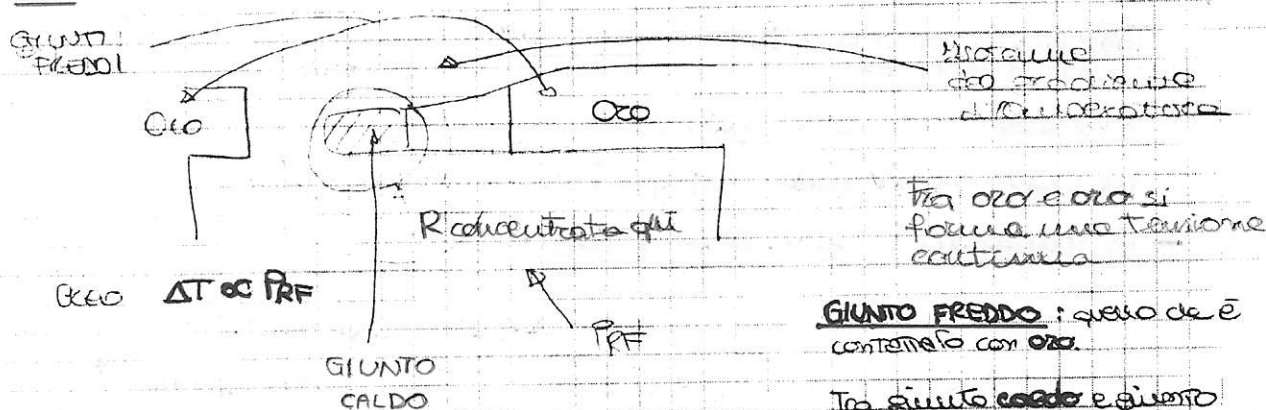
- Come si costruisce a livello integrato?

Nitruro di tantalio (Ta_2N)

[vedi fig. pag. 11]
3.4



Droga molto forte. MT , perché voglio che la resistenza cada tutto sul Ta_{2N} .
 $MT \rightarrow$ buona Resistenza, alta $R_{termica}$ (x' è un altro fatto molto sottile.)



GIUNTO CALDO: punto a Rth maggiore, che si
sceglie di più.

ossidi: servono solo per isolare
isolare

$$\Delta T = R_T \cdot P_{RF}$$

Per questo struttore $R_T \approx 0,4^\circ\text{C}/\text{mW}$

⑦ Sensibilità termocoppia: altissima: $250 \mu\text{V}/^\circ\text{C}$! - $S_{te} = \left[\frac{V}{T} \right]$

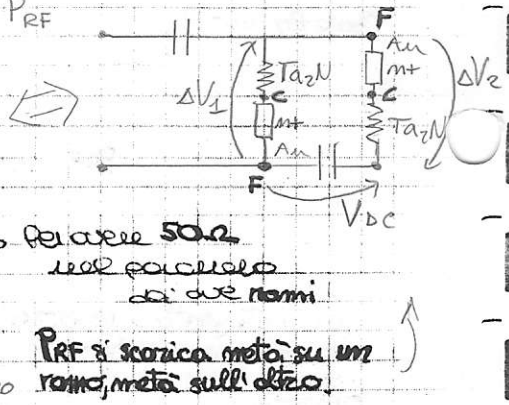
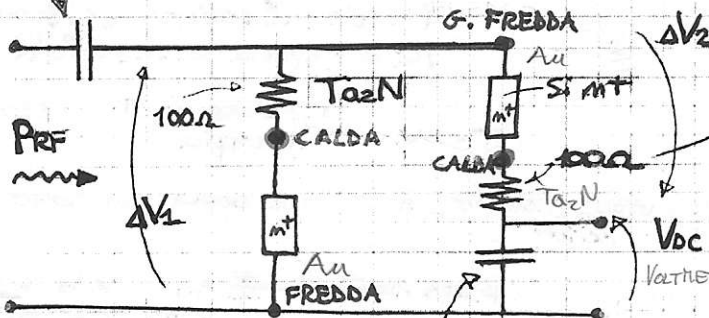
$$V_{DC} = S_{TE} \cdot R_T \cdot P_{RF} = 250 \cdot 0,4 \mu V/mW \cdot P_{RF} = 100 \mu V/mW$$

- * Nitrogeno di Stato: se o respoço paucar, malme se stacio, produce uma sensibilidade maior forte.

MA NON ERA BASSA ???

CIRCUITO REALE: 2 Termocoppie

x bloccare la continua che si genera dalla linea RF



Si scaldano i due "PUNTI CALDI" emettendo 2 tensioni (divide il circuito a RF)

di termocoppia $\Rightarrow V_{DC} = \Delta V_1 + \Delta V_2$ ho esaltato un fattore 2 in sensibilità (in Teoria)

In pratica attengo: $S = 160 \mu V / mV$ tensioni sempre e comunque molto piccole

LIMITI DINAMICA:

- **BASSO**: rumore. Non si scende molto in basso in potenza perché la sensibilità è molto bassa.
- **ALTO**: rottura x eccessiva potenza (o degradamento)
 $T_{MAX} = 500^\circ C \rightarrow 1,2 W$ (ROTTURA) R di Ta_2N così!

Tali sensori sono limitati a $300 mW$ di potenza corrispondente (circa 3 in meno di quella del sensore di potenza di rottura a $100-500^\circ C$)

(i bolometri si fermano a qualche decina di mW)

Per misurare ΔV senza amplificazioni di tipo chopper:

- **Temporizzata**: seaback istantaneo, essere dotato del costante termico del sistema

$\tau \sim 120 \mu s$ molto piccolo

Nonostante la limitazione è dovuta all'elettronica (1 kHz (non al sensore))

(anche 1000 misure al secondo contro l'unica misura al secondo dei bolometri)

- **Dinamica in frequenza**: buona, limitato da C_{th} e da disadattamento (grande alle basse frequenze)

$$f = 10 kHz \div 18 GHz$$

oppure

$$f = 100 kHz \div 4 GHz$$

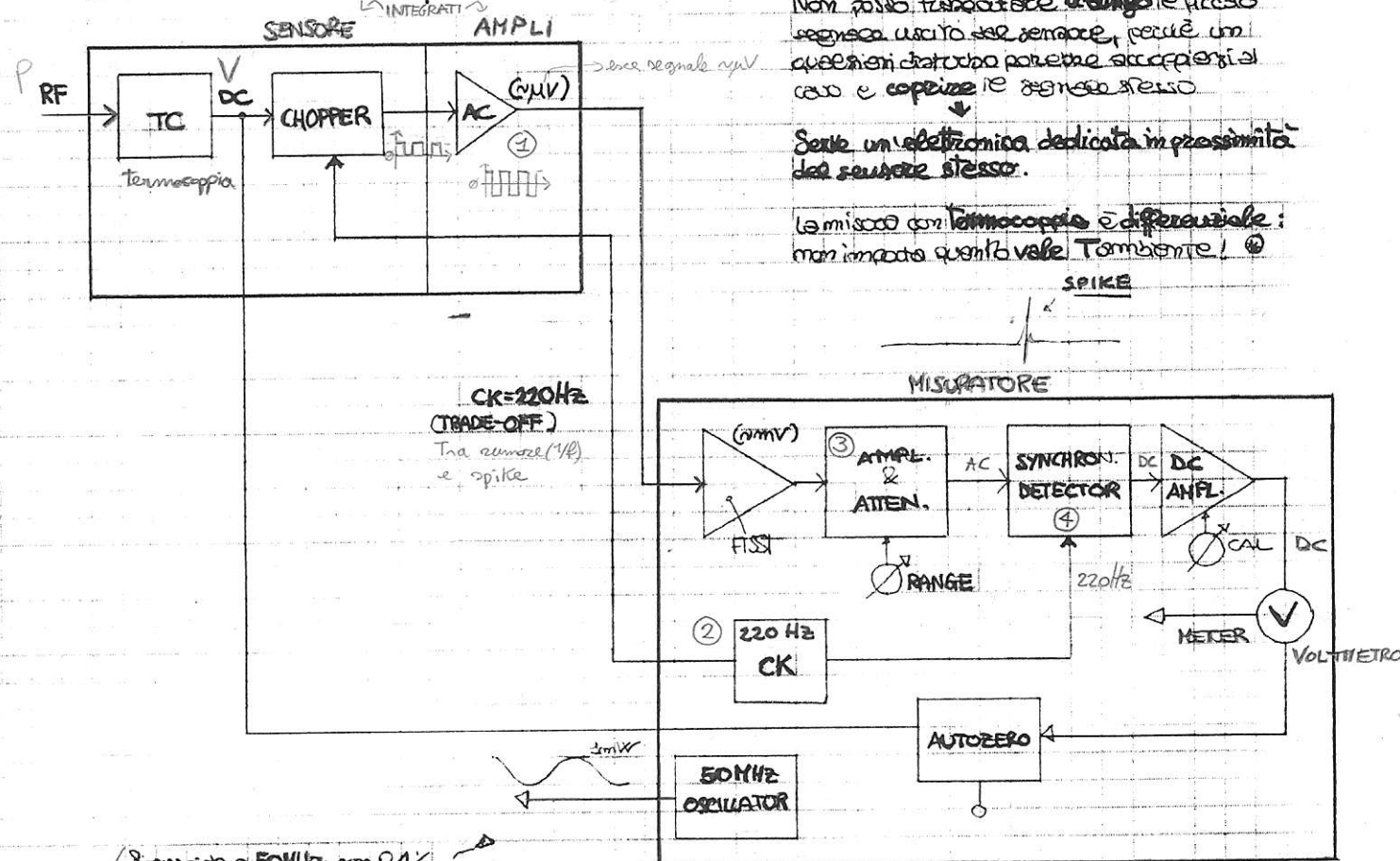
ottimi per RF

ELETTRONICA

de dare l'orecchio bene per escludere i rumori, dato che S è bassa e i segnali sono piccoli.

Come si vede è piccolo termine di usura?

ooo Come costruire l'amplificatore:

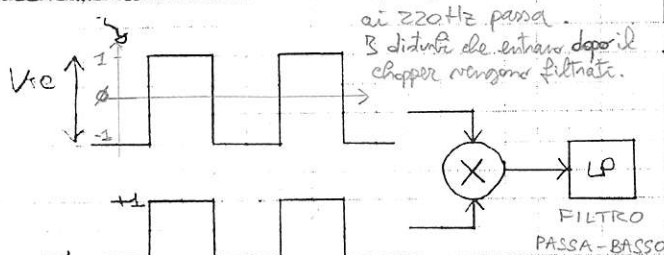


TARATURA : Si riscalda a 50MHz con 0.4% di accuratezza, per fare la taratura del sensore: lo connetto al sensore e so che l'uscita deve essere 1mV

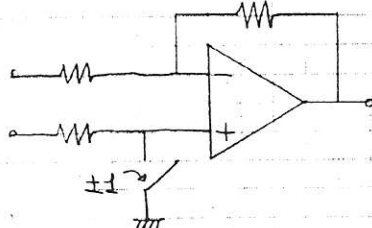
④ RIVELAZIONE SINCRONA:

valor medio nullo

cio che è rimemorizzato
ai 220 Hz passa.
I disturbi che entrano dopo il
chopper vengono filtrati.



Recherche de sensibilité à ± 1



- SEGNALE UTILE: Tona in continua
- SEGNAL NON SINCRONI con l'ONOA $q \neq 1$:
 Rinome a media nulla e si elimina
 facendo LP. (composto offset)

② Il segnale coseno non è del tutto vero perché la caratteristica della termocoppia non è del tutto lineare.

- ① • Amplificando il segnale in AC,
possiamo permetterci di trasportare
forze su cavi
- ② • OK a 220Hz: da unizate off ^{compr...}
l'alta frequenza s'usa per assie
dai rumori a bassa frequenza 1/f, ...
ma ad ogni colpo di clapper,
corrisponde una spike (x a cappam,
capacitivo) → più spike nella continua.
- ③ • AMPL & ATTEN: con range regolabile
per sfruttare appieno i bit del
convertitore A/D del sensore
- ④ • SYNC. DETECT: per misurare SNR.
Uccide i disturbi che sono entrati
(x nuovo solo da frequenza del
segnale utile)
• Fondo attenuabile (minimo segnale):
-30dBm (1µV)

DINAMICA in POTENZA: $1/4 \text{ W} \rightarrow 300 \text{ mW}$
(5 decodi.)

Una volta non c'erano voltometri da 5 decodi (Sierke) $\Rightarrow$ se ne metteva uno più sensibile (2ab) e ci si accordava le range con vari amplificatori (con possibilità di auto range alla retromissione)

◆ ESERCIZIO BOLOMETRI:

LINEA:
 $Z_0 = 50 \Omega$

$$R_b, R_o = ?$$
$$\Gamma = \emptyset$$

⇓ conviene avere il ponte perfettamente bilanciato: $R_6 = \frac{R_0}{2}$

8. supposons d'avoir un barrett (PTC)
(coeff. positif) (PT100)

$\uparrow P_{RF} \Rightarrow \downarrow P_{DC}$

$\uparrow P_{REF} \rightarrow \uparrow T_b \Rightarrow \uparrow R_b \Rightarrow \uparrow V_B \Rightarrow \downarrow V_{in} \downarrow P_b$
 $\downarrow P_b \Rightarrow \downarrow T_b$

REAZIONE POSITIVA

⑥ $P_{\max} = 5 \text{ mW}$ (= fondo scala a RF)

Trovare V_m in assenza di PRF ($P_{RF} = \emptyset$)

ΣΥΡΑΝΕΟ.

$$P_{\max} = P_{\text{CONTINUA}} = \text{Punto scala a RF}$$

e $k=1$ efficienza effettiva bolometro
dice quanta P_{RF} viene convertita in P_{DC}

$$P_b = \frac{V_o}{2R_b + R_o} \cdot \frac{V_o \cdot \frac{2R_b}{2R_b + R_o}}{R_o} = V_o \cdot \frac{R_o}{4R_o^2} = \frac{V_o^2}{4R_o}$$
 Senza RF

EQ. DI SOSTITUZIONE: $P_b = K P_{RF} + P_{DC}$
 e tutta la P_{RF} diventa $P_{DC} \Rightarrow K P_{RF} = \frac{V_o^2}{4R_o} - P_{DC}$

$$V_o = \sqrt{4R_o \cdot P_{RF} K} = \sqrt{4 \cdot 200 \cdot 5 \cdot 10^{-3}} = 2 \text{ V}$$

© ● CASO REALE:

com $P_{RF} = 1 \text{ mW}$

Findere $V_{M,x} = ?$

$$K = 0,90$$

$$P_{DC,2} = P_{DC,1} - K P_{RF}$$

$$K_{PRF} = P_{OC,1} - P_{OC,2} = \frac{V_{AL,1}^2}{4R_o} - \frac{V_{AL,x}^2}{4R_o}$$

$$P_{RF} = \frac{V_{m,1}^2 - V_{m,2}^2}{4KR_0}$$

$$V_{A1X} = \sqrt{V_{A11}^2 - 4K_R O_{PRF}} = \sqrt{4 - 4 \cdot 0,9 \cdot 200 \cdot 10^{-3}} \approx 1,8111 V$$

©

Se misuro la tensione con un voltmetro avente risoluzione $\Delta V = 10 \mu V$,
che risoluzione in potenza si ha?

$\Delta P = ?$ Qual'è la
risoluz. in potenza
(a $P_{RF} = 1 \text{ mW}$)?

risoluzione
in tensione

$\Delta P = ?$ a $P_{RF} = 1 \text{ mW}$ ← questo va specificato perché la relazione non è lineare

$$P_{RF} = \frac{V_{AL,1}^2 - V_{AL,2}^2}{4K R_0} \quad \Delta V \text{ (quella che misuro)}$$

METODO 1: (BAVALE)

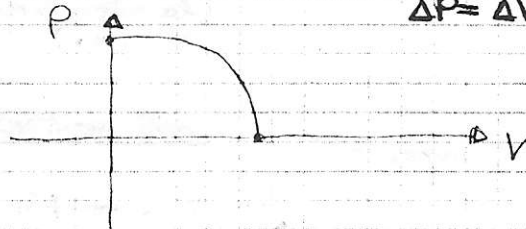
Uscito $P_{RF} = 1 \text{ mW}$ → trovo $V_{AL,2}$, ci sommo $10 \mu\text{V}$, torno indietro e vedo come è variata P_{RF}

$$V_{AL,3} = V_{AL,2} + \Delta V \Rightarrow P_{RF,2}$$

METODO 2: (+FURBO) $\uparrow V \Rightarrow \downarrow P$

$$\frac{\partial P_{RF}}{\partial V_{AL,2}} = -2 \frac{V_{AL,2}}{4K R_0}$$

$$\Delta P_{RF} = P_{RF} - P_{RF,2}$$



$$\Delta P = \Delta V \cdot \left. \frac{\partial P_{RF}}{\partial V_{AL,2}} \right|_{P_{RF}} = - \frac{\Delta V \cdot 2 V_{AL,2}}{4K R_0} =$$

$$= \frac{10 \mu\text{V} \cdot 2 \cdot 1,811}{4 \cdot 0,9 \cdot 200} \approx 50,3 \text{ mW}$$