

Materiale didattico per il corso di **ELETRONICA 2**

Diploma Ingegneria Elettronica PIN - Prato

Ing. Lorenzo Capineri



a.a. 2000-2001 - rev. 1.00



CRUI

Conferenza
dei Rettori



CAMPUS
PROGETTO



Indice

PARTE I:

- Tecnologie dei componenti passivi per l'impiego nei circuiti discreti, ibridi,
- Componenti passivi reali:
 - Generalità
 - Resistori
 - Condensatori
 - Induttori

PARTE II:

- Reti amplificatrici elementari
- Amplificatore retroazionato, Reti di prelievo
- Sensibilità e Desensibilità
- Distorsione lineare
- Distorsione non lineare
- Effetti della reazione sulle grandezze tipiche
- Analisi dei circuiti in retroazione: esempi
- Stabilità dei sistemi retroazionati



Parte I

Componenti passivi: circuiti equivalenti e tecnologie realizzative

TECNOLOGIE DEI COMPONENTI PASSIVI PER L'IMPIEGO NEI CIRCUITI DISCRETI, IBRIDI, INTEGRATI

➔ TECNOLOGIE REALIZZATIVE DI UN CIRCUITO ELETTRONICO IN FORMA:

- **DISCRETA**
- **IBRIDA**
- **INTEGRATA**

➔ FATTORI PER LA SCELTA DI UNA TECNOLOGIA REALIZZATIVA DI UN CIRCUITO:

- **TEMPI DI PREDISPOSIZIONE DEL PROCESSO COSTRUTTIVO**
- **RIPETIBILITÀ DELLE CARATTERISTICHE**
- **VOLUMI DI PRODUZIONE**
- **OBIETTIVO DI COSTO FINALE**

In particolare ci occuperemo dei

COMPONENTI PASSIVI CONCENTRATI E LINEARI:

- RESISTORI
- CONDENSATORI
- INDUTTORI

➔ LINEARI :

hp) R, L, C COSTANTI

CONCENTRATI :

hp) dimensioni molto inferiori alla
lunghezza d'onda:

$$\lambda = \frac{c}{f}$$

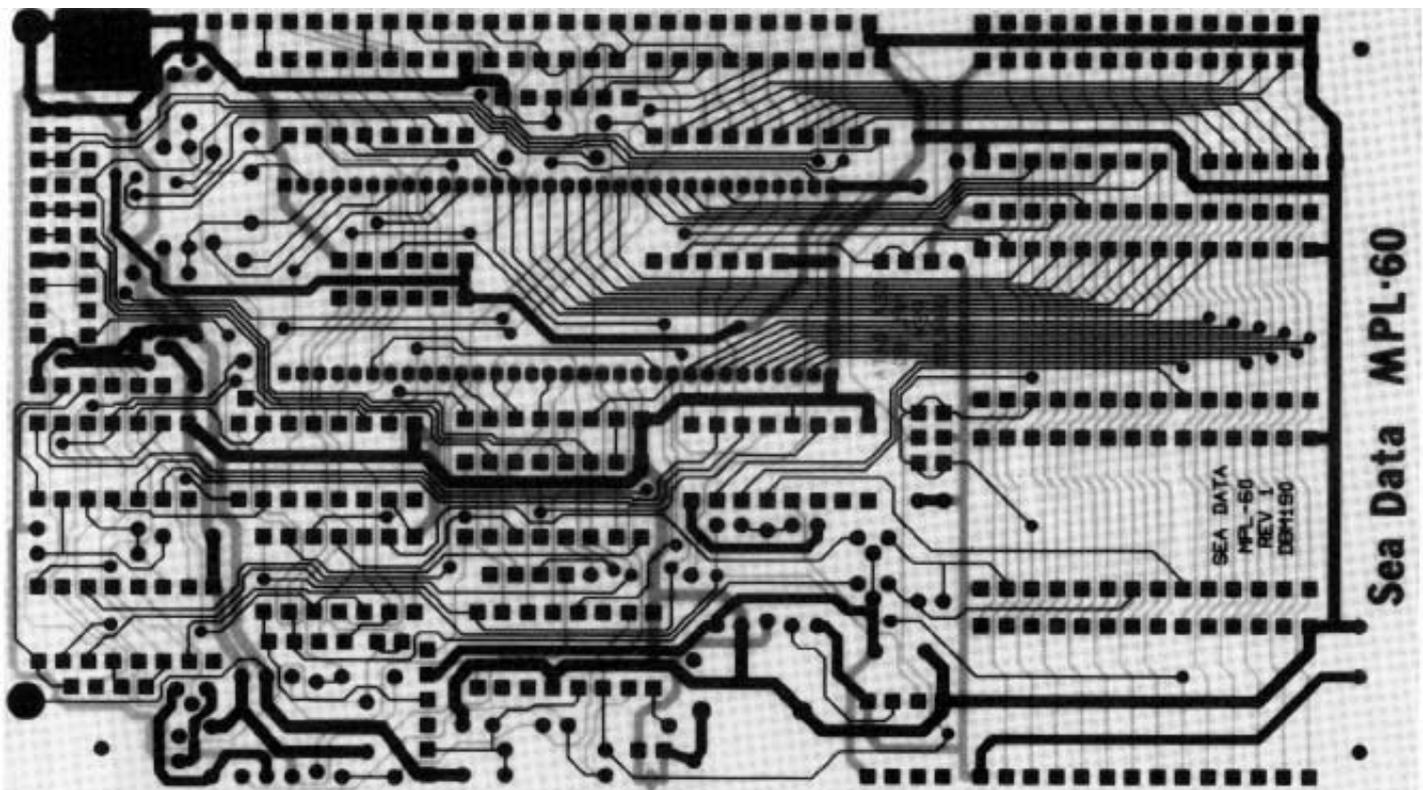
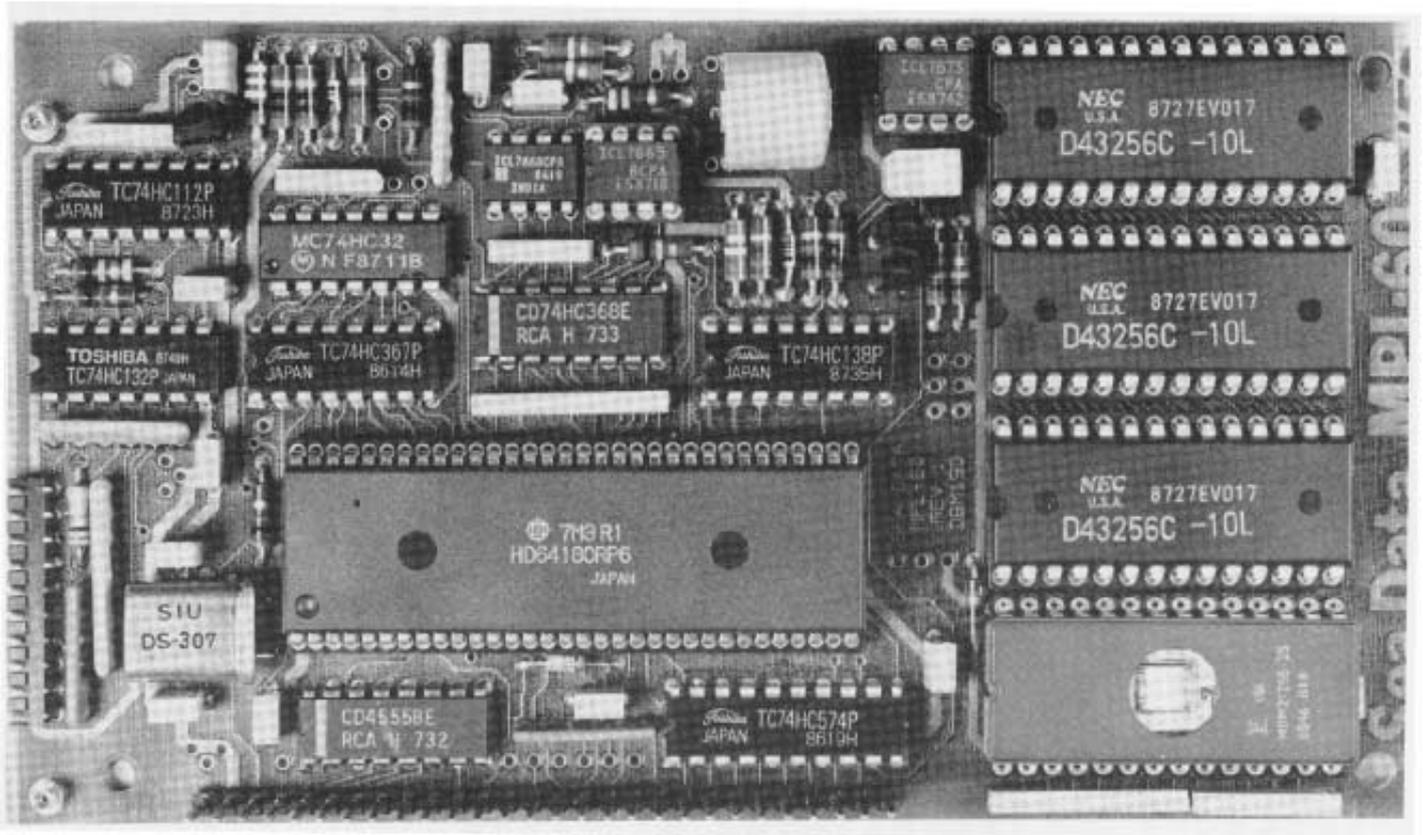
Es.: $f = 10 \text{ GHz}$ $c_{\text{CAVO}} = 1,8 \cdot 10^8 \text{ m/s}$

$$\lambda = \frac{1,8 \cdot 10^8}{10^{10}} = 1,8 \cdot 10^{-2} = 1,8 \text{ cm}$$

⇒ circuiti a costanti distribuite

CIRCUITI DISCRETI

- **FACILE ASSEMBLAGGIO E MODIFICA**
(USO PER SCOPI DIDATTICI O VERIFICA DI FUNZIONAMENTO DI PARTI DI CIRCUITI COMPLESSI)
- **GRANDI DIMENSIONI**
- **COSTI DI PRODUZIONE ELEVATI**
- **BASSA RIPETIBILITÀ DELLE CARATTERISTICHE**
- **INVESTIMENTO INIZIALE MOLTO BASSO**
- **TIPI DI COLLEGAMENTO TRA I COMPONENTI:**
 - **“BREADBOARD”** Collegamenti con fili, morsetti, zoccoli, connettori
 - **CIRCUITI STAMPATI** Saldature su piste di rame realizzate su piastre rigide di materiale isolante (tipico VETRONITE FR4)
 - AD ALTA DENSITÀ (Montaggio Superficiale)
 - SUPPORTI ISOLANTI FLESSIBILI
 - CONNESSIONI SU PIÙ PIANI (Multistrato)



Esempio di circuito discreto stampato, visto dall'alto (lato componenti) e dal basso (lato saldature)

CIRCUITI IBRIDI

- **DISPOSITIVI ATTIVI E INDUTTORI IN FORMA DISCRETA (MONTAGGIO SUPERFICIALE)**
- **CONDENSATORI, RESISTORI, PISTE DI COLLEGAMENTO INTEGRATE CON IL SUPPORTO MECCANICO ISOLANTE**

Caratteristiche principali :

- **DIMENSIONI RIDOTTE vs CIRCUITI STAMPATI**
- **MAGGIORE INVESTIMENTO INIZIALE vs CIRCUITI STAMPATI**
- **MAGGIORE RIPETIBILITÀ vs CIRCUITI STAMPATI**

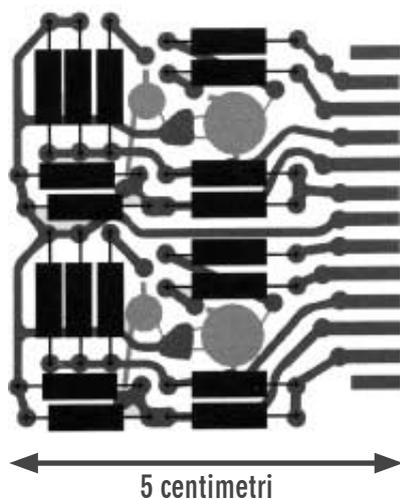
TECNOLOGIE DI FABBRICAZIONE

- **FILM SPESSO** Deposizione di paste conduttive con processi di stampa serigrafici; spessori di circa $10\mu\text{m}$
- **FILM SOTTILE** Tecniche di deposizione di strati metallici; spessori di circa $1\mu\text{m}$. Adatti per circuiti ibridi a microonde e onde millimetriche.

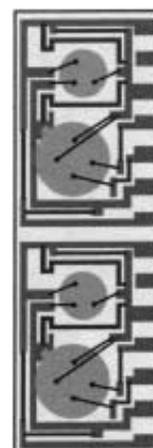
CIRCUITI IBRIDI A FILM SPESSO

- **REALIZZAZIONE DI RESISTORI CON DEPOSIZIONE DI PASTE CONDUTTIVE (VERNICI A BASE POLIMERICA CARICATE CON POLVERI CONDUTTIVE DISPERSE)**
- **SPESSORI TIPICI 50 μm**
- **LARGHEZZA PISTE TIPICA 100 μm**
- **POSSIBILITÀ DI REALIZZARE TRASDUTTORI:**
 - ▶ **PRESSIONE**
(paste piezoelettriche)
 - ▶ **ACUSTICI/ULTRASONICI**
(paste piezoelettriche)
 - ▶ **RILEVATORI DI RADIAZIONE CON RISPOSTA SPETTRALE PIATTA (PIROELETTRICI)**
(paste ferroelettriche con risposta piezoelettrica)

CIRCUITO STAMPATO

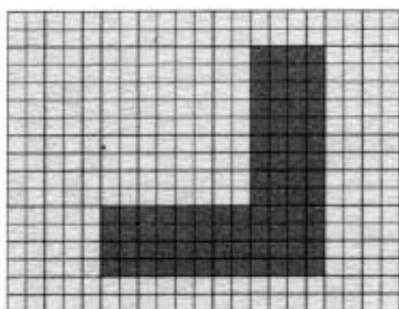


CIRCUITO IBRIDO

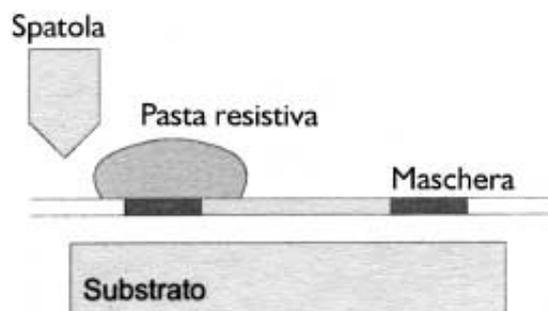


Riduzione di dimensioni dal circuito stampato a circuito ibrido; si noti il passaggio dai resistori discreti (a sinistra, in nero) ai resistori a film spesso (piste in nero a destra)

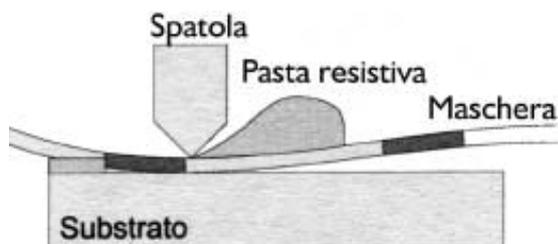
(1)



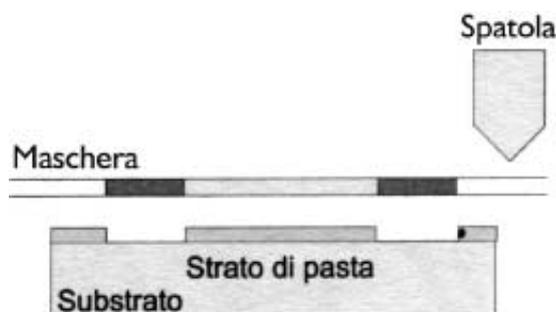
(3)



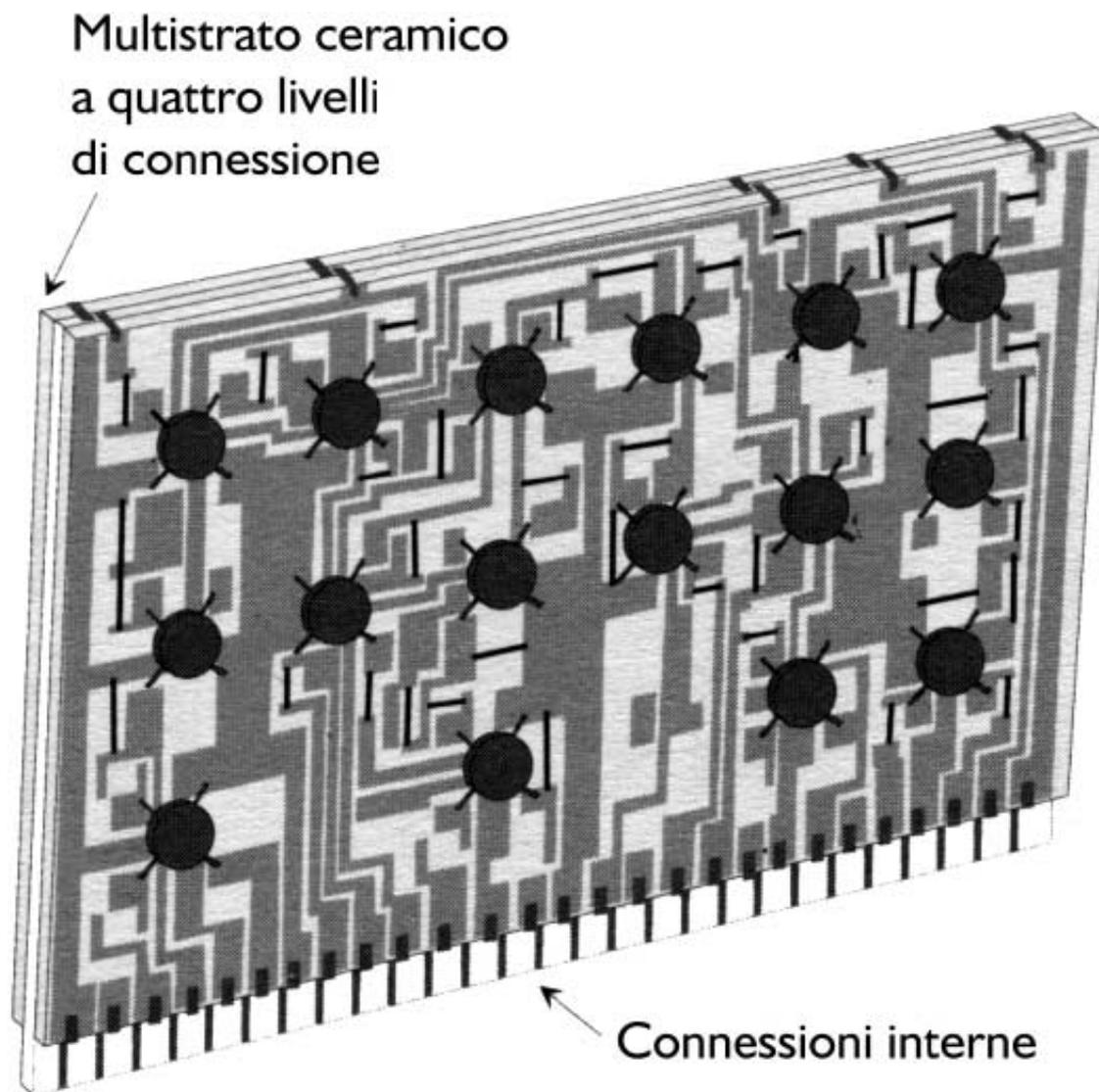
(2)



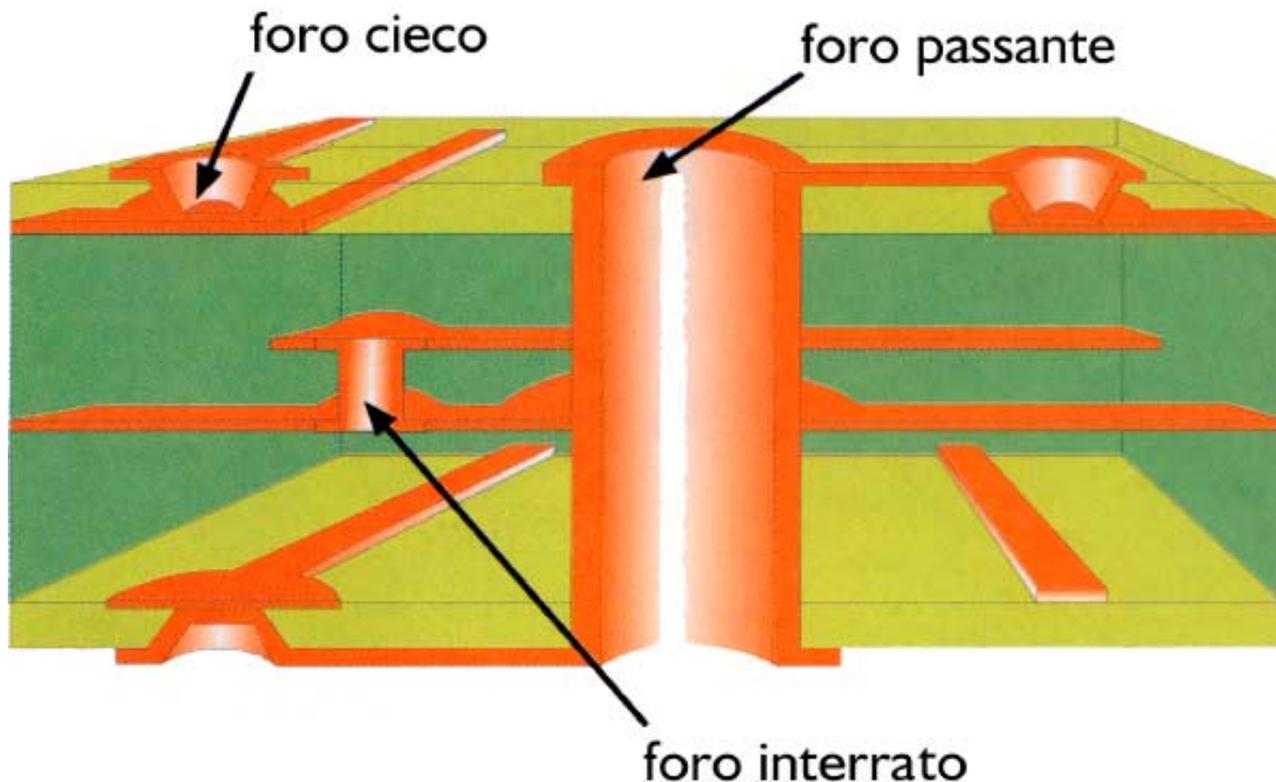
(4)



Circuito ibrido a film spesso: fasi del processo tecnologico



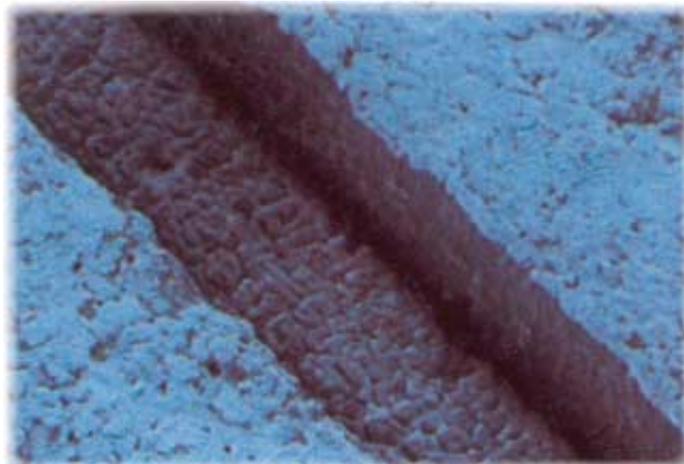
Scheda di un circuito ibrido a film sottile



Un circuito multistrato realizzabile con la tecnologia LaserVia

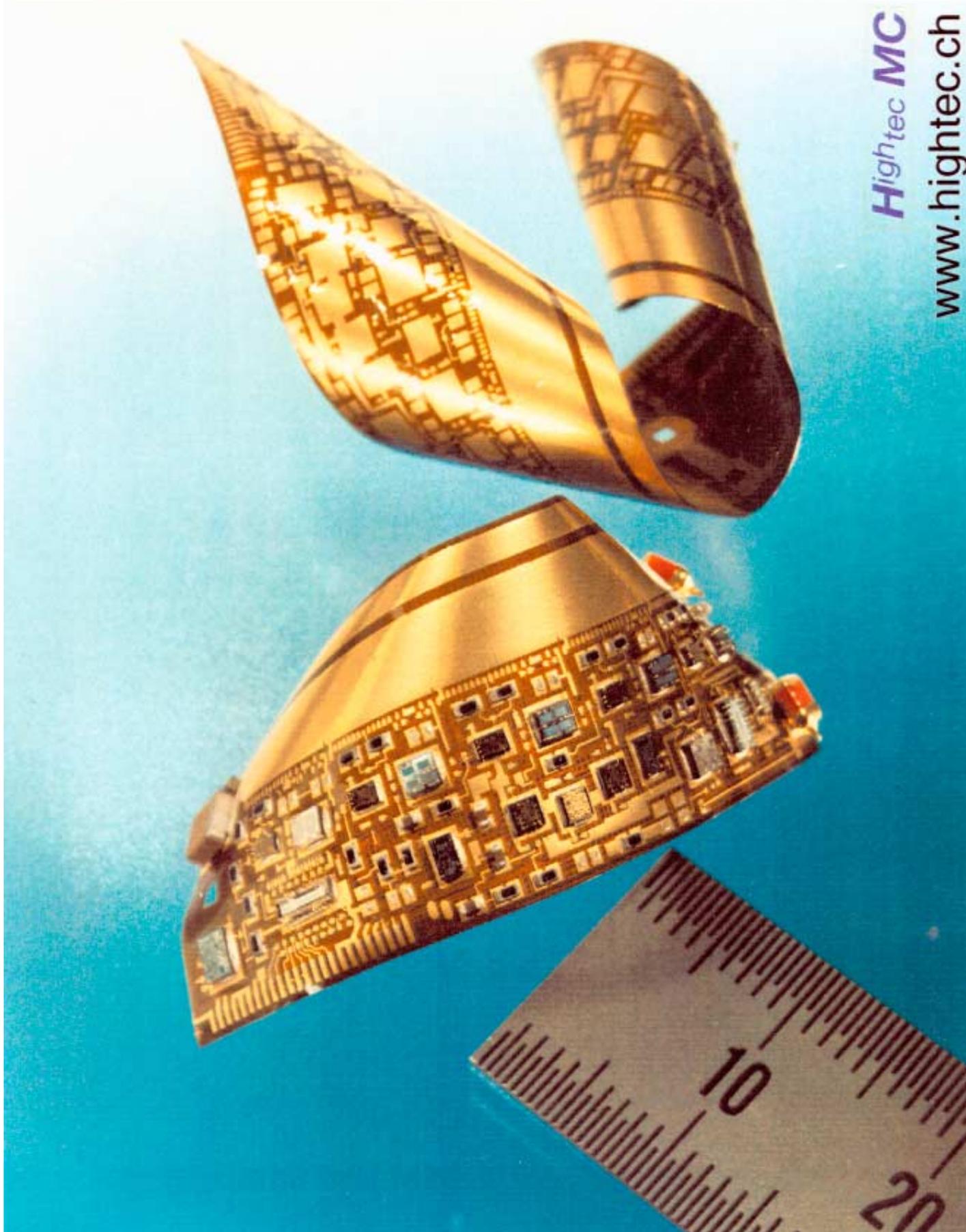


Foro cieco che connette due correnti posizionate su differenti strati di una struttura multilayer. Il diametro dell'apertura in superficie è di 0,013" mentre quello del foro di connessione vero e proprio è di 0,007". Lo spessore totale della connessione è di 0,007"



Esecuzione di un solco su materiale ceramico. Larghezza 0,002"; profondità 0,001".

CIRCUITI SU SUPPORTI FLESSIBILI



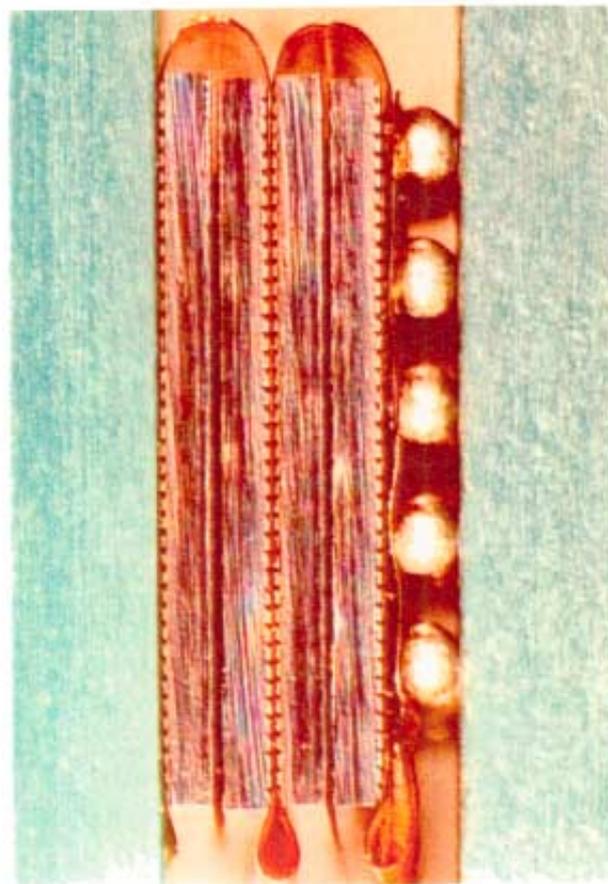
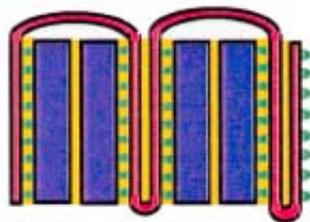
High_{tec} MC
www.hightec.ch

MCSP!

4 ICs, 7 x 7 mm, Flip-Chip on *HiCoFlex*[®]

BGA Pitch 1.27 mm

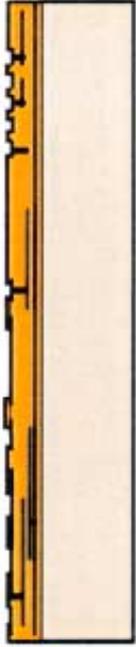
Flip-Chip PbSn-Solder Interconnections Pitch 180 μm



Side View



Fabrication of Multilayer
Structure on
Rigid Carrier Substrate



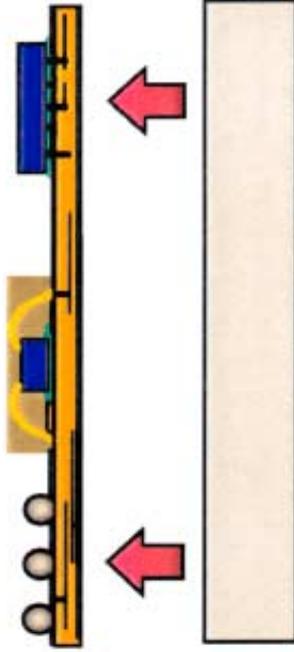
Thin Film Processes (MCM-D)
No Lamination Processes
Highest Interconnection Density

Assembling, Bonding,
Protection, Test



No Handling Problems
No Shrinking
Easy Flip-Chip Mounting

Separation of Multilayer
from Rigid Substrate
Reuse of Carrier



Separation Force-Free

HiCoFlex



High Flexible
Extremely Thin
Foldable

COMPONENTI PASSIVI REALI

- In pratica **NON ESISTE** il componente Resistore, Condensatore, Induttore **IDEALE** !
- Il componente **REALE** esibisce un comportamento **prevalentemente RESISTIVO, CAPACITIVO, INDUTTIVO,** **in un certo intervallo di frequenze.**
- La **NON IDEALITÀ** dei componenti è dovuta ai seguenti fattori:
 - **PRESENZA DI COMPONENTI PARASSITI**
 - **NON LINEARITÀ : R, L e C NON SONO COSTANTI MA DIPENDONO DA ALTRI PARAMETRI**

Esempio : La resistenza **R** dipende dalla temperatura **T** e dalla tensione **V** secondo la relazione

$$\begin{aligned} R(V, T) &= R_0(V_0, T_0) + \left. \frac{\partial R}{\partial T} \right|_{V_0} (T - T_0) + \left. \frac{\partial R}{\partial V} \right|_{T_0} (V - V_0) = \\ &= R_0 + K_T \Delta T + K_V \Delta V \end{aligned}$$

**COMPONENTI
PASSIVI LINEARI**

- **Caratteristica V,I**
- **Transcaratteristica V_0/V_i**
- **Linearizzazione**

RESISTORI

MODELLO EQUIVALENTE LINEARE

EFFETTO PELLE

TIPI DI RESISTORI :

- A FILO
- A IMPASTO
- A STRATO
- SMD (Singoli o chip)
- INTEGRATI (Film sottile e Film spesso)
- Positive/Negative Temperature Coefficient (PTC/NTC)
- FOTORESISTENZE
- VARIABILI (Trimmer, Potenziometri, Programmabili)

CARATTERISTICHE :

- COMPORTAMENTO IN FREQUENZA
- VALORE OHMICO NOMINALE/EFFETTIVO
- TOLLERANZA
- STABILITÀ
- COEFFICIENTE DI TEMPERATURA
- TENSIONE MASSIMA DI FUNZIONAMENTO
- POTENZA NOMINALE
 - Curve di DERATING
 - Potenza massima

CONDENSATORI

MODELLO EQUIVALENTE LINEARE

TIPI DI CONDENSATORI :

- **A DIELETTRICO SOLIDO**
 - **MICA**
 - **CERAMICI**
 - **MYLAR (POLIESTERE)**
 - **TANTALIO**
 - **ELETTROLITICI**
- **IN ARIA**

CARATTERISTICHE :

- **CIRCUITO RISONANTE SERIE/PARALLELO**
- **FATTORI ESR, ESL, SRF**
- **FATTORE DI MERITO Q**
- **VALORE NOMINALE**
- **ANGOLO DI PERDITA**
- **RESISTENZA DI ISOLAMENTO**
- **COEFFICIENTE DI TEMPERATURA**
- **STABILITÀ**
- **FENOMENO DELL'ASSORBIMENTO DIELETTRICO**

INDUTTORI

MODELLO EQUIVALENTE LINEARE

TIPI DI CONDENSATORI :

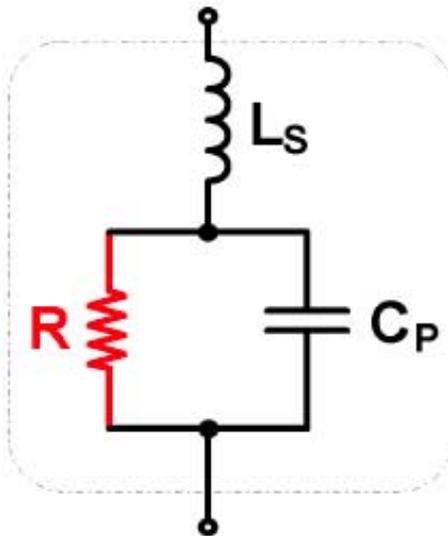
- IN ARIA
- AVVOLTI SU NUCLEO FERROMAGNETICO

CARATTERISTICHE :

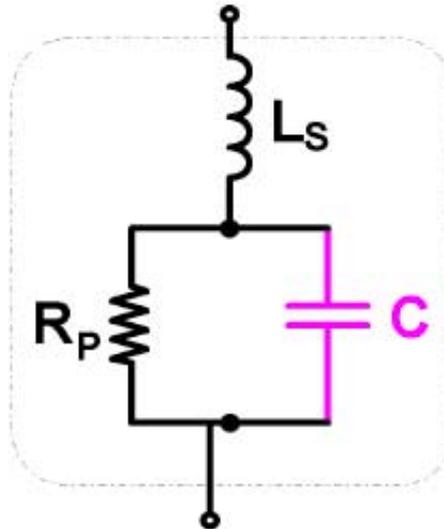
- CIRCUITO RISONANTE SERIE/PARALLELO
- FATTORE DI MERITO Q
- COEFFICIENTE DI TEMPERATURA
- LINEARITÀ

CIRCUITI EQUIVALENTI DEI COMPONENTI PASSIVI REALI

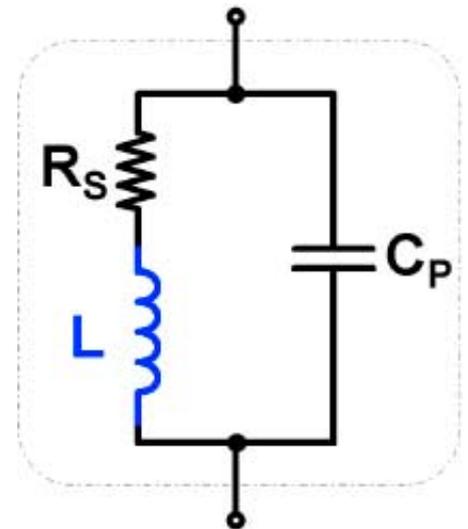
**RESISTORE
REALE**



**CONDENSATORE
REALE**



**INDUTTORE
REALE**



La non idealità dei componenti influisce su:

- **RISPOSTA IN FREQUENZA E NEL TEMPO DEL CIRCUITO**
- **RENDIMENTO DEL CIRCUITO**
- **DISTORSIONE IN FREQUENZA**

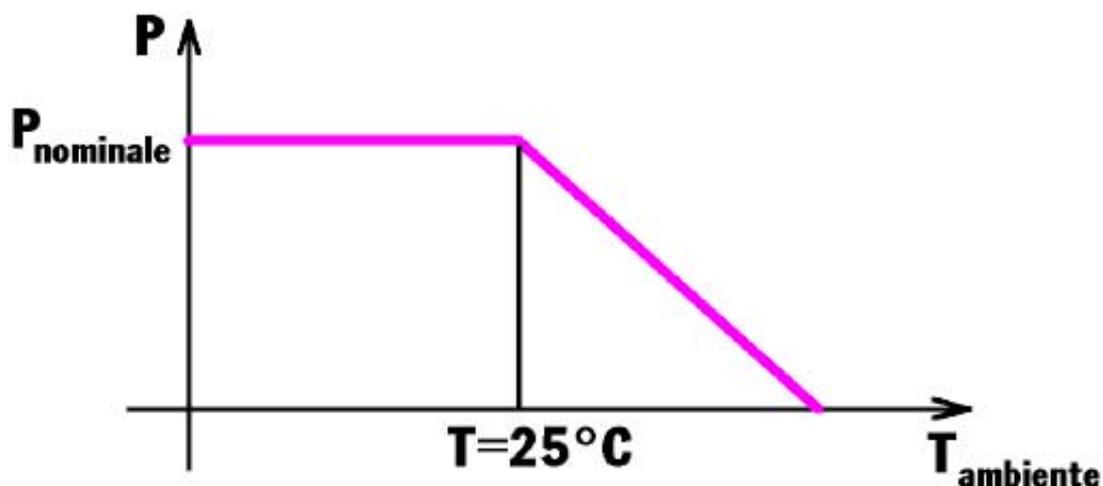
RESISTORI

LEGGES DI OHM : $V = RI$ [Volt]

RESISTENZA : $R = \rho \frac{\ell}{S}$ [Ohm]

POTENZA NOMINALE : $P_{\text{nom}} = \frac{V_{\text{eff}}^2}{R} = RI_{\text{eff}}^2$ [Watt]

Curva di Derating



RUMORE TERMICO : $V_{\text{Neff}} = \sqrt{4KT B \text{Re}[Z]}$

dove:

- K = costante di Boltzmann [$1.380662 \cdot 10^{-23}$ J/K]
- T = temperatura assoluta [K]
- B = banda equivalente di rumore [kHz]
- $\text{Re}[Z]$ = parte reale dell'impedenza equivalente alla resistenza (in continua $\text{Re}[Z]=R$)

COEFFICIENTE DI TEMPERATURA :

$$R = R_0 (1 + \alpha(T - T_0))$$

$$\alpha = \frac{1}{R} \frac{\Delta R}{\Delta t} \Big|_{t=t_0} \quad [^{\circ}\text{C}^{-1}]$$

COEFFICIENTE DI TENSIONE :

$$R = R_0 (1 + k_V(V - V_0))$$

$$k_V = \frac{1}{R} \frac{\Delta R}{\Delta V} \Big|_{V=V_0} \quad [\text{V}^{-1}]$$

TENSIONE MASSIMA :

$$V_{\text{max_eff}} = \sqrt{P_{\text{nom}} R}$$

TEMPERATURA MASSIMA :

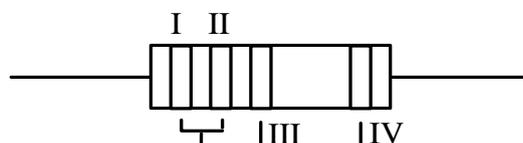
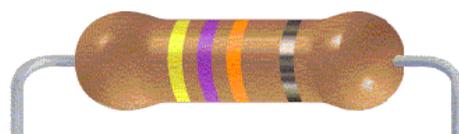
$$T_{\text{max}}$$

TOLLERANZA : $\frac{\Delta R}{R} \%$

- Serie di valori standard
- Codice a colori

CODICE DEI COLORI

Serie standard (norme DIN41426 o IEC63)	Tolleranza	Numero di valori in una decade
E3	± 20%	3
E6	± 20%	6
E12	± 10%	12
E24	± 5%	24
E48	± 2%	48
E96	± 1%	96

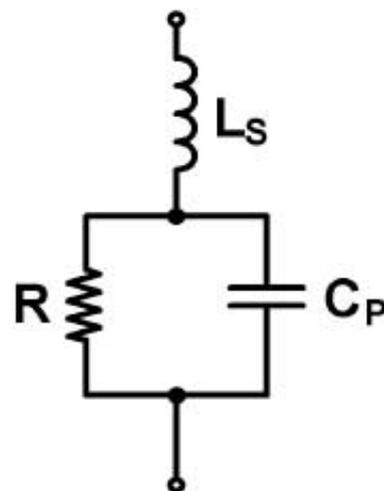


colore	valore	valore	fattore
nero	0	0	1 W
m arrone	1	1	10 W
rosso	2	2	100 W
arancio	3	3	1 kW
giallo	4	4	10 kW
verde	5	5	100 kW
blu	6	6	1 MW
viola	7	7	10 MW
grigio	8	8	100 MW
bianco	9	9	1 GW
oro			0,1 W
argento			0,01 Ω

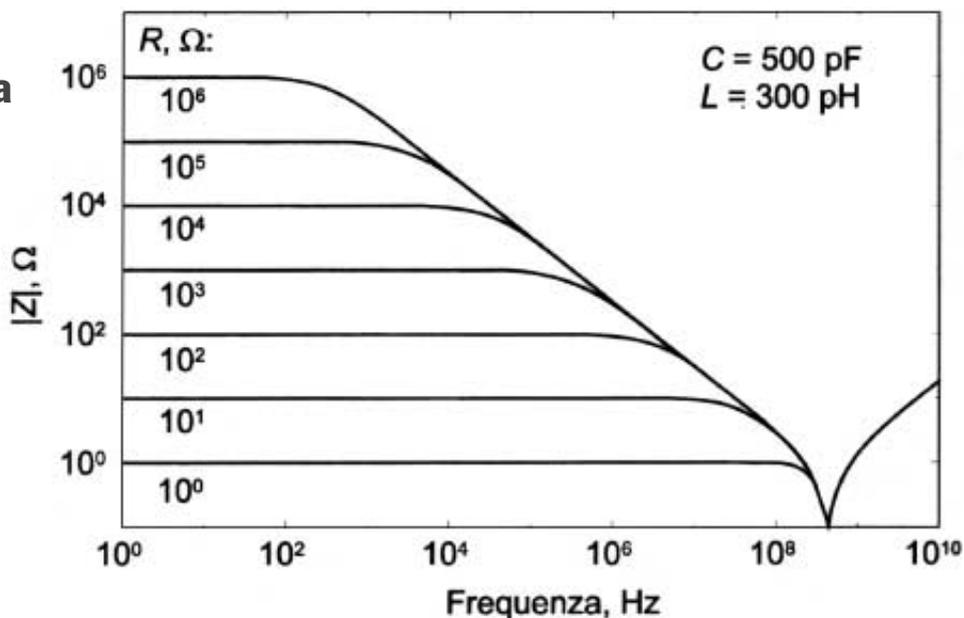
colore	tolleranza
oro	± 5%
argento	± 10%
bianco	± 20%

CARATTERISTICA IN FREQUENZA

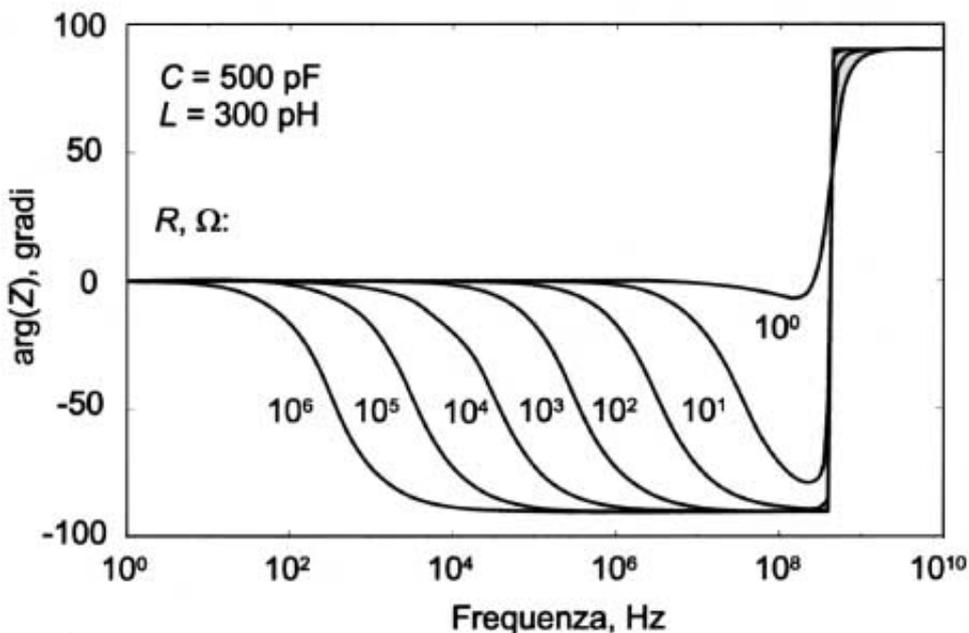
$$Z_R(\omega) = j\omega L + \frac{R}{1 + j\omega RC}$$



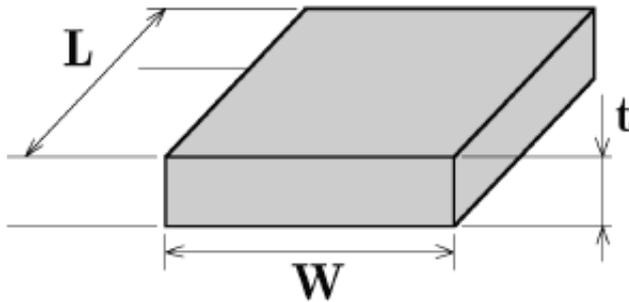
- **Modulo dell'impedenza**



- **Fase dell'impedenza**



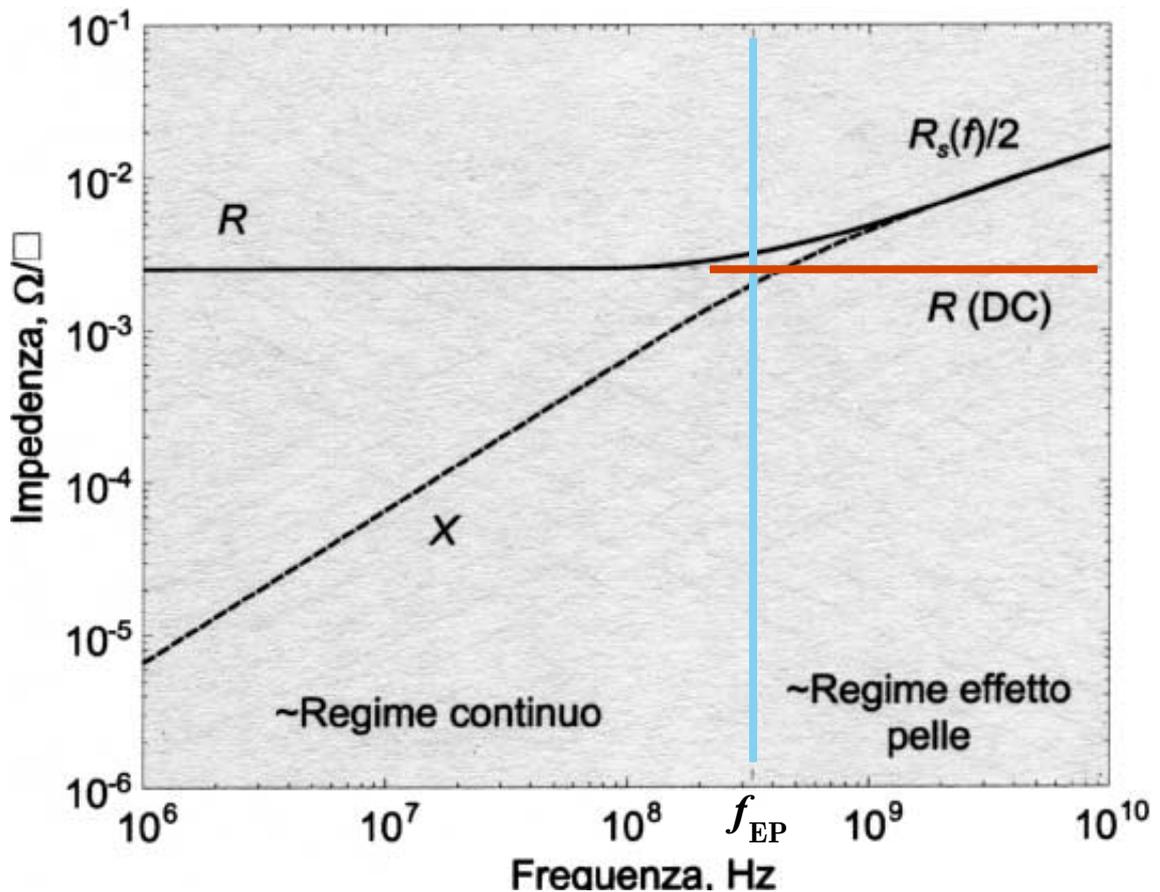
Comportamento in frequenza dell'impedenza di uno strato metallico di rame con $W=L$, $\sigma = 4 \cdot 10^7$ S/m di spessore $t = 10 \mu\text{m}$



Per $f > f_{EP}$

$$R_{EP} \cong X_{EP}$$

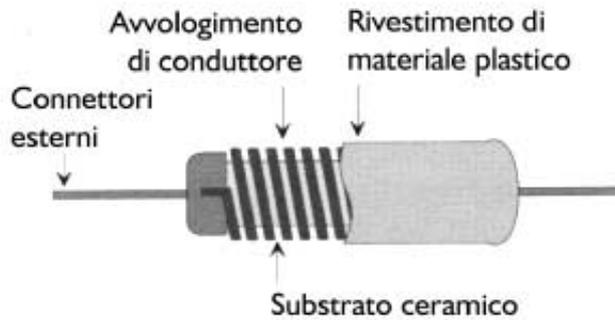
$$Z_{EP} = \sqrt{\frac{\omega\mu}{2\sigma}} (1 + j)$$



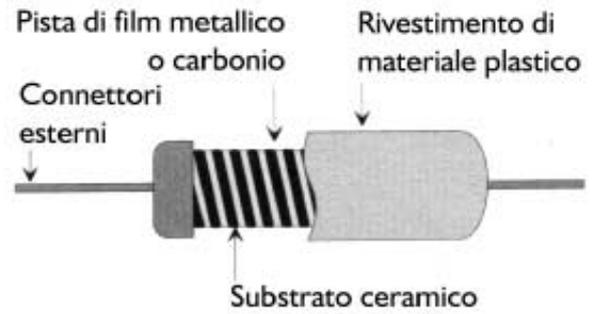
In generale $X_{EP} \ll X_S = \omega L_S$

ovvero l'induttanza dovuta al campo magnetico interno al conduttore è $\ll L_S$

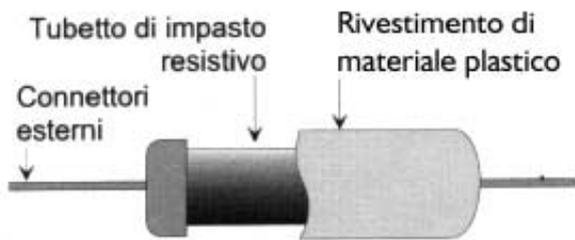
TIPI DI RESISTORI



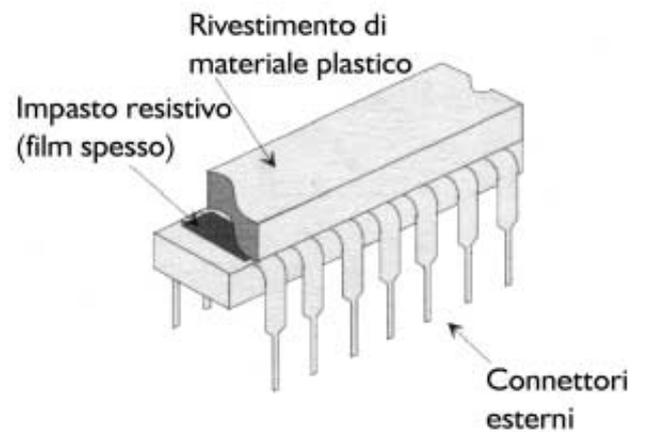
Resistore a filo



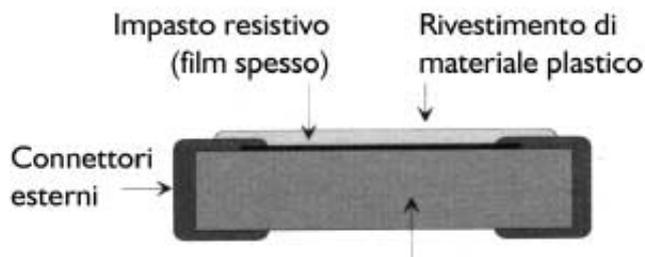
Resistore a film/strato



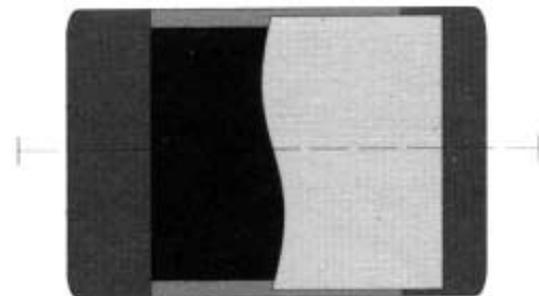
Resistore a impasto



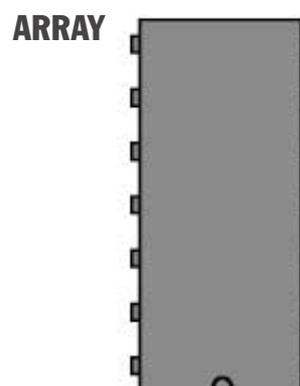
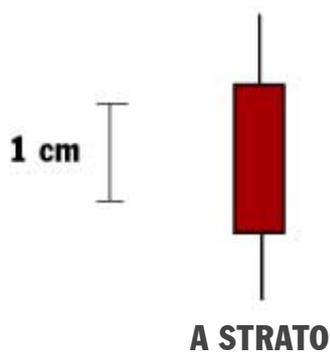
Resistore DIP



Resistore a film spesso



Dimensioni a confronto



RESISTORI VARIABILI CON LA TEMPERATURA

NTC

$$R(T) = R_{\text{NOMIN}} e^{\left(B \left(\frac{1}{T} - \frac{1}{T_{\text{NOMIN}}} \right) \right)}$$

$$B = 1500\text{K} \div 7000\text{K}$$

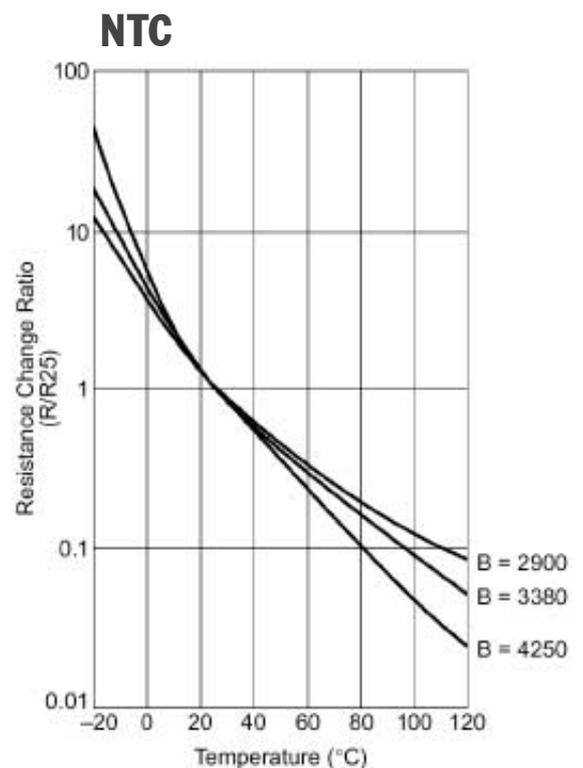
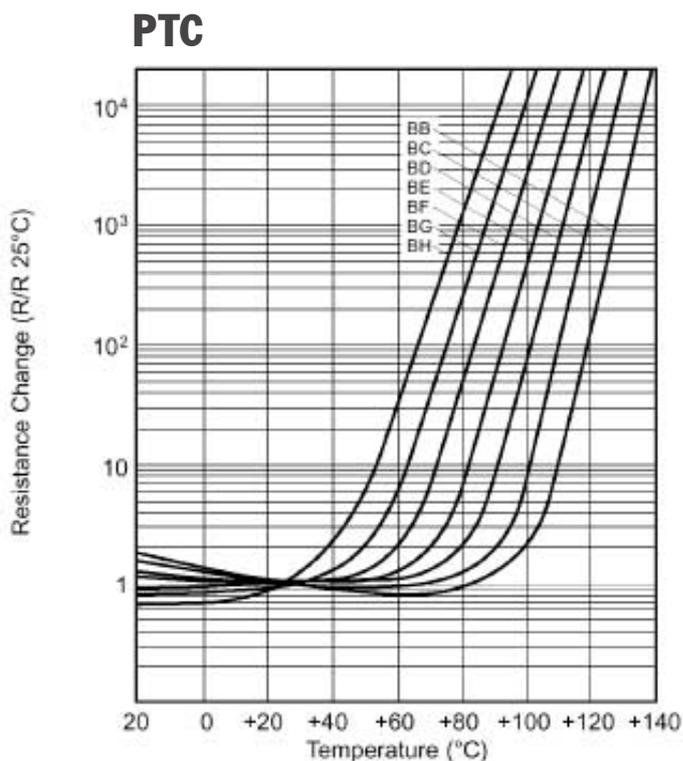
Coefficiente caratteristico del materiale

$$T_K = 273^\circ\text{C} + T_{\circ\text{C}}$$

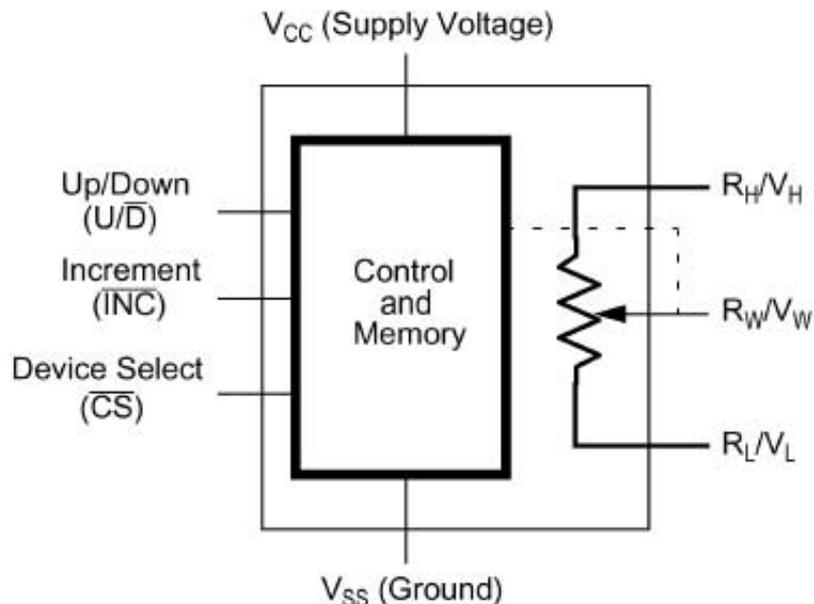
Coefficiente di temperatura

$$TC = \frac{1}{R} \frac{dR}{dT} = - \frac{B}{T^2} \quad [\% / ^\circ\text{C}]$$

	Campo di misura ΔT	Variazione ottenibile ΔR
NTC metallo – ceramica	$-80^\circ\text{C} \rightarrow +200^\circ\text{C}$	$100 \Omega \rightarrow 1 \text{M}\Omega$
PTC metallici (tipo platino)	$-250^\circ\text{C} \rightarrow +850^\circ\text{C}$	$100 \Omega \rightarrow 1 \text{k}\Omega$
LINEARI per MISURE DI TEMPERATURA		
PTC in Silicio (s.c. policristallini)	$-50^\circ\text{C} \rightarrow +300^\circ\text{C}$	$1 \text{k}\Omega \rightarrow 2 \text{k}\Omega$
NON-LINEARI (FUSIBILI allo stato solido)		

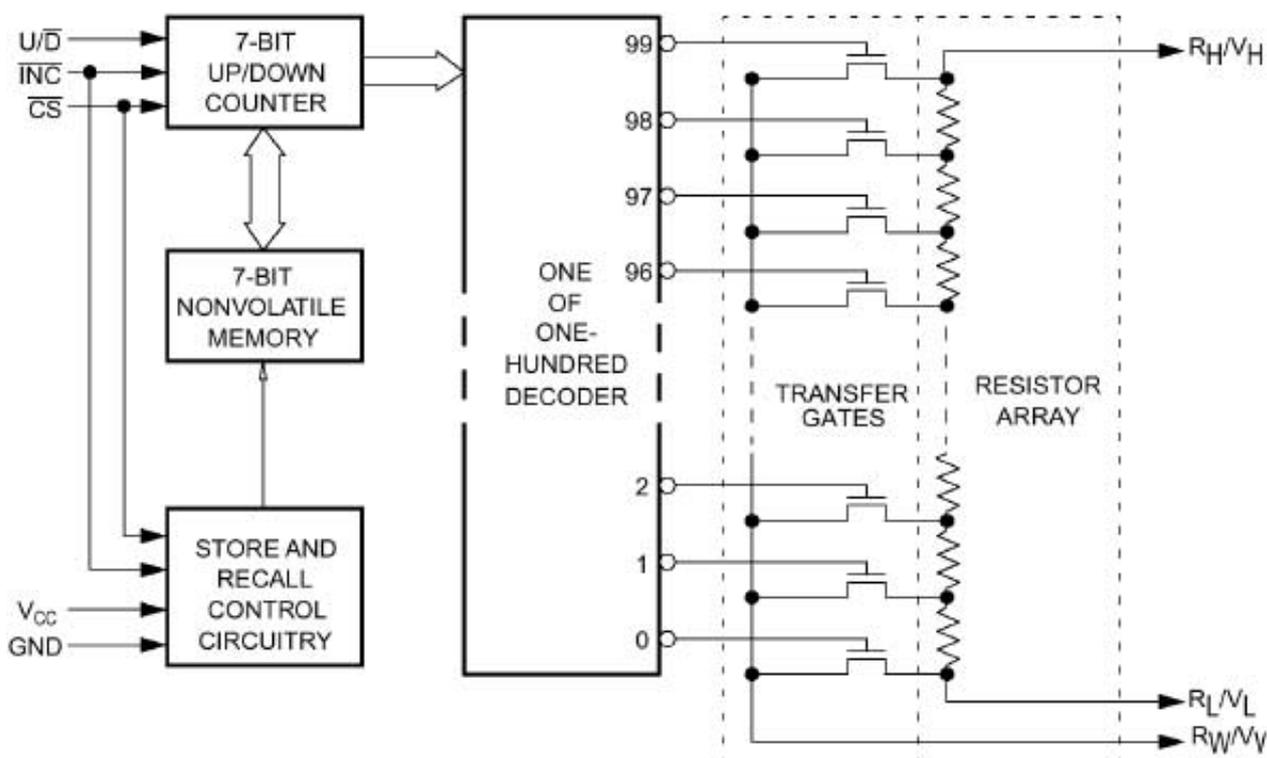


POTENZIOMETRI PROGRAMMABILI DIGITALMENTE E²POT



Dal diagramma funzionale si rilevano le tre parti fondamentali:

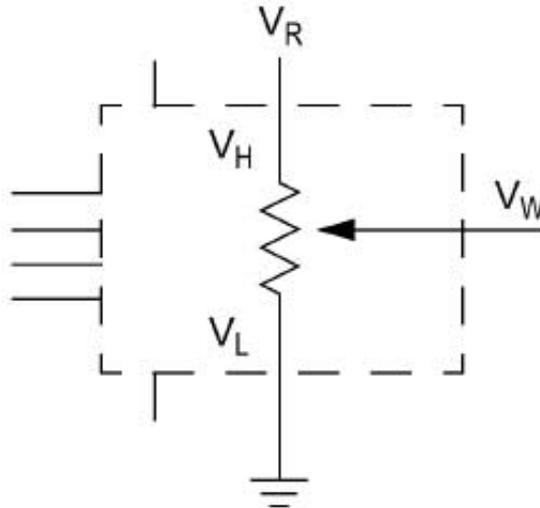
- Ingressi di controllo, contatore e decoder
- Memoria non volatile
- Array di resistori



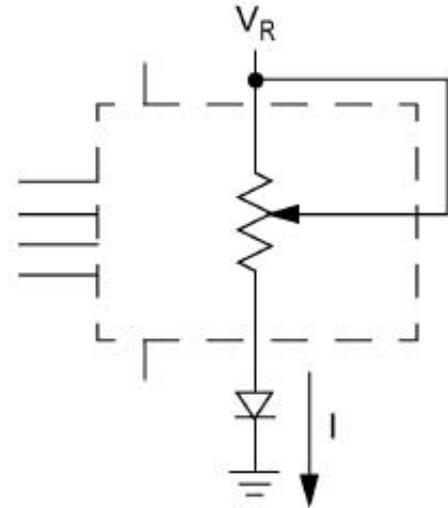
Potenzimetro digitale E²POT modello X9C503

Esempi applicativi per l'X9C503

• Configurazioni di base dei potenziometri digitali

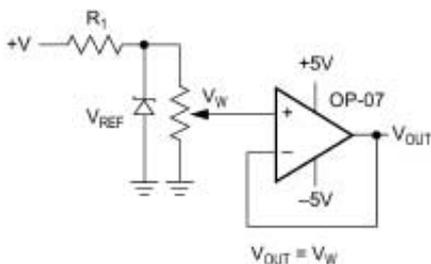


**Potenzimetro a 3 terminali
(Divisore di tensione)**

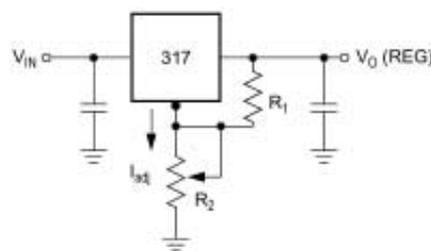


**Potenzimetro a 2 terminali
(Regolatore di corrente)**

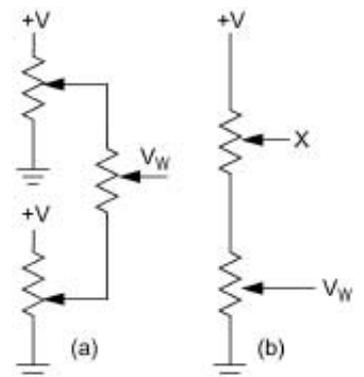
• Circuiti di base realizzabili con potenziometri digitali



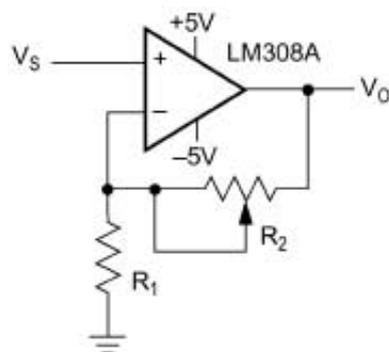
**Tensione di riferimento
bufferizzata**



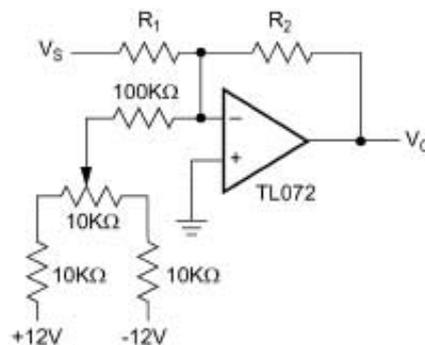
Regolatore di tensione



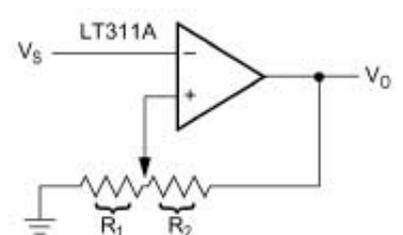
Tecniche di cascading



Amplificatore non invertente



**Regolazione della
tensione di offset**



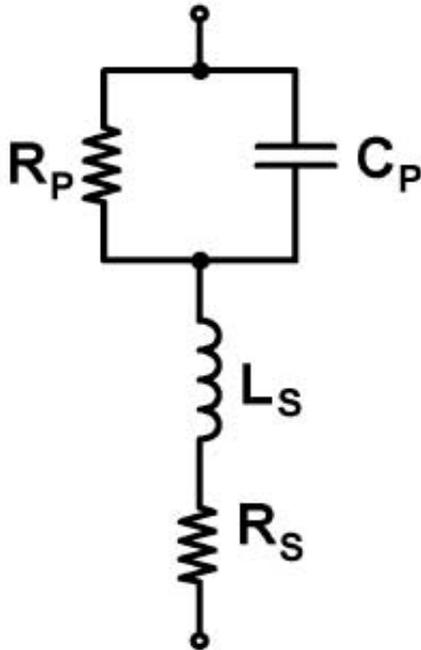
$$V_{UL} = \{R_2 / (R_1 + R_2)\} V_O(\max)$$

$$V_{LL} = \{R_1 / (R_1 + R_2)\} V_O(\min)$$

Comparatore con isteresi

CONDENSATORI

CIRCUITO EQUIVALENTE ed EQUAZIONI COSTITUTIVE :



Capacità : $C = \varepsilon_0 \varepsilon_r \frac{S}{d}$ [Farad]

Energia accumulata : $E = \frac{1}{2} CV^2$ [Joule]

Quantità di carica : $Q = CV$ [Coulomb]

ESR (Resistenza Serie Equivalente) :

è la resistenza equivalente in corrente alternata fornita ad una certa frequenza (tipicamente 50Hz) che tiene conto della R_S e della R_P .

$\text{tg} \delta$ (o fattore di dissipazione DF) :

Rappresenta il rapporto tra i moduli delle correnti resistiva e reattiva ad una certa frequenza (tipic. 1kHz).

Esso è definito come

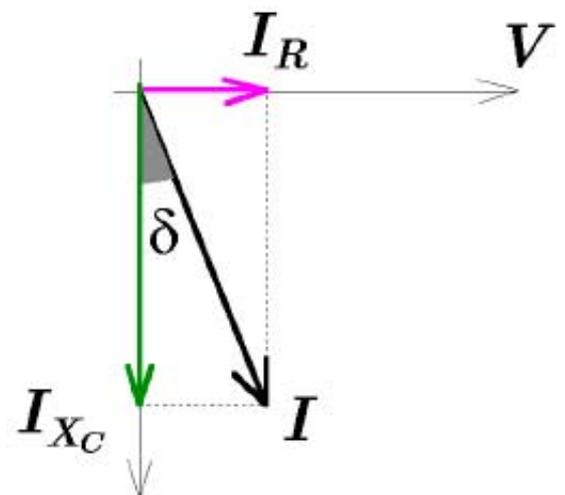
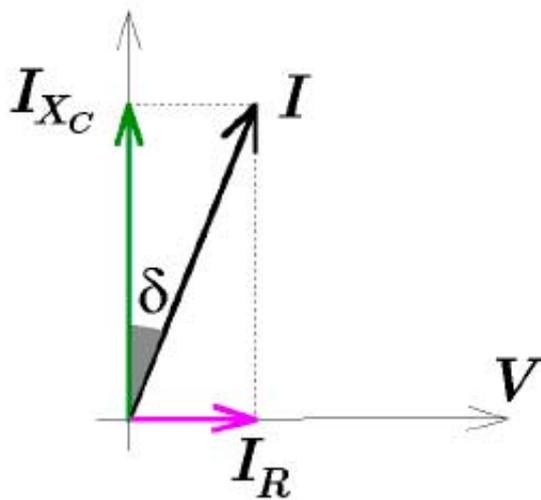
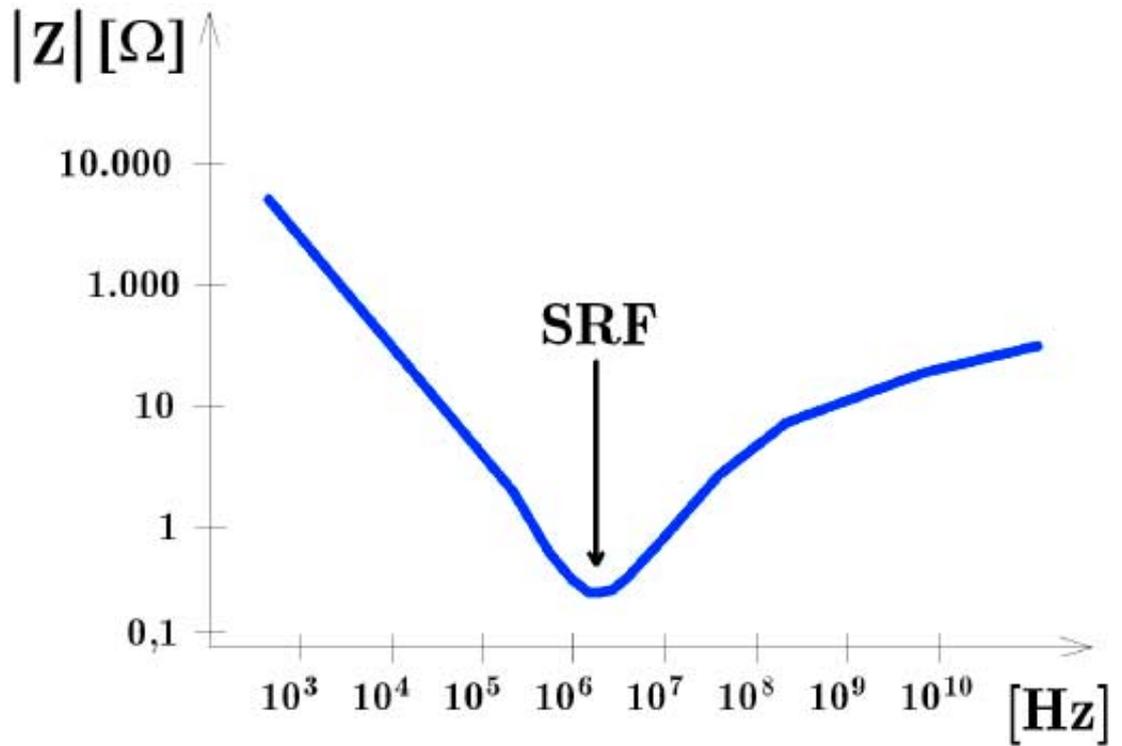
$$DF = \text{tg} \delta = \frac{I_R}{I_{X_C}} = \frac{1}{\omega \cdot C \cdot R_P}$$

SRF (Frequenza propria di risonanza) :

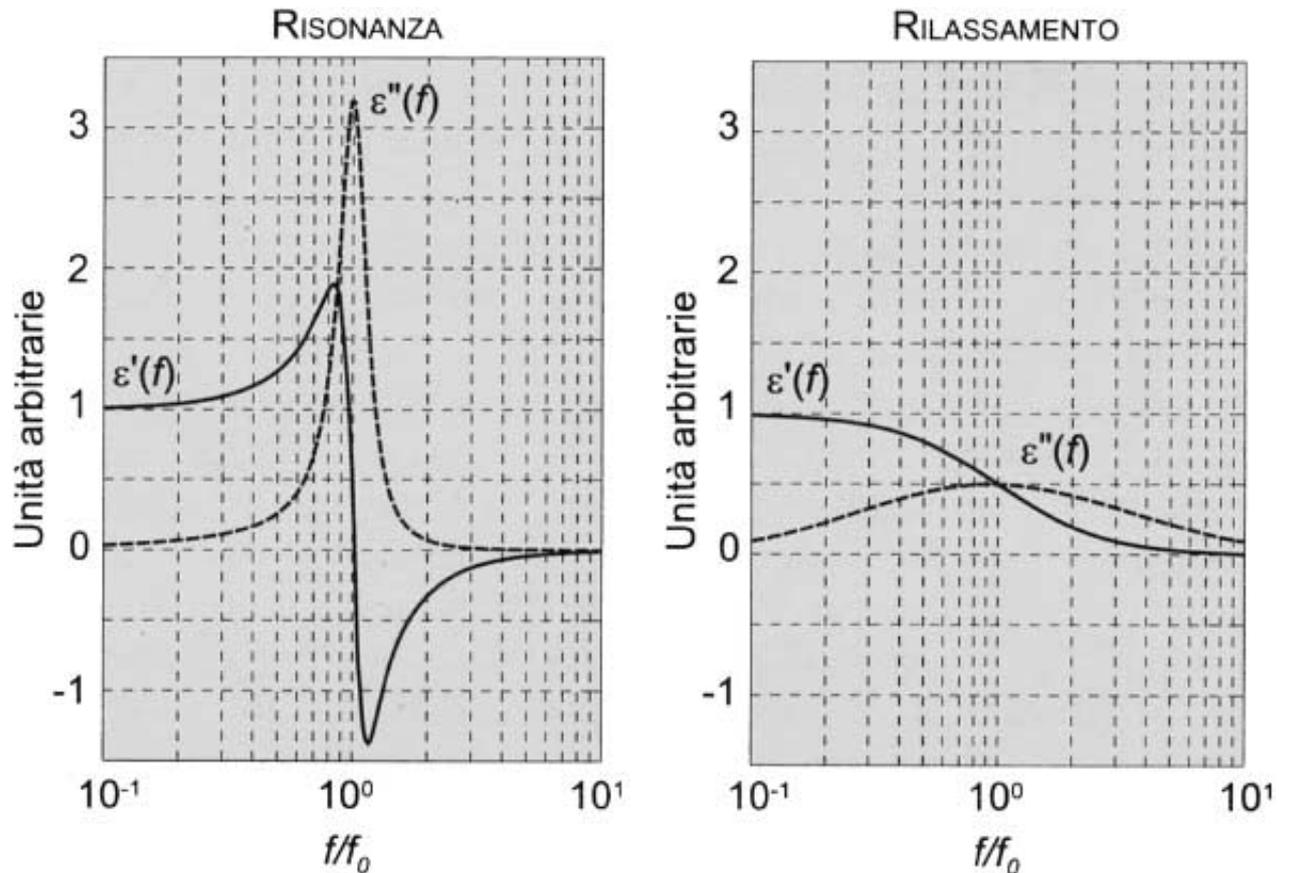
è la frequenza di risonanza del circuito equivalente ed è definito come

$$SRF = \frac{1}{2\pi \sqrt{ESL \cdot C}} \quad \text{con} \quad ESL \cong L_S$$

Andamento tipico del modulo dell'impedenza di un condensatore :



RISONANZA e RILASSAMENTO



RISONANZA

Interazione del campo elettrico sinusoidale con atomi ed elettroni del materiale dielettrico

RILASSAMENTO

Interazione molecolare dovuta alla natura dipolare delle molecole del dielettrico. Moto con forza di natura viscosa.

$\epsilon = \epsilon' + j\epsilon''$ Contribuisce alla dissipazione di energia

$DF = \text{tg } \delta = \frac{\epsilon''}{\epsilon'}$ Dipende dalla FREQUENZA

RIGIDITÀ DIELETTRICA

La tensione massima dipende da : $E_C = \frac{V_{\max}}{d}$

(d=distanza tra le armature)

$$C = \epsilon_0 \epsilon_r \frac{S}{d} = \epsilon_0 \epsilon_r \frac{E_C \cdot S}{V_{\max}} \Rightarrow \begin{array}{l} V_{\max} \nearrow \Rightarrow C \searrow \\ C \nearrow \text{ se } \epsilon_r \nearrow \end{array}$$

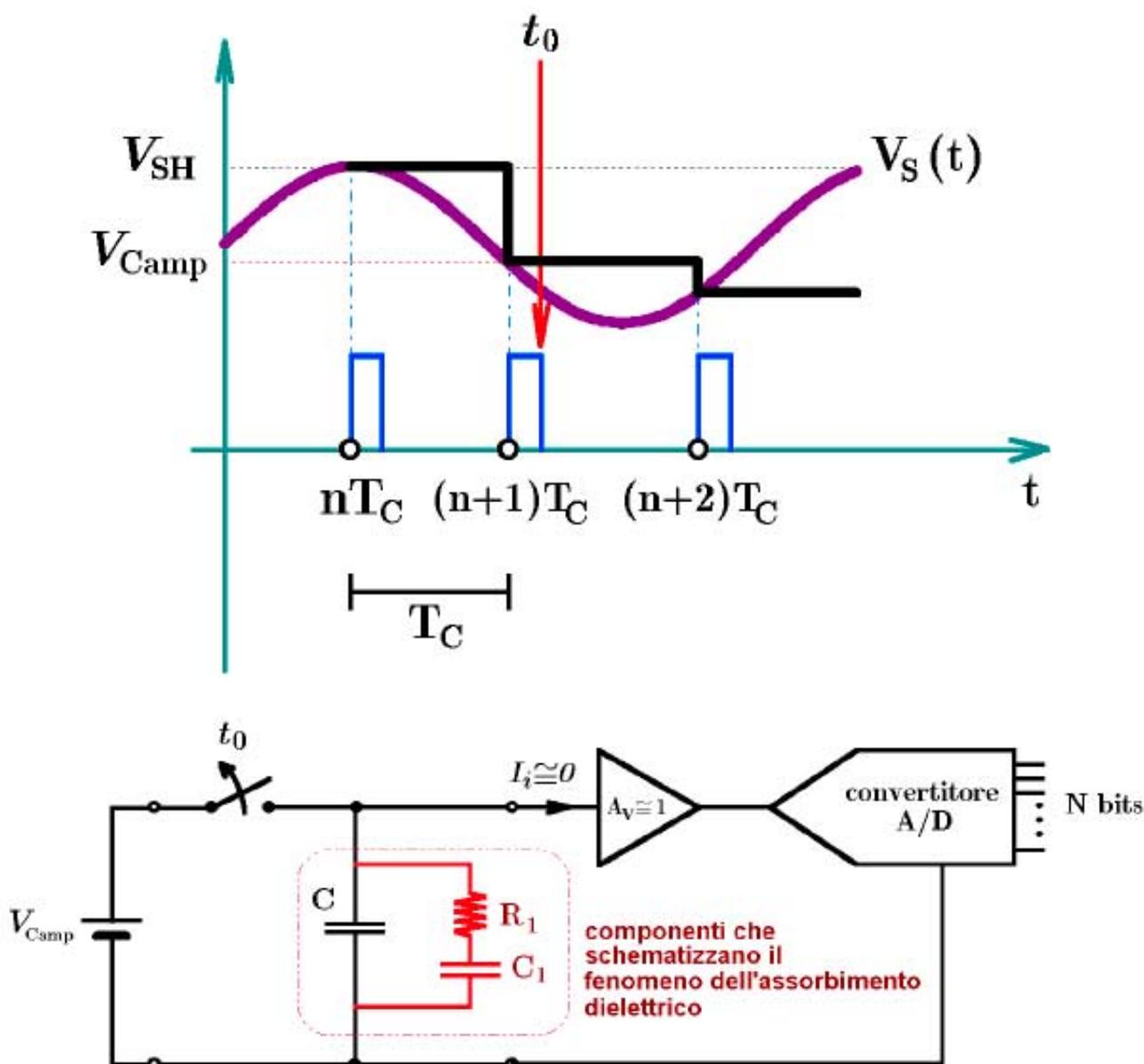
Valori tipici della rigidità dielettrica E_C per materiali isolanti:

Mezzo	Valore di E_C	
Aria	$E_C = 30 \text{ kV / cm}$	
Mica	$E_C = 2000 \text{ kV / cm}$	
Polistirolo	$E_C = 400 \text{ kV / cm}$	
Teflon (PTFE)	$E_C = 300 \div 400 \text{ kV / cm}$	} substrati per circuiti ibridi
Ceramica	$E_C = 3500 \text{ kV / cm}$	

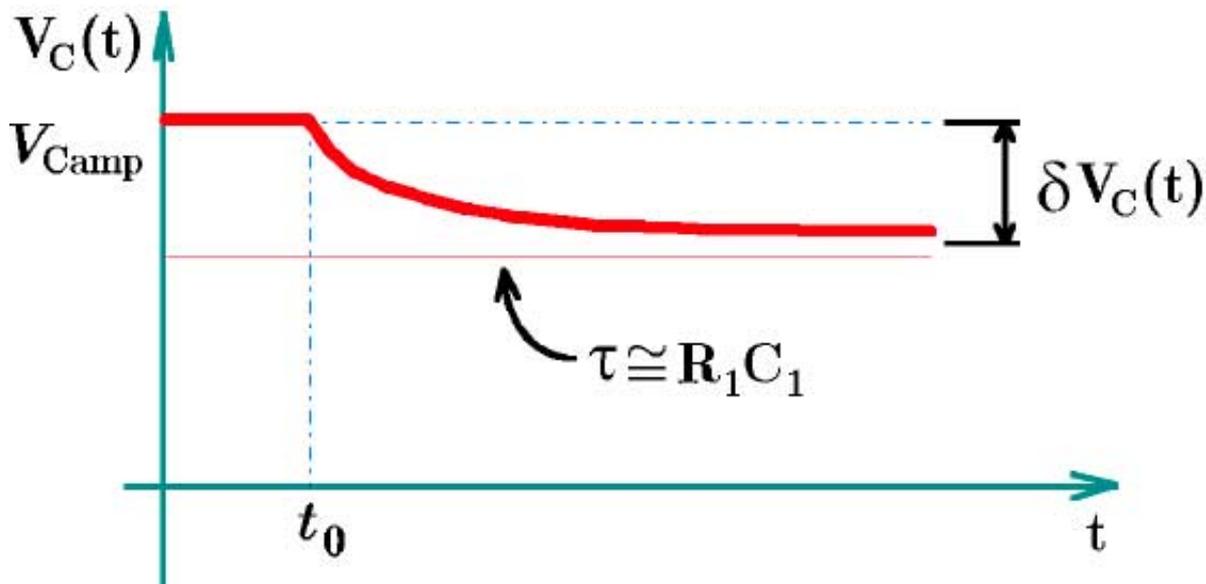
Effetto dell'ASSORBIMENTO DIELETRICO

Questo effetto ancora non interamente spiegato, si manifesta come una persistenza della carica sulle armature del condensatore, anche dopo tempi considerevoli. Esso si può quindi paragonare ad un effetto di MEMORIA della polarizzazione del dielettrico che si annulla con costanti di tempo che vanno dai 100ns ai secondi.

Esempio (Circuito di Sample&Hold)



Es: $C = 1\mu\text{F}$, $R_1 = 1\text{G}\Omega$, $C_1 = 6\text{nF}$



hp) $V_C(t_0) = V_{Camp}$ $V_{C1}(t_0) = 0$

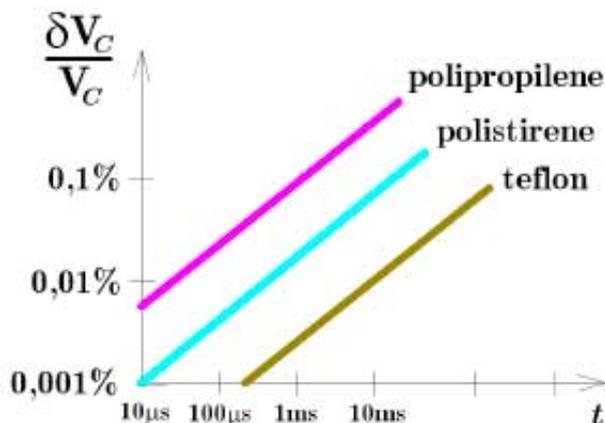
$$t > t_0 \Rightarrow V_C(+\infty) = V_{Camp} \frac{C}{C + C_1}$$

Con decadimento esponenziale fissato dalla costante di tempo $\tau = R \cdot \left[C_1 \cdot \frac{C}{C + C_1} \right] \approx R \cdot C_1 = 6 \text{ s}$

dopo un tempo 5τ

⇓

$$\delta V_C = V_C(t_0) - V_C(+\infty) = V_{Camp} \cdot \frac{C_1}{C + C_1} \approx V_{Camp} \cdot \frac{C_1}{C}$$

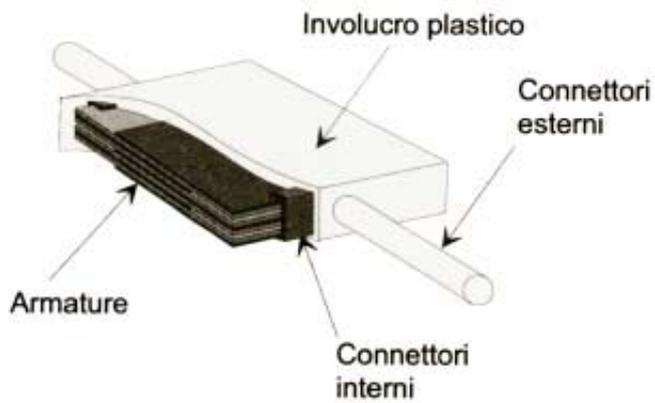


$$\left(\frac{\delta V_C}{V_{Camp}} \right)_{\%} = \frac{6 \text{ nF}}{1 \mu\text{F}} \cdot 100 = 0,6\%$$

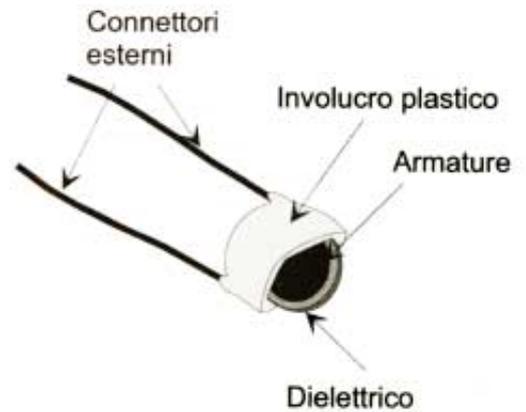
Questo errore è inaccettabile se il campionamento richiede:

$$V_{LSB} = \frac{V_{MAX}}{2^N} < \delta V_C$$

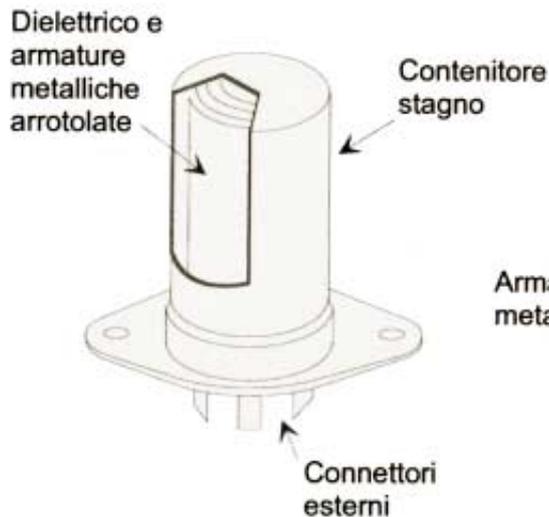
TIPI DI CONDENSATORI



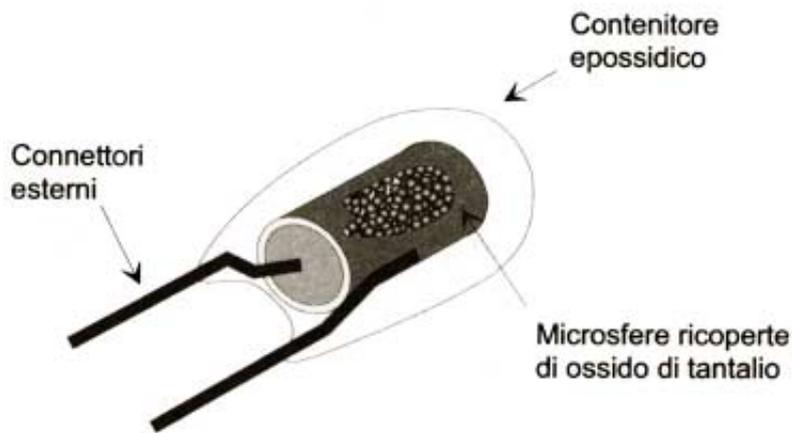
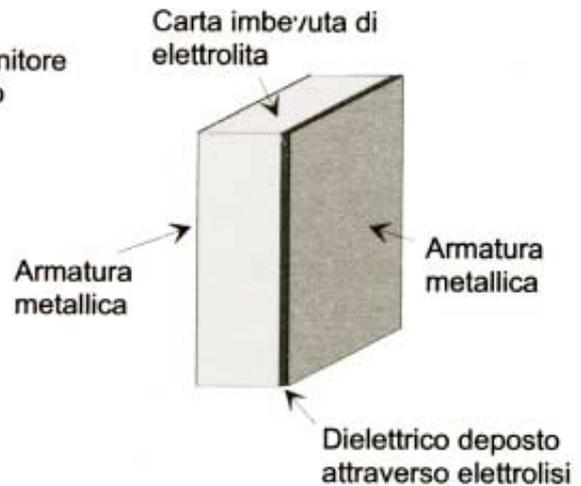
Condensatore ceramico multistrato



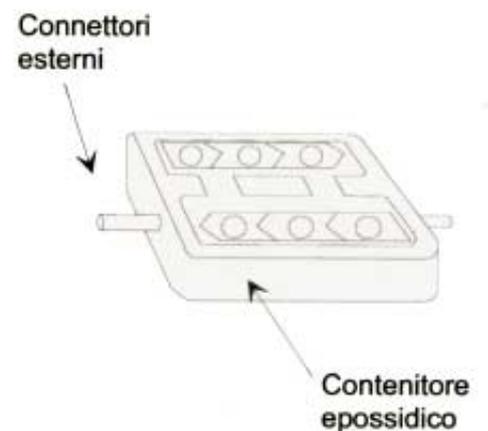
Condensatore ceramico a disco



Condensatore elettrolitico e sezione delle armature



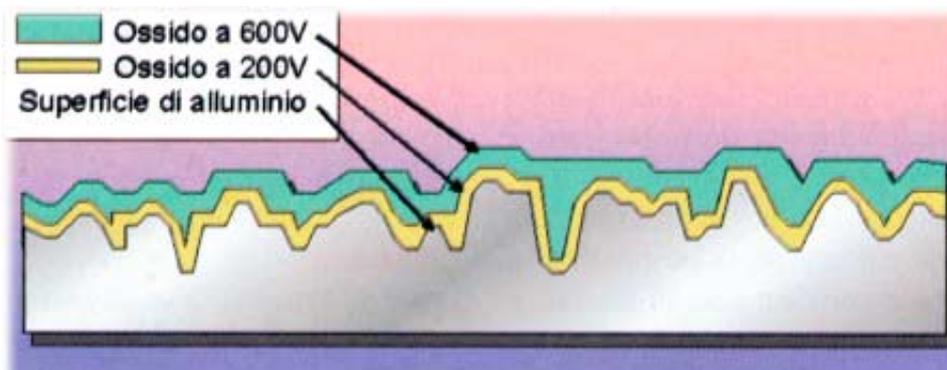
Condensatore elettrolitico al tantalio



Condensatore a mica

CONDENSATORI ELETTROLITICI

Il rapporto **CAPACITÀ-DIMENSIONI** è aumentato rendendo **RUGOSA** la superficie di un'armatura:



- Un'armatura, costituita da fogli sottili di metallo puro, **ALLUMINIO** o **TANTALIO**, viene attaccata chimicamente per renderla **RUGOSA**.
- Successivamente, con un bagno galvanico si realizza l'ossidazione collegando l'armatura al polo positivo (**ANODO**).

SPESSORI di OSSIDO Tensione massima tipica

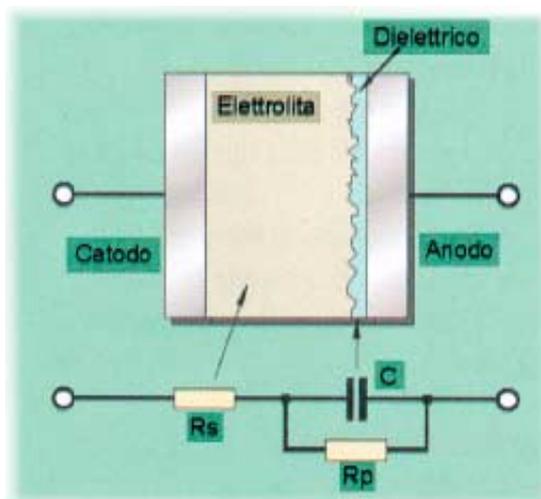
0.01 μm

1.5 V

1 μm

900 V

- Si avvolge il nastro di alluminio insieme ad un altro foglio di alluminio separati da un sottile foglio di cellulosa imbevuta di elettrolita che penetra nelle asperità della superficie ossidata.

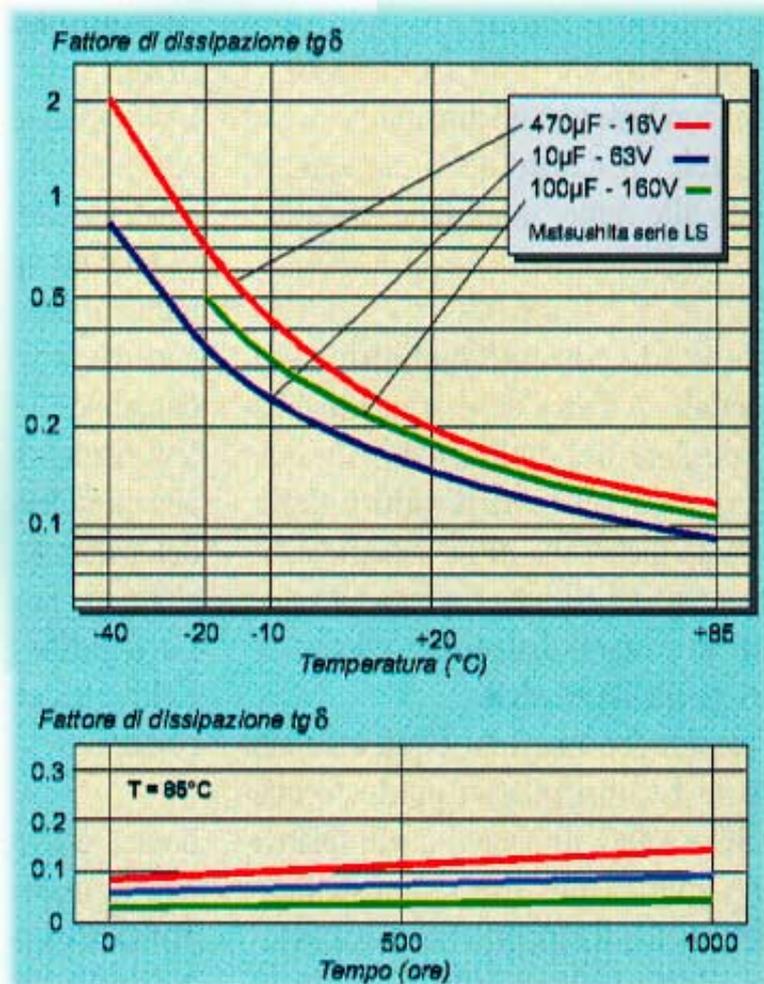


Modello equivalente di un condensatore elettrolitico

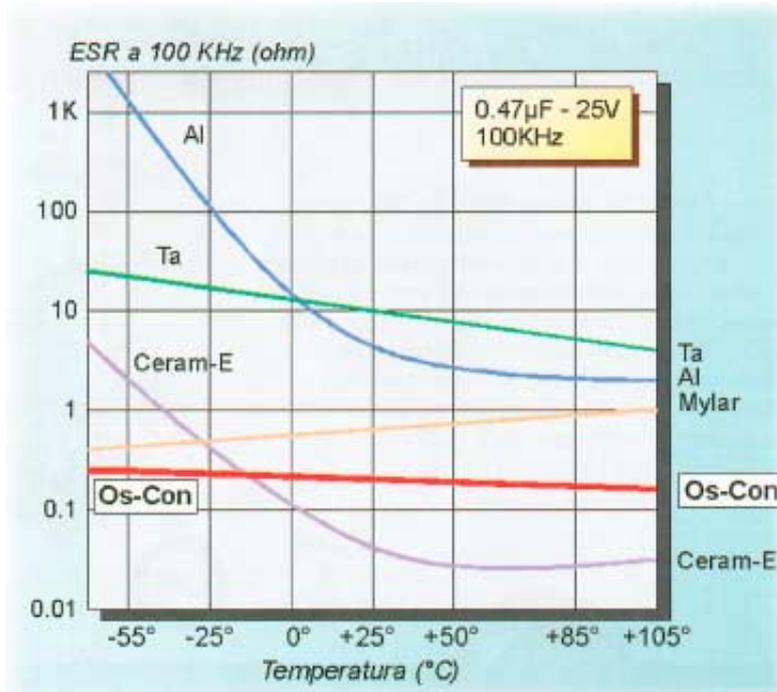
Nota:

In realtà, in serie ai due terminali dell'anodo e del catodo compare, rispettivamente per metà dall'una e dall'altra parte, l'induttanza serie L_s .

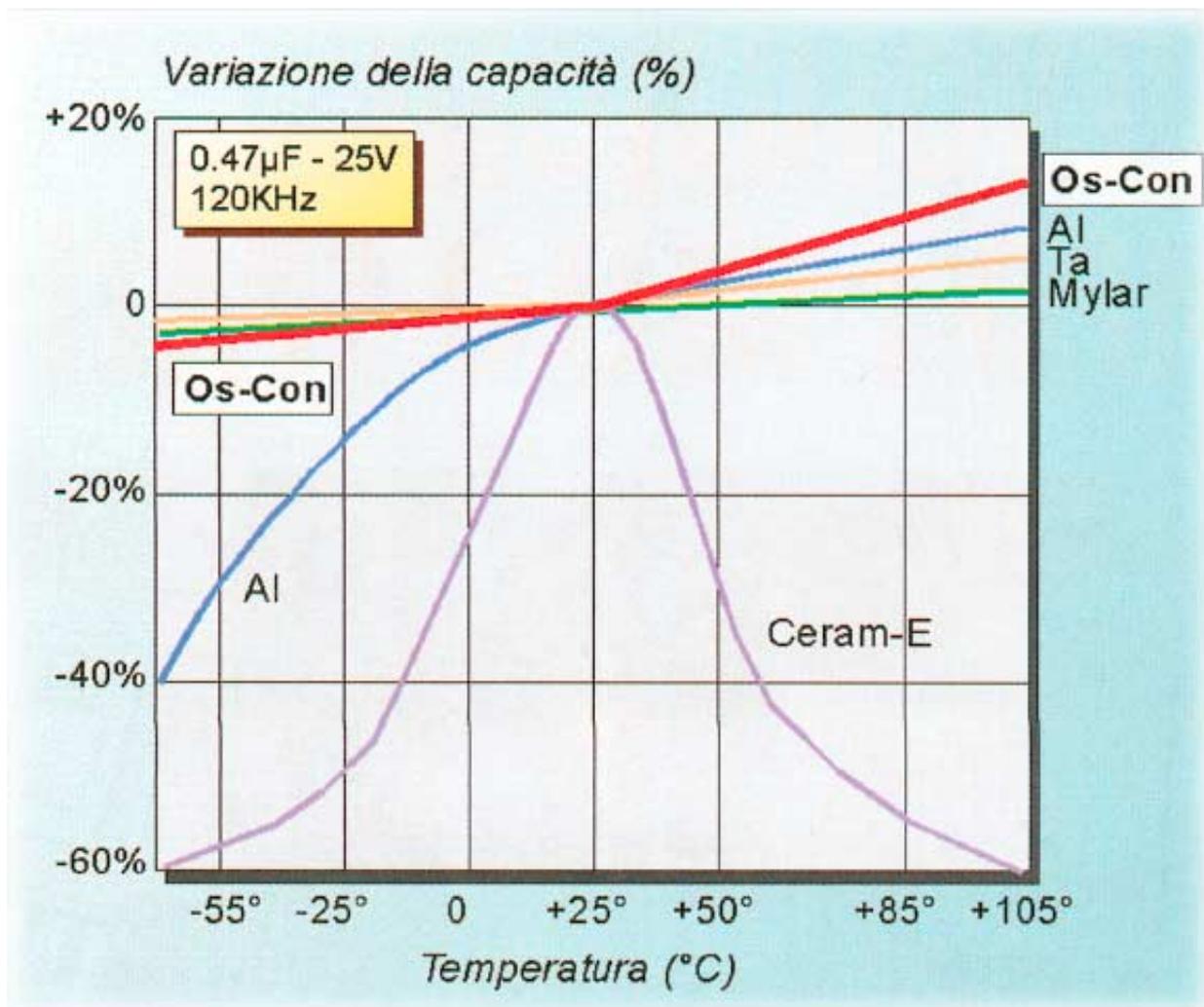
CONDENSATORI ELETTROLITICI: Variazione dei parametri caratteristici



Dipendenza del fattore di dissipazione di un condensatore elettrolitico in alluminio dalla temperatura e dal tempo di funzionamento.



Confronto tra la dipendenza di ESR dalla temperatura per i condensatori elettrolitici Sanyo della serie Os-Con (con elettrolita solido organico semiconduttivo) e condensatori di altro tipo.



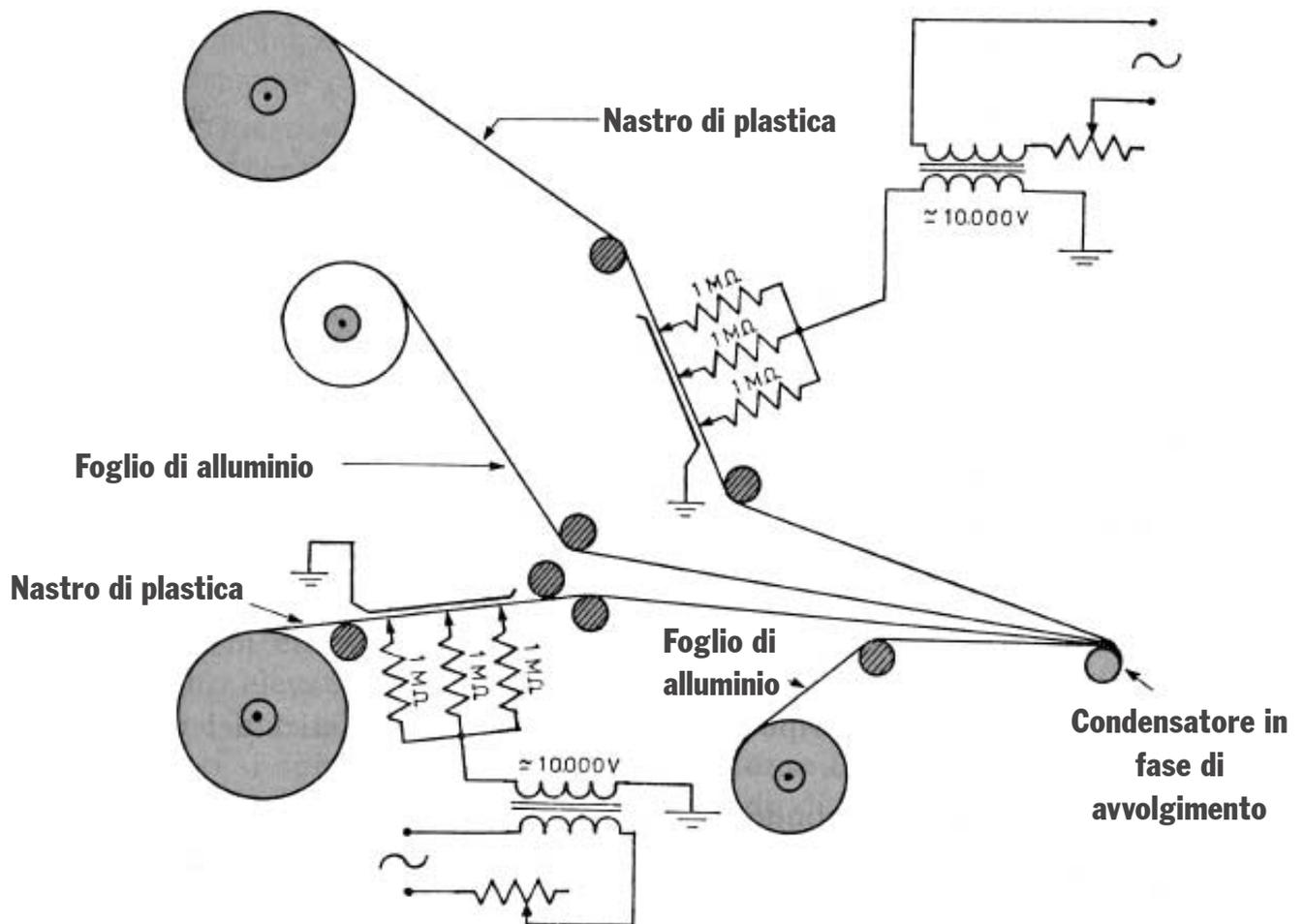
Confronto tra la variazione della capacità per i condensatori elettrolitici Sanyo della serie Os-Con (elettrolita solido organico semiconduttivo) e condensatori di altro tipo in funzione della temperatura.

Vantaggi dei condensatori elettrolitici Os-Con:

- ESR minore dei condensatori al tantalio ed in alluminio
- Migliore stabilità termica
- Migliore affidabilità
- Range di valori: 0,1 μ F ÷ 2200 μ F ; tensioni da 4 a 30V
- Buon rapporto Capacità/Dimensioni

CONDENSATORI con dielettrico di materiale plastico

- POLISTIROLO
- PFTE (TEFLON)
- MYLEX o POLYSTIRENE
- POLYPROPILENE



Per diminuire l'effetto induttivo i contatti dei reofori sono collegati ai bordi sporgenti dei fogli che sono premuti al coperchio metallico

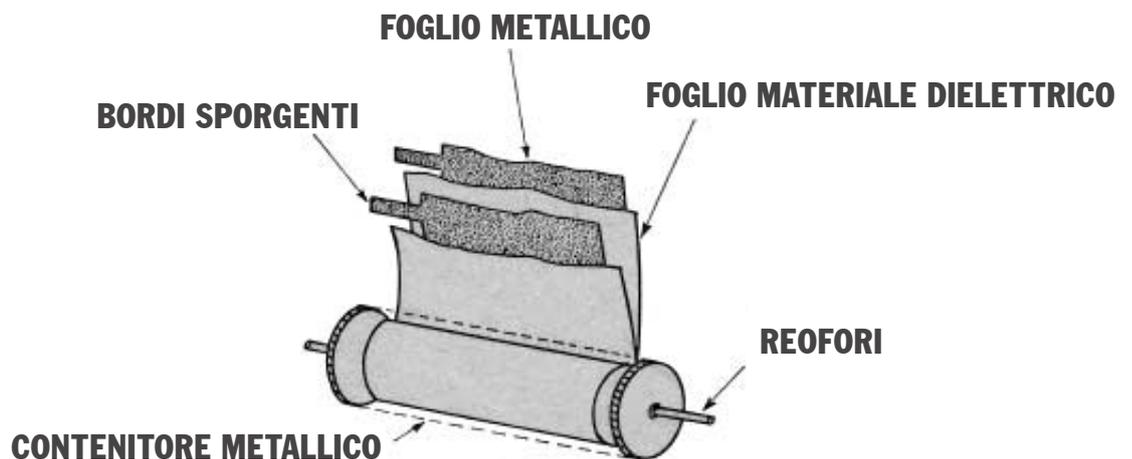
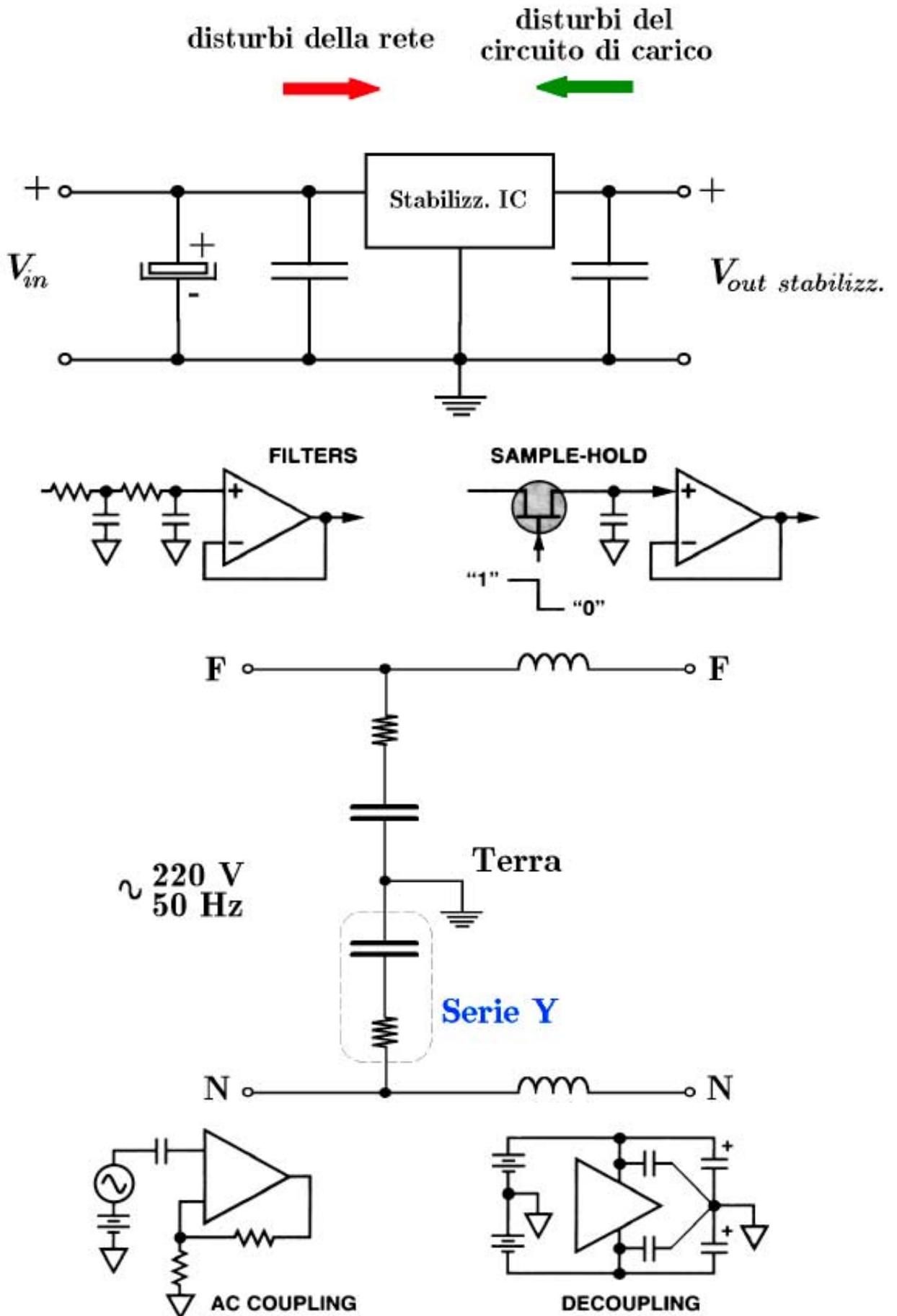


Tabella comparativa dei vari tipi di condensatori

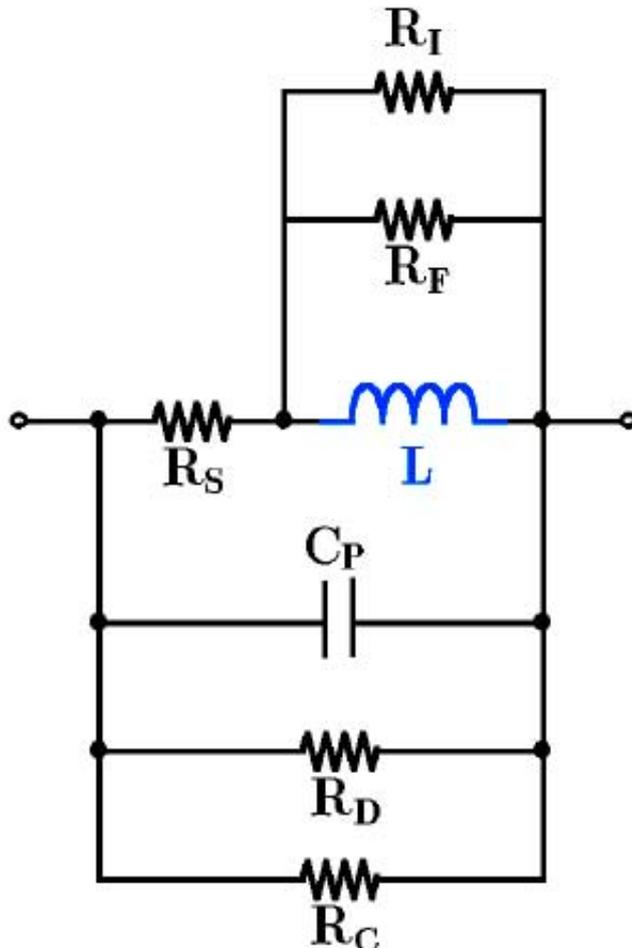
Tipo di dielettrico	Gamma di valori di capacità	Tensione massima in continua	Accuratezza DC/C	Stabilità termica	Perdite (D.F.)	Osservazioni
Mica	1pF, 10nF	100V, 600V	Buona	--	Buono	Eccellenti; ottimi per i circuiti RF
Ceramici	10pF, 10mF	50V, 30000V	Scarsa	Bassa	Discreto	Piccole dimensioni, basso costo, uso generale
Poliestere (Mylar)	1nF, 50mF	50V, 600V	Buona	Bassa	Buono	Basso costo, buone prestazioni
Polistirene	10pF, 2,7mF	100V, 600V	Eccellente	Buona	Eccellente	Alta qualità, grandi dimensioni grandi; uso come filtri di segnale
Policarbonato	100pF, 30mF	50V, 800V	Eccellente	Eccellente	Buono	Elevata qualità, piccoli
Polypropilene	100pF, 50mF	100V, 800V	Eccellente	Buona	Eccellente	Elevata qualità, basso assorbimento dielettrico
Teflon	1000pF, 2mF	50V, 200V	Eccellente	Ottima	Ottimo	Elevata qualità, bassissimo assorbimento dielettrico
Vetro	10pF, 1000pF	100V, 600V	Buona	--	Eccellente	Buona stabilità a lungo termine
Porcellana	100pF, 0,11mF	50V, 400V	Buona	Bassa	Buono	Buona stabilità a lungo termine
Tantalio	0,1mF, 500mF	6V, 100V	Scarsa	Bassa	Moderato	Elevato valore di capacità polarizzati, piccoli
Elettrolitici	0,1mF, 1,6F	3V, 600V	Scadente	Pessima	Pessimo	Filtri di banco; polarizzati
Doppio strato	0,1F, 10F	1,5V, 6V	Scarsa	Bassa	Buono	Mantenimento di memorie; elevata resistenza serie
Olio	0,1mF, 20mF	200V, 10000V	--	--	Buono	Elevati voltaggi di lavoro; grandi
Aria	1pF, 5nF	2000V, 36000V	--	--	Eccellente	Generatori RF

Esempi di utilizzo dei vari tipi di condensatori



INDUTTORI

CIRCUITO EQUIVALENTE ed EQUAZIONI COSTITUTIVE :



L	Induttanza
C_P	Capacità distribuita dell'avvolgimento
R_D	dovuta all'isteresi del dielettrico (prop. a f^{-1})
R_F	perdite per correnti di Foucault (prop. a f^2)
R_C	resistenza del dielettrico (circa costante)
R_I	perdite per isteresi magnetica (prop. a f)
R_S	resistenza serie degli avvolgimenti (in AF dà luogo all'effetto pelle)

Coefficiente di autoinduttanza o INDUTTANZA :

$$L = \frac{\Phi}{I} \quad [\text{Henry}]$$

Φ = Flusso concatenato [Weber]

I = Corrente che attraversa L [A]

Legge di LENZ :

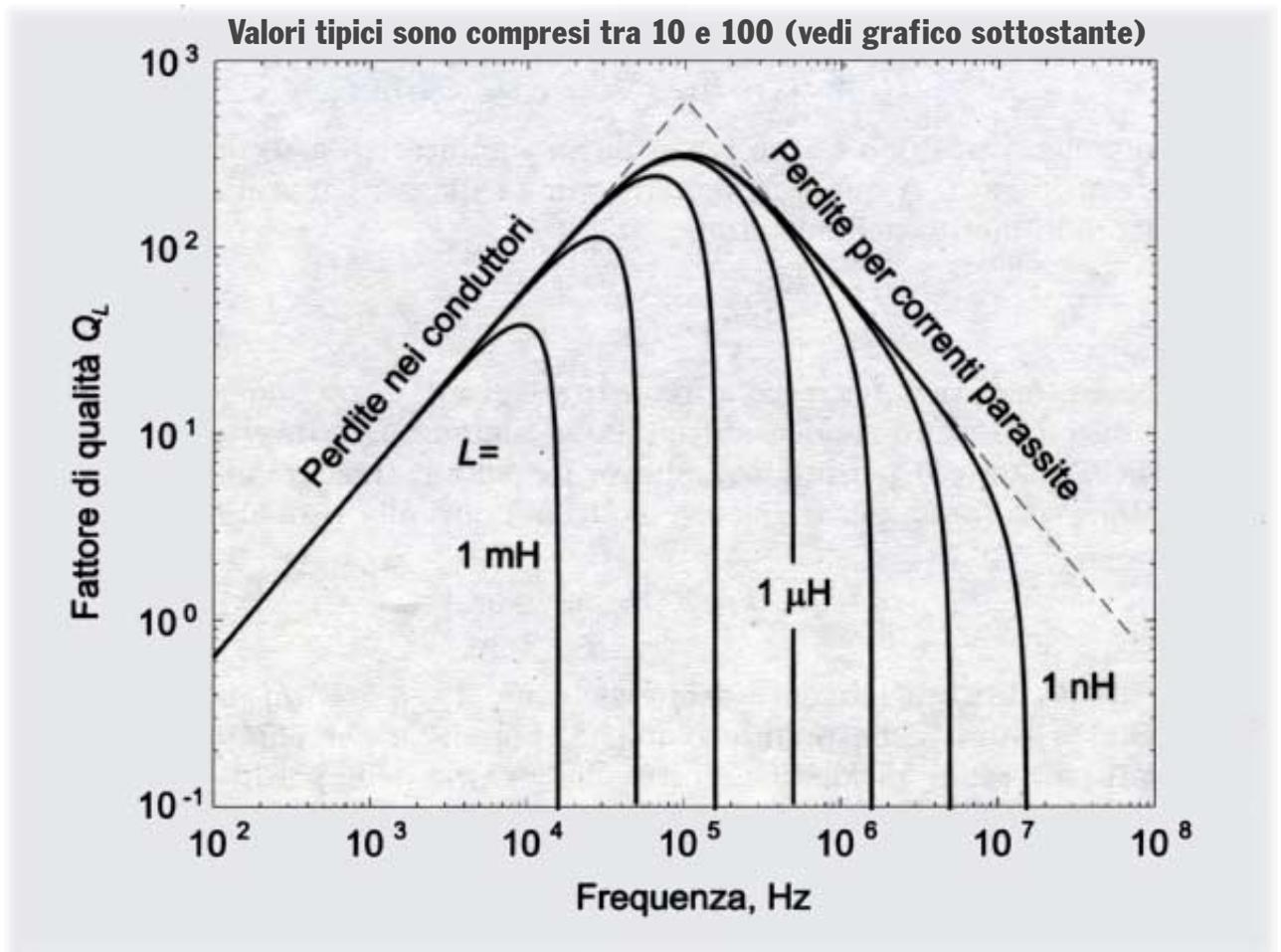
$$e = - L \frac{dI}{dt} \quad [\text{Volt}]$$

Energia immagazzinata nel campo elettromagnetico :

$$E = \frac{LI^2}{2} \quad [\text{Joule}]$$

Fattore di QUALITÀ

$$Q = \frac{I_{\text{magnetica}}}{I_{\text{resistiva}}} = \frac{2\pi f L}{R_{\text{EQS}}}$$



Con gli induttori su nucleo ferromagnetico a parità di induttanza si hanno dimensioni molto più ridotte di quelli in aria. Con il nucleo ferromagnetico si riduce il numero delle spire e quindi la resistenza serie degli avvolgimenti con conseguente aumento del fattore di qualità Q alle basse frequenze. Nonostante le perdite nel ferro il Q aumenta anche alle alte frequenze. Tuttavia nei nuclei ferromagnetici vale $L=L(I,f)$, mentre in aria L è circa costante purchè la bobina rimanga lontano da materiali ferromagnetici.

DIMENSIONAMENTO DEI CONDUTTORI PER LA REALIZZAZIONE DI UNA BOBINA

Ipotesi: $D_{J_{MAX}} = \frac{I_{MAX}}{A} = 5A / mm^2$

Alle basse frequenze vale la relazione:

$$D = 2 \sqrt{\frac{I}{S\pi}}$$

Alle alte frequenze vale la relazione:
(a causa dell'effetto pelle)

$$R \nearrow \Rightarrow A_{effettiva} < \frac{\pi D^2}{4} = A$$

Alle alte frequenze, l'EFFETTO PELLE è tale da ridurre la sezione effettiva del conduttore in base alla relazione della profondità di penetrazione:

$$\delta = \frac{2,2}{\sqrt{f}} \quad [mm] \quad (f \text{ in kHz})$$

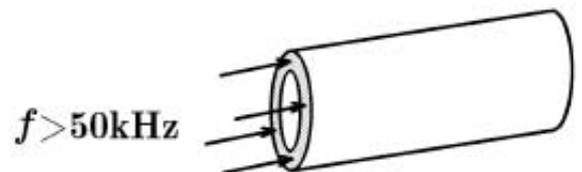
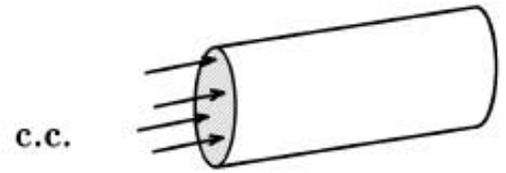
Alla profondità δ la corrente è scesa a 1/e del valore massimo.

Esempio:

$$\delta_{(f=20kHz)} = 0,5 \text{ mm}$$

$$\delta_{(f=140kHz)} = 0,1 \text{ mm}$$

Per ridurre l'effetto pelle può essere utilizzato efficacemente fino a frequenze di circa 500kHz il filo di Litz costituito da una trecciola di fili sottili.



Il pratica vengono date delle tabelle con la sezione standard AWG (American Wire Gauge) per i conduttori dell'avvolgimento in base alla massima corrente e la massima frequenza di utilizzo.

CARATTERISTICHE DEI MATERIALI FERROMAGNETICI

Le caratteristiche ideali dei materiali ferromagnetici sono una elevata permeabilità relativa, bassissima conducibilità $\sigma = 1/\rho$, leggerezza. Per ottenere queste caratteristiche sono stati sviluppati materiali ferromagnetici sinterizzati, ovvero costituiti da grani di materiali magnetici tenuti insieme da un legante isolante (resine sintetiche)

I materiali ferromagnetici più comuni sono :

- **LEGHE DI FERRO** (materiale conduttivo)
- **POLVERI DI FERRO** (materiale sinterizzato non conduttivo)
- **FERRITI** (materiale magnetico non conduttivo, fragile)

La massima corrente di utilizzo deve essere tale da non saturare il nucleo altrimenti si ha una brusca diminuzione della induttanza. In generale le leghe di ferro hanno un valore elevato della magnetizzazione di saturazione che le rende adatte per bobine di dispositivi elettromeccanici tipo rele' e nelle macchine elettriche.

	B_{SAT} [Wb / m ²]	μ_r	ρ [Ω m]
Lega FERRO-SILICIO	1,97	500	60-10⁻⁸
PERMALLOY 78	1,08	8000	16-10⁻⁸
Polvere di Permalloy al Mo	0,7	125	10000
FERRITE Mn-Zn	0,25	2000	1

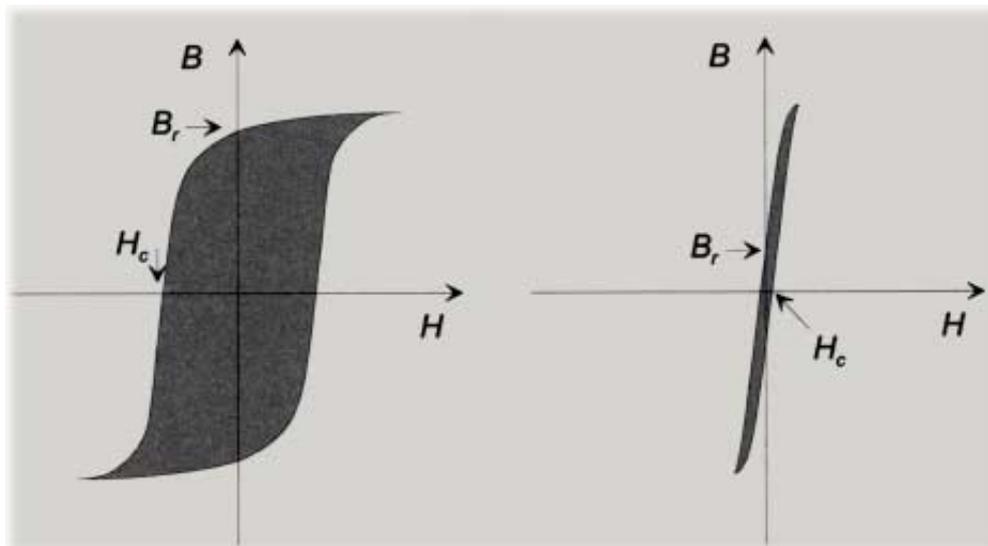
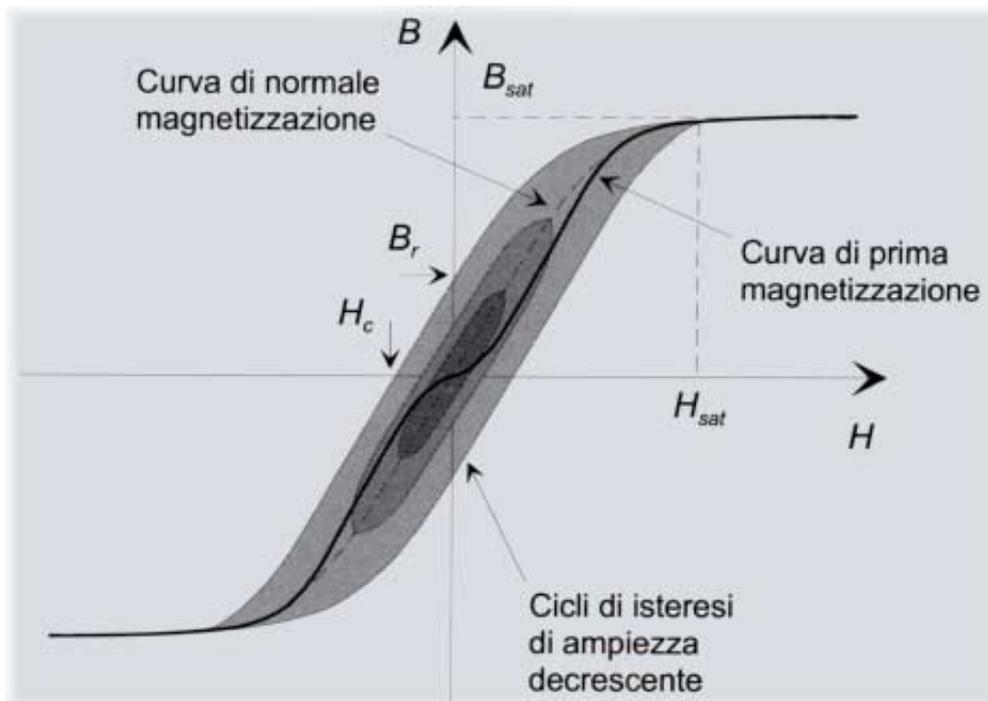
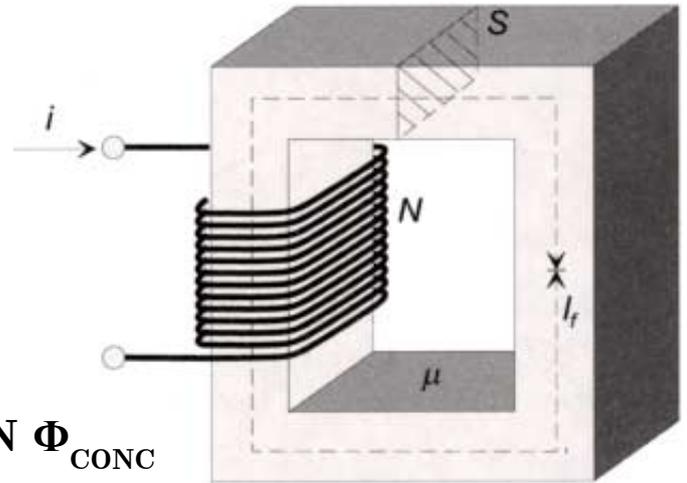
NUCLEI FERROMAGNETICI E CICLO DI ISTERESI

$$Z_L = j\omega L$$

$$B = \mu H = \mu \frac{N}{\ell} i$$

$$\Phi_{\text{CONC}} = B \cdot S$$

$$\Phi_{\text{CONC}_{\text{totale}}} = L \cdot i = \frac{N^2 \mu S}{\ell} i = N \Phi_{\text{CONC}}$$



Sulla sinistra: caso di un materiale ferromagnetico "DURO"

Sulla destra: caso di un materiale ferromagnetico "MORBIDO"

FORME COMUNI DI NUCLEI



Nucleo di lamierino accatastato



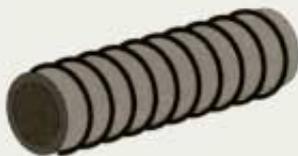
Nucleo di lamierino avvolto



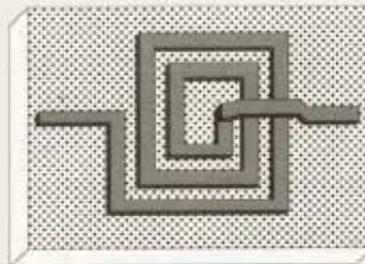
Nucleo polverizzato toroidale



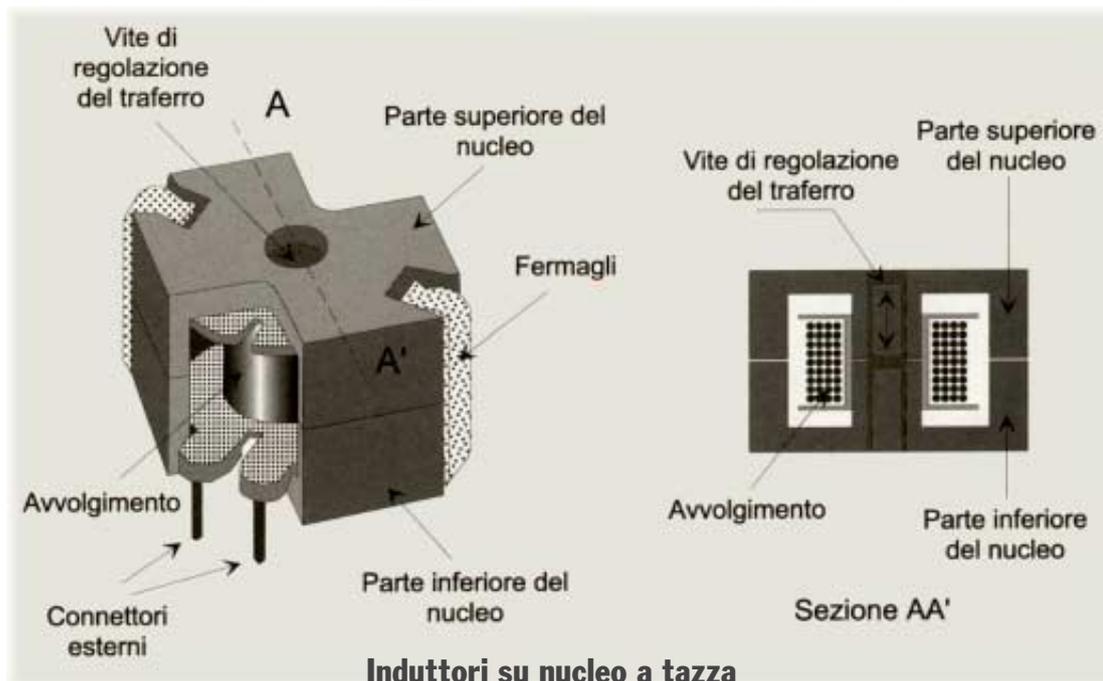
Nucleo polverizzato cilindrico



Induttore su nucleo in aria



Induttore a spirale su substrato dielettrico per circuiti a microonde

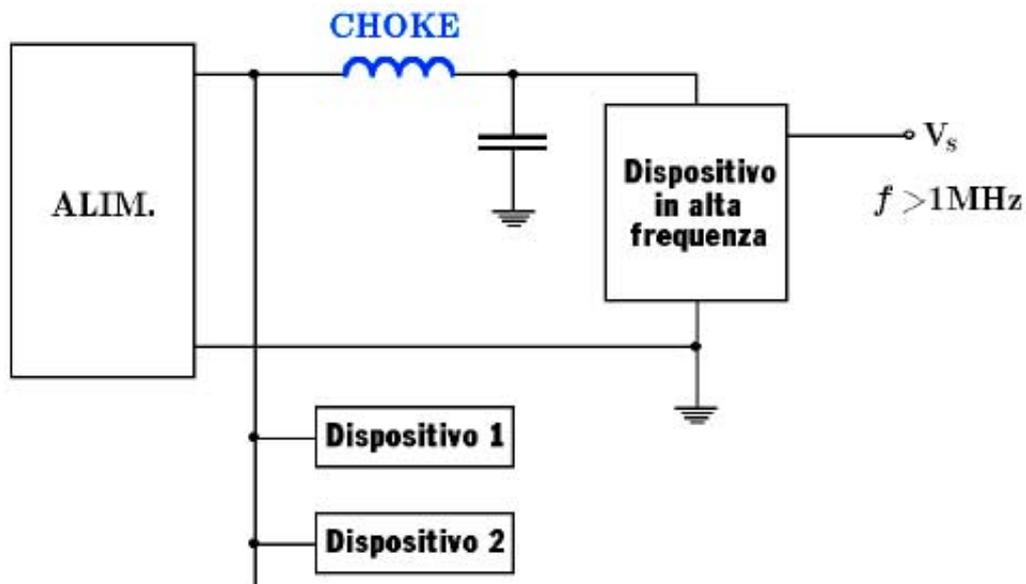


Induttori su nucleo a tazza

ALCUNI ESEMPI DI APPLICAZIONE DI INDUTTORI

1. Bobine di blocco della radiofrequenza

Hanno valori elevati di induttanza e per garantire una elevata impedenza alle frequenze radio ($>1\text{MHz}$). Devono lasciar passare le correnti continue o di bassa frequenza. La sezione del filo viene stabilita in base alla corrente massima. Sono costituite da uno o più avvolgimenti a nido d'ape con elevato numero di spire su un supporto cilindrico di ceramica ottenendo così valori di Q elevati. Le induttanze di blocco vengono chiamate in inglese choke; ad esempio, negli oscillatori sinusoidali in A.F., sono usate per disaccoppiare l'alimentazione in continua con il resto del circuito.



2. Bobine per radiofrequenza su nucleo ferromagnetico

Per i nuclei con polveri di ferro sinterizzate μ_r varia tra 4 e 6 nel campo di frequenze da 500kHz a 1,5MHz. Con i nuclei in ferrite si ottengono valori di μ_r compresi tra 750 e 2000 che rendono gli induttori molto compatti. Con i nuclei di ferrite si riducono le perdite per correnti parassite, tuttavia non si raggiungono i valori di Q delle bobine in aria. Alcuni esempi applicativi sono come bobine di sintonia nei ricevitori radio portatili, nei filtri di rete, negli alimentatori a commutazione.

BIBLIOGRAFIA (PARTE I)

Testi

- **P. Horowitz**

- **The art of Electronics** - Cambridge University Press, 1980

- **A. Montanari**

- **Tecnologia delle costruzioni elettroniche** - Cupido, 1988

- **Landee, Davis, Albrecht**

Electronics Designer's Handbook, 2nd Ed.

- **U. Tietze, C. Schenk**

- **Electronic circuits: design and applications** - Springer, 1991

- **G. Ghione**

- **Dispositivi per la microelettronica** - McGraw-Hill, 1998

Bollettini tecnici, riviste e siti WEB

- **Analogue Dialogue, 30-2 (1996), pagg. 18-21**

Analogue device "Capacitance and capacitors"

- **Elettronica Oggi n°244 - 31 Ottobre 1997**

"Come scegliere l'elettrolitico adatto alla vostra applicazione"

- **Elettronica Oggi n°250 - 29 Febbraio 1998**

"Gli elettrolitici Os-Con"

www.xicor.com Potenziometri digitali

www.hightech.ch Circuiti su supporto flessibile

www.murata.com Componentistica discreta analogica

www.fenwal.com PTC & NTC

www.maxim.com Potenziometri digitali

www.matsushita.com Componentistica discreta ed integrata



Parte II

**Amplificatori lineari con reazione:
classificazione, metodi di analisi
ed effetti della reazione sulle
caratteristiche degli amplificatori
Criteri di analisi della stabilità.**

INTRODUZIONE

Negli argomenti precedentemente trattati ed anche in altri corsi di studio ci siamo trovati di fronte a vari sistemi con reazione. Ad esempio, quando sull'emettitore di un transistor bipolare si è posta una resistenza di emettitore perché venisse stabilizzato il punto di lavoro agli effetti delle variazioni in temperatura e anche delle variazioni delle caratteristiche da dispositivo a dispositivo, abbiamo effettuato una reazione, per l'esattezza una reazione di tipo negativo; questa infatti agiva nel senso che fosse possibile ottenere prestazioni pressoché identiche da circuiti diversi che usassero uno stesso tipo di transistor.

Basti pensare che la reazione è alla base del nostro vivere quotidiano. Lo stesso fatto di poter stare in piedi oppure il fatto di poter scrivere sono frutto di una reazione: l'occhio verifica ciò che sta avvenendo e le informazioni che esso invia al cervello tengono continuamente sotto controllo i muscoli affinché il consenso tra quello che è lo stimolo del cervello e quello che l'occhio verifica sia portato alla attuazione con il minimo errore rispetto al progetto iniziale.

In generale, infatti, per quanto concerne lo studio che andiamo prefigurando, lo scopo finale è quello di riuscire ad ottenere un'uscita dal sistema elettronico con certe caratteristiche di ampiezza e fase, impedenza, banda, distorsione, ecc.; per fare in modo che le caratteristiche dell'uscita siano le più vicine possibili a quelle ideali poste come traguardo, il metodo al quale si è accennato quando si è parlato degli alimentatori a commutazione, è quello di prelevare parte dell'uscita e riportarla sull'ingresso in modo che gli eventuali scostamenti della grandezza di uscita dai traguardi preposti, vadano ad influenzare l'ingresso nel senso di ridurre gli scostamenti stessi.

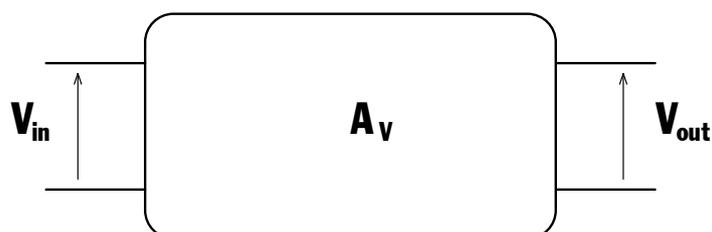
Nel parlare della reazione esamineremo prima quella negativa poiché essa rappresenta lo strumento per migliorare le prestazioni delle reti amplificatrici. In seguito parleremo anche della reazione positiva, soprattutto per introdurre gli oscillatori; come vedremo, questi circuiti funzionano a reazione positiva e sono in grado di generare, a partire da una tensione continua, segnali periodici.

Reti amplificatrici elementari

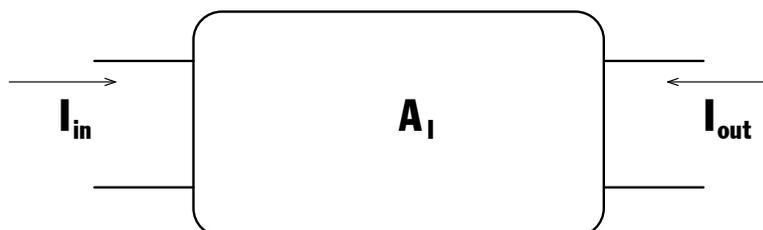
Per introdurre lo studio della reazione che riguarda le applicazioni e i vantaggi della reazione negativa è necessario prima di tutto ricordare le caratteristiche delle reti amplificatrici elementari in modo da poterne fare una classificazione.

Le reti amplificatrici sono essenzialmente di 4 tipi fondamentali:

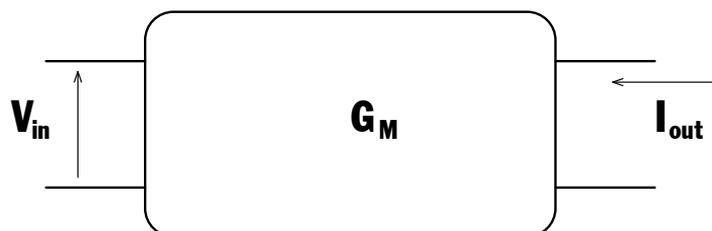
1 - amplificatori di tensione:



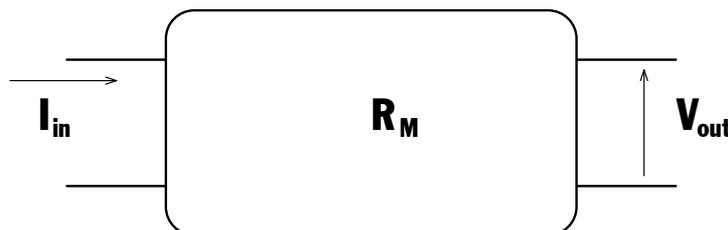
2 - amplificatori di corrente:



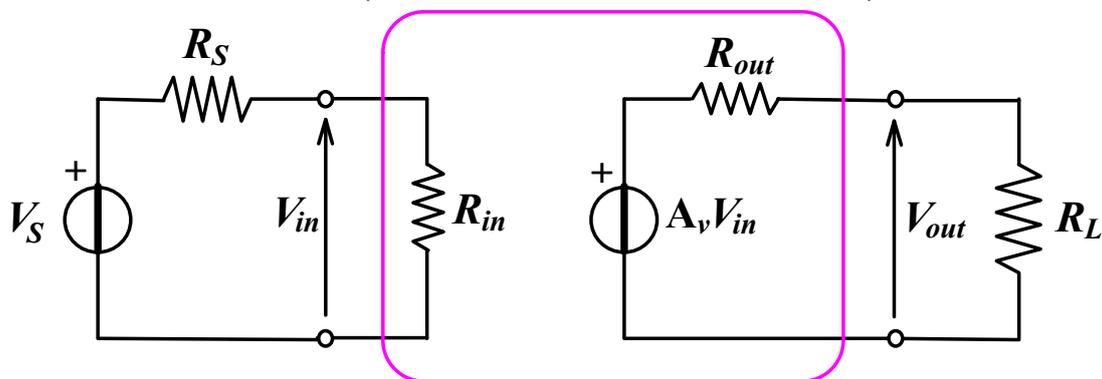
3 - amplificatori di transconduttanza:



4 - amplificatori di transresistenza:



Amplificatore di tensione
(Convertitore tensione/tensione)



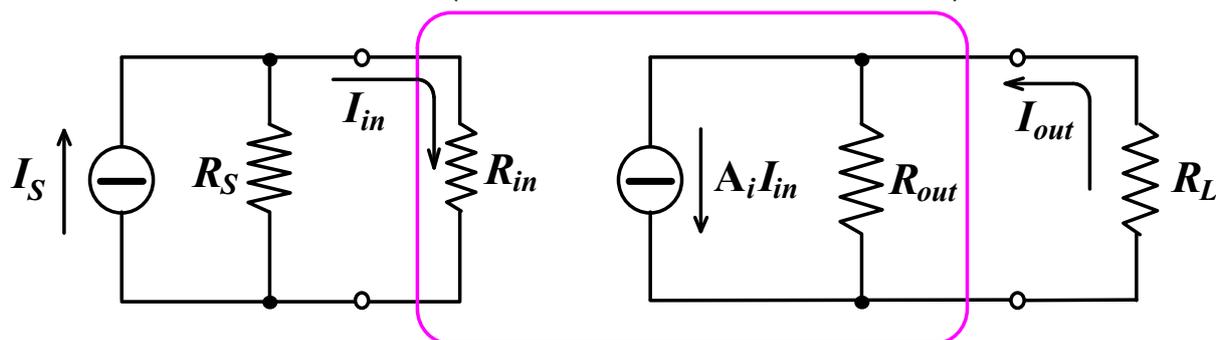
se $R_{in} \gg R_S \Rightarrow V_{in} \cong V_S$

se $R_{out} \ll R_L \Rightarrow V_{out} \cong A_v V_{in}$

$\Rightarrow V_{out} \cong A_v V_S$

$$A_v = \lim_{R_L \rightarrow \infty} \frac{V_{out}}{V_{in}}$$

Amplificatore di corrente
(Convertitore corrente/corrente)



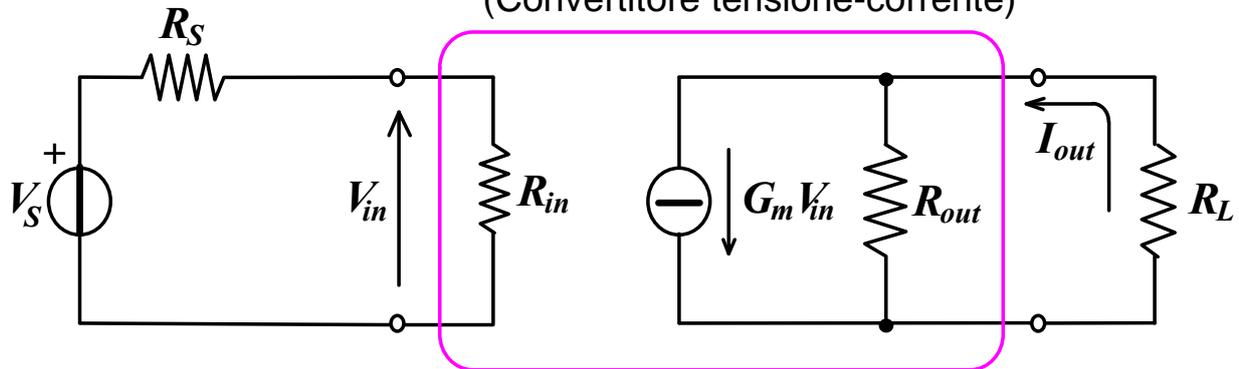
se $R_{in} \ll R_S \Rightarrow I_{in} \cong I_S$

se $R_{out} \gg R_L \Rightarrow I_{out} \cong A_i I_{in}$

$\Rightarrow I_{out} \cong A_i I_S$

$$A_i = \lim_{R_L \rightarrow 0} \frac{I_{out}}{I_{in}}$$

Amplificatore di transconduttanza
(Convertitore tensione-corrente)



se $R_{in} \gg R_S \Rightarrow V_{in} \cong V_S$

se $R_{out} \gg R_L \Rightarrow I_{out} \cong G_m V_{in}$

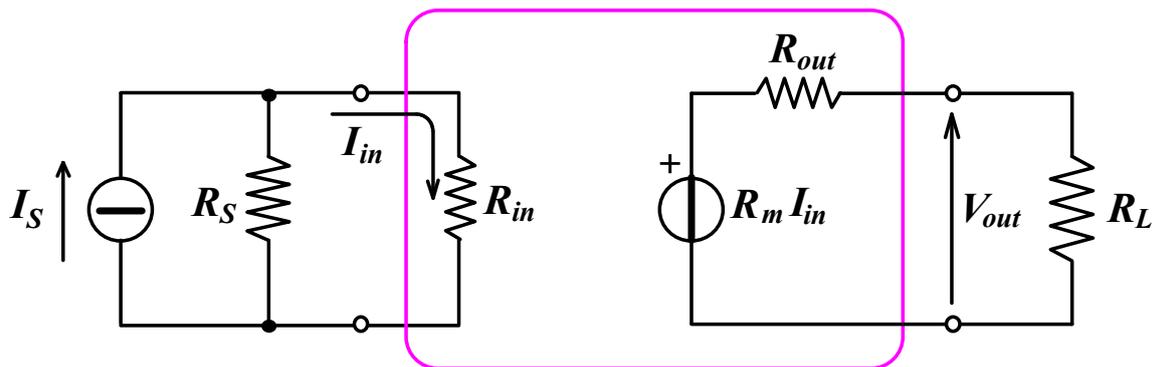
\Rightarrow

$$I_{out} \cong G_m V_S$$

$$G_m = \lim_{R_L \rightarrow 0} \frac{I_{out}}{V_{in}}$$

$$[G_m] = \Omega^{-1}$$

Amplificatore di transresistenza
(Convertitore corrente-tensione)



se $R_{in} \ll R_S \Rightarrow I_{in} \cong I_S$

se $R_{out} \ll R_L \Rightarrow V_{out} \cong R_m I_{in}$

\Rightarrow

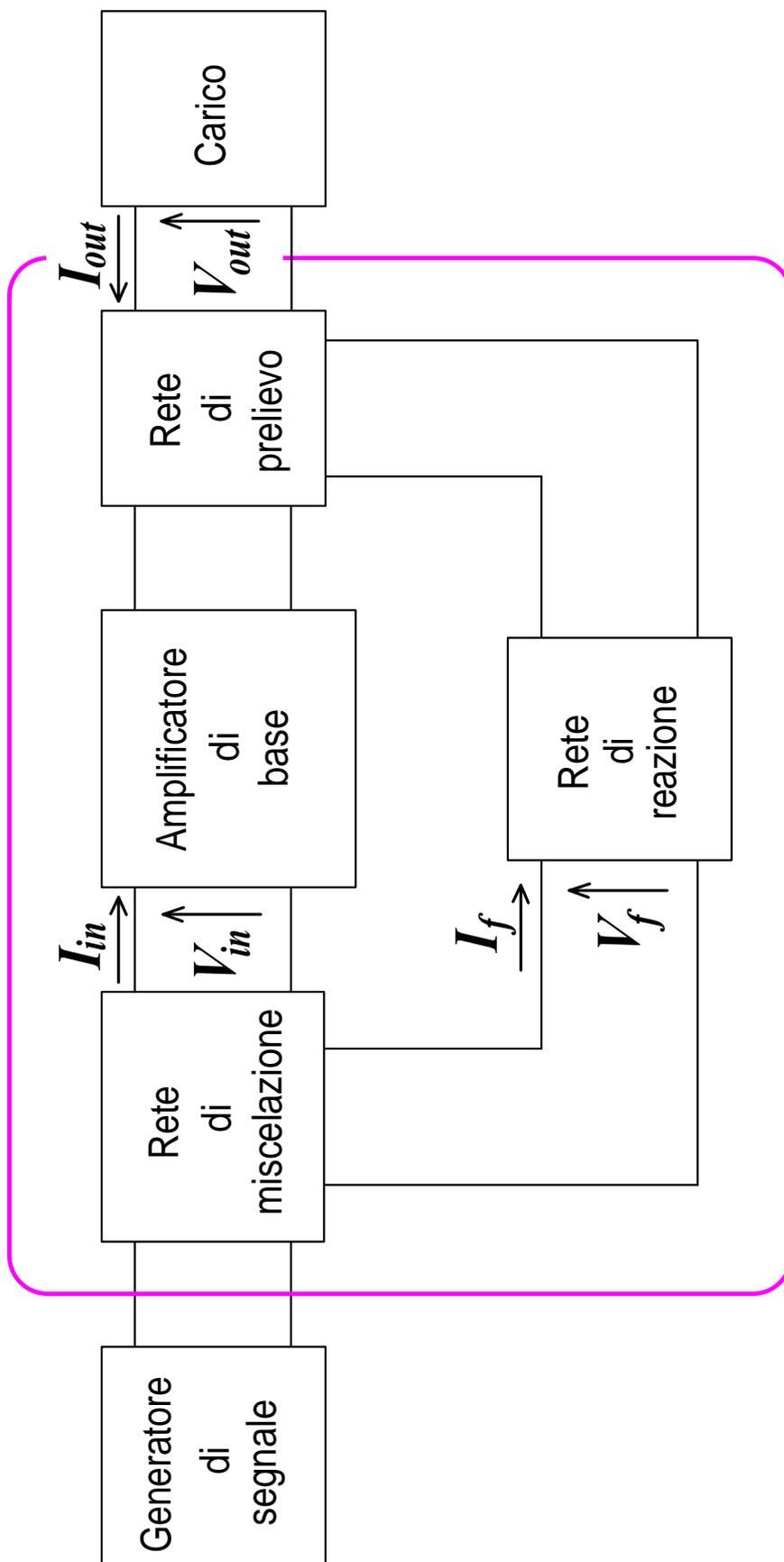
$$V_{out} \cong R_m I_S$$

$$R_m = \lim_{R_L \rightarrow \infty} \frac{V_{out}}{I_{in}}$$

$$[R_m] = \Omega$$

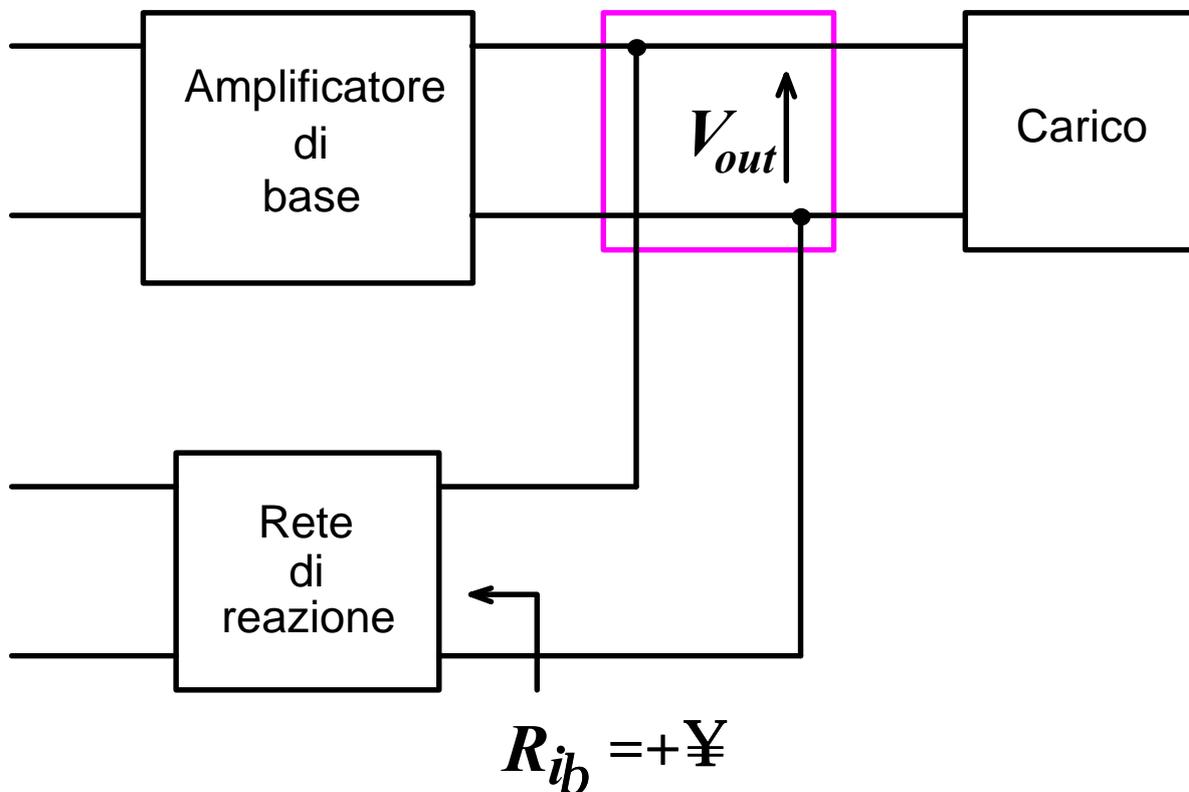
Schema di un amplificatore retroazionato

Amplificatore retroazionato

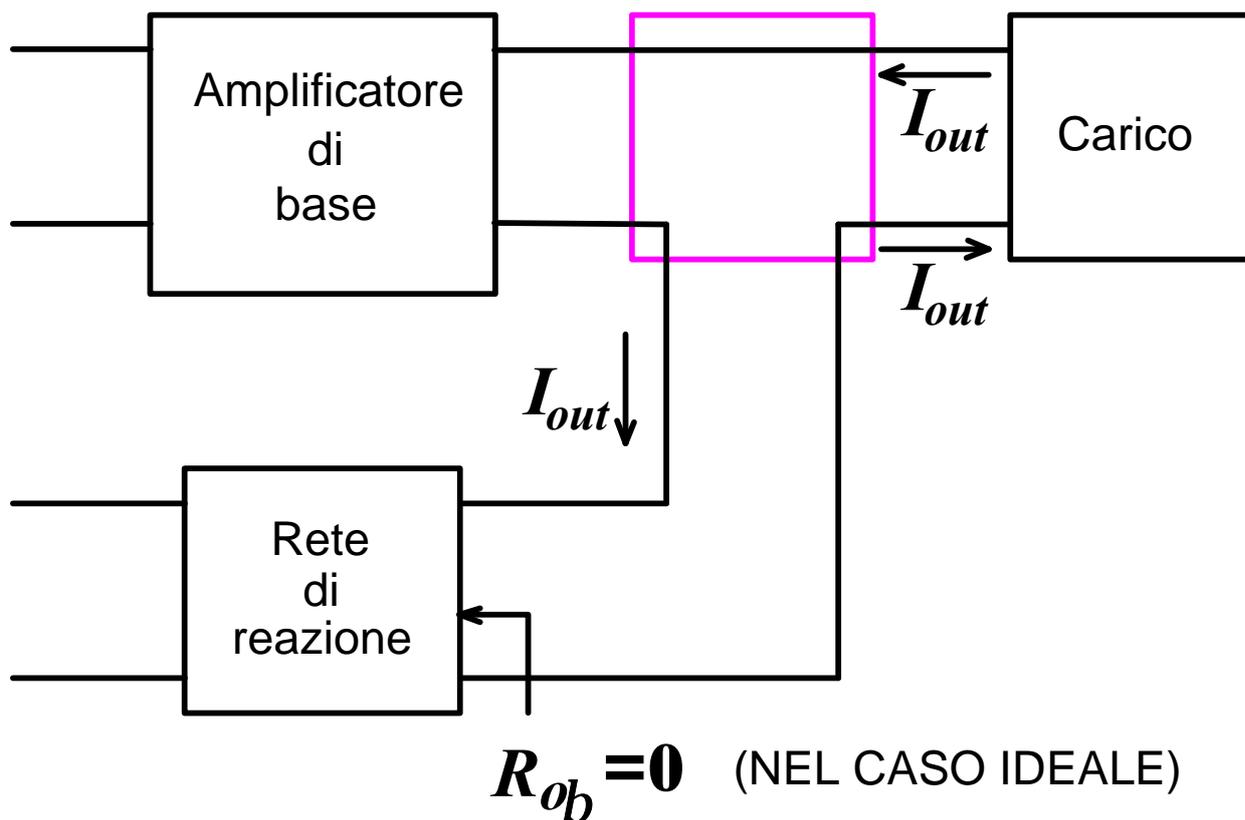


Reti di prelievo in uscita

Prelievo di tensione (parallelo in uscita)

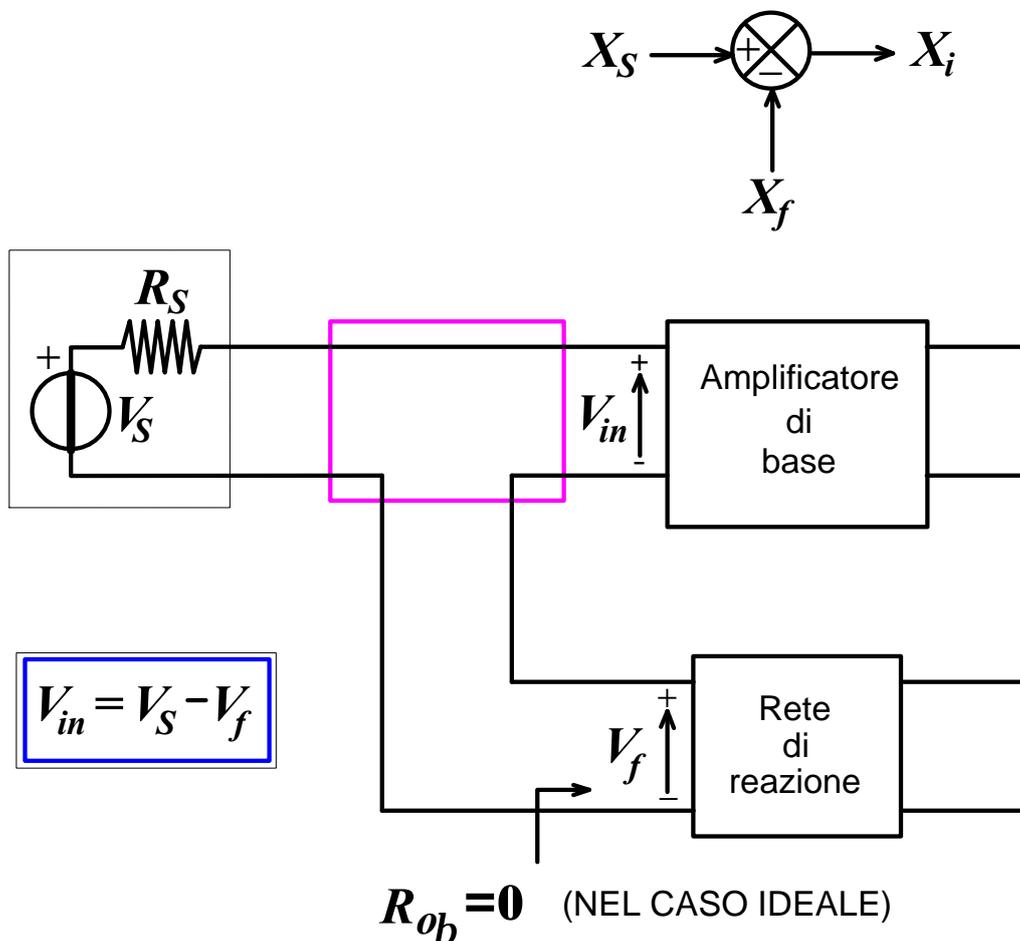


Prelievo di corrente (serie in uscita)

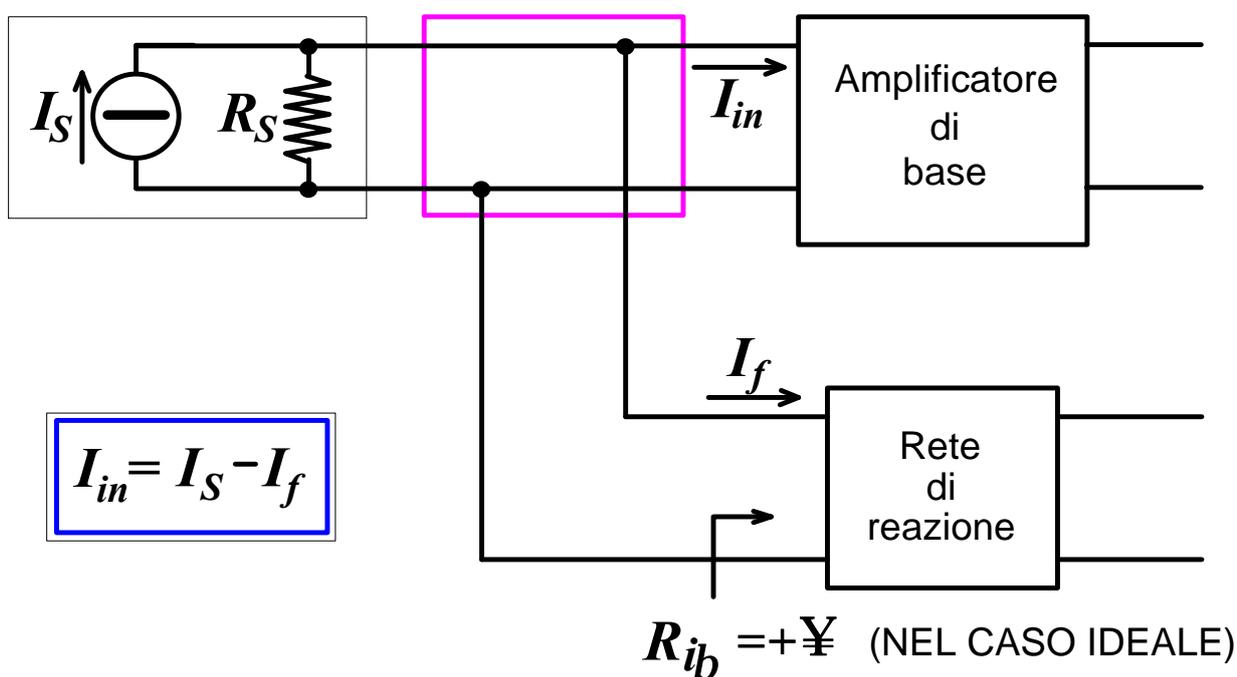


Reti di miscelazione in ingresso

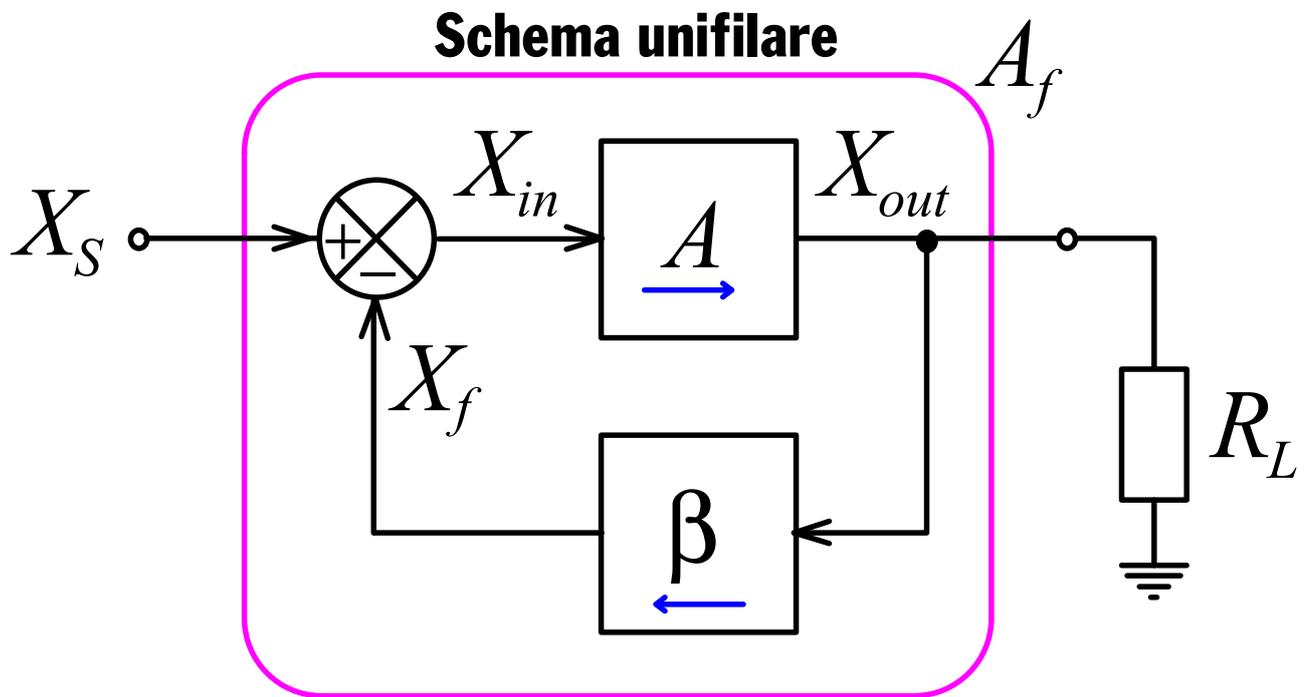
Miscelazione di tensioni (o confronto serie in ingresso)



Miscelazione di correnti (o confronto parallelo in ingresso)



Grandezze tipiche di un amplificatore retroazionato



$$X_{in} = X_S - X_f \quad A = \frac{X_{out}}{X_{in}} \quad A_f = \frac{X_{out}}{X_S} \quad \beta = \frac{X_f}{X_{out}}$$

$$X_{in} = X_S - \beta X_{out} = X_S - \beta A X_{in} \Rightarrow X_S = X_{in} (1 + \beta A)$$

⇓

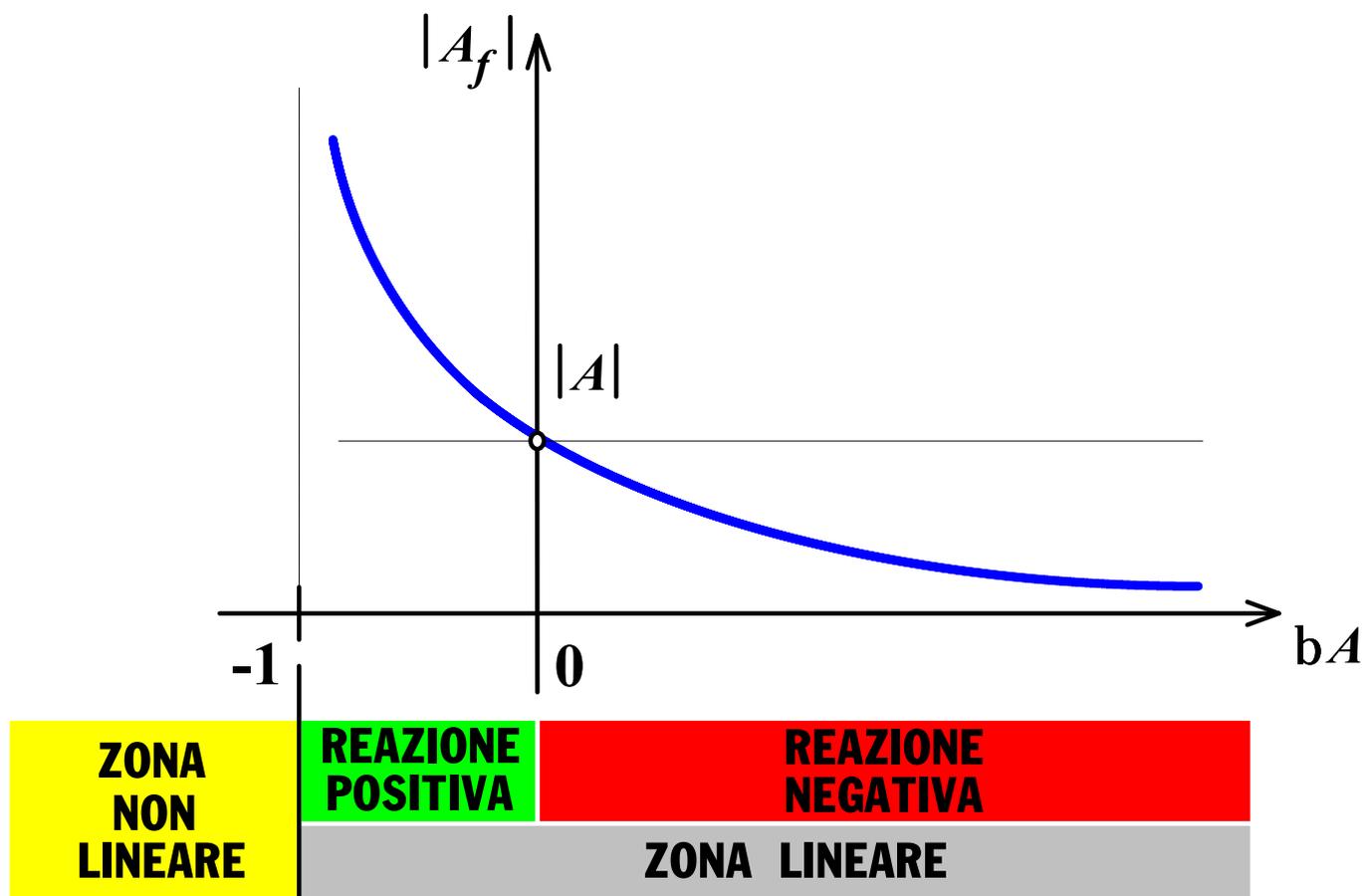
$$A_f = \frac{X_{out}}{X_S} = \frac{X_{out}}{X_{in} (1 + \beta A)} = \boxed{\frac{A}{1 + \beta A}} \stackrel{\beta A \gg 1}{\cong} \frac{A}{A\beta} = \frac{1}{\beta}$$

NOTA: In generale le grandezze X dipendono da W e sono complesse

$$|1 + \beta A| > 1 \Rightarrow |A_f| < |A| \Rightarrow \text{reazione negativa}$$

$$|1 + \beta A| < 1 \Rightarrow |A_f| > |A| \Rightarrow \text{reazione positiva}$$

IL GUADAGNO AD ANELLO APERTO



Assenza di reazione $\Rightarrow \beta = 0 \Rightarrow |\beta A| = 0 \Rightarrow |A_f| = |A|$

$$-1 < |\beta A| < 0 \Rightarrow |1 + \beta A| < 1 \Rightarrow |A_f| = \frac{|A|}{1 + \beta A} > |A|$$

$$0 < |\beta A| \Rightarrow |1 + \beta A| > 1 \Rightarrow |A_f| < |A|$$

Si definisce

$\beta A =$ **GUADAGNO ad ANELLO APERTO**

Sensibilità e desensibilità

$$S = \frac{\frac{dA_f}{A_f}}{\frac{dA}{A}} \quad \text{ovvero} \quad S = \frac{dA_f}{dA} \cdot \frac{A}{A_f} \quad D = \frac{1}{S}$$

$$\frac{dA_f}{dA} = \frac{1}{1+\beta A} - \frac{\beta A}{(1+\beta A)^2} = \frac{1+\beta A - \beta A}{(1+\beta A)^2} = \frac{1}{1+\beta A} = \frac{A_f}{A(1+\beta A)}$$

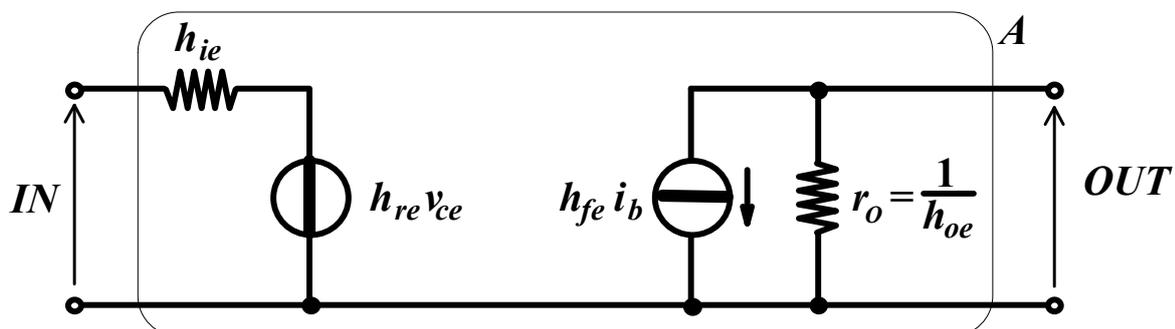
$$S = \frac{A_f}{A(1+\beta A)} \cdot \frac{A}{A_f} = \frac{1}{1+\beta A} \quad D = 1+\beta A$$

Con reazione negativa $S \searrow \Rightarrow D \nearrow$ **poichè** $|1+\beta A| > 1$

Esempio: $\beta A = 9 \Rightarrow 1+\beta A = 10$; $\frac{dA}{A} = 20\% \Rightarrow \frac{dA_f}{A_f} = 2\%$
 ovviamente se $A = 1000 \Rightarrow A_f = 100$

Ipotesi

- 1) Il segnale tra ingresso ed uscita è trasmesso soltanto attraverso A
 Quindi $A=0 \Rightarrow X_{out} = 0$.
 [la rete b è unilaterale]
- 2) Il segnale tra uscita ed ingresso è trasmesso soltanto attraverso β
 Sono assenti sia l'effetto Early che l'effetto Miller (nel BJT)
 [la rete A è unilaterale]
- 3) Nei dispositivi attivi a 3 terminali esiste un collegamento tra un polo della porta di IN e un polo della porta di OUT

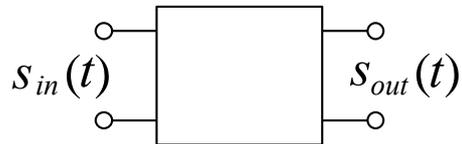


DISTORSIONE LINEARE (distorsione in frequenza)

CONDIZIONE DI NON DISTORSIONE

$$|A(f)| = A_0$$

$$\angle A(f) = \varphi(f) = kf$$



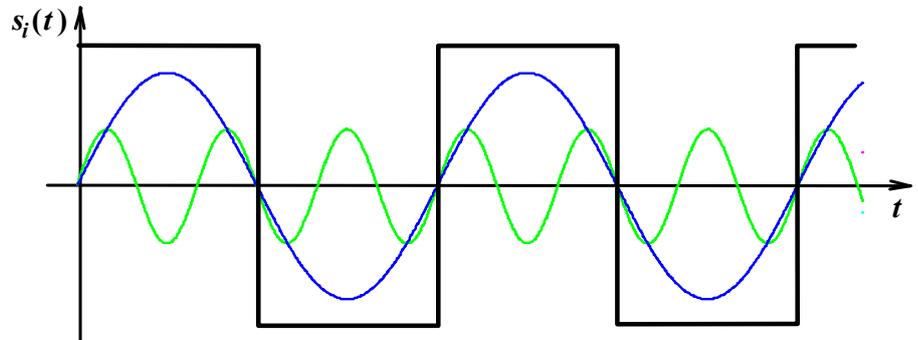
$$s_{in}(t) = V_0 \sin(t)$$

$$s_{out}(t) = A_0 V_0 \sin(t - t_0)$$

$$|S_{out}(w_1)| = A_0 S_{in}(w_1)$$

$$|S_{out}(w_3)| = A_0 S_{in}(w_3)$$

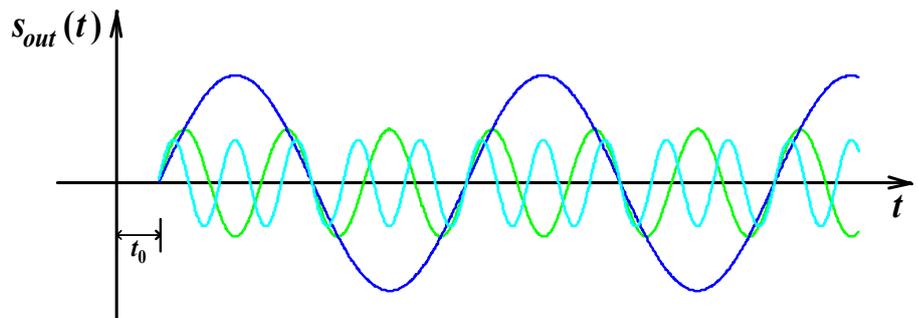
.....
.....



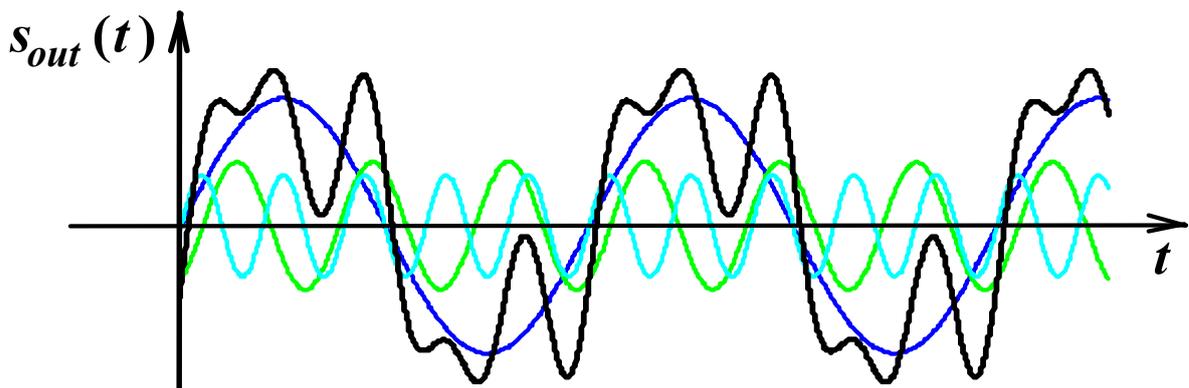
$$j_1 = w_1 t_0$$

$$j_3 = w_3 t_0 = 3w_1 t_0$$

.....
.....

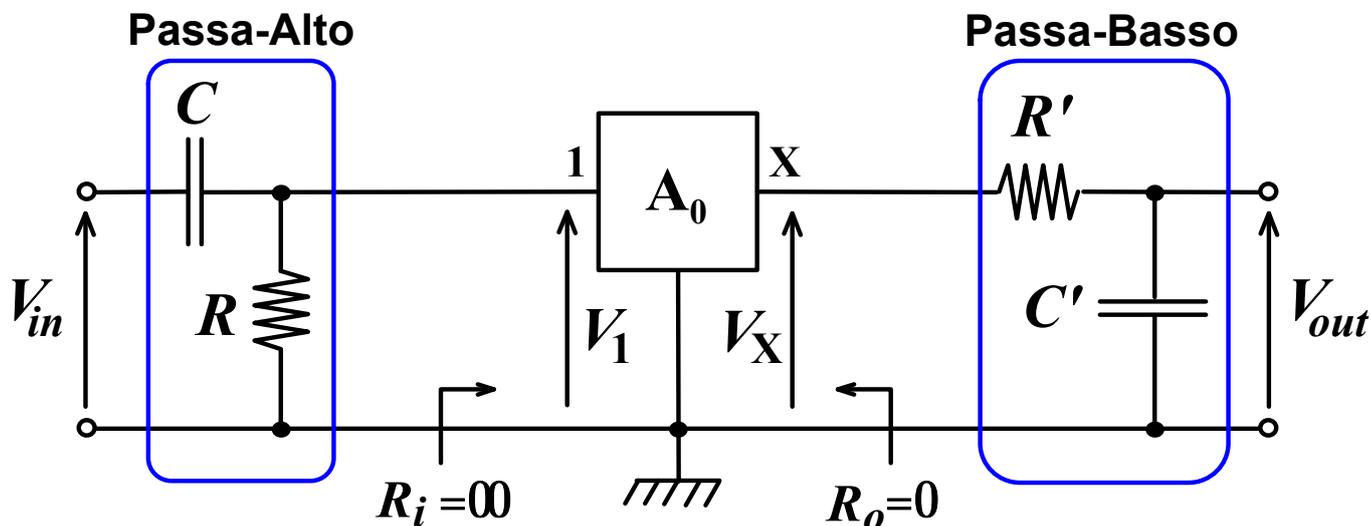


Principio di causalità $\tau = t_0 = -\frac{d\varphi}{d\omega} > 0$ se $\varphi_1 = \omega_1 t'_0$ con $t'_0 \neq t''_0 \Rightarrow$ quadripolo dispersivo
 $\varphi_3 = \omega_3 t''_0$



Risposta in frequenza di un amplificatore retroazionato

Schematizzazione di un amplificatore passa-banda



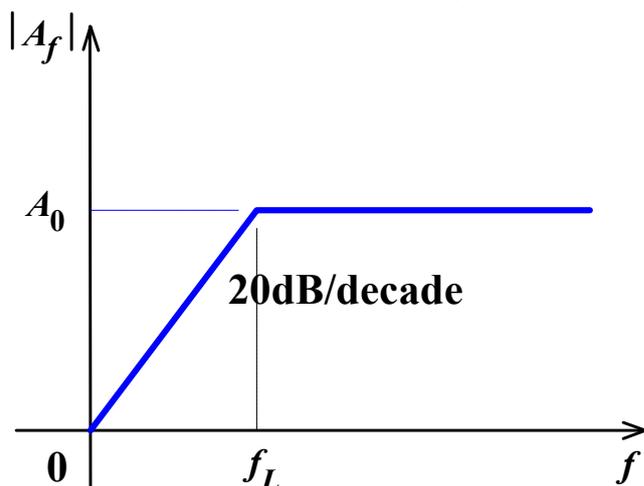
Nota: La posizione dei filtri PA e PB è invertibile

Circuito Passa-Alto

$$V_X = A_0 V_1$$

$$V_1 = \frac{R}{R + \frac{1}{j\omega C}} \cdot V_{in} = \frac{V_{in}}{1 + \frac{1}{j\omega RC}} = \frac{V_{in}}{1 - j \frac{\omega_L}{\omega}} \quad \text{con} \quad \omega_L = \frac{1}{RC}$$

$$V_{out} \cong V_X = \frac{A_0 V_{in}}{1 - j \frac{f_L}{f}} \quad \text{per frequenze basse } \omega < \omega_L$$



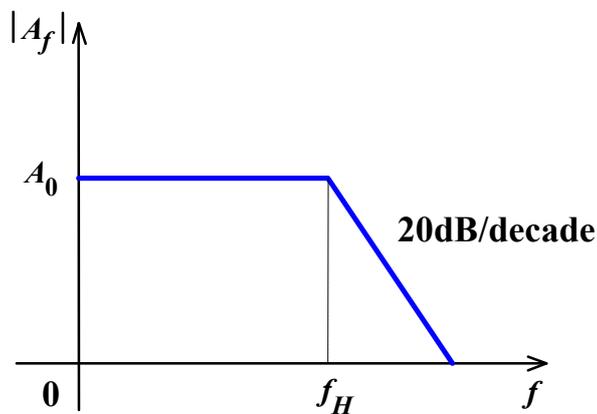
$$A(f) = \frac{V_{out}}{V_{in}} \cong \frac{A_0}{1 - j \frac{f_L}{f}}$$

Circuito Passa-Basso

$$V_{out} = \frac{1}{j\omega C'} \cdot V_X = \frac{V_X}{1 + j\omega R' C'} = \frac{V_X}{1 + j \frac{\omega}{\omega_H}} \quad \text{con } \omega_H = \frac{1}{R' C'}$$

$$V_X \cong A_0 V_{in}$$

per frequenze alte $\omega > \omega_H$



$$A(f) = \frac{V_{out}}{V_{in}} \cong \frac{A_0}{1 + j \frac{f}{f_H}}$$

Effetto della reazione in bassa frequenza

$$A_f(f) = \frac{A(f)}{1 + \beta A(f)} = \frac{\frac{A_0}{1 - j \frac{f_L}{f}}}{1 + \beta \frac{A_0}{1 - j \frac{f_L}{f}}} = \frac{A_0}{1 - j \frac{f_L}{f} + \beta A_0} = \frac{\frac{A_0}{1 + \beta A_0}}{\frac{1 + \beta A_0}{1 + \beta A_0} - j \frac{f_L}{(1 + \beta A_0)f}}$$

$$A_{0f} = \frac{A_0}{1 + \beta A_0}$$

$$f_{L_f} = \frac{f_L}{1 + \beta A_0}$$

$$A_f(f) = \frac{A_{0f}}{1 - j \frac{f_{L_f}}{f}}$$

$$\varphi(f) = \arctg \frac{\text{Im}(f)}{\text{Re}(f)} = \text{tg}^{-1} \frac{f_{L_f}}{f} \quad - \frac{d\varphi}{d\omega} > 0$$

Effetto della reazione in alta frequenza

$$A_f(f) = \frac{A(f)}{1 + \beta A(f)} = \frac{\frac{A_0}{1 + j \frac{f}{f_H}}}{1 + \beta \frac{A_0}{1 + j \frac{f}{f_H}}} = \frac{A_0}{1 + j \frac{f}{f_H} + \beta A_0} = \frac{\frac{A_0}{1 + \beta A_0}}{1 + j \frac{f}{(1 + \beta A_0) f_H}}$$

$$A_{0f} = \frac{A_0}{1 + \beta A_0}$$

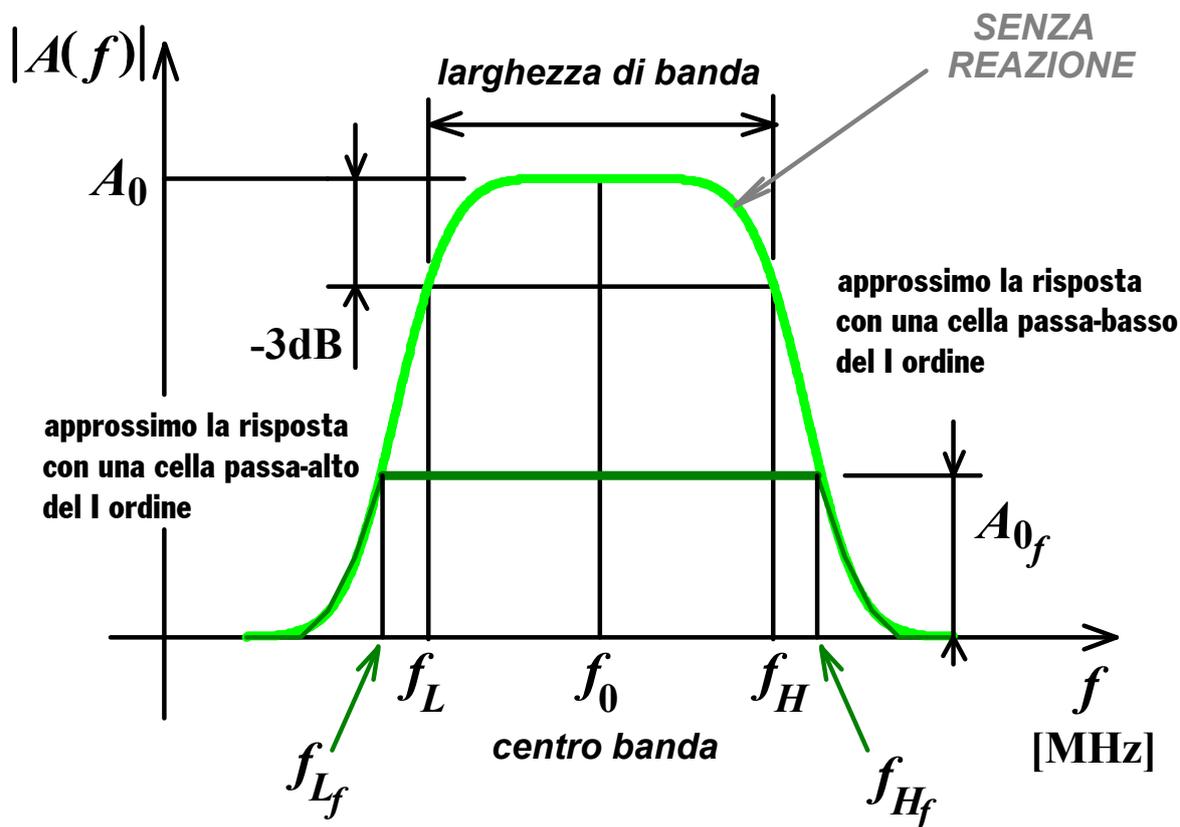
\Rightarrow

$$A_f(f) = \frac{A_{0f}}{1 + j \frac{f}{f_{Hf}}}$$

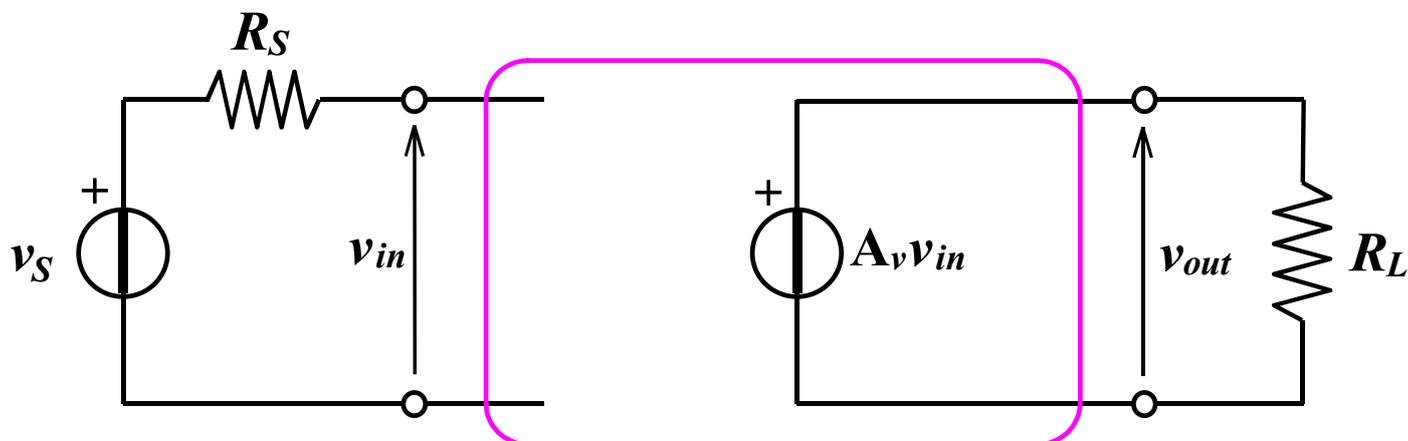
$$f_{Hf} = f_H (1 + \beta A_0)$$

$$\varphi(f) = \text{arctg} \frac{\text{Im}(f)}{\text{Re}(f)} = \text{tg}^{-1} \frac{f}{f_{Hf}} \quad - \frac{d\varphi}{d\omega} > 0$$

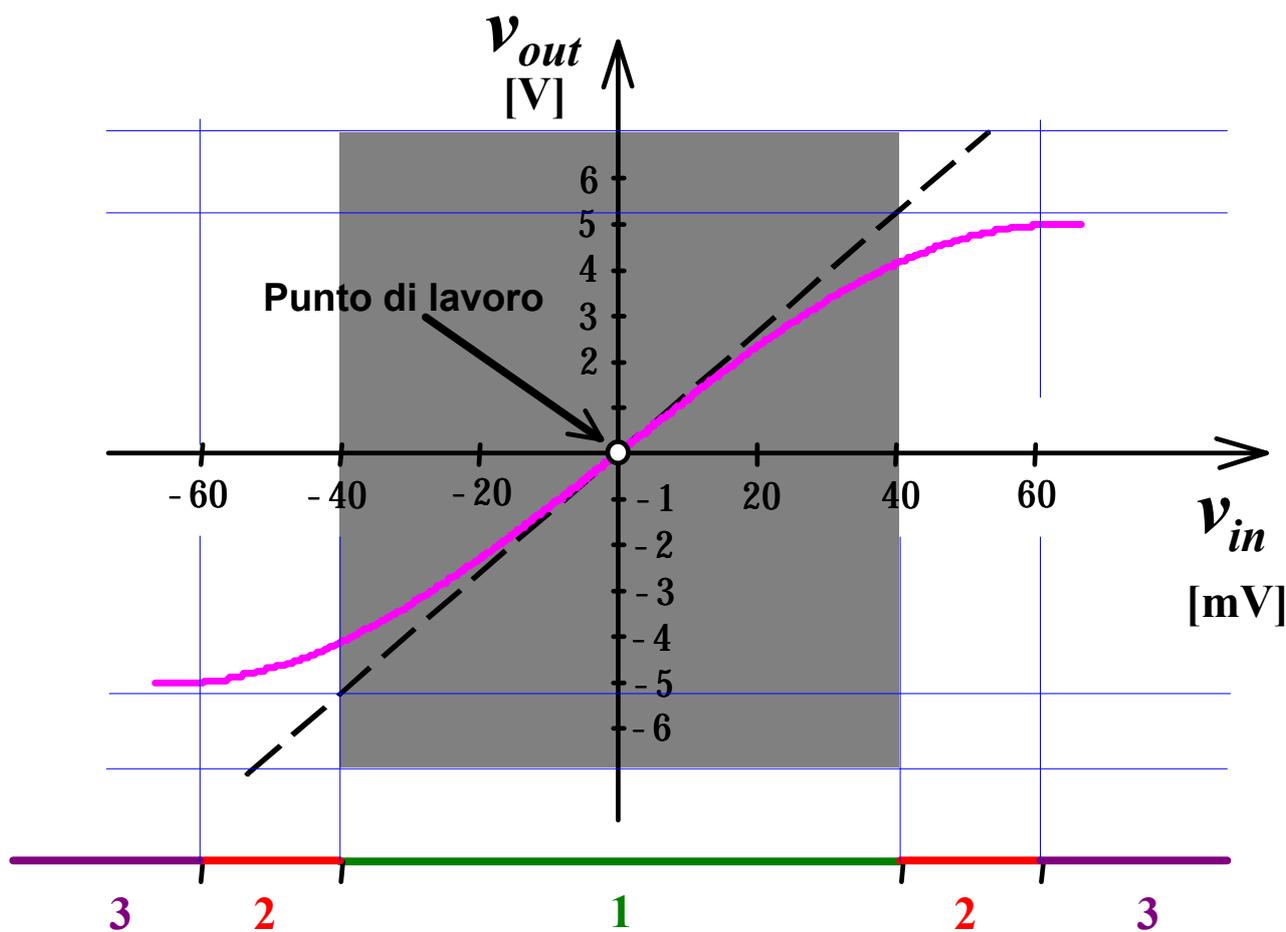
Effetto della reazione sulla banda



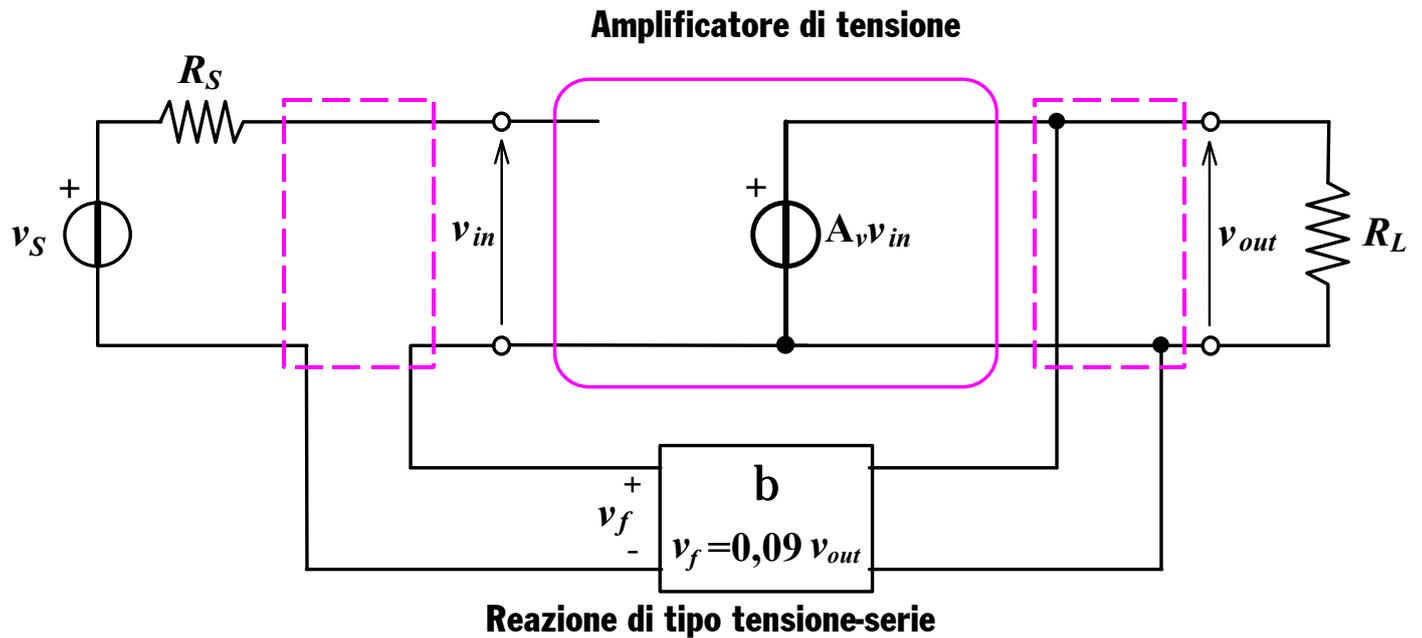
DISTORSIONE NON LINEARE



$A_v \neq \text{cost.} = f(V_{in})$ **Non linearità dei dispositivi attivi**



- 1** • $0 \leq |v_{in}| \leq 40\text{mV} \Rightarrow A_v = 100 \Rightarrow |v_{out}| = 100|v_{in}|$
- 2** • $40 \leq |v_{in}| \leq 60\text{mV} \Rightarrow A_v < 100 \Rightarrow |v_{out}| = 100|v_{in}| - 2500 \left(|v_{in}| - 0,04 \right)^2$
- 3** • $|v_{in}| > 60\text{mV} \Rightarrow A_v = 0 \Rightarrow |v_{out}| = \text{costante} = 5\text{V}$



$$v_f = 0,09 v_{out}$$

$$1 + \beta A_v = 1 + 100 \cdot 0,09 = 10$$

Tensione di ingresso:

$$v_{in} = v_S - v_f = v_S - \beta A_v v_{in} \Rightarrow v_{in} = \frac{v_S}{1 + \beta A_v}$$

Tensione di uscita:

$$v_{out} = A_v v_{in} = A_v v_S - A_v v_f = A_v v_S - \beta A_v v_{out} \Rightarrow v_{out} = \frac{A_v v_S}{1 + \beta A_v}$$

⇓

$$A_f = \frac{v_{out}}{v_S} = \frac{A_v}{1 + \beta A_v} = \frac{A_v}{10}$$

Risultati analitici (a parità di segnale in uscita)

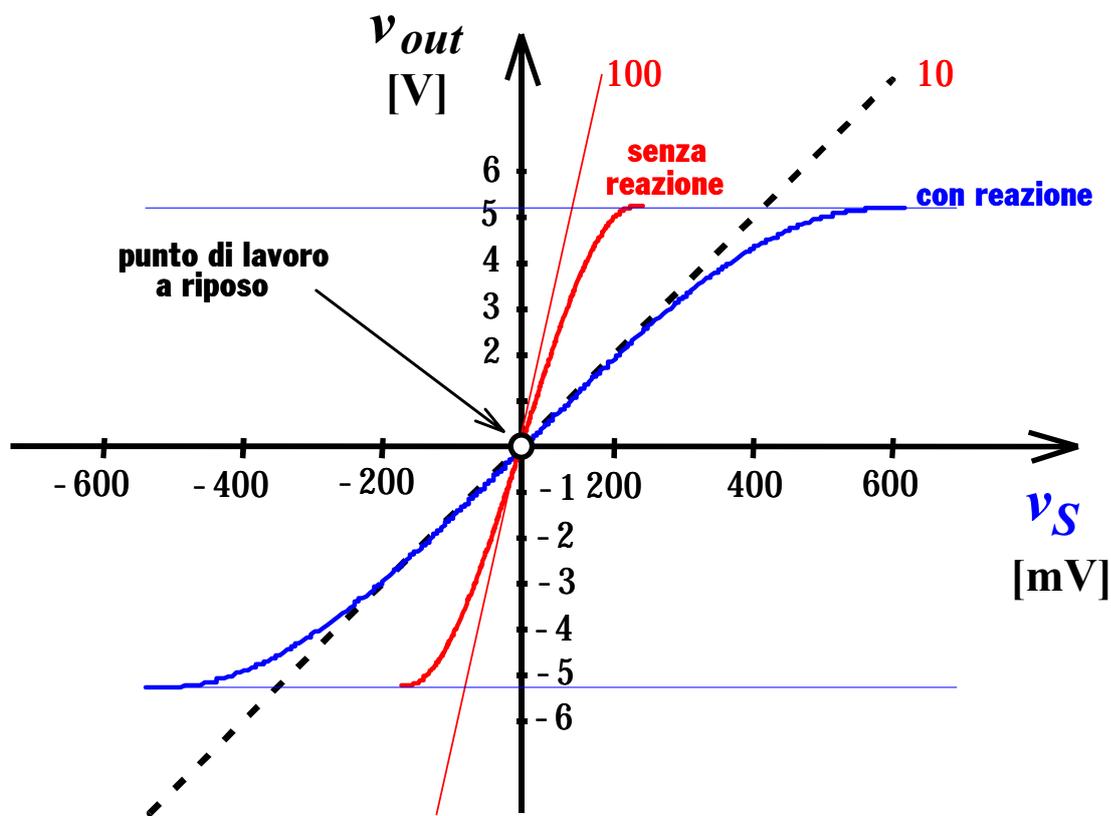
Rete senza reazione

$ v_{in} $ [mV]	$ v_{out} $ [V]	A	$\frac{dA}{A}$
10	1.0	100	0
20	2.0	100	0
30	3.0	100	0
40	4.0	100	0
45	4.44	98,6	1,4%
50	4.75	95	5%
55	4.94	89,8	10,2%
60	5.0	83,3	16,7%

Rete con reazione

$ v_S $ [mV]	$ v_{in} $ [mV]	$ v_{out} $ [V]	A_f	$\frac{dA_f}{A_f}$
100	10	1.0	10	0
200	20	2.0	10	0
300	30	3.0	10	0
400	40	4.0	10	0
444	45	4.44	10	0
478	50	4.75	9,93	0,7%
500	55	4.94	9,88	1,2%
510	60	5.0	9,8	2%

zona di non linearità



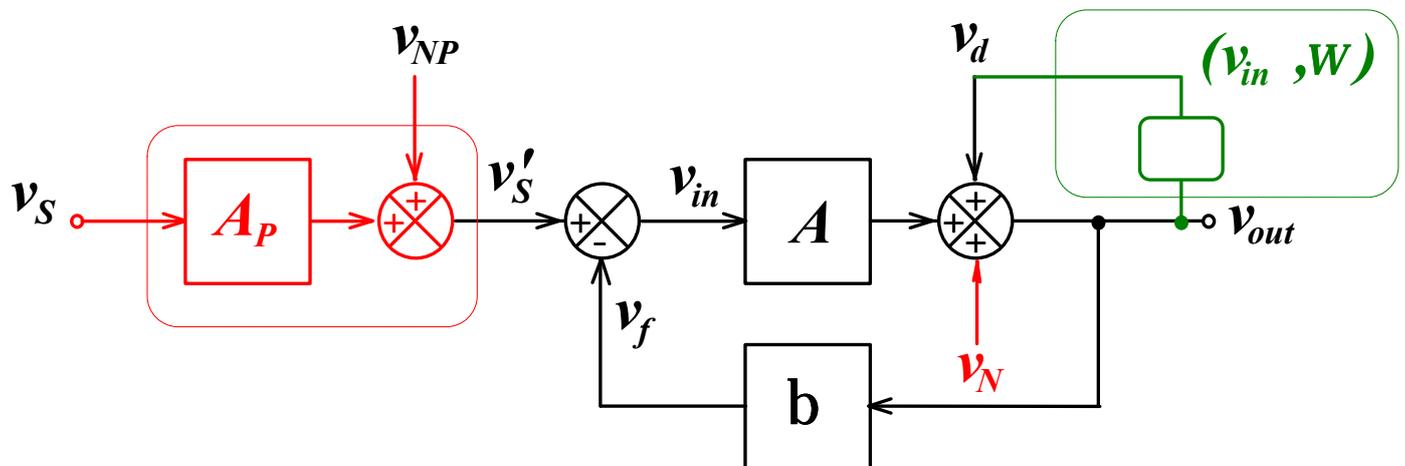
$$\frac{dA_f}{A_f} < \frac{dA}{A}$$

Effetti della retroazione nei confronti della ditorione e del rumore

Per un segnale sinusoidale \Rightarrow ipotizzando un termine quadratico nella caratteristica IN/OUT (IIa armonica)

$$v_{in}(t) = V_{iM} \text{sen } \omega t \quad V_{iM} > 40\text{mV} \quad \Rightarrow \quad \text{sen}^2 \omega t = \frac{1}{2} - \frac{1}{2} \cos 2\omega t$$

In generale \Rightarrow si hanno intermodulazioni quando il segnale di ingresso ha banda finita:



Per la sola v_d (ovvero $v_S = 0$ si ha):

$$v_{out} = v_{d_f} = v_d - v_{d_f} \beta A \quad v_{d_f} = \frac{v_d}{1 + \beta A}$$

$$v_{out} = A v_S + v_d \quad (\text{senza reazione } v_{in} = v_S)$$

Se utilizzo un preamplificatore con $A_P = 1 + \beta A \Rightarrow v'_S = A_P v_S$

$$\Rightarrow v_{out_{f,P}} = A_f v'_S + v_{d_f} = A_f (1 + \beta A) v_S + v_{d_f} = A v_S + \frac{v_d}{1 + \beta A}$$

Analogamente se è presente una componente di rumore riportata in uscita risulta:

$$v_{N_f} = \frac{v_N}{1 + \beta A} \quad \cdot \quad \text{Ipotizzando un preamplificatore a basso rumore deve risultare } v_{NP} \ll v_N \text{ e quindi:}$$

$$v_{N_{totale}} = v_{N_f} + v_{NP} \cdot A_f = \frac{1}{1 + \beta A} (v_N + A \cdot v_{NP})$$

Effetti della reazione sulla resistenza di ingresso

Reazione serie

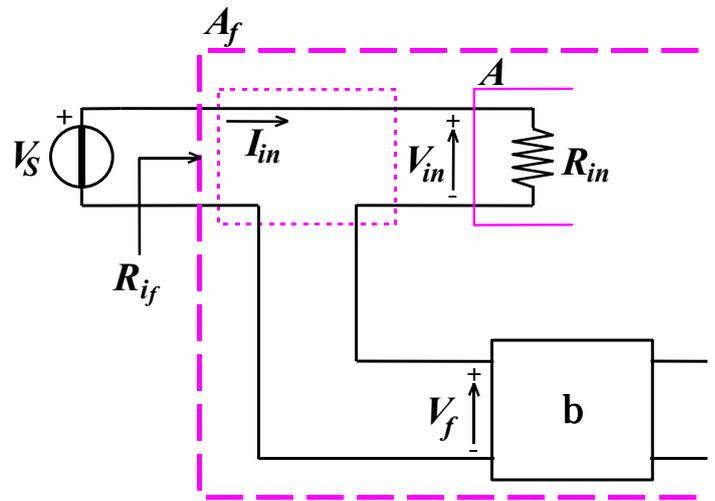
$$V_S = V_{in} + V_f = V_{in} + \beta A V_{in} =$$

$$= V_{in} (1 + \beta A)$$

$$V_f = \beta X_{out} \begin{cases} X_{out} = I_{out} \\ X_{out} = V_{out} \end{cases}$$

$$X_{out} = A V_{in}$$

$$R_{if} = \frac{V_S}{I_{in}} = \frac{V_S}{V_{in}} = \frac{V_{in} (1 + \beta A)}{V_{in}} R_{in} = \boxed{(1 + \beta A) R_{in}}$$



IN DEFINITIVA, CON LA REAZIONE NEGATIVA, LA RESISTENZA DI INGRESSO VIENE AUMENTATA

Reazione parallelo

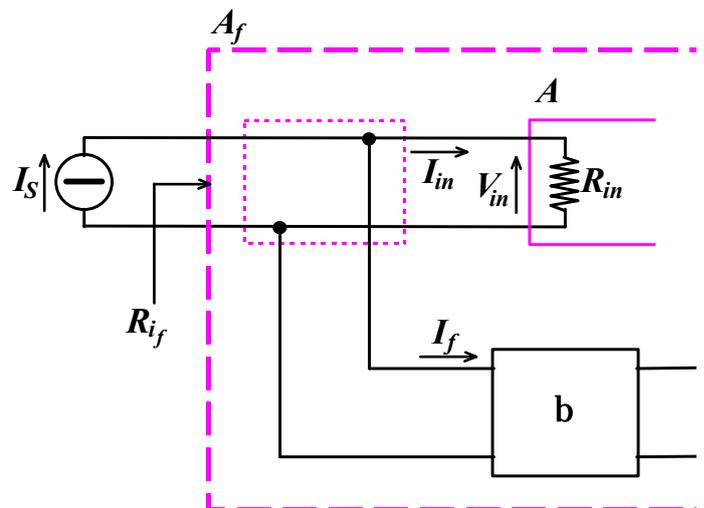
$$I_S = I_{in} + I_f = I_{in} + \beta A I_{in} =$$

$$= I_{in} (1 + \beta A)$$

$$I_f = \beta X_{out} \begin{cases} X_{out} = I_{out} \\ X_{out} = V_{out} \end{cases}$$

$$X_{out} = A I_{in}$$

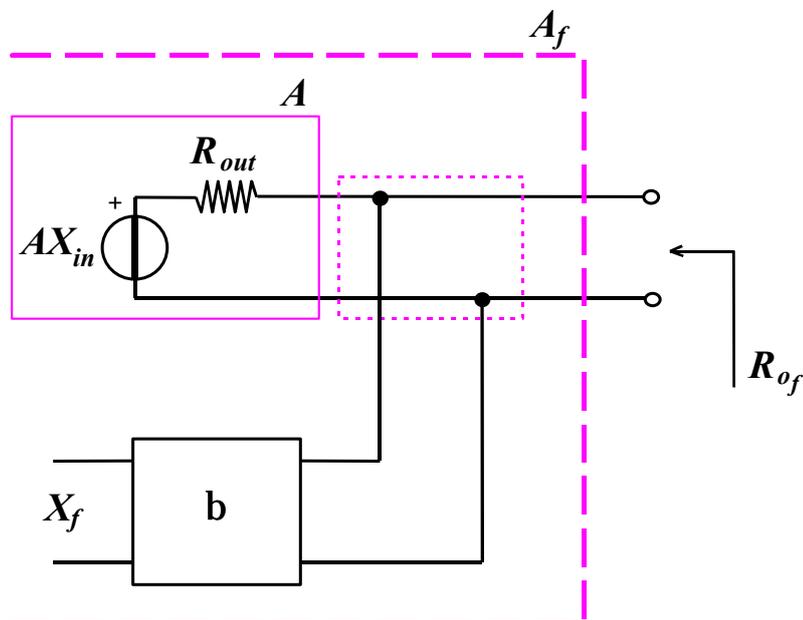
$$R_{if} = \frac{V_{in}}{I_S} = \frac{R_{in} I_{in}}{I_S} = \frac{R_{in} I_{in}}{I_{in} (1 + \beta A)} = \boxed{\frac{R_{in}}{1 + \beta A}}$$



IN DEFINITIVA, CON LA REAZIONE NEGATIVA, LA RESISTENZA DI INGRESSO VIENE DIMINUITA

Effetti della reazione sulla resistenza di uscita

Resistenza di uscita in presenza di reazione con prelievo di tensione in uscita



Ipotesi:

- A unidirezionale
- b unidirezionale
- A non risente degli effetti di carico

$$R_{of} = \frac{V_{oc}}{I_{sc}}$$

oc = open circuit (a vuoto)

sc = short circuit (cortocircuito)

Poichè

$$X_S = X_{in} + X_f = X_{in} + \beta AX_{in} \Rightarrow X_{in} = \frac{X_S}{1 + \beta A}$$

↓

$$V_{oc} = AX_{in} = \frac{AX_S}{1 + \beta A} = A_f X_S$$

Se l'uscita è s.c.:

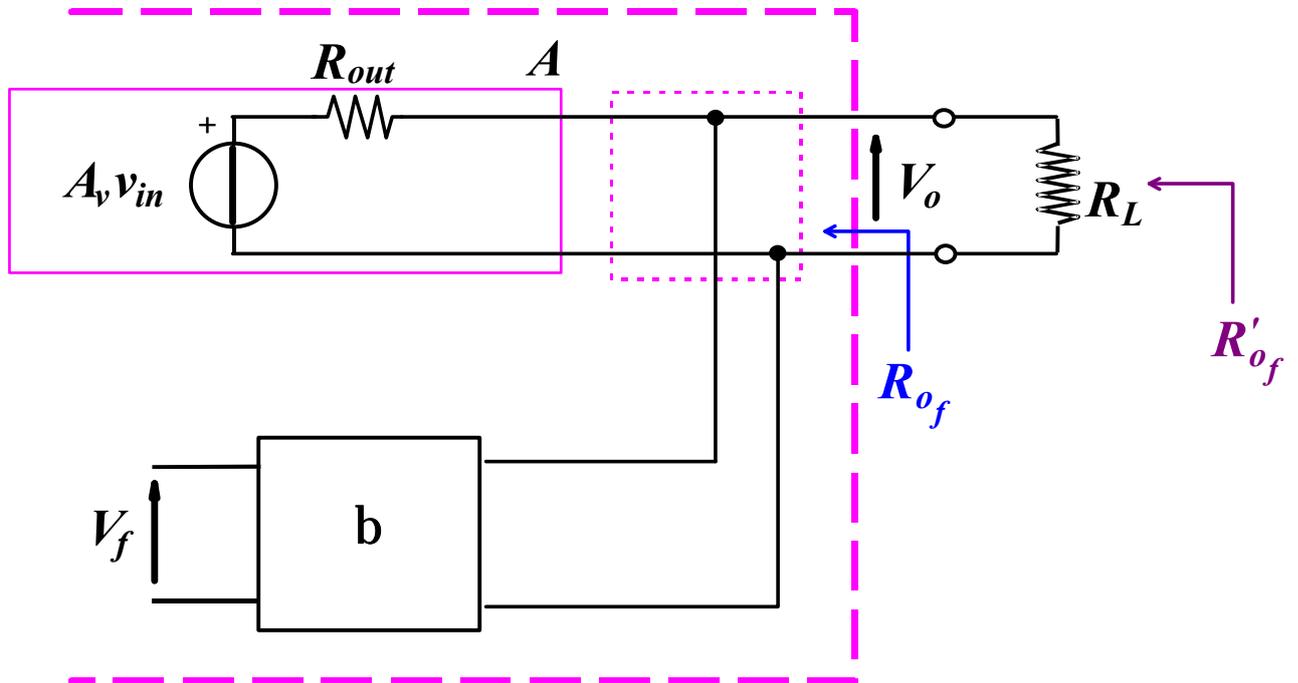
$$V_{out} = 0 \Rightarrow X_f = 0 \Rightarrow X_S = X_{in} \Rightarrow I_{sc} = \frac{AX_S}{R_{out}}$$

↓

$$R_{of} = \frac{AX_S}{1 + \beta A} \frac{R_{out}}{AX_S} = \boxed{\frac{R_{out}}{1 + \beta A}}$$

Se la reazione è negativa: $|1 + \beta A| > 1 \Rightarrow R_{of} < R_{out}$

Resistenza di uscita comprensiva del carico in presenza di reazione con prelievo di tensione in uscita



Abbiamo visto che:

$$R_{of} = \frac{R_{out}}{1 + \beta A}$$

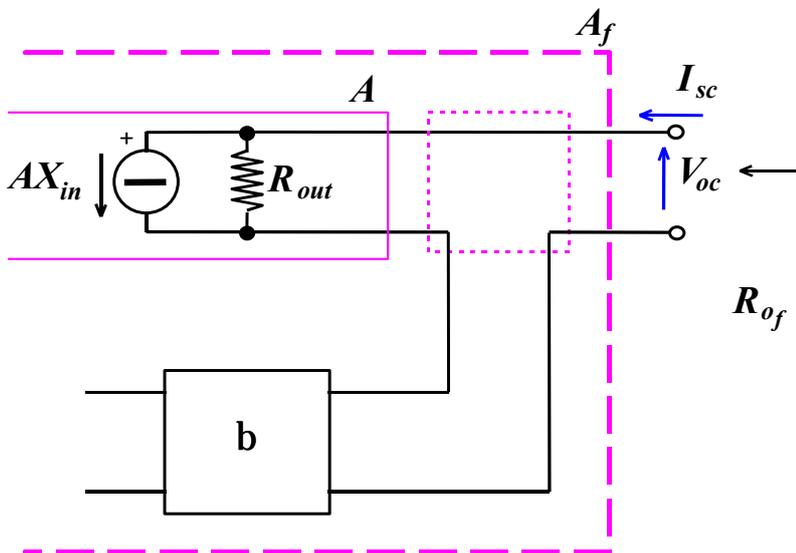
$$R'_{of} = R_{of} // R_L = \frac{R_{out}}{1 + \beta A_v} R_L \frac{1}{\frac{R_{out}}{1 + \beta A_v} + R_L} =$$

$$= \frac{R_{out} R_L}{R_L + \beta A_v R_L + R_{out}} = \frac{R_{out} R_L}{\underbrace{R_L + R_{out}}_{R'_{out}}} \frac{1}{1 + \beta \left[\underbrace{A_v \frac{R_L}{R_L + R_{out}}}_{A_v} \right]} = R'_{out} \frac{1}{1 + \beta A_v}$$

con

$$R'_{out} = R_L // R_{out} \quad A_v = A_v \frac{R_L}{R_L + R_{out}} \quad A_v = \lim_{R_L \rightarrow \infty} A_v$$

Resistenza di uscita in presenza di reazione con prelievo di corrente in uscita



Ipotesi:

- A unidirezionale
- b unidirezionale
- A non risente di effetti di carico

$$R_{of} = \frac{V_{oc}}{I_{sc}}$$

oc = open circuit

sc = short circuit

Poichè quando l'uscita è o.c. non scorre corrente si ha:

$$X_f = 0 \Rightarrow X_{in} = X_S$$

⇓

$$V_{oc} = -AX_{in} \cdot R_{out} = -AX_S \cdot R_{out}$$

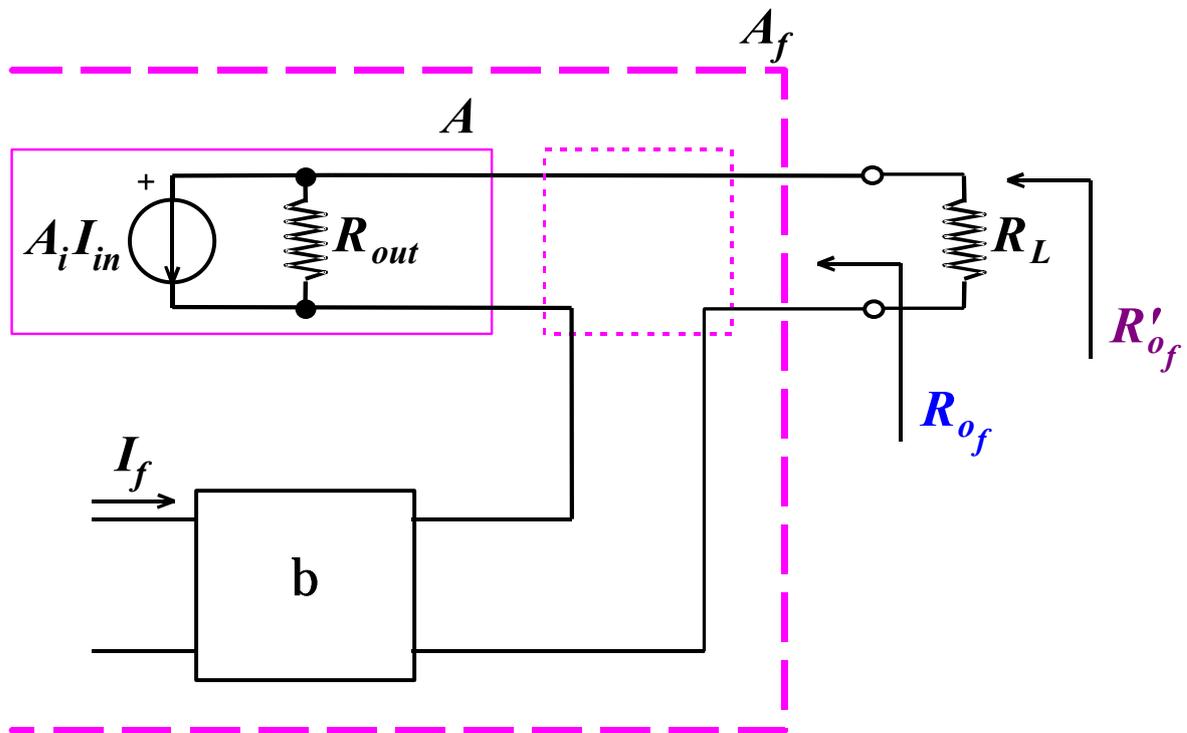
Essendo $I_{sc} = -AX_{in} = -\frac{AX_S}{1 + \beta A}$

⇓

$$R_{of} = \frac{-AX_S R_{out}}{-AX_S} \cdot (1 + \beta A) = \boxed{R_{out} (1 + \beta A)}$$

Se la reazione è negativa: $|1 + \beta A| > 1 \Rightarrow R_{of} > R_{out}$

Resistenza di uscita comprensiva del carico in presenza di reazione con prelievo di corrente in uscita



Abbiamo visto che: $R_{of} = R_{out} (1 + \beta A)$

$$\begin{aligned}
 R'_{of} &= R_{of} // R_L = \frac{R_{out} R_L (1 + \beta A_i)}{R_L + R_{out} (1 + \beta A_i)} = \\
 &= \frac{R_{out} R_L (1 + \beta A_i)}{R_L + R_{out} + \beta A_i R_{out}} = \frac{R_{out} R_L}{\underbrace{R_L + R_{out}}_{R'_{out}}} \frac{1 + \beta A_i}{1 + \beta \underbrace{\left[A_i \frac{R_L}{R_L + R_{out}} \right]}_{A_I}} = R'_{out} \frac{1}{1 + \beta A_I}
 \end{aligned}$$

con

$$R'_{out} = R_{out} // R_L \quad A_I = A_i \frac{R_{out}}{R_L + R_{out}} \quad A_i = \lim_{R_L \rightarrow 0} A_I$$

In realtà:

- la rete A non è unidirezionale e risente degli effetti di carico della rete β , del carico R_L e della resistenza interna R_S del generatore di segnale.
- la rete β non è unidirezionale, carica l'amplificatore di base A e risente del carico R_L e della resistenza interna R_S del generatore di segnale.

$A_{\dot{y}}$ = guadagno unidirezionale reale che tiene conto della resistenza di carico (A_V, A_I, R_M, G_M)

$A_{\ddot{y}}$ = guadagno unidirezionale ideale (A_v, A_i, R_m, G_m) dove

$$A_v = \lim_{R_L \rightarrow \infty} A_V \quad A_i = \lim_{R_L \rightarrow 0} A_I \quad R_m = \lim_{R_L \rightarrow \infty} R_M \quad G_m = \lim_{R_L \rightarrow 0} G_M$$

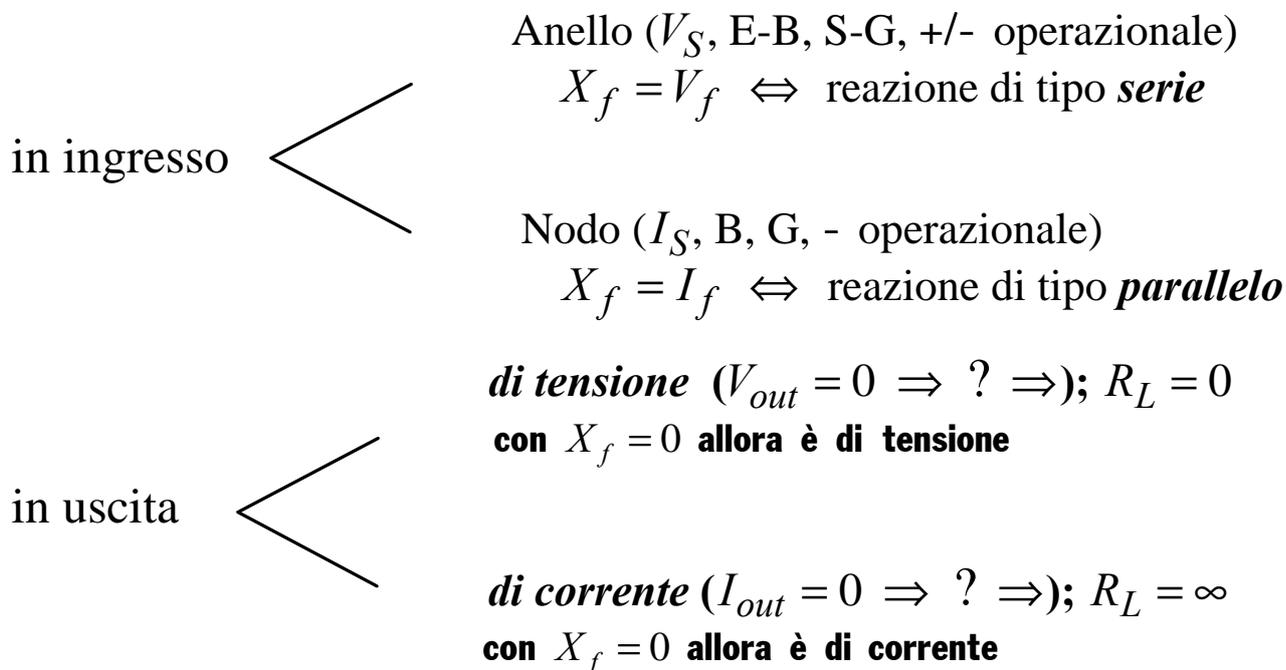
Tabella riassuntiva

Grandezza	Tipo di reazione			
	serie di tensione (serie-parallelo)	serie di corrente (serie-serie)	parallelo di corrente (parallelo-serie)	parallelo di tensione (parallelo-parallelo)
R_{of}	$\frac{R_{out}}{1 + \beta A_V}$	$R_{out} (1 + \beta G_m)$	$R_{out} (1 + \beta A_i)$	$\frac{R_{out}}{1 + \beta R_m}$
R'_{of}	$\frac{R'_{out}}{1 + \beta A_V}$	$\frac{R'_{out} (1 + \beta G_m)}{1 + \beta G_M}$	$\frac{R'_{out} (1 + \beta A_i)}{1 + \beta A_I}$	$\frac{R'_{out}}{1 + \beta R_M}$
R_{if}	$R_{in} (1 + \beta A_V)$	$R_{in} (1 + \beta G_M)$	$\frac{R_{in}}{1 + \beta A_I}$	$\frac{R_{in}}{1 + \beta R_M}$

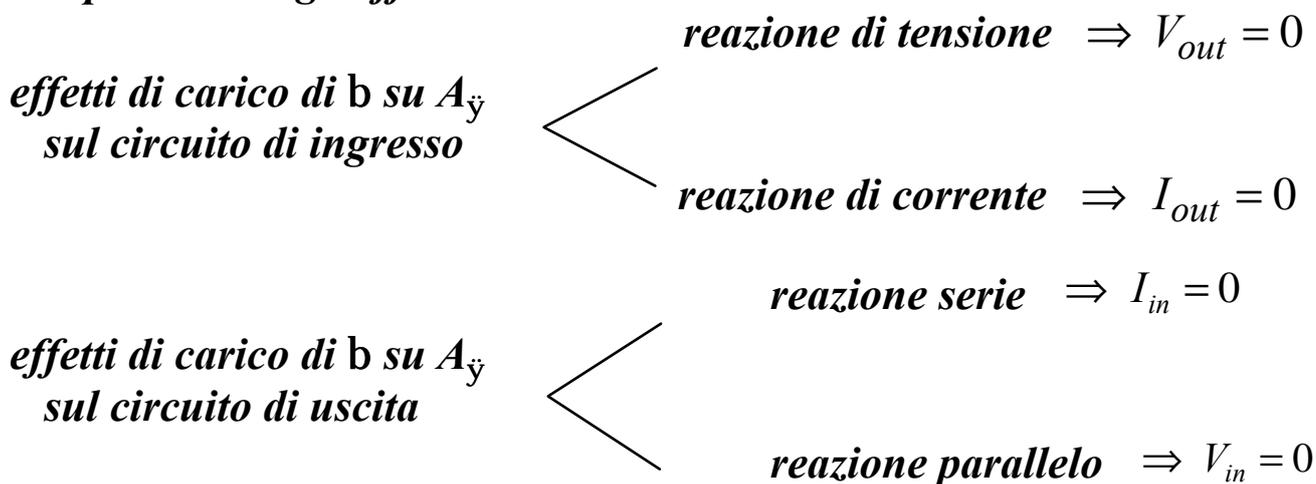
avendo posto $R'_{of} = R_{of} \parallel R_L$ e $R'_{out} = R_{out} \parallel R_L$.

ANALISI DEI CIRCUITI IN RETROAZIONE

(1) *Classificazione del tipo di reazione*



(2) *Rappresentazione dell'amplificatore di base senza reazione ma comprensivo degli effetti di carico di b.*



(3) *Sostituzione dei circuiti equivalenti al posto dei dispositivi attivi*

(4) *Calcolo di X_f e X_{out}*

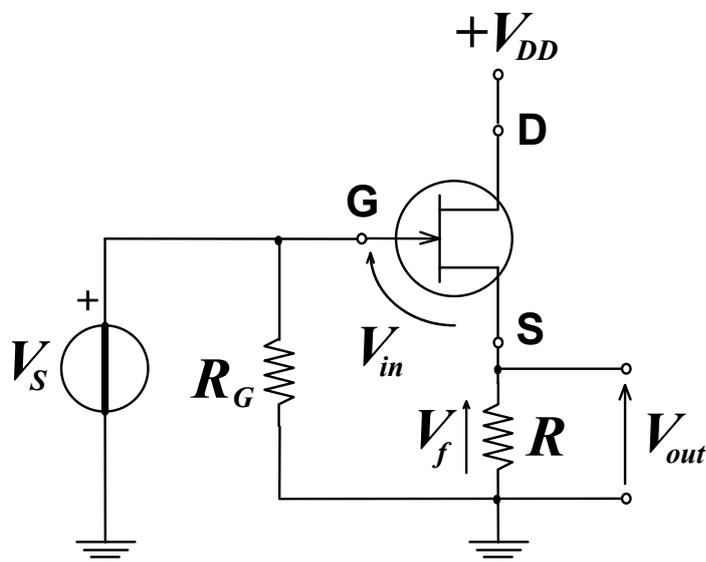
(5) *Determinazione di $\beta = \frac{X_f}{X_{out}}$*

(6) *Calcolo di $A_{\dot{y}}$ in base alle leggi di Kirchhoff alle maglie e ai nodi*

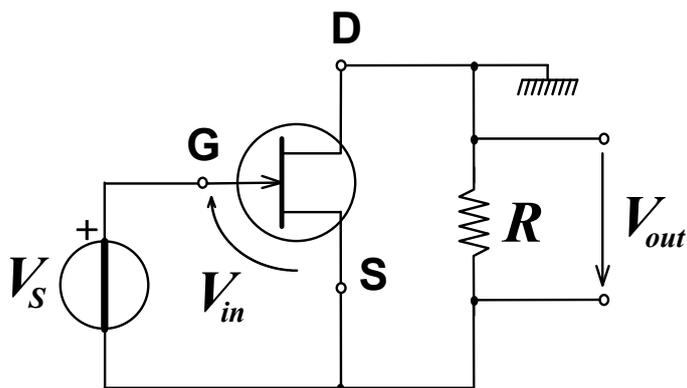
(7) *Calcolo di $S, D, A_f, R_{if}, R_{of}, R'_{of}$ con le formule note*

ESEMPIO n° 1 - Inseguitore di tensione a FET

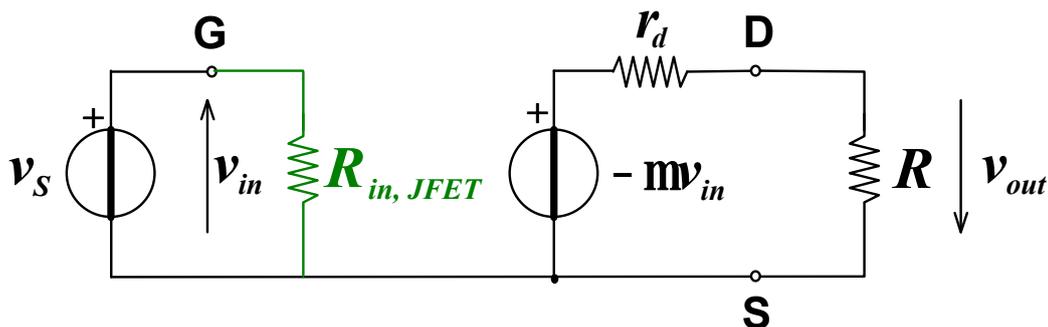
(1) reazione *serie di tensione*



(2)



(3)



(4)

$$V_f = V_{out}$$

OSSERVAZIONE:

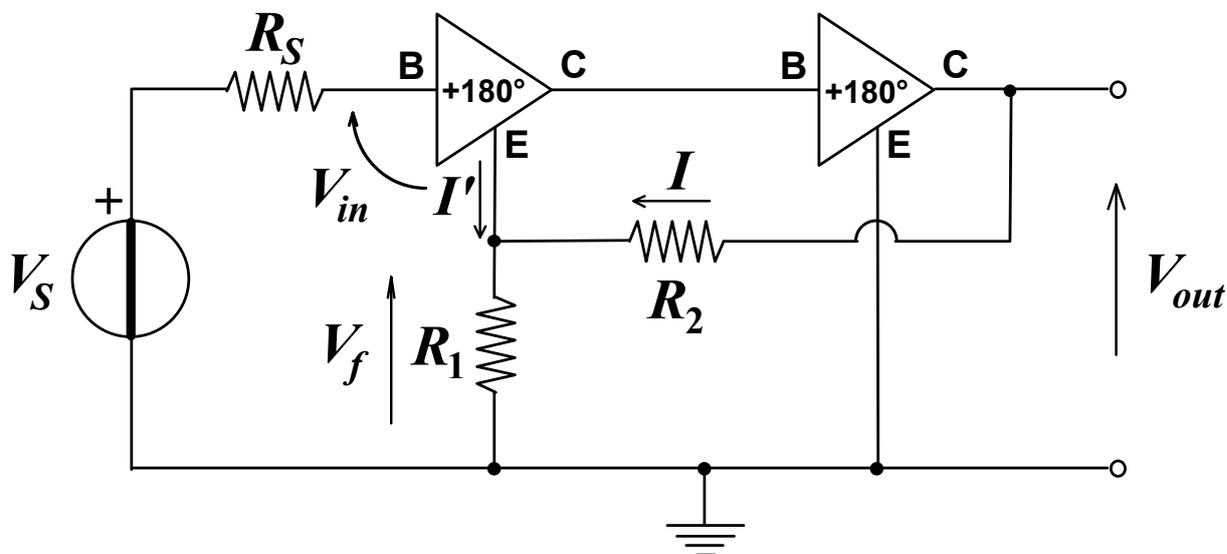
$$(5) \quad \beta = \frac{V_f}{V_{out}} = 1$$

$$R_{i_f} = R_{in,FET} (1 + \beta A_V) = R_{in,FET} (1 + A_V) = R_{in,FET} (\mu + 1)$$

$$(6) \quad A_V = \frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{\mu V_{in}}{V_{in}} \cdot \frac{R}{R + r_d}$$

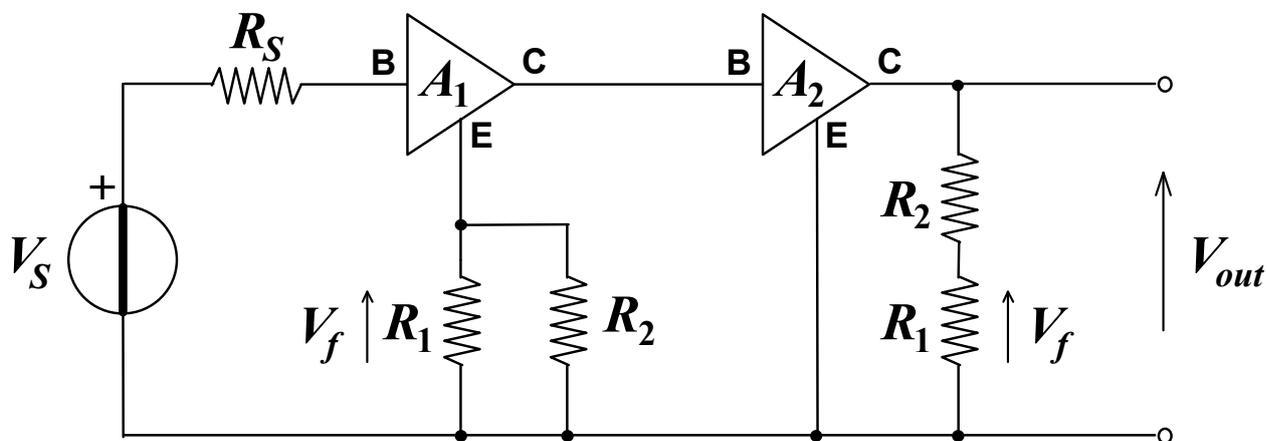
$$A_{V_f} = \frac{A_V}{1 + \beta A_V} = \frac{A_V}{1 + A_V}$$

ESEMPIO n°2 - Amplificatore a doppio stadio



(1) reazione *serie di tensione*

$$(2) \left(I' \ll \frac{V_{out}}{R_1 + R_2} \right)$$



CIRCUITO EQUIVALENTE SENZA REAZIONE MA COMPRESIVO DEGLI EFFETTI DI CARICO DI β

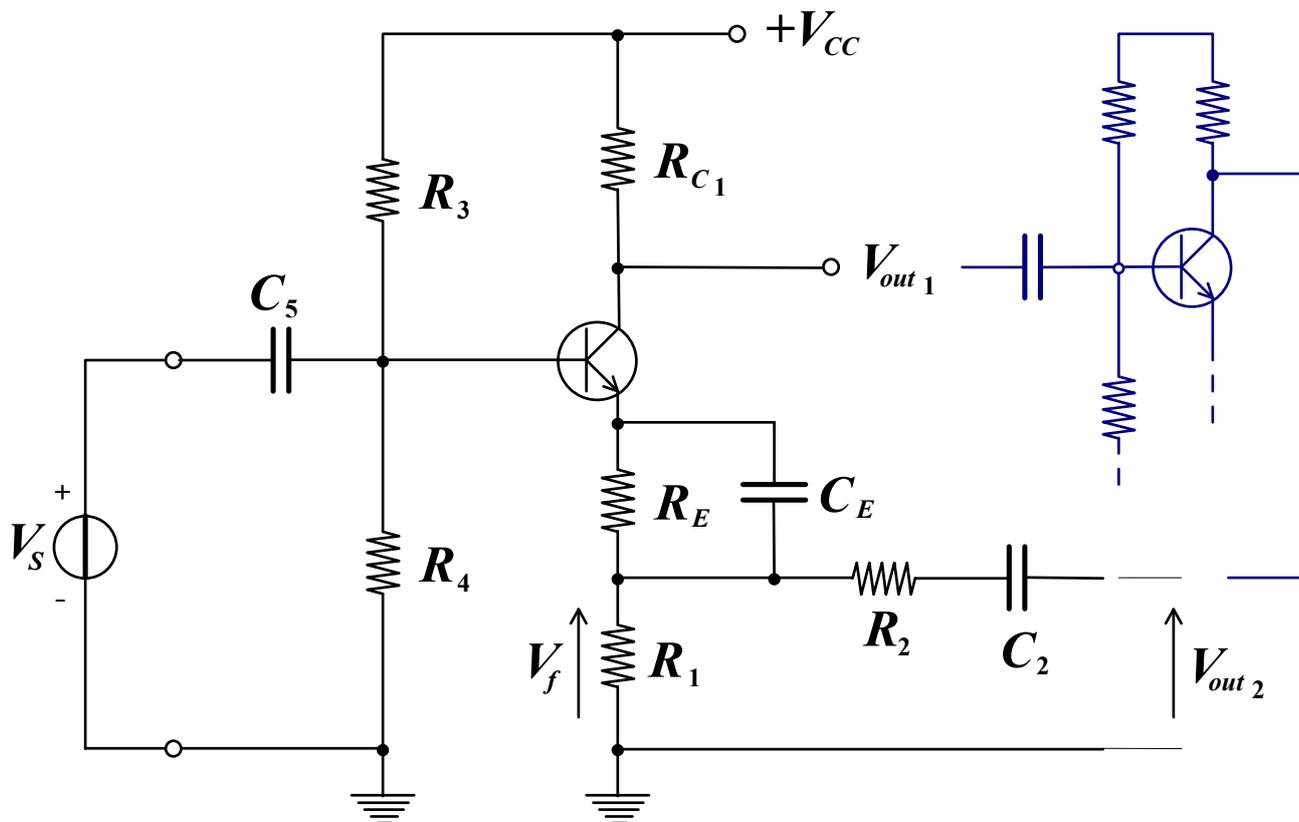
$$(3) V_f = \frac{R_1}{R_1 + R_2} V_{out}$$

$$(4) \beta = \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$

Osservazione:

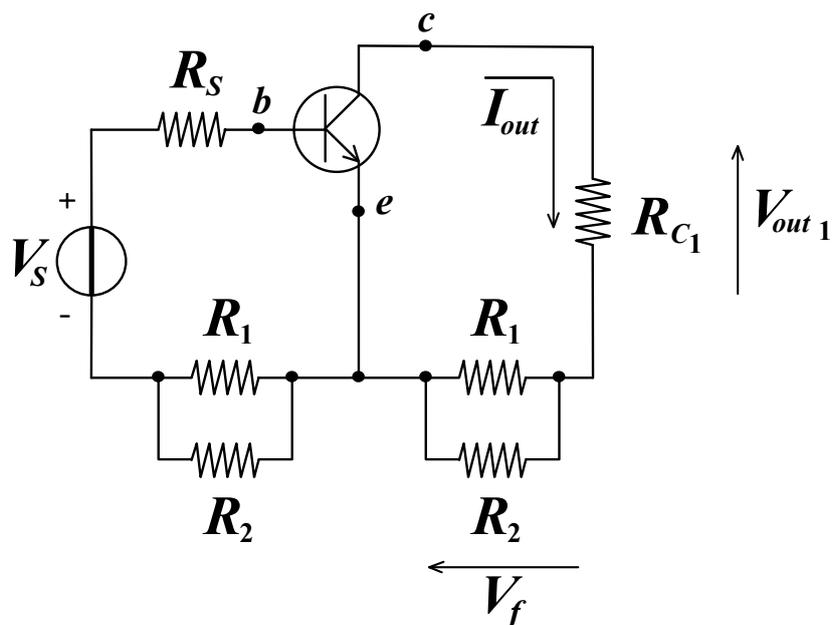
$$A = A_1 \cdot A_2 \gg 1 \Rightarrow A_{V_f} \cong \frac{1}{\beta} = 1 + \frac{R_2}{R_1}$$

ESEMPIO n°3 - Doppio stadio a BJT



(1) reazione *serie di tensione*

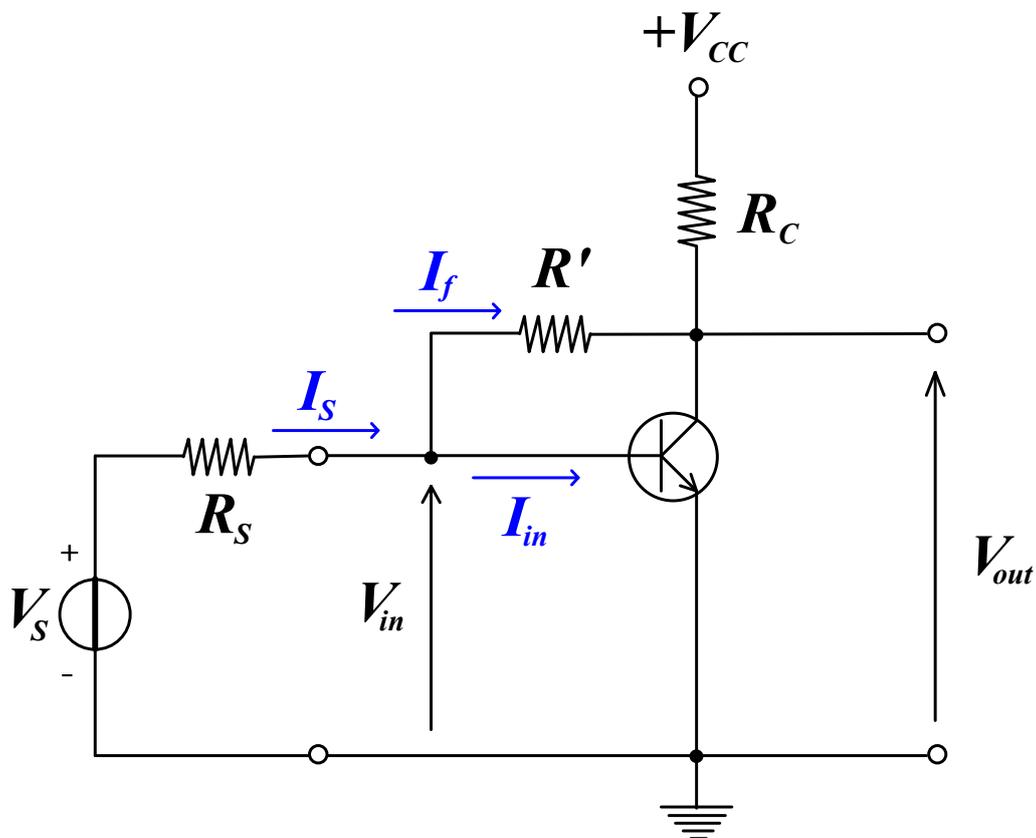
(2)



(4) $V_f = -I_{out} R_{eq}$.

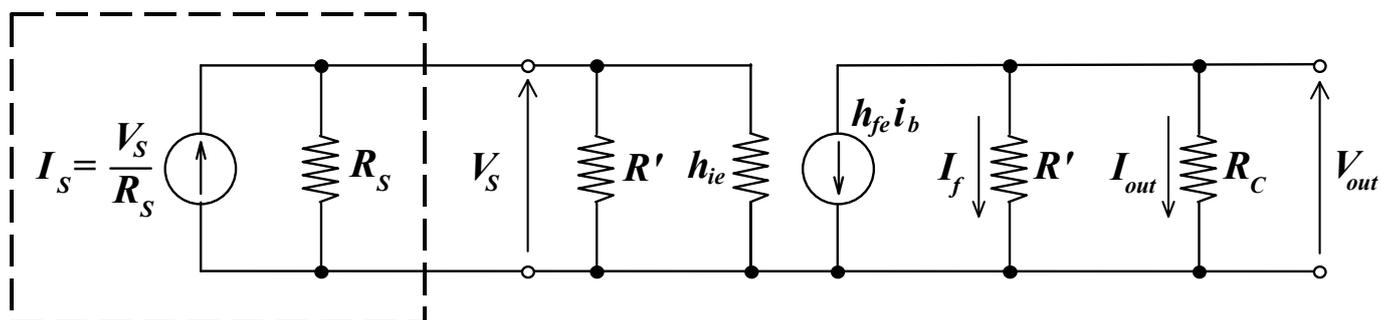
(5) $\beta = -R_{eq}$, con $R_{eq} = R_1 \parallel R_2$

ESEMPIO n°4 - Amplificatore di transresistenza a BJT



(1) reazione *parallelo di tensione*

(2)



CIRCUITO EQUIVALENTE SENZA REAZIONE MA COMPRENSIVO DEGLI EFFETTI DI CARICO DI β

$$(4) \quad I_f \cong -\frac{V_{out}}{R'}$$

$$(5) \quad \beta = -\frac{1}{R'} = \frac{X_f}{X_{out}} = -\frac{I_f}{V_{out}}$$

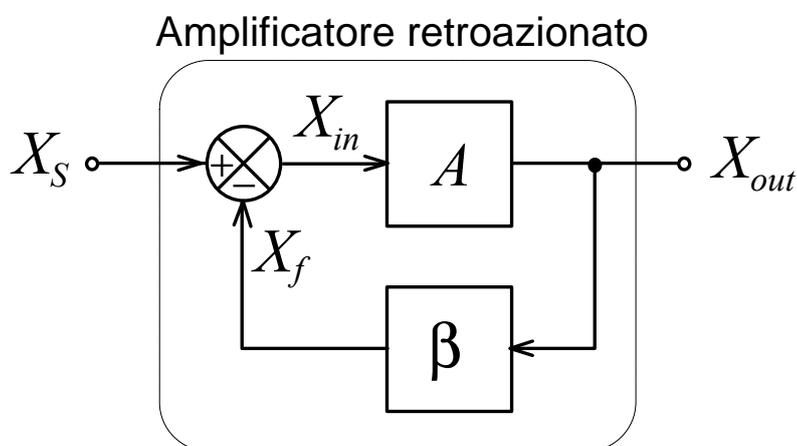
STABILITÀ DEI SISTEMI RETROAZIONATI

La reazione è **positiva** (rigenerativa) quando $|A_f| > |A|$

$$|1 + \beta A| < 1 \Rightarrow \beta A < 0 \begin{cases} -1 \leq \beta A < 0 \\ \beta A < -1 \end{cases}$$

⇓

$$S = \frac{1}{D} = \frac{\frac{dA_f}{A_f}}{\frac{dA}{A}} = \frac{1}{|1 + \beta A|} > 1$$



Con $X_S = 0$ si ha:

$$X_{in} = X_S - X_f = -X_f$$

$$X_f = \beta X_{out}$$

⇓

$$X_{out} = AX_{in} = -\beta AX_{out}$$

Condizioni di Barkhausen:

$$\beta A = -1$$

⇔

$$|\beta A| = 1$$

$$\angle \beta A = 180^\circ$$

(A è, in generale, funzione della pulsazione ω)

Nascita di una oscillazione che si autosostiene ⇒ vantaggioso per realizzare un **oscillatore**

Non linearità dei dispositivi attivi ⇒ Nascita di intermodulazioni

Interessamento delle porzioni di interdizione e saturazione ⇒ Spostamento del punto di lavoro

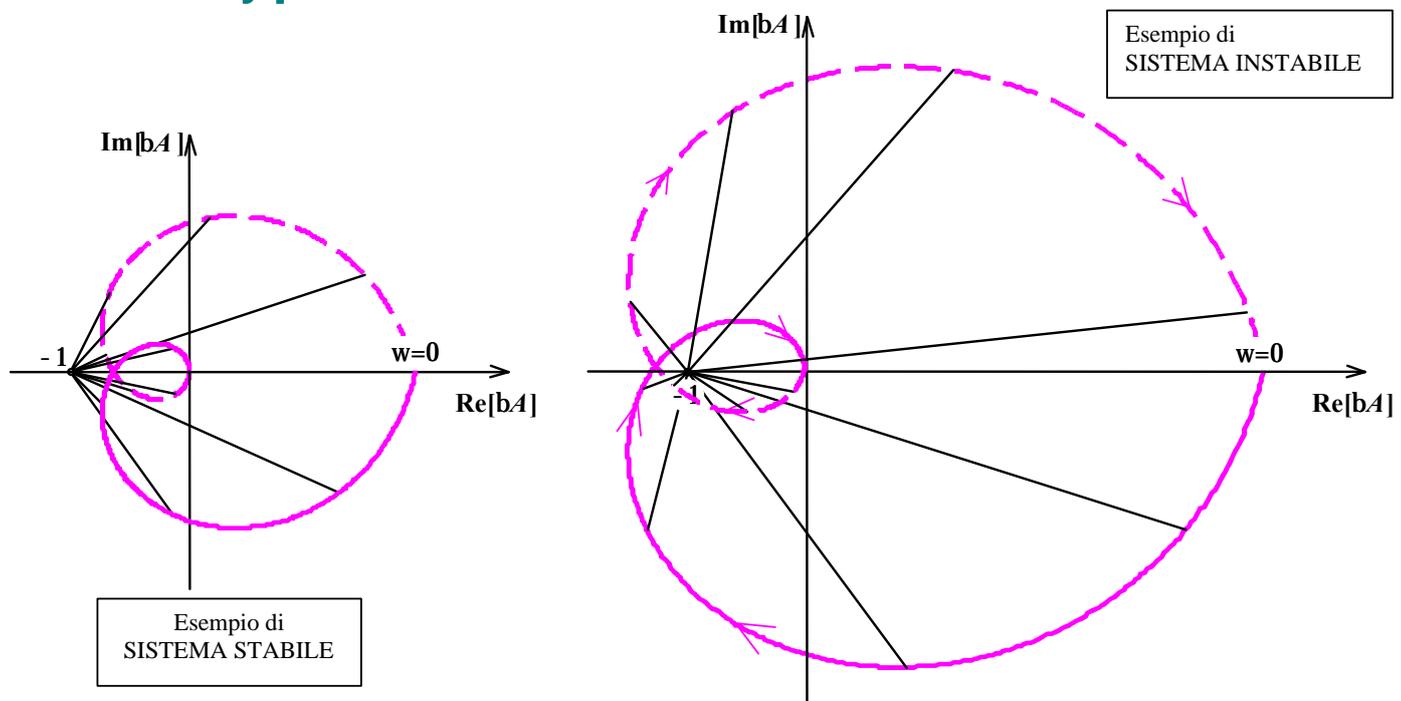
STUDIO DELLA STABILITÀ

- ⇒ Un amplificatore deve essere stabile sia in banda che fuori banda;
- ⇒ Un sistema fisico eccitato con un segnale limitato nel tempo non può rispondere con un segnale non limitato nel tempo;
- ⇒ Un sistema fisico è stabile se l'ampiezza della risposta al gradino unitario non è indefinitamente crescente o, equivalentemente, se la funzione di trasferimento del sistema non presenta poli nel semipiano destro oppure poli multipli sull'asse immaginario. Se A è stabile lo sarà anche A_f purché $1 + bA$ non abbia zeri nel semipiano destro aperto.

Metodi per lo studio della stabilità di un sistema:

- Determinazione delle radici dell'equazione algebrica che si ottiene eguagliando a 0 il denominatore della funzione di trasferimento;
- Criterio di Nyquist (1931) per i Sistemi Lineari;
- Diagramma di Bode.

Criterio di Nyquist



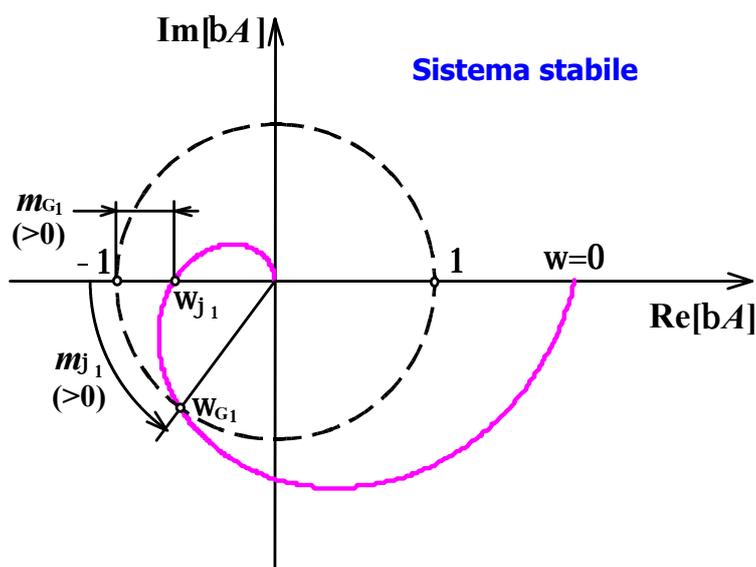
Proprietà delle funzioni di trasferimento delle reti elettriche (polinomi in $s=j\omega$ a coefficienti reali):

$$\beta A^*(j\omega) = \beta A(-j\omega)$$

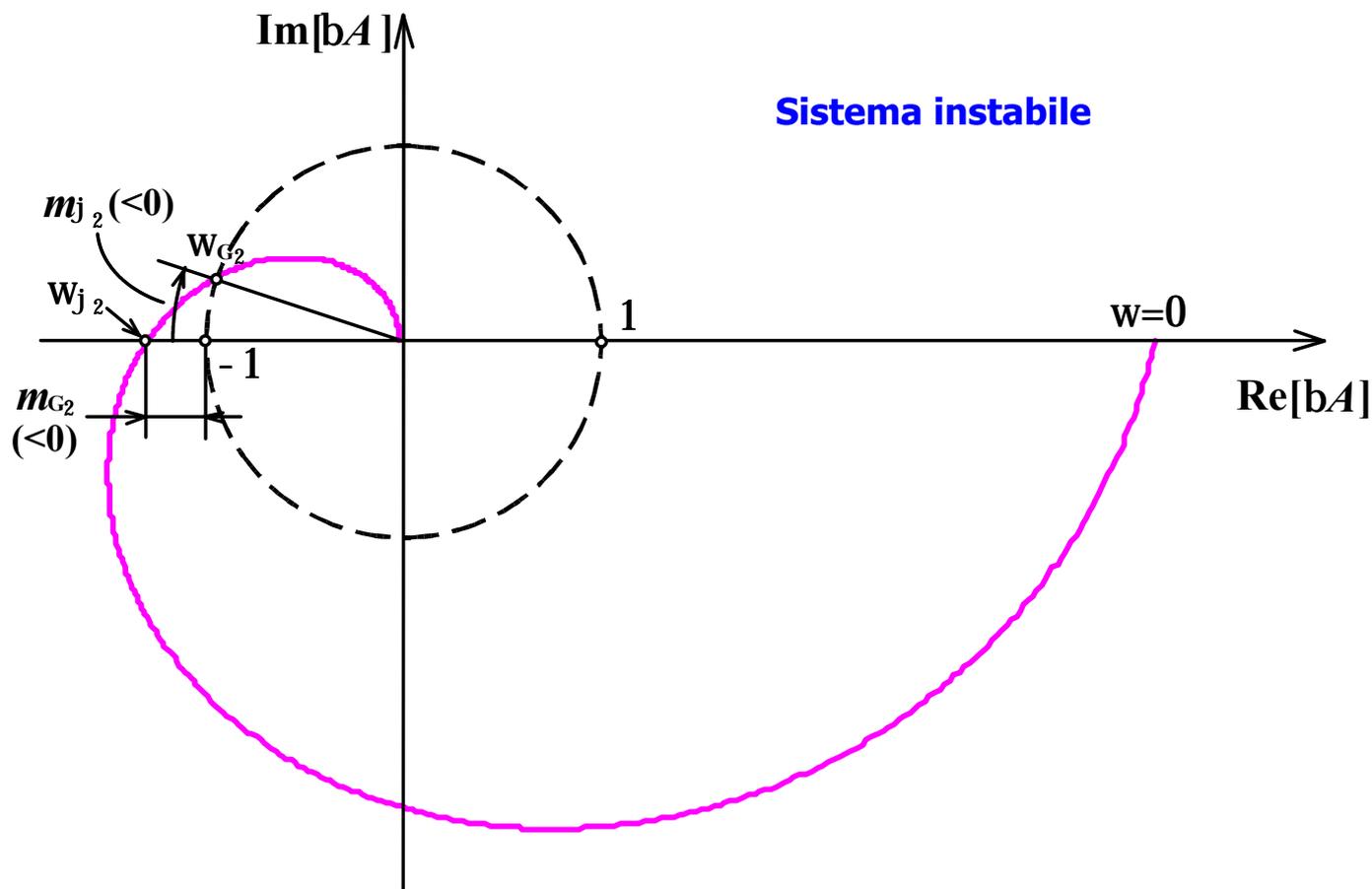
Margini di guadagno e di fase

$$m_G = 20 \log 1 - 20 \log(\beta A|_{\omega=\omega_\phi}) = [-\beta A(j\omega_\phi)]_{dB} \quad (m_G \geq 10dB)$$

$$m_\phi = \Phi[\beta A(j\omega_G)] \pm 180^\circ \quad (m_\phi \geq 45^\circ)$$



<i>Stabilità</i>	<i>Instabilità</i>
$\omega_\phi > \omega_G$	$\omega_\phi < \omega_G$
$m_G > 0$	$m_G < 0$
$m_\phi > 0$	$m_\phi < 0$





BIBLIOGRAFIA (PARTE II)

Testi

- ***Adel S. Sedra, Kenneth C. Smith***

- **Circuiti per la Microelettronica [Corso di elettronica applicata]**
- Edizioni Ingegneria 2000, 1996

- ***J. Millman, A. Grabel***

- **Microelectronics** - McGraw-Hill, 1987

- ***J. Millman, Christos C. Halkias***

- **Electronic devices and circuits** - McGraw-Hill, 1976