



Appunti universitari

Tesi di laurea

Cartoleria e cancelleria

Stampa file e fotocopie

Print on demand

Rilegature

NUMERO: 2213A

ANNO: 2017

A P P U N T I

STUDENTE: Cosentino Costantino

MATERIA: Circuiti Elettronici e Misure - Prof. Maddaleno

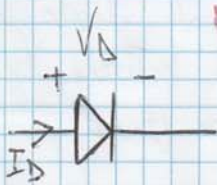
Il presente lavoro nasce dall'impegno dell'autore ed è distribuito in accordo con il Centro Appunti.

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

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

CIRCUITI ELETTRONICI

MODELLI DI DIODO



Questo simbolo rappresenta un diodo. Esistono vari modi per costruirne uno; ma uno di questi è attraverso l'

uno di una giunzione p-n. Quello che andremo a rappresentare sarà solo un modello del dispositivo, che non confonderlo con il dispositivo reale.

In generale i modelli hanno 2 caratteristiche:

- Sono ~~simplificazioni~~ descrizioni semplificate e approssimate del dispositi_o
- Hanno limiti di validità.

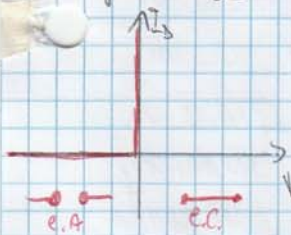
CARATTERISTICA CORRENTE TENSIONE



Questo grafico rappresenta l'andamento della caratteristica corrente tensione di un diodo p-n (per non mostrare correnti tensioni troppo negative). Essa può essere approssimata dalla seguente equazione non lineare

$$I_D = I_0 (e^{V_D / \eta V_T} - 1), \text{ dove:}$$

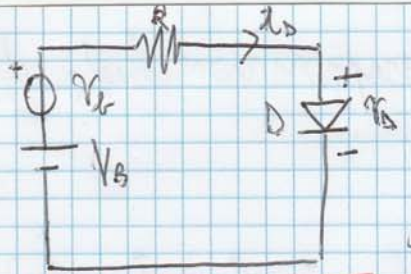
I_0 è la corrente inversa di saturazione (dipende molto da T , raddoppia ogni 10°C)
 $V_T = KT/q$, tensione termica o equivalente in tensione delle temperature; η è un parametro compreso fra 1 e 2: sperimentalmente si trova che η vale 1 fino a circa $V_D = 1\text{V}$, poi inizia a salire.



Quando si lavora con segnali sufficientemente grandi è possibile trattare il diodo come un diodo ideale, considerando cioè come un ~~corto circuito~~ ^{circuito aperto} per tensioni negative e come un corto circuito ~~per~~ quando il verso della corrente è lo stesso della freccia della figura in alto. È un'approssimazione grossolana ma

utile perché è un modello lineare e tratto ed è usato per l'analisi di prima approssimazione di molti circuiti contenenti diodi.

NOTA: da notare subito che in questo caso l'equazione della caratteristica è facilmente invertibile. Inoltre le approssimazioni sono state fatte grazie al fatto che I_0 è di solito dell'ordine dei nA se non micro e in modalità ON le cadute di tensione sono circa di 1V.



$i_D = I_D + i_{D,r}$ $v_D = V_D + v_{D,r}$

$V_B \rightarrow$ variazione di V_B $V_B \rightarrow$ componente continua (BIAS)

In un circuito del genere come si legano i_D e v_D ?

$i_D = I_D e^{\frac{v_D}{\eta V_T}}$; $I_D + i_{D,r} = I_D e^{\frac{V_D + v_{D,r}}{\eta V_T}} = I_D e^{\frac{V_D}{\eta V_T}} e^{\frac{v_{D,r}}{\eta V_T}} = I_D e^{\frac{v_{D,r}}{\eta V_T}}$

Faccio lo sviluppo di Taylor di $e^{\frac{v_{D,r}}{\eta V_T}} = 1 + \frac{v_{D,r}}{\eta V_T} + \frac{(v_{D,r})^2}{2! (\eta V_T)^2} + \dots$

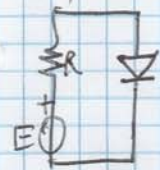
Se $\frac{v_{D,r}}{\eta V_T} \gg \frac{(v_{D,r})^2}{2! (\eta V_T)^2}$ posso trascurare i termini successivi, quindi posso linearizzare, ossia mi trovo nelle condizioni di piccolo segnale, se

$v_{D,r} \ll 2 \eta V_T \Rightarrow e^{\frac{v_{D,r}}{\eta V_T}} \approx 1 + \frac{v_{D,r}}{\eta V_T} \Rightarrow I_D + i_{D,r} = I_D \left(1 + \frac{v_{D,r}}{\eta V_T}\right)$

$i_{D,r} = I_D \frac{v_{D,r}}{\eta V_T} \rightarrow \text{---} \rightarrow \text{---} \quad r_{D,0} = \frac{\eta V_T}{I_D}$

L'ultima relazione esprime il concetto che, una volta trovato il punto di lavoro, è possibile studiare il comportamento del diodo sostituendolo con una resistenza (detta resistenza differenziale) e patto che $v_{D,r} \ll 2 \eta V_T$. Ma cosa si intende per punto di lavoro e come lo si trova?

Il punto di lavoro è il punto della caratteristica quando il soggetto solo ad eccitazione di polarizzazione, ossia le sue variabili sono puramente costanti. Per questo la caratteristica prende il nome di caratteristica statica, nel grafico ogni punto si può considerare un regime (V e I costanti).



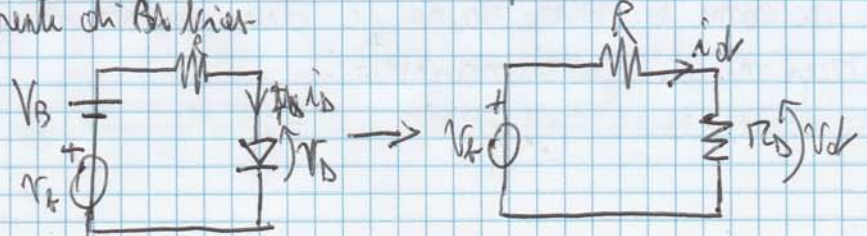
Però in un circuito come in figura, non dove non ci sono componenti variabili del generatore, il punto di lavoro si trova risolvendo numericamente il sistema

$$\begin{cases} V_{D,0} = E - R I_{D,0} \\ I_{D,0} = I_0 \left(e^{\frac{V_{D,0}}{\eta V_T}} - 1 \right) \end{cases}$$

Dove Q indica appunto il punto di lavoro.

RICAPITOLANDO:

- Trovare il BIAS point
- Espandere in serie di Taylor troncata al primo ordine
- Eliminare componente di Bias



INTERDIZIONE ($V_{BE}: OFF$ $V_{CE}: OFF$)

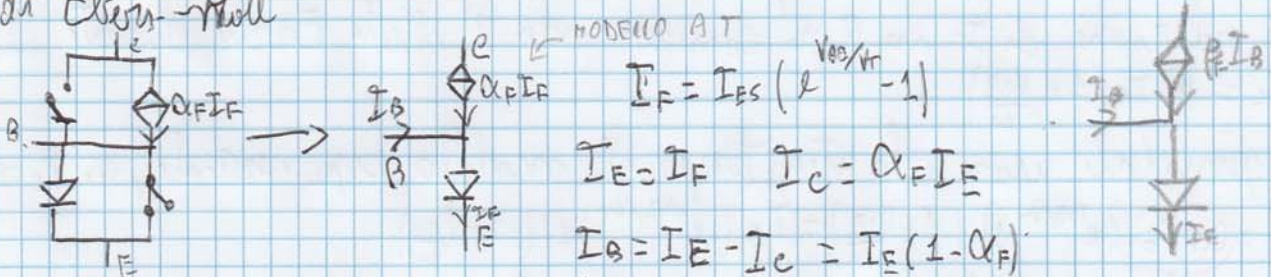
In questo caso il transistor viene detto spento e non si ha conduzione
SATURAZIONE ($V_{BE}: ON$ $V_{CE}: ON$)

Entrambi i diodi si trovano in conduzione, visto che sono costruiti con drogaggi diversi, la differenza di potenziale sulle giunzioni (in modulo), con cambi di pochi mV o decimi di V, quindi è approssimabile con un circuito aperto cortocircuito (il transistor).

REGIONE ATTIVA

Può essere diretta (RAS), dove principalmente lavoriamo, o inversa. Nella diretta $V_{BE}: ON$ $V_{CE}: OFF$, inversa $V_{BE}: OFF$ $V_{CE}: ON$. La regione attiva inversa è duale alla diretta ma ha caratteristiche più scadenti.

Nel momento che lavoriamo in RAS possiamo semplificare il modello di Ebers-Moll

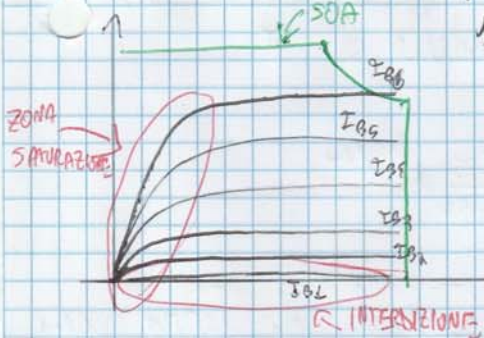


$I_C = \left(\frac{\alpha_F}{1 - \alpha_F}\right) I_B = \beta_F I_B \rightarrow$ Questa relazione vale solo in RAS.

A breve tornero su questo. Ho introdotto questo per parlare di:

CARATTERISTICA STATICA DI UN BJT

È un grafico che mostra la corrente I_C in funzione di V_{CE} con I_B come parametro una volta fissato β . Dal grafico si nota, oltre la zona di saturazione e di interdizione, è presente un'ulteriore zona, la SOA (safe operating area), dove il transistor deve necessariamente lavorare, altrimenti si incontro la rottura. Se V_{CE} oltre la V_{CE} massima si va in valanga e si distrugge; oltre la I_C max possono fondersi i fili di bonding; se $I_C \cdot V_{CE}$ è maggiore del valore max (indicato dai iperboli) allora il dispositivo va incontro a rottura.

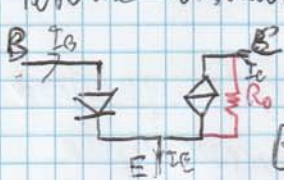


(indicato dai iperboli) allora il dispositivo va incontro a rottura.

NOTA: SUL MODELLO DI EBERS MOLL

Per indicare con $I_E = I_{ES} (e^{V_{BE}/V_T} - 1)$ e $I_C = \alpha_F I_E$ le correnti sui diodi vale una certa condizione per le loro correnti inverse di saturazione: $\alpha_F I_{ES} = \alpha_R I_{ES}$, come si nota dai coefficienti α e α visti in dispositivi.

Avendo introdotte il modello e π , è possibile modificare questo modello per tener conto della tensione di Early. Ricorda che essa è causata dal restringimento dello spazio della base, che causa un aumento del guadagno β_F , facendo diventare le relazioni abbastanza lineare. Così nel modello di Ebers-Moll la lunghezza della base non variata veniva considerata costante.



La presenza di I_C in R_{OB} può essere modellizzata circuitualmente dal circuito in figura se si considera l'effetto Early. I_C per questo risulta maggiore di $\beta_F I_B$, visto che alla corrente del generatore pilotato si somma la tensione che scade sulla resistenza R_O . Il valore di R_O si trova differenziando:

$$\frac{\partial I_C}{\partial V_{BE}} = \frac{\partial (\beta_F \beta_{FO} (1 + \frac{V_{CE}}{V_A}))}{\partial V_{BE}} = \frac{\beta_F I_B}{V_A} \rightarrow \beta_{FO} = \frac{I_C}{1 + \frac{V_{CE}}{V_A}} \rightarrow \frac{1}{R_O} = \frac{I_C}{V_A \beta_{FO}} \approx \frac{I_C}{V_A}$$

Essendo $V_A > V_{CE}$. Nei nostri calcoli non usiamo R_O , ma i simulatori ne tengono conto per una descrizione migliore delle caratteristiche di un BJT.

- Tutto quello visto fino ad ora si riguarda il modello per la polarizzazione. Non sono state prese in riferimento alcune nozioni.

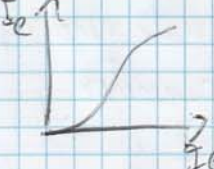
$$V_{BE} = V_{BE}(I_B, I_C, T) ; \frac{\partial V_{BE}}{\partial T} \approx (-1,8 \rightarrow -2,5) \text{ mV/K}$$

$$V_{BE} = V_T \ln \frac{I_C}{I_S}$$

Per quanto riguarda β_F , esso varia esponenzialmente con la temperatura, dipende da I_C , V_{CE} e dal singolo transistor.

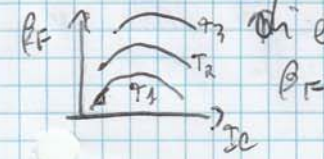
$$\frac{\partial \beta_F}{\partial T} \approx 0.01 \text{ P/K}$$

Il legame fra I_C ed I_B non è lineare come mostrato in figura,



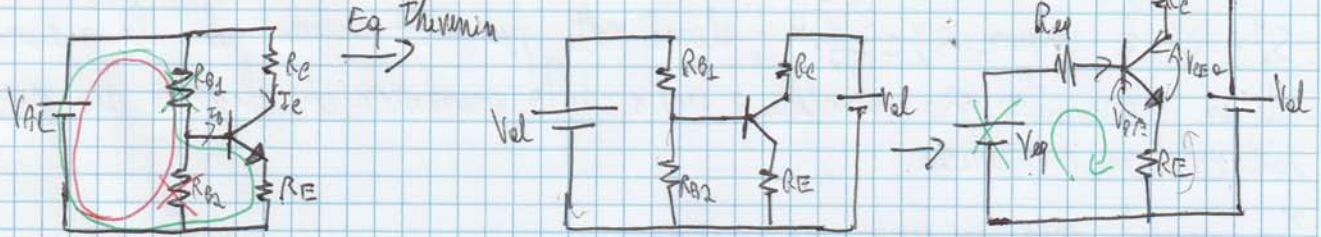
Il guadagno cambia e seconda dell'ampiezza delle correnti.

È possibile plotare la dipendenza di β_F da I_C e vari T .



Da queste ultime considerazioni è evidente la difficoltà di costruire un circuito stabile, insensibile alle variazioni di

CIRCUITO 1 (AUTOPOLARIZZAZIONE O SELF BIAS)



Nel circuito Thevenato: $V_{BEq} = V_{BE} \cdot \frac{R_{B2}}{R_{B1} + R_{B2}}$ $R_{eq} = R_{B1} || R_{B2}$

$V_{BEq} - I_B R_{eq} - I_{E2} R_{E2} - V_{BE} = 0$ $I_{E2} = I_{B2} + I_{C2} = I_{B2} + \beta I_{B2} = I_{B2} (1 + \beta)$

$V_{BEq} = I_B R_{eq} + I_B R_E (1 + \beta) + V_{BE}$ $I_B = \frac{V_{BEq} - V_{BE}}{R_{eq} + R_E (1 + \beta)}$ $I_{C2} = \frac{\beta (V_{BEq} - V_{BE})}{R_{eq} + R_E (1 + \beta)}$

$V_{CE2} = V_{CC} - R_C I_{C2} - R_E I_{E2}$

Come si può vedere dalle equazioni di I_{C2} e V_{CE2} , I_{C2} non dipende da parametri del transistor (grazie ad β anche se divergere potrebbe convergere la I_{C2}). L'unico elemento che varia è V_{BE} , che varia soprattutto con la temperatura. La tensione che cade sull'emittore è stabile grazie al partitore che si viene a formare, quindi V_{CE2} è a sua volta abbastanza stabile. Questo circuito è migliore del circuito visto in precedenza.

SENSIBILITÀ

Per valutare la bontà di un circuito non si fa altro che vedere come una certa grandezza (es. I_C) vari in base ad un certo parametro, usando simulatori circuitali oppure il concetto di sensibilità.

SENSIBILITÀ ASSOLUTA

Prendendo l'espressione di I_C e derivandola rispetto β si trova quanto varia in un intorno di per piccole variazioni di β il BIAS POINT. Il problema è che si indica solo la variazione locale e senza indicare "rispetto a cosa", ed indicando solo l'effettiva variazione (es. 3 mA). Questo parametro prende il nome di sensibilità assoluta e in generale si può una grandezza Y e un parametro X

$S_x^Y = \frac{\partial Y}{\partial X}$

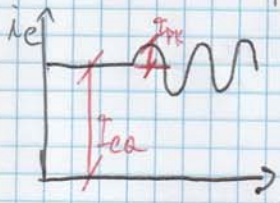
SENSIBILITÀ RELATIVA

$S_x^Y = \frac{\partial Y}{\partial X} \cdot \frac{X}{Y}$ → Rappresenta un'informazione migliore, è un numero adimensionato. È il rapporto delle variazioni relative di Y e di X . Allo stesso modo è una relazione puntuale.

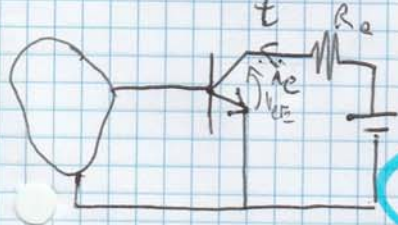
Questa retta prende il nome di **retta di carico**. Fissato il bias point, un punto Q qualsiasi sulla retta, supponendo inizialmente che si trovi al centro, nel momento in cui applico un segnale il punto Q si sposta lungo la retta. Ritorniamo al caso in cui il BIAS POINT (ovvero segnale) Q sia arbitrario. Se per esempio applico un segnale sinusoidale al circuito in maniera che la corrente i_c diventi $i_c = I_{cQ} + I_{PK} \sin \omega t$, dopo dove I_{PK} deve essere un valore pari al valore minimo delle variazioni del punto di lavoro verso l'alto o verso il basso. $I_{PK} \leq \frac{V_{CE}}{2R_c}$.

CONSIDERAZIONI: da quelle viste fino ad ora, si capisce che quando si polarizza un circuito, si stabilisce solo il punto di BIAS, il segnale, facendo variare l'informazione il punto di lavoro, contiene al suo interno un'informazione. Inoltre si è visto che in un transistor, preso il piano I_c, V_{CE} , una volta fissato al circuito il punto di lavoro non può toccare tutti i punti del piano ma resta vincolato ad una retta.

Si usano i transistor per costruire degli amplificatori di segnale, in base al bias point che si sceglie la classe di amplificatori varie.



In un circuito dove i_c è quella in figura, si scopre che anche quando non è presente segnale, I_{cQ} è un valore non nullo, il circuito consuma corrente lo stesso.



$i_c = I_{cQ} + I_{PK} \sin \omega t$ $I_{PK} \leq \frac{V_{CE}}{2R_c}$
 $V_{CE} = V_{CC} - R_c i_c > 0$ altrimenti zona di saturazione.

$P_{AC} = V_{CE} \cdot i_c = V_{CE} \cdot i_c = V_{CE} \cdot I_{cQ}$
 $i_c = (I_{cQ} + I_{PK} \sin \omega t) = I_{cQ}$

Poniamoci e metti della retta di carico: $I_{cQ} = \frac{V_{CE}}{2R_c} \Rightarrow P_{AC} = \frac{V_{CE}^2}{2R_c}$
 la potenza erogata dal generatore è la stessa **indipendentemente dal segnale**

Ma la potenza istantanea dissipata dall R_c : $P_{ac(t)} = (i_c)^2 R_c = (I_{cQ} + I_{PK} \sin \omega t)^2 R_c$ [$K I_{cQ} = I_{PK}$; $0 \leq K \leq 1$].

Cio che interessa è la potenza media

$P_{ac} = (I_{cQ} + K I_{cQ} \sin \omega t)^2 R_c = (I_{cQ}^2 + 2 I_{cQ}^2 K \sin \omega t + K^2 I_{cQ}^2 \sin^2 \omega t) R_c$

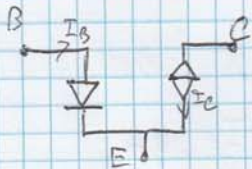
$\sin^2 \omega t = \frac{1 - \cos 2\omega t}{2} \Rightarrow \overline{\cos 2\omega t} = 0$

$P_{ac} = (I_{cQ}^2 + \frac{K^2 I_{cQ}^2}{2}) R_c = P_{DC} = R_c I_{cQ}^2 + \frac{K^2 I_{cQ}^2}{2} R_c$ $I_{cQ} = \frac{V_{CE}}{2R_c}$

$P_{ac \text{ SEGNALE}} = \frac{1}{2} \frac{K^2 V_{CE}^2}{R_c}$

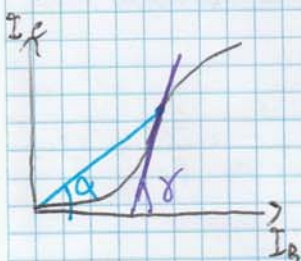
FINISCI AMPLI

MODELLO DI PICCOLO SEGNALE BJT



Partendo da questo modello di BJT solo per quanto riguarda la polarizzazione, abbiamo potuto notare ~~che~~ ^{come} esso sia fortemente lineare. Il funzionamento del BJT però ci interessa perché, una volta fornito il punto di lavoro ed esso, si usa per poter amplificare segnali. Cercheremo di linearizzare questo modello in un intorno del punto di lavoro, ossia per piccoli segnali. Cosa ci dirà quanto deve essere piccolo il segnale? Dipende da quanto vogliamo sia buona la nostra approssimazione. Inoltre, linearizzando il BJT potremo applicare sovrapposizione degli effetti, trasformate ecc.

Quello che andremo a ricercare non sarà un modello matematico ma circuitale!



Ricordiamo che, quando avremo visto il modello di polarizzazione, ~~troveremo~~ ^{troviamo} che $I_C = \beta_F I_B$

$$I_C = \beta_F I_B e^{\frac{V_{BE}}{V_T}}$$

Nella β in figura β_F è $\tan \alpha$.

Analiticamente non conosciamo $I_C(I_B)$.

Ora aggiungiamo il segnale $\Rightarrow i_c = I_C + i_c$

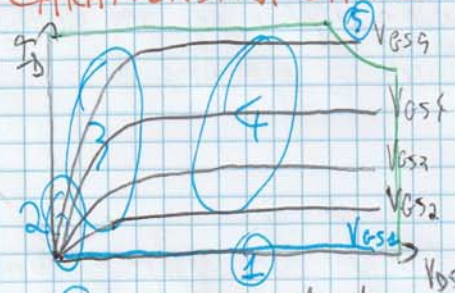
$$i_c = \beta_F i_b = \beta_F I_B e^{\frac{V_{BE} + v_{be}}{V_T}} = I_C e^{\frac{v_{be}}{V_T}}$$

Prima di andare avanti verso questa strada, dove avremo una formula finita e i valori che usiamo come I_S e V_T sono delle costanti che

()

Anche se il graph vero per prendere correnti e tensioni per un MOS lo abbiamo indicato in figura, per convenzione sia per P che n MOS si usa la tensione V_{GS} presa fra gate e source. Da questo momento in poi faremo considerazioni su un n-MOS, ricordando che per un P-MOS valgono le stesse considerazioni ma tensione e corrente hanno il verso opposto.

CARATTERISTICA STATICA



Notiamo che la caratteristica statica del BST da una caratteristica si diramano tutte le altre, qui sono esperte a rettangolo. (regioni) di funzionamento. Notiamo inoltre le varie zone presenti: V_{th} in generale

- 1 Zona di interazione, il MOSFET non conduce, $I_D = 0$ ($V_{GS} < V_{th} @ V_{tp}$)
- 2 Regione lineare/zona resistiva: vicino gli assi si approssima la caratteristica con una retta la cui pendenza dipende da V_{GS} .
- 3 Zona quadratica/ohmica/triodo: la caratteristica ha una forma parabolica che ricorda l'andamento del triodo. In questa zona $I_D = K_n \left[(V_{GS} - V_{th}) V_{DS} - \frac{V_{DS}^2}{2} \right]$ $V_{DS} = V_{overdrive}$ $V_{GS} < V_{GS}$
 $K_n = \mu_n C_{ox} \cdot \frac{W}{L} \rightarrow K'_n = \mu_n C_{ox}$ (K_p e K'_n in P-mos)
- 4 Zona di saturazione: quella che era la RAD nel BST
 $I_D = \frac{K_n}{2} (V_{GS} - V_{th})^2 = \frac{K_n}{2} V_{GS}^2$ (K_n e V_{th} dipendono da come è stato costruito).
 È la zona dove si ha il maggiore guadagno e il transistor si comporta come un generatore ideale di corrente

5 S.O.A. (Safe operating area): fuori da quest'area il transistor va in rottura

* Poiché in zone lineare V_{DS} è piccola $I_D \approx K_n (V_{GS} - V_{th}) V_{DS}$
 Possiamo trovare la resistenza del MOS che vale:
 $r_{DS} = \frac{V_{DS}}{I_{DS}} = \frac{1}{K_n (V_{GS} - V_{th})} \rightarrow$ è comandata da V_{GS} .

CHANNEL LENGTH MODULATION

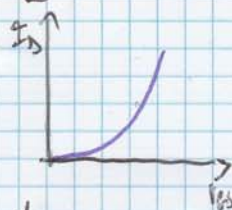
Questo effetto è simile all'effetto Early per il BST

La relazione non lineare è quella fra I_D e V_{GS}

$$I_D = \frac{K_n}{2} (V_{GS} - V_{TN})^2$$

$$g_m = \frac{\partial I_D}{\partial V_{GS}} = K_n (V_{GS} - V_{TN})$$

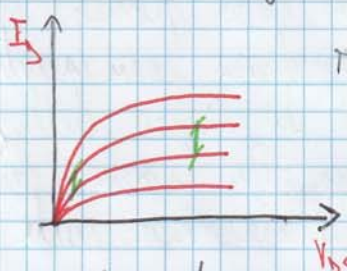
$$g_m = \sqrt{2K_n I_D}$$



$$I_D = \frac{K_n}{2} (V_{GS} - V_{TN})^2 \quad K_n = \frac{2I_D}{(V_{GS} - V_{TN})^2} \Rightarrow g_m = \frac{2I_D}{V_{GS} - V_{TN}}$$

Notiamo che in un BJT $g_m = \frac{I_C}{V_T}$: confrontando queste 2 conduttanze differenziali, che sono il guadagno in corrente del MOS e del BJT, si scopre che, essendo $(V_{GS} - V_{TN})$ dell'ordine di volt e V_T dell'ordine di mV (circa 25-26 mV), i MOS non amplificano molto, analogicamente fanno schifo.

Alcune considerazioni...



Il significato di $g_m = \frac{\partial I_D}{\partial V_{GS}}$ è quello indicato nel grafico in figura, ossia quello di rappresentare il guadagno in corrente in seguito variazioni di V_{GS} . Da notare che in zona triodo, a parità di variazioni

di V_{GS} il guadagno è molto minore.

Invece $g_o = \frac{\partial I_D}{\partial V_{DS}}$ indica la pendenza delle caratteristiche di uscita, più ci avviciniamo alla zona lineare più g_o sarà alta e più r_o sarà basso, il che significherebbe che più corrente scorre in r_o (mangia tutta la corrente di uscita).

Sull'empirismo del piccolo segnale:

Continuando a lavorare in zona di saturazione (l'unica dove ha senso) grandiamo la relazione $i_D = \frac{K_n}{2} (V_{GS} - V_{TN})^2$ e sovrapporremo DC e GAS.

$$I_D + i_D = \frac{K_n}{2} (V_{GS} + v_{gs} - V_{TN})^2 = \frac{K_n}{2} (V_{GS}^2 + 2V_{gs}(V_{GS} - V_{TN}) + (V_{GS} - V_{TN})^2) = \frac{K_n}{2} (V_{GS}^2 + 2V_{gs}(V_{GS} - V_{TN})) + I_D$$

Per ottenere una relazione e trascurare il termine lineare $V_{gs} \ll V_{GS}$ e ottengo $i_D = K_n V_{gs} (V_{GS} - V_{TN})$

Formule su g_m e g_o

Triodo

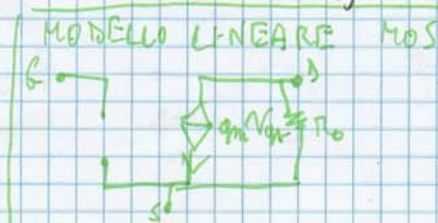
$$g_m = \frac{\partial I_D}{\partial V_{GS}} = \frac{\partial}{\partial V_{GS}} \left(K_n \left[(V_{GS} - V_{TN}) V_{GS} - \frac{V_{GS}^2}{2} \right] \right) =$$

$$= K_n V_{GS}$$

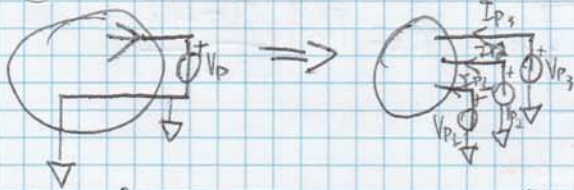
[V_{GS} è misura di $V_{GS} - V_{TN} \Rightarrow$
 g_m è minore]

Saturazione

$$g_m = K_n (V_{GS} - V_{TN})$$



③ Il caso del generatore V_{cc} , dopo essere spente i generatori indipendenti come nel caso precedente, conviene quando uno dei due morsetti si trova a ground.



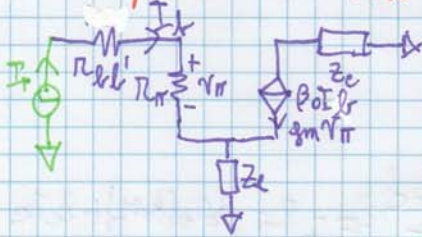
$Z(s) = \frac{V_P}{\sum_{i=1,2,3} I_{P,i}}$ Occorre fare la sovrapposizione degli effetti e trovare le 3 correnti, ognuna delle quali è dovuta a 3 contributori.

Tutte le $V_{P,i}$ sono uguali. $[I] = [G][V]$ In forma matriciale. Spesso la matrice G ha numeri. In seguito vedremo come si applica.

⑦ $Z(s) = \frac{V_{cc}}{I_{cc}}$; in questo caso lascio occisi i generatori indipendenti e faccio gli stessi calcoli che si facevano in elettrotecnica (o quasi).

IMPIEDENZA BJT

Impedenza di base $Z_{b,in}$



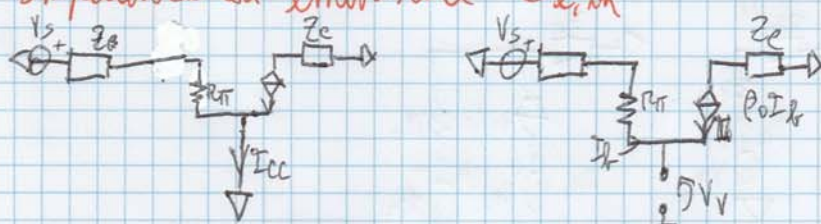
Notando che il pilote del generatore pilotato è I_b , conviene usare un generatore di corrente I_p .

$$V_P = I_P (R_{bb'} + R_{\pi}) + V_{CE} = I_P (R_{bb'} + R_{\pi} + (\beta + 1) Z_E)$$

$$Z_{b,in} = \frac{V_P}{I_P} = R_{bb'} + R_{\pi} + (\beta + 1) Z_E$$

Di solito $R_{bb'} \approx 0$ e $Z_{b,in} = R_{\pi} + (\beta + 1) Z_E$

Impedenza di emittitore $Z_{e,in}$

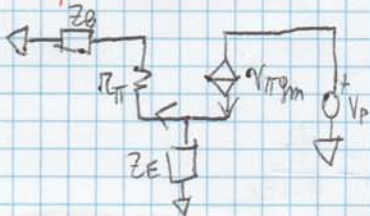


Per $Z_{e,in}$ usiamo il rapporto fra V_s e I_{cc} . Notiamo che per trovare V_s $I_b = 0 \Rightarrow V_s = V_v$

$$I_{cc} = (\beta + 1) I_b = (\beta + 1) \frac{V_s}{R_{\pi} + Z_b}$$

$$Z_{e,in} = \frac{V_s}{I_{cc}} = \frac{R_{\pi} + Z_b}{\beta + 1}$$

Impedenza di collettore



Il generatore mette corrente nel circuito, di conseguenza I_b ha il verso indicato in figura. Se I_b ha quel verso però V_{π} ha il + verso il base, quindi il pilotato ha le correnti che dovrebbe fluire in modo

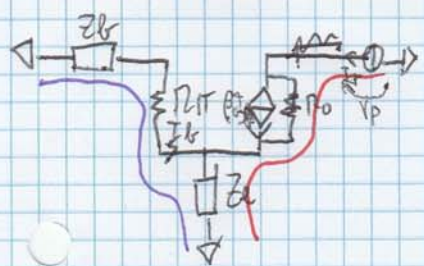
$$I_P = I_P' + I_P'' + I_P''' = V_P \left(\frac{1}{R_{\pi} + Z_b} + \frac{g_m R_{\pi}}{R_{\pi} + Z_b} + \frac{g_m R_{\pi}}{R_{\pi} + Z_b} \cdot \frac{Z_c}{R_o + Z_c} + \frac{1}{R_o + Z_c} \right) =$$

$$= V_P \left(\frac{R_o + Z_c + g_m R_{\pi} (R_o + Z_c) + g_m R_{\pi} \cdot Z_c + R_{\pi} + Z_b}{(R_{\pi} + Z_b)(R_o + Z_c)} \right)$$

$$Z_{in} = \frac{(R_o + Z_c)(R_{\pi} + Z_b)}{R_{\pi} + Z_b + g_m Z_c R_{\pi} + (R_o + Z_c)(g_m R_{\pi} + 1)}$$

Z_{in}

Parce in corrente



$$1) V_P = R_o(I_P - \beta_0 I_b) + (I_b + I_P) Z_c$$

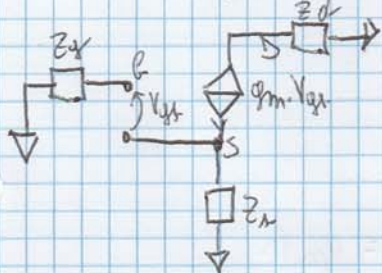
$$2) (Z_b + R_{\pi}) I_b + Z_c (I_b + I_P) = 0$$

$$I_b (Z_b + R_{\pi} + Z_c) = -I_P Z_c \quad I_b = \frac{-I_P Z_c}{Z_b + R_{\pi} + Z_c}$$

$$3) V_P = (R_o + Z_c) I_P + I_b (Z_c - R_o \beta_0) = (R_o + Z_c) I_P - \frac{I_P Z_c}{Z_b + R_{\pi} + Z_c} (Z_c - R_o \beta_0) =$$

$$\Rightarrow \frac{V_P}{I_P} = Z_{in} = R_o + Z_c - \frac{Z_c (Z_c - R_o \beta_0)}{Z_b + R_{\pi} + Z_c} = R_o + Z_c \left(\frac{Z_b + R_{\pi} + R_o \beta_0}{Z_b + R_{\pi} + Z_c} \right)$$

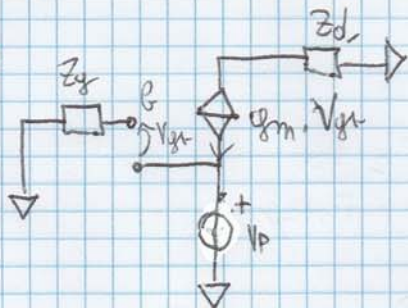
IMPEDENZE MOS



Z_{gin}

Gravemente al SiO2 non può passare corrente dal gate e di conseguenza l'impedenza vista da B è $Z_{gin} \rightarrow \infty$

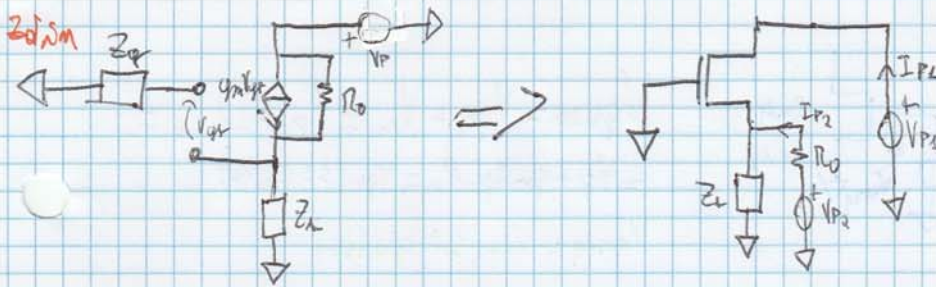
Z_{in}



$$V_P = -V_{gs}$$

$$I_P = -I_d = -g_m \cdot V_{gs} = g_m V_P$$

$$\frac{V_P}{I_P} = Z_{in} = \frac{1}{g_m}$$



Nota: Se $Z_L = 0$ si usa il metodo "volprim" e $Z_{din} = R_0$

$V_{P2} = 0 \quad I_{P1} = 0 \quad I_{P2} = 0$

$V_{P2} = 0 \quad I_{P2}^{II} = \frac{V_{P2}}{R_0 \parallel Z_L \parallel \frac{1}{g_m}} \quad I_{P1}^{II} = -\frac{Z_L}{\frac{1}{g_m} + Z_L} \cdot I_{P2}^{II}$

$I_P = \frac{V_P}{R_0 \parallel Z_L \parallel \frac{1}{g_m}} \approx -\frac{g_m Z_L}{1 + g_m Z_L} \cdot \frac{V_P}{R_0 \parallel Z_L \parallel \frac{1}{g_m}} \quad \frac{V_P}{I_P} = Z_{din} = \frac{1}{\frac{1}{R_0 \parallel Z_L \parallel \frac{1}{g_m}} - \frac{g_m Z_L}{1 + g_m Z_L} \cdot \frac{1}{R_0 \parallel Z_L \parallel \frac{1}{g_m}}}$

$Z_{din} = \frac{1}{\frac{1}{R_0 \parallel Z_L \parallel \frac{1}{g_m}} \left(\frac{1}{1 - \frac{g_m Z_L}{1 + g_m Z_L}} \right)} = (R_0 \parallel Z_L \parallel \frac{1}{g_m}) (1 + g_m Z_L) = (R_0 \parallel \frac{Z_L}{1 + g_m Z_L}) (1 + g_m Z_L) = R_0 (1 + g_m Z_L) + Z_L$

CIRCUITI EQUIVALENTI PER BJT E MOS

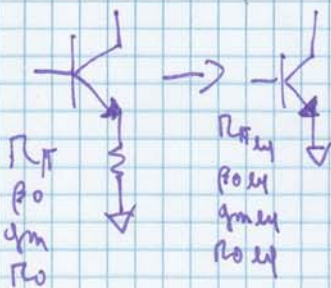
Spesso i circuiti diventano estremamente complicati e essere di R_E in un Ana BJT e di R_S in un MOS, per questo si lavora con circuiti equivalenti con emettitore e source e ground cercando nuovi parametri:

BJT

Ricerchiamo $\beta_{eq}, R_{\pi eq}, g_{m eq}, R_{o eq}$

Notando i risultati trovati in precedenza, appare evidente che:

$\beta_{eq} = \beta_0$ (non si modificano I_c e I_b).



$R_{\pi eq}$ è l'impedenza vista dalla base se non c'è resistenza di emettitore:

$R_{\pi eq} = R_{\pi} + (\beta_0 + 1)R_E$

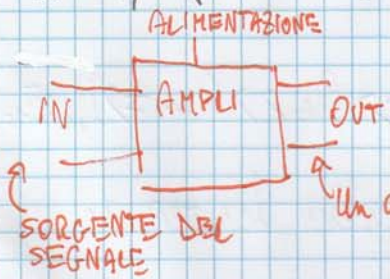
Se $R_E = 0$ $R_{o eq}$ è la impedenza vista dal collettore:

$R_{o eq} = R_0 + R_E \left(\frac{R_{\pi} + R_{\pi} + R_0 \beta_0}{R_{\pi} + R_{\pi} + R_E} \right)$

Per $g_{m eq}$: $R_{\pi eq} = \frac{\beta_0}{g_{m eq}} \Rightarrow g_{m eq} = \frac{\beta_0}{R_{\pi} + (\beta_0 + 1)R_E} \approx \frac{\beta_0}{R_{\pi} + \beta_0 R_E} = \frac{g_m}{1 + g_m R_E}$

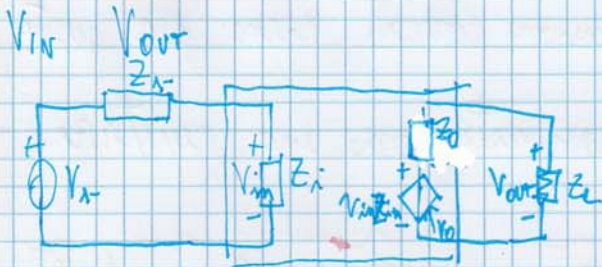
AMPLIFICATORI

È possibile costruire circuiti con i transistori capaci di amplificare segnali, cioè grandezze variabili rispetto un punto di lavoro fisso. Un amplificatore è un circuito attivo e due porte in grado di aumentare la potenza di un segnale in ingresso sfruttando la potenza erogata dall'alimentazione. Questo lo differenzia per esempio da un trasformatore. Non è detto che $V_{out} > V_{in}$ oppure $I_{out} > I_{in}$, ma se un amplificatore funziona allora $P_{out} > P_{in}$.



Esistono 4 tipi di amplificatore:

- Ingresso tensione uscita corrente (V_{in} I_{out})
- Ingresso tensione uscita tensione (V_{in} V_{out})
- Ingresso corrente uscita tensione (I_{in} V_{out})
- Ingresso corrente uscita corrente (I_{in} I_{out})

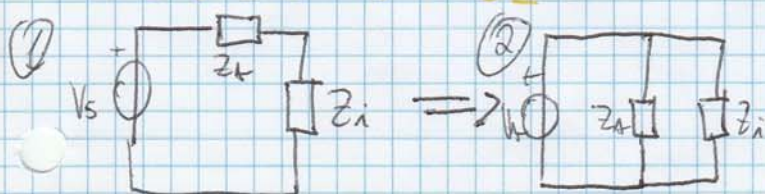


Notiamo subito che in questo caso, come in tutti i casi del genere, il progettista non può toccare Z_s che è l'impedenza interna del generatore e Z_L che è l'impedenza di carico. Perché il segnale di ingresso sia più simile possibile al segnale generato:

$V_{in} = V_s \frac{Z_i}{Z_s + Z_i} \Rightarrow Z_i$ deve essere più grande possibile rispetto a Z_s . Nota che non ha senso dire che $Z_i = \infty$, sarebbe un circuito aperto, il che significa che non entrerebbe potenza nell'amplificatore e tutto sarebbe vano. Quindi bisogna dire $Z_i \gg Z_s$.

Invece per l'uscita $V_{out} = V_o \frac{Z_L}{Z_o + Z_L} \Rightarrow Z_o$ deve tendere a ϕ

NOTA SU EQUIVALENZE



Fino ad ora abbiamo visto che i componenti sono "miepi" come talpe, ma questo vale solo nel caso in cui le condizioni sono le stesse. Se la frequenza dovesse cambiare equivalenza come quella in figura

STADI DI AMPLIFICAZIONE

3 transistor vengono usati in elettronica come amplificatori. Da notare che prima abbiamo parlato di 2 ingressi, 2 di entrate e 2 di uscite, ma i transistor che abbiamo studiato, i MOS e i BJT, hanno solo 3 pin. In questi casi si usa un ingresso sia come entrata che come uscita, tutto sarà l'ingresso in comune, e gli altri due separati.

Nota che:

- Non ha senso mettere come entrate il collettore del BJT o il drain del MOS: l'impedenza vista dal segnale è infatti infinita (in assenza di R_D) e ciò ostacolerebbe il suo passaggio.
- Non ha senso mettere l'uscita sulla base del BJT o sul gate del MOS; in questo modo l'amplificazione sarebbe minore, poiché la corrente in base è decisamente minore di quella in e ed e , inoltre sul gate non scorre corrente, no corrente significa no potenza. Il gate lo colleghiamo all'ingresso per dargli il comando e comandare la corrente di drain e quindi la potenza entrante.

Le possibili combinazioni allora sono:

BJT: Stadio a emittore comune (common emitter) 

Common base



Common collector



MOS: Common source 

Common drain



Common gate



Per ogni stadio di amplificazione calcoleremo: amplificazione in corrente/tensione/potenza, impedenza di ingresso Z_i e di uscita Z_o . Ci servirà un buon circuito di polarizzazione per studiare l'amplificazione; un esempio è il circuito di autopolarizzazione.

STADI DI AMPLIFICAZIONE DEL BJT

Stiamo studiando il segnale, quindi spegniamo tutti gli alimentatori e colleghiamo direttamente il segnale al circuito di polarizzazione. ~~Anche se~~ Sovrapponendo AC e DC se il segnale fosse collegato direttamente ed esempio al circuito di autopolarizzazione sarebbe un guaio, poiché andrebbe a spartiva e interferire con il BIAS. Per questo usiamo un truceo.

Inoltre separiamo una parte di R_E ; la diciamo R_{E1} e R_{E2} una parte viene colata-circuitata ad un'altra per in modo da modularne il guadagno del progettista l'amplice in corrente.

Per $R_E \rightarrow 0$ $\frac{V_u}{V_i} = -\beta_0 g_m = -\frac{\beta_0 I_e}{V_T} = -\frac{V_{CE}}{V_T}$ Questa amplice è enorme.

Le impedenze di ingresso e uscita valgono:

$Z_i = r_{\pi} + (\beta_0 + 1) R_E$ $Z_{out} = R_E \parallel Z_{ie} = R_E$

Nota: i condensatori usati per disaccoppiare R_E e R_E prendono il nome di condensatori di bypass e verranno studiati nel corso problemi legati ad essi in alta frequenza.

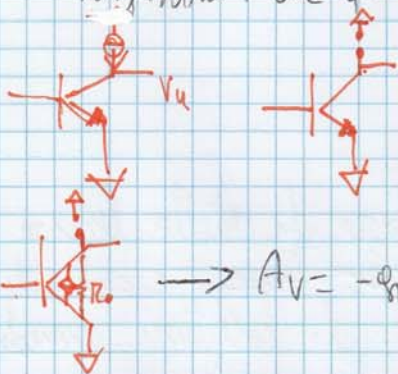
Parliamo di amplificazione in corrente (A_I) di questo circuito, fissando in testa la formula di A_V :

$A_V = -\frac{\beta_0 R_C}{r_{\pi} + (\beta_0 + 1) R_E}$

$I_o = -I_i \cdot \beta_0 \Rightarrow A_I = \frac{I_o}{I_i} = -\beta_0$ L'amplice in corrente è dell'ordine delle centinaia, molto alta.

$A_P = A_I \times A_V$ L'amplice in potenza è dell'ordine delle migliaia

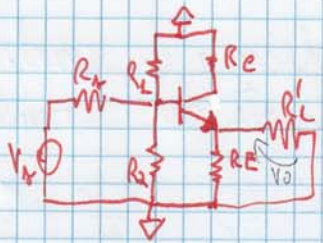
Continuando a notare la forma di A_V potremmo chiederci: ma se avessimo un bipolo che fornisce corrente continua in DC e abbia un'impedenza infinita per il segnale, otterremmo amplificazione infinita? Se questo bipolo fosse un generatore di corrente ideale?



In realtà no, perché usciremmo dal range di validità. Bisogna considerare R_o in questo caso ($R_E = 0$ in AC).

$\rightarrow A_V = -g_m R_o = -\frac{I_e}{V_T} \cdot \frac{V_A}{I_e} = -\frac{V_A}{V_T}$

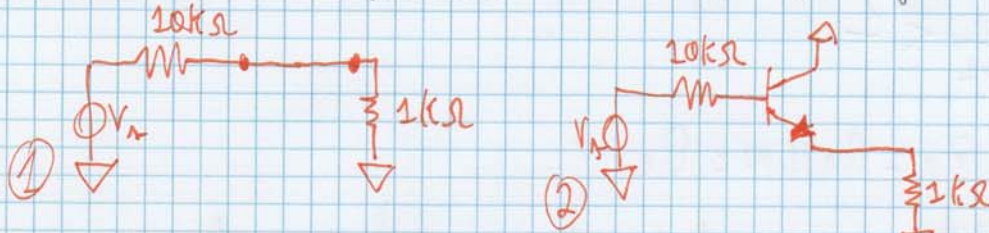
Questo è la massima amplice che possiamo ottenere



$$V_o = \frac{V_s}{R_B + (R_C \parallel (R_L + (\beta + 1)R_E))} \cdot \frac{R_C}{R_B + Z_{iB}} \cdot R_L$$

chiamo $R_L = R_C \parallel R_L$
 $R_B = R_1 \parallel R_2$

A cosa serve un ampli del genere? Se non amplifica tensione non potremmo usare un filo nel suo posto e sfruttare un partitore di tensione? Rendiamo un circuito del genere:



Nel caso di ①, a parità di resistenze con ②, sulle resistenze da 1kΩ ~~cade~~ $\frac{V_s}{11}$ cade un valore pari a $\frac{V_s}{11}$. Nel secondo caso invece l'impedenza di ingresso vista dal segnale (con $\beta_0 \approx 100$) è $> 200k\Omega$, il che significa che oltre il 99% del segnale di ingresso viene raccolto.

Perché questo amplificatore si chiama emitter follower?

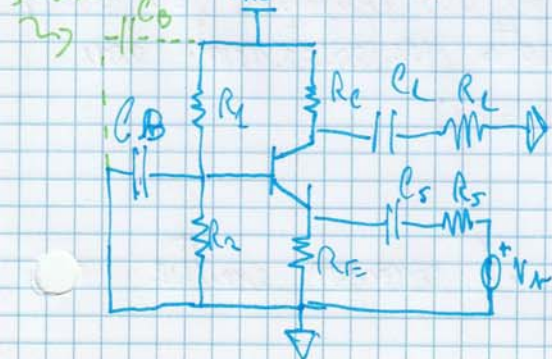
Di solito, in un circuito, per amplificare sia corrente che tensione. Se un ampli lo stadio a emittore comune si occupa di amplificare la tensione; una volta scelto il valore da amplificare si mette in cascata uno ^{stadio} common collector e si amplifica la corrente.

Ultima nota su e.c. ...

chi viene il parallelo fra $R_E \approx \frac{1}{g_m}$ in $R_O = R_E \parallel \frac{1}{g_m}$

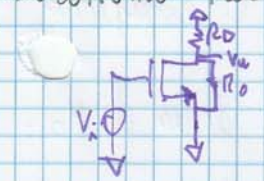
$$R_E = \frac{V_{RE}}{I_E} \approx \frac{V_{RE}}{I_C} \quad ; \quad \frac{1}{g_m} = \frac{V_T}{I_C} \quad ; \quad V_{RE} \gg \frac{V_T}{I_C} \Rightarrow \text{vince } \frac{1}{g_m}$$

STADIO A BASE COMUNE



Queste sono le topologie dello stadio a base comune: se la base fosse collegata al ground direttamente si rinvierebbe la polarizzazione. L'uscita è sull'collector e l'entrata sull'emittore.

Consideriamo la presenza di r_o , nel caso in cui $R_s \neq 0$, altrimenti saremmo nei casi.



$$\frac{V_u}{V_i} = -g_m(R_D || R_o)$$

Se fosse presente $R_s \neq 0$ dovremmo sostituire $R_o \rightarrow R_{o,eq}$ e $g_m \rightarrow g_{m,eq}$

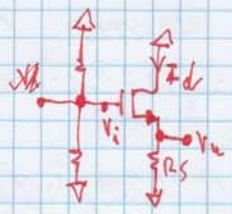
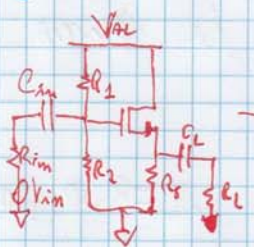
$$\frac{V_u}{V_i} = -g_{m,eq}(R_D || R_{o,eq})$$



Facendo il caso visto sopra della r_o , vista la formula $A_v = -g_m R_o$ nel caso in cui $R_s = 0$, potremmo chiederci: ma se messo un generatore di corrente sul drain la R_s vale di conseguenza ∞ , il guadagno sarebbe ∞ ? No, perché questo è uno dei casi in cui si deve considerare la r_o . $A_v = -g_m R_o = -\frac{2I_D}{V_{ov}} \cdot \frac{V_A}{2I_D} = -\frac{2V_A}{V_{ov}}$

tipicamente questo ampli vale circa 10 volte, contro le circa 1000 del BST, notando che i MOS non sono ottimi amplificatori. Però si integrano bene, consumano poco e sono piccoli, questo fa di loro i padroni incontrastati dei sistemi integrati; poiché le resistenze occupano una certa area, il metodo mostrato sopra del generatore di corrente è tipicamente usato nei sistemi integrati. Difficilmente, inoltre, si trovano MOS discreti, ed essi viene preferito il BST, salvo che in alcune applicazioni in elettronica di potenza.

DRAIN COMUNE

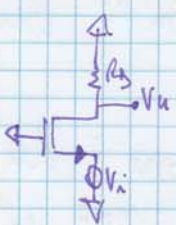
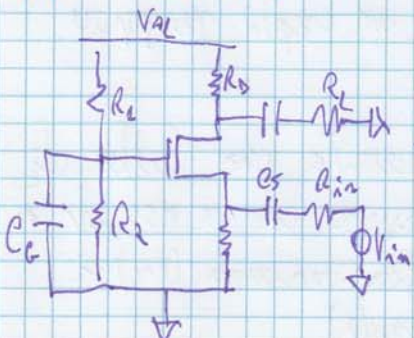


$$\frac{V_u}{V_i} \rightarrow V_u = V_i \cdot g_{m,eq} R_s = V_i \cdot \frac{g_m R_s}{1 + g_m R_s}$$

$$A_v = \frac{V_u}{V_i} = \frac{g_m R_s}{1 + g_m R_s} < 1 \text{ come nel c.c.}$$

Elemento guadagno in corrente

GATE COMUNE

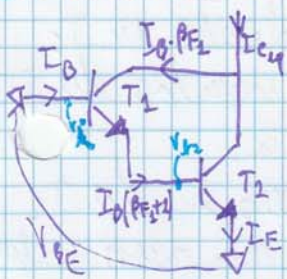


$$V_u = \frac{V_i}{\frac{1}{g_m}} \cdot R_s =$$

$$A_v = \frac{V_u}{V_i} = g_m R_s$$

L'amplificatore in tensione sembra elevato ma è limitato da r_o che in un circuito del genere, studieremo come trattare con metodi più avanzati. Il guadagno in corrente è unitario.

CONFIGURAZIONE DARLINGTON



A-coppie di NPN spesso usate in elettronica di potenza. Da questa configurazione si ottiene un guadagno molto più elevato che in un singolo transistor.

$$I_{C2} = I_B \cdot (\beta_1 + 1) \cdot \beta_2 + I_{B2} \beta_2 = I_B (\beta_1 \beta_2 + \beta_2 + \beta_1)$$

$$\beta_{DARL} = \beta_1 + \beta_2 + \beta_1 \beta_2 \approx \beta_1 \beta_2$$

Basta 1 mA nelle basi e si controllano correnti dell'ampere.

$$V_{BE24} = V_{BE1} + V_{BE2}$$

Vogliamo trovare un transistor equivalente.

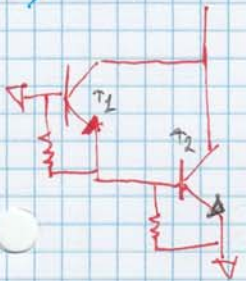
$$R_{\pi 24} = R_{\pi 1} + (\beta_1 + 1) R_{\pi 2} = \frac{V_T}{I_B} + (\beta_1 + 1) \frac{V_T}{I_{B2}} = \frac{2V_T}{I_B} = 2 R_{\pi 1} \quad [R_{\pi 24} \text{ è la resistenza vista dalla base}]$$

$$g_{m 24} = \frac{i_{c2}}{v_{be}} = \frac{i_c}{R_{\pi 24} v_{be}} = \frac{\beta_{24}}{R_{\pi 24}} = \frac{\beta_{24}}{2 R_{\pi 1}} = \frac{\beta_{24}}{2} \frac{I_B}{2V_T} = \frac{I_C}{2V_T}$$

Uno svantaggio di questa configurazione è che il transistor non può saturare.

Prima può di andare avanti conviene fare un calcolo, V_{be2}/V_i , come indicato in figura, che torna utile nei calcoli [nel dominio delle trasmissioni]

$$V_{be2} = \frac{V_i \cdot (R_{\pi 2})^{(Pot2)}}{R_{\pi 1} + (Pot2) R_{\pi 2}} \rightarrow \frac{V_{be2}}{V_i} = \frac{R_{\pi 2} (Pot2)}{R_{\pi 1} + (Pot2) R_{\pi 2}} = \frac{\frac{V_T}{(Pot2) I_B} (Pot2)}{\frac{V_T}{I_B} + \frac{V_T}{I_B}} = \frac{1}{2}$$



Considerazioni: il β che si legge sul manuale è in realtà (stiamo parlando del suo valore minimo) più basso delle possibili stime che abbiamo dato sopra del β_{24} . Questo perché essendo un dispositivo bipolare, dove sono presenti anche minoritari, nel momento in cui si spegne, per poter riportare

"a zero", cioè per poter annullare le cariche presenti, per i maggioritari non c'è problema, una volta spento il generatore V_{be} non danno problemi, ma per esempio si considerino i minoritari in T_2 : non possono rinviare per il neutro (sono in polarizzazione) ed andare da ed annullarsi elettricamente. Per questo si usano delle resistenze per annullare i minoritari che abbassano il β minimo.

È possibile usare un Darlington come interruttore?

Per poterlo usare come un ~~trans~~ interruttore dobbiamo fare in modo che saturi. Ricordiamo che un transistor entra in saturazione quando la sua base è ad una tensione più positiva del collettore.

Qui troviamo un difetto della coppia Darlington, poiché non è

DINAMICA DI UN CIRCUITO

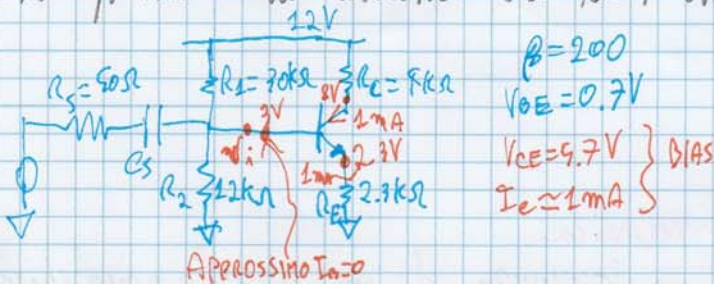
Fino ad ora ciò che abbiamo visto è stato studiare la polarizzazione di un circuito, dove cercavamo il bias point considerando solo l'eliminazione di un circuito, considerando i condensatori come circuiti aperti, e il piccolo segnale, dove ci muoveremo di poco dal punto di lavoro attraverso un segnale con una frequenza tale da considerare i condensatori come cortocircuiti.

La parola **dinamica** ha due significati:

1. Massima generazione di segnale che posso avere in un circuito
2. Il comportamento nel dominio del tempo una volta scritte un'eq. differenziale legato al circuito [o si risolve o si passa al dominio di Laplace].

Partiamo da 1: dove è presente per esempio un BJT, la massima escursione di segnale che posso avere è strettamente legata con l'interdizione e la saturazione. Per vedere quando sono in saturazione basta trovare $V_{CE} = 0$ per cui le grandezze del circuito per cui $V_{CE} = 0V$ e $I_C = 0A$ (l'ultima se però voglio trovare l'interdizione, non la saturazione).

Per la prima volta useremo sia bias che segnale. Vediamo un esempio:



Supponiamo che $V_{CE} > 0.3V$
per essere non in saturazione
e $I_C > 0$ (no interdizione)

Dopo aver calcolato il bias si passa allo studio del segnale, usiamo il modello del piccolo segnale che per questo circuito va abbastanza bene.

la tensione sull'emettitore $V_E = V_E + A_{V_{e,c}} \cdot V_i = 2.3V + V_i$
common collector

$$A_{V_{e,c}} = \frac{(1+\beta)R_E}{R_{in} + (1+\beta)R_E} \approx 1$$

$$V_E = 2.3V + A_{V_{e,c}} V_i = 2.3V + 1.7V_i$$

$$A_{V_{c,e}} = \frac{\beta_0 R_E}{R_{in} + (1+\beta)R_E} \approx -1.7$$

$$V_{CE} = 12V - 1.7V_i - V_i - 2.3V = 9.7V - 2.7V_i > 0.3V \Rightarrow 2.7V_i < 9.4V$$

$V_i < 2V$ al limite della saturazione

$$I_C \approx \frac{V_E}{R_E} = \frac{2.3V + V_i}{2.7k\Omega} > 0A \quad V_i > -2.3V$$

Perché il sistema sia stabile è presente un teorema che mi dà informazioni al riguardo. Detti zeri della FDT gli zeri del numeratore e poli gli zeri del denominatore, una rete è stabile se i coefficienti del denominatore sono positivi e non nulli, in questo modo gli zeri si trovano solo nel semipiano di sinistra. Se fossero presenti poli a destra essi darebbero origine ad un'autoformata del tipo e^{at} , $a > 0$, il circuito esploderebbe se succedesse una cosa del genere. Gli zeri a destra invece non danno instabilità, per poco vedremo come trattarli.

È piacevole poter disegnare $F(s)$, per capire il comportamento dell'amplificazione del circuito al variare della frequenza, ma s è una variabile complessa e lo stesso $F(s)$.

Teo. di estensione delle f. analitiche: se conosco il comportamento di una f su un segmento, so come si comporta su tutto il piano complesso.

Quindi e questo teorema calcoliamo il modulo $|F(s)|$ e vediamo indirettamente l'effetto dei poli sul sistema, ossia vedremo come ha loro presenza influenza sul modulo, osservandoli da lontano, $s = \sigma + j\omega$, piuttosto che stare sul polo e proprio modulo di $F(s)$ staremo sul $|F(j\omega)|$, ossia sulla parte positiva dell'asse immaginario.

$|F(j\omega)|$ va da $\mathbb{R} \rightarrow \mathbb{R}$, però perde informazioni sul segno e ad esempio il guadagno è negativo. Per questo dire il modulo di $|F(j\omega)|$ mi dice la fase di $F(s)$, $\angle F(s)$, ancora funzione da \mathbb{R} in \mathbb{R} .

DIAGRAMMI DI BODE DI MODULO E FASE

Nei diagrammi di Bode, l'asse x è un asse logaritmico, in base 10, per questo riguardo il modulo può essere rappresentato sull'asse y con una scala in decibel: $A_{db} = 20 \log_{10} \left(\frac{V_2}{V_1} \right)$

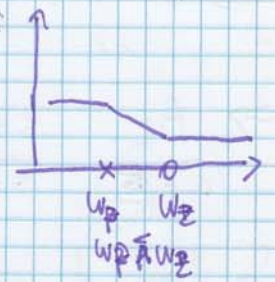
NOTA STORICA:

Perché si chiamano decibel se è presente un fattore 20? Inizialmente essi venivano usati in telefonia, dove indicavano il rapporto fra potenze P_1 $10 \log_{10} \left(\frac{P_1}{P_2} \right) = 10 \log_{10} \left(\frac{V_1^2/R}{V_2^2/R} \right) = 20 \log_{10} \left(\frac{V_1}{V_2} \right)$, poi dai per chi si occupava di telefonia R era sempre la stessa e valeva 600Ω. Poi sono arrivati gli elettronici e poiché R per loro non era sempre uguale, hanno iniziato a fare dei cavi.

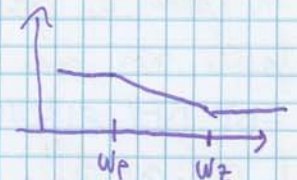
Quello che andremo a tracciare sarà il diagramma di Bode asintotico, non costituito da funzioni vere e proprie ma approssimazioni, usando tutte

E ora potremmo chiederci: come si comporta il diagramma della fase se, in una f come $F(s) = A \frac{1 + \frac{s}{\omega_z}}{1 + \frac{s}{\omega_p}}$ se ω_z e ω_p sono più vicini

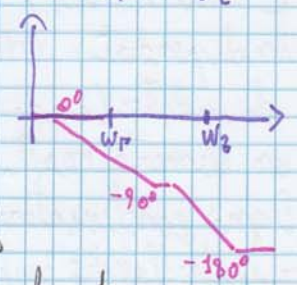
di due decadi? In questo caso non possiamo trattare il diagramma come nel caso precedente, non scende la fase fino a -90° ma si ferma prima se polo e zero sono più vicini di due decadi.



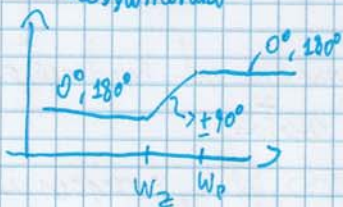
Qualcosa di particolare capita per $F(s) = A \frac{1 - \frac{s}{\omega_z}}{1 + \frac{s}{\omega_p}}$



Il diagramma del modulo non cambia, però la fase si inverte: ad basse frequenze il guadagno è non invertente, ad alte frequenze invece il guadagno diventa invertente.

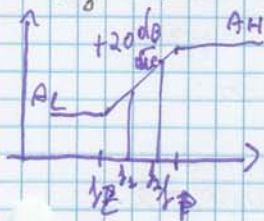


Riassumendo



Quando il diagramma è piatto la fase vale 0° o 180° , quando è inclinato, ad una distanza maggiore di 1 decade da ogni polo (se) allora la fase vale $\pm 90^\circ$

I diagrammi di Bode permettono di fare calcoli molto semplici.



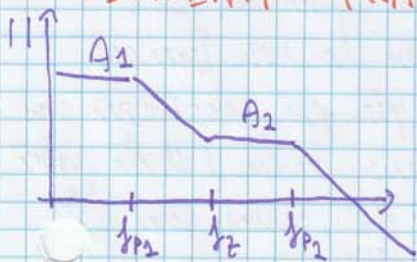
Su un qualunque tratto della pendenza a 20 dB vale la seguente proprietà: Se $f_2 > f_1$ $\frac{A_2}{A_1} = \frac{f_2}{f_1}$, dove

$A_2 > A_1$ sono le amplitudine alle frequenze, dipende solo quale delle due è più grande vale per qualsiasi coppia di punti sul tratto a 20 dB di pendenza inclusi gli estremi.

$\frac{A_H}{A_L} = \frac{f_H}{f_L}$

Se la pendenza fosse ± 0 dB/dec $\rightarrow \frac{A_H}{A_L} = \left(\frac{f_H}{f_L}\right)^2$ [60 dB/dec diventa un cubo]

SUGGERIMENTI PRATICI PER SCRIVERE FDT



In un diagramma del genere, il modo ordinato e corretto di esprimere la FDT è il seguente:

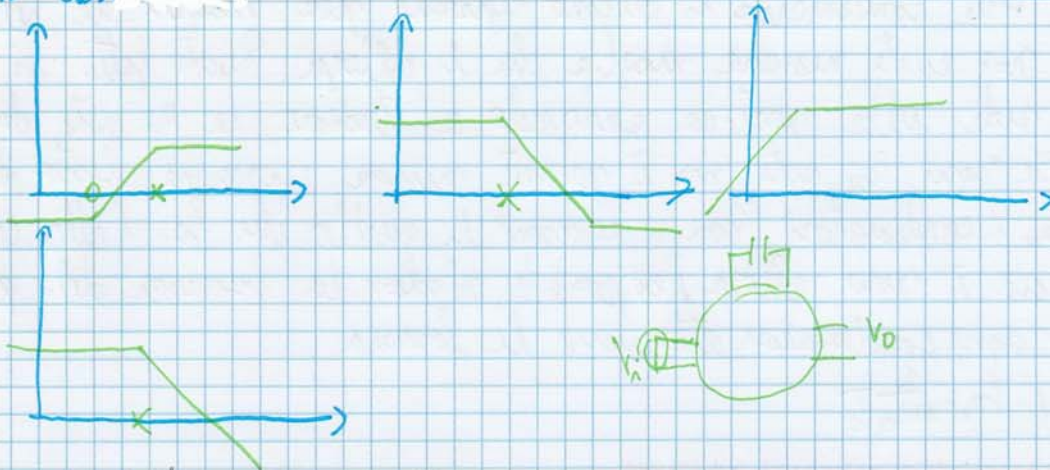
$A_1 \frac{(1 + \frac{s}{\omega_{pz}})}{(1 + \frac{s}{\omega_{ps}})(1 + \frac{s}{\omega_{pz}})}$

che, come avremo visto in precedenza, rappresenta la formula in HF. E se vedessimo A_2 come termine noto

el posto di A_1 ?

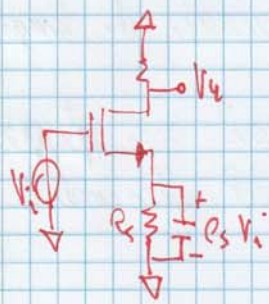
Questa formula vale sempre in questi casi ed è molto comoda da usare.

Alcuni casi:



Con un induttore $f_{rc} = \frac{R_{eq}}{2\pi L}$

CASO MOLTO PARTICOLARE:

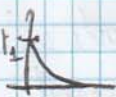


Abbiamo un circuito del genere e ci facciamo una domanda: può la presenza di quel condensatore fare in modo che la v_0 sia nulla? Apparentemente la risposta sembra essere no, perché a seconda di come si consideri il condensatore ci sarà sempre delle correnti che passano. Ma se si ragiona nel dominio del tempo, nel dominio delle

trasformate $\frac{1}{R_s} + sC_s = 0 \rightarrow s = -\frac{1}{R_s C_s}$; e questa particolare frequenza l'impedenza sul source è un circuito aperto, ma per fare in modo che

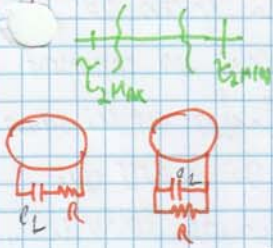


questo accade dobbiamo "imbrogliare" sulle definizioni date in precedenza. Possiamo imporre una condizione iniziale v_1 sul condensatore. Antitrasformando $s = -\frac{1}{RC}$ si trova un exp con costante di tempo $\tau = RC$ in maniera che la tensione sul condensatore che si sta considerando, e una condizione iniziale v_1 esende come in figura. Praticamente questo significa mettere un segnale di ingresso v_1 che ha la stessa tensione del condensatore, così che v_{0t} sia sempre nulla, non facendo passare corrente.



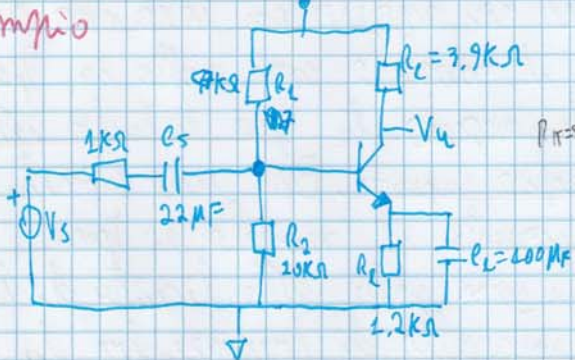
Metodo veloce:

Prattanto che trovare ω_{2max} e ω_{2min} usiamo un piccolo truccetto, ossia fare una rapida stima trovando un valore per cui ω_{2max} sarà certamente minore e un valore tale che ω_{2min} sarà certamente maggiore di esso.



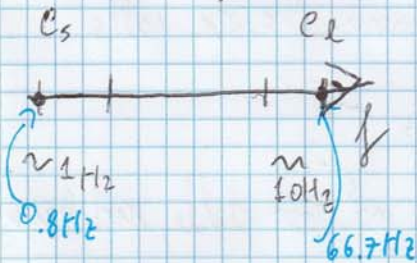
Se, come in figura, sono presenti una certa resistenza in serie al condensatore C_L la R_{eq} che vedrà sarà maggiore certamente di C_L ; se R è // a C_L la R_{eq} vista da C_L sarà minore di R quindi posso fare una stima veloce per vedere se la distanza è maggiore di una decade.

Esempio



C_s vede vuol dire $1k\Omega$ in serie con il parallelo di C_L , R_2 e R_3 , diciamo che in tutto vede circa $7k\Omega$ di resistenza τ è delle parti delle $100ms$
 C_E vede sulla base circa $10k\Omega$
 $\frac{15k\Omega}{200} \approx 70\Omega$, in realtà vedrà di meno
 $70\Omega \times 100\mu F \approx 7ms$ di meno $\tau < 7ms$

Prima agiro C_s e poi C_E



$$f_{P_{OS}} = \frac{1}{2\pi \cdot 22\mu F \times (1k\Omega + 10k\Omega \parallel 7k\Omega \parallel (7k\Omega + 20\mu F \times 1.2k\Omega))} = 0.8 Hz$$

$$f_{P_{EE}} = \frac{1}{2\pi \cdot 100\mu F \times (1.2k\Omega \parallel (\frac{7k\Omega \parallel 1k\Omega \parallel 10k\Omega + 7k\Omega}{20})} = 66.7 Hz$$

$$f_{P_{ESMAX}} = \frac{1}{2\pi \cdot 22\mu F \times (1k\Omega + 7k\Omega \parallel 10k\Omega \parallel 7k\Omega)} = 1.96 Hz$$

$$f_{P_{EE MAX}} = \frac{1}{2\pi \cdot 100\mu F \times (\frac{7k\Omega \parallel 10k\Omega + 7k\Omega}{20} \parallel 1.2k\Omega)} = 279 Hz$$

MAGGIORI DI UNA DECADE

È FST vera del tipo $\frac{A}{1+b_1s+b_2s^2} = F(s)$.

Se $f_{pH2} \gg f_{0H2}$ ci troviamo nella condizione di **POLO DOMINANTE**, che è comunque un' approssimazione. Se volessimo fare i conti per bene:

valutiamo $F(s)$ per $s = j\omega$
 $F(j\omega) = \frac{A}{1+b_1j\omega-b_2\omega^2} = \frac{|A| \cdot 1}{|A| \sqrt{(1-b_2\omega^2)^2 + b_1^2\omega^2}} = \frac{1}{\sqrt{2}}$ by definition

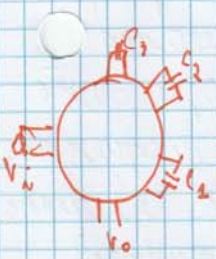
$(1-b_2\omega^2)^2 + b_1^2\omega^2 = 1 - 2b_2\omega^2 + b_2^2\omega^4 + b_1^2\omega^2 = 2$

Trascuriamo ω^4 visto che inizia ad agire solo nei pressi del secondo polo.

$b_1^2\omega_H^2 - 2b_2\omega_H^2 - 1 = 0$ $\omega_H = \frac{1}{\sqrt{b_1^2 - 2b_2}}$

[Se siamo in cond. di polo dominante: $\omega_H \approx \frac{1}{2f_{0H2}}$]

Come si fanno a trovare b_1 e b_2 ?



Consideriamo una rete a 3 condensatori come quelle in figura. In alta freq. il guadagno sarà del tipo

$F(s) = \frac{A_0}{1+b_1s+b_2s^2+b_3s^3}$ [Se sarà il polo dominante magari ci forniamo b_1 e b_2].

Dimensionalmente b_1 è un tempo; tutte le espressioni dei condensatori del circuito entreranno in $b_1 \Rightarrow b_1 = f(C_1, R_1, C_2, R_2)$ (ma con anche per b_2 e b_3).

Visto che b_1 deve essere un tempo $b_1 = \sum_{i=1}^N C_i \cdot R_i$, dove N è il numero dei condensatori. Chi sono R_1, R_2 e R_3 ?

Questa espressione, b_1 , deve valere per qualsiasi condizione del circuito anche per qualsiasi valore dei condensatori, allora ci facciamo farbi e calcoliamo R_i come la resistenza eq. vista dal condensatore C_i quando considero gli altri condensatori come circuiti aperti.

$b_1 = \sum_{i=1}^N C_i \cdot R_i^0$ dove R_i^0 indica che gli altri condensatori hanno valore zero e li consideriamo come circuiti aperti.

Questo è il metodo **costanti di tempo open circuit**.

Se nel calcolo di b_1 una costante di tempo è molto maggiore delle altre allora ci troviamo nelle condizioni di polo dominante.

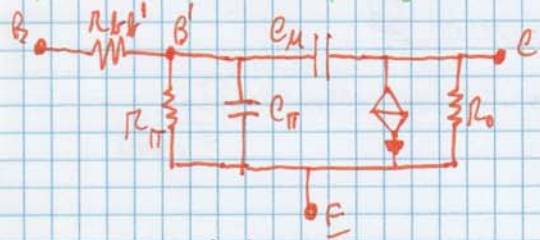
In caso contrario occorre calcolare b_2 :

$b_2 = \sum_{i \neq j, i, j \in S} C_i \cdot R_i \cdot C_j \cdot R_j$ per analoghe considerazioni fatte al caso di prima, cambia qui però il fatto che nella sommatoria è presente la condizione $i \neq j$, altrimenti un teorema mi direbbe che, se ci fossero termini al quadrato,

MODELLO PER ALTA FREQUENZA DEI TRANSISTORI

Dopo aver parlato di polarizzazione del sistema e piccolo segnale. Adesso ci addentriamo nelle dinamiche del circuito, dopo però non possiamo ancora studiare ciò che avviene per freq. dell'ordine delle centinaia di MHz, e causa delle capacità presenti a quel punto, il cui effetto si trascura a basse frequenze.

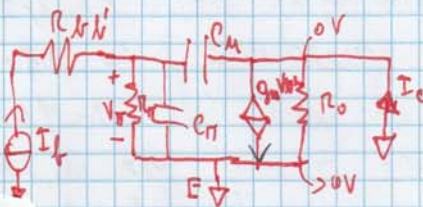
BJT IN HF (modello di Giacoletti)



Questo modello per modellare il BJT in HF introduce due nuove capacità, C_{π} , la capacità di diffusione, e C_{μ} , la capacità di smottamento.

Di solito i valori di C_{μ} e C_{π} non sono forniti dal costruttore, visto che C_{μ} dipende dalle tensioni (e di smottamento) e di diffusione, quindi dipende da I_c . C_{μ} si calcola come:
 $C_{\mu} = \frac{C_{\mu 0}}{(1 - V_{ce}/\phi_j)^m}$ dove $0.2 \leq m \leq 0.9$ è un parametro, V_{ce} è la tensione tra base e collettore, ϕ_j è il potenziale di built-in.

Per trovare C_{μ} calcoliamo $\beta(s)$, qualunque in corrente con uscita in collettore.



Ma R_o non pesa corrente. C_{μ} e C_{π} sono allora in parallelo.

$$I_c = (g_m - sC_{\mu})V_{\pi}$$

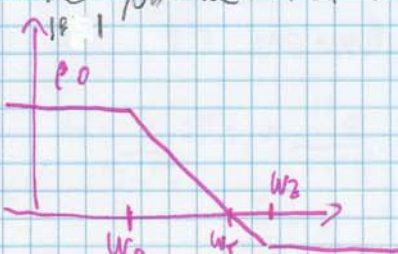
$$V_{\pi} = I_b \times (R_{\pi} \parallel \frac{1}{s(C_{\pi} + C_{\mu})}) = I_b \left(\frac{R_{\pi}}{1 + sR_{\pi}(C_{\pi} + C_{\mu})} \right)$$

$$I_c = (g_m - sC_{\mu}) \times \frac{I_b R_{\pi}}{1 + sR_{\pi}(C_{\pi} + C_{\mu})} \rightarrow \frac{I_c}{I_b} = \beta(s) = \frac{R_{\pi}(g_m - sC_{\mu})}{1 + sR_{\pi}(C_{\pi} + C_{\mu})} = \beta_0 \frac{1 - sC_{\mu}/g_m}{1 + sR_{\pi}(C_{\pi} + C_{\mu})}$$

Notiamo che anche se ci sono 2 condensatori, la rete presenta un polo e una zero, questo perché i condensatori non sono indipendenti fra loro. Per $s \rightarrow 0$ $\beta(s) \rightarrow \beta_0$

il polo è $\omega_p = \frac{1}{R_{\pi}(C_{\pi} + C_{\mu})}$, lo zero $\omega_z = \frac{g_m}{C_{\mu}} \rightarrow \frac{\omega_p}{\omega_z} = \frac{C_{\mu}}{\beta_0(C_{\pi} + C_{\mu})} \ll 1$

ω_p arriva prima. A LF l'ampl. vale β_0 , ed HF $\frac{C_{\mu}}{\beta_0(C_{\pi} + C_{\mu})} \ll 1$



Definiamo un parametro importante di $f_{\pi} = \frac{\omega_p}{2\pi}$, la freq. di transizione $\rightarrow \frac{\omega_p}{\omega_z} = \frac{\beta_0}{1} \rightarrow \omega_p = \frac{g_m}{C_{\pi} + C_{\mu}}$
 ω_p stabilisce i limiti del modello di Giacoletti, valido fino a $\omega_{\pi/3}$

Se l'impedenza è una capacità il teorema diventa

$$C' = C(1-K) \quad C'' = \frac{C(K-1)}{K}$$

Il teo di Miller in generale si usa quando

- $|K| \gg 1 \Rightarrow Z'' = Z$

- Se $|Z| \gg R_c \parallel R_o$ (x lo considero) [$R_c = R_c$ può essere];
in questo caso $Z'' \approx R_c \parallel R_o$

- Se Z è una capacità (parassita); questo è il caso più utile e più
efficace. $C' = C(1-K)$, $C'' = \frac{C(K-1)}{K}$; di solito C'' lo trascureremo.

Dimostriamo il secondo caso, mettendo nel blocco K un
common emitter.



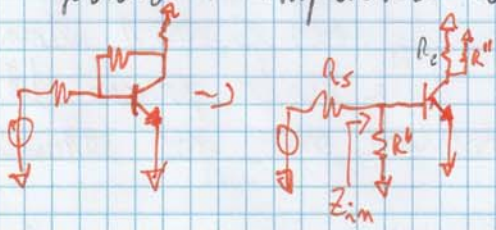
$$K = \frac{V_o}{V_i} = -g_m R_c \parallel Z'' \rightarrow Z'' \gg R_c$$

$$K = -g_m R_c$$

NOTA UTILE

In un circuito dove abbiamo calcolato già K con Miller, per calcolare
l'ampli di $\frac{V_o}{V_{in}}$ basta moltiplicare $\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{V_o}{V_i} \cdot \frac{V_i}{V_{in}} = \frac{V_i}{V_{in}} \cdot K$

Un grande vantaggio che ci dà il teo di Miller è quello di
fornire l'impedenza di ingresso praticamente gratis

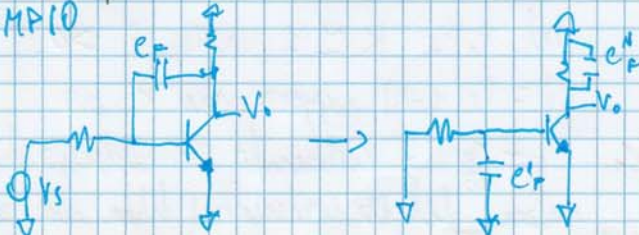


$$Z_{in} = R' \parallel R_{in}$$

Ma è utile per calcolare l'impedenza di
uscita! Perché funziona bisogna calcolare K
accoppiando ingresso e uscita ma non si

vale la pena.

ESEMPIO



Come possiamo dire che
questi circuiti sono equivalenti
se uno ha 1 condensatore e quindi
1 polo e l'altro ha 2 cond. e
2 poli (in teoria)? No, perché se K

sono l'ampli del transistor, supponendo che sia un ampli ideale che

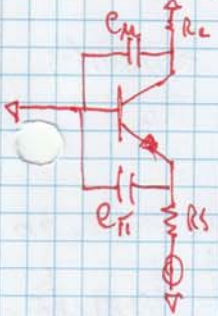
Abbiamo trascurato e_{π} , un polo reale, se però non lo avessimo trascurato $e_{\pi}'' = C_{\pi} \frac{R-1}{R} < 0$, quello che avremmo trovato sarebbe stato una capacità negativa

ma, che, se collegata carica con una R, invece di scaricare la sua carica si comporta come un generatore e si carica, violando la termodinamica e mostrando un polo a dx (crti instabile).

[Common drain è equivalente]

Tipicamente il common collector ha una banda che vale ma non troppo, perché mi mai un R_S è abbastanza elevato e lo stesso vale per la R di uscita, ma di nuovo è meglio del c.e. per la banda

- COMMON BASE



Se trascuriamo R_{B1} allora C_{μ} e C_{π} non vengono Millate, questo è uno dei vantaggi del common base.

In genere $e_{\pi} \gg C_{\mu}$ ed R_S è molto basso per gli usi del common base, quindi, visto che le capacità sono separate per maglie, sappiamo che $\tau_{\pi} = C_{\pi} \times R_S \parallel \frac{1}{g_m}$

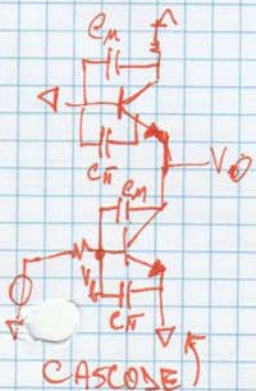
$\tau_u = C_{\mu} \times R_C$. Il polo più in basso, avendo i valori tipici di R_S e R_C , è τ_{π} , anche se $e_{\pi} \gg C_{\mu}$ $R_S \parallel \frac{1}{g_m} \ll R_C$.

Il secondo polo è ciò che non possiamo vedere a causa dei limiti del modello di Giacoletto.

È fino ad ora lo stadio ^{dove i poli hanno fase maggiore} ~~con banda maggiore~~. È usato in radio frequenza. Nota: in radiofrequenza si usa come carico un circuito risonante (LC).

È possibile trovare un circuito dove si ha un bel guadagno e la banda passante è larga?

Se con un c.e. tento di ridurre il guadagno aumento la banda passante, ridurre il guadagno significa ridurre la resistenza di carico, per questo molto un c.b. sul collettore carico del c.e.



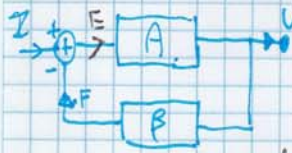
$$\frac{V_o}{V_i} = -g_m \cdot \frac{R_{\pi}}{\beta+1} \approx -g_m \cdot \frac{1}{g_m} = -1$$

quindi $K = -1$

Ma allora C_{μ} del c.e. $\rightarrow C_{\mu}' = 2C_{\mu}$, non 200 come nel c.e.

RETROAZIONE

La retroazione, anche detta reazione o feedback, è uno strumento fondamentale nell'ingegneria. Noi useremo in questo corso la retroazione applicata all'elettronica. Storicamente la retroazione in elettronica è stata introdotta per ovviare alcuni problemi quali l'amplificazione di un segnale per lunghe distanze, visto che ogni volta che il segnale incontrava un amplificatore esso veniva distorto. (Problema che venne appunto risolto dall'invenzione degli ampli retroazionati).



Per capire come funziona consideriamo il blocco nella figura:

A è un amplificatore, I è l'ingresso, U l'uscita, β il blocco di feedback e \oplus rappresenta il blocco sommatore, ma visto che stiamo considerando la retroazione negativa lo chiameremo sottrattore.

Visto che l'amplificatore ha un'amplificazione A che dipende da vari parametri come β del transistor o da T ecc. e soggetto di una variazione di questi grandezze il guadagno varia. Si procede nel seguente modo: il segnale U che esce da A viene mandato per β che lo inverte e lo scala, facendo in modo che si sommi con I (F è il segnale di Feedback). I-F dà il segnale di errore E che correge A stabilizzando il guadagno.

EQUAZIONI CHE REGOLANO IL CIRCUITO

$$\begin{cases} U = E \times A \\ F = U \times \beta \\ E = I - F \end{cases} \quad \text{Esprimiamo U ed I:} \quad U = E \times A = (I - F) \cdot A = (I - U\beta) \cdot A$$

$$U + U\beta A = IA \quad \boxed{\frac{U}{I} = \frac{A}{1 + \beta A} = A_F}$$

$\frac{U}{I}$ rappresenta l'amplificazione del nostro sistema retroazionato, ovvero che ha subito una reazione negativa, data dal fatto che β inverte il segno di F.

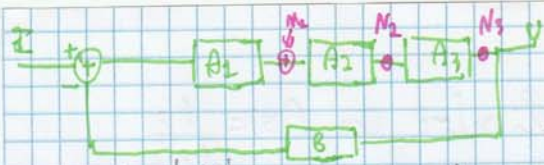
NOMENCLATURA

- E: segnale di errore;
- F: segnale di feedback;
- A: amplificazione diretta o ad anello aperto;
- A_F : amplificazione con retroazione o ad anello chiuso;
- βA : guadagno di anello o rapporto di ritorno;
- β : coefficiente di retroazione;
- $(1 + \beta A)$: tasso di retroazione o fattore di demilitizzazione;

Sia A che β sono blocchi unidirezionali

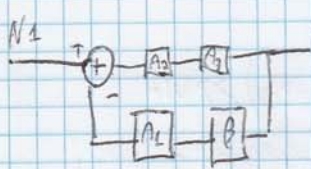
Nota che nel futuro $A_F \ll A$ quasi sempre, saremo disposti a perdere ampli. per ottenere i vantaggi della retroazione.

Se la retroazione fosse positiva \ominus al denominatore di A_F sarebbe presente un $-$, rendendo l'ampli A_F maggiore di A.



Se rete è lineare, allora possiamo applicare la sovrapposizione degli effetti isolando il contributo dell'ingresso I da quello dei singoli rumori iniettati N_i .

$$A_{FL} \frac{U}{I} = \frac{A}{1+\beta A} = \frac{A_1 A_2 A_3}{1+\beta A_1 A_2 A_3}$$



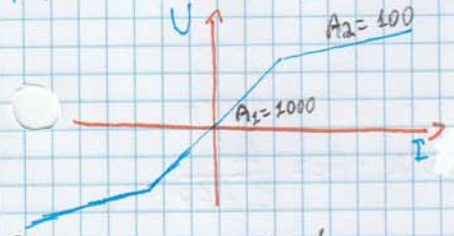
$$\frac{U}{N_3} = \frac{A_3 A_2}{1+\beta A_1 A_2 A_3}$$

$$\frac{U}{N_2} = \frac{A_3}{1+\beta A_1 A_2 A_3}$$

$$\frac{U}{N_1} = \frac{1}{1+\beta A_1 A_2 A_3}$$

Se però il rumore entra nell'ingresso esso viene amplificato come I. Possiamo quindi notare che in generale l'amplificazione del rumore è minore rispetto l'ampl. del segnale di ingresso.

RIDUZIONE DELLE NON LINEARITÀ



Sappiamo dalle relazioni costitutive che $U = E \times A$. Consideriamo un circuito che abbia un'amplificazione come quella in figura, caratterizzata da due punti angolosi (non lineare).

Supponiamo $\beta > \frac{1}{10}$ e chiudiamo il blocco A su di un anello di retroazione con un tale β .

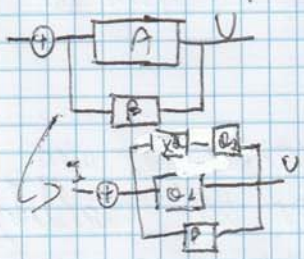
$$A_{FL} = \frac{A_1}{1+\beta A_1} = \frac{1000}{101} \approx 9.9$$

$$A_{FL} = \frac{A_2}{1+\beta A_2} = \frac{100}{11} \approx 9.1$$



Il feedback ha quindi schiacciato il quadruppo rendendo "più lineare" l'amplificazione.

Supponiamo ora che il blocco A sia non lineare, ad esempio abbia la forma $A = a_1 x + a_2 x^2$. Separa il termine lineare da quello non lineare come in figura. a_1 ed a_2 non essendo lineari, determinano l'iniezione sull'uscita di una seconda armonica con frequenza doppia, generando la distorsione armonica. Tratta questa armonica come un disturbo che viene iniettato dopo a_1 , quindi viene amplificato di un termine $\frac{1}{1+\beta a_1}$, il segnale lineare invece di un termine pari ad $\frac{a_1}{1+\beta a_1}$.

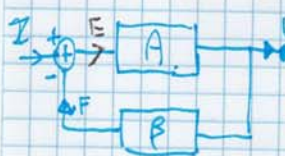


un termine $\frac{1}{1+\beta a_1}$

$$\frac{a_1}{1+\beta a_1}$$

RETROAZIONE

La retroazione, anche detta reazione o feedback, è uno strumento fondamentale nell'ingegneria. Noi useremo in questo corso la retroazione applicata all'elettronica. Storicamente la retroazione in elettronica è stata introdotta per ovviare alcuni problemi quali l'amplificazione di un segnale per lunghe distanze, visto che ogni volta che il segnale incontrava un amplificatore esso veniva distorto. (Problema che venne appunto risolto dall'invenzione degli ampli retroazionati).



Per capire come funziona consideriamo il blocco nella figura:

A è un amplificatore, I è l'ingresso, V l'uscita, β il blocco di feedback e \oplus rappresenta il blocco sommatore, ma visto che stiamo considerando la retroazione negativa lo chiameremo sottrattore.

Visto che l'amplificatore ha un'amplificazione A che dipende da vari parametri come β del transistor o da T ecc. e soggetta di una variazione di questi grandezze il guadagno varia. Si procede nel seguente modo: il segnale v che esce da A viene mandato per β che lo inverte e lo scala, facendo in modo che si sommi con I (E è il segnale di Feedback). I-F dà il segnale di errore E che converge A stabilizzando il guadagno.

EQUAZIONI CHE REGOLANO IL CIRCUITO

$$\begin{cases} V = E \times A \\ F = V \times \beta \\ E = I - F \end{cases} \quad \text{leghiamo V ed I : } \begin{aligned} V &= E \times A = (I - F) \cdot A = (I - V\beta) \cdot A \\ V + V\beta A &= IA \end{aligned} \quad \boxed{\frac{V}{I} = \frac{A}{1 + \beta A} = A_F}$$

$\frac{V}{I}$ rappresenta l'amplificazione del nostro sistema controazionato, ovvero che ha subito una reazione negativa, data dal fatto che β inverte il segno di F.

NOMENCLATURA

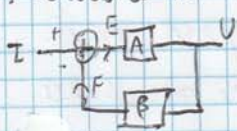
- E: segnale di errore;
- F: segnale di feedback;
- A: amplificazione diretta o ad anello aperto;
- A_F : amplificazione con retroazione o ad anello chiuso;
- βA : guadagno di anello o rapporto di ritorno;
- β : coefficiente di retroazione;
- $(1 + \beta A)$: tasso di retroazione o fattore di deminibilizzazione;

Sia A che β sono blocchi unidirezionali

Nota che nel futuro $A_F \ll A$ quasi sempre, saremo disposti a perdere ampl. per ottenere i vantaggi della retroazione.

Se la retroazione fosse positiva \ominus al denominatore di A_F sarebbe presente un $-$, rendendo l'ampl. A_F maggiore di A.

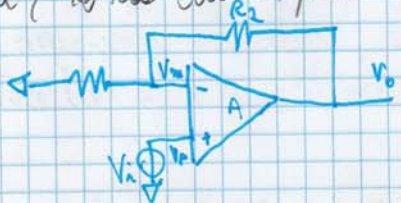
Prendiamo un sistema come in figura e calcoliamo $\frac{E}{I}$



$U = E \cdot \frac{A}{A+R} \rightarrow E = \frac{U}{\frac{A}{A+R}} = \frac{U \cdot (A+R)}{A}$
 $\frac{E}{I} = \frac{U \cdot (A+R)}{I \cdot A} = \frac{1}{\frac{I \cdot A}{U \cdot (A+R)}}$

Cosa succede se $A \rightarrow \infty$? Succede che $E \rightarrow 0$.

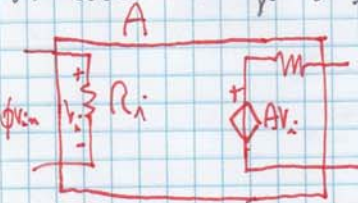
In questo caso lo abbiamo già visto in elettrotecnica, anche se non sotto il punto di vista della retroazione. È il caso di un amplificatore operazionale, alla cui ampli è infinito per definizione (attento a questa frase).



Questo è un sistema retroazionato; è un ampli non invertente: $V_o = (1 + \frac{R_2}{R_1}) V_i$.
 Il morsetto + e il - ritornano allo stesso potenziale, la differenza di pot. va a zero. V_{in} impegna V_o .

MODIFICA DELLE IMPEDENZE DI INGRESSO E USCITA

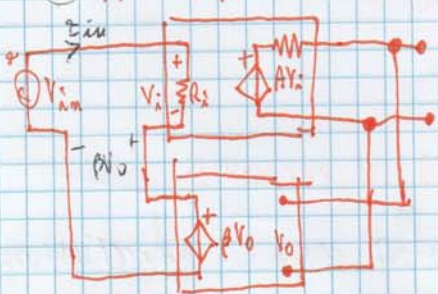
Adesso cambiamo rappresentazione, non usiamo più gli schemi e blocchi ma circuiti veri e propri. Inizialmente, per capire quale sia l'effetto della retroazione sulle impedenze di ingresso ed uscita consideriamo dei blocchi del genere:



Questo sarà il blocco A; un blocco del genere può essere solo in teoria.

Lo mettiamo in un anello di retroazione collegando prima β in serie con l'ingresso ed in parallelo con l'uscita (esamineremo tutti i tipi di combinazioni). Il tipo di retroazione sarà classificata in base a come viene preso il segnale in uscita (parallelo) e a come viene confrontato con l'ingresso.

PRELIEVO IN TENSIONE (PARALLELO) CONFRONTO IN TENSIONE (SERIE)



Questo è il nostro sistema retroazionato, per semplificare i conti il carico è un c.c. Ci possiamo chiedere: è una retroaz. negativa? Il nostro ingresso, attraverso il blocco A genera una grandezza elettrica che, attraverso il blocco

β , va e sottrarsi all'ingresso. Se V_o aumenta βV_o aumenta e si va a sottrarre a V_{in} che è la tensione di ingresso. Cerchiamo l'imp. di ingresso.

$Z_{iF} = \frac{V_{in}}{I_{in}} = R_i (1 + A\beta)$

$I_{in} = \frac{V_i}{R_i}$ $V_i = V_{in} - \beta V_o$ $V_o = A V_i$ $V_i (1 + A\beta) = V_{in}$ $V_i = \frac{V_{in}}{1 + A\beta} \rightarrow I_{in} = \frac{V_{in}}{R_i (1 + A\beta)}$

Tutto ciò che abbiamo visto, anche se è molto teorico, è molto utile nello studio che avviene per capire le prestazioni, è più semplice se sappiamo che tipo di confronto o problema ci troviamo di fronte. Il guadagno si abbrevierà sempre ma Z_{ip} e Z_{op} dipendono dal confronto.

TRUCCHI PER CIRCUITI VERI

- Per capire se la retroazione è positiva bisogna mettere nell'anello di retroazione (anche qualunque parte), vedere come fa una grandezza elettrica quale la tensione. Se facendo un giro la tensione alle spalle sale (un giro dell'anello) allora la retroa. è positiva, altrimenti è negativa.
- Per capire se il problema è in tensione basta cortocircuitare il carico e vedere se non si ha più retroazione.
- Per capire se il problema è in corrente si sostituisce al carico un c.c. e si vede se non si ha più retroazione.
- Se nessuno dei due metodi precedenti funziona mi trovo in un caso di retroazione mista.
- Per capire se il confronto è in corrente si deve vedere se il segnale di retroazione e di ingresso convergono sullo stesso nodo.
- Se segnale di ingresso e retroazione arrivano su due nodi o dispositivi diversi (es. su uno sul gate e un altro sul source di un MOS) allora il confronto è in tensione.

METODO DI ROSENSTARK

Questo metodo serve per risolvere circuiti retroazionati; è un metodo estremamente generale da applicare e si basa sul fatto che qualunque funzione di rete $F(s)$ è una funzione bilineare rispetto a qualunque parametro da cui dipende (per esempio g_m, β, \dots). Supponiamo che tale parametro sia un certo W .

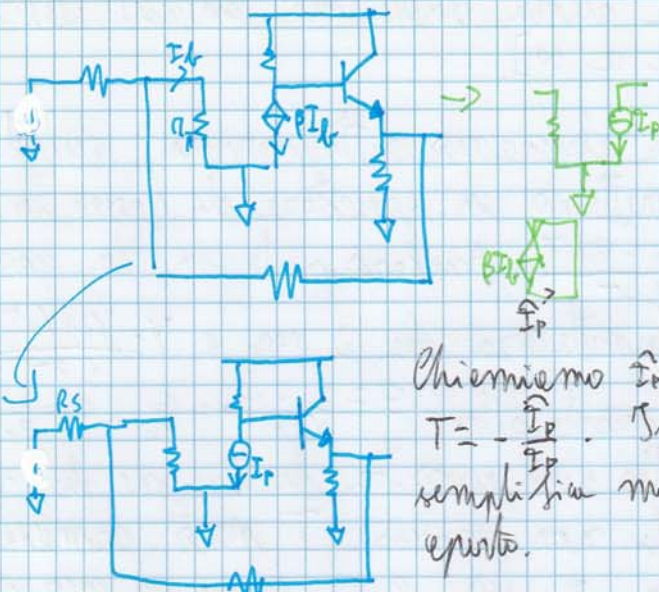
$$F(s) = \frac{A(s) + WB(s)}{C(s) + WD(s)}$$

$$\lim_{W \rightarrow 0} F(s) = \frac{A}{C} = F_0 \quad \lim_{W \rightarrow \infty} F(s) = \frac{B}{D} = F_\infty \quad \rightarrow \quad A = F_0 C \quad B = F_\infty D$$

$$F(s) = \frac{F_0 C + W F_\infty D}{C + WD} = \frac{F_0}{1 + \frac{WD}{C}} + F_\infty \frac{\frac{WD}{C}}{1 + \frac{WD}{C}} \quad \frac{WD}{C} = T \rightarrow \text{rapporto di ritorno}$$

$$F(s) = F_0 \frac{1}{1+T} + F_\infty \frac{T}{1+T} \rightarrow \text{Formule di Rosenstark}$$

Chiameremo $F_0 = A_0$ e $F_\infty = A_\infty$ convenzionalmente.



Il pilotato che strappiamo via però non lo buttiamo, lo mettiamo da parte come in figura.

I_p eccita le retroazioni, però l'altra I_b che attiva il pilotato.

Chiameremo $\hat{I}_r = \beta I_b$ e definiremo T come $T = -\frac{\hat{I}_r}{I_p}$. Il fatto che non ci sia retroazione semplifica molto i conti, è un circuito ad anello aperto.

Modo più comodo di lavorare



Se T è positivo significa che la retroazione è positiva.

NOTA: quando con Routhark ricaviamo A_{ov} , nel disegno dell'operazionale il $-$ è il morsetto invertente.

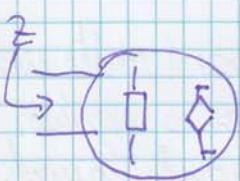
NOTA: quando è presente una $R_E \neq 0$ oppure $R_S \neq 0$, mandando $g_m \rightarrow \infty$, poiché usiamo g_m in g_m che ha g_m sia al denominatore che al numeratore g_m tende ad un valore finito (amplificatore "spallo").

FORMULA DI BLACKMAN

Spesso nei circuiti retroazionati è molto difficile calcolare le impedenze, soprattutto a vista, questo capita solo quando si prende le spine l'anello di retroazione.

La formula di Blackman deriva da Routhark e si usa appunto per trovare l'impedenza nei circuiti retroazionati.

L'impedenza è una funzione di rete in quanto tale, secondo Routhark, può essere scritta come $F = \frac{F_0 + T F_{\infty}}{1 + T}$.



All'interno della rete dove vogliamo calcolare l'impedenza ~~non~~ sarà sicuramente presente all'interno un generatore pilotato che va a comandare in qualche modo il suo pilota (altrimenti non sarebbe retroazione).

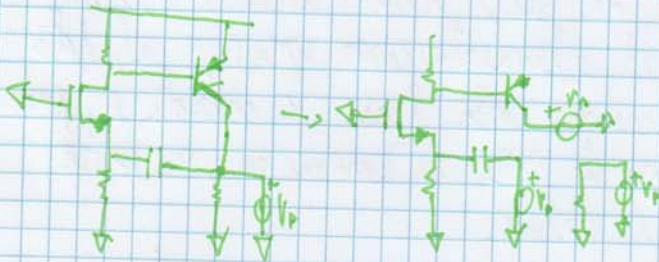
Vorrebbe di ricavare l'impedenza come $Z = \frac{Z_0 + T Z_{\infty}}{1 + T}$.

Z_0 si calcola mandando a 0 il pilotato, T in qualche modo si trova e calcolare ma Z_0 è il problema, spesso è ∞ , non possiamo

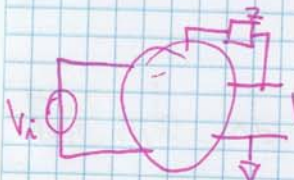
Capitare che i conti ~~si~~ siano già stati fatti precedentemente.

NOTA

Quando dicemmo all'inizio di trovare le impedenze con i generatori di prova, diremo di usare quello in tensione se uno fra i 2 morsetti era a ground e di usare uno di corrente se nei morsetti erano fluttuanti. Questo perché, come si vede in figura, essendo la sovrapposizione degli effetti si uccide la retroazione semplificando di molto il calcolo dell'impedenza.



TEOREMA DI NORTON GENERALIZZATO (DRIVING POINT IMPEDENCE, DPI)



Ho un circuito come quello in figura, con portiere in tensione. Voglio conoscere V_u senza utilizzare i metodi visti in precedenza. Se e solo se il portiere è in tensione e parallelo, procedo nel seguente modo, applicando il teorema di Norton, convenientemente dell'elettrotecnica.

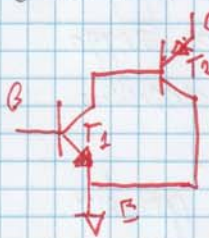
- Si trova prima di tutto I_{cc} (verso opposto a V_u); per fare ciò si cortocircuista l'uscita a ground, poiché il circuito è in portiere in tensione si apre l'anello di retroazione cancellando semplice questo calcolo.
- Per trovare l'impedenza vista dall'uscita, viste le considerazioni fatte precedentemente, usando un generatore di prova in tensione per calcolare questa impedenza si rompe la retroazione, semplificando il circuito.

Una volta sotto questi nomi, $V_u = I_{cc} \times Z_u$ e poiché in I_{cc} sarà presente V_i (non essendo logicamente spento il generatore al primo passo) risulta semplice trovare l'impedenza del circuito.

Se il circuito fosse stato con portiere in corrente, si poteva applicare analogamente il teorema di Thevenin generalizzato, usando pari analoghi; tipicamente è molto più difficile però risolvere un calcolo del genere.

COPPIA SZIKLAI

Questa coppia è la complementare della Darlington. Avremo visto che il difetto della Darlington era dato dal fatto che necessitava una grosse tensione per accenderla, essendo costituito da 2 NPN o 2 PNP.



la coppia Sziklai è costituita da un PNP e un NPN.

Vantaggi: serve solo una V_{BE} per accenderla.

$$\beta_F = \frac{I_C}{I_B} \quad I_C = (\beta_1 + 1) I_{B2} = (\beta_1 + 1) \beta_2 I_{B1}$$

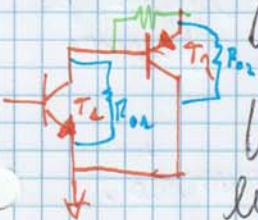
$$\beta_{F_{eq}} = \beta_2 \beta_1 + \beta_2$$

Svantaggi: ci vogliono un PNP e un NPN

$$R_{out} \approx R_{in} \quad [\text{circa a causa di } \beta_0 \text{ e } \beta_F]$$

$$g_m = \frac{i_c}{V_{be}} = \frac{\beta_{0,eq} i_b}{V_{be}} = \frac{\beta_{0,eq} V_{be}}{V_{be} R_{in}} = \frac{\beta_{0,eq}}{R_{in}} = \frac{\beta_{0,eq} I_B}{V_T}$$

È il problema di minoratori che avevamo riscontrato nel Darlington? Qui non lo abbiamo per T_1 , ma per T_2 serve una resistenza per permettere di spegnere il transistor.



la resistenza abbiamo il quadruplo.

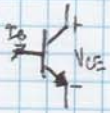
Le impedenze viste dai morsetti e, b ed E sono le stesse di un transistor.

$$R_{out} = R_{02} // \left(\frac{R_{01} + R_{02}}{\beta_1 + 1} \right)$$

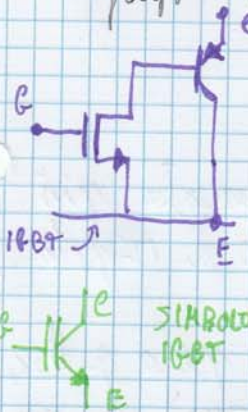
Visto che $R_{01} = \frac{V_A}{I_{C1}}$ e $R_{02} \approx \frac{V_T}{I_{B2}} \rightarrow I_{C1} = I_{B2} \Rightarrow R_{01} \gg R_{02}$

IGBT (ISOLATED GATE BIPOLAR TRANSISTOR)

È un dispositivo che unisce i pro del BJT e del MOS. Ad alti valori di tensione e di corrente, per cui quelli possono essere e commutazioni di elettrodomestici, un dispositivo quale un BJT è molto utile poiché conduce molto bene in queste situazioni, ma β è basso lavorando in potenza, serve molto I_s per accendere il transistor.

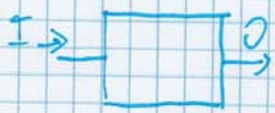


Il MOS invece a basse frequenze non consuma corrente, serve solo una tensione V_{GS} per accenderlo, inoltre si accende e spegne in fretta ma è unipolare, conduce di meno di un BJT. L'IGBT sfrutta questo affinché un BJT venga pilotato da un MOS; servono poco per accenderlo, basterebbe accendere il MOS.



Ha due contro, come il fatto che il MOS si spegne in fretta e non vale lo stesso per il BJT che è unipolare.

STABILITÀ DEI CIRCUITI

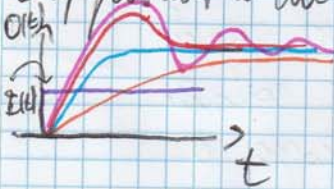


Vogliamo caratterizzare un certo circuito attraverso lo studio di un segnale in uscita conoscendo il segnale che entra nell'ingresso. Possiamo usare



come segnale di ingresso un gradino. Chiediamoci che uscita non sarà presente una funzione gradino perché gli amplificatori con banda passante infinita non esistono.

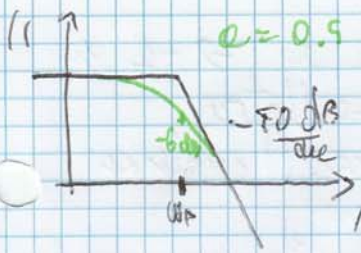
Supponiamo che il sistema che stiamo studiando sia un passa basso.



In figura: in verde il gradino di ingresso, in blu e green due tipici esempi di risposte che mostrano una certa amplificazione. Sono tipiche risposte di sistemi del primo ordine (un solo polo o un polo dominante). Sulla rossa e la nera mostrano risposte di un sistema del secondo ordine, con 2 poli (tipicamente complessi coniugati).

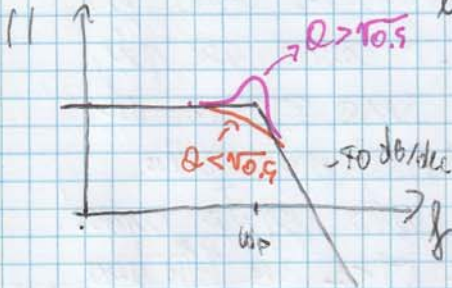
Il caso rosso prende il nome di OVERSHOOT.

Il caso nero il sistema ha un RINGING.



Posso avere diverse situazioni in base a come sono messi i poli.

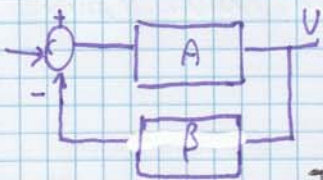
Se i due poli sono reali e coincidenti il diagramma di Bode asintotico si trova 6 dB sopra la funzione vera.



Se i 2 poli sono complessi coniugati: se $Q > 0.5$ ho un picco che supera il guadagno a basse frequenze, se $Q < 0.5$ non ho nessun picco ma la funzione vera sta sopra la funzione vera del caso dei poli reali e coincidenti.

[non è a -6 dB dal diagramma asintotico]

Adesso però studiamo un sistema retroazionati.



$$\frac{V}{I} = A_0 \frac{1}{1+T}$$

→ i identici e scrivibile così, T rapporto di ritorno coincide con il guadagno di anello.

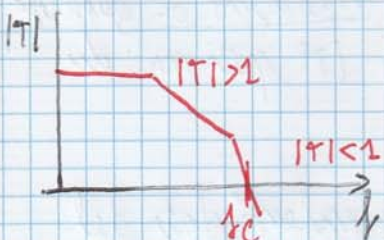
T tipicamente ha solo poli reali.

Stiamo trascurando il termine A_0 che ci darebbe solo problemi, per questo $A_F = A_0 \frac{1}{1+T}$

Il fattore $\frac{1}{1+T} \approx 1$ si chiama discrepanza, mi dice quanto si discosta quello che ottengo da quello che vorrei ottenere.

- Se $|T| \gg 1$ $A_F \approx A_0$, il sistema retroazionati fa quello che voglio io.

- Se $|T| \ll 1$ $A_F \approx A_0 T$, l'amplif. fa "quello che può".

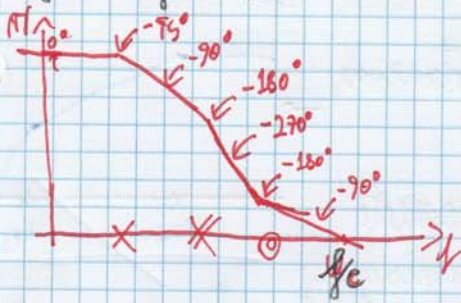


Supporremo che il diagramma di Bode del modulo del rapporto di ritorno sia una come del genere. La frequenza f_c tale per cui $|T(f_c)| = 1$ prende il nome di **f. di crossover**.

Prò avanti parliamo del comportamento di un amplificatore per $|T| \approx 1$ (invece di amplif. è più esatto dire sistema).

Ma come faccio a dire se un sistema retroazionati è stabile o no? (dal PSR iner.).

Ci sono dei circuiti che sono instabili per il margine di guadagno ma se li montiamo funzionano benissimo. Ad esempio:

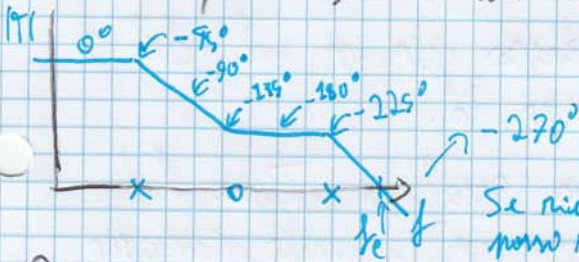


Nel diagramma in figura: quando la fase vale -180° $|T| > 1$, dovrebbe essere instabile invece non lo è.

Secondo il criterio 2 $\angle T(f_c) = -90^\circ$
 $P_n = 90^\circ$, la rete è stabile!

Le morale è: non fidarsi del margine di guadagno.

Come capita se ho un sistema a fase non minima:

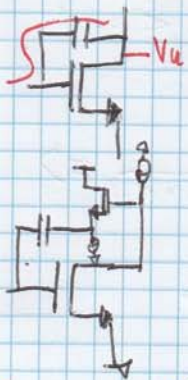


$$\angle T(f_c) = -270^\circ$$

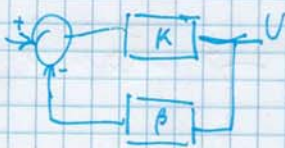
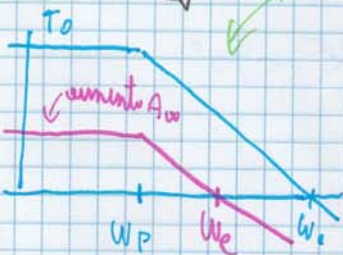
$P_n = -90^\circ \rightarrow$ sistema instabile

Se riesco a tirare giù il diagramma del modulo posso renderlo stabile.

Questo è quello che capiterà in un Mos, a causa delle resistenze parassite ad alte frequenze il segnale passa solo dalla capacità e da invarianti quali era il guadagno diventa l'amplice di rete non invertente. Questa instabilità si compensa trasformandolo in un blocco retroazionata unidimensionale grazie ad un common drain come in figura



Caso circuito facile



$$T_0 = K\beta$$

$$A_0 \cdot A_0 = \frac{1}{\beta}$$

$$T_0 = \frac{K}{A_0}$$

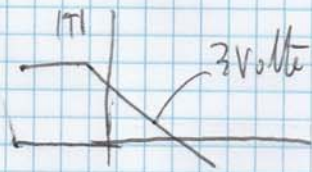
Aumentando A_0 T_0 diminuisce.

Più si fa aumentare il guadagno di un amplice più aumenta la sua banda.

In un sistema del primo ordine banda \times guadagno = costante.

Notiamo che fino ad ora non siamo scesi nello specifico nel dire cosa capita intorno alla f_c .

Non è vero che subito prima $A_{FE} \approx A_{00}$ o che subito dopo $A_{FE} \approx A_{00}$.



$$|D| = \left| \frac{-33}{1-33} \right| = \frac{3}{\sqrt{20}} \approx 1 \rightarrow \text{È praticamente uno anche molto vicino a } f_c.$$

MISURE

INCERTEZZA

In qualunque misurazione porta con sé una certa incertezza o indeterminazione che può essere di due tipi:

- TIPO A: si stima con una analisi statistica di una serie di osservazioni, ad esempio se si effettuano varie misure di un fenomeno e si trova che i valori sono via via diversi;
- TIPO B: valuta il sistema di misura, non si trova per metodi statistici, spesso si usa il manuale dello strumento.

Ad esempio può essere scritto sul manuale che l'incertezza di uno strumento vale, se ad esempio la ~~misura~~ grandezza che si misura è la tensione:

$$SV = (0.01\% V_{fs} + 0.03\% V_e) \quad V_{fs} = \text{Valore di fondo scala}$$

Il valore di fondo scala è la tensione più alta che possiamo leggere esattamente senza uscire fuori dal range.

Es.: se ho per uno strumento vari fondo scala, 50 mV, 100 mV e 1 V se con il fs di 50 mV misuro 50 mV esco fuori dal range e devo ritrarre un nuovo fondo scala

Se uso una fondo scala eccessivamente grande e non lo minimizzo SV aumenta, noi vogliamo minimizzarlo

Come rappresentare una misura?

$$x = (\bar{x} \pm S_x) = \bar{x} \left(1 \pm \frac{S_x}{\bar{x}}\right) \quad \text{dove } \bar{x} \text{ è il valore medio che noi trascureremo, la lettera } x \text{ è fissa}$$

RELATIVA, ADIMENSIONATA

NOTA: l'incertezza si rappresenta al max con 2 cifre significative

Esempio: Resistenza 3200 Ω con 9% di incertezza (± 290 Ω)

$\begin{array}{c} | \\ \hline 2770\Omega \quad 3200\Omega \quad 3620\Omega \\ | \quad | \quad | \end{array}$
 → Non abbiamo un numero fisso ma un certo intervallo, ok

N.B. le cifre devono essere consistenti con l'incertezza:

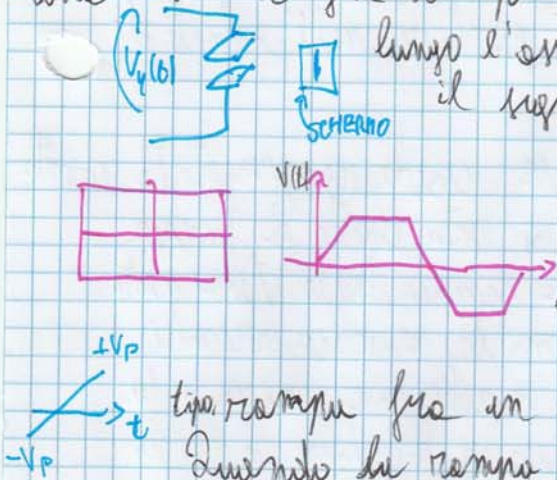
non ha senso $(3200, 0089 \pm 9\%) \Omega$

si scrive $(3200 \pm 29) \Omega$

Non ha senso $R = 1000 \Omega \pm 3\% \Rightarrow$ usare $(1000 \pm 30) \Omega$

$1000 (1 \pm 0.03) \Omega$

Uniamo le placchette di deflessione lunghe $10\text{cm} \times 20\text{cm}$ e applichiamo una tensione fra le placchette: $\vec{F} = q \cdot \vec{E}$ e gli elettroni vengono deflessi lungo l'asse y , ancora non riusciamo a rappresentare il segnale! Serve la deflessione orizzontale.



Vogliamo studiare un segnale come quello in figura. Lo prendiamo e lo mandiamo alla deflessione verticale. Per quanto riguarda la deflessione orizzontale mandiamo un segnale

tipico rampa fra un valore $-V_p$ e V_p .

Quando la rampa è $-V_p$ si trova a $5x$ il fascio di e^- , quando la rampa è 0 mi trova al centro e se $+V_p$ e dx .

SCHEMA A BLOCCHI DI UN OSCILLOSCOPIO ANALOGICO

$$S_{\pm}(t) = V_p \sin \frac{2\pi}{T} t$$

Servono $100V \rightarrow 1000V$ per spostare di pochi mm un fascio di elettroni, ma le tensioni in gioco che normalmente di solito non vanno da $-9V$ a $+9V$. Serve un amplificatore, quindi non si deve collegare direttamente $S_{\pm}(t)$ alle placchette.

$S_{\pm}(t)$ va in un attenuatore prima e poi va in un ampli che guadagna circa 1000, che è un guadagno fisso che non serve.

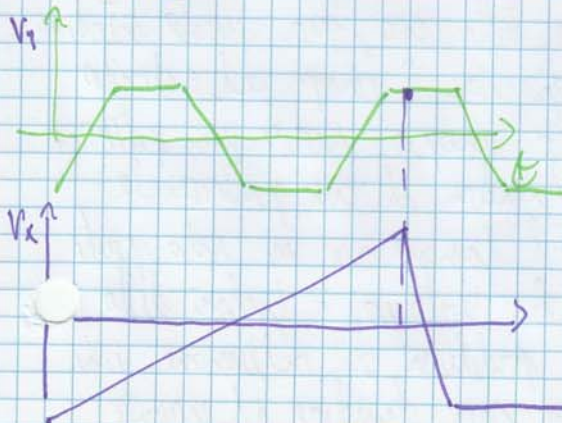
In base alla forma del segnale esso viene attenuato e poi amplificato

ESEMPIO

$S_{\pm}(t)$ con $10V_{pp}$ lo attenuo di $10V$, $\rightarrow \frac{S_{\pm}(t)}{10V_{pp}} \rightarrow 1V_{pp}$ e

lo rappresento sullo schermo dopo averlo amplificato. Le bande sono fissate in base all'oscilloscopio (es. 200MHz)

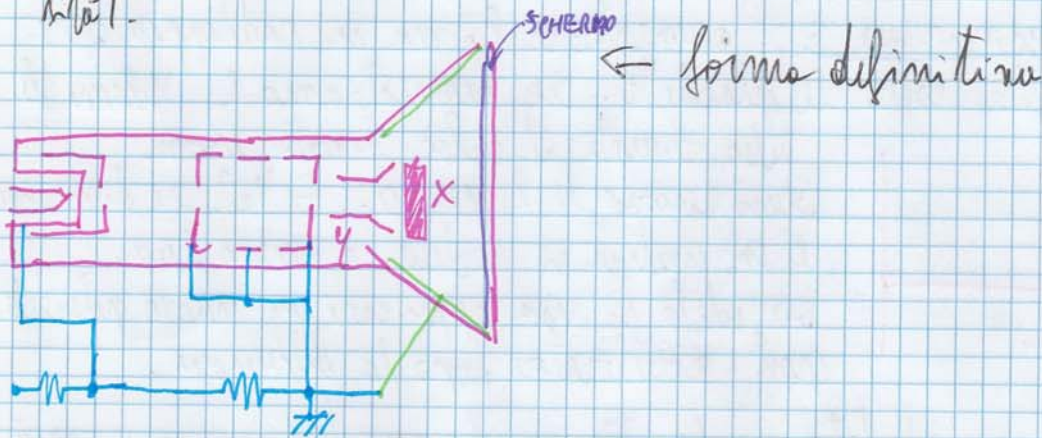
ESEMPIO



2 parametri importanti per questo segnale $V_y(t)$ e t .

Colleghiamo $V_y(t)$ al commutatore ave e mandiamo al sistema di def. or. una rampa. lo mandiamo ($V_y(t)$) all'attenuatore, poi lo amplifichiamo. la rampa ha la stessa periodicità del segnale di ingresso.

Prima dello schermo si deposita uno strato sottile di alluminio, con due gli elettroni lo possono attraversare, colpire i fosfori e il fotone emesso rimbolza tornando verso noi (90% di quadruplo di luminescenza).



Se si aumenta la differenza di pot. fra catodo e anodo, lo schermo è più luminoso ma l'energia degli elettroni per surriscaldamento si sprecia a fosfori.

Da farne un po' di calcoli sul fascio di elettroni: mettiamo il segnale all'ingresso, primo per l'attenuatore e poi per l'amplificatore, che pilota le placchette di deflessione.

$V(t) \rightarrow$ H_p : raggio puntiforme e nessuna banda sulle placchette. Gli e vengono accelerati da V_e che è il potenziale anodo del catodo fino alla placchetta. ($V_e \approx 6000V$)

$$qV_e = \frac{1}{2} m_e v_x^2 \quad \textcircled{1}$$

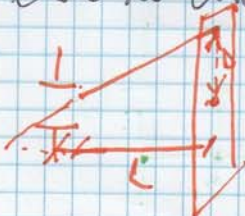
Immaginiamo che il campo elettrico sia solo lungo y .

$$E = V/d, \quad F_y = ma_y = qE_y \quad \textcircled{2}$$

da $\textcircled{1}$ sappiamo che entra a velocità v_x e esce a velocità v_x lungo x , non è lo stesso per y .

$$x = v_x t, \quad F_y = qE_y \rightarrow y = \frac{1}{2} \frac{q E_y t^2}{m} = \frac{1}{2} \frac{q E_y x^2}{m v_x^2}$$

Dopo le placchette il moto diventa rettilineo uniforme. Scriviamo l'eq. della parabola, troviamo la pendenza in $x=L$ e da lì conosciamo la retta sapendo il coeff. angolare.

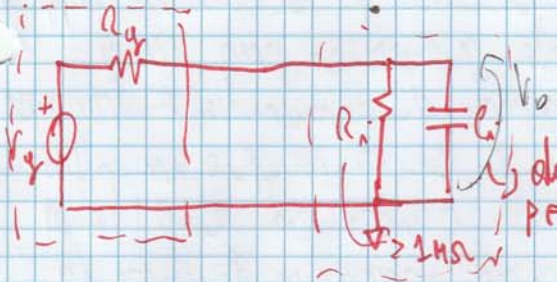


$$\frac{dy}{dx} = \frac{1}{2} \frac{V(t) L}{d V_e}$$

$$S = \text{sensibilità del CRT} = \frac{D}{V(t)} = \frac{1}{2} \frac{L L}{d V_e}$$

V_e potenziale acceleratore

Qualsiasi circuito che mirando lo posso vedere come un operatore di tensione V_g e una resistenza R_g .



Collegiamo con un capo "ideale" il circuito all'oscilloscopio.

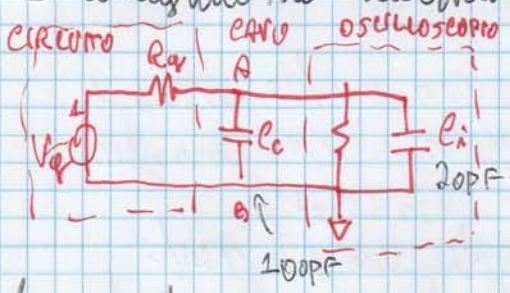
obbiettivo: Dobbiamo calcolare la FBT V_0/V_g ; è un paese nuovo.

$$f_p = \frac{1}{2\pi R_L C_i} \quad R_p = R_L || R_g$$

Maggiore sarà R_g minore sarà la banda.

Come è possibile che un oscilloscopio di 700 MHz lo collego a un circuito con $R_g = 600 \Omega$ e f_p diventa solo 13 MHz?

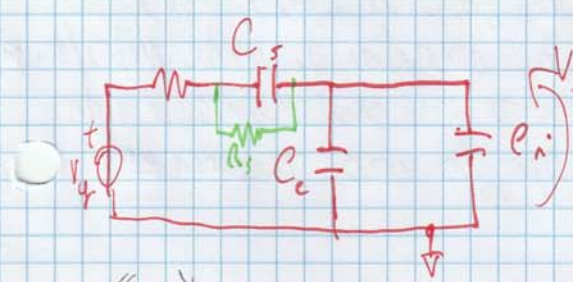
Collegiamo realmente il circuito all'oscilloscopio ed un capo.



Or come peggio!

Come la massimizza la banda? Con la sonda!

La sonda è un capo con una resistenza e una capacità

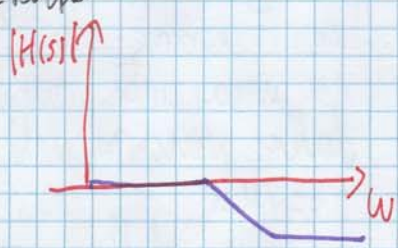
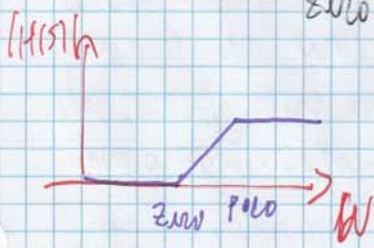


Se $C_s \ll (C_c + C_i)$ R_g diminuisce parecchio, ma abbiamo perso la ω_c !

Metto una resistenza R_s in parallelo a C_s

$$H(s) = \frac{\text{"Zero"}}{\text{"Polo"}}$$

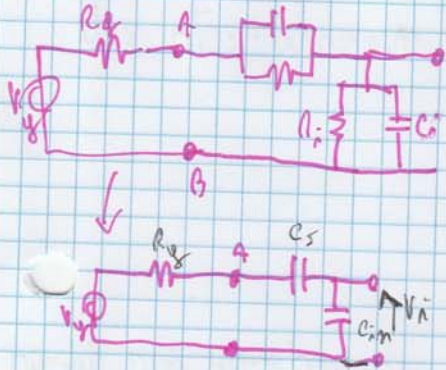
È sono 2 possibilità: le prime 2 sono che viene prima il polo poi lo zero e viceversa



A seconda delle misure che farò dovrò decidere se usare o no la sonda.
 Se $R_{im} = 1 M\Omega$, $R_s = 9 M\Omega \rightarrow C_s = \frac{1}{9} \mu\text{in}$

FILTRO PASSA TUTTO

Da quello detto fino ad ora può sembrare che l'oscilloscopio sia un filtro passa tutto, cosa che sarebbe vero se nel circuito che analizziamo e misuriamo non fosse presente una R equivalente di valore pari a R_q . Inoltre sono presenti varie resistenze di contatto.



Fixiamo $f = 100 \text{ MHz}$ e ricaviamo il circuito eq. che è quello disegnato in figura sotto. Non è più un parallelo e $R_q = 90 \Omega$ di solito.

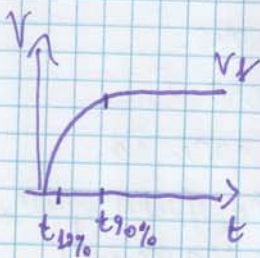
I condensatori non sono di corte-circuito, ma c'entra l'errore in HF.

$$\frac{V_i}{V_g} = \frac{1/s_{in}}{R_q + \frac{1}{s_{in}} + \frac{1}{s_{in}}}$$

Per allora la frequenza posso ricovero ad alcuni kHz ma però hanno un prezzo da pagare; se $\frac{V_i}{V_g} = \frac{1}{100}$ e $R_q = 99 \text{ M}\Omega$, $C_s = \frac{1}{100} \mu\text{in}$ la banda si allarga ma l'attenuazione aumenta.

LEGAME FRA BANDA E TEMPO DI SALITA

In lab. non esistono segnali "ideali" come l'onda quadrata, non hanno tempo di salita infinita ma un segnale del genere è



caratterizzato da un certo tempo di salita (come con il transitorio) definito come la differenza fra $t_{90\%}$ e $t_{10\%}$, l'istante in cui il segnale raggiunge il 90% del valore finale meno 10% val. finale. $t_s = t_{90\%} - t_{10\%}$

\Rightarrow la figura sopra è proprio il risultato di un filtro passa tutto alla f. quadrata!

Nell'ultima figura la tensione sarà $V(t) = V_m (1 - e^{-t/\tau})$ [$\tau = RC$]

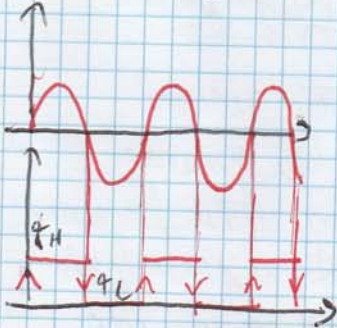
la banda sarà $f_B = \frac{1}{2\pi RC} = \frac{1}{2\pi \tau} = B \rightarrow \tau = \frac{1}{2\pi B}$

$V(t_{90\%}) = 0.9 V_m = V_m (1 - e^{-t_{90\%}/\tau})$; $V(t_{10\%}) = 0.1 V_m = V_m (1 - e^{-t_{10\%}/\tau})$

$e^{-t_{90\%}/\tau} = 0.1$; $e^{-t_{10\%}/\tau} = 0.9$

Il morsetto + è collegato ad S1b1, quello - al potenziometro;
 le tensioni sul potenziometro variano fra $-15V$ e $+15V$
 Quando selezioniamo il livello di trigger posizioniamo
 il morsetto - al valore corrispondente sul potenziometro

ESEMPIO: $T_L = 0V$



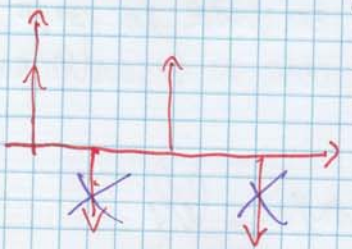
La periodicità della funzione all'uscita
 dell'amp è pari a quella della f d'ingresso.
 In futuro vedremo $D_{cycle} = TH/T$

A seconda se nel punto scelto la pendenza è
 positiva o negativa abbiamo un fronte di salita (\uparrow)
 o di discesa (\downarrow)

Per capire



quale sia la pendenza dopo l'amp si mette
 un derivatore che ne fa fare la derivata della funzione
 della dell'amp, trovando impulsi molto stretti
 come derivato.

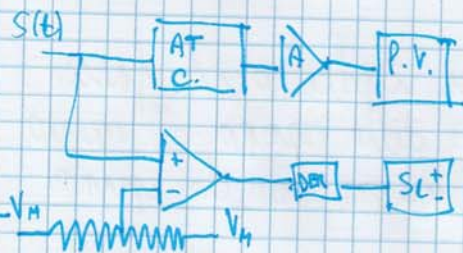


Se premo $SL+$ mi permette di buttare via
 gli impulsi negativi.

Ora la rappresentazione è univoca e basta che
 la rampa venga generata in questo istante.



CHIARIAMO UNA COSA

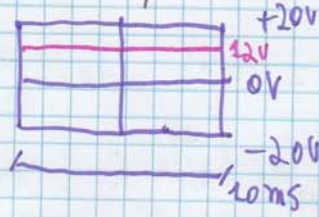
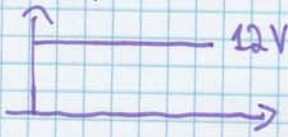


Il comparatore di uguale in precedenza
 fa parte del secondo ramo del circuito,
 non di quello con l'amplificatore.

Questo circuito permette di scegliere fra $SL+$

A questo punto sappiamo che quando attiviamo lo $SL+$ oppure arriviamo
 al livello selezionato la rampa parte spostando il fascio dal
 punto più a sx fino a finire nel punto più a dx (il fascio si
 inverte) attraverso la deflessione orizzontale.
 Anche la rampa non varia fra $-15V$ e $15V$, due usce amplifica-
 te ad esempio $\pm 1000V \leftrightarrow \pm 1000V$.

Collegiamo l'oscilloscopio con un'alimentazione da 12V



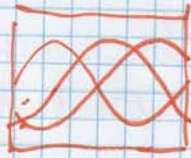
Come impostiamo l'oscilloscopio per fare questa misura? Non riusciamo ad impostare il trigger level, i che possiamo

provare di poter riuscire a prendere nell'istante preciso. Per questo esiste una modalità detta auto, fino ad ora era modalità norm. In questa modalità è automatica, scelta dal produttore, ma almeno così riusciamo a rappresentare una V costante. Ulteriore vantaggio: se non scegliamo bene il valore di trigger del T per il segnale (in modalità norm) come in figura.



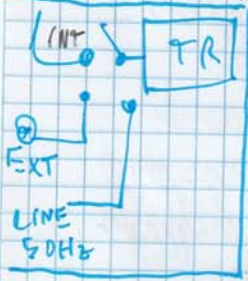
la modalità normale funziona bene solo con un segnale periodico.

Come funziona? Non parte in corrispondenza dell'evento di trigger, ma anche se avviene qualcosa di confuso allo schermo (rimuovi sovrapposti) almeno sappiamo che l'oscilloscopio funziona e non è rotto.



↳ Dopo aver visto una cosa del genere in modalità auto, reimposto il trigger level a un livello minore di tensione e improvvisamente in genere correttamente la rampa e visualizzo il segnale.

È interessante posizionare il trigger non solo in modalità interna o esterna ma anche in modalità LINE 50Hz.



Misuriamo ad esempio una tensione costante di 12V:



Come si ottiene una V del genere? In la presa europea è un segnale sinusoidale a 50Hz con $V_{eff} = \frac{V_p}{\sqrt{2}} = 220V$ disponibile.

lo prendiamo (il segnale) e con un circuito N.C (in genere due diodi) lo si raddrizza. Il suo $V_H = \frac{1}{\pi} \int \sin(\omega t) dt$ la sua freq è doppia, 100 Hz, lo filtriamo brutalmente e rimane solo la componente continua, con un partitore in serie e 12V; di nuovo però una parte dei 100 Hz che abbiamo filtrato ma a disturbare i 12V

hmm

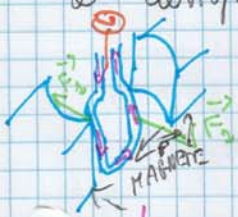


la prima modalità di cui abbiamo parlato (rampe diverse
 uguali di giri) è la modalità alternata (AL?)
 la seconda è la modalità ENOPATA (ENOP?)

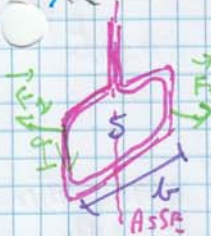
TESTER ANALOGICO

Si dividono in tutto analogico (galvanometro, [basato su]) e digitali.

Il galvanometro di Ansonal si basa sulla legge di Lorentz che
 permette di ruotare una spirale di rame di area S sottoposta
 al campo in azione. Essa ruota a causa di una coppia.



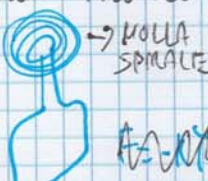
Questa spirale si trova in un magnete della forma più
 o meno regolata. La spirale ruota intorno ad un punto,
 vi passa una corrente e di conseguenza si ottiene una
 forza come in figura. La spirale è libera di ruotare
 intorno all'asse in figura.



$F \perp \alpha I B l$; la coppia $C \perp = F \perp \times \frac{l}{2}$ $C \perp \propto B \times l = S$

Applichiamo una corrente e la spirale inizia a
 quando $B \perp$ non sarà nulla. Per evitare applichiamo

una molla ai punti della spirale così che la forza è proporzionale
 allo spostamento ($-kx$), ma visto che i spirali e non
 lineare, la coppia è proporzionale non allo spostamento
 ma all'angolo di rotazione della molla.



$C_e = -k\theta$ (C_e sta per coppia antagonista)

Antagonista perché compete con la forza di Lorentz fino
 e che non si ferma in un punto di equilibrio
 $\theta \propto I$.

È presente una certa indicatore (lunetta) che si sposta di un angolo
 $\theta \propto I$ e grazie ad un fattore moltiplicativo rappresenta la
 corrente che misuriamo

La coppia motrice è C_m . $\Rightarrow C_m = S I B$
 I è dell'ordine di 100mA, B dell'ordine di 1T.
 S circa 1 cm^2

Come si aumenta la sensibilità?

Un modo è aumentare S . Questo come un aumento di peso.
 Si potrebbero aumentare le spirali della molla ma aumentano la
 resistenza e il peso.