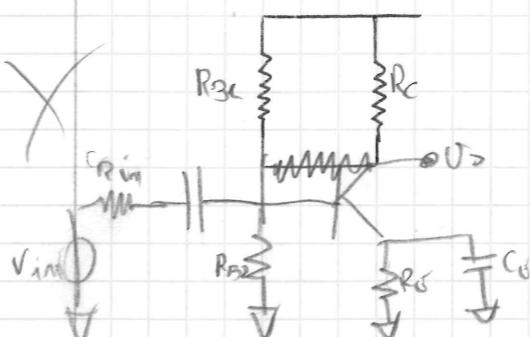


### Esempi applicativi

Abbiamo dato un metodo per procedere in caso di circuiti con capacità non trascurabili sotto il punto di vista del segnale.

Consideriamo una rete di questo tipo:



Il condensatore  $C_B$  ha idealmente  $C \rightarrow \infty$ , e quindi è trascurabile, ma  $C_E$  no.

All'emettitore avremo un'impedenza  $z_E$

$$\text{perciò } z_E = \frac{1}{sC_E} \parallel R_E ; R_S = R_{B1} \parallel R_{B2} ; \\ \text{con l'ipotesi, } \frac{U_o}{U_{in}} = \frac{R_S}{R_S + R_{B2} \parallel R_{B1}}$$

$$\text{e } R_{Beg} = R_{B1} \parallel R_{B2} \parallel R_{in}.$$

Il quodammo  $\frac{U_o}{U_{in}}$  del circuito avrebbe una forma del tipo:

$$\frac{U_o}{U_{in}} = -\frac{\beta R_C}{R_{Beg} + (\beta+1)z_E + z_0}$$

Dove  $z_E$  è un'espressione in "i" molto complessa.

Potremo considerare (ideale) il primo condensatore, non il secondo, e quindi avremo solo un polo ed uno  $z_{eq}$ .

Applicando il ragionamento precedentemente fatto, studiamo questo circuito a bassa ed alte frequenze, considerando i componenti con memoria (ovviamente, va, il condensatore sull'emettitore) aperto per bassa frequenza (questo avrà il condensatore in basso) e chiusi per le alte.

$$\frac{U_o}{U_{in}} = \frac{-\beta R_C}{R_{Beg} + (\beta+1)R_E + z_0} = -2,45 \quad (-7,2 \text{ dB}).$$

$$\frac{U_o}{U_{in}} = \frac{U_o}{U_{in}} \cdot \frac{U_{in}}{U_{in}} = -2,3 \approx -2,45 \approx -7,2 \text{ dB}.$$

Se i condensatori si vedono in alta frequenza, allora:

$$\frac{V_O}{V_{IN}} = -120 \rightarrow -66,63 \text{ dB}.$$

La frequenza del polo provocata dall'unico condensatore significativo è:

$$\frac{1}{2\pi C R_{EQ}} = 4 \text{ kHz.}$$

$$\frac{x}{4 \cdot 10^3 \text{ Hz}} = \frac{-2,3}{-120} \Rightarrow x = f_{ZC} = 56,12 \text{ Hz.}$$

Esiste un modo alternativo per calcolare lo zero del condensatore: esso consiste nel cercare lo zero di trasmissione, ovia quel valore della variabile  $s$  tale per cui la funzione di trasferimento sia nulla, e cioè "non usca niente dal circuito".

Allora dobbiamo che:

$$\frac{V_O}{V_{IN}} = \frac{-\beta R_E}{R_{IN} + (\beta R_E) Z_E + 2s} \rightarrow Z_E \rightarrow \infty, V_O \rightarrow 0$$

$$Z_E = R_E \parallel \frac{s}{\beta C_E} = \frac{R_E}{1 + s R_E C_E} \rightarrow 1 + s R_E C_E = 0 \Rightarrow s = -\frac{1}{R_E C_E}$$

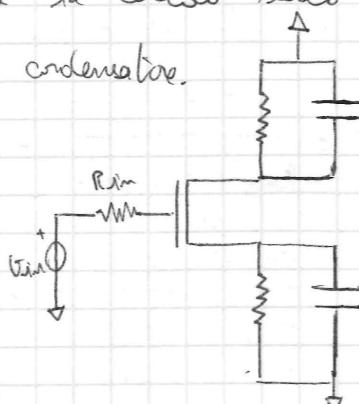
Il polo sarebbe circa a 58,9 Hz. (simile a prima).

Affidiamo così tranne due modi per considerare il calcolo dello zero di trasmissione, ma lo zero inserito dal condensatore.

In questo caso affidiamo ad esempio due condensatori; entrambi non sono trascurabili, e la cosa è una novità per noi.

Un problema di questo tipo è molto difficile da studiare, va proponendo alcune idee per farlo.

RIFARSI SU QUADERNO Gli ALMI  
ESEMPI



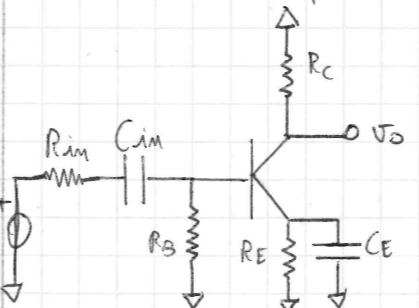
1) Se i condensatori sono separati per maglie come "separati dal circuito", allora si può semplicemente considerare due costanti di tempo, e sarà facile calcolare le frequenze dei poli.

Come si capisce se due condensatori sono separati dal circuito? Si studia la  $R_{EQ}$  vista da uno dei due, e si cerca di capire se l'altro rientra in  $R_{EQ}$ ; si fa per il secondo lo stesso ragionamento. Generalmente i circuiti non sono reciproci, quindi un solo controllo non garantisce nulla.

Nel circuito disegnato, dal drain non si vede niente (se non al più una  $r_o$  di Early), e dal source neanche. Il circuito in questo caso separa gli elementi con memoria, e così le frequenze dei poli semplicemente saranno:

$$f_{C1} = \frac{1}{C_1 \cdot R_{EQ1} \cdot 2\pi} \quad ; \quad f_{C2} = \frac{1}{C_2 \cdot R_{EQ2} \cdot 2\pi}$$

2) Consideriamo un circuito con due condensatori che "si vedono", una in cui nell'impedenza di uno c'è l'influenza dell'altro. Ad esempio:



In questo caso, con un BJT, i condensatori si vedono comunque. Nell'espressione di  $Z_{IN}$  appare  $z_C$ , e in  $Z_{OUT}$  appare  $z_A$ .

In casi come questo procedere è molto complesso, anche se possiamo fare un ragionamento di più "salvare": possiamo considerare dei "worst case", ossia dei casi pessimistici, riguardanti il comportamento in frequenza dei condensatori. Nei "caso estremi", il condensatore si modella come un circuito aperto (sulle basse frequenze/continua)

o come un solo circuito (per frequenze mediamente elevate). Dunque lunghe calcolano 4 costanti di tempo  $\beta$ , relative alle 4 possibilità di combinazioni di stati del condensatore  $C_1$  e del  $C_2$ : APERTO/APERTO, APERTO/CHIUSO, CHIUSO/APERTO, CHIUSO/CHIUSO. Considerando lunghe la seguente notazione: "il pedice il condensatore di riferimento" ( $C_E$  o  $C_{in}$ ), "all'apice lo stato del condensatore" (Open o Closed): ad esempio

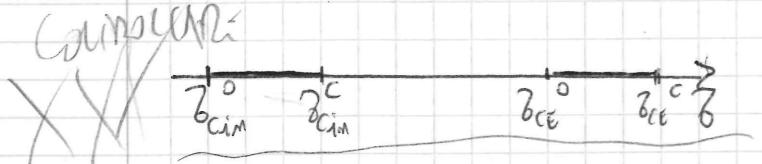
$R_{eq}^C$  è la resistenza equivalente vista dal condensatore  $C_E$  considerando l'altro come un circuito aperto.

Sappiamo che  $\beta = R_E C$ ; nel nostro circuito, le  $R_{eq}$  saranno:

$$R_{eqC}^0 = R_E \parallel \frac{2\pi + R_B}{B \cdot L} ; R_{eqC}^C = R_E \parallel \frac{2\pi + R_B || R_{in}}{B \cdot L}$$

$$R_{eqin}^0 = R_{in} + R_S \parallel \left( 2\pi + R_E \cdot (B \cdot L) \right) ; R_{eqin}^C = R_{in} + R_S \parallel 2\pi.$$

Allora dunque, facendo  $\beta = R_{eq} C$ , 4 costanti limite di tempo. Essi possono essere posizionate su di un asse dei  $\beta$ :



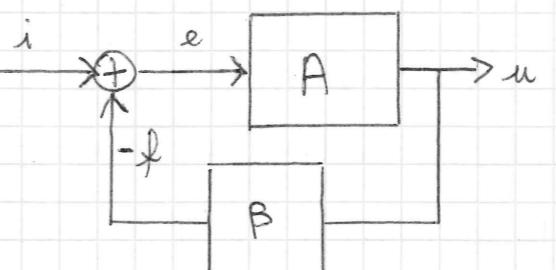
In questo disegno abbiamo rappresentato gli intervalli separati: è possibile che essi siano però intersecati. In questo caso, non potremmo fare niente: tra l'estremo superiore del primo intervallo e l'estremo inferiore del secondo intervallo deve, per poter fare qualcosa, esserci almeno una decade di distanza. Questo serve per quantificare l'errore: facendo l'inverso del rapporto delle frequenze, se una frequenza è 30 volte più grande dell'altra,

$$\frac{L}{50} = 2\% \text{ di errore.}$$

CHIENDO

### Retroazione (feedback)

La retroazione è un mezzo fondamentale dell'ingegneria. In inglese, esso è detto "feedback". Maxwell fu il primo a porsi le basi matematiche, Watt il primo a metterla in pratica (seppur in modo grossolano). Vediamo di capire in elettronica come si può usare; consideriamo il seguente schema a blocchi:



A è un amplificatore, formato da uno o più stadi, di qualsiasi tipo. L'ingresso, "A", è l'ingresso, "u" l'uscita, "B" il blocco di feedback.  $(+)$  è un "node sommatore".

Ci cosa serve fare una cosa simile? La problematica da affrontare è la seguente: A è una funzione di molti parametri, quali  $B_F$  (del transistor in interde),  $g_m$ , la temperatura  $T$ , ed altri. A è molto soggetto a variazioni, che non possiamo controllare o limitare in alcun modo, circuitalmente. L'idea che si sfrutta è la seguente: il segnale amplificato u viene fatto uscire ma anche entrare nel blocco B, che lo riscala, dividendolo, e lo invierte, ottenendo un nuovo segnale f. Questo viene mandato al nodo sommatore, che "sommava" i ed  $-f$ , ottenendo il segnale di errore i; ormai un segnale de "controllo" l'amplificatore A in modo da stabilizzare il guadagno con un'enorme precisione. "Ripartendo indietro" il segnale, studiamo di quanto varia rispetto a ciò che vorremmo, e corregiamoci.

Pianiamo a scrivere le equazioni, a partire da questo schema

a blocchi:

$$\begin{cases} u = A \cdot e \\ e = i - f \Rightarrow u = A(i - \beta u) ; A \cdot i = u(1 + BA) \\ f = B \cdot u \end{cases} \Rightarrow \frac{u}{i} = \frac{A}{1 + BA} = A_F$$

$\frac{u}{i}$  rappresenta il guadagno dell'amplificatore, compreso dell'anello di retroazione, o, come si può dire, "nel anello chiuso".

Basandosi sull'ipotesi che, molto spesso (praticamente sempre in elettronica),  $B \cdot A \gg 1$ , si presentano numerosi fatti interessanti legati alla retroazione:

1) Desensitivity: A ha un guadagno, come già detto, che dipende da  $g_m$ ,  $B_f$ , ecc. Chiedendo A in un anello di retroazione, caytano cose interessanti sotto il punto di vista della stabilità del guadagno.

Studiamo la sensibilità relativa di  $A_F$ , ossia del guadagno di A retroazionato, al variazione di A e di B:

$$\frac{\delta A_F}{\delta A} = \frac{1}{(1 + BA)^2}$$

Relativizzando:

$$\frac{\delta A_F}{\delta A} \cdot \frac{A}{A_F} = \frac{1}{(1 + BA)^2} \cdot \frac{\delta A(1 + BA)}{A} = \frac{1}{1 + BA}$$

Se  $BA \gg 1$ ,  $\frac{\delta A_F}{\delta A} \rightarrow 0$ .

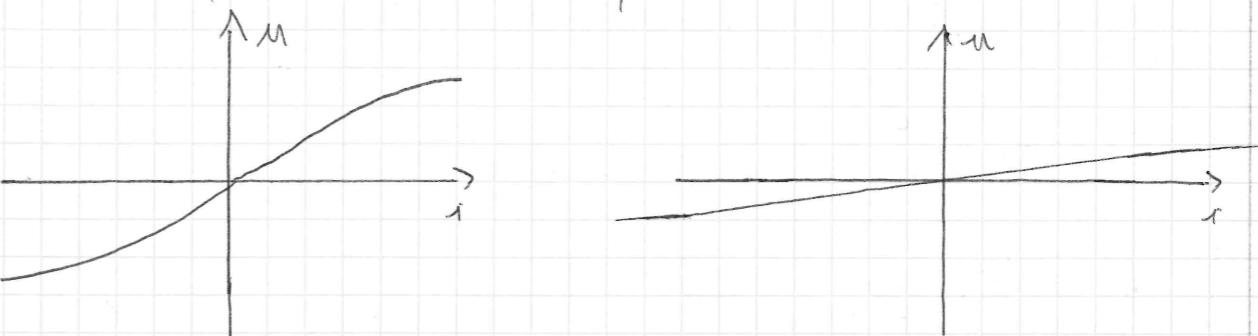
Vediamo invece la sensibilità sul B:

$$\frac{\delta A_F}{\delta B} \cdot \frac{B}{A_F} = \frac{-A^2}{(1 + BA)^2} \cdot \frac{\beta(1 + BA)}{B} = \frac{-BA}{1 + BA}$$

Se  $BA \gg 1$ , il guadagno ha un'enorme incertezza: abbiamo traslato gli errori da A al blocco B, facendo la retroazione.

Il vantaggio sta però nel fatto che B è una rete costituita con elementi passivi e stabili, quali resistenze, induttori, condensatori. La loro tolleranza sarà dunque molto, molto elevata.

2) Riduzione della non-linearietà dell'amplificatore: l'amplificatore retroazionato, varia il guadagno notevolmente, a rilasso: la retroazione taglia drasticamente il guadagno dell'amplificatore. Possiamo però pensare ciò: se l'andamento del guadagno è non lineare, esso viene "schiarito", ma "raddisegnato":



3) La banda passante del sistema retroazionato è molto maggiore di quella del solo A.

Consideriamo uno  $A(s)$  presentante un polo:

$$A(s) = \frac{A_{dc}}{s + \frac{A_{dc}}{\omega_p}}$$

$\omega_p$  = frequenza pulsazionale del polo.

$$A_F(s) = \frac{A_{dc}}{1 + \frac{1}{1 + \frac{s}{\omega_p}} + \frac{B}{1 + \frac{s}{\omega_p}}}$$

Il nuovo polo, di  $A_F(s)$ , si ottiene annullando il denominatore:

$$\Rightarrow A_f(s) = \frac{A_{pc}}{1 + \frac{s}{w_p} + A_{pc}\beta} \Rightarrow \frac{A_{pc}}{1 + \beta A_{pc}} \cdot \frac{s}{s + \frac{w_p}{\beta A_{pc}}}$$

$w_p(1 + \beta A_{pc}) \gg w_p$  quindi la pulsazione del polo è aumentata, e con essa la frequenza di taglio del sistema.

Nota: con due poli, ciò che capita è molto più complesso.

Nota: se  $f_0 (> w_p)$  fosse negativo, avremmo poli pomerici, e quindi reti instabili.

4) le impedanze di ingresso e di uscita vengono modificate dalla retroazione, di un fattore  $\beta A$ . Questo ci permette di modificare le impedanze in ingresso ed uscita degli amplificatori, a seconda delle nostre vicende.

5) la retroazione rischia determinati tipi di rumori.

Se il 4° punto sarà violato.

In elettronica, si usa una notazione diversa, e un modello più completo di quello riportato dello schema a blocchi (ottimo invece in controlistica):

$$A_f = A_{\infty} \cdot \frac{T}{1+T} + A_0 \cdot \frac{1}{1+T}$$

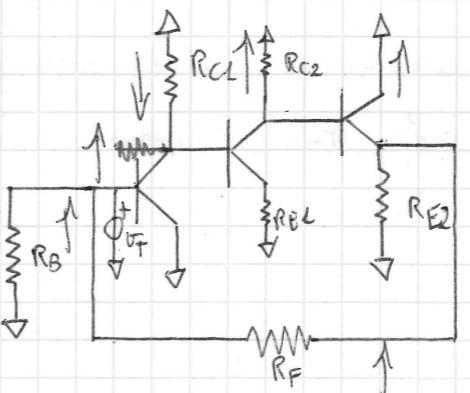
$T = \beta A$ ;

- $A_{\infty}$ : guadagno dell'amplificatore quando  $A \rightarrow \infty$ , e dunque  $g_m \rightarrow \infty$ .
- $A_0$ : guadagno all'entro quando  $A \rightarrow 0$ , o dunque  $g_m \rightarrow 0$ . Si noti che, in questo caso,  $r_i$  ed altri elementi si mantengono nel circuito.

Questa formula tiene conto della reciproca o meno del circuito. La retroazione da solle a "i" "f" è la "retroazione negativa": il feedback va in opposizione al segnale in ingresso. Per poter studiare ciò, ormai se una retroazione è positiva o negativa, possiamo ricordare ciò che abbiamo studiato negli studi di amplificazione: l'unico in grado di invertire un segnale è il Common Emitter; se l'ingresso nello studio sarà "verso l'alto", l'uscita sarà in opposizione di fase rispetto all'ingresso. Se dunque avremo un segnale diverso tra feedback e ingresso, la retroazione sarà negativa; in caso contrario, positiva.

La " prova" consiste nel ponendoci in un punto dell'anello di retroazione, "tagliando"; inserire un segnale di test  $o_T$ , e verificare se, retroazionato, sarà di verso opposto all'invito.

Esempio Pratico:



Questo è un esempio di feedback positivo: la retroazione va a sommare un segnale sempre uguale; questo però abbina a che fare con due CE, che invilisce 2 volte il segnale.

Si parla di retroazione negativa se "si cambia di segno".

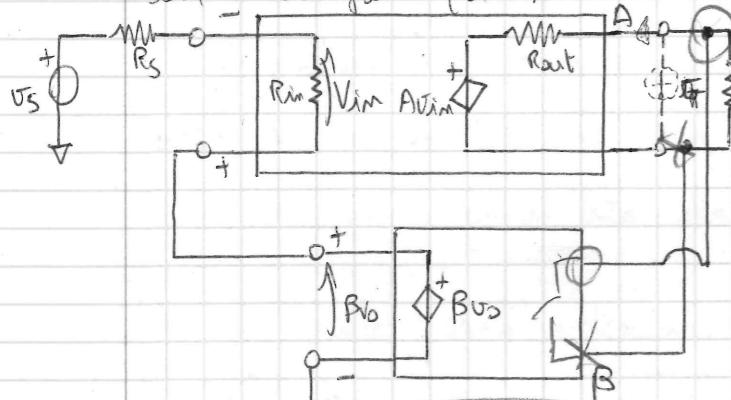
Per studiare in ingresso/uscita dell'amplificatore retroazionato Andiamo ora con uno schema semplificato un modello di amplificatore, al fine di determinare l'effetto della retroazione.

sulle impedenze (al punto 4).

Vediamo le entrate 4 tipi di retroazione, basandoci su come viene "preso" il segnale dall'usata, e come viene "confrontato" in ingresso. Entrambe le cose si possono fare in "serie" o "parallelo".

Avremo delle ripercussioni sulle impedenze di ingresso e usata, che ora quantifichiamo; solo dopo daremo una regola generale per il riconoscimento.

Consideriamo il blocco B idealizzato, con impedenza infinita in ingresso, e in usata un generatore pilotato di tensione. Collegiamo B e A in serie all'ingresso (al modo sommatorio), in parallelo all'usata:



### Prelievo parallelo

Consideriamo un generatore di usata di A; la corrente che uscirà da questo generatore di

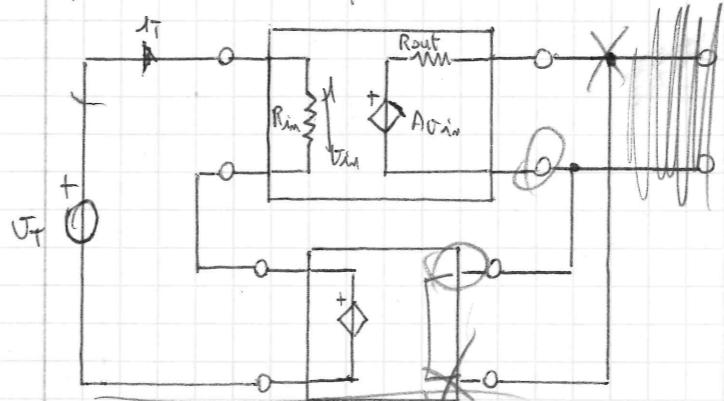
$$\text{tensione } U_T \text{ sarà:}$$

$$U_T = \frac{U_T - (-A\beta V_i)}{R_{out}}$$

$$\Rightarrow \frac{U_T}{I_T} = R_{OF} = \frac{R_{out}}{1 + BA}$$

Cosa ottiamo scoperto? Collegando in parallelo il blocco B per la retroazione, siamo riusciti a ridurre l'impedenza di usata dell'amplificatore, dividendo per  $\beta A$ , fattore molto elevato.

Facciamo una cosa analoga, per la resistenza di ingresso, collegando in serie (come era) il blocco B. Il generatore di pura voce sarà però in un posto diverso, ma all'ingresso:



$$\text{Prelievo serie}$$

$$I_T = \frac{U_T - \beta V_o}{R_{in}} = \frac{U_T - \frac{\beta A}{1 + BA} V_T}{R_{in}}$$

$$\Rightarrow \frac{I_T}{U_T} = \frac{1}{R_{in}}$$

$$\Rightarrow R_{IF} = \frac{1}{\frac{I_T}{U_T}} = R_{in}(1 + BA)$$

Ora, in serie si ottiene un'amplificazione di  $\beta A$  volte l'ingresso.

Si riesce così ad alzare notevolmente l'impedenza di ingresso che ricordiamo era in serie con il blocco B di retroazione).

Riassumendo, è possibile effettuare prelievi di segnale e di corrente in serie (se non si coinvolge direttamente l'usata, cioè se la retroazione arriva in di un'altra maglia) o in parallelo (se si preleva l'usata (o si confronta) nello stesso nodo dell'ingresso, o dell'usata). Spesso capita se un circuito ha una retroazione in serie o in parallelo è solo il primo di una lunga serie di problemi, che può nasco studiando in modo "classico".

$$I_T = \frac{U_{in}}{R_{in}} = \frac{U_T - \beta V_o}{R_{in}}$$

$$U_o = (U_T - \beta V_o) A ;$$

$$+ U_o = A U_o \beta +$$

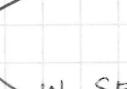
$$U_o = \frac{A}{1 + A\beta} U_T$$

$$U_o + A U_o \beta = A U_T$$

$$U_o(1 + A\beta) = A U_T$$

Se dunque si preleva o confronta da una maglia, si ha una serie, mentre da un nodo, un parallelo.

**N PARALLELO: TENSIONE**

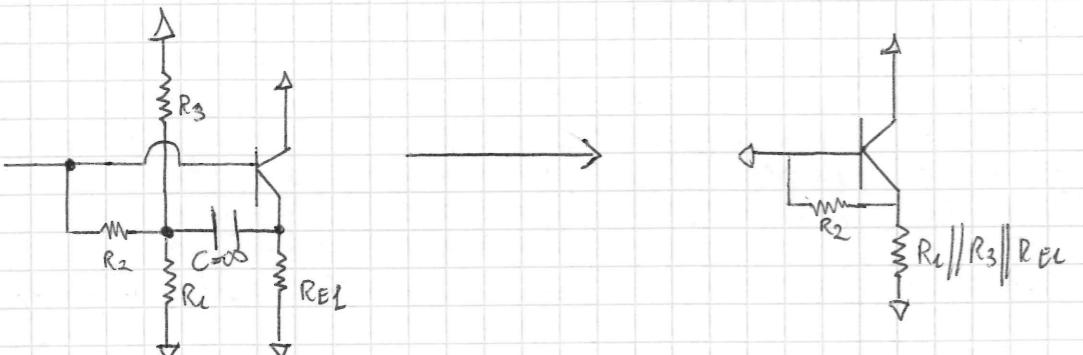
**PRELIEVO** 

**IN PARALLELO: CORRENTE**

**CONFRONTO** 

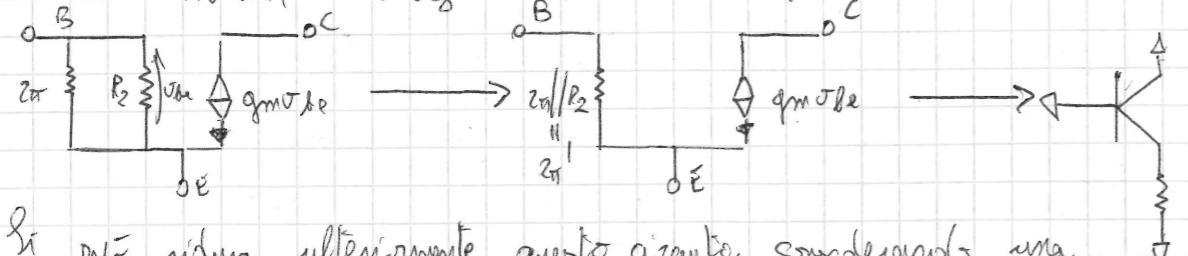
**IN SERIE: TENSIONE.**

Per affrontare circuiti di questo tipo, può essere utile imparare alcuni trucchi, per poter "tirare avanti": un circuito, che può sembrare molto infido, è quello del Bootstrap:



Ecludendo dunque la resistenza all'emettitore, che è esterna di fatto al modello di piccolo segnale, poniamo notare che  $R_2$  è collegata a

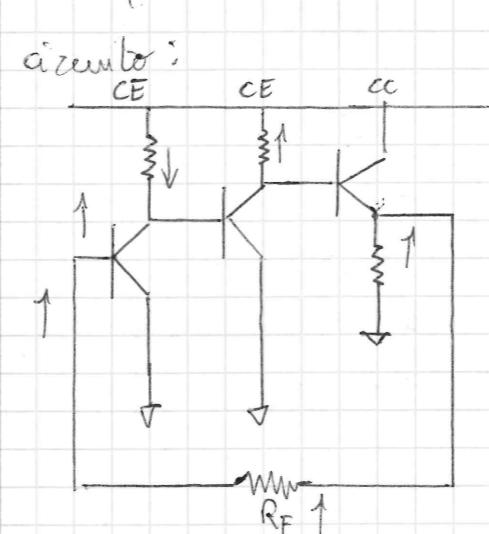
base ed emettitore, ovvero agli stessi morsetti di  $r_{\pi}$ :



Si può ridurre ulteriormente questo circuito, considerando una resistenza equivalente del tipo:

$$r_{eq} = r_{\pi} + R_E (1 + \beta)$$

**Nota:** una retroazione può essere positiva o negativa: è così possibile che il segnale di retroazione venga ad "aggiungersi" a "sottrarsi" a quello di ingresso. Se il segnale di feedback ha segno opposto a quello in ingresso, il feedback è negativo come nella maggior parte dei casi lo studieremo; un metodo "facile" per capire se un feedback è negativo o positivo, è guardare gli stadi di amplificazione che compongono l'amplificatore: se andiamo a do fare con un CE, avremo inversione; se andiamo a do fare con un CC o un CC, non avremo inversione. Consideriamo come esempio questo circuito:



Il primo studio è un CE: introducendo un segnale verso l'alto, esso verrà invertito, e sarà inviato verso il basso. Lo stesso succederà e avrà un CE, che non-invertirà più l'onda, che tornerà verso l'alto.

Il CC successivo non modifica il verso del segnale, e neanche il portatore verso

$r_F$ : il feedback qui è positivo, poiché il segnale proveniente dal livello di retroazione ha lo stesso verso di quello introdotto.

In realtà tutte queste osservazioni tecniche non sono molto utili: esistono metodi più intelligenti, quali il metodo di Rosenthal. Esso è un metodo algorithmico, in grado di fornire un percorso da seguire per lo studio di circuiti con retroazione.

Il metodo di Rosenthal si basa sul trovare 3 parametri:  
 $T$ ,  $A_{in}$ ,  $A_o$ .

Il parametro  $T$  si può calcolare rispetto ad un componente qualunque, anche se comune volerlo rispetto ad un generatore pilotato nell'anello, meglio ancora se grounded, ovvero attaccato al  $0V$ . Sotto il generatore, segno i segmenti step:

- 1) "Metto da parte" (ovvero togli temporaneamente) il generatore pilotato;
- 2) Sostituisco il generatore pilotato (1) con un generatore di test indipendente,  $i_T$ .

3) Calcolo  $i_T$  eccitato da  $i_T$ , ovvero cerco di calcolare il pilota, dato tutti gli altri generatori indipendenti presenti

4) Calcolo  $T$  come:

$$T = -\frac{i_T}{i_T} \left( \approx \frac{v_T}{v_T} \right)$$

N.B.:  $T > 0$ , feedback NEGATIVO.

Il parametro  $A_{00}$  è il guadagno del lo stadio, che l'amplificatore anello, se il generatore rispetto cui si calcola  $T$  tendesse a  $\infty$ .

Se  $q_m \rightarrow 0$ ,  $v_{ce} \rightarrow 0$ ; si calcola dunque:

$$\frac{v_T}{v_T} \Big|_{q_m \rightarrow 0}$$

Il parametro  $A_0$  è il guadagno, quando  $q_m \rightarrow 0$ , dove  $q_m$  è il guadagno dello stadio con cui abbiamo calcolato  $T$  e  $A_0$ .

## Transistori in alta frequenza

Sinora, abbiamo considerato due modelli per i transistori:

- Modello per la polarizzazione (capacità come circuiti aperti)
- Modello per il piccolo segnale: considerate nella polarizzazione le frequenze nulli, ovvero i soli componenti di offset, si considerano solo le variazioni.

Questo secondo modello non è generale: esso considera le variazioni, ma in frequenze "basse": con frequenze dell'ordine delle decine, centinaia di  $MHz$ , il modello non è più valido, poiché si presentano effetti capacitivi non prevedibili con i soli modelli di piccolo segnale ancora studiati.

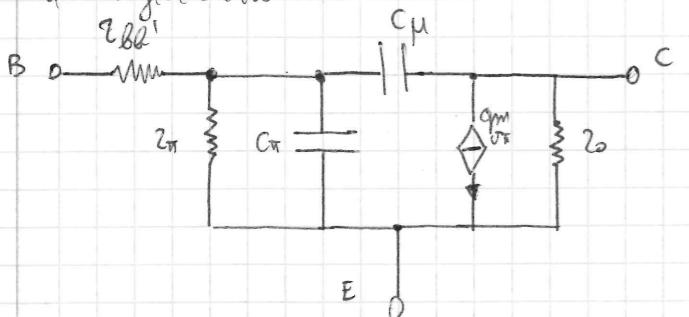
Quello che abbiamo tracciato fino ad ora è il "tempo di reazione" dei transistori, tempo che dipende da capacità che devono caricarsi, e simili. Se invece capacità che abbiamo per ora visto fino ad oggi sono i condensatori di disaccoppiamento, ovvero le capacità da noi inserito per bloccare accesso alla continua in determinate direzioni del circuito, per non "caricare la polarizzazione". Esistono, nel transistore, altre capacità, che non vengono considerate ad alte frequenze:

- Capacità di diffusione della giunzione base-emettitore
- Capacità di giunzione

Queste due capacità si mettono in parallelo allo inversore  $Z_T$ , infatti la chiamiamo  $C_T$ .

Altra capacità è la capacità di smottamento della giunzione base-collettore, che chiamiamo  $C_B$ ; essa di solito viene fornita

nei datasheet, o è trascurabile rispetto a  $C_T$  nei conti. Consideriamo il modello completo del piccolo segnale ad alte frequenze, detto "modello di biacchetto":



$C_\mu$  come detto spesso si trova nei data sheet dei dispositivi;  
 $C_T$  no, e sarà il parametro che dovranno calcolare.

Portiamo dal calcolo del parametro  $h_{fe}(s)$ , ora sul guadagno in corrente con l'uscita in corto circuito, ossia in cui  $V_{ce} = 0$ .

Se cortocircuittiamo  $E$  a  $C$ , vediamo che su  $C_\mu$  ci sarà la stessa tensione che su  $2\pi$  e  $C_T$ : il piontoto ha impedenza all'infinito,  $Z_0$  andrà, il corto circuita tra  $C$  ed  $E$  dunque sarà il comune per cui passerà tutta la corrente.  $C_\mu$  è collegato dunque in parallelo a  $2\pi$  e  $C_T$ , e quindi ci sarà la stessa tensione.

Nella costruzione del modello per alte frequenze, consideriamo le grandezze MAIUSCOLE, e i pedici minuscoli, come  $V_\pi$ .

Vediamo che  $I_B$  vale:

$$I_B = \frac{V_\pi}{\frac{2\pi}{s} + sC_T + sC_\mu} = \frac{V_\pi 2\pi}{2 + s 2\pi (C_T + C_\mu)} \implies V_\pi = \frac{I_B 2\pi}{s 2\pi (C_T + C_\mu) + 2}$$

Quello che stiamo cercando è  $h_{fe}(s)$ , ossia il guadagno  $\frac{I_C}{I_B}$ : per questo, ci manca ancora  $I_C$ :

$$I_C + \frac{V_\pi}{\frac{2\pi}{sC_\mu}} = g_m \cdot V_\pi \implies I_C + V_\pi s C_\mu = g_m V_\pi$$

$$\implies I_C = V_\pi (g_m - sC_\mu)$$

Sostituendo  $V_\pi$  in  $I_C$ :

$$I_C = \frac{I_B 2\pi (g_m - sC_\mu)}{1 + s 2\pi (C_T + C_\mu)}$$

$$h_{fe}(s) = \frac{I_C(s)}{I_B(s)} = \frac{s 2\pi (g_m - sC_\mu)}{s 2\pi (C_T + C_\mu) + 2}$$

Notiamo che a bassa frequenza, cioè per  $s \rightarrow 0$ ,  $h_{fe}(s) \rightarrow \frac{2\pi \cdot g_m}{2} = \beta$ .

L'espressione si comporta come piace a noi, sulla bassa frequenza.

E in alte frequenze? Vediamo che l'espressione di  $h_{fe}(s)$  introduce uno zero ed un polo nella rete. Quale dei due è a frequenza più bassa?

$$\omega_p \approx \frac{1}{2\pi(C_T + C_\mu)} \approx \frac{1}{2\pi C_T} \quad \omega_p \approx \frac{10^2}{10^2} \approx 10^4$$

$$\omega_0 = \frac{g_m}{C_\mu}$$

Ora, guardando valori tipici, la distanza tra  $\omega_0$  e  $\omega_p$  è di 4 decadi, e prima si invertisce  $\omega_p$ .

Si definisce la "frequenza di transizione"  $f_T$  come il prodotto di banda e guadagno; a parte ciò, incontriamo ora i limiti del modello di biacchetto:  $\omega_p$  è una frequenza dell'ordine di qualche decina di MHz; il modello di biacchetto è valido al più una decade sopra  $\omega_p$  dopo di che tutti i valori di  $\eta$  ottengono senso.

La frequenza del polo  $f_p = \frac{\omega_p}{2\pi}$ , sarà:

$$f_p = \frac{1}{2\pi 2\pi (C_T + C_\mu)}$$

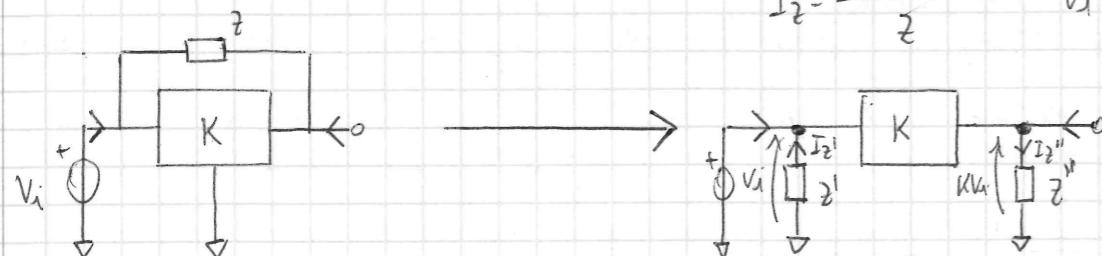
Da ciò possiamo finalmente ricavare  $C_{\pi}$ :

$$C_{\pi} = \frac{g_m}{2\pi f_T} - C_{\mu} \quad (\text{spesso } C_{\mu} \text{ è trascurabile}).$$

Li apprestiamo a stazione gli stadi di amplificazione in alta frequenza; ai fini di poter avere facilitazioni al riguardo, invitiamo un termine molto utile:

Bretema di Miller delle tensioni

Dato un rifatto circuito:

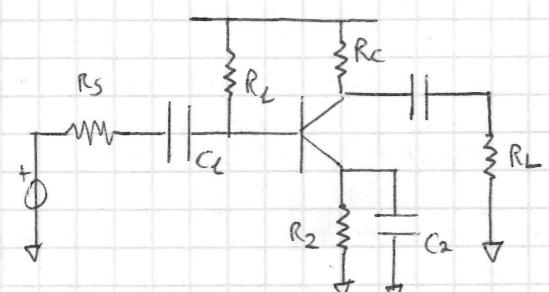


$$I_{2'} = \frac{V_i}{Z'} = \frac{V_i}{R_2 + R_1} = \frac{V_i}{R_2 + K R_2} = \frac{V_i}{(K+1) R_2} = \frac{V_i}{Z} = \frac{V_i}{Z(K-1)} = \frac{V_i}{Z} \cdot \frac{1}{K-1}$$

$$I_{2''} = \frac{K V_i}{Z''} \Rightarrow Z'' = \frac{K V_i}{I_{2''}} = \frac{K V_i}{I_2} = \frac{K V_i}{V_i (K-1)} = \frac{K}{K-1}$$

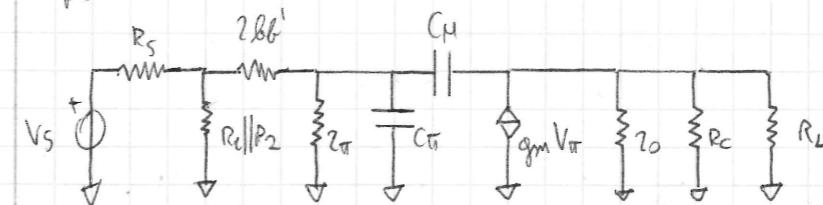
Studiamo ora i vari stadi di amplificazione:

Amplificatore a emettitore comune

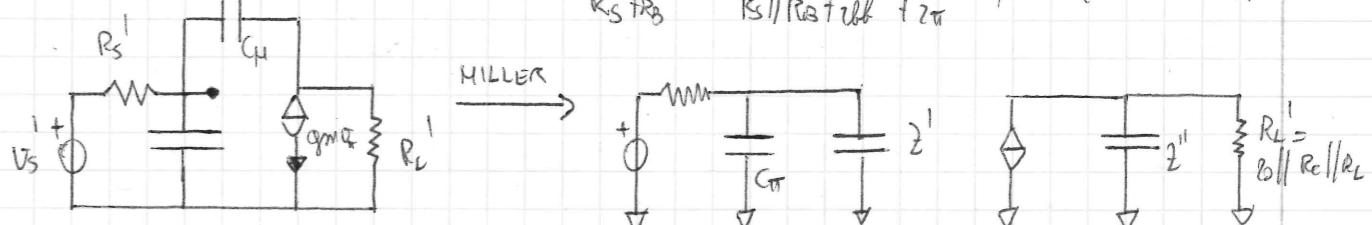


Vogliamo studiare questo stadio ad alte frequenze: considerando la frequenza  $f_T$  di taglio, ossia la frequenza in cui gli effetti capacitive del transistore diventano non trascurabili, vogliamo studiare il circuito.

Supponendo i modelli di piccole segnali, si ottiene una cosa del tipo:



Mediante Zhevenin, possiamo rendere il circuito più simile a quello richiesto da Miller:  $V_S' = V_S \cdot \frac{R_B}{R_S + R_B} \cdot \frac{R_B}{R_S + R_B + 2\pi} ; R_S' = (R_S || R_B + 2\pi) || 2\pi$



$$Z' = \frac{l}{sC_{\mu}} \cdot \frac{l}{l + g_m R_l'} = \frac{l}{sC_{\mu}(1 + g_m R_l')}$$

$$Z'' = \frac{l}{sC_{\mu}} \cdot \frac{-g_m R_l'}{l - g_m R_l'} \sim \frac{l}{sC_{\mu}}$$

Dove si trovano i poli?

$$\omega_{p1} = \frac{l}{R_s' [C_{\pi} + C_{\mu}(1 + g_m R_l')]} = \frac{l}{R_s' C_{\mu} R_l'}$$

$$\omega_{p2} = \frac{l}{C_{\mu} R_l'}$$

Vediamo che  $\omega_{p1}$  è l'unica pulsazione che ci interessa:  $\omega_{p2}$  è addirittura del polo di  $R_{s'}$ , quindi non è sensato, non è valido, è fuori dal range di validità del modello.

Proponiamo per fare un esempio alcuni dati numerici:

$$f_T = 300 \text{ MHz} ; Z_{BB}' = 100 \Omega ; R_C = 5,6 \text{ k}\Omega ; R_L = 12 \text{ k}\Omega ; R_s = 33 \Omega ; R_2 = 10 \text{ k}\Omega ;$$

$$C_{\mu} = 1 \text{ pF}$$

$$R_s' = 350 \Omega \text{ (ipotizziamo)}, V_T \approx 26 \text{ mV}, I_C \approx 2 \text{ mA}$$

$$g_m = \frac{I_C}{V_T} \approx 76 \text{ mS}; C_{\pi} = \frac{g_m}{2\pi f_t} - C_L \approx 38 \text{ pF};$$

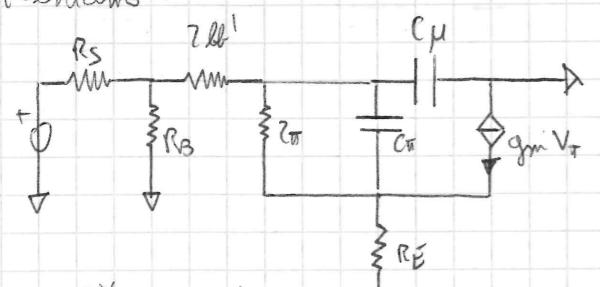
$$f_p = \frac{1}{2\pi R_s' (C_L + C_{\pi})} = 3 \text{ MHz}$$

$$f_{p2} = \frac{1}{2\pi R_s' [C_{\pi} + C_L(1 + g_m R_E)]} \approx 4.3 \text{ MHz}$$

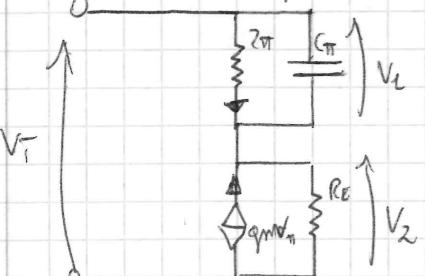
Stadio a collettore comune

Velando direttamente lo sviluppo in alta frequenza del circuito,

otteniamo:



$$V_2 = Z_2 \left( \frac{V_1}{Z_1} g_m V_2 \right)$$

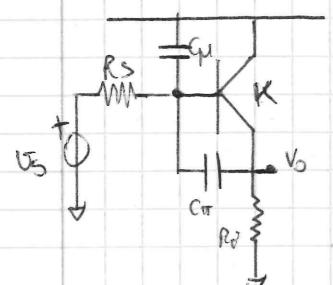


Quello che cambia, è il polo dominante del circuito, ma quello a frequenza più bassa.

Possiamo modificare il circuito, vedendolo in questo modo:

$$\begin{aligned} V_T &= V_2 \left( \frac{Z_2}{Z_1} + g_m Z_2 \right) \\ &\Rightarrow V_2 = V_T - V_1 = V_T - V_1 \frac{Z_2}{Z_1} \left( 1 + g_m Z_2 \right) \\ &\Rightarrow Z_{in} = \frac{V_1}{V_T} = Z_1 + Z_2 + g_m Z_1 Z_2 = Z_1 + Z_2 \left( 1 + g_m Z_1 \right) \end{aligned}$$

Notiamo che la capacità  $C_{\pi}$  è collegata a  $0V$ , quindi essa non sarà soggetta a effetto Miller; per  $C_{\pi}$  il discorso è diverso: il carico sta sull'emettitore, quindi possiamo pensare così al nostro stadio: la  $C_{\pi}$  è collegata all'uscita dello stadio di amplificazione, ovvero



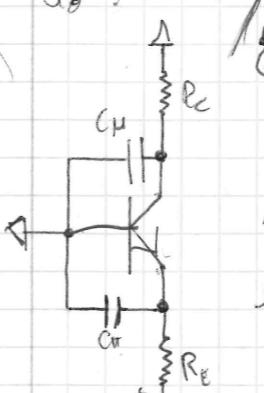
a  $0V$ . Scriviamo dunque che:

$$C_{\pi}' = C_{\pi}(1-K) \quad ; \quad C_{\pi}'' = \frac{V_T - V_1}{K} C_{\pi}$$

Poiché il CE guadagna molto in tensione, ci sarà un forte effetto Miller su  $C_{\pi}$ , lo dicono confrontabili a  $C_{\pi}$  e cercherà a sommarsi.

Sappiamo però che  $K$  è molto vicino a 1 in uno stadio a collettore comune, quindi  $C_{\pi}$  non subisce effetto Miller ma a causa del basso guadagno in tensione dello stadio.

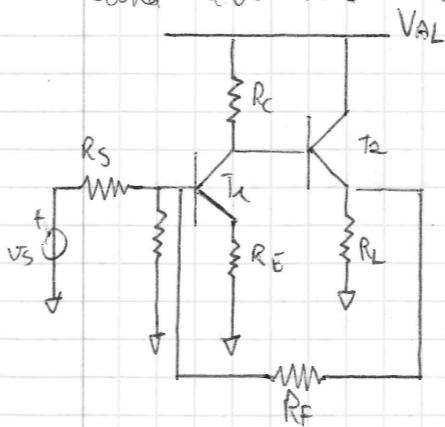
Per quanto riguarda lo stadio a base comune, vediamo velocemente ciò:



Entrambe le capacità sono collegate a  $0V$ , sotto il semplice punto di vista del segnale; per questo motivo, il CB è un ottimo stadio di amplificazione per la radiofrequenza: nessuna delle due capacità provoca problemi in alta frequenza. Inoltre, le due capacità sono separate per meglio, quindi, controllando le impedenze visto da entrambi, sarà facile capire quale dei poli provoca il cut-off della frequenza.

Relazione di Blackman

Ovviamente interrotto il discorso sulla retroazione parlando di Rosenstark; di per sé esso non è però in grado di calcolare le impedenze in ingresso ed in uscita di stadi di amplificazione retroazionati, ovvia con una retroazione. Scriviamo come esempio teorico e pratico questo circuito:

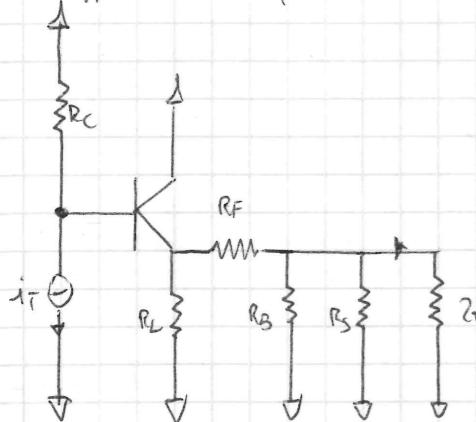


Applichiamo Rosenstark su questo circuito, osservando ciò: in  $T_1$ ,  $R_E$  si può "mettere" nel transistore, considerandola in serie a  $r_o$ . Modifichiamo  $T_2$  considerando  $T_1$ :

$$Z_{in}^1 = r_o + (B + 1) R_E$$

$$\beta' = \beta$$

Sviluppiamo dunque il piccolo segnale di  $i_T$ , ottenendo:



$$D_a \text{ quando } T = \frac{1}{T}$$

La relazione di Blackman afferma che:

$$Z_{DF} = Z_{DD} \cdot \frac{L + T_{SC}}{L + T_{OC}}$$

$$Z_{IF} = Z_{ID} \cdot \frac{L + T_{SC}}{L + T_{OC}}$$

- $Z_{DD}$  = impedenza vista dall'uscita, da  $R_L$ , con il generatore  $i_T$  morto  
(dead)

- $Z_{ID}$  = impedenza vista da  $R_S$  (in questo caso), cioè dall'ingresso, con  $i_T$  morto

- $T_{SC}$  = quadrianto visto da entrata (o visto a seconda di cosa si calcola) con il carico in parallelo ad un corto circuito

- $T_{OC}$  = si apre il corto circuito opposto messo e si calcola il quadrianto.

Generalmente, ma non sempre, uno dei due va a 0, e l'altro rimane uguale a  $T$  di Pisenstark. Non è da prendere come regola generale.

Facciamo "alla veloce" il calcolo per questo circuito:

-  $Z_{DF}$ :

- $T_{SC} = 0$ : cortocircuitando  $R_L$ , tutta la corrente andrà verso il carico, e dunque il quadrianto sarà 0.

- $T_{OC} - T$ : apendo il cortocircuito, niente la stessa impedenza di prima, quindi il quadrianto non varia.

$$Z_{DD} = R_L \parallel Z_{ID} \parallel (R_F + R_B) \parallel R_S \parallel Z_{B_{IN}} = R_L \parallel \frac{Z_{ID} + R_C}{R_F + R_B + R_S + Z_{B_{IN}}}$$

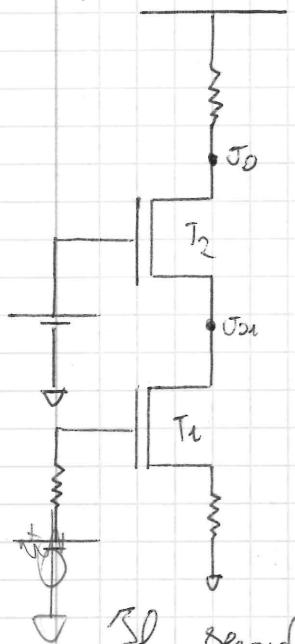
In modo del tutto simile, si calcola  $Z_{IF}$ , guardando sui morsetti di  $R_B$ .

Spero più capitor di tener scelto, al fine di svolgere meno conti possibili, da dove calcolare l'impedenza in ingresso, per poi togliere o aggiungere ulteriori elementi.

DIB AMM2.

Configurazioni particolari per transistori

### 1) Configurazione cascode



Se è uno stadio a source comune: ingresso nel gate, usata nel drain. Sarà uno stadio tericamente ad alto guadagno in tensione, invertente.

Si vede così, vediamo che:

$$j_{2s} = -g_m \cdot R_{load} = -g_m \cdot \frac{l}{z_{load}} \quad \text{Se } T_1 = T_2, \quad V_{ds} = l$$

Non avremo dunque effetto Miller, quindi non c'è guadagno.

Il secondo stadio ha ingresso nel source, usata nel drain:  
gate comune, ottimo per alte frequenze.

Bisogna verificare quali dei poli taglia per prima la banda,  
ma le varie capacità sono separate dalla meglio, quindi sarà  
facile da fare.

Lo scopo della configurazione cascode è proprio quello di aumentare  
la banda del segnale in ingresso.

IKA LB VAR115 CAP1W1B2-  
ZL01, R1NED005 VA  
BOOSTER