Elettronica Analogica II

Studiare elettronica analogica è sempre fondamentale, anche in un mondo sempre più digitale; la trattazione intende fornire la mentalità da utilizzare quando si studiano, mediante tensioni e correnti, circuiti di ogni tipo; un problema da trattare, ad esempio, sarà quello di interfacciamento, problema studiabile mediante i paradigmi dell'elettronica analogica.

Introduzione alla simbologia da usare

Introduciamo, rapidamente, la simbologia da utilizzare per le grandezze; verranno esposti brevi esempi:

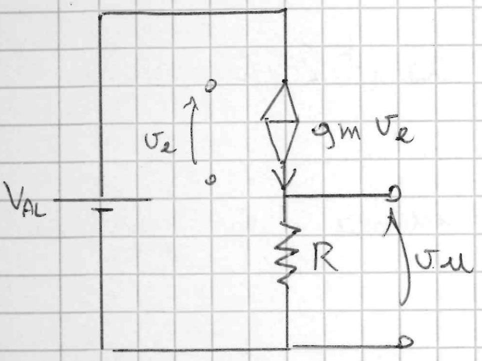
- "V_D": lettera e pedice maiuscoli: così si indica una grandezza costante nel tempo;
- "v_D": lettera minuscola, pedice maiuscolo: si considera la grandezza variabile nel tempo nella sua totalità;
- "v_d": si considera, con lettera e pedice minuscoli, la sola variazione di una grandezza nel tempo; dunque, "$v_D = V_D + v_d$"
- "V_d": nel dominio di Fourier, le grandezze son indicate con lettera maiuscola e pedice minuscolo: $V_d = \mathcal{F}\{v_D\}$

Introduzione ai dispositivi fondamentali: il transistore

I transistori servono per le elaborazioni digitali o analogiche; in ambito digitale deve fare l'interruttore ma, a differenza del relè, esso è piccolo, velocissimo, comandato elettricamente e con pochissima potenza, in modo da dissipare il meno possibile.

Guardando il piano $(v, \overset{``}{i})$, da aperto dovrebbe fare il circuito aperto, ossia far passare (bloccare) tutta la corrente, e da chiuso il corto circuito, ossia far passare tutto.

Siamo interessati ad applicazioni analogiche, nella fattispecie, per esempio come amplificatore; quello che ci serve è una "valvola", un "rubinetto di corrente", comandato elettricamente; ci serve qualcosa di questo tipo:

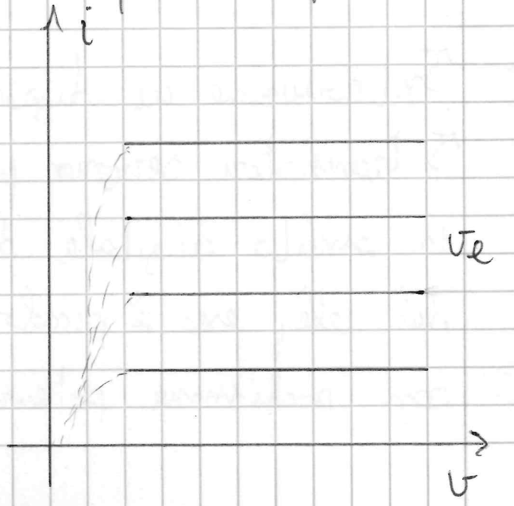


$$v_u = Ri = R g_m v_e = A v_e$$

dove $A = R g_m$

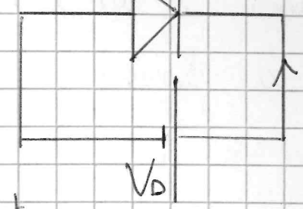
Questo è lo schema di principio di un amplificatore; si noti un'imprecisione simbolica: l'uso di un generatore pilotato! In realtà quel generatore è un regolatore, dal momento che, fisicamente, la corrente è generata dalla batteria V_{AL}, e "regolata" dal nostro "rubinetto" (che sarà realizzato mediante un transistore). Dunque, come dovrà comportarsi questo dispositivo?

A seconda della tensione v_e di controllo, si produrranno diverse correnti in uscita, sperando che, al variare di "v", si abbia questa corrente costante.



Per poi poter usare anche la saturazione, si avrà un raccordo come quello rappresentato.

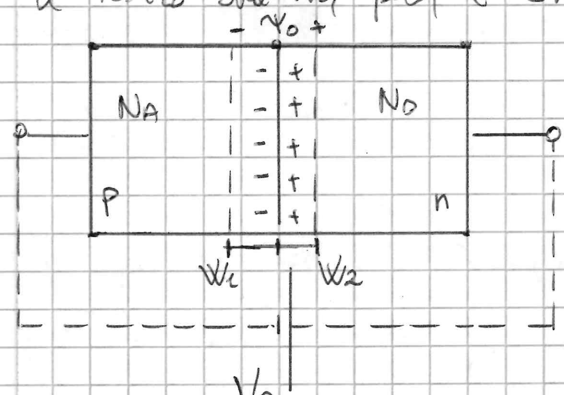
Vorremmo ottenere dispositivi con queste caratteristiche. Come si può fare?



Consideriamo un diodo a giunzione, polarizzato inversamente: nel circuito passa una corrente quasi nulla, ossia la corrente di saturazione inversa, dovuta ai portatori di minoranza dei due lati, che si muovono secondo il campo elettrico inverso, "favorendo" al moto dei minoritari.

Cambiando V_D la corrente non cambia, perché il numero dei minoritari non dipende da essa, quanto dai drogaggi e soprattutto dalla temperatura, o da altri meccanismi di iniezione (quale la generazione ottica)

Il nostro obiettivo, però, è comandare elettricamente: se $V_R = 0$, la



diversa concentrazione di portatori fa sì che gli elettroni emigrino da n a p, lasciando delle cariche fisse, a causa di meccanismi di diffusione (simili a una pressione osmotica); dall'altra parte si forma, per una ragione duale, carica fissa negativa, dunque, all'equilibrio, si genera un campo elettrico che genera una tensione di "contropolarizzazione", un potenziale Ψ_0, che si dimostra essere pari a:

$\Psi_0 = V_T \ln\left(\frac{N_A N_D}{n_i^2}\right)$ [Si ha una forte dipendenza da $V_T = \frac{kT}{q}$!]

Se vado a mettere una $V_E \neq 0$, cresco la tensione ai capi della giunzione, dunque la zona abitata dalle cariche fisse si allarga, e W_1 e W_2 cambiano; si ha però che le cariche sono uguali, dunque che:

$q W_1 N_A = q W_2 N_D$

Dunque che:

$$\frac{W_1}{W_2} = \frac{N_D}{N_A}$$

Le dimensioni di queste regioni sono inversamente proporzionali ai drogaggi!

Data la presenza di cariche ferme, inoltre, la struttura ha un comportamento capacitivo, simile a un condensatore, la cui capacità (detta capacità di giunzione), C_j, è:

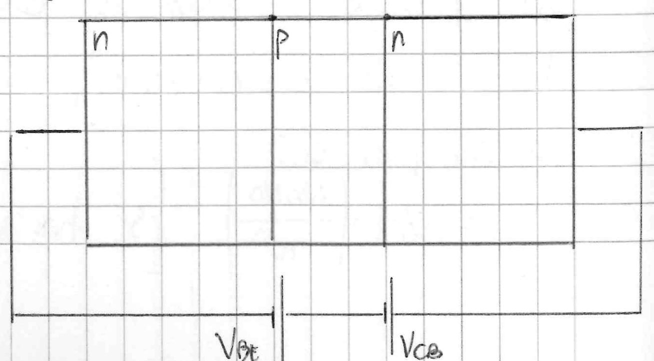
$$C_j = \frac{C_{j0}}{\sqrt[m]{1+\frac{V_R}{\psi_0}}}$$

A seconda della giunzione, se molto brusca, $m \approx 2$, se no m cresce, fino a 3.

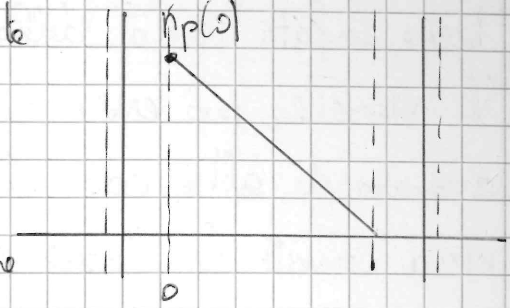
Ciò è utile per fare "varicap", ovvero condensatori a capacità comandabile in tensione!

Data "V_D" la "tensione diretta", $V_R = -V_D$; se $V_D \approx \psi_0$, la capacità tende a ∞, ma, date le alte correnti, si andrà fuori dal range di validità del modello, e se ne dovrà usare un altro.

Torniamo al discorso "valvola": il controllo di corrente può essere realizzato mediante una terza giunzione; in assenza di polarizzazioni, si avrà in ciascun lato una certa concentrazione di minoritari, ma soprattutto in base;



stiamo considerando la base poco drogata, e gli emettitore e collettore ben più drogati (giustificheremo dopo il perché). Se si fa così, e si polarizza direttamente la prima giunzione ($V_{BE} = V_\gamma$), si fan passare più portatori in base, dunque, rispetto a n_{p0}, calcolabile mediante l'azione di massa (perché in equilibrio):



$$n_p(0) = n_{p0} \exp\left(\frac{V_{BE}}{V_T}\right), \quad n_{p0} = \frac{n_i^2}{N_A}.$$

Per l'altra giunzione, a causa del campo elettrico, si viene a ottenere concentrazione circa nulla. Per calcolare, col nostro modello di diffusione, la densità di corrente di collettore, J_C, avremo:

$$J_C = q D_n \nabla n_p(x) = q D_n \frac{n_p(0) - n_p(W_B)}{W_B} = q D_n \frac{n_{p0}}{W_B} \exp\left(\frac{V_{BE}}{V_T}\right)$$

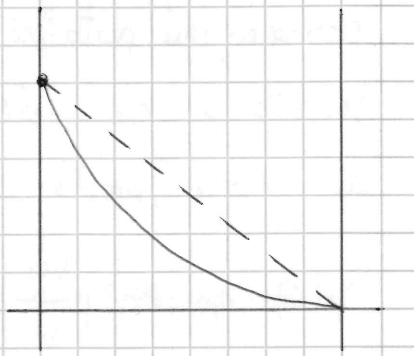
Moltiplicando per l'area di giunzione:

$$I_C = J_C A = q D_n \frac{n_i^2}{N_A} \frac{A}{W_B} \exp\left(\frac{V_{BE}}{V_T}\right) = I_S \exp\left(\frac{V_{BE}}{V_T}\right)$$

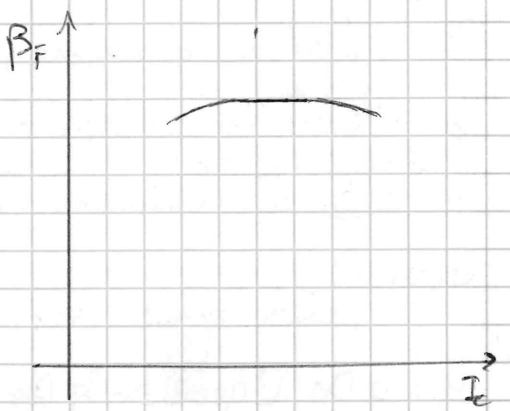
I_S, ovvero la corrente di saturazione, come si vede dipende da D_n, che dipende dalla temperatura, come anche n_i^2; sia l'area sia N_A sono invece tecnologicamente controllabili.

Questo è, si tenga ben presente, solo un modello matematico della realtà: come ogni modello, esso soffre di approssimazioni più o meno accettabili. I modelli non sono mai la realtà, poiché hanno limitazioni che bisogna ben conoscere al momento

di risultati, per capire dove e di quanto si sbaglia.
Questo modello, per esempio, dice che, se $V_{BE}=0$, $I_C \neq 0$; ciò non tiene infatti conto della tensione tra emettitore e collettore.
Il modello può essere raffinato, tenendo conto di questo fatto, o anche di altri, come la presenza di una corrente di base: in base sono infatti presenti lacune che possono ricombinarsi con gli elettroni, ottenendo un andamento meno idealizzato.



Uno dei parametri più noti per la caratterizzazione di un transistore è β, che è indipendente da V_{BE} (in teoria), ma in realtà dipende da I_C!



β si definisce come:

$$\beta = \frac{\alpha}{1-\alpha} \qquad \left[\begin{array}{l}\text{dove, per buoni transistori,} \\ \alpha \simeq 1\end{array}\right]$$

Tanto più il transistore è buono, tanto più $\alpha \simeq 1$, tanto più β cresce; tuttavia, piccolissime incertezze su α portano a enormi incertezze su β, dunque fidarsi del β è velleitario: controllare tecnologicamente β è impossibile!
Si è fatto cenno di un altro problema: l'altra non idealità riscontrata dal modello riguarda la dipendenza dalla tensione di emettitore-collettore V_{CE}: se infatti cambia la tensione tra collettore e base, cambiano le dimensioni della regione svuotata, ossia si ha un ΔW_B; si ha che:

$$\frac{\partial I_C}{\partial V_{CE}} \approx \frac{\partial I_C}{\partial V_{CB}} = \frac{\partial I_C}{\partial W_B}\cdot\frac{\partial W_B}{\partial V_{CB}}$$

Se V_{CB} cresce, W_B si riduce, dunque un termine è minore di 0;
si sa inoltre che:

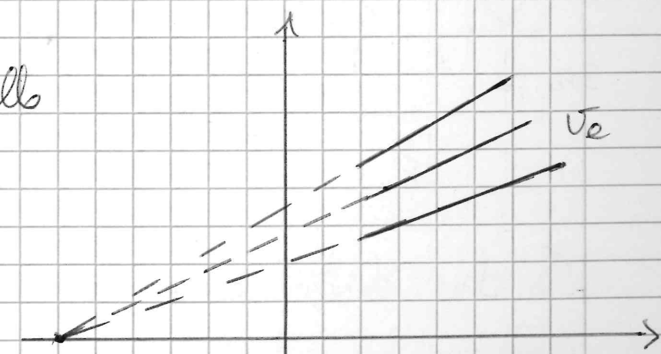
$$I_C = I_S \exp\left(\frac{V_{BE}}{V_T}\right) = \frac{q D_n A}{W_B}\,\frac{n_i^2}{N_A}\,\exp\left(\frac{V_{BE}}{V_T}\right);$$

$$\hookrightarrow \frac{\partial I_C}{\partial W_B} = -\frac{q D_n A}{W_B^2}\,\frac{n_i^2}{N_A}\,\exp\left(\frac{V_{BE}}{V_T}\right) = -\frac{I_C}{W_B}$$

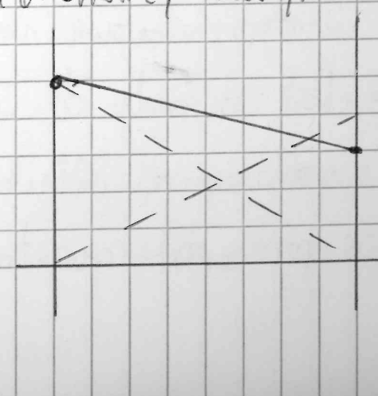
Dunque:

$$\frac{\partial I_C}{\partial V_{CE}} \simeq -\frac{I_C}{W_B}\,\frac{\partial W_B}{\partial V_{CB}} = K I_C, \quad K > 0$$

Questo semplicemente significa che, in realtà, le caratteristiche hanno una pendenza non nulla:
tenendo conto di ciò, il modello matematico è un po' raffinato.

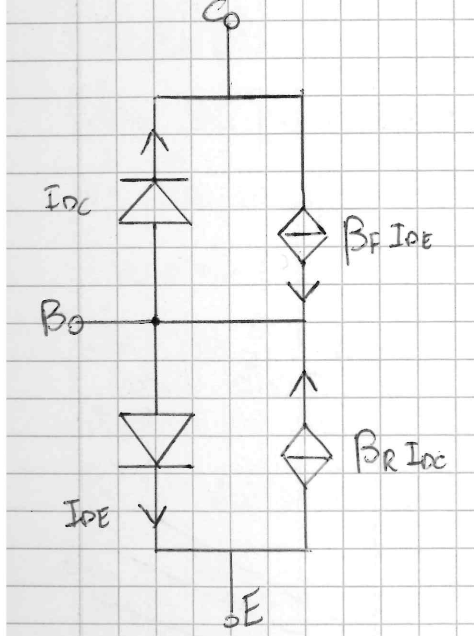


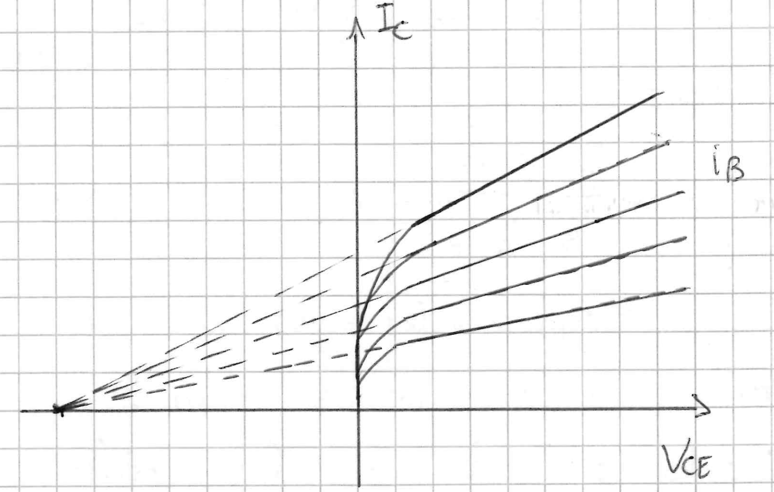
Ancora qualche considerazione:
se V_{CE} è piccola, data $V_{BE} = V_\gamma$, allora che V_{BC} diventa positiva; questo non è stato ancora messo in conto! Quello che capita, in questo caso, è che entrambe le giunzioni sono polarizzate direttamente, dunque che si ha iniezione di portatori sia dall'emettitore sia dal collettore; questo porta a una riduzione del gradiente,



e della corrente. Se si tiene conto di ciò, il modello tiene anche in conto la saturazione. In saturazione, si aggiunge dunque molta ricombinazione, la corrente di base dunque ~~cresce~~ cala, e il rapporto tra I_C e I_B non è più β.

Ultima considerazione: chi controlla la "valvola" è V_{BE}; quello che si fa di solito per identificare la curva da usare, è usare I_B, poiché presenta una relazione più lineare tra controllo e "controllato". Il modello risultante dal discorso sarà:





I due diodi seguono le solite equazioni dei diodi.

Ora: come si può capire quando un transistore è in regione attiva o in saturazione? Beh, vediamo qualche idea:

- Dalla polarizzazione delle giunzioni: se BE è diretta, e BC inversa, siamo in regione attiva; se pure BC è diretta, saturazione.
- Dal rapporto di I_C e I_B: se esso è molto basso, siamo in saturazione, altrimenti, in r.a.d. Spesso si usa un $\beta_{FORZATO}$, per capire quanto si è in saturazione! più β è basso, più siamo fuori linearità.
- Altro criterio è lo studio di V_{CE}: se $V_{CE} \approx 0,5\,V$ siamo ai limiti della linearità; se $V_{CE} \approx 0,1,\ 0,2\,V$, è molto probabile che siamo in saturazione.

Una nota finale, per quanto concerne la "scelta dei drogaggi": base poco drogata, emettitore e collettore più drogati.

Una base poco drogata dà due vantaggi: N_A è al denominatore di I_S, dunque più si droga, minore è I_S; più si droga, più c'è ricombinazione!

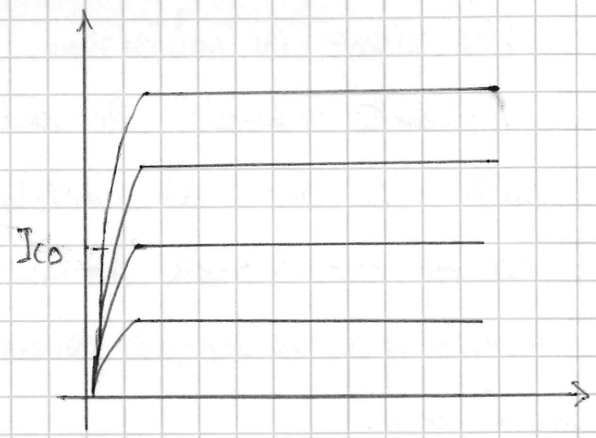
Più si droga l'emettitore, più si iniettano portatori in base, dunque più si migliorano le prestazioni.

Per il collettore,

Circuiti per l'amplificazione

Il nostro obiettivo è quello di elaborare segnali elettrici; dovremo, al fine di usare in linearità il transistore, stare in un range di tensioni in cui si sia la r.a.d. Quello che si fa è, mediante una rete esterna, scegliere un certo "punto di lavoro", ossia quella che per noi sarà l'origine del sistema di riferimento: si sceglie un valore di corrente, si ricava il valore di tensione associato, dunque questa sarà l'origine. Ciò che bisogna capire è che l'informazione del segnale è nascosta nella variazione:

Dato il punto di lavoro si studiano le variazioni intorno al punto di lavoro. Il punto di lavoro, ossia "quanta corrente far scorrere", si definisce mediante il circuito esterno al transistore. Supponendo "quasi costanti" le caratteristiche, scelgo un certo valore di I_{C0}, e faccio in modo che vi sia esso.

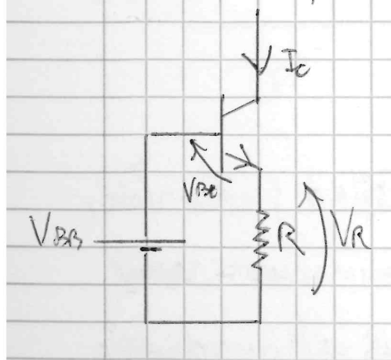


Domanda: come si fà?

Beh, $I_C = \beta I_B$, dunque fissata I_B "fisso" I_C; problema! β non è ben definito, dunque questo passaggio è impossibile.

Uso V_{BE}? Beh, non è il massimo: I varia esponenzialmente con V_{BE}, dunque è molto semplice destabilizzare il punto di lavoro.

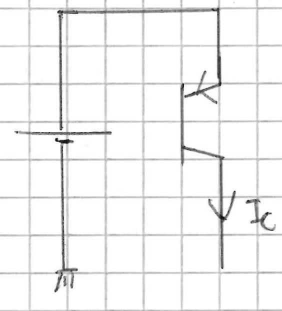
Che si può fare? Si può sfruttare la controreazione, al fine di fissare I_C: se fisso il valore di V_{BB}, sulla base, e metto una resistenza R sull'emettitore, ciò che conta è che anche la tensione V_R è fissata! Ai capi di BE infatti V_{BE} è circa costante, dunque $V_R = V_{BB} - V_\gamma$.



↳ $I_C \approx \dfrac{V_{BB} - V_{BE}}{R}$

Se $V_{BB} >> V_{BE}$, l'indecisione su V_{BE} è trascurabile, e dunque si hanno meno errori.

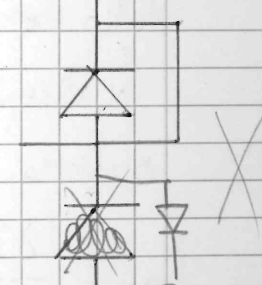
Problema: questo metodo riduce il guadagno. Questo circuito "tira" la corrente dal collettore; un circuito duale è questo:



Questo circuito è uno "spingitore" di corrente.

Nei circuiti discreti si possono quindi usare reti resistive; nei circuiti integrati, al fine di definire il punto di lavoro, si usano gli specchi di corrente: volendo una certa I_C,

potrei fissare V_{BE}, ma in un modo intelligente: se forzo in un transistore una corrente I_0 mediante un generatore "ideale", quello che faccio è collegare "a diodo" il transistore: mandando la corrente si ha una corrispondente V_{BE}, per cui:

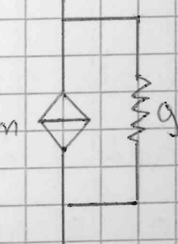


$V_{BE} = V_T \ln\left(\dfrac{I_0}{I_S}\right)$

Avendo il secondo transistore le stesse caratteristiche del primo, essendo uguali le V_{BE}, sul suo collettore avrò di nuovo I_0.

Chiusa questa parentesi, torniamo al nostro obiettivo di partenza: avere un circuito equivalente del transistore bipolare.

Questo circuito sarà basato su di un equivalente Norton, con un generatore quasi-ideale; definiamo il parametro g_m come la mutua conduttanza, come:



$g_m = \dfrac{i_c}{v_{be}} = \dfrac{\partial I_C}{\partial V_{BE}} = \dfrac{1}{V_T} I_C$

Questo parametro quantifica dunque una variazione dal punto statico. Può essere meglio pensato come uno sviluppo in serie di Taylor, troncato al termine lineare. Si noti una bella cosa: g_m dipenderà anche dalla temperatura, ma non dal transistor, dal β, a meno che il transistore non sia una ciofeca.
Si noti che V_T si basa su T, temperatura assoluta: poiché a temperatura ambiente siamo a 300 K, un grado celsius fa cambiare la V_T del 3‰!

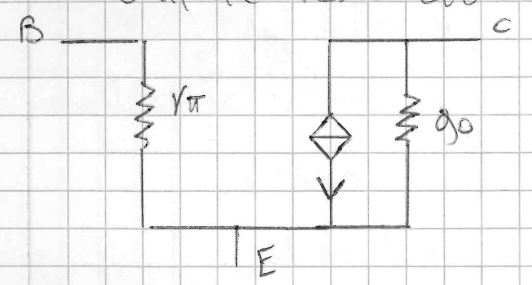
Altro parametro è g_o:

$$g_o = \frac{\partial I_C}{\partial V_{CE}} = \frac{I_{Co}}{V_A + V_{CE}} \quad \left[\text{Anche se } V_{CE} \ll V_A\text{, di solito!}\right]$$

Tutto ok finora; e la base? Beh, se guardo dentro la base, in un circuito che considera le sole variazioni, vedrò una resistenza r_π; essa si può calcolare come:

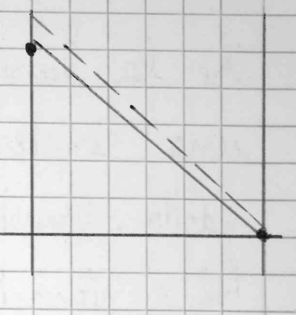
$$g_\pi = \frac{\partial I_B}{\partial V_{BE}} = \frac{\partial \left[\frac{I_C}{\beta}\right]}{\partial V_{BE}} \approx \frac{1}{\beta}\frac{\partial I_C}{\partial V_{BE}} = \frac{g_m}{\beta} \; ; \rightarrow r_\pi = \frac{\beta}{g_m}$$

Per ora, il nostro circuito è:



$$g_m = \frac{I_{Co}}{V_T} \; ; \quad g_o = \frac{I_{Co}}{V_A + V_{CE}} \; ; \quad r_\pi = \frac{\beta}{g_m}$$

Questo circuito funziona finché le variazioni non sono troppo rapide; in caso contrario, appaiono evidenti le capacità parassite del circuito, che è buona cosa tenere in conto. Sappiamo che la carica Q in base è pari all'integrale della concentrazione:



essendo un triangolo, avrò:

$$Q = [\text{base} \times \text{altezza}] \times \frac{1}{2} = \frac{1}{2} W_B \cdot n_{po} \exp\left(\frac{V_{BE}}{V_T}\right) q\, W_B A;$$

$$I_C = n_{po} \frac{D_n A}{W_B} q \; ;$$

Vediamo che capita se faccio il rapporto delle due:

$$\frac{Q}{I_C} = \frac{W_B^2}{2 D_n} \doteq \tau_f$$

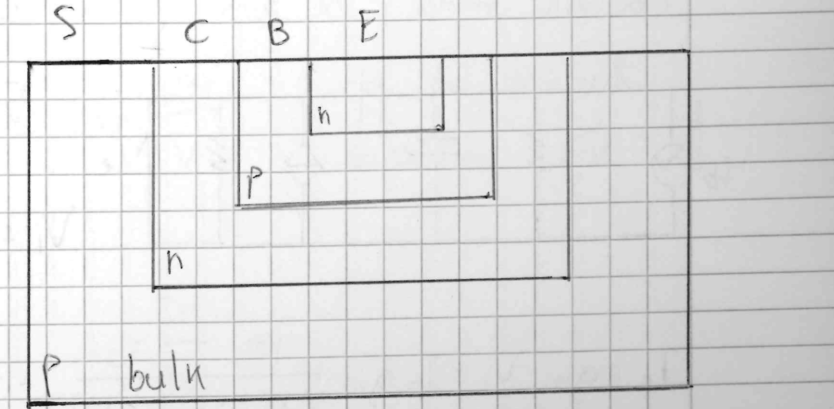
Dimensionalmente, questo termine è un tempo, che chiameremo τ_f; esso è il "tempo di transito medio delle cariche attraverso la base". Esso è un indicatore della velocità del transistore.
Ora: supponiamo di introdurre un incremento (piccolo) su V_{BE}, che ci dà un poco di carica in più; questa carica deve essere fornita dalla corrente di base. Questo fatto permette di definire una capacità C_B come:

$$C_B = \frac{\partial Q}{\partial V_{BE}} = \frac{Q}{V_T} = \frac{\tau_F I_C}{V_T} = \tau_F g_m$$

Questa fa parte di C_π, ossia della capacità vista in base; oltre a C_B, si ha una capacità di giunzione, dunque:

$$C_\pi = \tau_F g_m + \frac{C_{jo}}{\sqrt[m]{1 - \frac{V_{BE}}{\psi_{E0}}}}$$

Si consideri ora questa rappresentazione del transistore: quello che si può vedere è che,



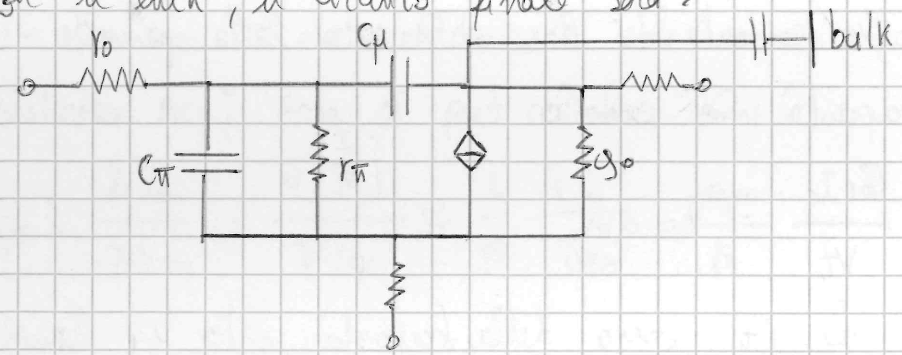
se la base si comporta secondo il proprio drogaggio, sarà una resistenza: essendo essa poco drogata, la corrente sarà ridotta. Questo si modellerà con una r_b serie.

Altro elemento fondamentale è la presenza di una capacità tra base e collettore, C_μ: essa deriva dalla giunzione. Quindi:

$$C_\mu = \frac{C_{j0}}{\sqrt[m]{1+\frac{V_{CB}}{V_{0C}}}}$$

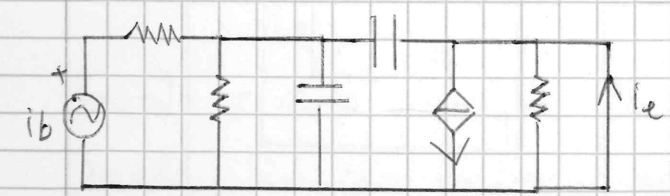
Questa capacità è molto piccola ma, per effetto Miller, finisce per diventare molto importante.

Infine, alcune note "finali": i contatti ohmici su collettore ed emettitore avranno piccole resistenze, come anche avrà capacità la giunzione con il bulk; il circuito finale sarà:



Volendo ci sarebbe anche una r_μ, mai usata.

Proviamo a fare un conto su questo circuito, trascurando i contatti ohmici; si avrà, per il segnale:



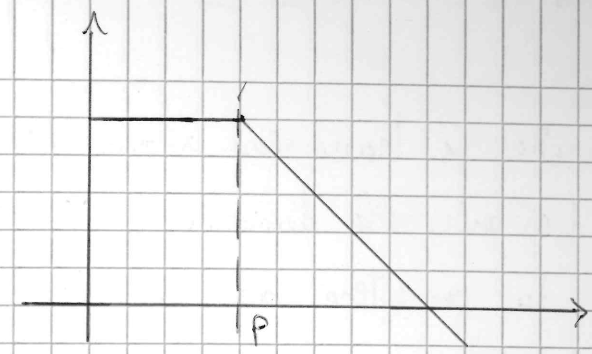
Si può vedere che:

$$V_i = I_b \frac{r_\pi}{1+j\omega r_\pi (C_\mu+C_\pi)}$$

$$I_c = g_m V_i = I_b\, g_m \frac{r_\pi}{1+j\omega r_\pi (C_\mu+C_\pi)} = \frac{\beta}{1+j\omega r_\pi (C_\mu+C_\pi)}$$

Dunque:

$$\frac{I_c}{I_b} = \beta(f) = \frac{\beta_0}{1+j\omega p}$$



Questo significa che il circuito ha un polo; l'andamento del guadagno in corrente in frequenza sarà quello di un passa-basso;

$$p = \frac{1}{2\pi r_\pi (C_\mu+C_\pi)}$$

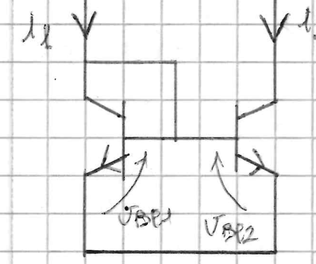
Si definisce ora una f_T come la frequenza per cui $\beta(f)=1$:

$$f_T = \frac{\beta_0}{2\pi r_\pi (C_\mu+C_\pi)}$$

Questa poi è fornita nei datasheet per calcolare le capacità parassite. Essa è importante poiché, per $f > f_T$, il transistore non guadagna più, ed è inservibile.

Esempio pratico: specchio di corrente

Si consideri il seguente circuito:



Dal momento che $v_{BE1} = v_{BE2}$, se i due transistori sono uguali, $i_1 = i_2$; si può anche definire un "rapporto di specchiaggio", a partire dal rapporto delle aree.

In prima approssimazione:

$$i_1 = I_{S1} \exp\left(\frac{v_{BE}}{V_T}\right) \quad ; \quad i_2 = I_{S2} \exp\left(\frac{v_{BE}}{V_T}\right)$$

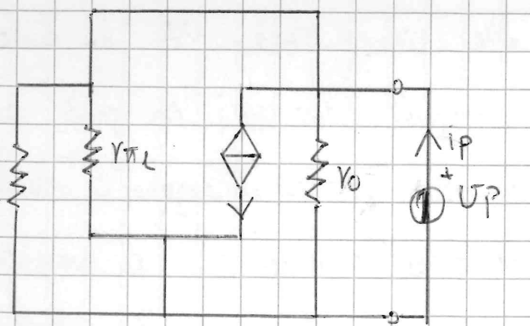
[Ma le due V_T dipendono dalla T!]

Dunque:

$$\frac{i_1}{i_2} = \frac{I_{S1}}{I_{S2}}$$ e, volendo, $$i_2 = \frac{I_{S2}}{I_{S1}} i_1$$

(*) Un remark: v_π è la tensione ai capi di $g_m v_\pi$; si può dire che: $i = g_m v_\pi$ ma se la tensione su esso è v_π, allora $\frac{v_\pi}{g_m v_\pi} = \frac{1}{g_m}$:-P

Supposto che i transistori siano integrati sullo stesso chip, identici (a parte nelle dimensioni), si può dire che la tecnologia sia tale da permettere da avere, come unici discriminanti, le dimensioni fisiche.
Abbiamo detto che i_2 è esprimibile, data una i_1 di ingresso, come la formula suggerisce. E, mettendo una i_2 di ingresso, si avrebbe una i_1 forzato? Matematicamente sembra di sì, ma in pratica non è così! La corrente va messa nel lato sinistro, poiché esso permette di realizzare un amplificatore di corrente! La resistenza "a sinistra" infatti è molto bassa, quella "a destra" elevata, come si richiede a un amplificatore di corrente; questo però ci dice anche che "al contrario" questo sistema non si può usare.
Vediamo quanto valgono queste impedenze, a partire dal modello; per il lato sinistro: i_p è la somma di tre correnti:

(*) 

il pilotato, r_o, r_π; in realtà vi è anche un quarto contributo, interessante il "carico" della base, la quale "vede" $r_{\pi 2}$.

Una breve nota: quando si deve valutare una resistenza, si introduce un generatore di tensione o di corrente, e si misura l'altra grandezza. Per semplificare i conti, spesso conviene, quando ci si aspetta una resistenza elevata, un generatore di corrente, e il calcolo della tensione.

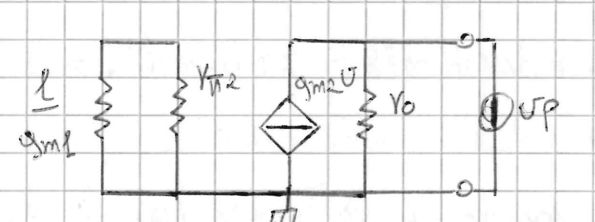
Dal momento che $v_i = v_p$,

$$i_p = v_p\left[\frac{1}{r_{\pi 1}} + \frac{1}{r_o} + \frac{1}{r_{\pi 2}} + g_m\right] \approx g_m v_p$$

g_m è il termine prevalente sugli altri; dunque:

$$Z_{in} = \frac{v_p}{i_p} = \frac{1}{g_m}$$

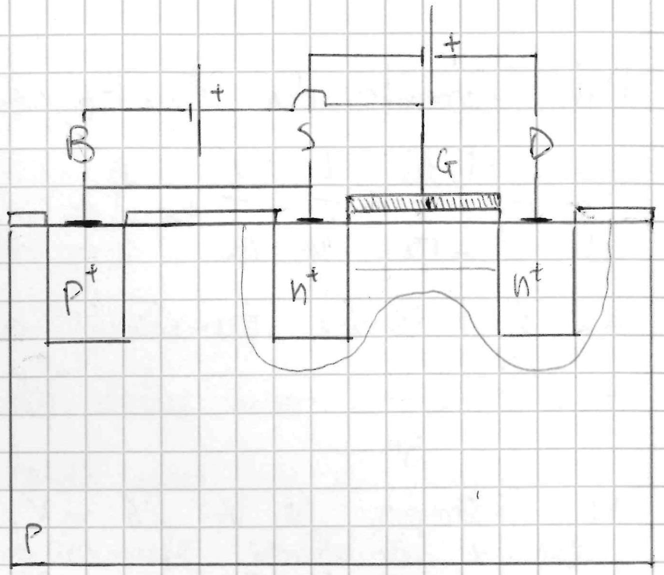
Per esempio, se $V_T = 26\ mV$, $I_{C0} = 1\ mA$, quanto vale Z_{in}?
Beh, $g_m = \frac{I_C}{V_T}$; $Z_{in} = \frac{1}{g_m} = 26\ \Omega$
Si tratta, come si poteva immaginare, di una resistenza molto bassa.
E per il lato destro? Vediamo:



Dalla base, il transistor destro vede, approssimando, $\frac{1}{g_{m2}}$; però, dal momento che $v_{\pi 2}$ è tra 0 V e 0, abbiamo che la corrente scorre solo su r_o: la resistenza sarà r_o.
Si parla, per gli specchi, di "lato debole" (per il lato sinistro) e di lato forte (per il lato destro), poiché nel primo si impone la corrente da fuori, nel secondo la corrente viene forzata dal circuito.
Nota: quando si ha a che fare con uno o più generatori pilotati, si può usare il cosiddetto "metodo del pilota": prima si calcola il pilota, dunque a partire da esso le altre grandezze.

Transistori MOS

Consideriamo un MOS integrato a canale n, per studiarlo e determinarne il modello di segnale.



Dato un substrato p, vi si diffonderà sopra una regione drogata n^+ che farà da source (S), un'altra che farà da drain (D), e una regione p^+, che serve per ottenere un contatto "quasi" metallico (per questo un semiconduttore molto drogato si comporta proprio come un metallo), senza introdurre effetti rettificanti, ossia un diodo Schottky.

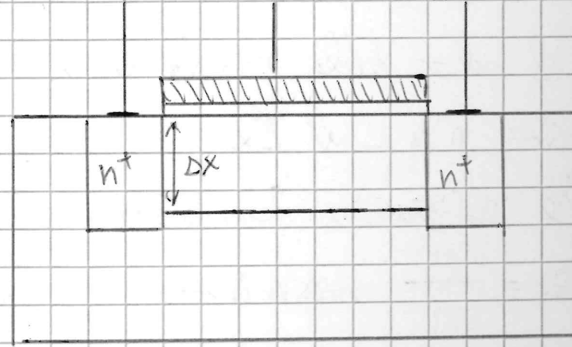
Si fan dunque crescere strati di ossido e le impiantazioni ioniche; infine, le varie metallizzazioni, e il gate di polisilicio.

Ora: data per ora $V_{GS}=0$, si supponga di introdurre $V_{DS}\neq 0$: la corrente non circola, poiché, se il bulk deve essere portato alla tensione più bassa, per avere una tensione di sicuro più bassa delle due zone drogate n^+, e avere dunque le giunzioni pn polarizzate inversamente. Si han due "diodi", np e pn, che di fatto sono "back-to-back", schiena contro schiena, dunque la corrente non potrà passare. Questo significa che, tuttavia, si avrà una regione svuotata da cariche libere, a causa del campo elettrico formatosi.

Ora, se mettiamo una tensione tra gate e source, una V_{GS}, con $V_G > V_S$, si avrà che, essendo $V_{GB} > 0$, la creazione di un campo elettrico che richiama verso la zona di svuotamento degli elettroni (che sono portatori di minoranza), neutralizzando le cariche libere della regione svuotata, creando coppie stabili. Se V_{GS} è oltre una certa tensione V_{th}, detta "tensione di soglia", il numero di elettroni è tale da far loro superare le lacune in eccesso, creando uno strato di elettroni liberi in una zona, detta "canale", nella quale si verifica un fenomeno di "inversione".

Ora: per ora, consideriamo una V_{DS} molto piccola, ossia una tensione tra drain e source molto ridotta; V_{DS} è piccola rispetto a una V_{ov}, definita come:

$V_{ov} \triangleq V_{GS} - V_{th}$ [tensione di overdrive]



A queste condizioni, il canale ha spessore uniforme, pari a Δx; cambiando V_{GS}, esso ovviamente può un po' cambiare.

Essendo la tensione sul canale sempre la stessa, per ora, il canale è "costante" in larghezza.

La corrente di canale I_D si pone a:

$$I_D = \frac{V_{DS}}{R_C}$$ [dove R_C è la resistenza del canale]

Come noto dalla fisica,

$$R_C = \rho_C \frac{L}{W\,\Delta x}$$

Per quanto riguarda ρ_c, si può dire che:

$$\rho_c = \frac{1}{n \mu_n q}$$

Dunque:

$$I_D = \frac{V_{DS}}{R_C} = n \mu_n q \frac{W \Delta x}{L} V_{DS}$$

Ora: Δx dipende da V_{GS}; qual è la relazione tra i due parametri? Beh, Δx dipende, in sostanza, da quanti elettroni sono stati richiamati nel canale; il sistema può essere di fatto trattato come un condensatore (gate-ossido-semiconduttore), ottenendo:

$$C_{ox} = \frac{Q_c}{V_{GS} - V_{tn}}$$

E quanto vale Q_c? Beh, essa è pari alla densità di carica, per il valore della singola carica, per l'area interessata:

$$Q_{ct} = n q L W \Delta x$$

Se di questa consideriamo solo la "densità di carica superficiale":

$$Q_c = \frac{Q_{ct}}{WL} = q n \Delta x$$

Dunque:

$$C_{ox} = \frac{q n \Delta x}{V_{GS} - V_{th}} \longrightarrow q n \Delta x = C_{ox}(V_{GS} - V_{th})$$

Dunque:

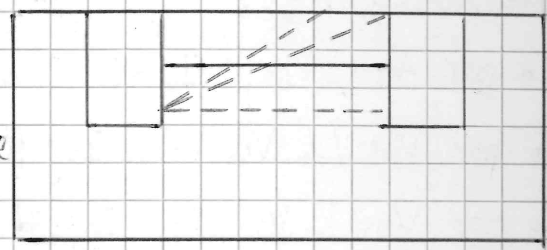
$$I_D = \frac{\mu_n C_{ox} W}{L}(V_{GS} - V_{th}) V_{DS}$$

Per ora, dato che V_{DS} è piccola, si ha questa espressione.

Questo è il comportamento di una resistenza variabile al variare della V_{GS}, per cui:

$$R_{eq} = \frac{V_{DS}}{I_D} = \frac{1}{\frac{\mu_n C_{ox} W}{L}(V_{GS} - V_{tn})}$$

Ora: che capita, se facciamo crescere la V_{DS}? Beh, quello che capita, è che la lunghezza del canale non è più costante, ma cambia, in maniera approssimativamente circa lineare; quello che si può dunque fare è considerare il canale mediamente costante, come se ci fosse una tensione uniforme e pari alla metà di V_{DS}; questo significa che la tensione è:



$$V_{GS} - V_{th} - \frac{V_{DS}}{2}$$

Ora, sostituiamo questa in I_D:

$$I_D = \mu_n C_{ox} \frac{W}{L}\left[V_{GS} - V_{tn} - \frac{V_{DS}}{2}\right] V_{DS} = \frac{\mu_n C_{ox} W}{L}\left[(V_{GS} - V_{tn}) V_{DS} - \frac{V_{DS}^2}{2}\right]$$

Questo significa che, al crescere di V_{DS}, l'andamento, prima lineare, diviene quadratico.

Data ora $V_{DS} = V_{GS} - V_{th}$, accade che tra il punto finale del canale e gate non si ha più V_{th}, dunque il canale si strozza, perché l'effetto di V_{DS} è tale da far chiudere il canale: "pinch-off".

E la I_D? Beh, basta sostituire $V_{DS} = V_{GS} - V_{tn}$, ottenendo:

$$I_D = \frac{\mu_n C_{ox}}{2}\frac{W}{L}(V_{GS}-V_{th})^2$$

Da qua in poi, la "crescita" di V_{DS} porta a un valore della corrente quasi orizzontale, se non che il punto di pinch-off si sposta indietro, accorciando il "canale utile", facendo crescere un poco la ~~tensione~~ corrente al crescere di V_{DS}.

Ricapitolando:

- per $V_{GS} < V_{th}$, $I_D \cong 0$ (a meno di correnti inverse)
- per $V_{DS} << V_{GS}-V_{th}$, $I_D = \mu C_{ox}\frac{W}{L}(V_{GS}-V_{th})V_{DS}$ (zona triodo)
- per $V_{DS} < V_{GS}-V_{th}$, $I_D = \mu C_{ox}\frac{W}{L}\left[(V_{GS}-V_{th})V_{DS}-\frac{V_{DS}^2}{2}\right]$ (zona quadratica)
- per $V_{DS} > V_{GS}-V_{th}$, $I_D = \mu\frac{C_{ox}}{2}(V_{GS}-V_{th})^2$ (regione attiva / saturazione)

L'ultima regione è quella più interessante per le applicazioni analogiche; questa espressione non tiene conto del fatto che I_D dipende da V_{DS}; cambiando V_{DS} cambia però il punto di pinch-off, dunque la lunghezza del canale, e ciò non è tenuto in conto. Al posto di L metteremo una L_{eff}, che tenga conto di questo fatto:

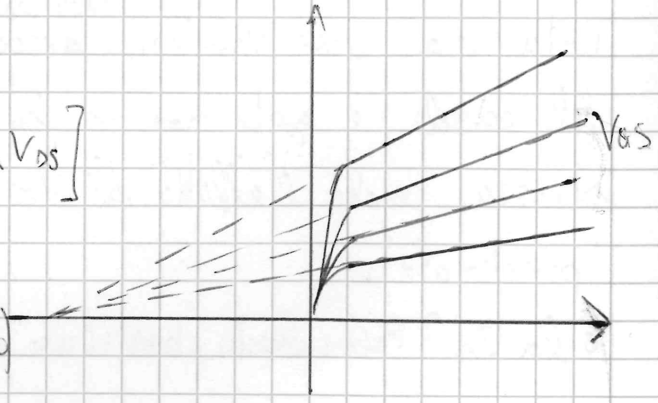
$$L_{eff} = L - \Delta L = L\left(1-\frac{\Delta L}{L}\right) \quad ; \quad \frac{\Delta L}{L} \triangleq \lambda V_{DS}.$$

$$\hookrightarrow I_D = \mu C_{ox}\frac{W}{L(1-\lambda V_{DS})}\frac{1}{2}(V_{GS}-V_{th})^2$$

Siccome λV_{DS} è molto piccolo, possiamo sviluppare secondo Taylor, ottenendo:

$$I_D \approx \frac{\mu_n C_{ox}}{2}\frac{W}{L}(V_{GS}-V_{th})^2\left[1+\lambda V_{DS}\right]$$

Si ha una caratteristica di questo tipo: (V_{GS} è il parametro)



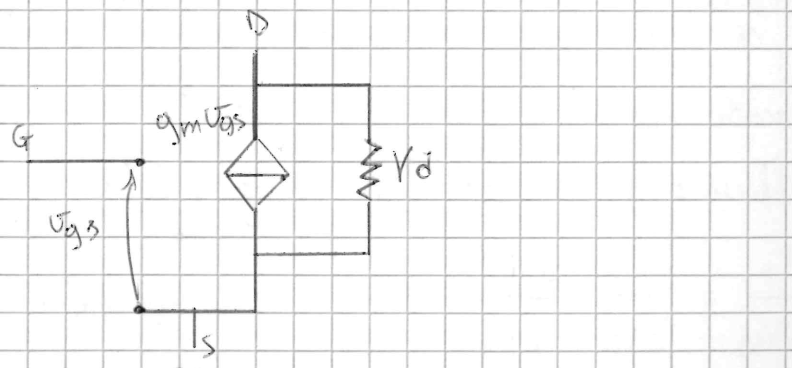
Alcune note: il termine $\mu_n\frac{C_{ox}}{2}$ è di solito chiamato K_n; nei datasheet non si sa se chiamano $\mu_n C_{ox}$ o $\frac{1}{2}\mu_n C_{ox}$ K_n, dunque si ha un po' di indeterminazione. W/L è detto "termine di aspetto", ed è progettato dal progettista; V_{th} è la "tensione di soglia" e dipende dalla tecnologia; $V_{th} \approx 0,8$ V, ma si tende ad abbassarla.

Nota finale: la formula di I_D si può invertire, ottenendo:

$$V_{GS}-V_{th} = \sqrt{\frac{I_D}{\mu_n\frac{C_{ox}}{2}\frac{W}{L}[1+\lambda V_{DS}]}}$$

Modelli circuitali

Partiamo dal solito equivalente Norton, con una resistenza di uscita r_d:



Calcoliamo la g_m del circuito: [supponendo di essere in saturazione]

$$g_m = \frac{\partial I_D}{\partial V_{GS}} = \mu C_{ox}\frac{W}{L}(V_{GS}-V_{th})(1+\lambda V_{DS}) = 2\frac{I_D}{V_{OV}}$$

Alcune note: $V_{OV} = V_{GS}-V_{th}$ dipende dal transistore; inoltre, dato che V_{OV} è dell'ordine dei volt, mentre V_T dei mV, g_m sarà generalmente minore rispetto ai BJT. Perché usare MOS allora? Beh, perché sono molto più integrabili, purtroppo.

Sostituendo l'ultima espressione, si ottiene:

$$g_m = \sqrt{2\frac{1}{L}\mu_n C_{ox} I_D W(1+\lambda V_{DS})}$$

$X_d \triangleq \Delta L$; $V_A = \frac{I_D}{\frac{\partial I_D}{\partial V_{DS}}} = L_{eff}\left(\frac{\partial \Delta L}{\partial V_{DS}}\right)^{-1}$

$\lambda = \frac{1}{V_A}$

Poi, si può dimostrare che:

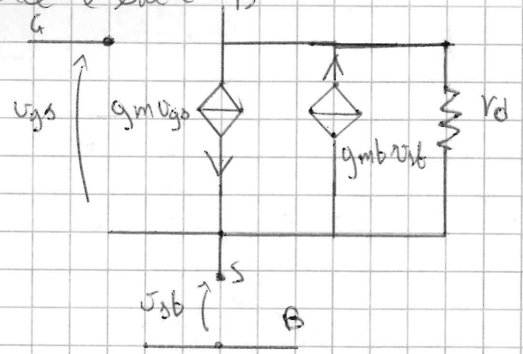
$$r_d = \frac{1}{\lambda I_D} \qquad \left[r_d = \left(\frac{\partial I_D}{\partial V_{DS}}\right)^{-1} = \frac{L_{eff}}{I_D}\left(\frac{\partial X_d}{\partial V_{DS}}\right)^{-1} = \frac{1}{\lambda I_D}\right]$$

Ora, un effetto aggiuntivo: finora si è detto che il bulk ha la stessa tensione del source, ma ciò non è assolutamente detto: la cosa fondamentale è che il bulk sia alla tensione più bassa disponibile, non il fatto che $V_{SB} = 0$!

Ciò che questo fatto potrebbe cambiare, è la tensione tra gate e substrato, che cambia a sua volta la tensione di soglia!

Se aumenta V_{SB}, aumenta anche V_{th}.

Ciò che si può fare per tenere in conto anche ciò, è considerare un secondo generatore, che tien in conto solo una g_{mb}, relativa alla differenza di tensione tra source e bulk:



$$g_{mb} = \frac{\partial I_D}{\partial V_{SB}} = \frac{\partial I_D}{\partial V_{th}} \frac{\partial V_{th}}{\partial V_{SB}}$$

Ma $\frac{\partial I_D}{\partial V_{th}} = -g_m$ (basti vedere la formula!)

$\Rightarrow g_{mb} = -g_m \frac{\partial V_{th}}{\partial V_{SB}}$

Si ricordi, empiricamente, che $\frac{\partial V_{th}}{\partial V_{SB}} \simeq +1/20 \div +1/10$.

Questo è un primo modello del MOS a quattro terminali.

Per quanto riguarda il comportamento in frequenza, si hanno diversi

effetti capacitivi:

- Tra gate e source vi è la capacità verso il canale, più quella data dall'overlap dell'ossido sul source, comprendente una L_{ov} di overlap, in totale:

$$C_{GS} = C_{ox} L_{eff} W + C_{ox} W L_{ov} \simeq \frac{2}{3} L W C_{ox} + C_{ox} W L_{ov}$$

Dal momento che i canali si fanno sempre più corti, L_{ov} spesso non è trascurabile.

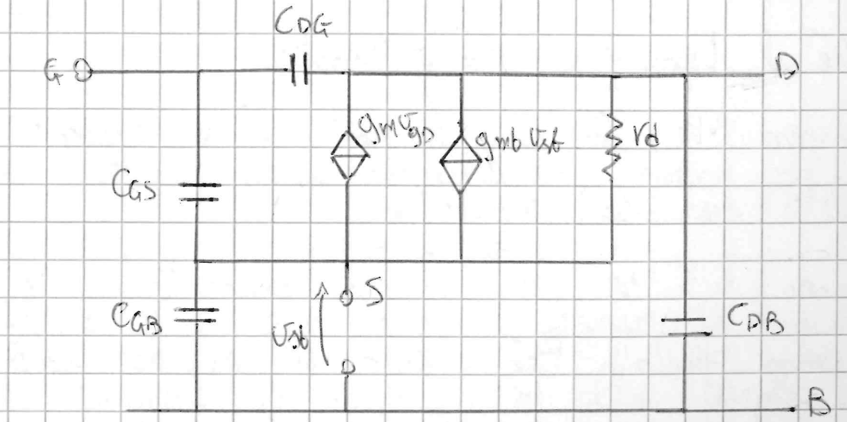
- Tra source e bulk c'è una capacità di giunzione, a meno che non vi sia il corto circuito
- Tra gate e drain si ha un'altra capacità "di overlap":

$C_{GD} = C_{ox} W L_{ov}$

Questa è importante poiché l'effetto Miller la fa moltiplicare e mettere all'ingresso.

- Tra drain e bulk si ha una capacità di giunzione

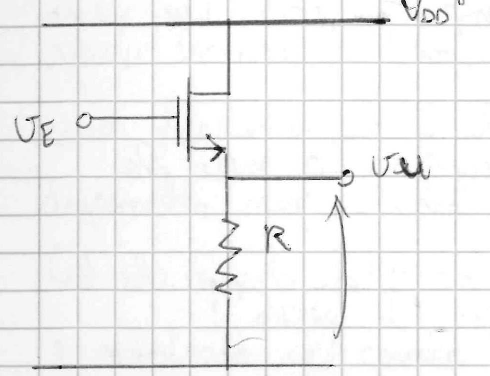
Il circuito equivalente sarà:



Osservazioni sulla dinamica di un circuito

Si vuole a questo punto proporre un'introduzione allo studio della dinamica di un amplificatore. Per "dinamica" (di

ingresso] si intende il range di tensioni di ingresso per cui v_E effettivamente "controlli" l'uscita. Si noti che questo può essere interpretato come "per quale range di valori si mantiene il circuito in regione di funzionamento di saturazione". v_E ha sia la componente continua, sia quella di segnale.
Si consideri il seguente circuito:



Ci chiediamo: se faccio scendere v_E, fino a quando v_U la segue? Beh, ricordiamo che:

$v_E = v_U - v_{GS}$

Se dunque v_E è troppo vicina a 0, non si supera più la V_{th}, dunque il transistore non condurrà, e l'ingresso perde il controllo dell'uscita, poiché il transistore sarà interdetto.
Appena si supera V_{th}, la V_{DS} è molto alta, dunque il dispositivo va subito in saturazione.
L'altra domanda è: se ora faccio aumentare v_E, fino a quando posso farlo? Beh, fino a quando sarò sicuro di essere in saturazione, ossia fino a quando:

$v_{DS} = v_{GS} - V_{th}$

Ciò significa che v_E può crescere fino a quando:

$v_U < V_{DD} - (v_{GS} - V_{th})$

Ma, come si può vedere:

$v_U = -v_{GS} + v_E$

Da qua, sostituendo:

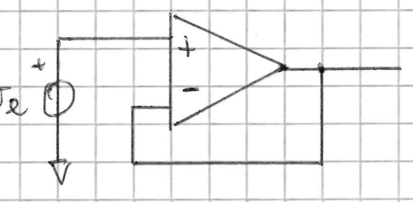
$v_E - \cancel{v_{GS}} = V_{DD} - \cancel{v_{GS}} + V_{th}$

$\rightarrow v_E < V_{DD} + V_{th}$

Questa è la massima tensione accettabile.

Amplificatore operazionale a BJT

Si ripartirà a parlare di transistori bipolari per l'ultima volta, per occuparci dello stadio differenziale alla base dell'amplificatore operazionale. Essi sono interessanti poiché, sotto certi punti di vista, hanno caratteristiche che li rendono insostituibili rispetto ai MOSFET.
Si consideri una banale applicazione dello stadio differenziale:

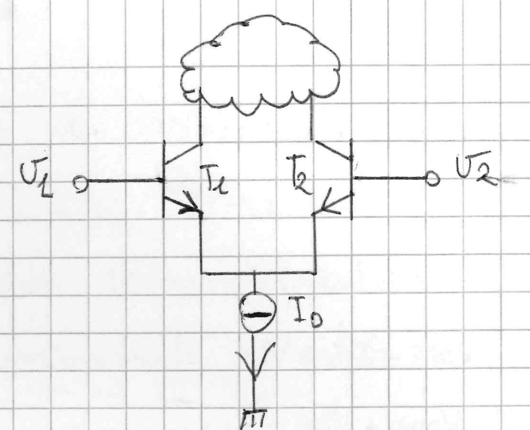


Il voltage follower:

$$\frac{v_u}{v_e} \simeq 1$$

Per questo circuito serve un'opportuna tensione di alimentazione, positiva, negativa, o di ambo i segni.
La domanda è: come possiamo legare le tensioni di alimentazione alla dinamica di ingresso? In altre parole, data una tensione di alimentazione, quali sono i valori di v_E per cui l'operazionale fa da amplificatore?
Presentiamo un primo stadio di amplificazione, per ora

abbastanza idealizzato:

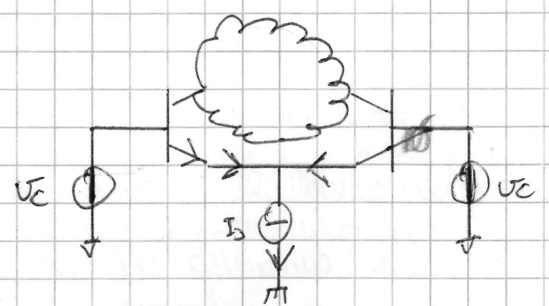


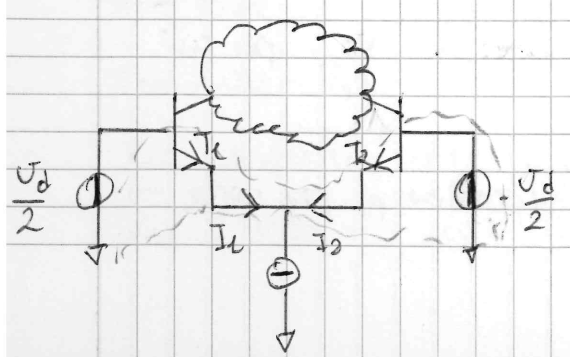
consideriamo due ingressi v_1 e v_2, e un generatore per ora ideale di corrente; sopra, si ha una "patata", che, in teoria (e in idealità), non deve condizionare il comportamento del resto del circuito. Purché i transistori lavorino in regione attiva, infatti, si avrà che i due transistori si spartiscano la corrente I_0 in funzione della loro v_{BE}, indipendentemente dalla "patata". Si ipotizza, per ora, che i transistori siano identici, integrati sullo stesso chip, alla stessa temperatura e con le stesse dimensioni.

Il prossimo passo è definire, a partire da v_1 e v_2, le tensioni di modo comune e di modo differenziale, mediante il seguente cambio di base:

$$\begin{cases} v_C = \dfrac{v_1+v_2}{2} & \text{[tensione di modo comune]} \\ v_d = v_1 - v_2 & \text{[tensione di modo differenziale]} \end{cases}$$

Per il modo comune, si avrà ciò: le due correnti sugli emettitori saranno, per le ipotesi fatte, uguali e dunque pari a $\frac{I_0}{2}$.





Per il modo differenziale, le cose saranno diverse: in questo caso il circuito non è più "simmetrico", dal momento che le due tensioni sulle basi sono diverse. Considerando la maglia, si potrà dire che:

$$v_d = v_{BE1} - v_{BE2}$$

Ma, come sappiamo dalle leggi del transistore,

$$v_{BE1} \Rightarrow I_1 = I_{S1} \exp\left(\frac{v_{BE1}}{V_T}\right)$$

$$v_{BE2} \Rightarrow I_2 = I_{S2} \exp\left(\frac{v_{BE2}}{V_T}\right)$$

Facendo le solite supposizioni sul comportamento e sulle caratteristiche dei transistori (stessa area, stesso chip), $I_{S1} = I_{S2}$

$$\hookrightarrow \frac{I_1}{I_2} = \exp\left(\frac{v_{BE1} - v_{BE2}}{V_T}\right) = \exp\left(\frac{v_d}{V_T}\right)$$

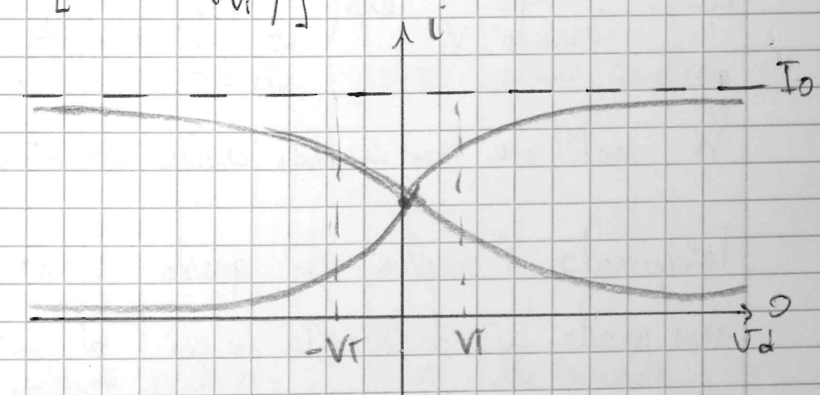
D'altra parte, si sa che:

$$I_1 + I_2 = I_0$$

Date queste condizioni, calcoliamo I_1 e I_2: dalla prima equazione:

$$I_1 = I_2 \exp\left(\frac{v_d}{V_T}\right) \xrightarrow{\text{sostituisco}} I_2\left[1 + \exp\left(\frac{v_d}{V_T}\right)\right] = I_0$$

$$\hookrightarrow I_2 = \frac{I_0}{1+\exp\left(\frac{v_d}{V_T}\right)}$$



Ora, nell'altra equazione:

$$I_1 = \frac{I_0 \exp\left(\frac{v_d}{V_T}\right)}{1+\exp\left(\frac{v_d}{V_T}\right)}$$

Come si vede, questo è l'andamento di ampio segnale, ed

è all'istanza non-lineare. Facendo i limiti, si riesce a vedere gli andamenti asintotici delle curve.
Questi andamenti possono essere linearizzati in un intorno di $\frac{I_0}{2}$: qui le curve possono essere confuse con le loro rette tangenti!
Un range di tensioni differenziali in cui questa approssimazione è valida è $v_d = \pm V_T$, dunque $\approx \pm 25\ mV$. Sembra poco, ma in realtà non è per niente male, dal momento che esso sarà adoperato in circuiti a guadagno altissimo; v_d sarà dell'ordine di qualche μV. Per esempio, se un ampli guadagna 10^5, e l'uscita massima è $10\ V$, al più l'ingresso differenziale sarà $10\ \mu V$, dunque molto poco!
Tornando al modello linearizzato, di piccolo segnale, avremo che:

$$I_1 = \frac{I_0}{2} + g_{m0} v_d$$
$$I_2 = \frac{I_0}{2} - g_{m0} v_d$$

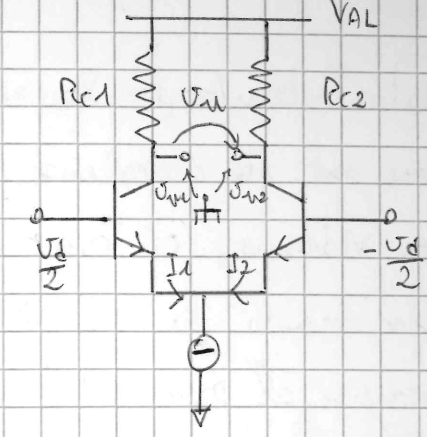
Dove g_{m0} è la transconduttanza dello stadio.

Calcoliamo g_{m0}:

$$g_{m0} = \left.\frac{\partial I_2}{\partial v_d}\right|_0 = \frac{I_0}{V_T} \exp\left(\frac{v_d}{V_T}\right) \left.\frac{-1}{\left[1+\exp\left(\frac{v_d}{V_T}\right)\right]^2}\right|_{v_d=0} = \frac{I_0}{4V_T}$$

Si noti che non dipende dalle caratteristiche del transistore!

Terminata l'analisi di questo primo circuito "ideale", mettiamo un grado di difficoltà in più: al posto della patata, mettiamo un qualcosa che sia in grado di misurare, di rivelare uno sbilanciamento delle correnti. La cosa più semplice che si possa fare,



dunque, è usare come "carichi" delle resistenze, che per ora supponiamo uguali a R_c.
La caduta di tensione su queste resistenze permette di definire due uscite per il nostro circuito: v_{u1} e v_{u2}. Si ha in realtà anche una terza uscita, v_u, definita come la differenza delle uscite.
Si può vedere, approssimando $I_{c1} \approx I_1$, $I_{c2} \approx I_2$, e tenendo a mente le relazioni di prima, che:

$$\begin{cases} v_{u1} = V_{AL} - \left[\frac{I_0}{2} + g_{m0} v_d\right] R_c \\ v_{u2} = V_{AL} - \left[\frac{I_0}{2} - g_{m0} v_d\right] R_c \end{cases}$$

Per il solo piccolo segnale:

$$\begin{cases} v_{u1} = -g_{m0} R_c v_d \\ v_{u2} = g_{m0} R_c v_d \end{cases} \longrightarrow \quad A_1 = \frac{v_{u1}}{v_d} = -g_{m0} R_c = -\frac{I_0}{4V_T} R_c \qquad A_2 = \frac{v_{u2}}{v_d} = g_{m0} R_c = \frac{I_0}{4V_T} R_c$$

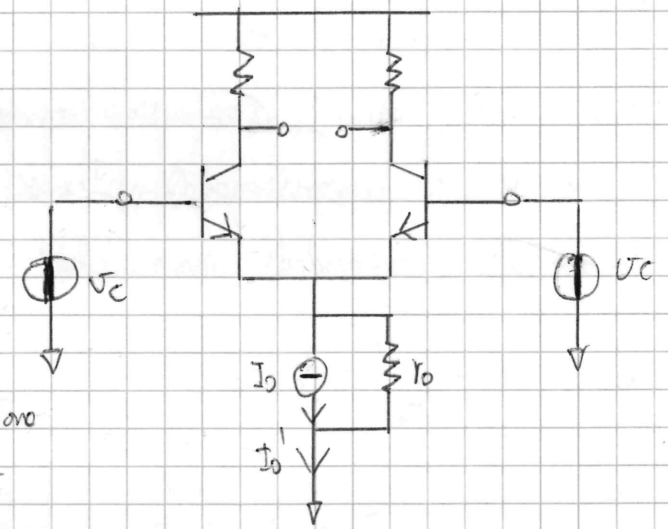
Se invece considero l'uscita differenziale, potrei avere qualcosa del tipo:

$$A_d = \frac{v_u}{V_T} = 2 \frac{I_0}{4V_T} = 2 A_2$$

Si possono intravedere già alcuni problemi: $\frac{I_0}{2}$ è la corrente che definisce il punto di lavoro dello stadio; $\frac{I_0}{2} R_c$ sarà la caduta di tensione ai capi della resistenza introdotta come "patata".

Il risultato ottenuto è che l'amplificazione è data dalla caduta di tensione su 'ste resistenze, divisa per V_T!

Ora: come vedremo, ci piacerebbe che il primo stadio amplifichi tanto, in modo da ridurre "disturbi" come offset e derive degli stadi successivi al primo. Il fatto che ci sia guadagno elevato, porterà a una ingente caduta di tensione, che creerà qualche problema.



Prossimo passo, tener conto di un'altra non idealità: nella realtà, I_0 non sarà ideale, nel senso che la corrente che erogherà non sarà indipendente dalla tensione ai suoi capi. Questo fatto può essere modellato mediante la presenza di una resistenza parassita.

Ora, data in ingresso una tensione di modo comune, i transistori si suddivideranno non I_0, ma I_0', data da I_0 e I_{R_0}; si avrà:

$$I_0' = I_0 + \frac{v_C - v_{BE}}{R_0}$$

Di questa, la parte variabile, i_0', sarà:

$$i_0' = \frac{v_C}{R_0}$$

Dunque:

$$i_{C1} = i_{C2} = \frac{v_C}{2R_0}$$

Infatti, si tratta di due variazioni uguali, dello stesso segno!

Dunque, auspicabilmente, esse daran luogo a due variazioni sulle tensioni di uscita pari a:

$$v_{u1}' = v_{u2}' = \frac{v_C}{2R_0} R_C$$

Questo significa che, a causa del modo comune, le tensioni di uscita andranno su e giù assieme!

Si può definire il rapporto tra questo uscita e l'ingresso di modo comune, v_C, come:

$$A_{C1} = A_{C2} = A_C = \frac{R_C}{2R_0}$$ [amplificazione di modo comune]

Questo fatto ci suggerisce che l'amplificatore non è puramente differenziale, dal momento che esso "sente" anche il modo comune, e lo amplifica!

Esiste un parametro, detto CMRR, che quantifica la bontà del: l'amplificatore differenziale, mediante il rapporto tra guadagno di modo differenziale e comune:

$$CMRR \triangleq 20 \log_{10}\left(\frac{A_d}{A_c}\right)$$

Per ora però non è il caso di ricorrere a ciò: se usassi come segnale di uscita differenziale la v_u, definita come:

$$v_u = v_{u1} - v_{u2}$$

si vede che la componente di modo comune, almeno idealmente, si annulla.

Almeno, ci piacerebbe: ciò che fa saltare questo fatto è squisitamente teorico è il fatto che nel circuito sono presenti delle dissimmetrie, sia nelle resistenze, sia nei transistori: in realtà, infatti, le correnti non sono ripartite in parti esattamente uguali; dunque queste dissimmetrie causeranno un aumento dell'amplificazione di modo comune.

Ma... ci interessa tanto questo modo comune? Eh, purtroppo sì: se prendiamo per esempio il circuito iniziale (Voltage follower), la v_c è il modo comune! Se vedo come funziona quel circuito, vedo che si ha a che fare con un fortissimo modo comune, e con un minuscolo modo differenziale.

Se far "saltare" la linearità con il modo differenziale è difficile, farlo col modo comune è più "facile", data l'enorme quantità di modo comune presente nei segnali!

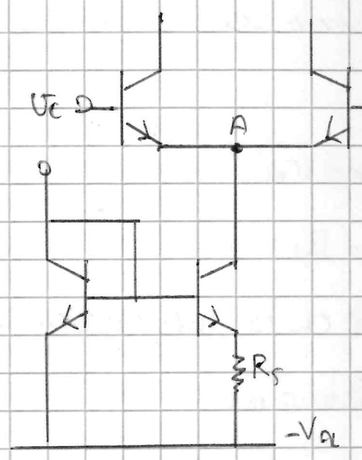
A questo punto, ci chiediamo: fino a quando, ossia fino a che valore del modo comune, lo stadio è in linearità?

Quello che capita se aumentiamo v_c è che si arriva a un certo punto in cui $v_c > v_{collettore}$, per i transistor dello stadio, quindi la giunzione base-collettore va in polarizzazione diretta, e si entra in saturazione! Per restare in linearità, la v_c deve essere più bassa della tensione sul collettore, ma dunque, per aumentare la dinamica, bisogna ridurre le cadute di tensione su quelle resistenze.

Si noti che questo fatto non ci piace sotto un altro punto di vista: ridurre la tensione sulle resistenze porta a ridurre di conseguenza il guadagno, e ciò è male per la reiezione dei disturbi! I circuiti moderni sono molto alimentati con tensioni bassissime, dunque queste cadute divengono ancora più importanti.

Questo era per la dinamica "superiore" di modo comune; per la dinamica "inferiore", si deve far in modo che, con il calare di v_c, i generatori di corrente che tirano la I_0, non ideali, restino in linearità. Per affrontare questo discorso, bisogna anche capire come "I_0" va realizzato.

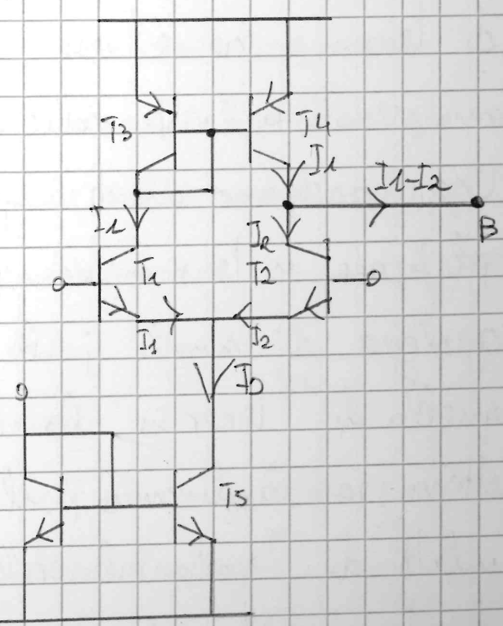
Ora: come si può realizzare il generatore? Beh, con uno specchio di corrente!



Data questa realizzazione, il rischio è che V_A scenda al punto da mandare fuori linearità il generatore, ossia il transistore "specchiante": devo garantire $V_{CE} \simeq 0,3 \div 0,4\ V$, in modo da essere di sicuro fuori dalla saturazione!

$V_C \simeq -V_{AL} + 1V$, per garantire ciò! [a stima!]

Passo successivo: sopra abbiamo da cambiare la "patata" in qualcosa di più idoneo: anche ciò può rivelare la caduta dovuta al modo differenziale: questo specchio di corrente "sente" I_1, la ripete sull'altro ramo (idealmente), e in uscita si ha una $I_1 - I_2$, che andrà sul secondo stadio.



Lo specchio è pnp in quanto così lo attacchiamo a $+V_{AL}$.

Indicando con I_0 la somma di $I_1 + I_2$, ricordiamo che la partizione di corrente non dipende dalla "patata", quindi I_1 e I_2 hanno le solite equazioni, ma abbiamo dei vantaggi: la tensione di uscita che si va a prendere al secondo stadio dipende da $(I_1 - I_2) R_L$, R_L resistenza di carico! Ma i transistor e lo specchio "di loro" fanno la differenza delle parti di modo comune, dunque:

$I_1 - I_2 = 2 g_{m0} V_d$

$\hookrightarrow A_d = 2 g_{m0} R_L$

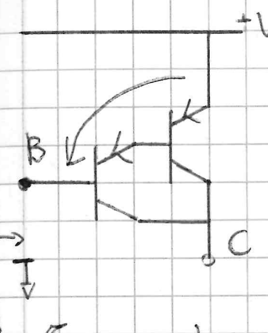
Questa tecnica ci ha automaticamente fatto ottenere inoltre un segnale di modo differenziale!

Ciò che abbiamo ottenuto è: il raddoppio di A_d, il modo comune che migliora di molto (per la differenza); lo specchio di corrente infatti si comporta in modo diverso, in termini di resistenza, per modo comune e per modo differenziale: con lo specchio pnp si ha una piccola caduta di tensione, ma si vede (dai collettori) un'elevata "resistenza differenziale", ossia resistenza "vista dalle variazioni", dal modo differenziale.

Ora, andiamo avanti: per il secondo stadio, vogliamo amplificare in tensione, dunque ci servirà un emettitore comune, o qualcosa di simile; lo scopo di questo stadio, inoltre, è quello di "tener su" la tensione del punto B, in maniera da ottimizzare la dinamica; il fatto di aver messo lo specchio permette infatti di "spostare" il problema della dinamica sul secondo stadio, che dovrà "forzare" un valore di tensione su B.

RIPASSARE! 30

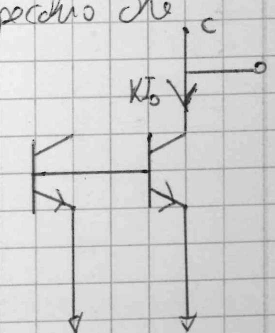
Per garantire un guadagno elevato questo stadio sarà un Darlington; per garantire elevata dinamica, esso sarà pnp, in modo da accrescere guadagno, resistenza di ingresso, e dinamica per il modo comune!



$V_B = V_{AL} - 2 v_{BE}$.

In questo modo abbiamo di fatto svincolato la dinamica di ingresso e il problema del guadagno: la dinamica dipende da queste $2v_{BE}$, il guadagno dalla g_m dello stadio e dalla I_B, ossia dall'impedenza (alta, poiché si ha un Darlington) vista da B e il potenziale di riferimento. Ora i due parametri non sono più "incompatibili", "competitivi".

Ora: in uscita da questo Darlington, vorremmo una bella resistenzona di carico, in modo da farci cadere sopra un bel po' di tensione; cosa dunque, meglio di un transistore npn, collegato col collettore? Dovendo questo funzionare da buon generatore di corrente, colleghiamo la base allo specchio che genera la I_0; questo ultimo transistore dunque costituirà un generatore di corrente pari a KI_0, dal momento che usa lo stesso riferimento usato per generare I_0; K dipenderà dai fattori di specchiaggio! (rapporti di area tra i vari transistori).



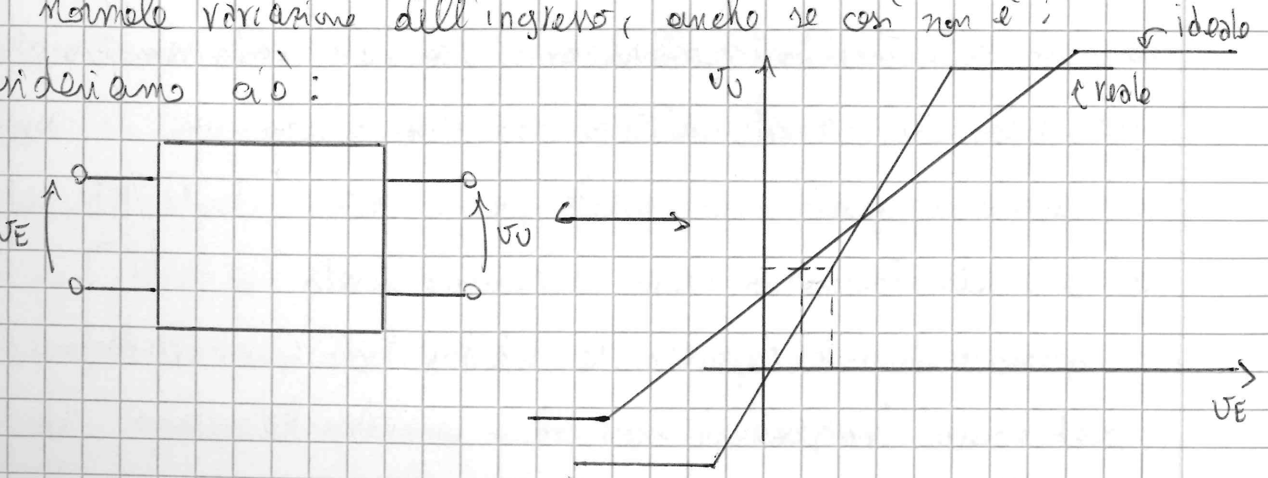
Sul collettore del generatore KI_0 si ha l'uscita del secondo stadio di amplificazione; tra il primo e il secondo abbiamo tirato su per bene la tensione; serve uno stadio finale che permetta all'operazionale di pilotare un carico, dunque uno stadio di potenza (tipo un source-follower!)

Offset e derive

Prima di addentrarci nello studio delle caratteristiche del circuito, si vuole fare un "inciso": gli amplificatori che stiamo studiando sono amplificatori per grandezze continue: tra uno stadio e un altro non vi sono elementi che possano tagliare parte del segnale, come capacità di disaccoppiamento, dunque essi sono in grado di "sentire" e "trattare" variazioni anche molto lente.

Ciò crea una serie di problemi: una di queste variazioni di punto di lavoro di uno dei transistori, per una qualunque causa, sia essa termica, elettrica o altro, può essere interpretata dal dispositivo stesso come una variazione causata dall'ingresso: i dispositivi sono ciechi! Ciò che io da utente vedo è una variazione dell'uscita, che per me potrebbe essere imputabile a una normale variazione dell'ingresso, anche se così non è!

Consideriamo ciò:



Si ha una retta indicante la caratteristica ideale dell'amplificatore; la cosa brutta è che ciascun dispositivo (anche della stessa serie!), a causa delle tolleranze di fabbricazione, ha una retta-caratteristica diversa da quella ideale: una caratteristica reale.

Se scelgo una certa v_{ER} di ingresso, è praticamente certo che avrò due tensioni di uscita differenti, due punti di lavoro differenti. Allo stesso modo, scelta una tensione di uscita di riferimento v_{UR}, trovo un valore di tensione di ingresso diverso da quello atteso!

Ora:

- il diverso (la differenza di) valore di uscita con lo stesso ingresso è detto "offset di uscita"
- la differenza tra i valori di ingresso ideale e reale per una certa uscita è detta "offset di ingresso".

Considerando un esempio che ci coinvolgerà direttamente, supponiamo che, idealmente, per $v_d = 0$, $v_u = 0$; se vi sono degli offset, per $v_d = 0$, $v_u \neq 0$; l'offset di ingresso sarà quella tensione tale per la quale, se introdotta in modo da compensare questo errore, permetterà di avere, per $v_d = 0$, $v_u = 0$ (una sorta di "tensione di compensazione").

Considerazioni fondamentali:

1) Gli offset sono dovuti alle <u>sole</u> tolleranze di fabbricazione
2) Offset di ingresso e di uscita sono legati tra loro: il legame sta nella pendenza della retta reale, ossia sulla

amplificazione reale.

Alcune note: l'offset non è costante, ma può variare. Ogni causa che varia l'offset è detta "deriva". L'offset potrà essere influenzato dalla temperatura, dall'umidità, dal punto di lavoro, dall'invecchiamento: tutte queste sono derive.

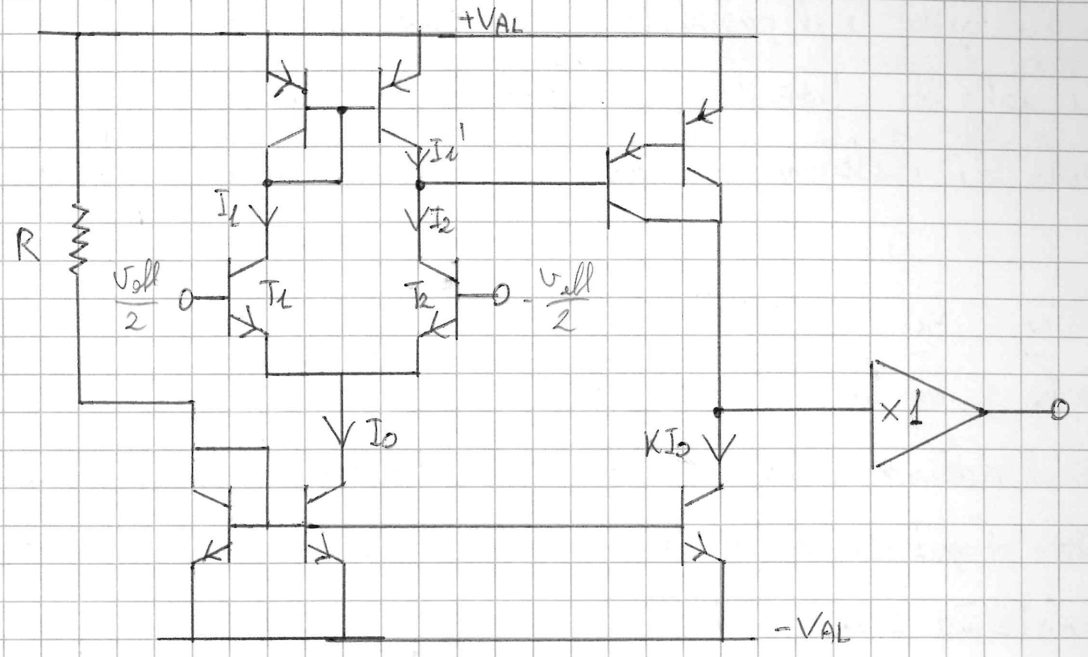
Queste cose sono in qualche modo simili al rumore: esse limitano la minima variazione del segnale di ingresso che possa essere distinta dal dispositivo, ossia la sua sensibilità. Si tratta di qualcosa in qualche modo simile a del rumore a bassa frequenza.

La cosa brutta è che: se l'offset può essere compensato, per le derive non si può dire la stessa cosa.

A questo punto, ricordiamo una cosa già detta: dal momento che offset e derive possono limitare la sensibilità di un sistema rispetto a variazioni dell'ingresso, conviene "riportarle" all'ingresso, in modo da farle confrontabili. Se un sistema è costituito da molti stadi, è buona cosa che il primo stadio guadagni molto, così che offset e deriva, all'ingresso, siano state divise per un divisore molto grosso, diventando meno influenti sulla sensibilità rispetto all'ingresso! Per questo conviene curare molto bene il primo stadio, in modo da "tagliare" queste componenti.

Nel caso dello stadio differenziale, si ha un ulteriore vantaggio: essendo i transistori molto simili, anche offset e derive saranno molto simili, dunque già solo le differenze tendono ad annullare intrinsecamente le derive "autocompensando". Non vale lo stesso per il rumore, che è incorrelato.

Applichiamo ora questo discorso al sistema studiato:



In questo ambito, l'offset è la tensione che devo applicare all'ingresso al fine di ottenere l'uscita nominale (ossia, 0!).

Nel nostro circuito, i contributi di offset sono sostanzialmente di due tipi: uno "strutturale", intrinseco della struttura, e uno dovuto alle tolleranze sui componenti.

Abbiamo, nell'uscita, il "generatore di KI_0"; questo però ci chiede che anche nel Darlington vi sia una KI_0! Questo, a sua volta, suggerisce che dalla base del Darlington si ha una corrente pari a:

$I_1' - I_2 = -\frac{KI_0}{\beta^2}$ [β^2 è circa il guadagno in corrente del Darlington!]

Si considera una I_1' al posto di I_1 per tener meglio conto delle non idealità dello specchio di corrente.

Quello che so inoltre, per questo schema, è che:

$$g_m = 2g_{m0} = \frac{I_0}{2V_T} \longrightarrow v_{off}' = -\frac{KI_0}{\beta^2 g_m} = -\frac{2KV_T}{\beta^2}$$

Questo, per quanto riguarda l'offset "strutturato".
Molto più grave è il contributo dato dalle dissimmetrie del circuito, come il fatto che i transistori non sono uguali tra loro!
Supponendo di collegare a massa gli ingressi dello stadio, avrò:

$$\frac{I_1}{I_2} = \frac{I_{S1}}{I_{S2}} = \frac{A_1}{A_2}$$ [dove A_i sono le aree dei transistori]

Ossia, il problema è da riportarsi alla tolleranza sulle aree!
Ciò che si può scrivere è che:

$$I_1(1-\delta) < I_2 < I_1(1+\delta)$$

Dove δ è la tolleranza relativa con cui riesco a realizzare le aree.
Alleggeriamo la notazione, al prezzo di perdere un poco di correttezza: d'ora in avanti scriveremo che:

$$I_2 = I_1(1\pm\delta)$$

In realtà I_2 è compreso tra questi valori, non uguale a entrambi, ma teniamo a mente il vero significato.
Ora, altro problema: I_1 e I_1': a causa sempre delle aree con tolleranza, si avrà che la I_1' sarà uguale alla I_1 a meno della tolleranza (discorso identico a prima):

$$I_1' = I_1(1\pm\delta')$$ [δ' legato alle aree di T_3 e T_4!]

Ora, se metto a 0 gli ingressi,

$$I_1' - I_2 = I_1(1\pm\delta') - I_1(1\pm\delta) = \pm I_1(\delta+\delta')$$

Ciò significa che questo errore è tale per cui non ne conosco il segno, ed è compreso tra $\pm I_1(\delta'+\delta)$. Posso poi dire che, nell'intorno del punto di lavoro, $I_1 \approx \frac{I_0}{2}$

$$\rightarrow \pm\frac{I_0}{2}(\delta+\delta')$$

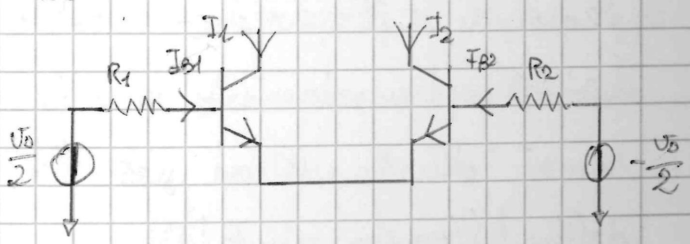
Dunque, se voglio annullare questo offset di uscita, dovrò dare un offset di ingresso pari a questo, diviso la g_m dello stadio:

$$v_{off}'' = \frac{\pm\frac{I_0}{2}(\delta+\delta')}{g_m}$$

Notiamo che dunque v_{off}'' dipende da $\frac{I_0}{g_m}$: più esso è piccolo, più l'offset sarà piccolo! Per minimizzare offset (e anche drift), conviene massimizzare la transconduttanza g_m; purtroppo, per i MOS questo rapporto è peggiore, dunque la compensazione più problematica.
Sostituendo:

$$\rightarrow v_{off}'' = \pm(\delta+\delta')V_T$$

Questo termine è predominante sul primo.
A questo punto, potremmo mettere una tensione V_0, in modo da compensare questi problemi. Il brutto è che V_0 va introdotta mediante generatori che saranno non-ideali: avranno una resistenza interna! Generalmente, inoltre, esse saranno diverse: R_1 e R_2.



Sapendo che sui collettori si hanno $\frac{I_0}{2}$ da entrambe le parti (circa), sulla base avremo I_{B1} e I_{B2}. Ciò va a modificare i valori della tensione di ingresso! Vediamo l'equazione alla maglia:

$$V_0 = \underbrace{V_{BE1} - V_{BE2}} + I_{B1}R_1 - I_{B2}R_2$$

Ma $V_{BE1} - V_{BE2}$ è pari alla v_{off} prima calcolata: essa è infatti la tensione che tien conto dello sbilanciamento delle V_{BE}, dunque della dissimmetria!

↳ $V_O = V_{off} + I_{B1} R_1 - I_{B2} R_2$

Un parametro che spesso viene fornito nei datasheet è una coppia di termini, esprimenti modo comune e differenziale:

$$\begin{cases} I_B = \dfrac{I_{B1} + I_{B2}}{2} & \text{[input bias current]} \\ I_{off} = I_{B1} - I_{B2} & \text{[input offset current]} \end{cases}$$

Sostituendo ciò, ho:

$$V_O = V_{off} + I_B (R_1 - R_2) + I_{off} \frac{R_1 + R_2}{2}$$

Questa formula è "ovvia": se le correnti e le resistenze fossero uguali, le cadute si annullerebbero; se le correnti fossero ~~...~~ uguali, e le resistenze diverse, si avrebbe una differenza, e allo stesso modo se ne avrebbe un'altra per correnti diverse e resistenze uguali.

Questa formula porta brutte notizie: ci dice che non sappiamo il segno di V_{off}, e manco l'entità precisa. Di I_B conosco il segno (perché i transistori sono npn, dunque le correnti entranti), ma non so né chi sia la più grossa tra R_1 e R_2, né tra I_{B1} e I_{B2} (colpa delle tolleranze sui β!)

Ciò che posso fare è mettermi nei worst case!

Da utenti, non possiamo toccare la V_{off}; ciò che si può fare è provar a ridurre R_1 e R_2, in modo da farle piccole e simili.

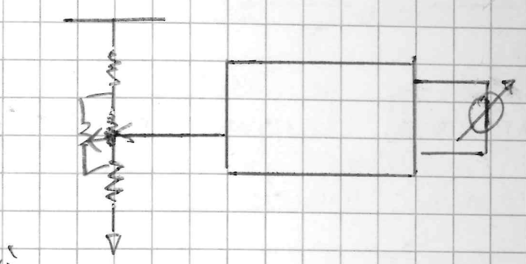
Per le I_B:

$$I_{B1} = \frac{\frac{I_0}{2}}{\beta_1}; \quad I_{B2} = \frac{\frac{I_0}{2}}{\beta_2}; \quad I_B = \frac{I_0}{2}\,\frac{1}{2}\left(\frac{1}{\beta_1} + \frac{1}{\beta_2}\right) = \frac{I_0}{4}\left(\frac{1}{\beta_1} + \frac{1}{\beta_2}\right)$$

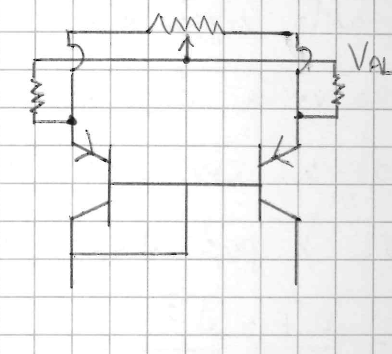
$$I_{off} = \frac{I_0}{2}\left[\frac{1}{\beta_1} - \frac{1}{\beta_2}\right]; \quad V_{off} \cong \pm V_T \left[\delta + \delta'\right]$$

Come si fa a recuperare gli offset? Beh, prima di tutto si ricordi che gli offset si possono annullare, le derive no.

Si hanno in sostanza due classi di metodi:



- Metodi esterni: collego un potenziometro che permetta di andare e imporre da V_{AL} a $-V_{AL}$; mentre si gira, misuro l'uscita, e quando va a 0, blocco il potenziometro.



- Metodi interni: sappiamo che V_{off} è dovuto al $\delta + \delta'$; se però io sbilancio "apposta" i δ, posso provar ad annullare $\delta + \delta'$!

Per fare ciò, porto "fuori" i terminali e dall'esterno attacco un potenziometro con cursore collegato all'alimentatore. Variando la posizione del cursore vario le resistenze viste, dunque il rapporto di specchiamento! Ancora: misuro l'uscita dopo aver messo a 0 gli ingressi, e quando l'uscita va a 0, il potenziometro va bloccato. Le due resistenze "extra" vanno messe in modo che, se non metto il potenziometro esterno, il circuito funzioni lo stesso.

Esistono metodi anche "automatici" di compensazione dell'offset, basati sull'uso di controreazioni.

L'offset purtroppo è soggetto a variazioni dovute a varie cause, soprattutto alla temperatura: essa infatti influenza

v_{off}, I_b, I_{off}. Si ha che:

$$V_t = \frac{KT}{q}$$

Si ha che:

$$\frac{\partial v_{off}}{\partial T} = \frac{v_{off}}{T}$$

Supponendo dunque che v_{off} sia, dal costruttore, dichiarato come $\pm 1\,mV$, tenendo conto che $T \approx 300\,K$, la deriva termica sarà circa $3\,\mu V/°C$

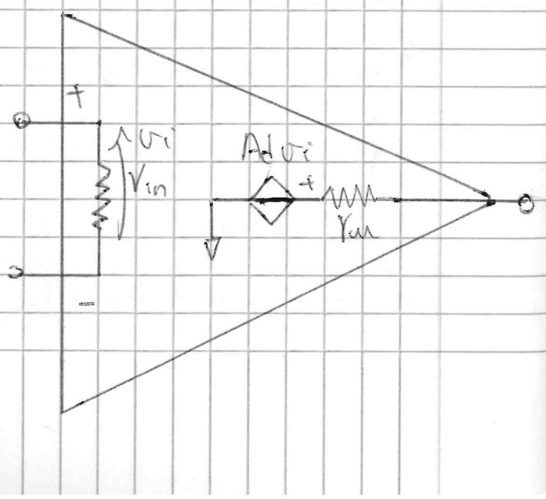
Per quanto riguarda I_b e I_{off}, esse dipendono da I_{b1} e I_{b2}, ed esse a loro volta dipendono da β, il quale aumenta con la temperatura, con una variazione relativa circa pari all'1% al grado. Si può vedere che:

$$\frac{\partial I_b}{\partial T} = \frac{\partial I_b}{\partial \beta}\frac{\partial \beta}{\partial T} = -\frac{1}{\beta^2}\frac{I_o}{2}\frac{\partial \beta}{\partial T} = -I_B\frac{1}{\beta}\frac{\partial \beta}{\partial T}$$

Dunque anche I_b varia, in questo caso si riduce, dell'1% per °C.

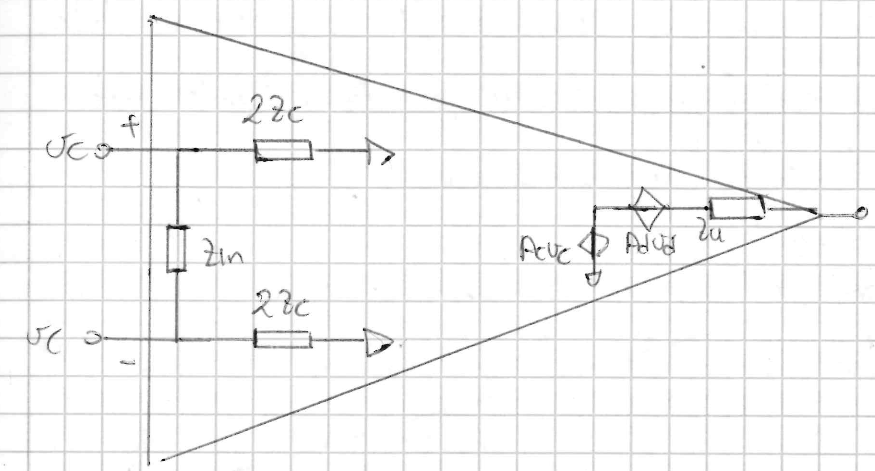
Come si può tenere conto dell'offset nel circuito equivalente di un amplificatore operazionale?

Il circuito più semplice che si possa usare per modellare un operazionale è questo: esso vale solo per le variazioni di modo differenziale (non si tiene in alcun modo conto del modo comune). In pratica, questo circuito ha gli equivalenti Thevenin di



ingresso e di uscita.

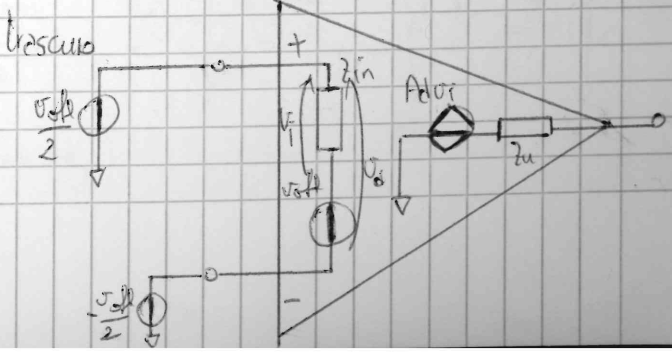
Come possiamo raffinare il modello? Beh, intanto, le resistenze sono impedenze, dipendono cioè da $j\omega$; A_d anche è funzione di $j\omega$! Se inoltre voglio considerare anche il modo comune, non avrò solo la Z_{in} ma anche i generatori di ingresso e due impedenze di modo comune, pari a $2Z_c$, perché se poi attacco tutto assieme per il modo comune, le due vanno in parallelo.



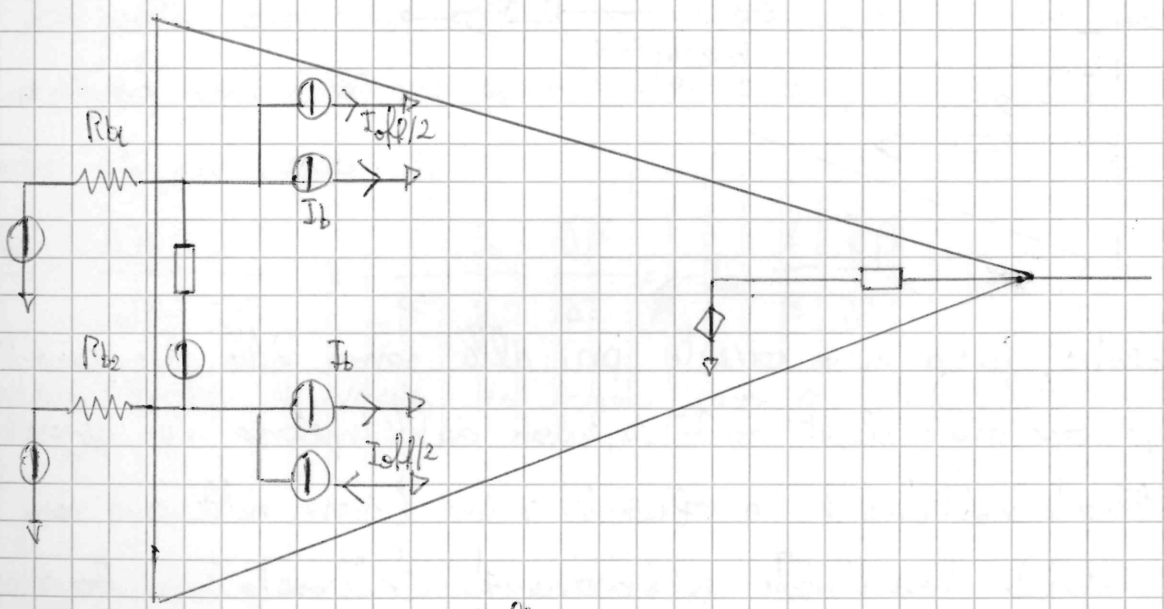
Lì dentro passa una corrente pari alla somma delle due correnti. Le Z_c sono molto elevate poiché dipendono dall'impedenza del generatore di corrente moltiplicata per l'amplificazione (siamo sulle centinaia di $M\Omega$). Normalmente si trascurano. Sull'uscita si ha l'effetto di A_c, ossia dell'amplificazione di modo comune.

Ora: supponiamo di mettere a $0V$ gli ingressi "+" e "-" dell'operazionale: noi ci aspetteremmo che la tensione in uscita sia nulla, ma a causa della presenza di offset non sarà così!

Ripartendo dal modello iniziale (trascuro il modo comune), noto che la tensione che viene amplificata



è la sola v_i che cade su Z_{in}, non l'intera $v_d = v_{off} + v_i$!
Mettendo quei generatori di uscita, si potrebbe vedere, facendo l'equazione alla maglia, si può annullare l'offset.
C'è un altro effetto negativo: i generatori purtroppo introducono delle resistenze serie, R_{b1} e R_{b2}: esse saranno percorse dalle correnti di base. Questo porta a un'altra fonte di offset, che va tenuta in conto introducendo o da una parte (a caso) una I_{off} aggiuntiva a I_b, o aggiungendo (con segni a caso) $\pm I_{off}/2$ su ciascun lato: non sapendo il segno del contributo di questa corrente, tanto vale trattarla "casualmente". In definitiva si avrà:

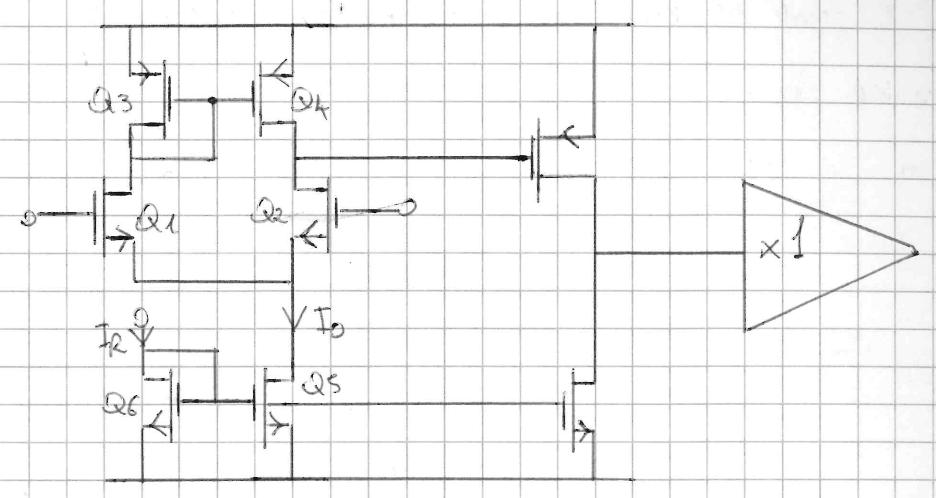


In questo modo una volta $\frac{I_{off}}{2}$ si somma, una volta si sottrae a I_b. I_b è la "media" delle correnti di base, mentre I_{off} è lo sbilanciamento rispetto alla media.

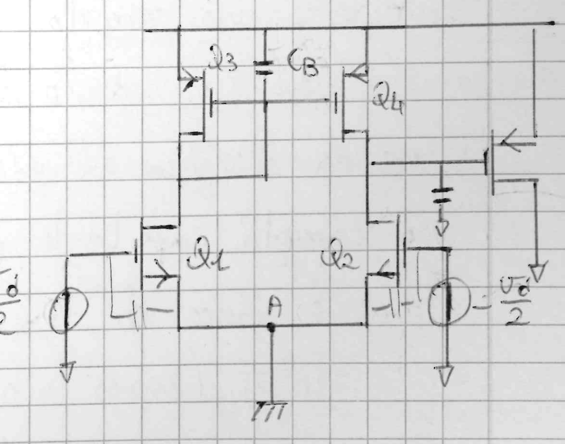
NOTE FINALI !!

Stadio differenziale CMOS

La realizzazione dello stadio differenziale in CMOS può essere fatta in questo modo:



La struttura è abbastanza simile a quella già vista.
Al fine di aumentare l'impedenza di ingresso del secondo stadio ci serviva un Darlington ma, dato che usiamo MOSFET, l'impedenza è già altissima: basterà un pMOSFET. Per polarizzarlo, poi ci mettiamo un generatore di corrente, ed eventualmente un finale di potenza.
Useremo un approccio un po' diverso per studiare questo circuito: si tenga a mente che entrambi gli approcci valgono per entrambi i circuiti.



Consideriamo prima di tutto il fatto che si ha un modo differenziale: l'ipotesi che i transistori sono identici fa sì che se tiro un poco su a sinistra la tensione, al contempo a destra la tiro giù della stessa quantità, ma dunque il punto centrale è immutato, date le simmetrie nel circuito. Per il segnale differenziale dunque A non cambia di tensione e dunque è come se fosse al potenziale di riferimento.

Si può scrivere che:

$$i_1 = \frac{v_d}{2} g_m \quad ; \quad i_2 = -\frac{v_d}{2} g_m \qquad g_m = g_{m1} = g_{m2}$$

Dunque:

$$i_1 - i_2 = g_m v_d$$

e

$$v_{u,0} = g_m r_{0eq} v_d \qquad \text{dove} \quad r_{0eq} = \frac{r_{d2}\, r_{d4}}{r_{d2} + r_{d4}}$$

[tensione di uscita per variazioni a bassa frequenza]

Dunque l'"amplificazione in continua", ovvero per variazioni lente, vale:

$$A_{d0} = \frac{v_u}{v_d} = g_m r_{0eq}$$

Per quanto riguarda il comportamento in frequenza, si dovrà tener conto di alcuni effetti capacitivi.

Si avrebbe una capacità di ingresso ma, essendo essa in parallelo a un generatore ideale di tensione, la resistenza che essa vede è nulla, dunque la frequenza del polo è ∞.

Una capacità importante è C_B: essa tiene conto della capacità tra drain e source di Q_3, tra gate e source di Q_4, tra drain e riferimento per Q_1 (essendo tutto a 0V per le variazioni).

All'ingresso del secondo stadio si ha inoltre la capacità di ingresso proprio del secondo stadio, più quelle tra drain e riferimento di Q_2 e Q_4.

Facciamo un po' di conti: C_0 aggiunge alla funzione di trasferimento un polo, a pulsazione ω_{p0}:

$$\omega_{p0} = \frac{1}{r_0 C_0}$$

Dal momento che C_B "vede" un'impedenza equivalente circa pari a $\frac{1}{g_{m3}}$,

$$\omega_{pB} = \frac{g_{m3}}{C_B}$$ [essendo Q_3 collegato "a diodo"]

Non è tutto: si noti che se ci fosse una frequenza alla quale la corrente sul ramo sinistro fosse esattamente uguale a quella sul ramo destro, $v_u = 0$, dunque si avrebbe uno zero. Vediamo:

$$i_1' = g_m \frac{v_d}{2} \frac{1}{1 + j\omega \frac{C_B}{g_{m3}}} \quad ; \quad i_2 = -g_m \frac{v_d}{2}$$

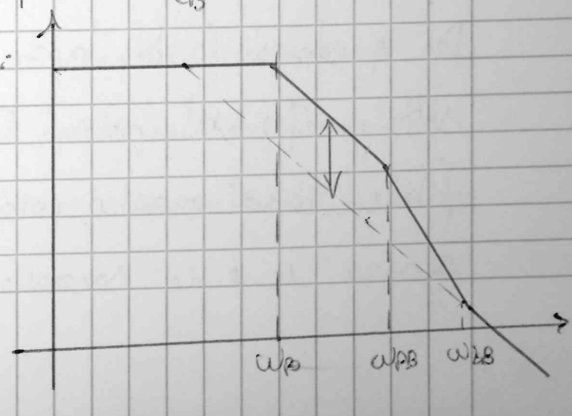
Dunque:

$$i_1' - i_2 = \frac{1}{2} \frac{g_m v_d}{1 + j\omega \frac{C_B}{g_{m3}}} + g_m \frac{v_d}{2} = \frac{v_d}{2} \left[1 + \frac{1}{1 + j\omega \frac{C_B}{g_{m3}}} \right] g_m$$

$$\rightarrow i_1' - i_2 = \frac{v_d}{2} g_m \left[\frac{2 + j\omega \frac{C_B}{g_{m3}}}{1 + j\omega \frac{C_B}{g_{m3}}} \right] = v_d g_m \left[\frac{1 + j\omega \frac{C_B}{2 g_{m3}}}{1 + j\omega \frac{C_B}{g_{m3}}} \right]$$

Questo significa che C_B introduce un polo a $\frac{g_{m3}}{C_B}$ e uno zero a $\frac{2 g_{m3}}{C_B}$, quindi un'ottava dopo il polo.

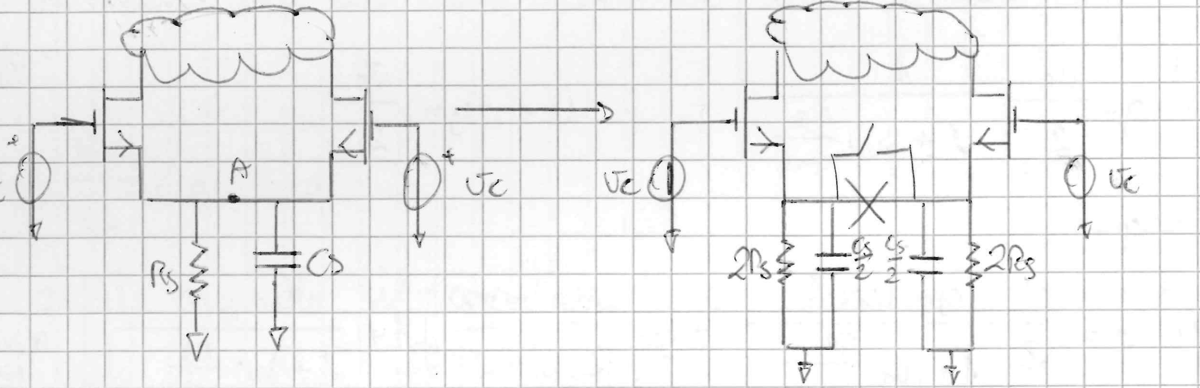
Di solito si ha qualcosa di questo tipo: ω_{p0} prima, essendo r_0 molto grossa, poi ω_{pB}, infine ω_{zB} un'ottava dopo.



Questa coppia polo/zero introduce per un'ottava un guadagno di -40 dB/dec, ossia -12 dB/ottava, dunque si perdono 6 dB in più rispetto al caso in cui la coppia non vi fosse.

Guardiamo ora il modo comune: in questo caso le capacità di ingresso del primo stadio sono importanti, poiché non più "nascoste" da generatori ideali collegati al riferimento: avremo due C_{gs}, più le capacità tra drain e bulk, che in realtà riempiono molto le scatole (C_S). Queste ovviamente si vanno ad aggiungere alle già presenti C_B e C_D.

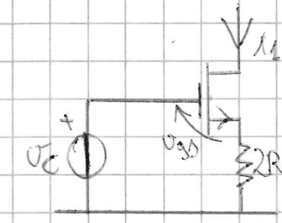
Ciò che si può fare è studiare questo circuito traendo beneficio dalla simmetria nel circuito, dicendo che tutto ciò "sotto" lo stadio differenziale può essere visto come una resistenza di modo comune, R_S.



Questo circuito può essere pensato mettendo in parallelo $2R_S$ e $2R_S$, e $\frac{C_S}{2}$ e $\frac{C_S}{2}$; le correnti sui due rami "sotto" saranno uguali, dunque in quello che abbiamo sempre chiamato "A", di corrente non ne passa. Per questo è lecito "aprire" il collegamento, e separare questi due sotto-rami ("X" indica l'aver aperto il circuito).

Calcoliamo ora i parametri di modo comune a bassa frequenza: i_1 e i_2 saranno circa identiche, se i transistori sono uguali; i transistori sono però diversi!

Iniziamo a vedere ciò: a bassa frequenza,



$$i_1 = g_m v_{gs}$$

Ha:

$$v_{gs} = v_c - i_1 2R_S = v_c - 2R_S g_m v_{gs}$$

$$\longrightarrow v_{gs} = \frac{v_c}{1 + 2 g_m R_S}$$

$$i_1 = v_{gs} g_m = \frac{g_m v_c}{1 + 2 g_m R_S}$$

Ma $2R_S$ è molto grande, dunque con ottima approssimazione:

$$i_1 \approx \frac{v_c}{2R_S} \approx i_2$$

Le R_S fanno una tale controreazione da rendere meno importante la dissimmetria.

Ammettendo una tolleranza sulle aree,

$$i_1' \approx i_1 (1 \pm \varepsilon) \qquad [\varepsilon \text{ è la tolleranza}]$$

$$\hookrightarrow i_1' - i_2 = i_1 (1 \pm \varepsilon) - i_1 \approx \pm i_1 \varepsilon = \pm \varepsilon \frac{v_c}{2R_S}$$

Avrò ora:

$$v_u = \pm \varepsilon \frac{v_c}{2R_S} r_0 \longrightarrow \cancel{A_{dc}}\ A_{cd} = \pm \varepsilon \frac{r_0}{2R_S}$$

Se il generatore è ideale, riduco dunque il modo comune, e più i transistori sono uguali, tanto più di guadagno avrò.

Vogliamo a questo punto studiare il comportamento del sistema nel dominio della frequenza.

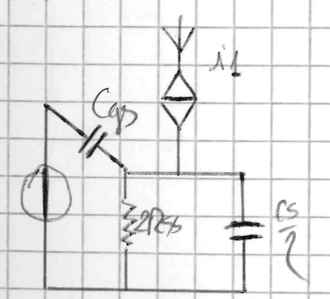
La presenza della capacità $\frac{C_S}{2}$ introduce un polo nel sistema, ma non solo: dal momento che quando valuto i poli spengo i generatori, ho che C_{gs} va in parallelo a $\frac{C_S}{2}$, dunque le capacità si sommano. Avrò:

$$\omega_{pS} \approx \frac{g_m}{C_{gs}+\frac{C_S}{2}}$$

Inoltre, se la corrente fosse uguale e opposta a quella della resistenza $2R_S$, si avrebbe una variazione nulla di i_1 e anche di i_2, dunque uno zero:

$$2R_S = \frac{1}{j\omega_Z \frac{C_S}{2}} \rightarrow \omega_Z = j\frac{2}{C_S R_S}$$

Si noti che qui non si tiene conto di C_{gs} poiché, se la corrente è nulla, e $v_C=0$, allora la tensione ai capi di C_{gs} è nulla, come si potrebbe vedere risolvendo questo circuito:



Si trova che:

$$i_1 = \frac{g_{m1,2}}{1+g_{m1,2}\cdot 2\cdot R_S}\,\frac{1+j\frac{\omega}{\omega_{ZS}}}{1+j\frac{\omega}{\omega_{pS}}}\,v_C = i_2$$

Per il resto: la capacità C_O introduce un polo a una pulsazione pari a:

$$\omega_{pO} = \frac{1}{C_O R_O}$$

Per quanto riguarda poi C_B:

$$\omega_{pB} = \frac{g_{m3}}{C_B}$$

Si ha però anche uno zero, perché quando le due correnti a sinistra e a destra (nello specchio superiore) sono nulle, ho $v_d=0$:

$$i_1' = i_1 \frac{1}{1+j\frac{\omega}{\omega_{pB}}}(1\pm\varepsilon); \qquad i_2 = i_1;$$

$$i_1' - i_2 = i_1\frac{1\pm\varepsilon}{1+j\frac{\omega}{\omega_{pB}}} - i_1 = i_1 \frac{\pm\varepsilon - j\frac{\omega}{\omega_{pB}}}{1+j\frac{\omega}{\omega_{pB}}}$$

$$= \pm i_1 \varepsilon \frac{1\pm j\frac{\omega}{\varepsilon\,\omega_{pB}}}{1+j\frac{\omega}{\omega_{pB}}} \rightarrow \omega_{ZB} = \pm\varepsilon\,\omega_{pB}$$

È capitato che è saltato fuori uno zero a frequenza molto bassa, che dipende dalla dissimmetria, da ε, e manco sappiamo se esso stia a sinistra o a destra, poiché non conosciamo il segno di ε. Dunque non siamo manco in grado di dire se la rete sia o meno a fase minima.

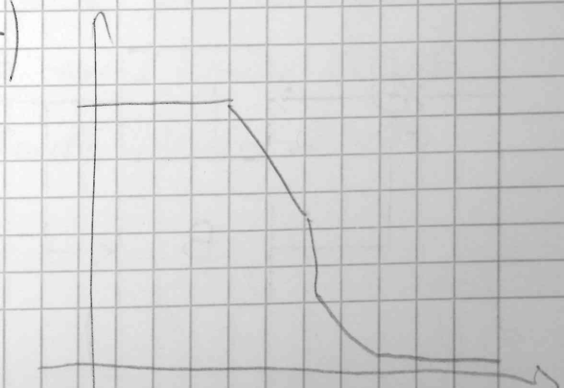
Tenendo conto di tutto ciò, si può scrivere che:

$$A_C = \frac{\pm r_o \varepsilon}{2R_S}\,\frac{\left(1+j\frac{\omega}{\omega_{ZB}}\right)\left(1+j\frac{\omega}{\omega_{ZS}}\right)}{\left(1+j\frac{\omega}{\omega_{pO}}\right)\left(1+j\frac{\omega}{\omega_{pB}}\right)\left(1+j\frac{\omega}{\omega_{pS}}\right)}$$

Volendo calcolare il CMRR:

$$CMRR = \frac{A_d}{A_c} = \pm\frac{2g_m R_S}{\varepsilon}\,\frac{\left(1+j\frac{\omega}{2\varepsilon\,\omega_{pB}}\right)\left(1+j\frac{\omega}{\omega_{pS}}\right)}{\left(1+j\frac{\omega}{\omega_{ZS}}\right)\left(1+j\frac{\omega}{\omega_{ZB}}\right)}$$

Ipotizzando sulle frequenze dei poli e degli zeri in maniera ragionevole,



COMPLETA

Per quanto riguarda la dinamica di ingresso di modo comune, si posson fare ragionamenti simili a quelli sui BJT:

- per quanto concerne il limite inferiore, si può abbassare v_A solo fino a quando V_{DS3} è tale da mantenere in linearità il transistore:

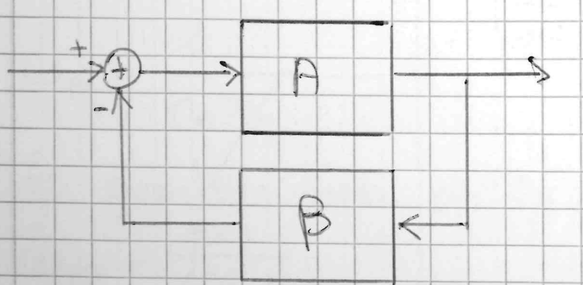
$v_C - v_{GS1} - v_{SS} \geq v_{GS5} - V_{th5}$

$\to v_C \geq v_{GS1} + v_{GS5} + v_{SS} - V_{th5}$

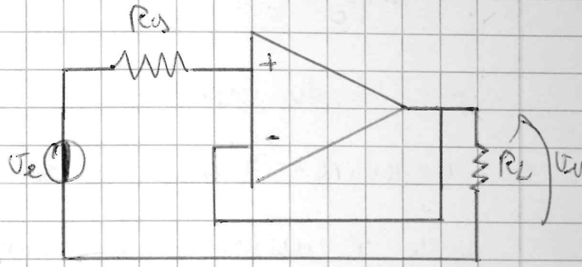
- Se aumento v_C, si potrebbe abbassare la V_{DS} dello specchio superiore, e se si va sotto $v_{GS} - V_{th}$, si va fuori linearità.

Stabilità degli amplificatori operazionali

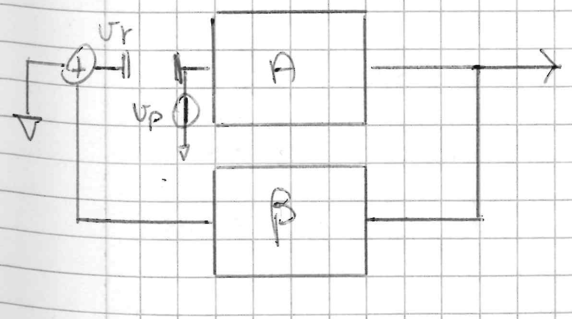
Quando si studia o progetta qualcosa che riguardi gli operazionali (e non solo!), bisogna avere la garanzia che il circuito sia stabile, ossia che, quando l'ingresso è nullo, l'uscita converga a un valore finito. Se l'uscita "non sta ferma", il circuito sarà instabile.
La prima cosa da fare dunque è annullare gli ingressi.
Dalla teoria dei controlli si sa che un sistema è stabile se i poli stanno nel semipiano sinistro. Per studiare ciò si usa l'amplificazione di anello: un sistema con reazione è un sistema ad anello chiuso.



Ho un segnale di errore ε che pilota l'uscita attraverso l'amplificazione; un esempio di ciò è il servosterzo: la controreazione consiste nel misurare la posizione delle ruote mediante un trasduttore, riportando indietro, calcolando l'errore e usandolo per pilotare le ruote in modo da annullarlo.
Elettronicamente, dato un generatore v_e, prelevo la v_u, la porto indietro e la sottraggo, e ciò fa sì da avere $v_u = v_e$ a meno di ε! ε è tanto più piccolo tanto più grande è l'amplificazione.



Non bastava usare un filo per far ciò? Beh, no: v_e è non ideale, dunque avrei dei partitori che rovinano tutto. Ciò che serve è un qualcosa che "faccia la fatica" di portare la tensione giusta al carico: questa fatica la fa l'opamp.
Se voglio amplificare 10, devo far in modo che $\frac{1}{10}$ della v_u torni indietro, ossia sia messa, imposta uguale a v_e.
Per studiare la stabilità si analizza il guadagno d'anello: taglio l'anello in un punto (a patto di prestar un minimo di attenzione, per esempio per non tagliare dei partitori), dunque introduco un segnale e vedo quanto ne torna indietro. Fare ciò con l'operazionale è abbastanza facile, perché distinguere i blocchi A e β non è molto difficile.
Apro dunque l'anello, introduco un v_P e analizzo v_r.



Dal momento che stiamo studiando una controreazione, a sufficientemente basse frequenze avrò un segnale in opposizione di fase rispetto a quello introdotto; si definisce dunque il "guadagno di anello" come:

$$T \triangleq -\frac{v_r}{v_p}$$

Cosa capita però? Beh, al crescere della frequenza di v_p vengono a intervenire le capacità del circuito, in A e/o in β, e la fase inizia a ruotare e il modulo a calare.

A un certo punto la fase sarà talmente ruotata da essere cambiata di $180°$, i quali, aggiunti ai $180°$ di partenza, daran $360°$: il segnale v_r sarà in fase a v_p. Ciò è pessimo: in questo caso, infatti, la reazione diviene positiva.

Vi sono tre possibilità:

1) $|T| = 1$: in questo caso non si rientra ingegneristicamente mai, poiché si deve avere 1,00...0 per ogni cifra.
2) $|T| < 1$
3) $|T| > 1$

Ora: se "1" fosse possibile potrei anche chiudere l'anello, tanto $v_r = v_p$: la tensione di uscita rimane quella che è. Si potrebbe togliere v_p e collegare, sostituendo v_p con v_r. Questo è di fatto un oscillatore, che però non si autoinnesca.

Nel caso "2" ho che la v_r che torna è più piccola di v_p, dunque quando chiudo l'anello e tolgo v_p, la v_r a ogni ciclo si riduce di ampiezza, fino ad annichilirsi. Il sistema è dunque stabile.

Nel caso "3", se $v_r > v_p$, capita che, al contrario di prima, il sistema tende ad avere l'uscita che diverge, anche senza la v_p: ad anello chiuso basta il rumore nel circuito per autoinnescare una reazione che renderà il sistema instabile.

Questo è detto "criterio di Bodo".

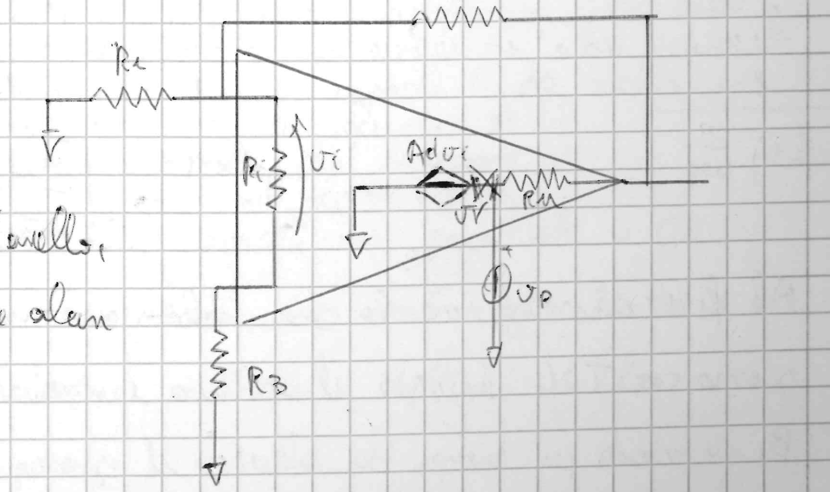
Si noti che, se si vuole progettare un amplificatore ed esso è instabile per una qualche frequenza anche non interessata nel range di amplificazione, esso è comunque inutilizzabile.

Vi è un altro modo per "vedere", per "usare" questo criterio: valutato T e la frequenza in cui T è unitario (pari a 0 dB), la fase è già a $180°$ o no? Beh, se siamo sotto i $180°$, allora l'amplificatore è stabile, altrimenti no.

In realtà non ci basta la stabilità: vogliamo un certo margine, in modo che non sia "stabile al pelo": le tolleranze di fabbricazione, o una minima "deriva", potrebbero rendere il sistema inutilizzabile.

Usare anche un banale gradino di ingresso potrebbe essere problematico: il gradino in sé ha tutte le frequenze, dunque l'amplificatore potrebbe avere una risposta "isterica" anche solo a una delle frequenze di eccitazione.

Applichiamo ciò a un amplificatore operazionale con reazione: taglio l'anello, in modo da non distruggere alcun partitore, e trovo che:

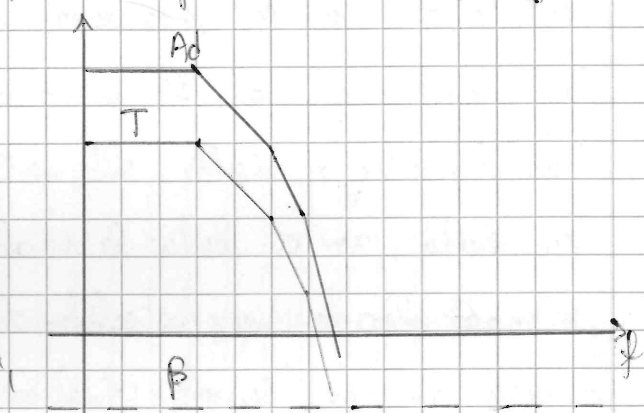


$v_r = -A_d \beta$

Per β, posso fare un ragionamento particolare: siccome non conosco R_i e R_u, per "mettermi al sicuro", posso ipotizzare che l'amplificatore sia nel peggior caso possibile, e stimerò un $|T|$ più grande del dovuto.
In questa ipotesi, propongo $R_u = 0$ (in modo che il partitore "sparisca di meno"), avendo una V_i più grande, e che $R_i \to \infty$, in modo da eliminare un rapporto di partizione. Dato ciò,

$$\beta \simeq \frac{R_1}{R_1 + R_2} \quad \text{(in realtà, } \beta < \text{ all'espressione)}$$

Si noti che le "R" potrebbero essere "Z", e dunque β potrebbe introdurre rotazioni di fase, ma per ora ignoriamo cose del genere.

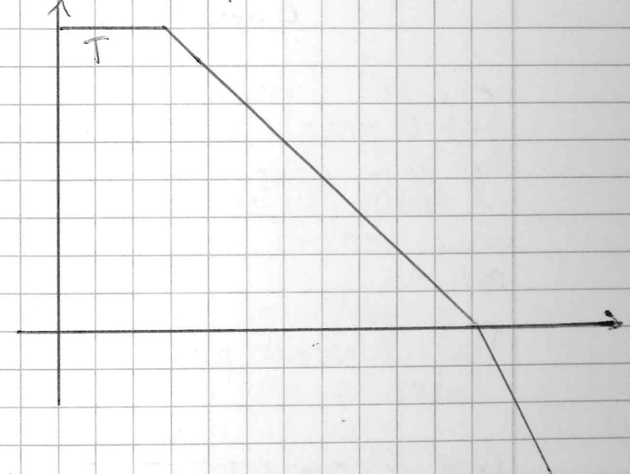


Come si comporta A_d in un operazionale? Si hanno 3 poli: f_{p1}, f_{p2}, f_{p3}. Il primo polo è dovuto al primo stadio ed è a bassa frequenza, il secondo al secondo.
È ragionevole supporre che i poli siano abbastanza lontani tra loro.
β è piccolo, < 1, dunque, in dB, sarà < 0. T si calcola come $A\beta$, dunque sarà semplicemente A_d traslato in basso di β (che è costante).
Ciascun polo introduce un comportamento di questo genere:

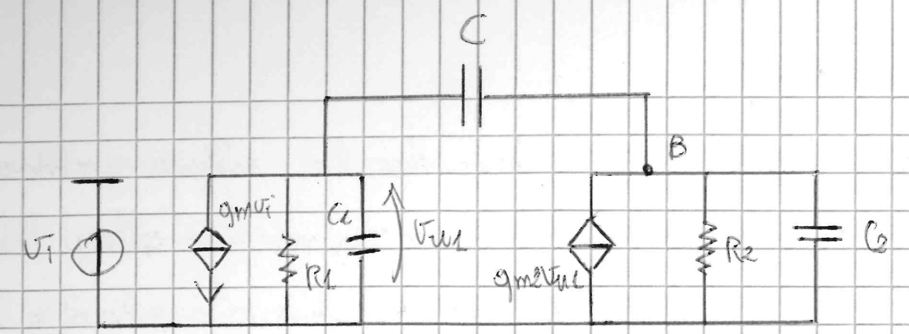
$$\frac{1}{1 + j\frac{\omega}{\omega_p}} : \text{ se } \omega = \omega_p, \text{ ho } \frac{1}{1+j} \to \angle \frac{1}{1+j} = -45^\circ;$$
$$\text{se } \omega \gg \omega_p, \text{ ho circa } \angle \frac{1}{j\frac{\omega}{\omega_p}} \approx -90^\circ.$$

Al fine di migliorare le cose, dal momento che, oltre il secondo polo, siamo con $T > 1$, dunque il sistema è instabile, posso o modificare β, in modo per esempio da abbassare il guadagno, o modificare l'operazionale.

Operiamo sull'amplificatore: modificando lo schema interno voglio fare in modo che, con un certo margine, si abbia $|T| > 1$ per qualcosa in meno di 180° di rotazione di fase. Si può dire che il margine ideale sia di 45°, in modo da avere (come vedremo meglio) un sovraguadagno di 3 dB.
Quando T taglia l'asse 0 dB, devo aver avuto 135° di rotazione di fase, dunque il secondo polo deve essere posizionato più o meno esattamente sull'asse 0 dB.
L'idea è: se prendo il primo polo e lo sposto indietro, ottengo che vi sarà più attenuazione, dunque scegliendo la posizione corretta potrei riuscire a mettere il secondo polo esattamente sull'asse 0 dB.



Ragionando: se il secondo polo è sull'asse 0 dB, prima agirà solo il I° polo. Per raggiungere T_0, dunque, il primo polo dovrà essere molto più indietro.
Inconveniente: facendo così abbiamo introdotto un polo a $2 \div 3$ Hz, e dunque da un lato perdiamo amplificazione dall'altro ci serve, per realizzare questo polo, una capacità C da mettere in parallelo a C_0 molto grossa, impossibile da integrare.
Idea: invece di mettere la capacità in parallelo a C_0, la metto a cavallo dei due stadi, in modo da sfruttare a nostro favore l'amplificazione e l'effetto Miller sulla capacità.



$C_1 \equiv C_0$

Il parallelo R_1C_1 è il responsabile del primo polo "naturale", mentre R_2C_2 del secondo polo naturale. Gli altri poli derivano da non parametri dello schema, quale C_B.

Aggiungere C non aggiunge poli, poiché è in una maglia degenere, ma fa altre cose:

$$\omega_{p1} \approx -\frac{1}{C\, g_{m2} R_1 R_2}$$

Ciò è ovvio! $g_{m2}R_2$ è l'amplificazione del secondo stadio, dunque l'effetto Miller la moltiplica, quindi essa fa costante di tempo con R_1.

Per il secondo polo:

$$\omega_{p2} \approx -g_{m2}\frac{C}{C\left[(C_1+C_2)\right]+C_1C_2} \approx -\frac{g_{m2}}{C_1+C_2}$$

Ciò è inaspettato ma molto bello! se valutassi questo rapporto, vedrei che questo polo è stato "buttato" a frequenze nell'ordine dei GHz.

Questo fenomeno è detto "pole splitting": il primo polo va giù di frequenza, il secondo su.

Ciò che questa "C" fa, inoltre, è introdurre uno zero: questa capacità fa infatti sì che si introduca una certa corrente direttamente dal primo al secondo stadio; se esiste una frequenza per cui la corrente nella capacità è uguale a $g_{m2}v_{A1}$, si ha che tutta la corrente va nel generatore pilotato, sulle resistenze/capacità non cade più nulla, dunque $v_u=0$ (e si ha uno zero di trasmissione). Si ha che:

$\cancel{v_{A1}}\, sC = g_{m2}\cancel{v_{A1}}$

$\hookrightarrow s = \dfrac{g_{m2}}{C}$ [ed è uno zero a destra, dunque la rete è a fase non minima!]

Ora, se abbiamo operazionali a bipolari, essendo la transconduttanza alta questo zero va a frequenze alte; con i MOSFET si ha qualche problema in più ma per ora non occupiamocene.

Ora, in pratica, come si fa a compensare l'amplificatore? Beh, un'osservazione: a causa del pole splitting, il secondo polo è ai GHz, dunque il precedente "III° polo" diventa il secondo polo. Partendo dunque dalla pulsazione di questo, torno su con pendenza 20 dB/dec, e vado indietro fino a incrociare T_0 ($T@j\omega=0$). ω_{p3} è data nei datasheet mediante f_T o ω_{T}, poiché per chi costruisce l'integrato è facile tenerla d'occhio; ho che:

$T_0 = A_0\beta = g_{m1}R_1 g_{m2} R_2 \beta$

Ho che:

$\omega_{p1} = \dfrac{\omega_T}{|T_0|}$ [dal momento che 20 dB/dec significa "proporzionalità inversa", o "prodotto banda-guadagno costante"]

Ma, da prima:

$$\omega_{p1} = \frac{\omega_T}{g_{m1}R_1 g_{m2}R_2\beta} = \frac{1}{C\, g_{m2}R_1R_2}$$

Dunque:

$$C = \frac{g_{m1}\,\beta}{\omega_T}$$

Questa è la capacità che si deve mettere a cavallo del secondo stadio per ottenere la stabilità, e dipende da β, ma, si noti, non dipende dall'amplificazione dell'amplificatore operazionale.
La situazione più "estrema" per β è il "voltage follower", ossia $\beta = 1$; se integro C tale da avere $\beta = 1$, ottengo il cosiddetto "full-compensated" op-amp: compensati per ogni tipo di reazione ("non reattivo"!).
Ora: ricordiamo che:

$$\omega_z \approx \frac{g_{m2}}{C} \quad ; \quad \omega_T \approx \frac{g_{m1}}{C}$$

Se ω_z è molto maggiore di ω_T, siamo contenti, poiché lo sfasamento introdotto dallo zero a destra agirà a frequenze altissime, che non ci competono; se ω_z è nella banda utile, esso toglie molta fase, riducendo il margine. Consideriamo due casi:

- Nel caso dei sistemi a BJT, si ha che $g_{m2} \gg g_{m1}$: la transconduttanza di un transistore bipolare è linearmente dipendente (cresce) con la corrente che vi è dentro. Il secondo stadio ama una corrente nella grana (KI_0), rispetto a quella del primo stadio, dunque possiamo essere contenti.
- Nel caso del sistema MOS, noi vogliamo avere guadagno elevato; si può vedere che, aumentando I_D, riduciamo r_0, e facciamo aumentare di poco g_m, dunque non si può fare in modo che $g_{m2} \gg g_{m1}$: ridurremmo

il guadagno, invero.
Nel MOS dunque si usano artifici circuitali: al posto della sola capacità di compensazione, si mette in serie ad essa anche una R piccola. Capita, infatti, che: a sinistra si ha v_{u1}, a destra $v_u = 0$ (suppongo di essere alla frequenza dello zero di trasmissione); dunque:

$$\frac{v_{u1} - 0}{R + \frac{1}{sC}} = g_{m2}\,\cancel{v_{u1}} \rightarrow \frac{sC}{1 + sRC} = g_{m2} \rightarrow sC = g_{m2}(1 + sRC)$$

$$\Rightarrow sC(1 - Rg_{m2}) = g_{m2} \rightarrow s_z = \frac{g_{m2}}{C(1 - Rg_{m2})}$$

Se $R = \frac{1}{g_{m2}}$ la pulsazione dello zero va a frequenza idealmente infinita. Poi, R viene riportata all'ingresso divisa per l'amplificazione, dunque non influenza.

Banda passante di un amplificatore

Spesso nei libri si parla di banda passante come quella banda per cui l'amplificazione non si è ridotta di 3dB. 3dB possono essere pochi, tanti, dunque non sono un indicatore fantastico.
Introduciamo una simbolistica:

- A_∞ è il guadagno che noi idealmente vorremmo ottenere per il sistema "operazionale retroazionato", supponendo che l'operazionale sia ideale. È "ciò che vogliamo ottenere".
- A_d è l'amplificazione dell'operazionale non retroazionato;
- β è la rete di reazione;
- T è il guadagno di anello;

• A_f è ciò che "ottengo in realtà" dal sistema "operazionale reazionato": esso vale:

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

A_0 è l'amplificazione che avrei tra ingresso e uscita se spegnessi l'operazionale, ossia parametri parassiti e resistenze di ingresso e uscita. Si trascura quasi sempre.

In frequenza capita che, se sto nelle frequenze per cui $T>>1$, ho:

$|A_f| \approx |A_\infty|$

In questo caso, si dice che "sono in banda".

Se $T<<1$, ho che:

$|A_f| \approx |A_\infty||T|$

In questo caso, sono fuori banda.

La cosa più complicata è il caso $|T| \approx 1$: c'è da lavorarci.

Si può in generale scrivere che:

$T = |T| \exp(j\varphi)$ [modulo e fase]

So inoltre che:

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

Applico il teorema di Carnot:

$$|A_f| = \frac{|A_\infty|}{\sqrt{1 + \frac{1}{|T|^2} + \frac{2}{|T|}\cos(\varphi)}}$$

Se $|T| \approx 1$, posso approssimare:

$$|A_f| \approx \frac{|A_\infty|}{\sqrt{2 + 2\cos(\varphi)}}$$

Ma sappiamo che $\varphi = \angle T$; sapendo che il margine di fase ψ si definisce come:

$\psi = 180° - \angle T = 180° - \varphi$

Possiamo dire che:

$$\cos(\varphi) = \cos(180° - \psi) = -\cos(\psi) \rightarrow |A_f| \approx \frac{|A_\infty|}{\sqrt{2 - 2\cos(\psi)}}$$

Usando la formula di bisezione:

$$|A_f| \approx \frac{|A_\infty|}{2\sin(\frac{\psi}{2})}$$

Se $\psi \approx 45°$, ottengo un sovraguadagno di circa 3 dB; si "dimostra" che 45° è ottimo come margine, poiché da un lato non è troppo lento (come si osserva chiedendo margini più alti), e comunque non si rende la risposta del sistema troppo isterica (nel senso che se il margine è troppo basso, come già detto si han diverse sovraelongazioni che rallentano la convergenza dell'uscita).

Slew rate

Parlare di banda passante ha senso nell'ipotesi di linearità, ossia nell'ipotesi per cui il segnale sia così piccolo da mantenere il circuito in linearità.

A limitare le prestazioni di un sistema non vi sono solo le questioni concernenti la banda passante, poiché sono coinvolti anche fenomeni di non linearità: lo slew rate è ciò.

Per slew rate si intende la massima velocità di variabilità possibile sulla uscita.

$$SR \triangleq \left.\frac{dv_u}{dt}\right|_{max}$$

Questa è la massima pendenza che, nel tempo, si può avere sull'uscita.

Si noti che questo fenomeno non va confuso con il limite di banda passante: data per esempio una funzione di trasferimento con un polo dominante, se metto in ingresso un generatore di gradino ideale (pendenza infinita), a causa del polo nel tempo il circuito risponde con un esponenziale, del tipo:

$$v_u = V_{uM}\left[1 - \exp\left(-\frac{t}{\tau}\right)\right] \quad , \tau = RC$$

$$\hookrightarrow \frac{dv_u}{dt} = \frac{V_{uM}}{\tau}\exp\left(-\frac{t}{\tau}\right)$$

Ciò ci dice che si ha una $\frac{dv_u}{dt}$ limitata, dove il massimo è per $t=0$; dalla prima formula, poi, si conosce l'andamento del segnale. Ciò che questa/queste formule non mostrano è che (a meno di effetti di saturazione), si han vincoli sull'ampiezza del segnale di ingresso: idealmente, per ciò che sappiamo della banda passante, al crescere dell'ingresso l'uscita cresce, e l'andamento è sempre lo stesso. (*)

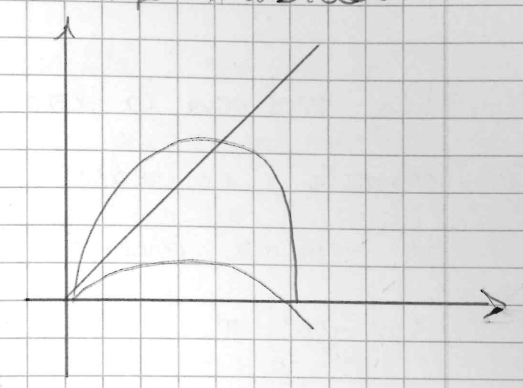
Lo slew rate richiede un discorso da svincolare a quello della banda passante, ed è legato a effetti non lineari.

Potrei avere amplificatori con banda passante enorme ma con slew rate basso. Lo slew rate è importante in molti casi, dove servono variazioni brusche (come nei convertitori A/D e D/A). Si ricordi che:

$$[SR] = \frac{V}{\mu s} \quad \left[\text{si va da decine a migliaia di } \frac{V}{\mu s}\right]$$

(*) E la $\frac{dv_u}{dt}$ può pure essere idealmente ∞!!

Si consideri a questo punto un segnale di tipo sinusoidale:



$v_u(t) = V_{uM}\sin(\omega t)$

Il limite di slew rate ci dice che "più di una certa pendenza non posso avere".

Quindi, a parità di frequenza, la sola ampiezza è determinante!

Facciamo due conti: perché non vi sia distorsione,

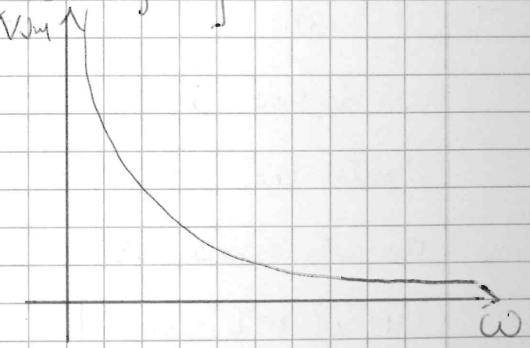
$$\frac{dv_u}{dt} < SR ;$$

Ma:

$$\frac{dv_u}{dt} = \omega V_{uM}\cos(\omega t) < SR \qquad [\max\{\cos(\omega t)\} = 1]$$

$$\hookrightarrow \omega V_{uM} < SR$$

$$\hookrightarrow V_{uM} \leq \frac{SR}{\omega}$$



Questo andamento a iperbole suggerisce qual è il massimo valore che può essere introdotto senza distorsione, a una certa frequenza.

Da cosa dipende lo slew rate? Ricordando lo schema dell'amplificatore operazionale, posso dire che, sulla capacità C_c cade:

$$v_C = v_u - v_{u1} \approx v_u \quad [\text{perché } v_u \gg v_{u1}]$$

Volendo una $\frac{dv_u}{dt}$, dunque, devo avere $\frac{dv_C}{dt}$ molto rapida: ciò che limita lo slew rate è il fatto che la capacità, per cambiare tensione ai propri capi, deve caricarsi, dunque:

$$\frac{dv_C}{dt} = \frac{I_C}{C}$$

Per migliorare lo slew rate devo mandare tanta corrente nella capacità, in modo da variare rapidamente la carica.
La massima corrente che si può gestire è quella per cui si ha un gradino di tensione differenziale in ingresso, tale da interdire Q_2, e far condurre tutto nello specchio, ottenendo, su C, di fatto, I_0:

$$S_R \triangleq \frac{I_0}{C}$$

Ma sappiamo che:

$$C = \frac{g_{m1}}{\omega_T} \longrightarrow S_R = \frac{I_0 \omega_T}{g_{m1}}$$

ω_T dipende dalla tecnologia, e $\frac{I_0}{g_{m1}}$ è un rapporto di grandezze legate tra loro: nel BJT, è V_T, e nel MOS si va meglio, perché g_{m1} è piccola, e si può giocare su altri parametri.
Per il BJT sono stati studiati sistemi per migliorare lo slew rate, in modo da rendere più grande questo rapporto. Talvolta, capita di dover degenerare il I° stadio, controreazionandolo, riducendo il guadagno, ma migliorando lo slew rate.

Il rumore nei circuiti integrati

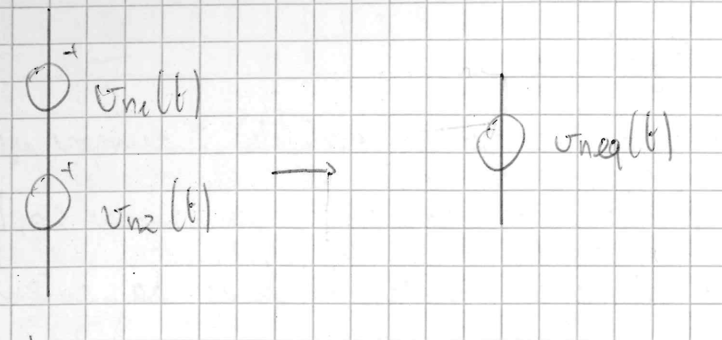
Quando si parla di rumore si han due possibilità: rumore generato internamente al circuito (termico, ecc.), più rumore captato dall'ambiente elettromagnetico esterno al circuito (che funge da antenna).
Tratteremo solo rumore generato internamente.
Dal momento che si parla di segnali stocastici, casuali, ricordiamo alcune definizioni riguardanti essi.
Bisogna trattare grandezze che rappresentino questi disturbi; un esempio sono i valori efficaci:

$$V_{n(rms)} = \left[\frac{1}{T} \int_0^T |v_n(t)|^2 dt \right]^{\frac{1}{2}}$$

Spesso di questo si usa il modulo quadro:

$$V_{n(rms)}^2 = \frac{1}{T} \int_0^T |v_n(t)|^2 dt \triangleq N$$

Dove N è la potenza di rumore che ci sarebbe su di una resistenza pari a 1Ω: una potenza normalizzata di rumore.
Cambiando il periodo di integrazione T cambia queste grandezze: più il periodo è lungo, più $V_{(rms)}$ è rappresentativo del segnale considerato.
Altro parametro interessante è il valore di picco del rumore: se ho un segnale sporcato dal rumore e devo campionarlo con un S&H, il disturbo che il rumore introduce sul segnale dipende dal valore di picco, che potrebbe essere anche enorme! Di solito, se non si conosce, si assume pari a 6 volte il valore efficace.
Cosa capita quando devo sommare tensioni o correnti di rumore?



Si ha:

$$V_{neq(rms)}^2 = \frac{1}{T}\int_0^T |v_{n1}(t) + v_{n2}(t)|^2\, dt =$$

$$= \frac{1}{T}\int_0^T \left| v_{n1}^2(t) + v_{n2}^2(t) + 2|v_{n1}(t)||v_{n2}(t)| \right| dt =$$

$$= V_{n1(rms)}^2 + V_{n2(rms)}^2 + \frac{2}{T}\int_0^T |v_{n1}(t)||v_{n2}(t)|\, dt$$

Definisco C come:

$$C \triangleq \frac{\frac{1}{T}\int_0^T |v_{n1}(t)||v_{n2}(t)|\, dt}{V_{n1(rms)} \cdot V_{n2(rms)}}$$ [Coefficiente di correlazione dei segnali]

Da ciò:

$$V_{neq(rms)}^2 = V_{n1(rms)}^2 + V_{n2(rms)}^2 + 2C\, V_{n1(rms)} V_{n2(rms)}$$

C tiene conto della correlazione tra i due segnali; quasi sempre considereremo segnali scorrelati, ossia $C=0$. In tal caso:

$$V_{n(rms)} = \sqrt{V_{n1(rms)}^2 + V_{n2(rms)}^2}$$

Dal momento che si ha dipendenza dai quadrati, peserà molto di più il segnale più forte! Per questo, il peso di ciascun rumore è fondamentale.