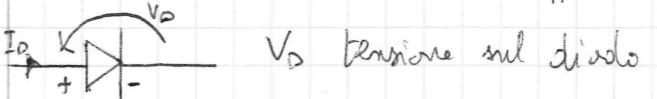


Circuiti Elettronica

In questo corso studieremo come applicare le nozioni apprese in Dispositivi Elettronici, in analogia, in contesti circolanti. Tratteremo circuiti con BJT, MOS(FET), DIODI (p-n o Schottky), studio di dispositivi sotto alte frequenze, retroazione, ed altro.

Inizieremo a parlare di diodi, riprendendo ciò che avevamo precedentemente studiato: come già visto, esistono diodi p-n (baseata sulla giunzione p-n), Schottky, e diodi che funzionano in breakdown, quali il diodo zener e il diodo a valanga.

Un diodo circolarmente si rappresenta così:



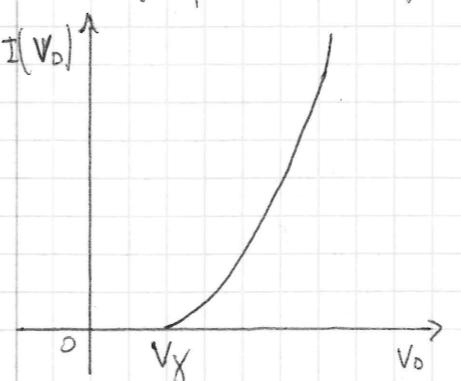
I_o corrente che circola nel diodo

Questo si tratta semplicemente di una giunzione p-n, ovia di un monocrstallo di silicio con una zona drogata tipo n, ed una drogata tipo p.

Obliamo dunque scritto la forma della caratteristica statica del diodo:

$$I_o = I_s \left(e^{\frac{V_o}{V_T}} - 1 \right)$$

Il grafico della funzione ha un andamento del tipo:



Se "i" è necessario in quanto se no $I(0) = I_s$, e quindi con tensione nulla ci sarebbe corrente, cosa senso senso. Studieremo poi correnti abbastanza elevate da trascurarlo, per questo spesso usiamo $I_s e^{\frac{V_o}{V_T}} = I_o$.

Si dice che il diodo connesso, si attivi, da una certa tensione in più, da noi per ora chiameremo V_f . Questa, in un diodo a silicio, è uguale a "mezzo volt abbondante" (ossia, $V_f \approx 0,5 \div 0,8 \text{ V}$). Temperatura e altri fattori (quali il materiale) influenzano molto il valore della tensione di accensione, V_f .

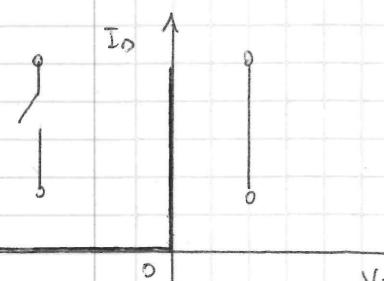
Perdiamo di introdurre un certo numero di modelli di questo dispositivo, al fine di poi usarlo circuitualmente.

- 1) $I_o = I_s (e^{\frac{V_o}{V_t}} - 1)$: è abbastanza preciso, si può facilmente derivare, sviluppando in serie, trattare analiticamente, ma risolvere equazioni che coinvolgono un esponente è non lineare e dunque difficili da risolvere.
Tuttavia, non prende rapide variazioni di corrente, poiché è una caratteristica statica, e cioè ignora effetti transitori.

Si noti che spesso (solo in un diodo) si può trovare una accensione di un fattore n moltiplicato al denominatore dell'esponenziale per V_f : $I_o = I_s (e^{\frac{V_o}{nV_t}} - 1)$

- 2) Possiamo idealizzare il diodo, considerando, per $V_o < 0$, una zona di interdizione nella caratteristica statica, e poi assimilare l'esponenziale con una retta verticale: per $V_o < 0$, si assimila il diodo con un circuito aperto, per $V_o > 0$ con un corto circuito.

Questo modello rappresenta un'approssimazione un po' troppo brutale dell'andamento dell'esponenziale; possiamo migliorarla, con un modello che ora introduciamo



3) Partendo dal modello precedente, ricordiamo che la caduta di tensione sul diodo non è nulla, perché abbiamo la nostra famosa caduta di tensione V_f , ai fini dell'accensione del diodo. Possiamo dunque pensare a ciò: il disegno precedente, può essere semplicemente traslato di una componente di offset, rappresentante la caduta di tensione sul diodo, ossia V_f . Circuitualmente, potremo pensare al diodo come una batteria V_f , utilizzata per avere un utilizzatore: V_f provoca infatti un assorbiamento di potenza, poiché I_o è in direzione del "+" della batteria, e quindi si rispetta il principio di conservazione dell'energia: se non fosse così, con tensioni nulle avremmo correnti non nulle, non servirebbe alimentare il dispositivo, e si potrebbe creare energia dal nulla. La nostra elettronica, al fine di funzionare, assorbe potenza, poiché deve essere alimentata.

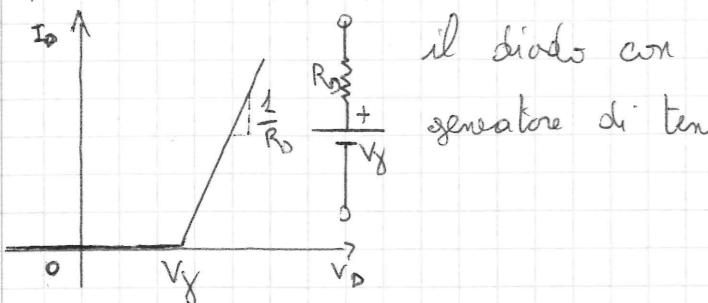
Si noti che, come già accennato, V_f varia con la temperatura T , e quindi il grafico può traslare:

$$\frac{\delta V_f}{\delta T} \approx -2 \div -2,5 \text{ mV/K}$$

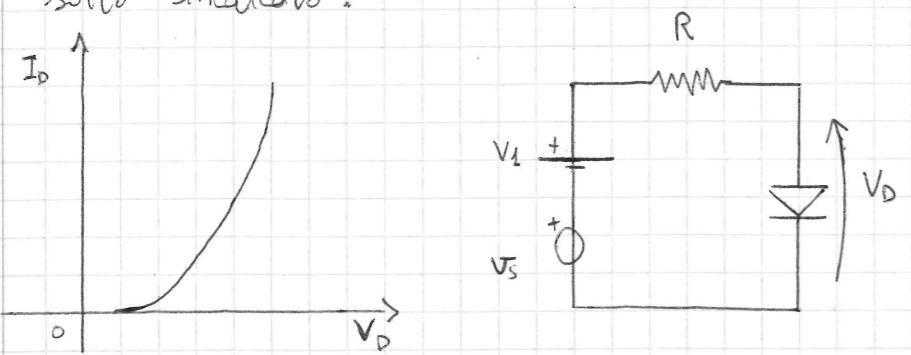
Tutto ciò che abbiamo detto finora è vero per diodi di segnale; questi discorsi, per elettronica di potenza, sono da rivedere e correggere. Alle condizioni di segnale, parlando quindi di correnti di mA, il modello 3, ora descritto, è ragionevole, e sarà uno dei modelli che useremo di più. Si noti che esso può essere lineare a tratti: non sappiamo ancora precisamente dire quando avviene il cambio di pendenza, ossia cosa sia V_f .

4) Un altro modello, lineare, è il seguente: poniamo modellizzare

il diodo con una resistenza, in serie ad un generatore di tensione V_g .

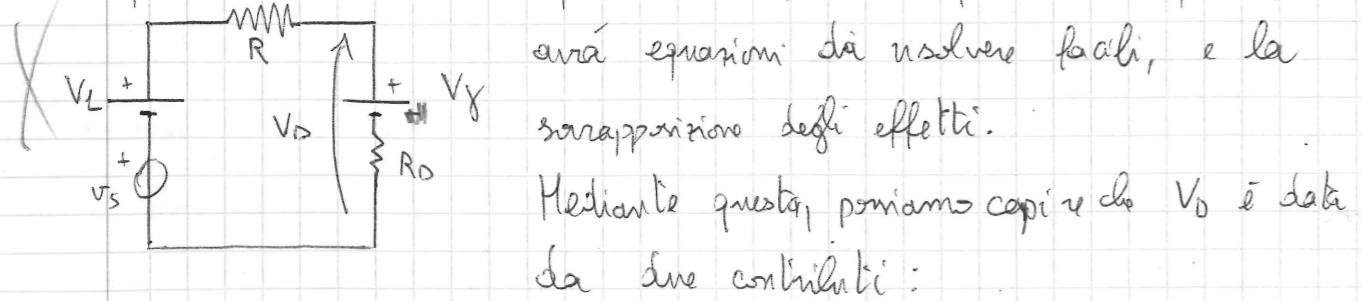


5) Modello di piccolo segnale: prendiamo la caratteristica statica del diodo, e supponiamo di trovarci in un circuito come quello sotto indicato:



V_i è una tensione costante, elevata, mentre v_s è un segnale, ossia una piccola tensione variabile. Queste piccole variazioni ci forniscono informazioni utili sul circuito.

Potremmo ora usare, al posto del diodo, uno dei modelli precedentemente usati e studiati, in questo circuito: il primo, 1, è troppo difficile da studiare, 2 e 3 troppo imprecisi in questo contesto poiché abbiamo a che fare con un piccolo segnale e rischiando così di perdere informazioni, quindi ci resta il 4: questo circuito, risultante, è lineare, e quindi avrà equazioni da risolvere facili, e la cancellazione degli effetti.



$$V_D = V_{os} + V_0 (v_s)$$

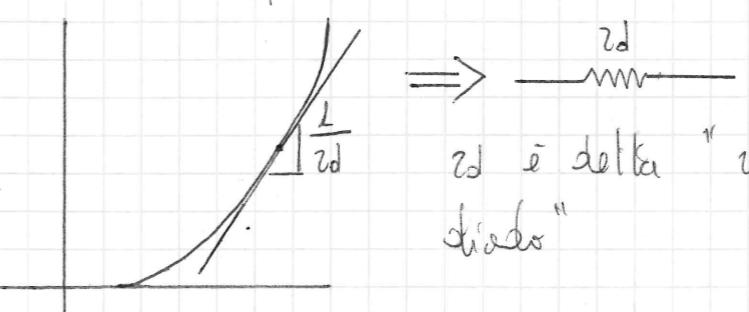
V_{os} è una tensione derivante dalla tensione alta, costante, mentre V_0 è il piccolo segnale sul diodo. Di fatto V_{os} è una tensione di alimentazione, e quindi rappresenta solo un offset per la funzione.

Poiché V_{os} è un offset, le informazioni sulla pendenza della caratteristica deriverà solo da v_s , e quindi cosa facciamo in pratica? Consideriamo la caratteristica statica in un determinato punto di lavoro, e quindi sviluppiamo in polinomi di Taylor troncati al 1° ordine il nostro esponenziale, per sostituire localmente l'esponenziale con la retta tangente nel punto scelto:

$$I_D \approx I_{D0} + \left. \frac{\delta I_D}{\delta V_D} \right|_{V_{op}} \cdot v_s \implies i_d \approx \left. \frac{\delta I_D}{\delta V_D} \right|_{V_{op}}$$

NON È UN SEGNALE

Trovato dunque il piccolo segnale della corrente, i_d (poiché I_{D0} è un offset verticale sul diagramma della caratteristica statica), poniamo dire che abbiamo determinato almeno non ancora finissimo il modello di piccolo segnale del diodo in gioco:



z_d è detta "resistenza differenziale del diodo"

Potremo considerare almeno in parte concluso il discorso sul piccolo segnale, più avanti calcoleremo quantitativamente la resistenza differenziale.

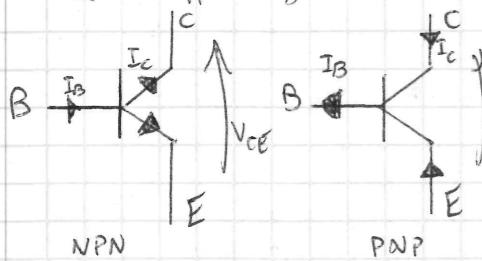
Abbiamo presentato 5 modelli circuitali di un diodo a giunzione. Di questi ne useremo soprattutto 2: il 3 ed il 5: l'1 sarebbe il più preciso ma non lineare e dunque non utilizzabile con l'elettronica, il 2 troppo grossolo, il 4 non necessario. L'idea sarà quella di determinare da 3 l'offset, da 5 la resistenza differentiale (il piccolo segnale).

Per quanto riguarda il 3, abbiamo messo una cosa: come verificare se si si trova in zona di conduzione o di inversione.

d'un altro modo lo consideriamo, è distinguere i set di diodi, e tentare con "false partenze": considerati entrambi accesi, entrambi spenti, uno acceso e l'altro spento, e così via. Una sola combinazione sarà giusta, e non è detto che se un caso vada bene allora basta considerare l'altro off. Con le nostre attuali competenze, poniamo solo tentare tutti i possibili modi di combinare.

Modelli per il BJT (transistor bipolare)

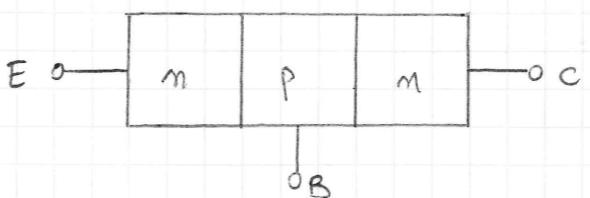
Perchiamo di presentare ora un insieme di modelli per il transistor bipolare, per il BJT. Se transistor bipolare è un oggetto tipicamente planare, costituito da un semiconduttore ^{bipolaremente} drizzato, via una "doppia giunzione": n-p-n o p-n-p.



Questi sono i simboli circuitali del transistor bipolare.

Perchiamo ora un modello completo, di pertinenza: nel caso di

Dispositivi, introduciamo il modello di Ebers-Moll, che tra poco vedremo. Sappiamo, partendo ad esempio da un npn, che esso è una doppia giunzione:



Averendo due giunzioni, BE e BC, esse possono essere entrambe o ON o OFF, e quindi abbiamo

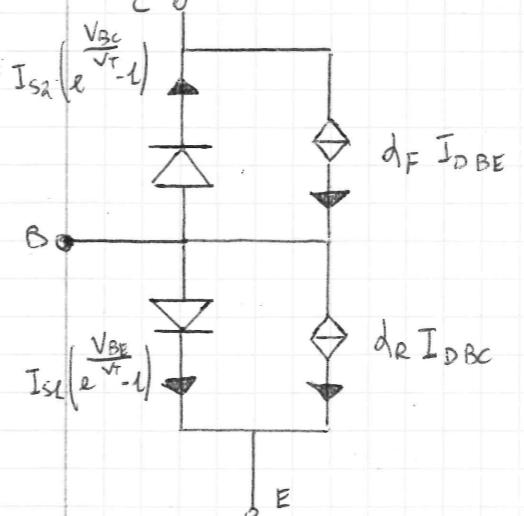
4 possibili stati di funzionamento del BJT:

BE	BC	MODO DI FUNZIONAMENTO BJT
OFF	OFF	BJT INTERDETTO O SPENTO (CUT OFF)
ON	ON	BJT IN SATURAZIONE
ON	OFF	BJT IN MODO LINEARE (ATTIVO DIRETTO)
OFF	ON	BJT IN MODO ATTIVO INVERSO

Poiché non consideriamo elettronica digitale, useremo solo il BJT in RAD, ossia in modo lineare.

Lendiamo dunque un modello del BJT, ossia un set di equazioni che, con una certa approssimazione, ed entro certi limiti, lo rappresentino.

Introduciamo un modello circuitale di Ebers-Moll :



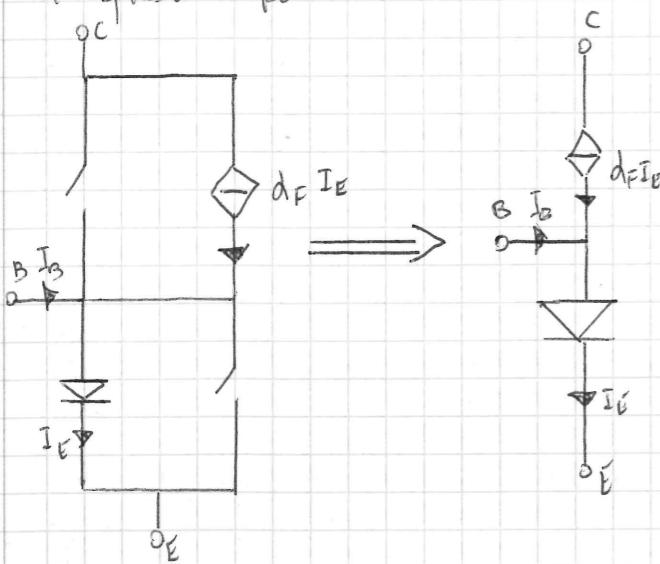
N.B : pag. 158 Sze

Questo circuito, molto complesso sotto il punto di vista delle equazioni in quanto fortemente non lineare, è una rappresentazione circuitale del modello di Ebers-Moll.

Partendo da qui, cerchiamo di ricavare modelli più facili, anche a costo di renderli validi in un range più limitato di applicazioni.

Spostiamoci di lavorare in RAO, si avrà dunque la questione base-emittore polarizzata direttamente, e il relativo diodo ON.

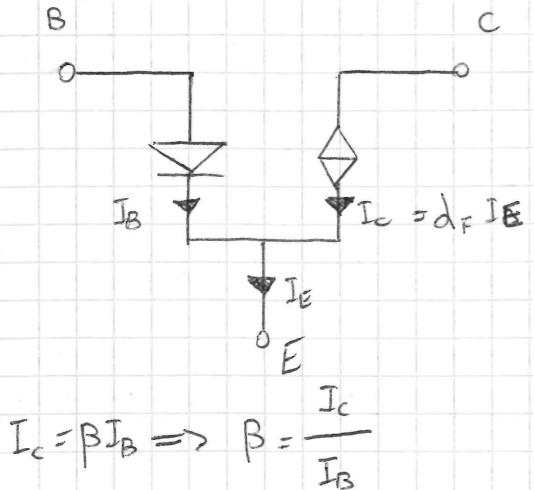
Averemo che $I_{DCE} > 0$. In RAO, il diodo tra B e C è off, quindi non conduce, e avremo una corrente nulla. I generatori pilotati dipenderanno dai relativi piloti: avremo solo il contributo di quello pilotato da $I_{DBE} = I_E$, poiché $I_{DCB} = I_C = 0$, in RAO; avremo un modello di questo tipo:



(Modello circuitale a T)

A questo, per quanto avrà non linearità, è una notevole semplificazione del primo Ebers-Moll dal quale siamo partiti.

Il modello che noi useremo più comunemente è il cosiddetto "modello a π^* :



Per la legge ai nodi di Kirchhoff:

$$I_B = I_E - I_C = I_E - d_F I_E \Rightarrow I_E(1 - d_F)$$

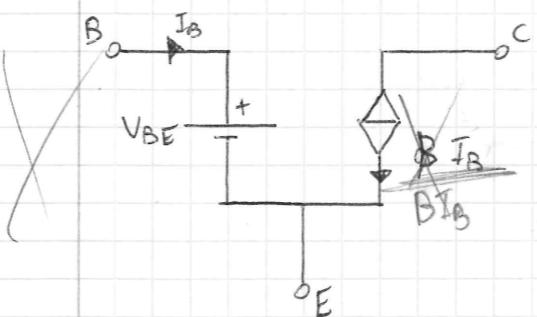
Si definisce un parametro β indicante il guadagno in corrente del transistor: $\beta = \frac{d_F}{1 - d_F}$

$$I_C = \beta I_B \Rightarrow \beta = \frac{I_C}{I_B}$$

Per tradizione, o comodità, si usa sempre, in elettronica, questo parametro β .

Alliamo un modello facile, rispetto a prima. Ora, in un circuito, possiamo togliere il transistor, e mettere questo oggetto.

Questo modello si può ancora semplificare: il diodo porta non linearità al circuito, ma dai modelli della questione precedentemente visti, supponiamo di poterlo, in RAO, modellare il diodo con una batteria rappresentante la tensione di attivazione del diodo, ossia V_{BE} (circa 0,6 volt a meno volt abbondante):

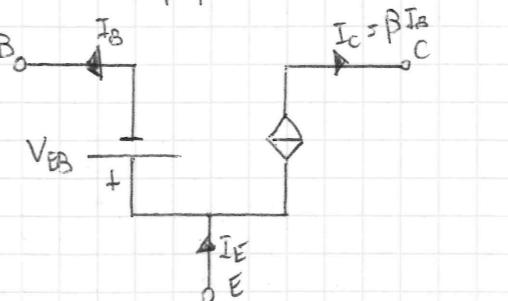


Questo modello è lineare, molto semplice, e ci semplifica notevolmente i conti.

Si può considerare quasi ragionevole sotto il punto di vista concettuale, non non del tutto: innanzitutto, esso non considera segnali, poiché è costituito

da soli generatori in continua, e quindi non avrebbe senso mettere segnali tra base ed emettore: questo modello serve solo in RAO e solo per studiare la polarizzazione di un npn.

Per un pnp il modello è il seguente:



$$V_{BE} = -V_{EB} = -\text{meno volt abbondante.}$$

Alliamo terminato tutto; c'è solo da notare un "piccolo" particolare: questo modello è una pessima approssimazione della realtà.

Nella realtà, V_{BE} non è una costante, come qua abbiamo modellizzato, mediante la batteria: essa varia infatti come funzione di I_B , I_C , T (temperatura): $V_{BE} = V_{BE}(I_B; I_C; T)$.

Sappiamo che V_{BE} è la tensione di accensione del diodo, V_0 , e che $V_0 = V_T \ln \frac{I_D}{I_S}$, I_S corrente inversa di saturazione.

V_T varia con la temperatura, ma soprattutto I_S è molto sensibile con la temperatura. Avremo infatti detto che:

$$\frac{\Delta V_{BE}}{\Delta T} = -2,0 \div -2,5 \text{ mV/K}$$

Abbiamo dunque una violenta variazione con T , di V_{BE} . Ma il problema peggiore, è il segnale: non solo V_{BE} , ma anche β risulta estremamente influenzabile da molti fattori: infatti β varia con funzione di:

- I_C (infatti I_C è funzione di I_B)
- V_{CE} (per effetto Early)
- con T (molto, molto violentemente)
- β è unico in ogni transistor: due transistor prodotti nella stessa linea di produzione con le stesse caratteristiche, possono avere β tanto maggiore a 100 quanto a 300.

Da ciò si deve capire che β non è un parametro affidabile, per l'uso di transistor: dobbiamo agire dunque su di un altro fronte, una preoccupazione che la corrente di collettore sia la più costante possibile. Per far questo, dovremo trovare e studiare circuiti di alimentazione costati: in un progetto, β non deve essere abato (al massimo, una soglia di β inferiore, un guadagno minimo

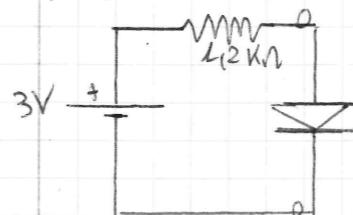
richiesto dal progettista al componente).

E se dobbiamo realizzare la polarizzazione di un transistor, dobbiamo garantire costanti le tensioni V_{BE} e V_{BC} , facendo sì che varando il transistor, non varii la I_C , ma la I_B (questa è una possibile idea). Se nostro circuito dovrà non avere I_C instabile al variazione di β , per i motivi prima detti: il β di un transistor è un elemento, un parametro sul quale non si può fare affidamento.

Vedremo, durante l'esercitazione, alcuni circuiti di alimentazione dei transistor BJT.

Esercitazione 1

1) Dato il seguente circuito:

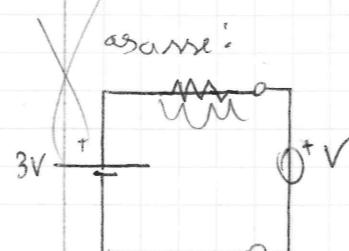


Trovare il punto di funzionamento.

Abbiamo due possibilità: il metodo grafico (che non vedremo mai usato) o il metodo numerico.

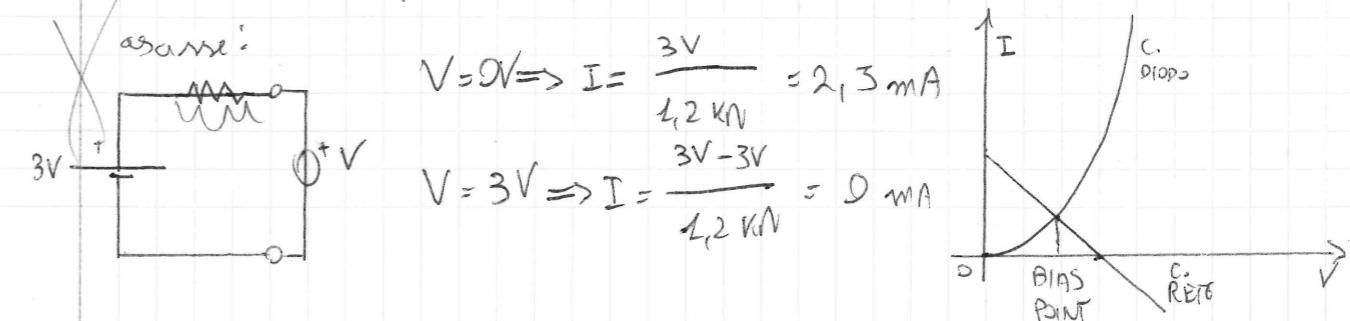
Il metodo grafico consiste nel tracciare la caratteristica della rete senza l'elemento non lineare, e quella del solo elemento lineare. L'intersezione sarà il punto di lavoro.

La caratteristica del bipol a sinistra dei morsetti sarà una retta, quindi determinabile con 2 punti. Allegando un "generatore di pura", che sarebbe rappresentativo della variazione sulla

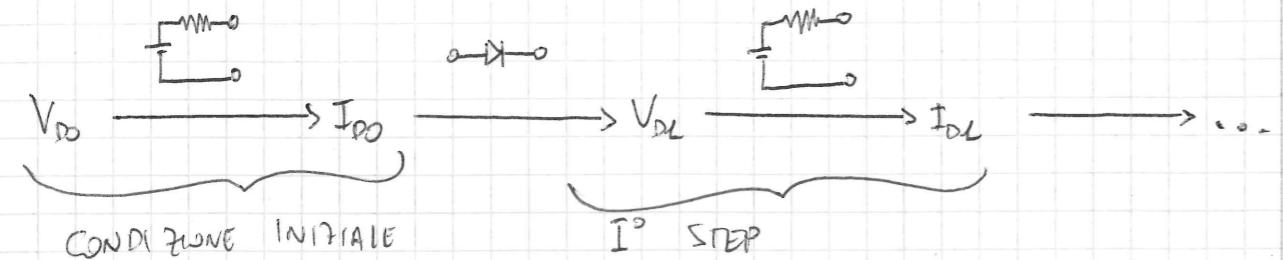


$$V=0V \Rightarrow I = \frac{3V}{1.2\text{ k}\Omega} = 2.5\text{ mA}$$

$$V=3V \Rightarrow I = \frac{3V - 3V}{1.2\text{ k}\Omega} = 0\text{ mA}$$



Verremo più do altre soluzioni numeriche: ipotizzando una tensione del diodo V_{D0} iniziale arbitraria, dovremo calcolare la corrispondente I_{D0} mediante l'equazione della rete. Per migliorare la soluzione, dovremo "tassare" alla tensione, V_{D1} , più precisa di V_{D0} (se il valore convergerà ad una soluzione), dalle equazioni (non lineari) del diodo:



longioram ad exemplis $V_{os} = LV$. Ipsa será:

$$I_{D2} = \frac{(3 - U_2) V}{2 kT} = I_1 + 67 \text{ mA}$$

L'equazione del diodo è: $V_D = V_T \ln \frac{I_D}{I_S}$

$$\text{Zl problema firmo } V_T = 25 \text{ mV, a } I_S = 100 \text{ pA} \quad (F = \text{femto} = 10^{-15})$$

$$V_{DL} = 25 \text{ mV} \cdot \ln \frac{1,67 \text{ mA}}{100 \text{ pA}} = 0,588 \text{ V}$$

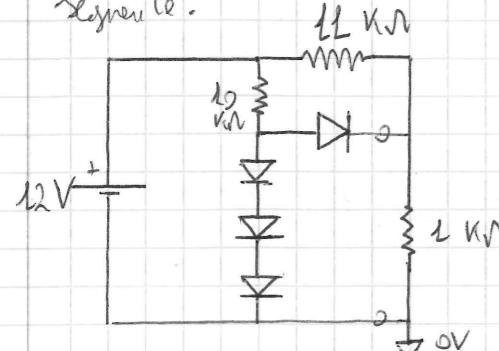
Procedendo con altri step vediamo che:

$$I_{D2} = 24 \text{ mA} ; V_{D2} = 0,593 \text{ V} ; I_{D2} = 2 \text{ mA} ; V_{D3} = 0,593 \text{ V}$$

Abbiamo trovato, al secondo step, il loro punto $V = 0,593 V$

2) Data $V_S = 0,67$ V, vogliamo calcolare le grandezze del circuito

Segnate:



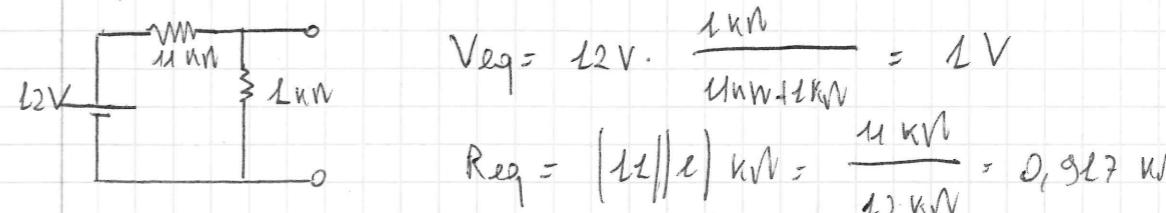
Supponiamo che i 4 distri siano
uguali, e allora sarà la stessa
V₂.

Alcune osservazioni e ragionamenti preliminari: i tre diodi in serie sono tra loro semplicemente sommati: i tre diodi in serie rappresentano di fatto un "diodo", le tensioni di lavoro $V_{D2} = 3V_D$. Il diodo semplice sarà $V_{D1} = V_D$.

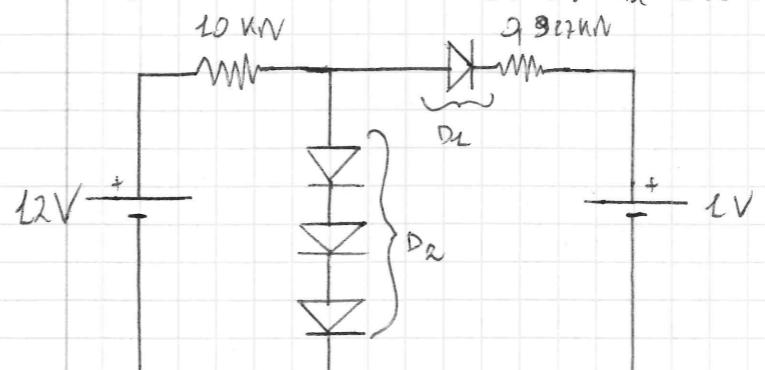
Un ragionamento sempre valido, prima di iniziare ci controlliamo la ricerca di possibili portatori di corrente: se ve ne sono nella rete, è possibile fare un equivalente Thevenin, e quindi ridurre di 1 unità il numero di maglie indipendenti della rete, e con esse di equazioni alle maglie.

Vediamo che in questo circuito d'alimentazione da 12 V è collegata in parallelo a 2 resistenze: quello più a destra è il partitore, di cui vogliamo calcolare l'equivalente serie.

Conviene calcolare rispetto allo N_1 , perché è la tensione di riferimento di tutto il circuito. Essa sarà:



Poiché il 12 V alimentava due lampi in parallelo, l'equivalente
che verrà ne alimenterà uno, e l'altro sarà sempre alimentato
dalla batteria di 12 V. Il circuito risultante sarà:

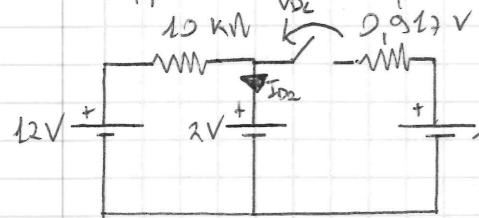


Se ci sono uscite essere, uscite a prima, notevolmente semplificato.

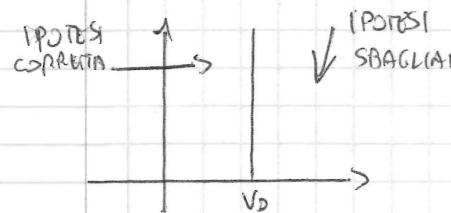
Cominciamo ora con l'analisi vera e propria del circuito. Vogliamo capire quale diodo sia ON/OFF. Notiamo che la combinazione OFF/OFF sia improbabile, quindi ne restano 3: ON/OFF, OFF/ON, ON/ON.

Potrebbe capitare che, dalle verifiche che tra poco svolgheremo, si verifichi che un diodo sia correttamente funzionante in ON, e l'altro no in OFF. Ciò NON DICE NIENTE: una volta verificato che un diodo conduca mai l'altro no, non abbiamo di fatto saputo nulla: tutti i conti fatti vanno buttati via, e ogni volta si ricomincia da capo.

Supponiamo dunque D_1 OFF, D_2 ON:



Per verificare che un diodo sia veramente ON, si deve verificare che passi corrente entrante nel "+" rappresentante il polo positivo del generatore che modella il diodo. Per verificare che un diodo sia veramente OFF, la tensione ai capi del diodo umoso (nella del circuito aperto) deve essere inferiore a quella di accensione del diodo. Nel grafico del "modello 3", dobbiamo trovarci "a sinistra della retta verticale":



Ricordiamo che l'ipotesi corretta, con l'altra sbagliata, non significa niente.

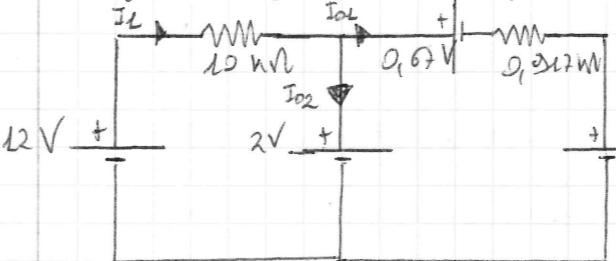
Calcoliamo I_{D2} ; essa sarà:

$$I_{D2} = \frac{(10-2)V}{10\text{ k}\Omega} \approx 1\text{ mA} \text{ ENTRANTE NEL + DEL GENERATORE: il diodo conduce.}$$

Vediamo V_{D2} : essa è uguale a:

$$V_{D2} = (2-1)V = 1\text{ V} > 0,67\text{ V} : \text{IPOTESI DI NON CONDUTTORE ERATA.}$$

Proviamo con un secondo tentativo: D_1 ON, D_2 OFF:



Dobbiamo verificare che le 1V correnti I_{D1} e I_{D2} entriano nel "+" dei diodi.

$$I_{D1} = \frac{(12-2)V}{10\text{ k}\Omega} = 1\text{ mA} ;$$

$$I_{D2} = \frac{(2-(0,67+1))V}{0,917\text{ k}\Omega} = 0,37\text{ mA}$$

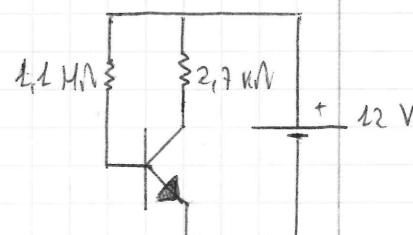
$$I_{D2} = I_L - I_{D1} = (1-0,37)\text{mA} = 0,63\text{ mA}$$

Entrambi i diodi conducono, quindi abbiamo trovato la soluzione del circuito. Si noti ancora che sarebbe stata anche possibile la soluzione D_1 ON, D_2 OFF: il conto precedente a questo, poiché non verifica entrambe le due ipotesi (come questo), non fornisce assolutamente alcuna informazione.

Terminiamo per ora ai diodi, per passare ad esempio con il BJT. Vediamo subito un (brutto) esercizio, per poi introdurre un algoritmo generale di risoluzione.

3) Dato il seguente circuito:

Calcolare la corrente di collettore a riposo (I_{C0}) e la tensione collettore-emettitore a riposo (V_{CE0})



$$B = 200 \quad V_{BE} = 0,7\text{ V}$$

Guardando le maglie, vediamo che:

$$I_B = \frac{V_{AL} - V_{BE}}{2,7\text{ k}\Omega} = 10 \mu\text{A}; \quad I_C = \beta I_B = 2 \text{ mA};$$

$$V_{CE} + V_{RC} = V_{AL} \Rightarrow V_{CEq} = V_{AL} - V_{RC} = 12 \text{ V} - 2,7 \text{ k}\Omega \cdot 2 \text{ mA} = 9,6 \text{ V}$$

Questo circuito è permissivo: qua abbiamo $\beta = 200$; se cambieremo il β , mettendo ad esempio $\beta = 600$, circa 3 volte il precedente, la corrente di base non cambierebbe, quella di collettore triplicerebbe. E queste condizioni:

$$V_{CEq} = 12 \text{ V} - 2,7 \text{ k}\Omega \cdot 3 \cdot 2 \text{ mA} \leq 0.$$

Ciò implica che il transistor potrebbe lavorare in regione di saturazione fuori dal nostro modello. Il conto non avrebbe senso. Questo circuito è fatto ad hoc per un BJT il cui β è pari a 200. Ma il segnale dice: «Meglio fidarsi di una serpe incappata in rete che del β di un transistor», quindi questo circuito è a dir poco permissivo.

Prima di passare allo studio di circuiti seri per l'alimentazione di un BJT, provvediamo a fornire una scheda di studio di circuiti; in ordine, le operazioni da effettuare, sono:

- 1) In caso di partitori di corrente, introdurre equivalenti Thévenin (che eliminano l'equazione alle maglie dal circuito)
- 2) Stabilire e calcolare le incognite principali della rete: una in tutto, la corrente di base, I_B . In caso di circuiti complessi, anche altre eventuali incognite aggiuntive, a condizione di avere al più 1 per equazione (al fine di avere un sistema determinato).
- 3) Scrivere equazioni alle maglie, passanti per base ed emettitore, ma NON per collettore. In questo step, NON si deve pensare per

il collettore, al fine di non intuire insulti inavvertite aggiuntive.

Per far ciò, studiamo il numero di maglie indipendenti, con il metodo descritto dalla teoria dei grafici studiato in elettronica:

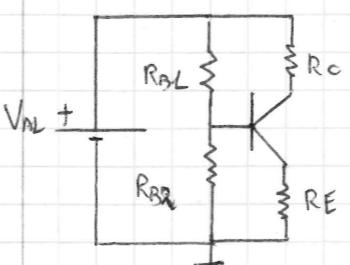
Trovate una maglia, eliminate un elemento ed era appartenente, e contate il numero di maglie restanti. Togliete così un elemento per volta e verificate finché non vi sono più maglie. Si scrivono equazioni per ogni maglia non passante dal collettore.

- 4) Ha tensione V_{CE} in vicina dell'equazione alla maglia non considerata finora, come quella de parsa per il collettore.

Da regola di base si "divide et impera": da un grosso problema molto difficile, risolviamo tanti semplici.

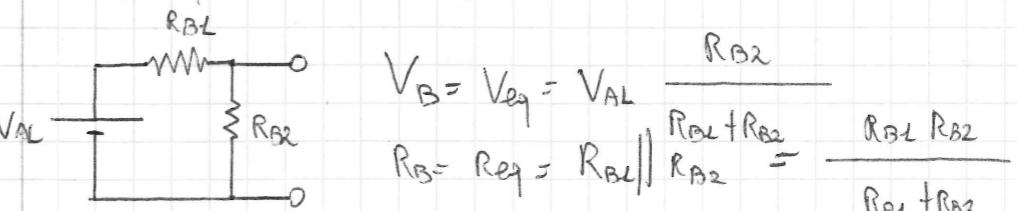
Espriremo ora tre circuiti di alimentazione del BJT, in forma simbolica, e la relativa risoluzione.

- 1) Circuito self-biasing (autoalimentazione):



Dati V_{BE} , β , calcolare I_{BQ} , V_{CEQ} .
 V_{BE} costante.

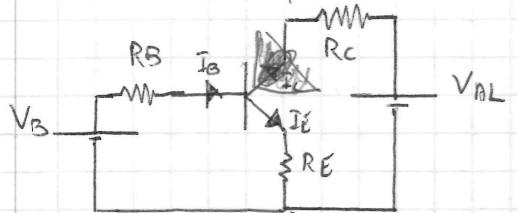
Vediamo che c'è un partitore tra R_{B1} ed R_{B2} . Con l'equivalente Thévenin, vediamo che



$$V_B = V_{eq} = V_{AL} \cdot \frac{R_{B2}}{R_{B1} + R_{B2}}$$

$$R_{B1} = R_{B2} = R_{B1} \parallel R_{B2} = \frac{R_{B1} R_{B2}}{R_{B1} + R_{B2}}$$

Il circuito equivalente sarà:



Calcoliamo la corrente di base; da

Kirchhoff:

$$I_B = I_E - I_C$$

$$I_E = I_B + \beta I_B = I_B(1 + \beta)$$

con un'equazione alla maglia passante per il' emettitore:

$$V_B - R_B I_B - V_{BE} - R_E I_B (1 + \beta) = 0$$

Risolvendo in I_B :

$$V_B - V_{BE} = I_B (R_B + R_E (1 + \beta))$$

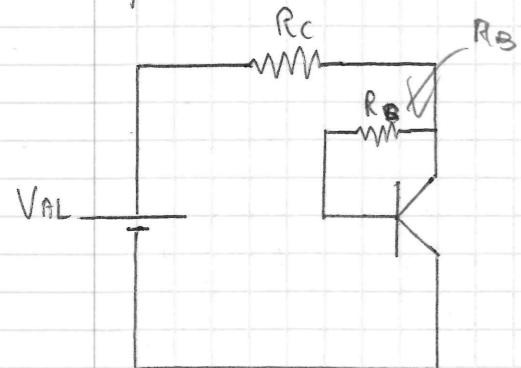
$$I_B = \frac{V_B - V_{BE}}{R_B + R_E (1 + \beta)} \quad ; \quad I_C = \beta I_B$$

V_{CE} si calcola con l'equazione all'altra maglia:

$$V_{AL} - I_C R_C - I_E R_E - V_{CE} = 0 \Rightarrow V_{AL} - I_B \beta R_C - R_E I_B (1 + \beta) - V_{CE} = 0$$

Per risolvere esercizi numerici è sufficiente sostituire i valori nelle espressioni.

2) Dato il circuito



Qua non abbiamo portatori di corrente, quindi possiamo saltare il primo step e pensare direttamente alle incognite. Allora due maglie indipendenti, come prima, quindi I_B è l'unica incognita. L'equazione alla

maglia sarà:

$$V_{AL} - V_{RC} - V_{RB} - V_{BE} = 0$$

$$\Rightarrow V_{AL} - R_C (I_B + \beta I_B) - R_B I_B - V_{BE} = 0$$

Risolvendo in I_B :

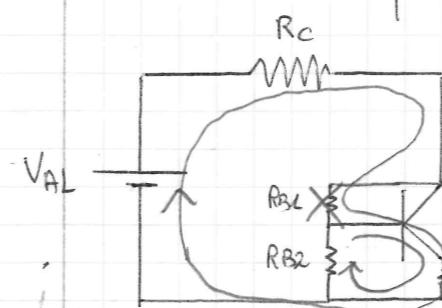
$$I_B = \frac{V_{AL} - V_{BE}}{R_B + R_C (1 + \beta)}$$

La tensione V_{CE} si ricava così:

$$V_{CE} = V_{AL} - V_{AC} = V_{AL} - R_C I_B (1 + \beta)$$

Ocuperemo ora di un terzo circuito di amplificazione: questo sarà computazionalmente (e non solo) più difficile dei precedenti; per questo, lo risolveremo anche numericamente.

Consideriamo dunque il circuito seguente:



Non possiamo, in questo circuito, applicare Kirchhoff, perché avremo una sorta di portatore, ma non esprimibile con un equivalente serie.

Dovremo considerare due incognite: una, la sola corrente di base, I_B ; perché abbiamo però, in seguito alla non-applicazione di Kirchhoff, 3 maglie indipendenti (2 + quella al collettore del BJT), dovremo introdurre un'ulteriore incognita, al fine di avere un sistema determinato: useremo, ad esempio, la corrente nel secondo resistore di base, I_{RB2} sorgente in R_{B2} . Le due equazioni alle maglie, saranno:

$$1) V_{AL} - V_{RC} - V_{RB} - V_{BE} - V_E = 0 \Rightarrow V_{AL} - R_C (I_B + \beta I_B + I_{RB2}) - R_B (I_B + I_{RB2}) - V_{BE} - R_E I_B = 0$$

$$2) I_{RB2} R_2 - V_{BE} - R_E I_B (1 + \beta) = 0$$

L'idea che ci può aiutare nel risolvere i conti è il metodo di risoluzione di sistemi lineari mediante Cramer. Chiamiamo dunque ~~l'~~ riordini sul una forma del tipo:

$$\begin{cases} A I_B + B I_{RB2} = C \\ D I_A + E I_{RB2} = F \end{cases}$$

Svolgendo i conti e raccogliendo le incognite otteniamo:

$$\begin{cases} (R_C(1+\beta) + R_{B2} + R_E(1+\beta)) I_B + (R_C + R_{B2}) I_{RB2} = V_{AL} - V_{BE} \\ -R_E(1+\beta) I_B + R_{B2} I_{RB2} = V_{AB} \end{cases}$$

Matrialmente:

$$\begin{pmatrix} R_C(1+\beta) + R_{B2} + R_E(1+\beta) & R_C + R_{B2} \\ -R_E(1+\beta) & R_{B2} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} I_B \\ I_{RB2} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} V_{AL} - V_{BE} \\ V_{AB} \end{pmatrix}$$

Con Cramer, si può risolvere questo sistema.

Esempio numerico: dati: $V_{AL} = 12 \text{ V}$; $V_{BE} = 0,7 \text{ V}$; $\beta = 200$;

$$R_C = 2,7 \text{ k}\Omega; R_{B2} = 12 \text{ k}\Omega; R_E = 1 \text{ k}\Omega$$

Determinare I_{CQ} e V_{CEQ}

Soluzione: svolgendo tutti gli step, ottengo un sistema del tipo:

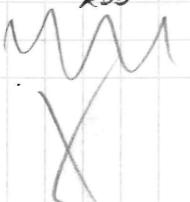
$$\begin{pmatrix} 755 \text{ k}\Omega & 2,7 \text{ k}\Omega \\ -201 \text{ k}\Omega & 10 \text{ k}\Omega \end{pmatrix} \begin{pmatrix} I_B \\ I_{RB2} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 11,3 \text{ V} \\ 0,7 \text{ V} \end{pmatrix}$$

$$\det(A) = 10,5117 \cdot 10^3 \text{ A}$$

$$\det(A_{IB}) = 102,71 \cdot 10^3 \text{ V}$$

$$\det(A_{IRB2}) = 2,8 \cdot 10^6 \text{ V}$$

$$I_B = \frac{\det(A_{IB})}{\det(A)} = \frac{1,95 \text{ mA}}{200}; I_{RB2} = \frac{\det(A_{IRB2})}{\det(A)} = 266,397 \mu\text{A}$$



Come si può riduttare la lentezza di un circuito di alimentazione di un transistor?

Pereliorro di capire cosa intendiamo per "lentezza": essa è un parametro che indica la variazione della corrente di collettore, I_C , al variare del β del transistor. Altro parametro non stabile è la V_{BE} , anche se già più stabile del β .

Proponiamo 3 idee, che poi vedremo meglio in seguito:

- 1) Prendere un circuito, e continuare a semplificare transistor, in modo da cambiare il β . Mediante un simulatore come SPICE, è possibile cambiare ad esempio 1000 β , e scrivere così una funzione di variazione di I_C al varare di β nello stesso circuito. Questo metodo è detto "metodo di Monte Carlo".

- 2) Un'idea più "analitica" è derivare, rispetto a β , la corrente I_C : $\frac{\delta I_C}{\delta \beta} \left[\approx \frac{\delta I_C}{\delta V_{BE}} \right]$. Si noti che questo metodo è molto preciso, ma locale: la derivata va considerata in un singolo punto. Essa fornisce inoltre un valore di errore assoluto, al variare di β , che non è sempre interessante.

3) Questo metodo è una variante del 2: calcolare la sensibilità relativa:

$$\frac{\frac{\delta I_c}{I_c}}{\delta \beta} = \frac{\beta}{I_c} \cdot \frac{\delta I_c}{\delta \beta}$$

Questo metodo fornisce una misura dell'errore relativo della variazione di I_c relativa alla misura di I_c di β .

ma bene il circuito, in quanto ci mostra l'errore sulla grandezza, facendoci meglio rendere conto di ciò che capita.

Saranno due esempi, di questo tipo di calcolo, al fine di comprendere ciò che è stato appena spiegato.

Esempio 1:

Si ricava facilmente che:

$$I_c = \beta I_B; \quad I_B = \frac{V_{AL} - V_{BE}}{R_B} \Rightarrow I_c = \beta \frac{V_{AL} - V_{BE}}{R_B}$$

$$\frac{\delta I_c}{\delta \beta} = \frac{V_{AL} - V_{BE}}{R_B} \quad (\text{Sensibilità assoluta})$$

$$\text{La sensibilità relativa sarà: } \frac{\delta I_c}{\delta \beta} \cdot \frac{\beta}{I_c} = \frac{\beta}{R_B} \cdot \frac{V_{AL} - V_{BE}}{(V_{AL} - V_{BE}) \beta} = 1$$

Si osservi che, inoltre, $I_c = \alpha \beta$, quindi è una funzione lineare, e quindi in questo caso la linearizzazione vale globalmente. La sensibilità relativa è 1: ciò significa errore del 100%: se β varia del 10%, allora anche I_c varierà del 10%.

Questo circuito di polarizzazione è pessimo.

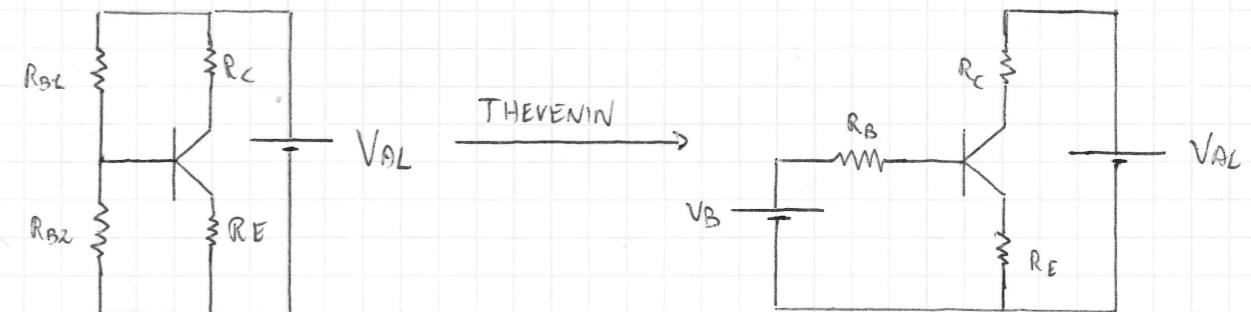
N.B.: si usa definire un altro parametro per la sensibilità, ma

$$\text{la "sensibilità semirelativa": } \frac{\delta I_c}{\delta V_{BE}} \cdot \frac{1}{I_c}$$

Priammo a calcolarla su questo circuito:

$$\frac{\delta I_c}{\delta V_{BE}} = -\frac{\beta}{R_B} ; \quad -\frac{\beta}{R_B} \cdot \frac{R_B}{\beta(V_{AL} - V_{BE})} = \frac{1}{V_{AL} - V_{BE}}$$

Esempio 2: circuito di autoalimentazione.



Si ricava (come già fatto) che:

$$I_c = \beta I_B;$$

$$I_c = \beta \frac{V_B - V_{BE}}{R_B + (1+\beta)R_E}$$

$$\frac{\delta I_c}{\delta \beta} = \frac{(V_B - V_{BE})(R_B(1+\beta)R_E) - R_E \beta (V_B - V_{BE})}{[R_B + (1+\beta)R_E]^2}$$

Moltiplichiamo l'appena ricavata sensibilità assoluta per $\frac{\beta}{I_c}$:

$$\frac{\beta}{R_B + (1+\beta)R_E} \cdot \frac{(V_B - V_{BE})(R_B + (1+\beta)R_E) - R_E \beta (V_B - V_{BE})}{[R_B + (1+\beta)R_E]^2}$$

$$= 1 - \frac{\beta R_E}{R_B + (1+\beta)R_E} = \frac{1}{1 + \beta \frac{R_E}{R_B + R_E}}$$

Da qua vediamo chiaramente che, per stabilizzare il circuito, dobbiamo modificare la R_E .

Esistono altri modi, più "intuitivi", per studiare la stabilità di un circuito: uno è studiare direttamente la I_c , facendo elencare assunzioni semplificative.

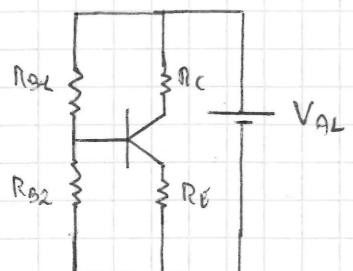
Nel circuito di autopolarizzazione:

$$I_C = \beta \frac{V_B - V_{BE}}{R_B + (\beta + 1)R_E}$$

Se β è alto, $(\beta + 1) \gg R_B$, si dice che trascurabile, e dunque:

$$I_C \approx \frac{\beta}{\beta + 1} \frac{V_B - V_{BE}}{R_E} \rightarrow \frac{V_B - V_{BE}}{R_E}$$

Altro metodo ancora, è ragionare sul circuito: riprendiamo il circuito visto prima dell'applicazione di Ebers-Moll:



Lo scopo del portatore $R_{B1} - R_{B2}$ è quello di "bloccare" la tensione di base ad un valore fisso. Ciò è utile, perché la tensione sull'emettitore, V_E , vale:

$$V_E = V_{BASE} - V_{BE}$$

Consideriamo V_{BE} costante (anche se abbiam visto che non è vero).

Poiché vogliamo che il portatore stabilisca la corrente e la tensione di base, V_{AL} deve esser costante, la resistenza stabile, e la I_B costante.

In altre parole, per capire se sto "disturbando" il portatore, per capire se tutto va:

$$I_B \perp \parallel I_{RB2}$$

$$I_B \perp \parallel \frac{V_{AL}}{R_B + R_{B2}}$$

Mettendo resistenze piccole, le tensioni di base sarebbero stabili, ma ciò non va bene in quanto le resistenze consumano molto.

Oblighiamcello che dobbiamo avere la I_B al di sotto di

un certo valore. Dovremo dunque dire che:

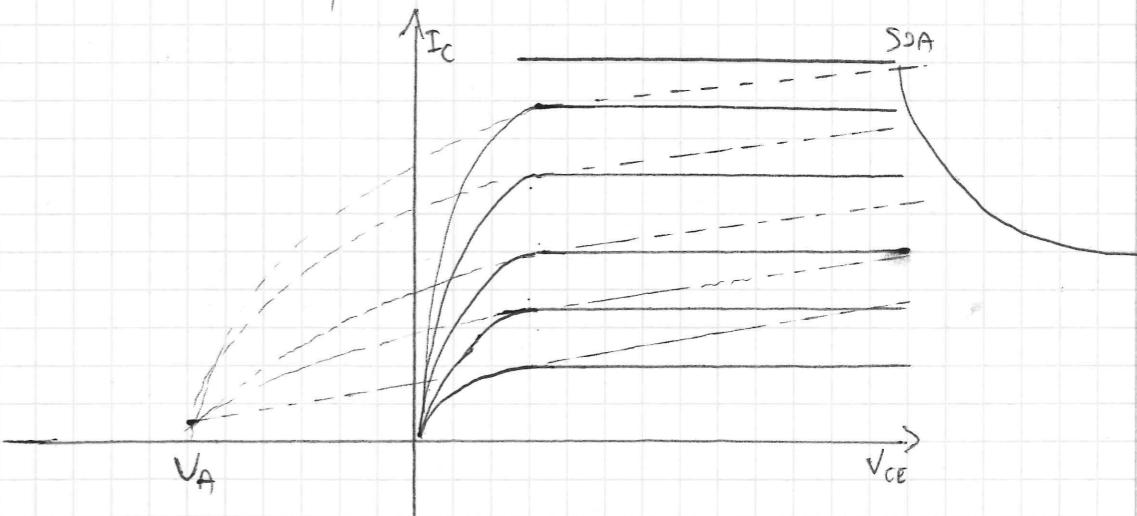
$$I_{B\text{ MAX}} = \frac{I_C}{\beta} ; \quad I_C \text{ è costante}$$

β varia

Dobbiamo avere, per limitare la $I_{B\text{ MAX}}$, un β_c il β minimo, de così a permettere di stabilire, mediante la precedente relazione, la massima corrente di base.

Vedremo altri metodi circolanti, quali l'uso di BJT come "simul-generatori di corrente": poiché un transistore in una rete ha la funzione di "bloccare" la corrente, di "imporla", esso potrebbe, in alcuni circuiti, essere anche alimentato da un generatore di corrente.

Studiamo l'andamento della caratteristica statica di un BJT: aggiungiamo alcuni elementi, finora non introdotti.



Come sopra, le caratteristiche unie sono quelle che otteniamo dal modello di Ebers-Moll, che però non è completo; la zona in cui $I_B = 0$, ossia l'asse delle ascisse, è la zona in cui

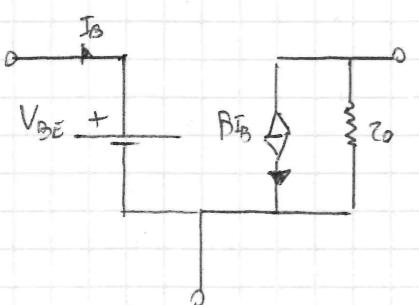
il transistor è interdetto, off. La zona in cui le caratteristiche crescono è la zona di saturazione; il modello di Ebers-Moll non prende alcuna cosa: innanzitutto l'effetto Early, ovia il fatto che, in zona lineare, le caratteristiche abbiano una pendenza non nulla; queste caratteristiche convergono purendole, ad una tensione V_A , detta "tensione di Early", che può essere così utilizzata:

$$I_C = I_B \cdot \beta \cdot \left(1 + \frac{V_{CE}}{V_A} \right) = I_B \cdot \frac{V_{BE}}{R_B} \left(1 + \frac{V_{CE}}{V_A} \right)$$

Questo modello, complesso, è più completo del precedente: esso in sé contiene l'effetto Early e quindi considera il fatto che le regioni di saturazione subiscono una riduzione, all'aumentare della tensione.

~~Solo~~
Altra cosa da considerare è il SOA (Safe Operating Area): al di sopra di una certa corrente e di una certa tensione, il transistor si rompe e non funziona più. Anche questo non è incluso in Ebers-Moll (e neanche nell'ultima equazione).

L'ultima equazione permette di introdurre una correzione nel nostro modello circuitale:

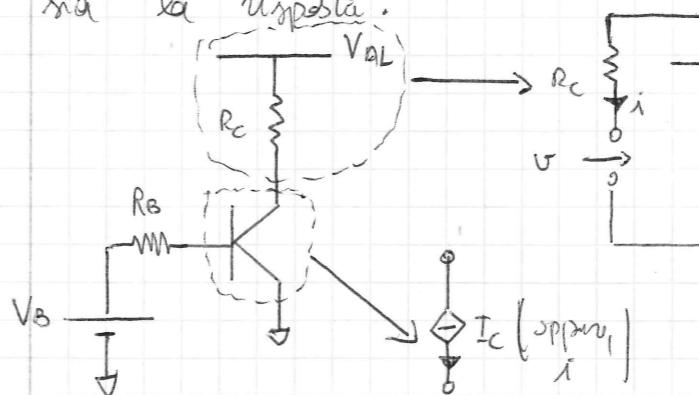


$$Z_O = \frac{V_A(V_{CE})}{I_C}$$

Potremmo ora porsi una domanda: un transistor bipolare, può funzionare in qualsiasi punto del piano? Prendendo cioè la

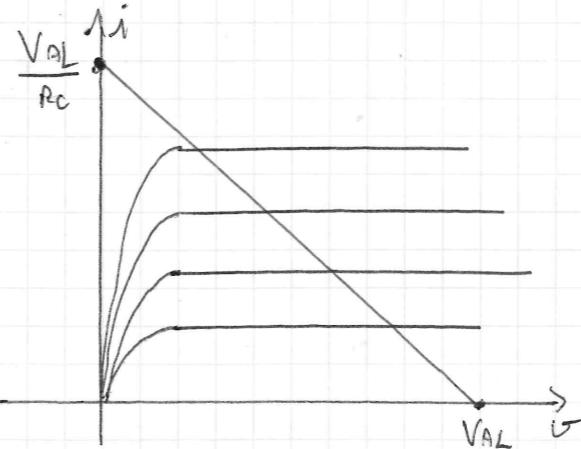
caratteristica appena analizzata, siamo in grado di studiare il BJT, o meglio forse lavorare, in un punto qualiasi?

Prendiamo un circuito di esempio, e cerchiamo di capire quale sia la risposta:



Il transistor si può modellare come un generatore pilotato di corrente, il collettore come una rete (in questo caso come un equivalente Thévenin).

La tensione sulla rete equivalente sarà $v = V_{AL} - R_C \cdot i$, dove i è una corrente di scarico nel circuito. Nella fabbrica, è la corrente impostata dal generatore pilotato, ovia del BJT. La rete elettrica è una normale rete lineare, il BJT ben lo conosciamo. Le caratteristiche avranno questo andamento:



Si può dire che il transistor impone una corrente nella rete, la rete impone una tensione. Punti interessanti per disegnare la retta sono $v = VAL$, ossia in cui la corrente è 0, e $v = 0$, ossia in cui la corrente è l'intera $\frac{V_{AL}}{R_C}$. Al crescere

La retta è la caratteristica della rete, le altre del BJT. Queste sono le funzioni $i(v)$, o meglio, le funzioni della corrente al variare della tensione.

della corrente, la retta sonda, perciò aumenta la caduta di tensione sul resistore R_C .

Sullo studio di questa caratteristica si basa la progettazione di amplificatori; ve ne sono di diversi tipi, di diverse classi, a seconda del punto di riposo che si sceglie di usare. Nella fisiologia per punto di riposo si intende la coppia "corrente-tensione" (sulla retta, obbligatoriamente, poiché non è possibile lavorare in un punto esterno ad essa, dal momento che la tensione è sempre imposta dal generatore), in cui si trova il sistema quando non si applicano segnali (ma quando è polarizzato solo da tensioni di alimentazione, per accendere il BJT).

- Gli amplificatori di classe **B** hanno $I_{CQ}(V_{CO}) \approx 0$, ovvero il punto di lavoro posizionato circa con la corrente 0, e quindi il transistor quasi spento. Questi hanno un grande vantaggio ed un grande svantaggio: il vantaggio è che, poiché $I \approx 0$, capita che il sistema non consumi, e quindi si ha un risparmio energetico a riposo. Il svantaggio è che, se il segnale è a valore medio nullo, ma ha una parte positiva ed una negativa, il punto di lavoro può facilmente "alzarsi", ma non "abbassarsi", poiché $I=0$.

Si può avere amplificazione della parte positiva del segnale, ma non della parte negativa.

- Gli amplificatori di classe **A** hanno il punto di lavoro a riposo, I_{CQ} , posizionato a "metà del segmento della caratteristica": un segnale a valore medio nullo, può tranquillamente far variare

I_{CQ} sia in positivo che in negativo, e così si può prevenire il fatto che il segnale lascia "sbattere" il punto contro lo zero. Il problema di questo tipo di notevoli è che, poiché $I_{CQ} > 0$, dissipano potenza anche a riposo.

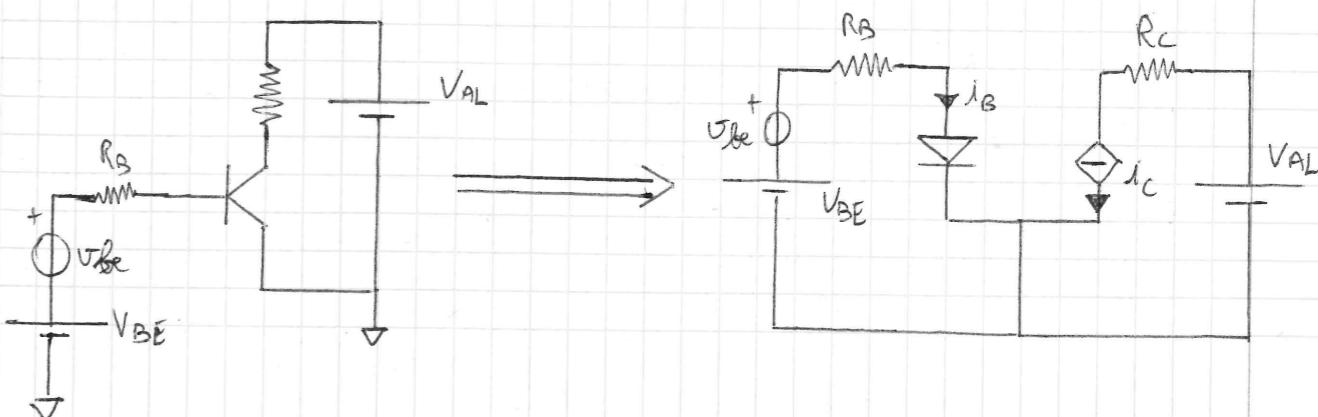
- Una variante dell'amplificatore classe B è il classe C, ovvero un circuito classe B polarizzato mediante un circuito resonatore.
- Altra variante del classe B è l'amplificatore push-pull: al posto di un BJT, se ne usano 2: un pnp, che si occupa della parte positiva del segnale a valore medio nullo, ed un npn che si occupa della parte negativa.

Modelli di piccolo segnale

Allora siamo finiti parlando delle di polarizzazione di un BJT, ora si come alimentare un transistor bipolar mediante circuiti di diverso tipo. Abbiamo ottenuto una possibile applicazione, ovvero quella di amplificare segnali, ma tensioni (tipicamente) variabili e molto più piccole (almeno, normalmente) rispetto alla tensione di alimentazione V_{AL} .

Sappiamo dunque polarizzare, ma come, e dove, possiamo applicare il nostro segnale, nel circuito?

Prendiamo un esempio di circuito, ed il corrispondente interpretato con l'equivalente semplicificato al modello a π :



Al termine della trattazione vedremo che un modello simile non è troppo sensato, ma per ora, essendo molto completo, usiamolo. Definiamo i vari termini per chiarificare la convenzione:

V_{BE} : tensione continua di alimentazione da base a emettitore;

v_{BE} : segnale da studiare e con cui lavorare; variabile, e (di solito) trascurabile rispetto a V_{BE}

$V_{BE} + v_{BE}$: è la somma del ^{la tensione} continuo di alimentazione, e del piccolo segnale. Di fatto, si tratta del segnale V_{BE} che subisce variazioni infinitesime, v_{BE} (come vedremo meglio tra breve)

i_B : corrente di base, provocata via da V_{BE} che da v_{BE} : è variabile perché vi è anche il contributo del segnale v_{BE}

I_B : componente continua di i_B

i_C : corrente di collettore, comprensiva di segnale e continua

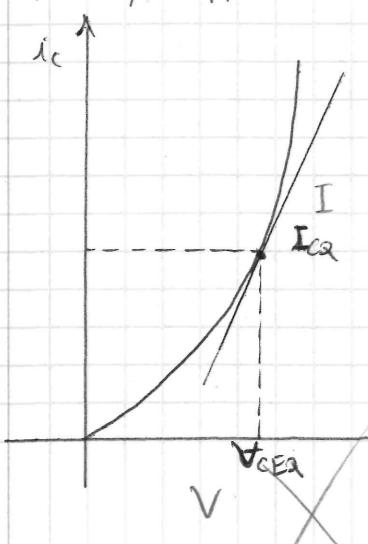
I_c : componente continua di i_C

Il circuito finora presentato è un buon modello del circuito da studiare, ma è anche molto difficile da utilizzare.

Vogliamo ora studiare la caratteristica i_C , in un suo particolare punto; supponiamo che $i_C(V_{BE})$ ha un andamento esponenziale! Infatti

$$i_C = \beta i_B = \beta I_B e^{\frac{V_{BE}}{V_T}} = I_S e^{\frac{V_{BE}}{V_T}}$$

Se il segnale in questione è abbastanza piccolo, possiamo linearizzare la caratteristica nell'intorno del punto di riposo, e quindi considerare le variazioni del segnale sulla retta osculatrice del segnale nel punto di lavoro.



La tensione di variazione nelle arcate è $\Delta V_{CE} = V_{BE} - V_{BE}$, ma nelle espressioni di cui disponiamo, abbiamo una variazione esponenziale di V_{BE} (come si può vedere dal corso di dipartimento).

Vediamo di capire cosa stiamo facendo: abbiamo la nostra caratteristica i_C :

$$\frac{V_{BE}}{V_T}$$

$$i_C = I_S e$$

E ci troviamo in un certo punto di riposo, quell'che prima abbiamo calcolato parlando della sola polarizzazione (V_{CE0} ; I_{C0}): il punto di funzionamento che il sistema raggiunge, dopo essere stato alimentato. All'alimentazione, aggiungiamo un segnale, che il sistema dovrà utilizzare per qualche motivo (che non ci interessa) e che farà semplicemente spostare lo stato del punto di riposo (V_{CE0} ; I_{C0}). Se questo segnale è un "piccolo segnale", è possibile linearizzare il sistema nel punto di riposo (V_{CE0} ; I_{C0}), e considerare le variazioni sulla retta che approssima nel punto di riposo l'andamento della caratteristica $i_C(V_{BE})$.

Per linearizzarla, si usa, comune mente, uno sviluppo in serie di Taylor truncato, della nostra funzione esponenziale. Vediamo che:

$$i_C = I_S e^{\frac{V_{BE} + v_{BE}}{V_T}} = I_S e^{\frac{V_{BE}}{V_T}} e^{\frac{v_{BE}}{V_T}} = \underbrace{I_{C0}}_{I_{C2}} e^{\frac{v_{BE}}{V_T}}$$

Sviluppando in serie di Taylor questa funzione, considerando v_{BE} variabile:

$$i_C \approx I_{C0} \cdot \left(1 + \frac{V_{BE}}{V_T} + \frac{1}{2} \left(\frac{V_{BE}}{V_T} \right)^2 + \frac{1}{3!} \left(\frac{V_{BE}}{V_T} \right)^3 + \dots + \frac{1}{m!} \left(\frac{V_{BE}}{V_T} \right)^m \right)$$

Cosa significa, dal punto di vista puramente analitico, che un segnale è un piccolo segnale? Un segnale è "piccolo" quando la linearizzazione è un'approssimazione ragionevole, e cioè quando la seconda armonica, il termine quadratico, è realmente trascurabile rispetto al primo; in matematica:

$$\frac{L}{2} \left(\frac{V_{BE}}{V_T} \right)^2 \approx \frac{V_{BE}}{V_T} \Rightarrow V_{BE} \approx 2V_T$$

Se $V_{BE} \approx 2V_T$, l'approssimazione è più che ragionevole.

Linearizzare significa essere in grado di volutare "di quanto sbagliamo", e trascurare un termine, dopo aver capito che esso è ininfluente al fine del nostro studio.

Accertato che il nostro è un piccolo segnale, e quindi dopo aver buttato via le armoniche superiori alla seconda, vediamo che

$$i_C \approx I_{CQ} \left(1 + \frac{V_{BE}}{V_T} \right) \Rightarrow i_C \approx I_{CQ} + \frac{I_{CQ}}{V_T} V_{BE}$$

Data V_{BE} variabile indipendente, abbiamo ridotto i_C ad una retta di pendenza $\frac{I_{CQ}}{V_T}$ e traslata verso l'alto di un termine I_{CQ} .

Si è scelti a questo punto definire un parametro molto importante:

la conduttanza differenziale, g_m :

$$g_m = \frac{\delta i_C}{\delta V_{BE}} = \frac{I_{CQ}}{V_T}$$

Da qui:

$$i_C \approx I_{CQ} + g_m V_{BE}$$

A questo punto, cosa si fa, in un modello di piccolo segnale?

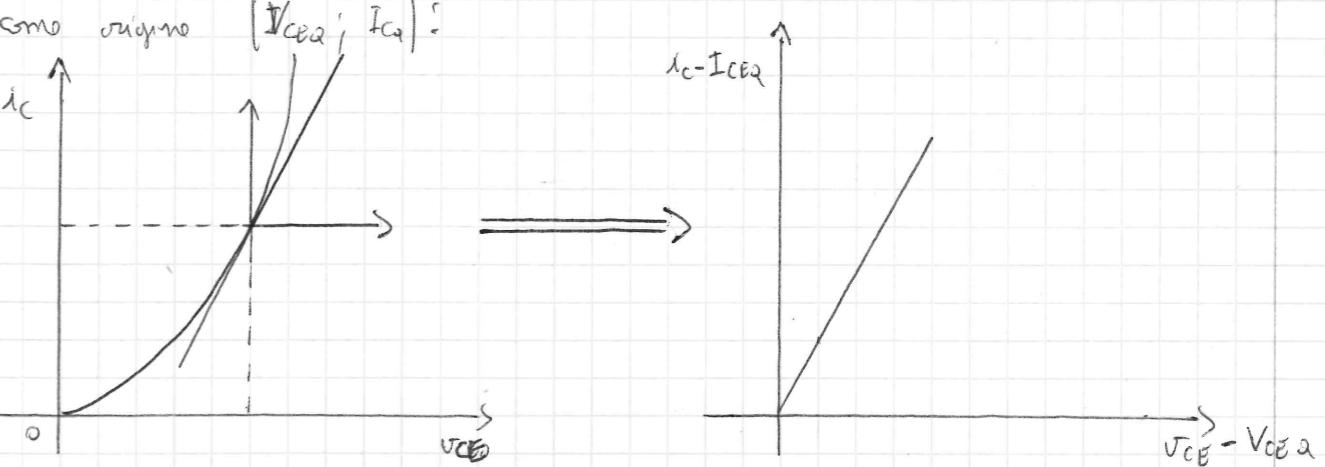
Abbiamo i_C formata da una componente continua ed una variabile;

nel piccolo segnale, si eliminano tutte le componenti in continua, e si considerano solo i segnali variabili.

Nell'approccio che effettuiamo nello studio dei circuiti elettronici consideriamo separatamente la polarizzazione e lo studio del segnale: per prima cosa cerchiamo il punto di riposo del transistor, non studiando i segnali nel nostro modello di polarizzazione, poi, studiando i segnali, consideriamo il nostro circuito come "grà alimentato", poiché gli abbiamo già "dato da mangiare" studiando la polarizzazione.

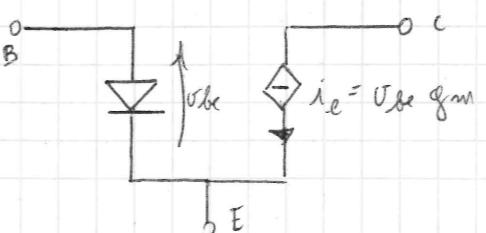
Per non considerare l'alimentazione, dovremo semplicemente fare una traslazione degli assi nel nostro bias point (punto di lavoro, punto di riposo), la nostra coppia tensione-corrente ($V_{CEQ}; I_{CQ}$), considerando

come origine $(V_{CEQ}; I_{CQ})$:



Il generatore pilotato è del nostro modello di piccoli segnali, dunque, imporrà una corrente da collettore verso emettitore pari a $i_e = g_m V_{BE}$.

Abbiamo così trattato metà dei nostri problemi: abbiamo fornito



un'espressione linearizzata del generatore i.e. nel modello di piccoli segnali,

Si noti la seguente osservazione: nel modello di piccolo segnale, g_m rappresenta, di fatto, il guadagno del transistore sul segnale, con pilota v_{be} . Non abbiamo considerato, in quest'espressione, la presenza di un β . Abbiamo inoltre ancora un elemento fondamentale non lineare nel circuito: il diodo tra base B ed emettore E , il cui segnale di tensione fa da pilota a i_c .

Consideriamo dunque il già visto modello di piccolo segnale del diodo; sappiamo che la corrente i_B si può esprimere in funzione di i_C come:

$$i_B = \frac{i_C}{\beta}$$

Vogliendo linearizzare il diodo in un intorno del punto di lavoro, analogamente a prima, troviamo qualcosa di molto simile:

$$\frac{\delta i_B}{\delta v_{BE}} = \frac{\delta}{\delta v_{BE}} \left(\frac{1}{\beta} i_C \right) = \frac{1}{\beta} \frac{\delta i_C}{\delta v_{BE}} = \frac{g_m}{\beta}$$

Da perdita della retta oscilatrice della caratteristica del diodo, nel punto di riposo, è pari alla conduttanza differenziale, normalizzata di un fattore β .

Solo ora β è entrato in gioco: questo perché il nostro scopo, studiando circuiti di BJT, è spesso quello di studiare amplificazione di segnali, e dunque di concentrarsi su i_C . Per questo, garantire la stabilità del punto di lavoro I_{CQ} è fondamentale al fine di poter garantire la validità della linearizzazione: il nostro circuito deve essere in grado di stabilizzare I_{CQ} indipendentemente (o quasi) da β , che darà invece influenza sulla corrente di base, al fine di

garantire I_{CQ} stabile.

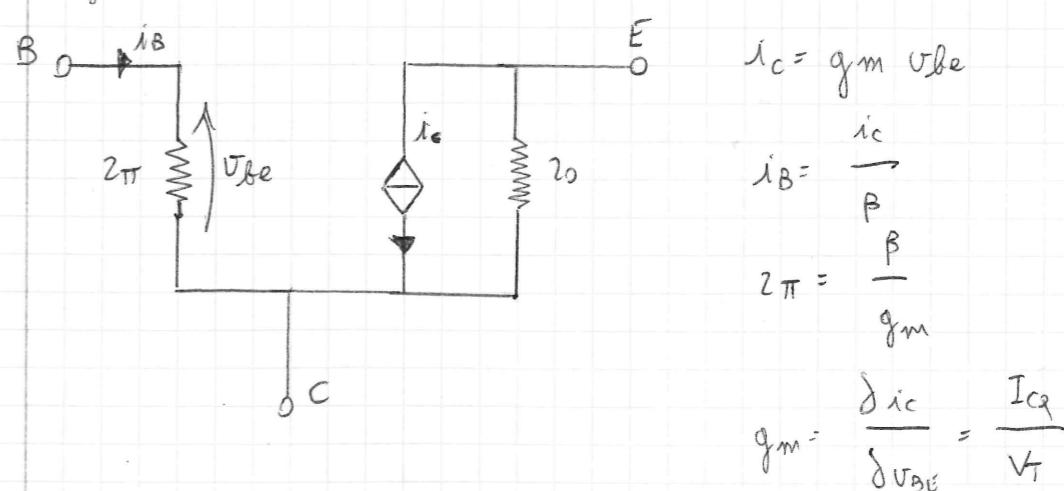
Sappiamo che il modello di piccolo segnale di un diodo è una resistenza, quella inversa di β , per polarizzazioni elevate, meno soliti trascurare. Definiamo dunque l'ultimo termine del nostro modello di piccolo segnale:

$$2\pi = \frac{1}{g_m} = \frac{\beta}{\beta} = \frac{\beta V_T}{I_C}$$

Ora capiamo perché abbiamo bisogno di informazioni su di un β minimo, ai fini di progettare un buon sistema: se β è troppo piccolo, 2π diventa infinitesima, e così la caduta di tensione v_{be} si moltiplica. Il pilota del nostro generatore pilota i_C si annulla e così non ci ha corrente.

Per questo, bisogna avere informazioni sul β minimo: avere garanzie sulla 2π , al fine di garantire un guadagno in corrente.

Il nostro modello, così ottenuto, di piccolo segnale, sarà il seguente:



Azione

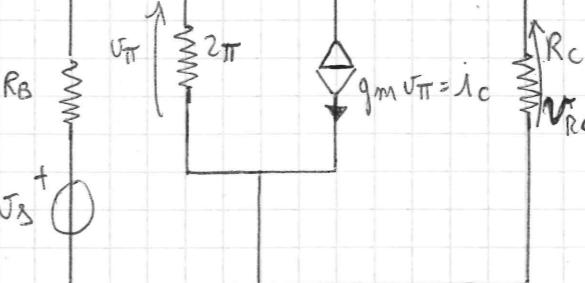
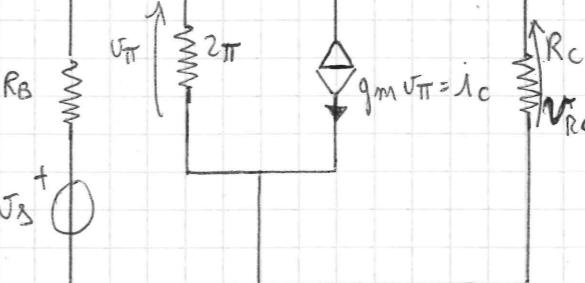
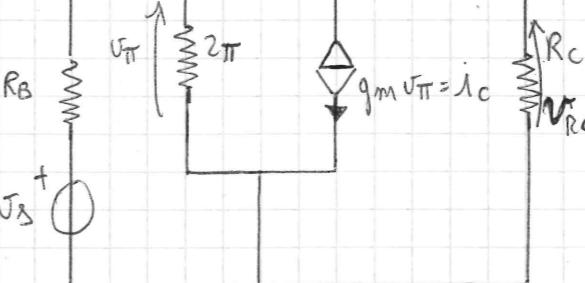
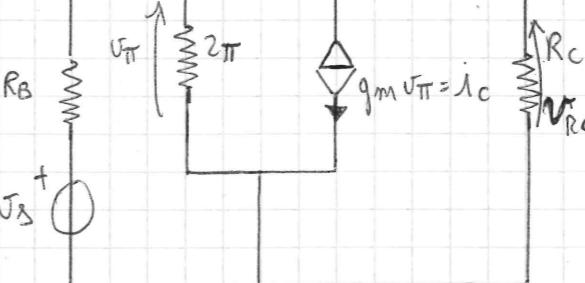
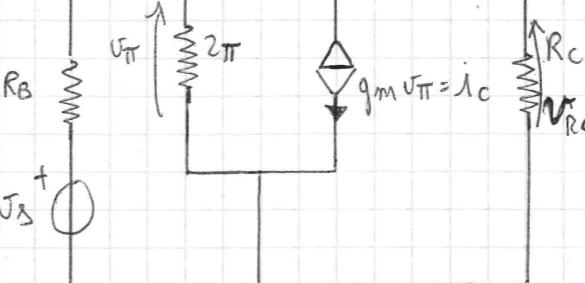
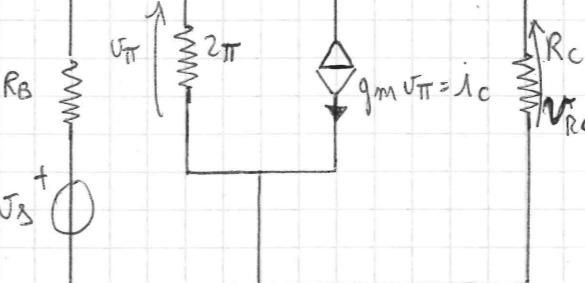
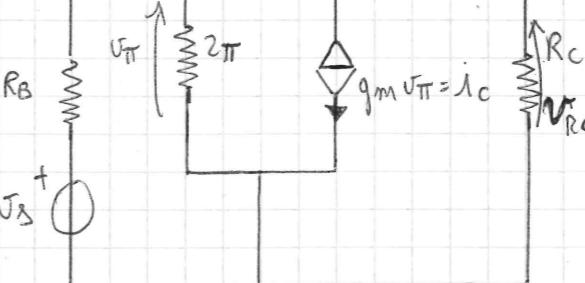
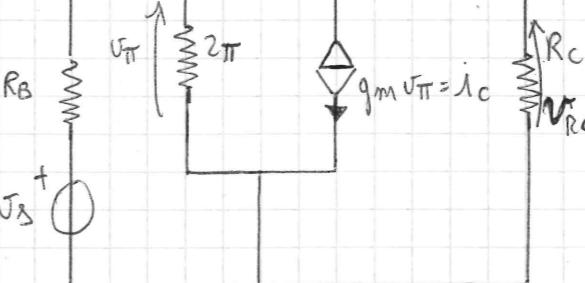
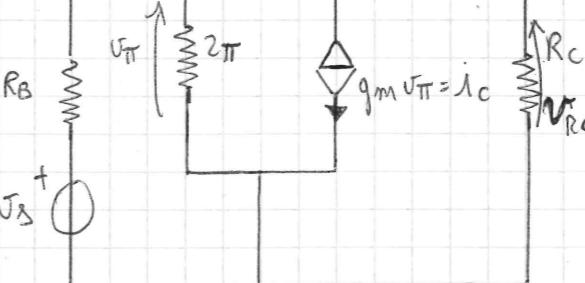
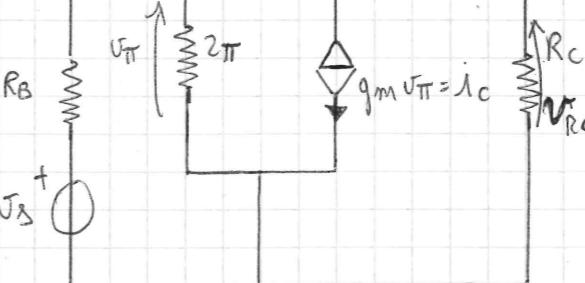
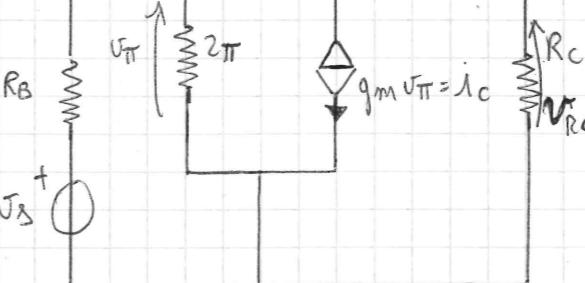
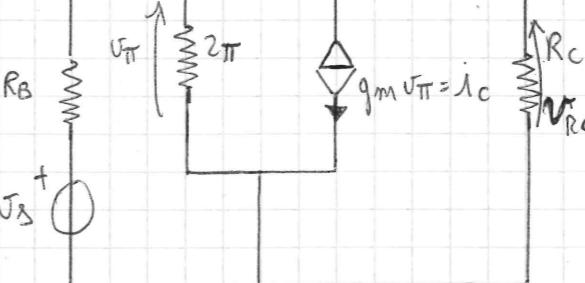
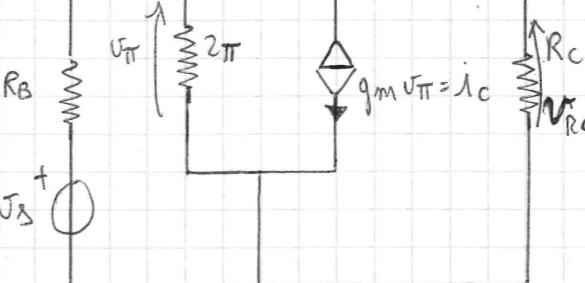
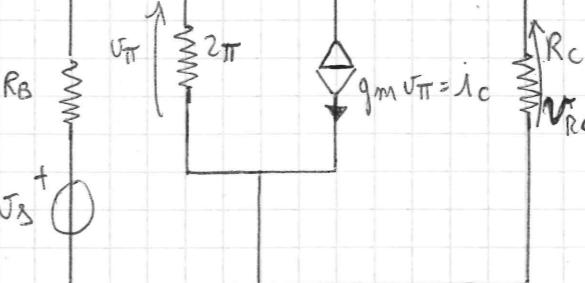
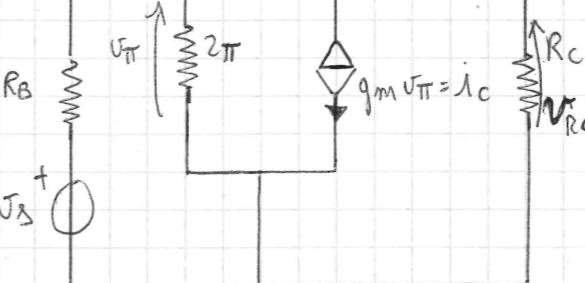
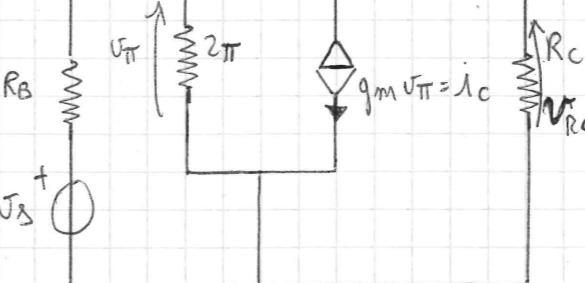
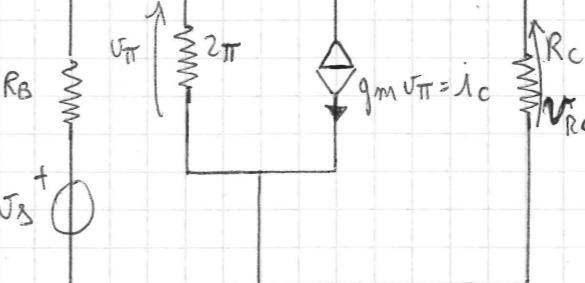
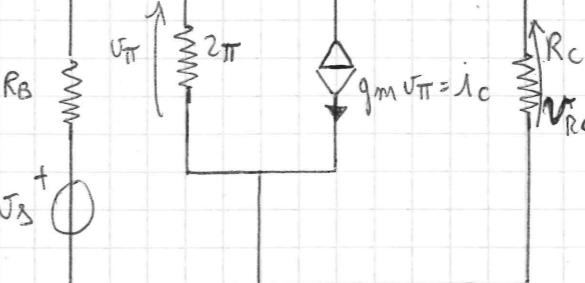
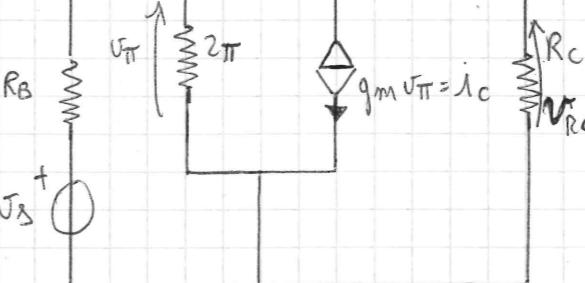
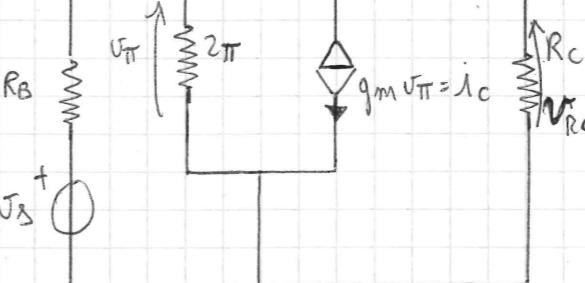
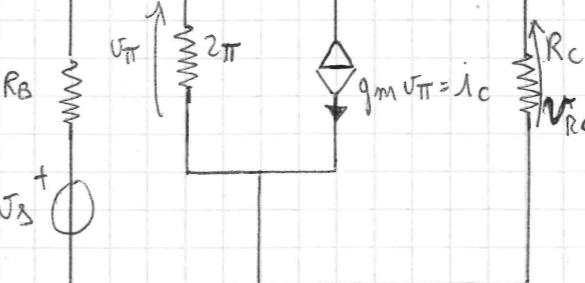
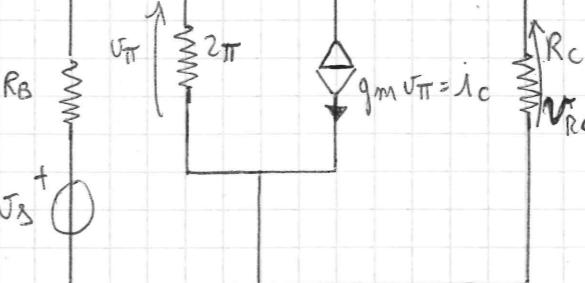
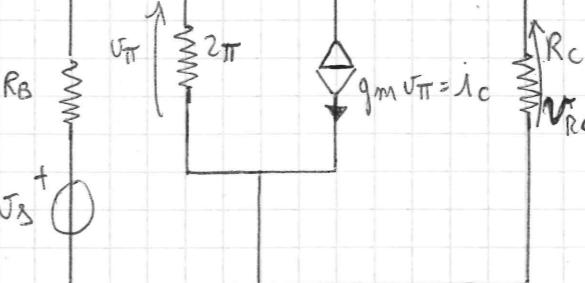
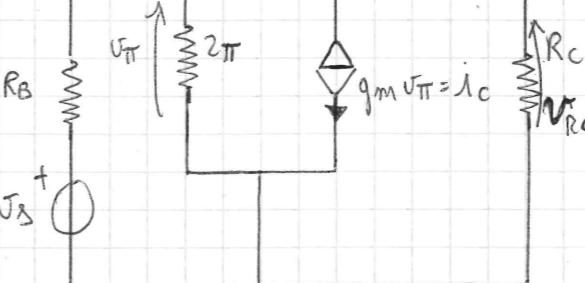
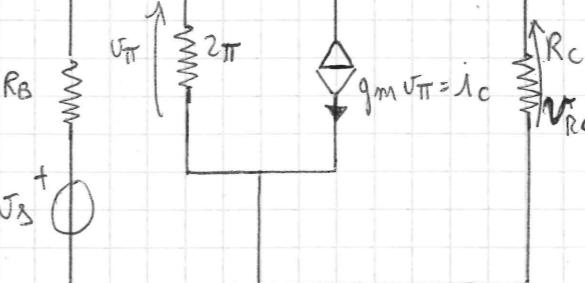
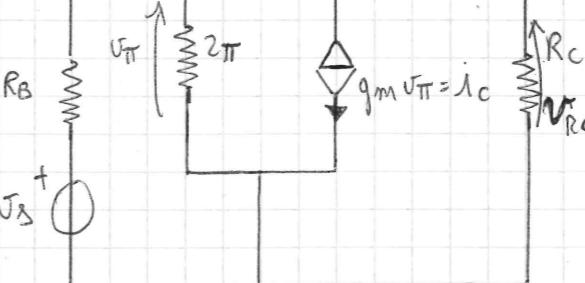
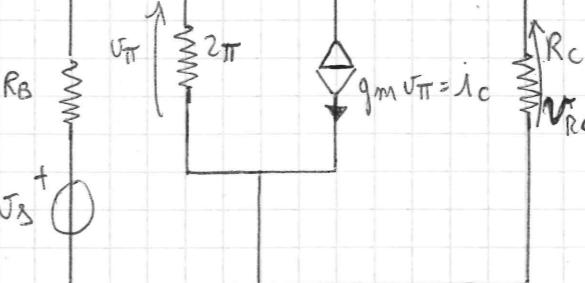
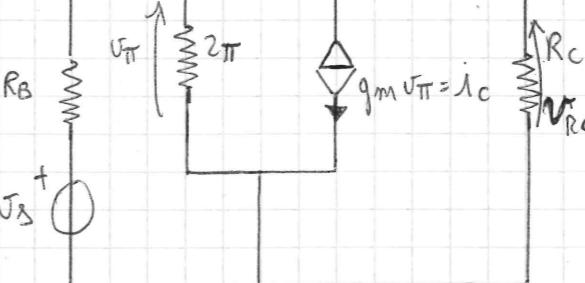
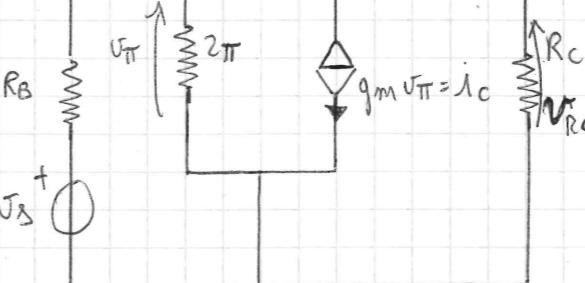
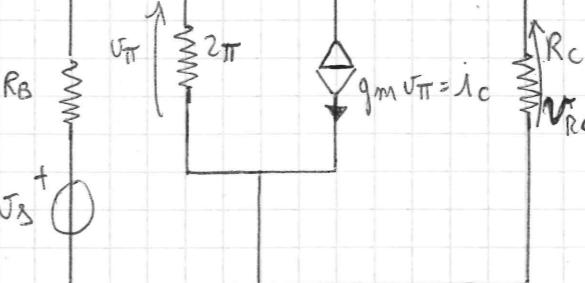
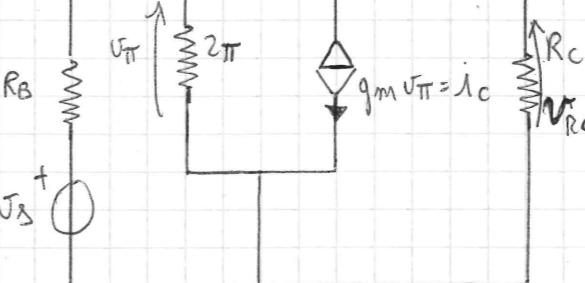
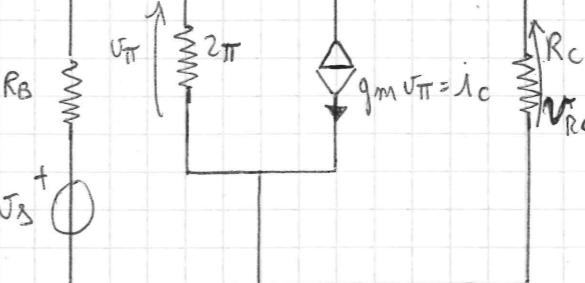
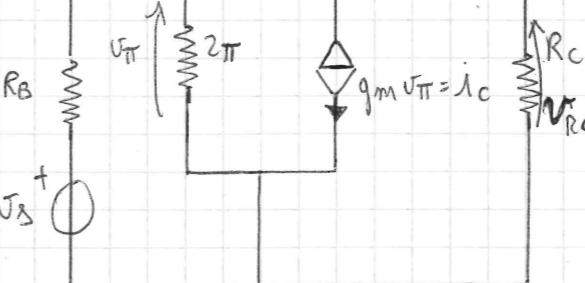
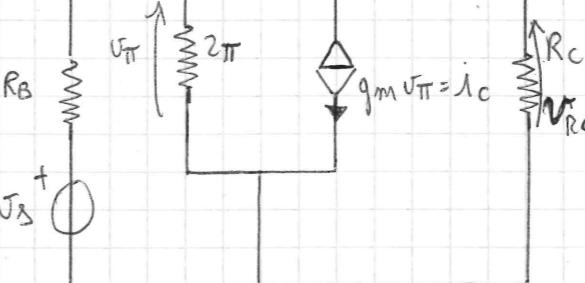
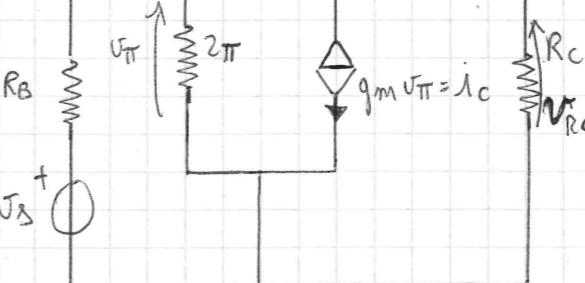
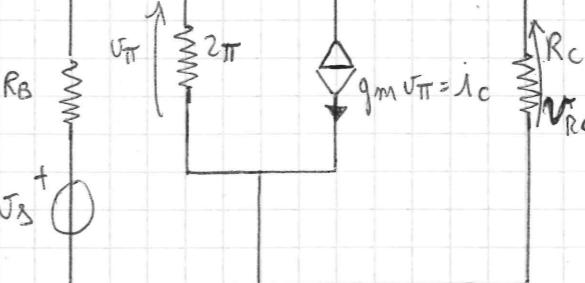
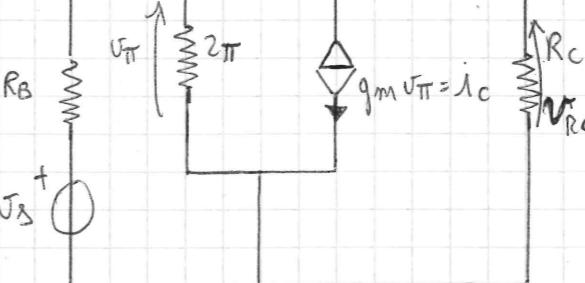
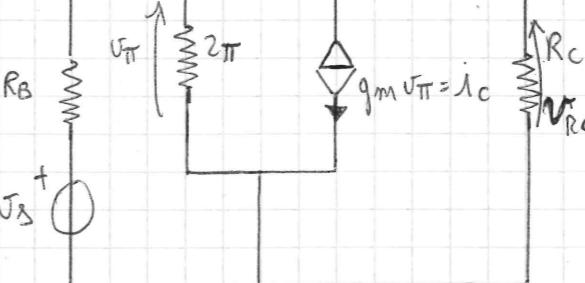
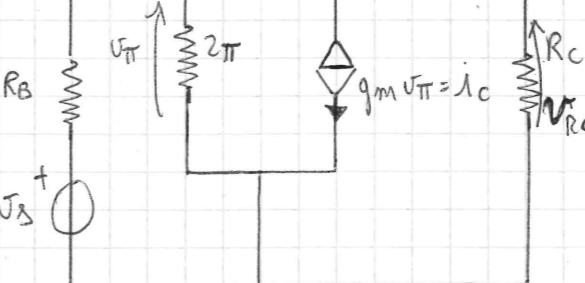
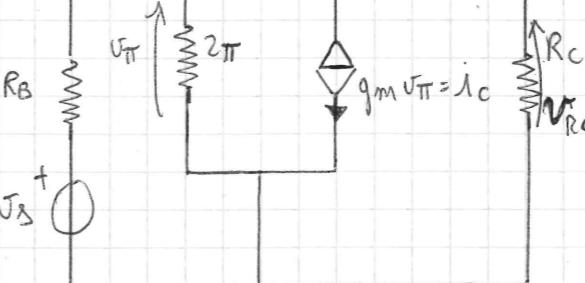
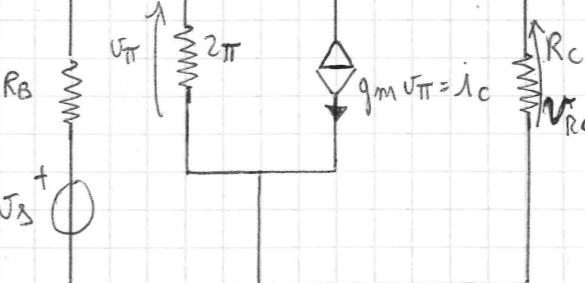
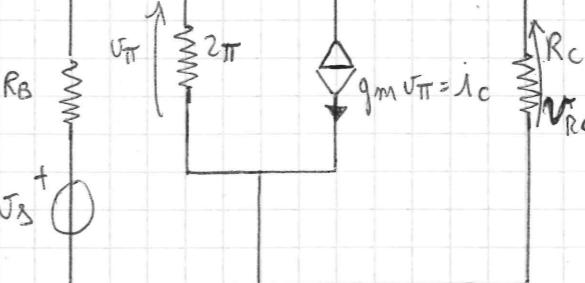
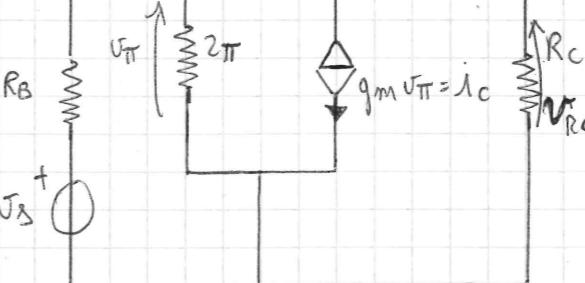
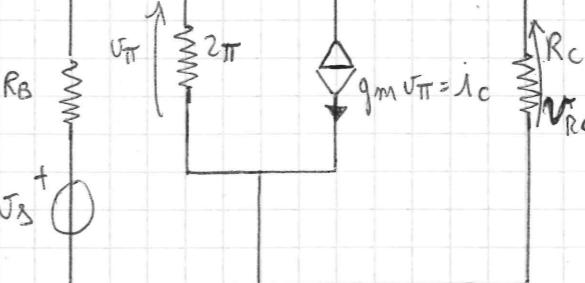
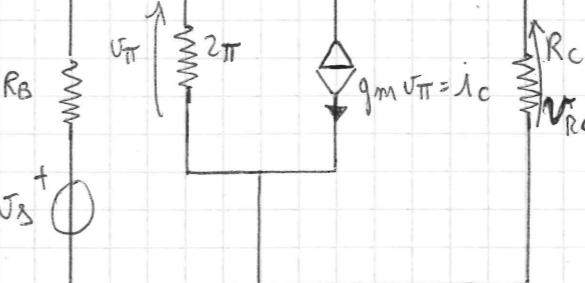
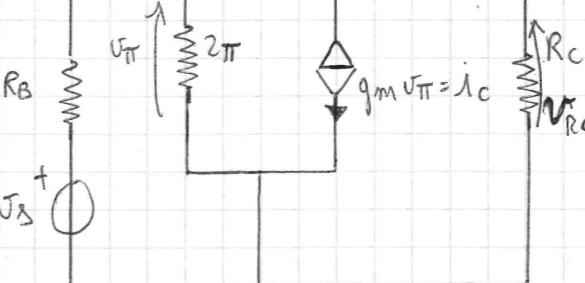
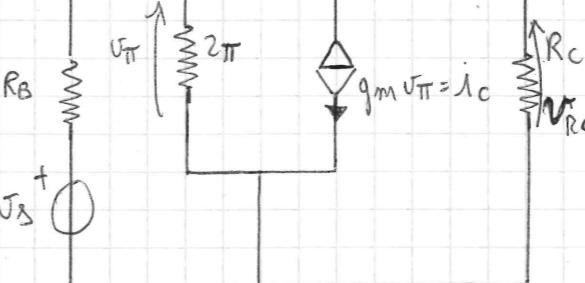
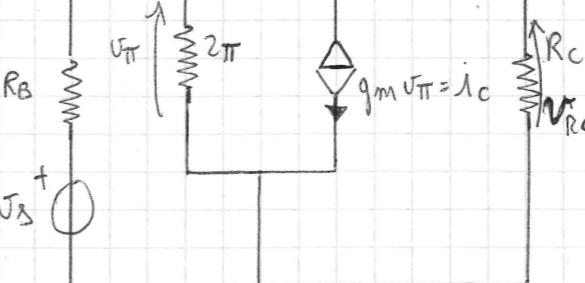
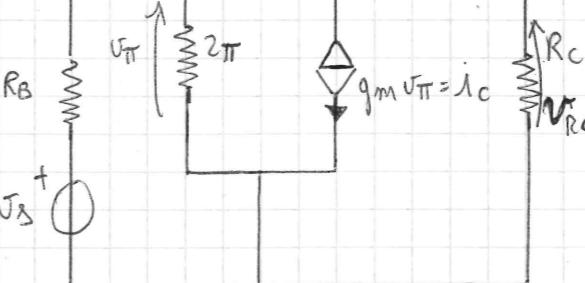
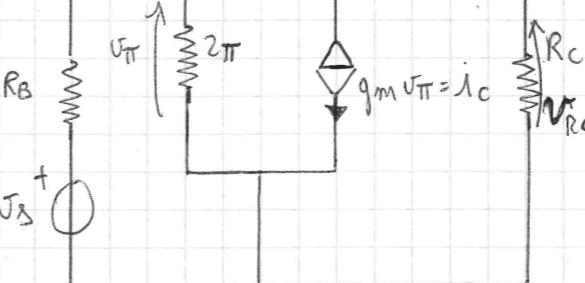
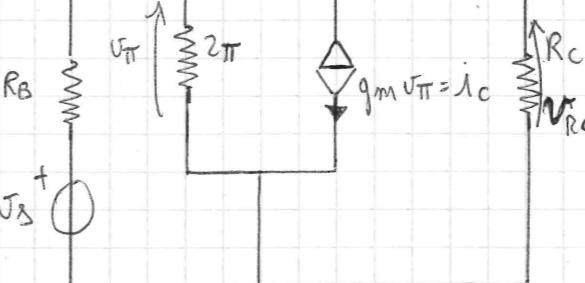
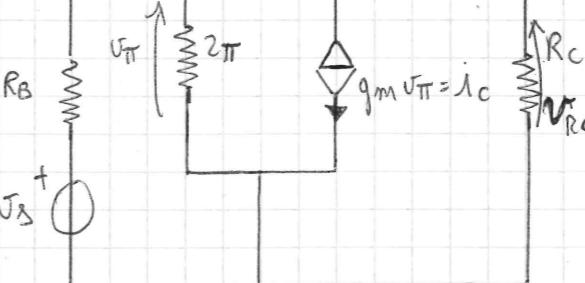
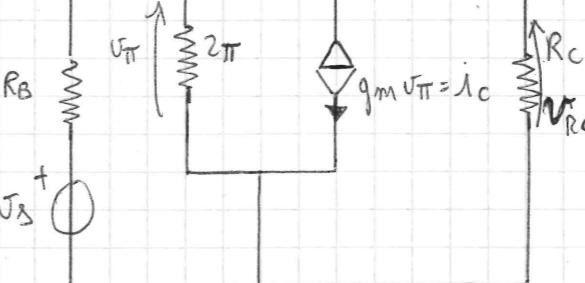
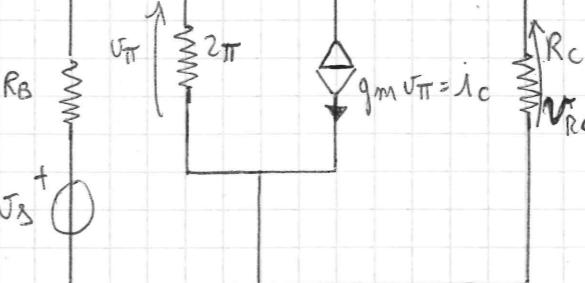
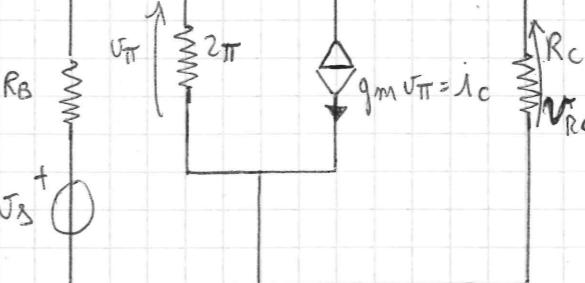
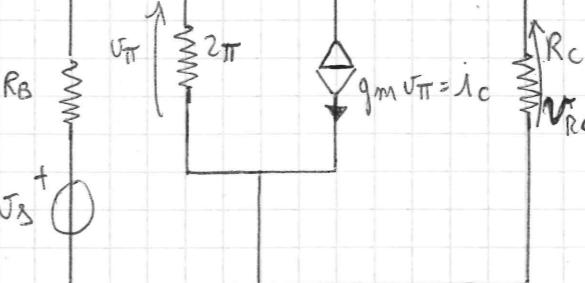
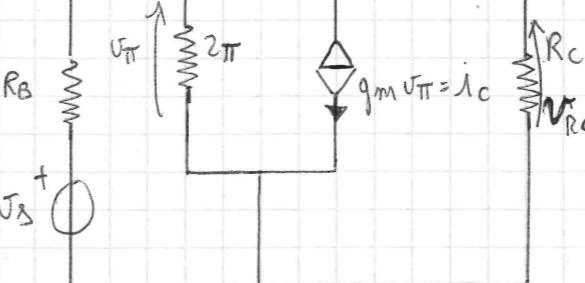
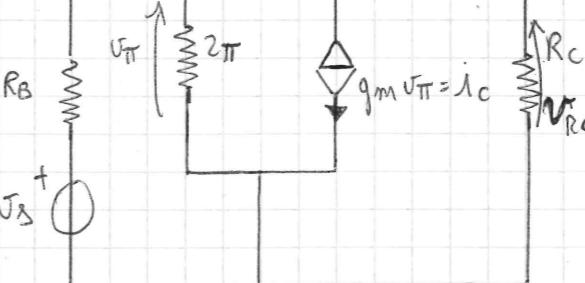
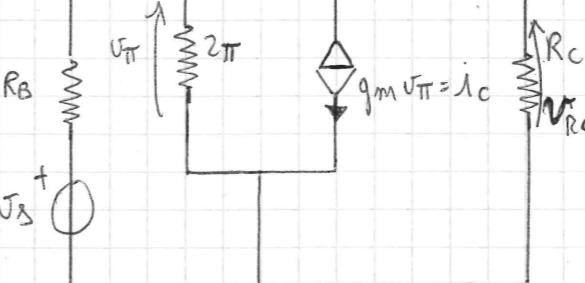
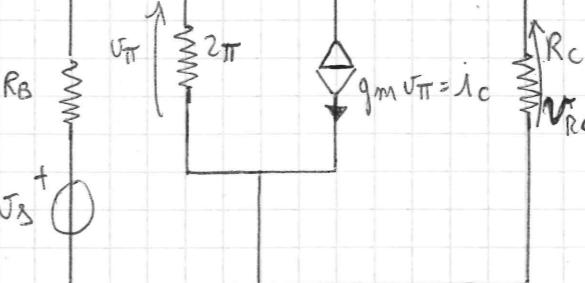
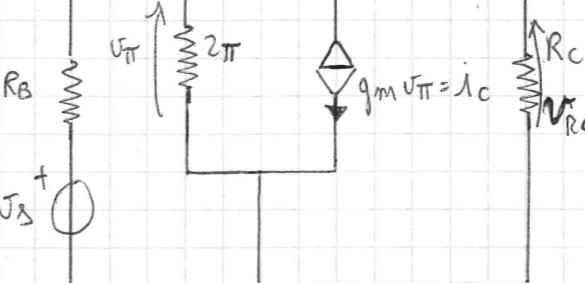
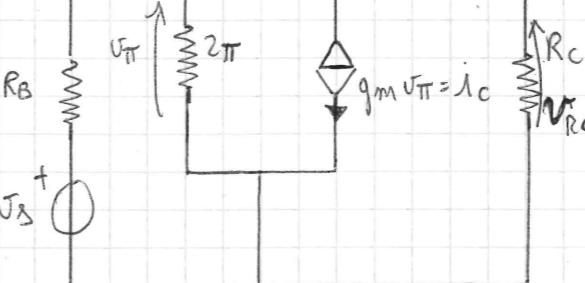
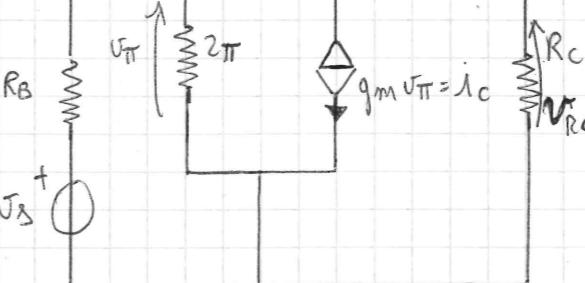
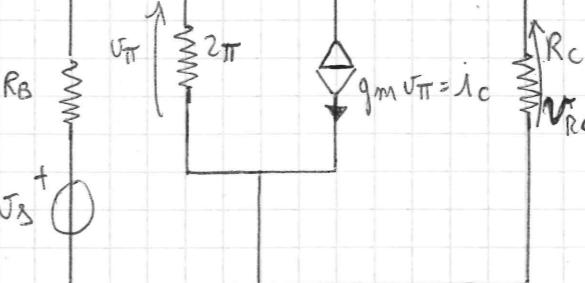
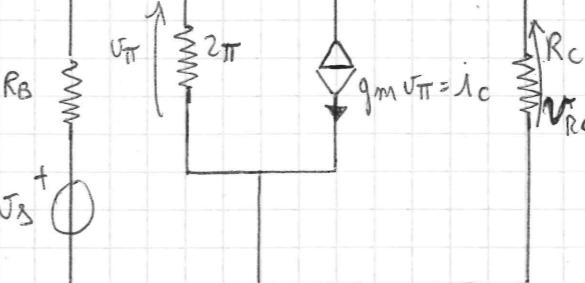
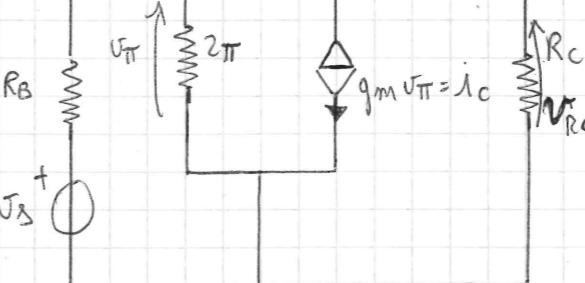
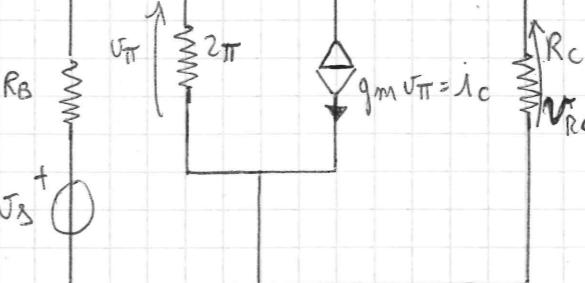
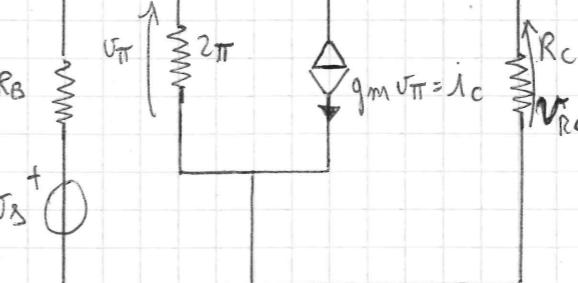
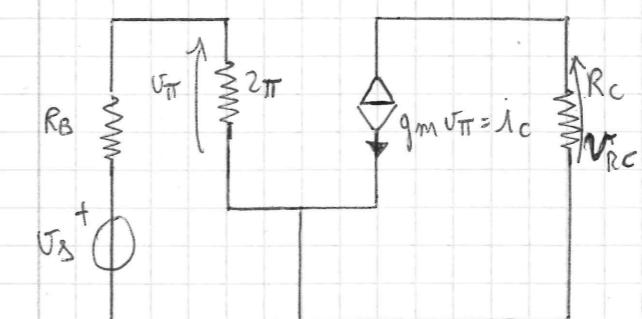
Vediamo che noto sul nostro modello:

- 1) g_m , la conduttanza differenziale, è una transconduttanza (\rightarrow mutua conduttanza): ciò sta a significare il fatto che g_m è un parametro che non interessa direttamente quella maglia, e che è per l'appunto un parametro "mutuo"; "separato".
- 2) z_0 non era stata nominata, per questo semplice motivo: essa deriva dall'effetto Early, e dunque non è prevista da Ebers-Moll, nostro punto di partenza. Spero inoltre, in circuiti con BJT, è trascurabile, dunque si poterà anche omettere, per ora.
- 3) Inserire la batterie in un modello di piccolo segnale è assolutamente sbagliato: le batterie servono solo per alimentare il circuito, non non devono in alcun modo influire sullo studio del segnale. Il modello da abbiamo costruito si basa sul sapere che il circuito è alimentato, e non considerare l'effetto degli alimentatori sul circuito, bensì solo dei segnali.

Piuttosto, gli step per lo studio di un modello di piccolo segnale, sono:

- 1) Valutare il punto di funzionamento (Bias Point) del circuito
- 2) Dopo aver verificato che è un'approximazione rettificata, "butto via" i termini di armonica superiori al secondo, e ricavare i parametri di piccolo segnale
- 3) Rimuovere gli armi nel punto di lavoro, eliminando così, circuitalmente, i generatori di alimentazione in continua.

Esempio pratico/teorico: dato il seguente circuito: applicandovi subito il modello di piccolo segnale, supponendo di aver verificato che il transistor è in regime lineare, ossia attiva diretta. Per poter applicare il modello circolare di piccolo segnale, dunque, costruiamo il circuito a π , eliminando le tensioni continue (pratiche utili solo ai fini della polarizzazione del BJT):



Tornando ai nostri conti, si noti che:

$$i_C = g_m \cdot \frac{2\pi}{R_B z_0} v_S \quad \text{Ma } g_m \ll \beta$$

$$\Rightarrow V_{RC} = -R_C i_C = -R_C g_m \frac{2\pi}{2\pi + R_B} v_S$$

Questo è il primo calcolo di amplificazione fatto da noi in un circuito a transistor: se studiamo il rapporto tra la tensione di uscita $v_o = V_{RC}$, ed il segnale di ingresso v_S , vediamo che:

$$\frac{v_o}{v_S} \approx -1 : \text{l'amplificatore è invertente.}$$

Faremo un'osservazione interessante: supponiamo di avere

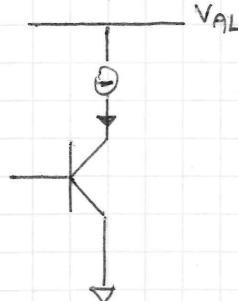
$$R_B \gg z_0$$

$$i_C = g_m \cdot \frac{2\pi}{R_B z_0} v_S \approx g_m v_S$$

$$\frac{v_o}{v_S} \approx -R_C g_m = \frac{I_C \cdot R_C}{V_T} = \frac{V_{RC}}{V_T} = \text{GUADAGNO DEL CIRCUITO.}$$

Se $R_B \rightarrow \infty$, il guadagno del circuito è massimo.

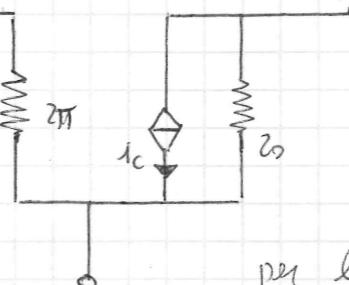
Complichiamoci la vita, e cerchiamo di ripandere alla seguente domanda: come si calcola il guadagno di corrente, e come si può aumentare in un circuito? Prendiamo il seguente circuito:



Questo sistema è ideale, ma è anche impossibile, poiché al collettore abbiamo un generatore ideale di corrente, elemento che impone quindi una resistenza infinita di collettore: $R_C \rightarrow \infty$

cosa capita, se aumentiamo molto la resistenza di collettore, R_C ? Supponiamo di far tendere R_C a ∞ ; nel transistore, e meglio nel nostro modello di piccolo segnale, appurò la z_0 , dovuta all'effetto Early:

$$z_0 = \frac{V_A + V_{CEQ}}{I_C}$$



$$\text{Ma } V_{CEQ} \ll V_A \Rightarrow z_0 \approx \frac{V_A}{I_C}$$

Dunque, se $R_C \rightarrow \infty$,

per le proprietà della somma armonica,
 $R_C \parallel z_0 \approx \infty \parallel z_0 = z_0$

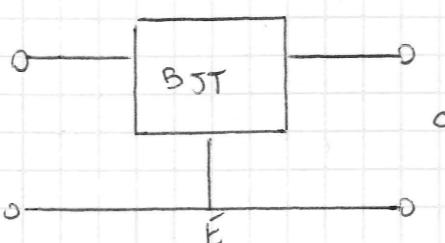
Il guadagno massimo del circuito così progettato, con l'ipotesi generatore ideale, sarà, questa volta,

$$\text{Guadagno massimo} = z_0 \cdot g_m$$

$$z_0 g_m \approx -\frac{I_C}{V_T} \cdot \frac{V_A}{I_C} = -\frac{V_A}{V_T} \quad \text{Dove } V_A \approx 10^2 \text{ V, } V_T \approx 25 \text{ mV,}$$

$\frac{100 \text{ V}}{2,525 \text{ V}} \approx 4000$: un guadagno, molto idealizzato, può essere fino a 4000 volte circa (naturamente è molto difficile, per non dire impossibile, ma niente pensare come limite teorico).

Rappresentazioni alternative per un circuito di polarizzazione
Supponiamo di disporre di un transistor polarizzato da un sistema, e di volerlo studiare: come possiamo rappresentare questa



scatola? Esistono diverse rappresentazioni matriciali, che propongono set di valori in grado di descrivere il circuito.

Il più comune dei sistemi è quello di utilizzare una matrice ibrida diretta H, ma si tratta solo di una tradizione.

Vengono introdotti nuovi parametri per la rappresentazione di un transistor: h_{FE} e h_{FO} .

Il parametro h_{FO} si definisce così:

$$h_{FO} = \frac{\partial I_C}{\partial I_B}$$

Il parmetro h_{FE} :

$$h_{FE} = \frac{I_C}{I_B} \approx \beta$$

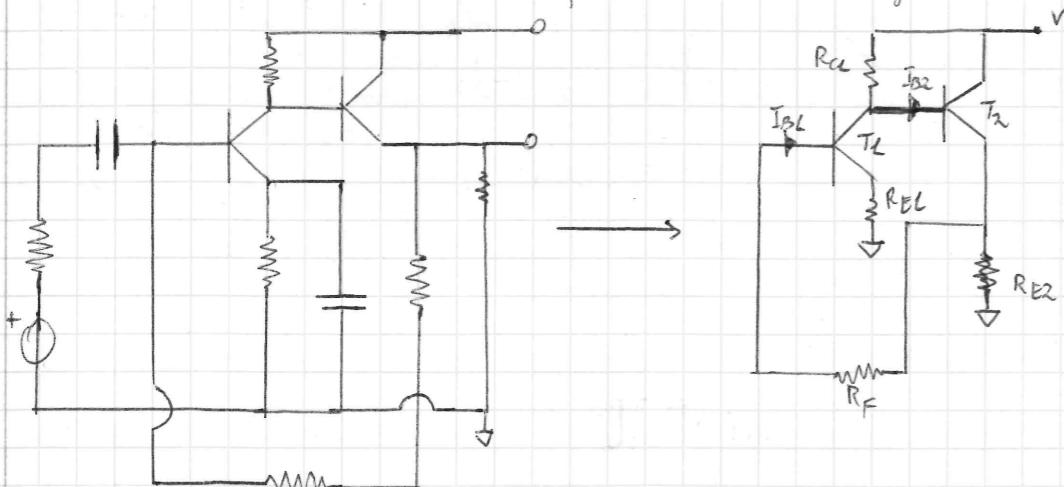
β in realtà, nei vecchi transistori, contiene una corrente, da per ora non è più. Per questo:

$$\beta \approx h_{FO}$$

Discussiamo in seguito le rappresentazioni matriciali, dato alcune premesse.

Esercitazione 2

Consideriamo lo studio della polarizzazione del segmento circuito:



Due maglie:

$$1) V_{AL} - V_{R_C1} - V_{B_E2} - V_{R_E2} = 0 \quad \text{Oppone al punto di 2:}$$

$$2) V_{AL} - V_{R_C1} - V_{B_E2} - V_{R_E2} = 0$$

Scrivendo le equazioni:

$$1) V_{AL} - R_C (\beta I_{B2} + I_{B1}) - V_{B_E2} - R_E2 ((\beta + 1) I_{B2} - I_{B1}) = 0$$

$$2) R_E2 [(\beta + 1) I_{B2} - I_{B1}] - R_F I_{B2} - V_{AL} - R_C I_{B1} (\beta + 1) = 0$$

$$V_{AL} = 15 \text{ V}; R_C = 5,6 \text{ k}\Omega; \beta = 50;$$

$$\text{Sostituendo i valori numerici: } V_{B_E2} = 0,7 \text{ V} = V_{BE2}; R_E2 = 2,2 \text{ k}\Omega;$$

$$R_F = 390 \text{ k}\Omega; R_E2 = 360 \text{ m}\Omega$$

Sostituendo i valori numerici, si ottiene:

$$\begin{cases} (5,6 \text{ k}\Omega \cdot 50 - 2,2 \text{ k}\Omega) I_{B1} + (5,6 \text{ k}\Omega + 2,2 \text{ k}\Omega \cdot 50) I_{B2} = (15 \text{ V} - 0,7 \text{ V}) \\ (-2,2 \text{ k}\Omega - 390 \text{ k}\Omega - 500 \text{ m}\Omega \cdot 50) I_{B1} + (2,2 \text{ k}\Omega \cdot 50) I_{B2} = 0,7 \text{ V} \end{cases}$$

Risolvendo il sistema:

$$I_{B1} = 18,85 \mu\text{A}; I_{B2} = 7,694 \mu\text{A}$$

Utilizzando le equazioni delle maglie pensanti per i collettori, poniamo vicino la V_{CE1} e la V_{CE2} :

$$V_{CE1} = V_{AL} - R_C (I_{C1} + I_{C2}) - R_U \left[(\beta + 1) I_{B2} \right] \quad I_{C1} = \beta I_{B1} \\ = 8,77 \text{ V} \quad I_{C2} = \beta I_{B2}$$

Sapendo i dati, per la V_{CE} , basta calcolare la caduta di tensione su R_E2 :

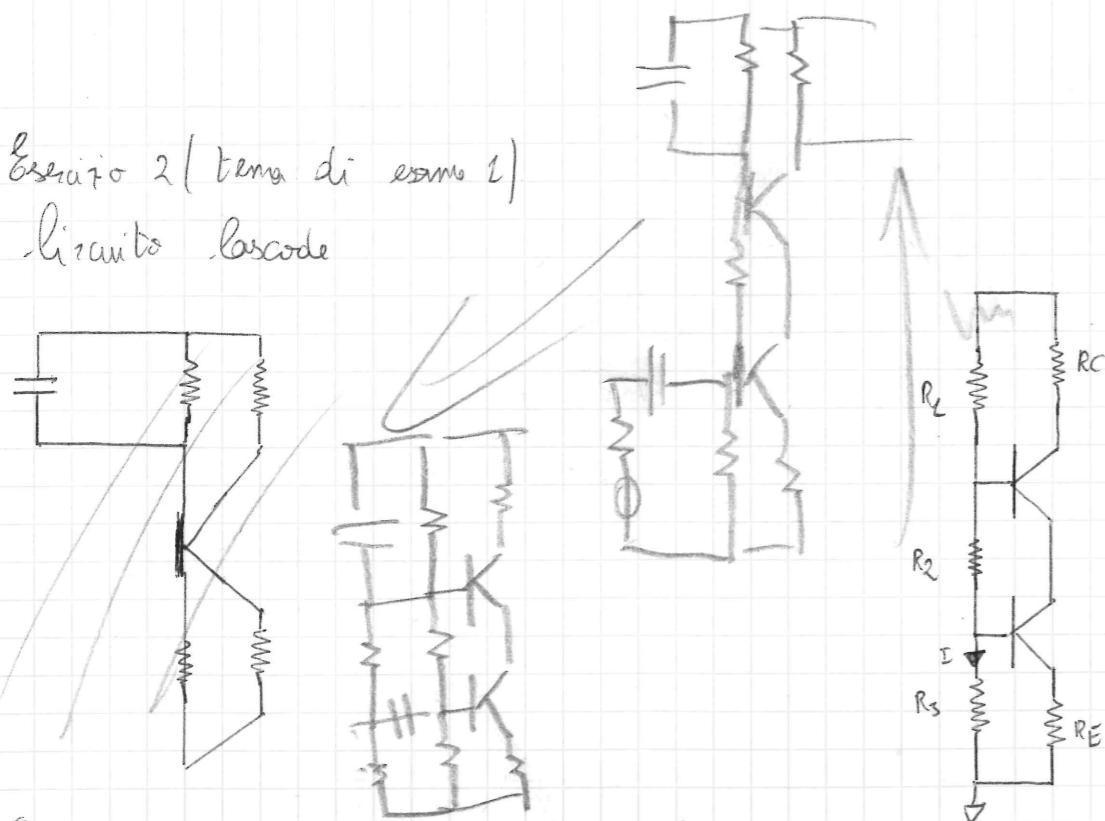
$$V_{CE2} = R_E2 I_{E2} = 6,42 \text{ V} \quad R_U \approx 360 \text{ m}\Omega$$

Calcoliamo infine i parametri di piccolo segnale: g_m , r_{π} ,

$$\text{e } V_T, \text{ sapendo che } T = 25^\circ \text{ C} \quad g_{m1} = 37 \text{ mS}; r_{\pi1} = 1,39 \text{ k}\Omega$$

$$g_{m2} = 14,8 \text{ mS}; r_{\pi2} = 334 \text{ k}\Omega \quad g_{m2} = 14,8 \text{ mS}; r_{\pi2} = 334 \text{ k}\Omega \\ g_m = \frac{I_{C2}}{V_T} \quad ; \quad r_{\pi} = \frac{V_T}{I_{C2}} \quad ; \quad V_T = \frac{kT}{q} \quad V_T = 23,1 \text{ mV.}$$

Esercizio 2 (tema di esame 1)
il circuito bascule



Per risolvere questo circuito, servirebbe un sistema di tre equazioni in tre incognite. Abbiamo però solo 2 meglio utili, ora non passanti per il collettore:

$$1) V_{AL} = V_{RE} - V_{R2} - V_{R3}$$

$$2) V_{AL} = V_{RE} - V_{RE} - V_{BE} - V_{RE}$$

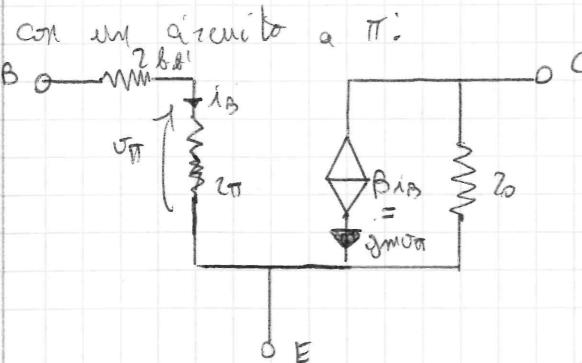
Procedendo come prima, si può risolvere il circuito.

Riprenderemo questo esercizio in seguito, studiando il segnale

Bascia

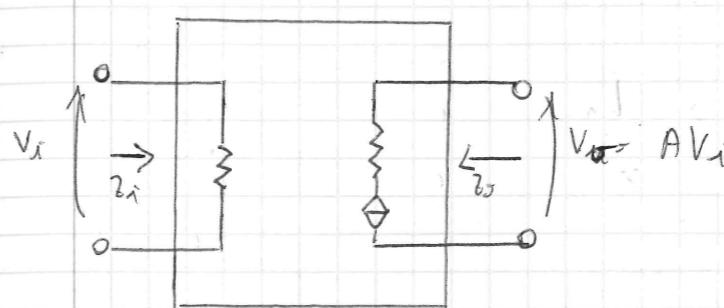
Ora che abbiamo iniziato a studiare dei segnali, inizieremo a utilizzare dei BJT come amplificatori di segnali.

Abbiamo visto che un BJT, una volta polarizzato, si può modellare con un circuito a π :



Z_{BB} è una novità: è la resistenza della base, purtroppo poco dragata. Questo modello è funzionale a basse frequenze, poiché non presenta effetti capacativi.

Il nostro obiettivo è quello di ottenere un amplificatore, a partire da questo circuito. Ottenere un effetto del tipo:



A indica il guadagno rispetto alla tensione iniziale, V_i .

Parliamo di amplificare, ma cosa significa "amplificatore"? Cos'è?

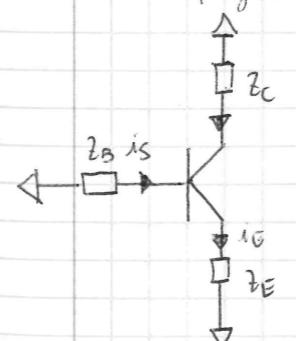
L'amplificatore è un dispositivo che amplifica una potenza, usando la potenza della sua alimentazione.

Come si può usare un BJT da amplificatore?

Dobbiamo, una volta dimostrato, capire dove si può inserire il segnale. Vorremo due fili in ingresso o due in uscita, ma dunque due fili saranno collegati assieme.

Un'idea ragionevole è collegare la V_i in base, e la V_o in collettore, al fine di ottenere un amplificatore. Non ha senso entro del collettore, poiché così non si alimenterebbe il BJT. Vediamo un esempio

di configurazione possibile: $\begin{cases} \text{IN: B} \\ \text{OUT: E} \end{cases}$



Altre possibili configurazioni sono:

$\begin{cases} \text{IN: } \begin{pmatrix} B \\ C \end{pmatrix} \\ \text{OUT: } \begin{pmatrix} E \\ C \\ E \end{pmatrix} \end{cases}$

quella da usare

$I = E$, $O = C$, è detta "usata a base comune", $B-C$ a emettitore comune, $B-E$ a collettore comune.

Ora cominciamo, prima di studiare i circuiti, di fare risultati più minimi, al fine di essere poi facilitati.

Impedenze note dagli elettrodi:

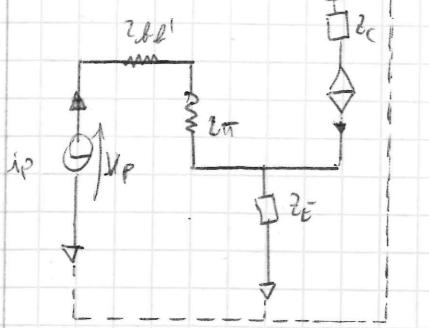
Vogliamo studiare le equazioni che presentano il impedenza equivalente vista da ciascuno dei tre elettrodi del BJT: E, B, C. Esse saranno utilissime più avanti.

Sappiamo che, per studiare l'impedenza vista da un elettrodo, dobbiamo alimentarlo con un generatore di corrente o tensione, e poi calcolare la tensione o corrente (rispettivamente) sul medesimo, e usare la legge di Ohm:

$$Z = \frac{V}{I}$$

Incominciamo con $Z_{B\text{in}}$, ossia l'impedenza vista dall'elettrodo di base.

Il nostro circuito sarà il seguente:

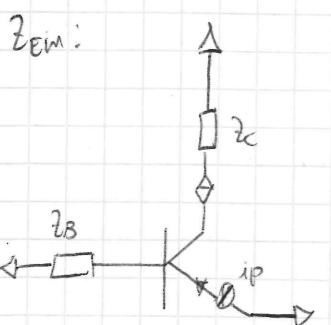


$$Z_{B\text{in}} = \frac{v_p}{i_p}$$

$$\begin{aligned} v_p &= v_{pi} + v_{ZB} = i_p (Z_\pi + Z_{BE'}) + Z_E (B+1) i_p \\ &= i_p [Z_E (B+1) + Z_\pi + Z_{BE'}] \end{aligned}$$

$$Z_{B\text{in}} = Z_\pi + Z_{BE'} + Z_E (B+1)$$

N.B.: $Z_\pi \rightarrow 0$
 $Z_{B\text{in}} \rightarrow \infty$.



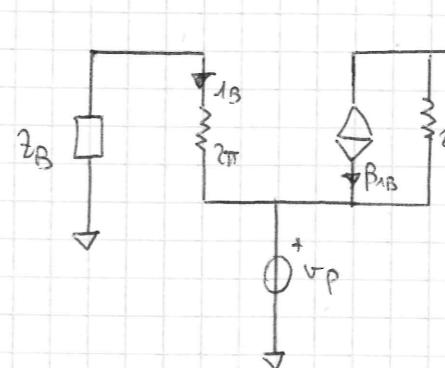
$$i_B = \frac{i_p}{B+1} ; \quad i_C = \frac{\beta}{B+1} i_p ; \quad v_p = (Z_\pi + Z_B) i_B = \frac{Z_\pi + Z_B}{B+1} i_p$$

Al fine dello studio si può assumere $Z_\pi \rightarrow 0$.

$$Z_{B\text{in}} = \frac{v_p}{i_p} = \frac{Z_\pi + Z_B}{B+1}$$

In questo caso ce la siamo cavata con un trucco "atipico": spesso alimentando un nodo con un generatore di corrente, risulta difficile effettuare una riportazione della corrente, se non impossibile.

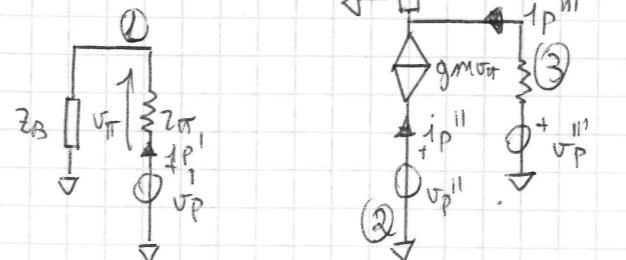
Supponiamo di introdurre l'effetto della resistenza Early z_0 : il circuito sarà molto più difficile. Introduciamo dunque un metodo generale per affrontare problemi di questo tipo: alimentiamo il circuito appena proposto mediante un generatore di tensione nota, v_p .



Perchiamo di proporre un metodo generale:

v_p è applicato a un nodo comune a Z_π , i_C , ed z_0 . Possiamo pensare che esso sia lungo in parallelo a tre varii diversi, e "splittere" il circuito in tre circuiti, sfruttando

le reti lineari, per poi usare il principio di sovrapposizione degli effetti. Prendiamo una cosa del tipo:



$$v_p^1 = v_p^2 = v_p^3 = v_p$$

A questo punto, uniamo la sovrapposizione degli effetti: consideriamo uno alla volta, un generatore, un resisto e gli altri spenti, e vediamo il contributo di ogni generatore, uno per volta, sulle tre correnti.

$$i_p = i_p^1 + i_p^2 + i_p^3$$

Annulliamone una per volta:

$$i_p^1 = \frac{v_p^1}{z_0 + z_B} + 0 \cdot v_p'' + 0 \cdot v_p'''$$

Poiché la corrente i_p^1 si calcola con la legge di Ohm per quanto riguarda il conduttore di v_p^1 , mentre gli altri due generatori, non collegati, non portano corrente.

Da secondo, i_p^2 :

$$i_p'' = v_p''' \cdot 0 + v_p'' \cdot 0 + v_p^1 \cdot \left(-\frac{z_0}{z_0 + z_B} \right) \cdot (-g_m)$$

Questo perché, se $v_p''' = 0$, non circola corrente sul ramo 2 in quanto $v_{\pi} = 0$, il generatore pilotato di corrente è spento e quindi modellabile con circuito aperto. Discorso analogo per v_p'' : la conduttanza 0 del generatore spento non permette passaggio di corrente. Se $v_p^1 = 0$, e gli altri due off (e quindi modellabili con circuito aperto), la corrente sul ramo 2 sarà data dalla tensione di segno opposto al convenzione, per g_m , ma poiché ando in ② la corrente è in verso opposto al solito, il segno risultante sarà "+".

La tensio i_p^m :

$$i_p^m = \frac{v_p^m}{z_0 + z_c} + 0 \cdot v_p'' + v_p^1 \cdot (-1) \cdot g_m \cdot \frac{z_c}{z_0 + z_c} = v_p^1 \frac{1 - g_m z_c}{z_0 + z_c}$$

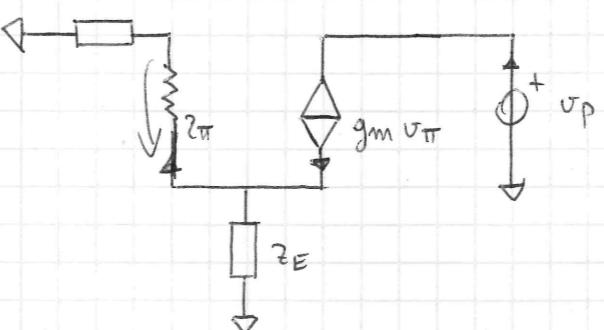
Poiché, se $v_p^1 = 0$, come prima, non ci sono contributi a causa del generatore di corrente pilotato spento. Se v_p^1 , abbiamo il pilotato acceso, che riporta la propria corrente tra z_c e z_0 (a noi inversa questo secondo ramo). Per $v_p^m = 0$, la semplice legge di Ohm ci darà la corrente in ③.

Applicando la sommazione degli effetti:

$$i_p = v_p \left[g_m + \frac{1 - g_m z_c}{z_0 + z_c} \right] = v_p \left[\frac{g_m(z_0 + z_c) + 1 - g_m z_c}{z_0 + z_c} \right] = \frac{1 + g_m z_0}{z_0 + z_c} v_p$$

Determiniamo ora l'ultima delle impedenze visto dagli elettristi:

Z_{cin} .



Si può dimostrare, anche solo "a occhio", che $v_{\pi} = 0$ (i conti "elettrotecnici" tornano). Applichiamo, per comodo, un risultato più intuitivo per quanto valido:

vediamo che dal generatore pilotato di corrente scende una corrente pari a $g_m v_{\pi}$. Una parte di essa andrà nell'emettitore, una parte nella base. Nella fetispece, nella base, provoca una caduta di tensione della resistenza z_{π} verso il basso. La tensione v_{π} LO ci dice che dunque la corrente di collettore dovrebbe essere risentita, al contrario di ciò che abbiamo ipotizzato. L'unico caso in cui ciò che abbiamo detto è valido, è $v_{\pi} = 0$: l'unico valore per cui v_{π} è al contempo positivo e negativo, è 0, e quindi l'unico valore che soddisfa la nostra congettura.

$$v_{\pi} = 0 \Rightarrow g_m v_{\pi} = 0 \Rightarrow Z_{\text{cin}} = \infty$$

Ora, poiché la corrente è nulla, il collettore si modella con un circuito aperto, e quindi oppone una resistenza/impedenza infinita.

Si noti dunque, se nel circuito consideriamo la z_{π} ,

$$R_{\text{cin}} = \infty \parallel z_{\pi} = z_{\pi}$$

Riassumiamo ciò che abbiamo fatto finora, spiegandone al senso: a cosa servono questi conti, che di fatto sono solo chi elettrotecnica? No tre relazioni che abbiamo tratte sono le impedanze visto dai tre morsetti del BJT, lungo, delle impedenze

equivalenti. Forse hanno lo scopo di aiutarti nei conti, evitandoti ogni volta di usare il modello di piccolo segnale: se infatti noi consideriamo di lavorare in stato di riposo con il nostro transistor ben alimentato, e conosciamo le espressioni delle impedenze di ingresso, possiamo evitare ogni volta di usare il "conto" circuitale, ed affidarci ad una soluzione già nota e sempre valida, riducendo la difficoltà del problema. Sarebbe "a memoria" e preventivo sapere ricavare le impedenze nulle dei terminali del BJT è molto utile, dunque, come vedremo tra non molto.

Discribiamo dunque le tre equazioni:

$$Z_{B\text{in}} = \frac{1}{R_E + \frac{1}{\beta + 1}}$$

$$Z_{E\text{in}} = \frac{1}{\beta + 1}$$

$$Z_{C\text{in}} = \infty \quad (\text{o } z_0 \text{ se si considera l'effetto Early}).$$

Queste soluzioni sono molto più utili e versatili di quel che pensano: esse possono essere usicate per un MOS, facendo alcuni accorgimenti: nel MOS, $z_0 \rightarrow \infty$, ma z_0 è sempre presente (o quasi, per Channel Length Modulation).

Le tre equazioni saranno:

$$Z_{B\text{in}} = \frac{1}{R_E + \frac{1}{\beta + 1}} \xrightarrow{z_0 \rightarrow \infty} \infty : \text{la "base" sarà impedenza infinita}$$

$$Z_{E\text{in}} = \frac{1}{\beta + 1} = \frac{1}{L + 2\pi f g_m} \xrightarrow{z_0 \rightarrow \infty} \frac{L}{g_m} \parallel z_0 \quad (\text{considerando Early})$$

$$Z_{C\text{in}} = \infty \parallel z_0 = z_0 \quad (\text{Early}).$$

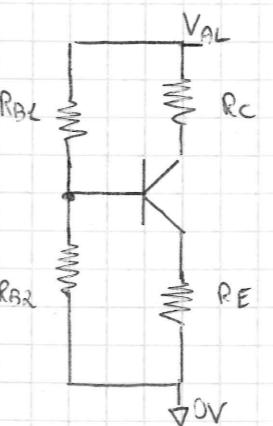
Fra poco vedremo applicare queste equazioni, nello studio di circuiti con BJT, e capiremo quale sia l'enorme semplificazione che ci portano.

Stadi di Amplificazione

A partire dalle equazioni ricavate, che ci forniscono utili informazioni sulle impedenze in ingresso dei vari terminali di un BJT, studiamo i tre stadi di amplificazione fondamentali del BJT, anche tra topologie a partire dalle quali possiamo usare il transistor come amplificatore.

Per ogni stadio di amplificazione 3 saranno i parametri che vorremo studiare: impedenza in ingresso Z_{in} , impedenza in uscita Z_{out} , quadriamo in tensione / corrente / potenza (soprattutto tensione).

Prima di tutto, in un buon amplificatore, serve un buon circuito di polarizzazione. Un ottimo è quello di Self-Biasing che noi ben conosciamo. Il circuito di base, sul quale applicheremo, come "trucco", il segnale da amplificare, sarà dunque:



Per introdurre il primo stadio di amplificazione lo tratteremo, il CE (emettitore comune, Common Emitter), usiamo un trucco formalmente scorretto: consideriamo, a partire da questo circuito, come unica variazione, il nostro dispositivo di segnale (ovia, più da alimentatore, il piccolo segnale, quello generatore).

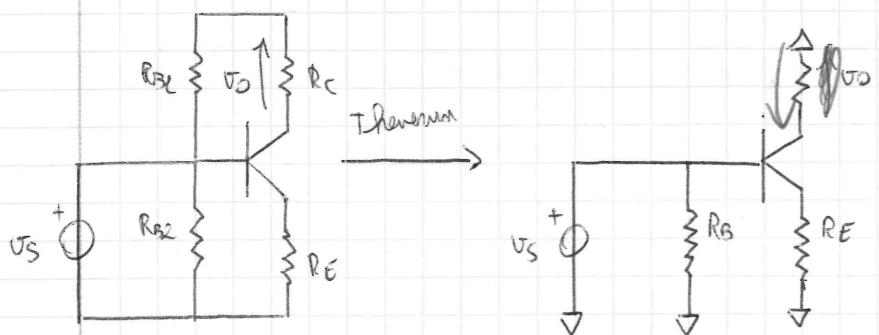
Se vogliamo amplificare direttamente al terminale intermedio (nel Common Emitter sarà la base B, nel Common Collector sarà l'emettore E), in CE, IN = B, OUT = C; in CC, IN = B, OUT = E; in CB, IN = E, OUT = C. Si noti che ciò che stiamo per spiegare è formalmente scorretto in quanto collegare direttamente il segnale al self-biasing "zona" la polarizzazione, perché

crea nuovi percorsi per la corrente. Spiegheremo come ciò si può evitare.

Plano dunque per accendere la polarizzazione, e quindi consideriamo solo il circuito di piccolo segnale: gli alimentatori V_{AS} saranno collegati allo OV; incominciamo a studiare finalmente, terminata questa premessa, il primo degli stadi di ~~amplificazione~~^{amplificazione} di classe A.

Stadio ad emettitore comune (CE)

Consideriamo direttamente il circuito di segnale, e quindi, come già detto, gli alimentatori a OV:



Vogliamo calcolare v_o . Per calcolare v_o , ora la tensione in uscita dello stadio, ci serve i_{c0} , ora la corrente di collettore che corre sul resistore R_C , che in questo circuito porta da "corrispondere". Per avere i_c , serve v_o . Ma come posso trovare v_o ? Un'idea è togliere il transistor e mettere il modello di piccolo segnale; un'altra migliore, è ricordare che noi abbiamo già un'espressione dell'impedenza di ingresso in bassa frequenza. Essa vale:

$$Z_{B2} = \frac{1}{R_E + \frac{1}{\beta} (1 + \beta)}$$

Perciò v_o è in parallelo a R_C e Z_{B2} , vi sarà la stessa tensione sulle due impedenze. La nostra v_o sarà un'espressione del tipo:

$$v_o = v_s \cdot \left[\frac{1}{R_E + \frac{1}{\beta} (1 + \beta)} \right] \cdot \beta \cdot (-1) \cdot R_C$$

i_B i_C $-i_C$

Il quadriport dello stadio di amplificazione a emettitore comune sarà:

$$\frac{v_o}{v_s} = \frac{-\beta R_C}{R_E (1 + \beta)}$$

Si noti che questo è uno stadio invertente: la tensione in uscita è in opposizione di fase rispetto a quella in ingresso.

Consideriamo alcuni andamenti simbolici:

$$\begin{aligned} &\text{Se } R_E \rightarrow 0, \quad Z_B \gg R_E (1 + \beta) \\ &\Rightarrow \frac{v_o}{v_s} \approx -\frac{\beta R_C}{Z_B} \quad \text{Ma } \frac{\beta}{Z_B} = g_m \Rightarrow \frac{v_o}{v_s} = -g_m R_C \end{aligned}$$

$g_m = \frac{I_{C0}}{V_T}$: stabilizzando I_C , mani a corrente. Self-Biasing stabilizza questo tipo di corrente, e quindi per questo è un buon circuito di alimentazione.

$$\begin{aligned} &\text{Se } \beta \rightarrow \infty, \quad Z_B = \frac{1}{g_m} \\ &\Rightarrow \frac{v_o}{v_s} \approx \frac{R_C}{R_E} \end{aligned}$$

Qui si può anche verificare così:

$$\begin{aligned} \frac{-\beta R_C}{R_E + \beta R_E (1 + \beta)} &= \frac{-\beta R_C}{\frac{1}{g_m} + \beta \frac{1}{g_m} (1 + \beta)} = -\frac{\beta R_C}{\frac{1}{g_m} + \beta (1 + \beta)} = -\frac{\beta R_C I_{C0}}{\beta V_T + R_E I_{C0} (1 + \beta)} \\ &\approx -\frac{I_{C0} R_C}{V_T + R_E I_{C0}} \quad \text{per } \beta \rightarrow \infty \end{aligned}$$

$$R_E \approx K N; \quad I_{C0} \approx m A; \quad V_T \approx m V \Rightarrow R_E I_{C0} \gg V_T$$

$$\Rightarrow \frac{v_o}{v_s} \approx -\frac{R_C}{R_E}$$

Lo stadio a emettitore comune ha corrente circa costante, ma un'enorme quadratura in tensione.

In realtà, come si realizza uno stadio di amplificazione a emettitore comune?

Abbiamo detto che l'applicazione diretta di un segnale come la polarizzazione, poiché crea nuovi circuiti, non meglio, in cui la tensione di alimentazione può cadere, e provocare dunque instabilità del punto di lavoro.

Si noti però che tipicamente il segnale di ingresso è variabile, quindi dotato di molte armoniche. E, di fatto, avvistiamo.

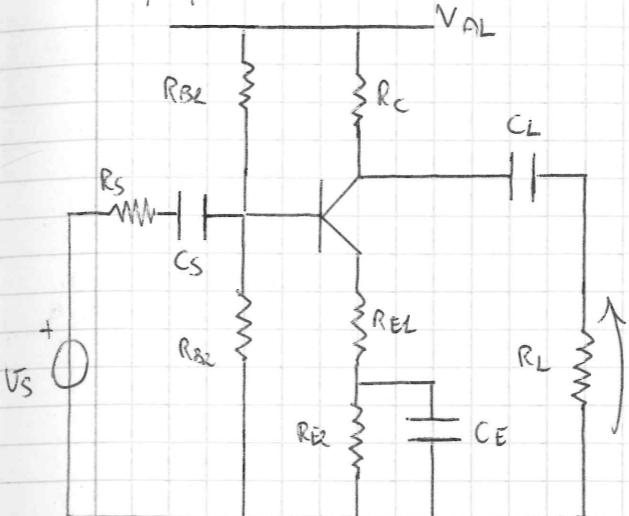
Per far sì che l'alimentazione, che è una continua, vada solo dove vogliamo noi, basta inserire dei condensatori in serie: essi funzionano come un filtro passa-alto per frequenze non troppo alte, e riescono così a tenere la continua.

Questi condensatori in serie, vengono detti "condensatori di disaccoppiamento": essi "separano" un ramo del circuito, impedendo alla continua di scorreni, ma non ad un'altalena di frequenza abbastanza alta da poterli attraversare. La frequenza non deve però essere troppo elevata: se lo fosse, vi sarebbero effetti capacitive. Supponiamo di non usare mai radiofrequenze, e di non avere effetti capacitive da desiderare.

Se un modo per far vedere circuito aperto alla continua è il condensatore in serie, per far circolare un ramo per la continua basterà un ~~condensatore~~^{condensatore} in parallelo: esso serve per forzare il condensamento della continua in un ramo, che sarà uscita della continua come un circuito.

Proponiamo un circuito molto intelligente per lo stadio di

amplificazione a emettitore comune! descriviamo le componenti:



R_{BE} ed R_{B2} sono le resistenze di bias del self-biasing: $R_{BE}/R_{B2} = \beta$ sarà un resistore equivalente in parallelo a R_S ed C_S . R_S è la resistenza interna del generatore V_S di segnale, V_S . C_S è il condensatore di disaccoppiamento dell'ingresso del segnale del resto del circuito di polarizzazione.

R_E è stata diposta in R_{E2} ed R_{E1} , perché così una parte del segnale è costretta a passare per una resistenza nell'emettitore, e così sarà possibile regolare il quadratino mediante essa. C_E/R_{E2} fa circolare la resistenza R_{E2} per il segnale: poniamo due che, in prima approssimazione, un condensatore è un circuito aperto per una tensione costante, ed un aperto per una costante. In questa applicazione, poniamo regolare sempre con R_{E2} il quadratino sul segnale, con R_{E1} il bias point (alimentazione) del circuito. R_C è la solita resistenza sul collettore, ed in parallelo ad essa è il carico: C_L blocca la continua, chiaccoppiando il ramo dell'uscita del segnale amplificato dal resto del circuito. V_O , come la caduta di tensione su R_L (carico dell'amplificatore), è l'uscita del circuito. L'abbiamo, seguendo queste indicazioni: partendo da V_S , cerchiamo di calcolare V_O ; considerando $V_{AL} = 0V$, i i condensatori = circuiti aperti:

$$V_O = V_S \cdot \frac{R_C}{R_S || R_{E2}(1/\beta)} \cdot \beta \cdot \frac{R_L}{R_C + R_L} = R_L \cdot f(z) \quad R(L)(V_S)$$

$$Z_{in} = R_S || Z_{B1in};$$

$$Z_{out} = R_C || V_O = R_C$$

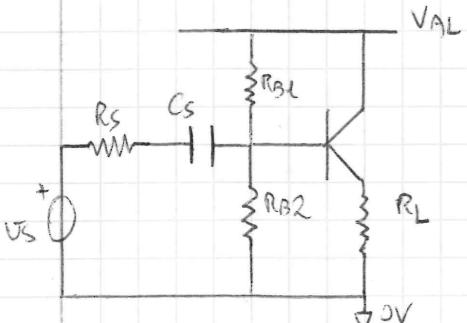
Condizione, dunque, incerando che:

$$Z_{in} = R_B \parallel Z_{B\alpha} = \frac{R_B \cdot (2\pi + R_E(1+\beta))}{R_B + 2\pi + R_E(1+\beta)}$$

$$Z_{out} = 0 \parallel R_C = R_C$$

Quindi lo stadio a emettitore come ora un'impedenza media-alta in ingresso ed alta in uscita.

Stadio a collettore comune (CC)



Questa alimentazione con il solo self biasing, metterà il segnale sulla base e il carico R_C sull'emettitore.

Calcoliamo Z_{in} e Z_{out} :

$$Z_{in} = R_B \parallel Z_{B\alpha} = R_B \parallel \left(2\pi + (\beta+1) R_L \right)$$

$$Z_{out} = Z_{E\alpha} = \frac{2\pi + R_E(1+\beta)}{\beta+1} = \frac{R_B \parallel R_S + 2\pi}{\beta+1} + \frac{1}{g_m}$$

Come vediamo, purtroppo, β ci fornirà un incremento sull'impedenza di uscita.

Calcoliamo V_O :

$$V_O = I_S \cdot \frac{R_B}{R_S + R_B} \cdot \frac{1}{R_S \parallel R_B + 2\pi + R_L(1+\beta)} \cdot (\beta+1) \cdot R_L \cdot V_D$$

Saranno così i termini

$$\frac{V_O}{V_S} = \frac{R_B}{R_S + R_B} \cdot \frac{R_L(1+\beta)}{R_S \parallel R_B + 2\pi + R_L(1+\beta)} \Rightarrow LL$$

Il guadagno in tensione dell'amplificatore è minore di 1.

Possiamo a considerare così limite:

Se $R_S \ll R_B$,

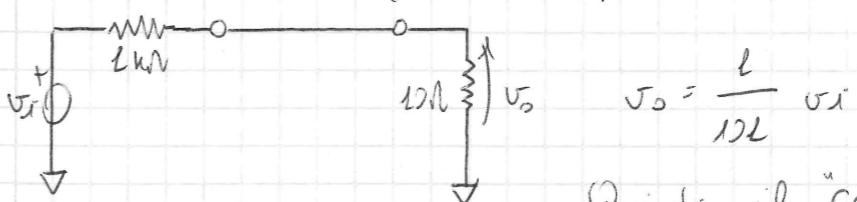
$$\frac{R_B}{R_S + R_B} \approx 1 \quad ; \quad \frac{(1+\beta) R_L}{2\pi + R_L(1+\beta)} \ll L \quad \text{comune.}$$

Genetiamo un altro tipo di manipolazione:

$$\frac{(1+\beta) R_L}{2\pi + R_L(1+\beta)} = \frac{(1+\beta) R_L}{V_T + R_L(1+\beta)} = \frac{(1+\beta) R_L J_{ce}}{V_T + R_L J_{ce}(1+\beta)} \ll 1$$

Questo circuito ottiene la tensione, tenendola, se ben progettato, di poco inferiore a quella in ingresso. Ecco però amplifica enormemente la corrente. Se la tensione è già al valore massimo, e vogliamo un'amplificazione anche in corrente, il collettore comune fa al caso nostro.

Si noti che in un circuito del tipo:

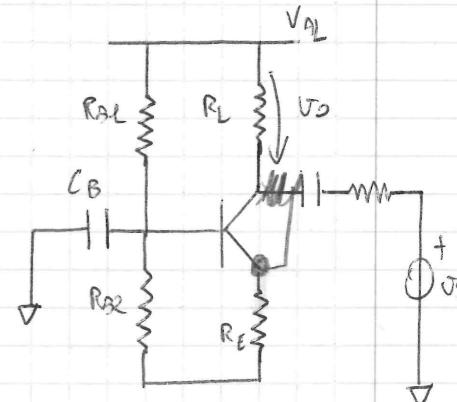


Quindi il "CC" è utile: non solo mantiene, se usato bene, una tensione confrontabile con quella di ingresso, ma amplifica anche enormemente la corrente in uscita.

Stadio a base comune:

Alimentazione self-biasing, segnale sull'emettitore, isolato con condensatore, e carico sul collettore.

Possiamo calcolare dei parametri di questo circuito di alimentazione:



$$Z_{in} = \infty \parallel Z_{Ein} = Z_{Ein} \cdot \frac{2\pi}{B_1 L} \approx \frac{L}{g_m} = \frac{V_T}{I_C}$$

RESISTENZA DI INGRESSO
BASSA: $10^{-3}/10^3 \approx N$.

$$Z_{in} = R_E \parallel \frac{2\pi}{B_1 L}$$

(volutato analog).

Impedenza di usata:

Questo circuito non ha un guadagno molto elevato, come ora vedremo:

$$V_O = V_S \cdot \frac{1}{R_S + \frac{2\pi}{B_1 L}} \cdot \frac{R_C}{B_1 L} \cdot R_C$$

i_S V_O

$$\frac{V_O}{V_S} \approx \frac{R_C}{R_S + \frac{L}{g_m}}$$

Valendo, $\gg L$.

Questo circuito può guadagnare in tensione (non quanto CE), non in corrente. Esso è molto usato in radiofrequenza, più che in elettronica.

In elettronica fondamentale è il CE, poiché fondamentale è aumentare la tensione. Se si vuole anche guadagnare in corrente, basta unire il CC, che, fissata la tensione al valore desiderato, incrementa la corrente.

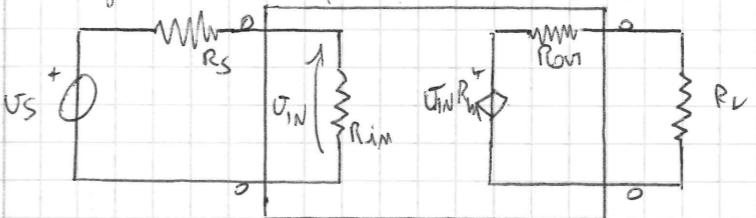
Più avanti:

- Emettitore comune: impedenza medio/alta in ingresso, alta in usata; guadagno alto in tensione, corrente stabilita
- Collettore comune: impedenza alta in ingresso, bassa in usata; guadagno alto in corrente, tensione circa stabile
- Base comune: alta impedenza in ingresso, bassa impedenza in usata. Spesso usato in un radiofrequenza.

Introduzione all'amplificazione

Esistono, in sostanza, 4 tipi di amplificatori, classificabili in base a come si gestisce l'ingresso e l'usata; vediamo questi quattro così con una breve discussione su come andrebbe realizzata, cioè con le parametri. Il discorso in teoria verrà comunque ripreso.

- Ingresso tensione, usata tensione



Generalmente, un amplificatore è così strutturato: ciò che noi chiamiamo "amplificatore", è ciò che sta dentro nella scatola: R_{in} , V_{in} , R_{out} , R_L . Questi sono i parametri che generalmente noi possiamo modificare. La tensione di ingresso v_s e la resistenza di ingresso R_s fanno parte dell'interno di parametri (insieme alla resistenza di carico, R_L) che noi non possiamo toccare.

Il più comune degli amplificatori è quello appena presentato: data una tensione in ingresso, amplificare e portare una tensione in usata.

Vogliamo che $\frac{V_{in}}{V_s} \rightarrow \infty$, in modo da aumentare il pilota. Per questo, studiando un pilota di tensione di questo genere:

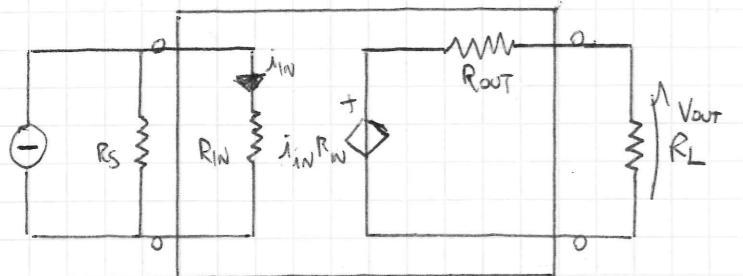
$$J_{in} = \frac{V_s}{R_{in} + R_s}$$

Se $R_s \gg R_{in}$, $V_{in} \approx V_s$.

Sarà dunque, per l'amplificatore un'alta impedenza in ingresso.

Per al contrario deve essere piccolo, poiché la tensione del pilota deve cedere soprattutto su R_s , cui è in usata dell'amplificatore.

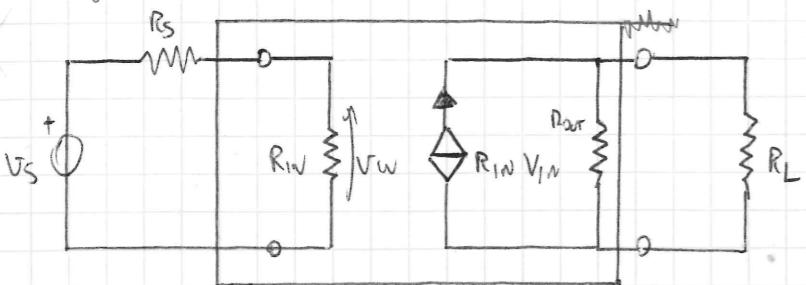
- ingresso corrente, uscita tensione



Perciò questo amplificatore funziona, deve esser' molta corrente su R_{in} , dunque $R_{in} \ll R_s$; per quanto riguarda l'uscita, $R_{out} \ll R_L$, per avere una tensione alta sul carico.

L'amplificatore corrente-tensione, è anche detto "transresistor": il suo quadriport, infatti, è il rapporto tra una tensione (V_{ar}) ed un ingresso di corrente (i_{in}), quindi $\frac{V_{ar}}{i_{in}} = R$. Essa si mima in V_{ar} .

- Ingresso tensione, uscita corrente



Qua, $R_{in} \gg R_s$, $R_{out} \gg R_L$. In questo modo si evitano gli errori di consumo dell'amplificatore. Questo sarà una transconduttanza, però si ha tensione in inverso, corrente in uscita.

Riprenderemo questo discorso più avanti; in molti dei con un singolo transistor, non si realizzano amplificatori di questo tipo.

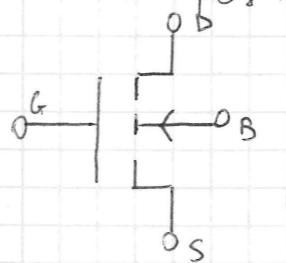
Transistori MOS

Come sappiamo da dispositivi, MOS sta per Metal-Oxide-Semiconductor.

Due classificazioni fondamentali sono le seguenti:

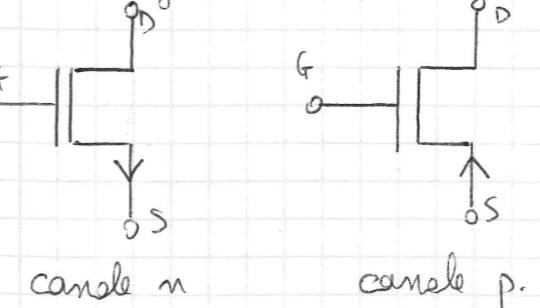
- 1) Canale n / Canale p
- 2) Canale indotto / canale preformato: i Mos a canale indotto (ad accendimento) non hanno un canale; esso n' viene solo mediante applicazione di una Vgs. Al contrario in Mos a canale preformato (a sostentato), il canale è preesistente, dalla formazione, ma n' si "muova" quando non c'è una Vgs. Gli questi secondi metodi si fanno JFET e MESFET: questi ultimi sono utilissimi in radiofrequenza.

Se MOS presenta 4 terminali:



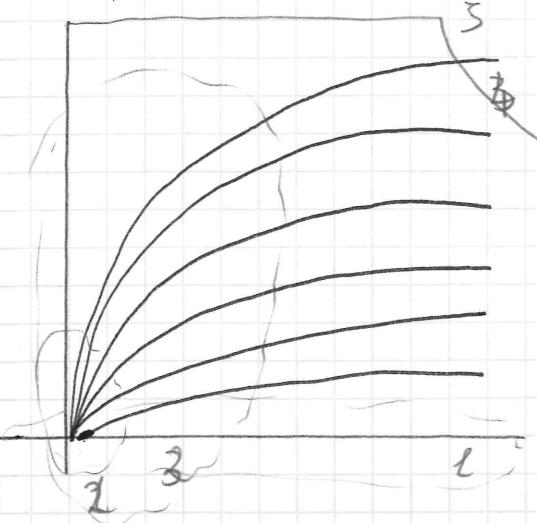
Gate, Bulk, Source, Drain. Le "righe" interrotte sul canale indicano che il mos è spento, e quindi il canale chiuso. Questa è la notazione più completa. Se la freccia "entra" nel bulk, abbiamo un n-chan; se esce "esce" un p-chan.

Le notazioni che noi useremo ora, in questo corso, saranno queste: tenendo conto che praticamente sempre consideriamo Bulk o Source cortocircuitati, noi disegneremo il terminal B. Le nostre notazioni saranno:



Questa sarà la notazione che useremo noi in questo corso.

Studiamo la caratteristica del MOS, e discutiamolo, per presentare le equazioni di funzionamento:



- 1) Zona di interdizione: il MOS è OFF;
- 2) Zona lineare o resistiva; cresce circa lineare degli andamenti;
- 3) Zona quadratica / trapeziale / ohmica; ricorda l'andamento da area il trapezio (una valvola termoionica);
- 4) Zona di saturazione: la zona lineare ha maggiori guadagni; è la più utile ai nostri scopi;
- 5) SOA: Safe Operating Area; al di fuori di questa, il MOS va in rottura.

Discussiamo le equazioni, ricavate in dispositivo, delle zone più importanti:

1) In zona di interdizione:

$$V_{GS} \leq V_{TN} \rightarrow I_D = 0$$

2) In zona quadratica, $V_{GS} > V_{TN}$, ma $V_{DS} \leq V_{GS} - V_{TN}$, dunque:

$$I_D = K_m \cdot \left[(V_{GS} - V_{TN}) V_{DS} - \frac{V_{DS}^2}{2} \right], \quad K_m = \mu_n C_{ox} \frac{W}{L}, \quad C_{ox} = \frac{\epsilon_{ox}}{T_{ox}}$$

In zona 2) trascurando il termine quadrato dell'equazione perché ancora non influente.

3) In zona di saturazione: $V_{GS} > V_{TN}$, $V_{DS} > V_{GS} - V_{TN}$:

$$I_D = \frac{K_m}{2} \left(V_{GS} - V_{TN} \right)^2$$

S'ipotizza per far paura, si definisce la tensione di overdrive, V_{OV} , come:

$$V_{OV} = V_{GS} - V_{TN}$$

S'ipotizza di trovare dunque quella, per completezza.

In progettazione di dispositivi MOS, è possibile modificare W ed L , ma le molte o la capacità dell'onda no.

Si noti che anche per i MOS esiste una sorta di effetto Early: nella zona di saturazione, si può trovare un'espressione corretta del tipo:

$$(1 + \lambda V_{DS})$$

$$\text{oppure} \\ \left(1 + \frac{V_{DS}}{V_A} \right)$$

E si trova, ad esempio:

$$I_D = \frac{K_m}{2} V_{OV}^2 \cdot \left(1 + \frac{V_{DS}}{V_A} \right)$$

S'ipotizza nei MOS ciò non sarà trascurabile.

Per studiare un circuito con dei MOS, dovranno altrettanti step:

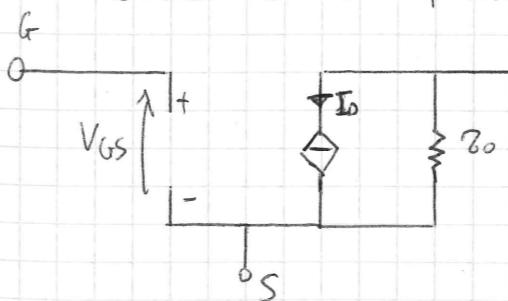
tre step da altrettanto con il BJT:

1) Polarizzare, e determinare il punto di lavoro: I_{DQ} e V_{GSQ} .

2) Trarre il modello di piccoli segnali

3) Traslare nel punto di lavoro e studiare solo il segnale.

Il modello del MOS per la polarizzazione sarà qualsiasi del tipo:



Si noti che $I_D = 0$; non c'è corrente di drain. Ciò è un grave pregioco dei MOS. Il problema è che obbliga a di fare un ma-

I_D non lineare: I_D può infatti essere ricavata da due equazioni,

a seconda di in che zona ci troviamo:

$$I_D = K_m \left(V_{GS} - V_{Th} - \frac{V_{DS}^2}{2} \right) \quad [\text{in } \cancel{\text{zona}} \text{ quadratica}]$$

$$I_D =$$

$$\frac{K_m}{2} V_{GS}^2 \quad [\text{in zona di saturazione}]$$

Si dovrà procedere in questo modo: provare a trovare il punto di lavoro in caso di saturazione, poiché l'espressione è più facile, e capiterà più spesso di stabilire MOS in saturazione. A questo punto, si deve verificare che sia verificata la diseguaglianza:

$$V_{GS} < V_{DS}$$

In caso contrario, si calcola il punto di lavoro mediante l'espressione della regola quadratica.

Complicheranno la vita: finora non abbiamo considerato la resistenza Earley, r_o . Consideriamola da ora: avremo una correzione alla formula, e otterremo:

$$I_D = \frac{K_m}{2} \left[\left(V_{GS} - V_{Th} \right)^2 \cdot \left(1 + \frac{V_{DS}}{r_o} \right) \right]$$

Se vale così:

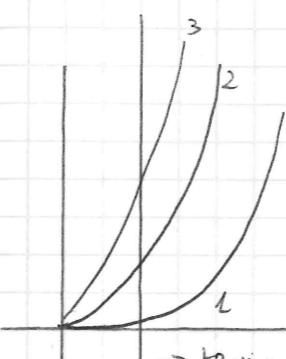
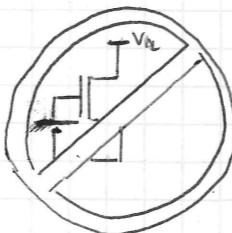
$$r_o = \frac{|V_A| + V_{DS}}{I_D}$$

Essendo equazioni quadratiche, dovranno trovare due soluzioni: una va sempre scartata: se le soluzioni sono così:

$$\begin{cases} V_{GS} - V_{Th} < 0 \\ V_{GS} - V_{Th} > 0 \end{cases} \quad \left\{ \begin{array}{l} \text{VANNO} \\ \text{SCARTATE} \end{array} \right.$$

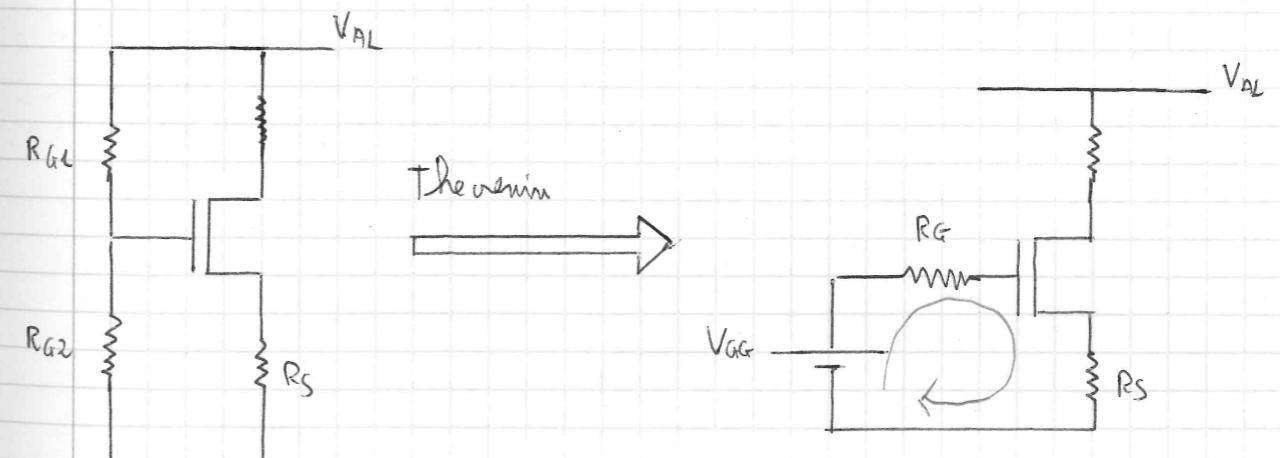
Circuiti per la polarizzazione di un MOS

Il primo circuito da presentare (potremmo) è il seguente:



→ tensione imposta dalla rete

Potremmo riprendere una nostra vecchia conoscenza ed applicarla al MOS: il circuito di self-biasing. Riprendiamolo:



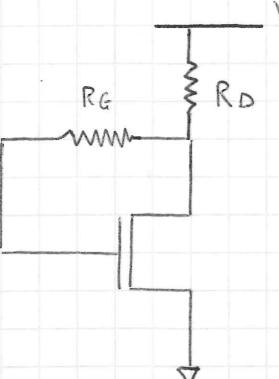
Trovando l'equazione alla maglia, vediamo che:

$$I_D \cdot R_S + V_{GS} = V_{GG} \rightarrow V_{GS} = V_{GG} - I_D \cdot R_S$$

Quindi, V_{GS} non ha tensione sul gate, è una funzione lineare (affine) in realtà, poiché l'elemento nulla non va nell'elemento nulla, e così, come vedremo tra poco, la corrente al drain si stabilizza molto.

Si noti che questo circuito, con le resistenze, è buono per circuiti discreti, non integrati.

Altro circuito che poi discuteremo in seguito è:



Questo circuito è interessante, come vedremo, perché:
 $V_{DS} = V_{GS}$.

E quindi abbiamo la certezza di essere in saturazione.

Piccolo segnale

Passiamo alla linearizzazione delle nostre equazioni, ai fini di studiare un piccolo segnale del MOS: l'elemento non lineare della nostra trattazione è I_D :

$$I_D = \frac{K_m}{2} (V_{GS} - V_{Tm})^2$$

Linearizziamo dunque impatto della tensione V_{GS} l'elemento non lineare:

$$\frac{\delta I_D}{\delta V_{GS}} \left[\frac{K_m}{2} (V_{GS} - V_{Tm}) \right]^2 = \frac{K_m}{2} \cdot 2 \cdot (V_{GS} - V_{Tm}) \cdot 1 = K_m (V_{GS} - V_{Tm}) = g_m$$

Altro modo è esplicitare V_{GS} :

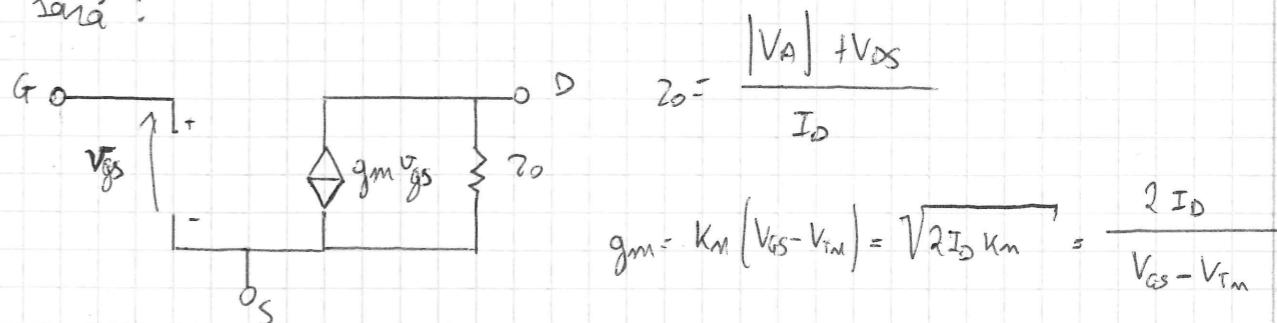
$$V_{GS} - V_{Tm} = \sqrt{\frac{2I_D}{K_m}} \rightarrow g_m = K_m \sqrt{\frac{2I_D}{K_m}} = \sqrt{2I_D K_m}$$

Questa formula evidenzia il fatto che, se abbiamo I_D stabile, abbiamo g_m stabile, e quindi a partire da un buon circuito di polarizzazione si può ottenere un g_m stabile.

Altro è il seguente:

$$K_m = \frac{2I_D}{V_{GS}^2} \Rightarrow g_m = \frac{2I_D}{V_{GS}^2} \cdot \frac{1}{2} = \frac{2I_D}{V_{GS}^2}$$

Dato dunque un segnale (non grande, piccolo, rispetto alla tensione di alimentazione), il modello di piccolo segnale del MOS sarà:

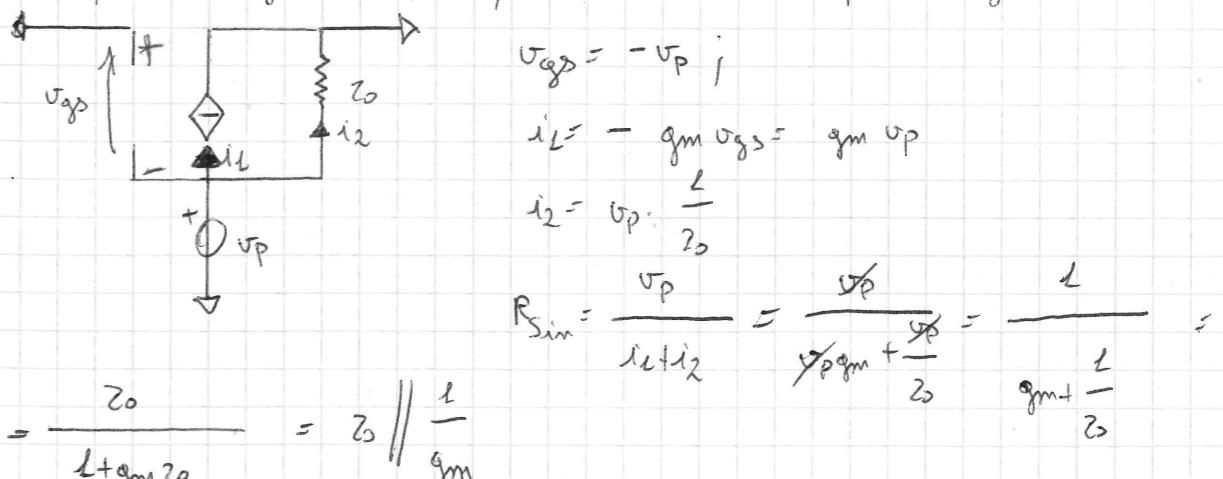


$$g_m = K_m (V_{GS} - V_{Tm}) = \sqrt{2I_D K_m} = \frac{2I_D}{V_{GS} - V_{Tm}}$$

Con un sistema Mos è possibile definire gli stadi di amplificazione proprio come col BJT; al fine di essere facilitati nei conti, dunque, proviamo a ricavare le impedanze uscite dai vari elettrodi: R_{in} , R_{out} , R_{sin} .

Per quanto riguarda R_{in} , essa è ∞ : non vi è mai, nel gate, una corrente, dunque la resistenza è assimilabile come infinita.

Per quanto riguarda R_{sin} ; usando la sovrapposizione degli effetti su i_L e i_S :



$$R_{sin} = \frac{V_p}{i_L i_S} = \frac{V_p}{i_L g_m V_p / Z_o} = \frac{Z_o}{g_m V_p} = \frac{Z_o}{g_m} \approx \frac{Z_o}{g_m}$$

$$= \frac{Z_o}{1 + g_m Z_o} = Z_o \parallel \frac{1}{g_m}$$

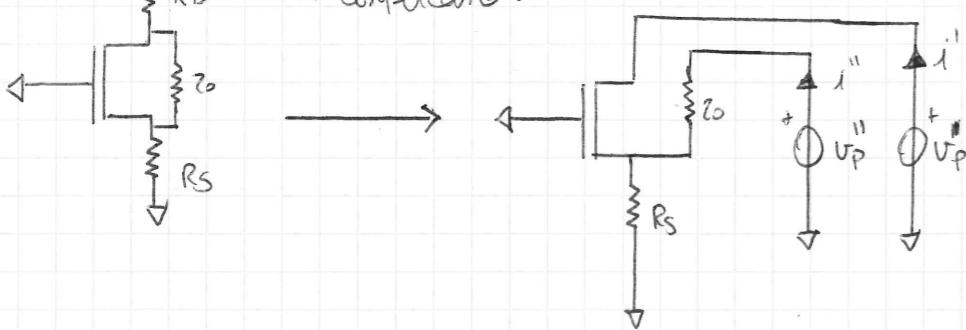
$$\text{Si noti che } Z_o \parallel \frac{1}{g_m} \approx \frac{1}{g_m}, \text{ poiché } Z_o \gg \frac{1}{g_m}$$

Avevamo già trovato, in precedenza, questo risultato.

Utilizzando per l'ultima delle impedanze di ingresso:

Calcoliamo ora l'ultima delle resistenze: generalmente, era 0,
 R_{Din} senza avere una R_S , $\frac{R_D}{Z_0} = Z_0$. Con R_S le cose

si complicano:



Calcoliamo, nel caso generale, i^1 e i^2 :

$$i^2 = \frac{V_P}{Z_0 + \frac{L}{g_m} \parallel R_S} + 0 \cdot V_P$$

~~$$i^1 = i^2 \cdot \frac{R_S}{R_S + \frac{L}{g_m}} \cdot (-1)$$~~

$$R_{Din} = \frac{V_P}{i^1 + i^2} = \frac{\frac{V_P}{R_S + \frac{L}{g_m}} \cdot \left(1 + \left(-\frac{R_S}{R_S + \frac{L}{g_m}} \right) \right)}{\frac{V_P}{Z_0 + \frac{L}{g_m}} \cdot \left(1 + \left(-\frac{R_S}{R_S + \frac{L}{g_m}} \right) \right)} =$$

\Rightarrow Se $Z_0 \rightarrow \infty$, il tutto va a 0 (OK, come ci aspettavamo)

\bullet Se $R_S \rightarrow 0$, i paralleli non a 0, e si vede solo Z_0 (come ci aspettavamo)

Sviluppando, dividiamo per V_P e vediamo:

$$\frac{L}{Z_0 + R_S \parallel \frac{L}{g_m}} \cdot \frac{R_S g_m + L}{R_S g_m + L} = \frac{R_S g_m + L}{Z_0 + R_S \parallel \frac{L}{g_m}}$$

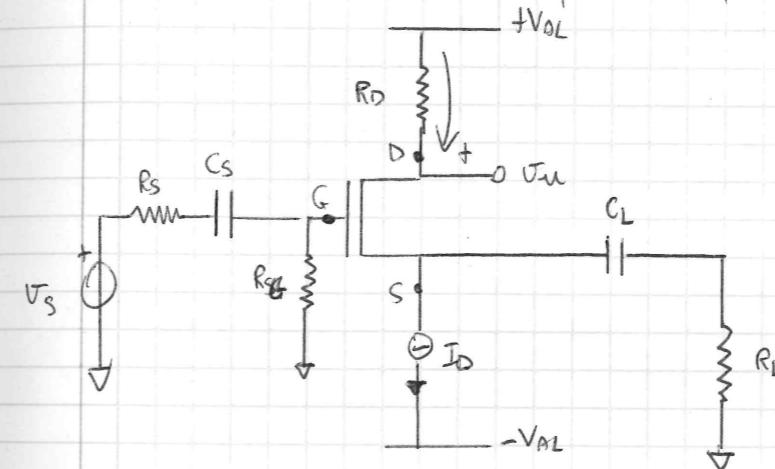
Ma, se $Z_0 \gg \frac{L}{g_m}$, allora $Z_0 \gg \frac{L}{g_m} \parallel R_S$, con R_S piccola!

Quindi,

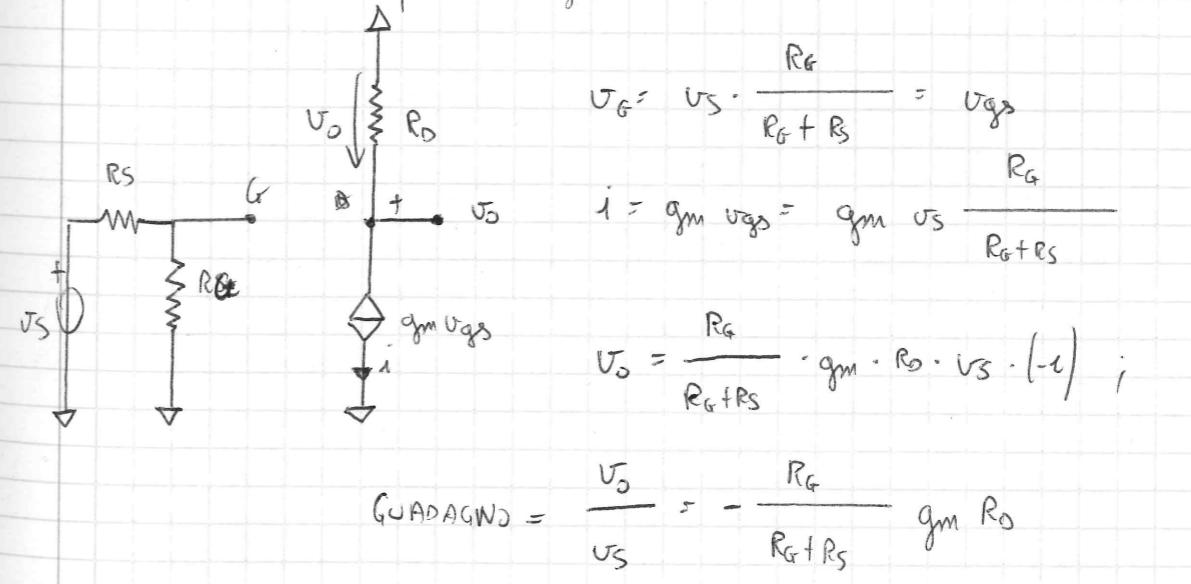
$R_{Din} \approx R_S g_m Z_0$.

Stadi di amplificazione con transistori MOS

Stadio a Source comune: in tutta della stadio doppio al CE con il BJT, quindi molto importante da conoscere. Per tenere la presentazione del circuito di polarizzazione, vediamo:



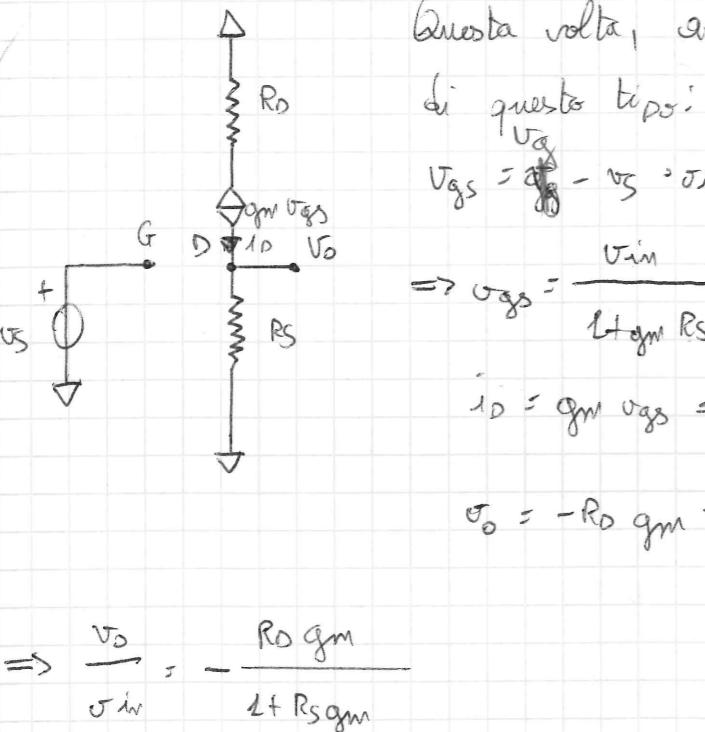
Presentando questo con il circuito di segnale, consideriamo i condensatori come fili, e tra G e D/S non ci sarà cortocircuito (causato dall'urto): il modello di piccolo segnale sarà:



Come nel CE, abbiamo un buon guadagno in corrente, invertente.

Complichiamo il circuito: consideriamo il circuito dello studio a source come con effetto Early, e resistenza di sourc.

Il piccolo segnale avrà questa forma:



Questa volta, anemo da fare un ragionamento di questo tipo:

$$V_{dS} = V_s - V_D - R_S \cdot g_m \cdot V_{dS}$$

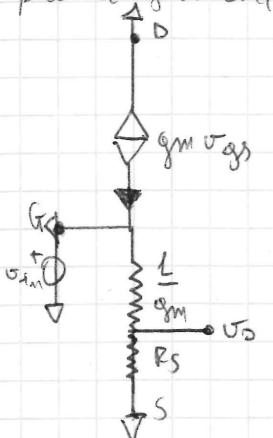
$$\Rightarrow V_{dS} = \frac{V_{in}}{1 + g_m R_S}$$

$$I_D = g_m V_{dS} = g_m \frac{V_{in}}{1 + g_m R_S}$$

$$V_o = -R_o g_m \frac{V_{dS}}{1 + R_o g_m}$$

Stadio a drain comune

Il circuito dello studio a drain comune, nel piccolo segnale sarà il seguente: consideriamo questa volta un modello a T, che può però ingannare, sotto un certo punto di vista:



Potrebbe sembrare che gate e sourc/drain non collegabili: questa è un'impostazione del fornitore del modello, ma molto sconosciuta: ciò non è assolutamente vero.

L'usata sarà un semplice perturbatore di tensione:

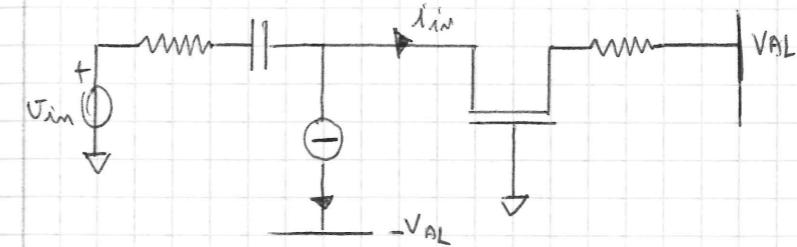
$$V_o = V_{in} \cdot \frac{R_o}{R_o + \frac{L}{g_m}} \rightarrow \frac{V_o}{V_{in}} = \frac{R_o}{R_o + \frac{L}{g_m}} = \frac{R_o g_m}{1 + R_o g_m} L L$$

E con Z_0 ? Z_0 è una resistenza de re a pari in parallelo a tutto:

$$\Rightarrow \frac{V_o}{V_{in}} = \frac{Z_0 || g_m R_S}{1 + g_m R_S || Z_0}$$

Stadio a gate comune

E il duale del common base di prima, col BJT:



$$I_{in} = \frac{V_{in}}{R_{in} + R_{Sin}} = \frac{V_{in}}{R_{in} + \frac{1}{g_m}}$$

$$V_o = \frac{R_o}{R_{in} + \frac{L}{g_m}} \cdot I_{in}$$

AGGIUNGS

EVOLUZIONI

Funzioni di trasferimento

Generalmente lo studio degli effetti di condensatori ed induttori si guarda nel dominio delle frequenze o, meglio, nel dominio di Laplace.

Parlando per ora solo di condensatori, ogni condensatore indipendentemente introduce nella rete uno zero ed un polo, ed una certa frequenza.

Il polo è sempre localizzato ad una frequenza finita; lo zero può essere a frequenza 0, finita, o ∞ .

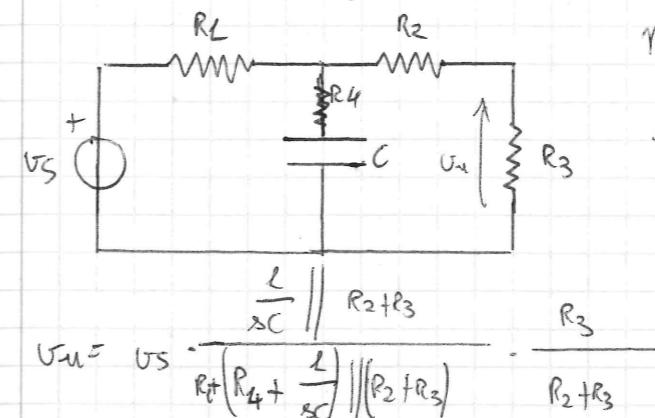
Per scrivere analiticamente una funzione che possa descrivere la rete, la "funzione di trasferimento" della rete, si dovrà portare la rete nel dominio di Laplace, e quindi usare le tecniche circuitali per ricavare d'usata.

Si noti che quello che facciamo analiticamente però non è "essere" il polo da "dentro", ma osservare l'effetto che ha sull'axe immaginario: di fatto, con la trasformata di Laplace, noi ci "muoviamo" solo sul semiasse positivo immaginario; nel piano complesso, un polo è un punto in cui il piano si deforma curvando fino a ∞ ; quello che noi vediamo però è solo l'"onda di deformazione", la "risecuzione" che si ha dall'"epicentro" dell'asse immaginario: supponiamo di esser su di un lenzuolo, ed alzarsi in un punto: quel punto è il polo, e l'effetto di piegatura dove stiamo noi è confrontabile con ciò che vediamo dal polo all'asse immaginario.

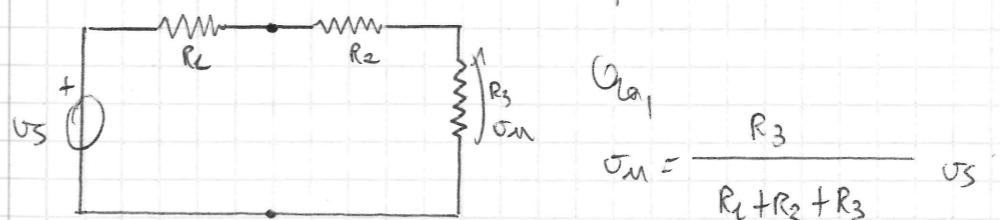
Proponiamo un esempio pratico di calcolo analitico di funzione di trasferimento, ed uno di calcolo "ogni cosa": si noti che un calcolo

ragionato si può solo fare, per ora, con una sola costante di tempo, ovia con un solo condensatore/induttore.

Prendiamo la seguente rete:



Questa espressione è molto complicata; notando la semplicità della rete, poniamo intuire che si possa far di meglio. Sfruttiamo il fatto di avere un solo condensatore, per fare alcuna congettura: a bassa frequenza, il condensatore non permetterà di passare il segnale, e quindi esso si comporterà come un circuito aperto:



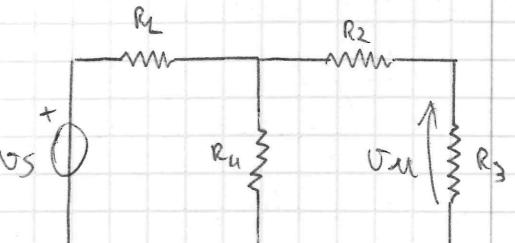
Notiamo che abbiamo quindi un prodotto in forma:

$$\frac{V_U}{V_S} = \frac{R_3}{R_1 + R_2 + R_3} \quad \text{L L}$$

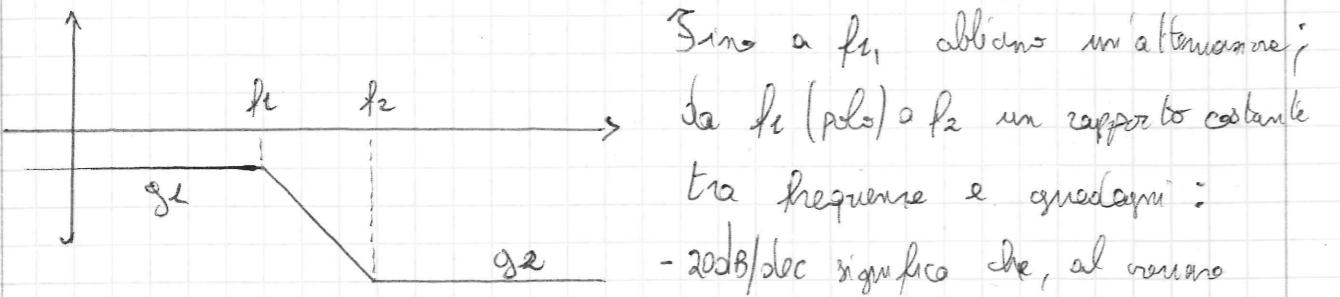
Quindi, avendo un'alternazione.

Consideriamo frequenze alte: ora il condensatore farà da colpo circuito per quella parte di frequenze:

$$V_U = \frac{R_4 \parallel (R_2 + R_3)}{R_1 + R_4 \parallel (R_2 + R_3)} \cdot \frac{R_3}{R_2 + R_3}$$



5 diagrammi di Bode sono una presentazione grafica dell'andamento, al variare della frequenza f , dei guadagni della rete;



Sino a f_1 abbiamo un'attenuazione;

da f_1 (polo) a f_2 un rapporto costante
tra frequenze e guadagni;

se -20dB/dec significa che, al variaz.

delle frequenze varia identicamente con il guadagno. -6dB/dec
(versano avanti) significa che il guadagno del rapporto delle frequenze
è uguale al rapporto dei guadagni;

Con 20dB/dec :

$$\frac{f_2}{f_1} = \frac{G_2}{G_1}$$

Il risultato in senso globale è il segmento:

Lato un solo condensatore nella rete, il
polo di questo sarà frequenza:

Con 40dB/dec :

$$f_p = \frac{L}{2\pi C R_{eq}}$$

$$\left(\frac{f_2}{f_1}\right)^2 = \frac{G_2}{G_1}$$

Usando ~~il polo~~ e l'osservazione appena fatta, sarà molto
facile, in reti ad una costante di tempo, determinare posizione
dello zero e del polo, mediante questi due trucchi.

Esercizio alternativo per la ricerca dello zero:
il teorema dell'elemento aggiunto.