NUMERO: 1796A - ANNO: 2015

A P P U N T I

STUDENTE: Massara Andrea

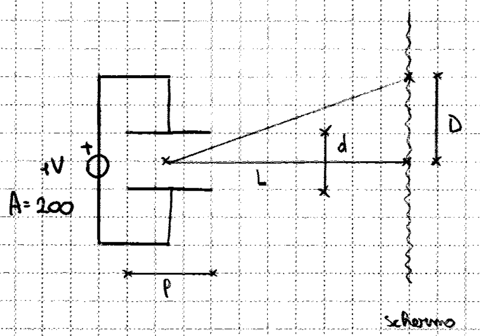
MATERIA: Circuiti elettronici e Misure elettroniche - prof. Maddaleno, Costanzo

CIRCUITI ELETTRONICI

11.03.15

esercizi misure

1.



Determinare il guadagno dell'amplificatore che pilota le placchette, ~~avendo~~
$S_g = 20$ mm/V ⟵ IN MODO DA AVERE S_{FINALE}

$V_a = 2$ KV
$P = 2$ cm
$d = 1$ cm
$L = 20$ cm

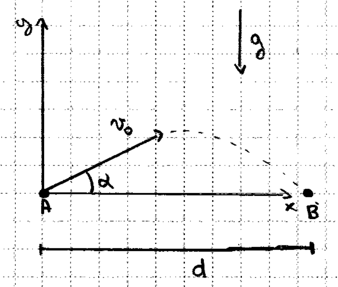
$$S = \frac{1}{2}\,\frac{P \cdot L}{d \cdot V_a} = \frac{D}{V_{PLACC}} = \frac{20 \cdot 10^{-3} \cdot 200 \cdot 10^{-3}}{10 \cdot 10^{-3} \cdot 2 \cdot 10^{3}} = 100\ \mu m/V$$

→ ogni Volt di tensione applicata le placchette si sposta di 100 μm

... ma vorrei $S_g = 20$ mm/V, dunque inserisco un amplificatore A

$$\boxed{S_g = A \cdot S \qquad 20\ mm/V = A \cdot 100\ \mu m/V \qquad A = 200}$$

2. 5/9/2012



$m = (0{,}2 \pm 0{,}01)\ g$

$v_0 = (15 \pm 1)\ \frac{m}{s}$

$\alpha = (30 \pm 0{,}1)^\circ$

$g = 9{,}80665\ \frac{m}{s^2}$ ← è conosciuta priva di incertezza

$\delta g = \text{"}0\text{"}\ \frac{m}{s^2}$

D1 • Quanto vale d?

D2 • Quanto vale δd?

R1 • $a_x = 0$ $\quad a_y = -g$

$$\begin{cases} x = v_0 (\cos\alpha) t \\ y = v_0 (\sin\alpha) t - \frac{1}{2} g t^2 \end{cases}$$

$$y = \cancel{v_0}(\sin\alpha)\frac{x}{\cancel{v_0}\cdot\cos\alpha} - \frac{1}{2} g \left(\frac{x}{v_0 \cos\alpha}\right)^2 =$$

$$y = tg(\alpha)\cdot x - \frac{1}{2} g \frac{x^2}{v_0^2 \cos^2\alpha}$$

... per $y = 0$ Ro $x_1 = 0$ e $x_2 = d = \frac{\sin(2\alpha)}{g} \cdot v_0^2$

R2 • δd?

$$d = \frac{\sin 60^\circ}{9{,}80665} \cdot (15)^2 = 19.9\ m$$

va espressa in RAD!

→ le derivate delle trigonometriche sono definite usando radianti

→ incertezza nulla!

$$\delta d = \left|\frac{\partial d}{\partial v_0}\right| \cdot U_{v_0} + \left|\frac{\partial d}{\partial \alpha}\right| U_\alpha + \cancel{\left|\frac{\partial d}{\partial g}\right| U_g}^{\,0} = \left|2 \cdot v_0 \cdot \frac{\sin 2\alpha}{g}\right| \cdot 1 + \left|\frac{\cos 2\alpha \cdot 2}{g}\, v_0^2\right| \cdot U_{\alpha\,RAD}$$

2

Tornando dunque all'esercizio:

$T = 2$ div.

$\Delta t = \frac{3}{5}$ div $\qquad \frac{\Delta\phi}{360} = \frac{3/5}{2}$

$\Delta\phi = 360^\circ \cdot \frac{3}{10} = 108^\circ$

MISURE
04.03.2015

Misura di resistenze: metodo voltamperometrico

Se sul codice a colori c'è incertezza del 5% per le resistenze, noi vogliamo avere quella effettiva data dal circuito!

Nei circuiti:

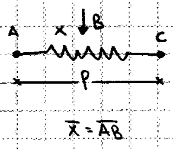
$R \to$ Sensori!!

$R = f(\rho, T, \text{"gas"}, RH\%, \ldots)$

$$\begin{cases} \dfrac{\partial R}{\partial T} = \text{sensore di temperatura} \\ \dfrac{\partial R}{\partial \rho} = \text{" di posizione} \end{cases}$$

esempio:

① $R = \rho \dfrac{l}{S}$



$A \equiv B$ R_{min}

$B \equiv C$ R_{max}

$R = \rho \dfrac{x}{S}$

② $\Delta T = T - T_0$

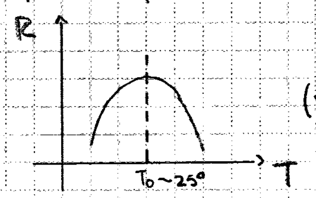
$R = R_0(1 + \alpha \Delta T)$

coeff. di sens. termica!

$R \uparrow$ se $T \uparrow$

$\left(Pt_{100} \quad R = 100\,\Omega \quad T = 0°K \quad \alpha = 0{,}4\%/K \Rightarrow \alpha = 4\,\Omega/_{10K} \right)$

A volte capita che non sia facile trovare il termine $\dfrac{dR}{dT}$ (massimizzato), quindi non è ad essa sensibile! Tipicamente queste sono resistenze in manganina (Cu 80%, Mn 16%, ...)



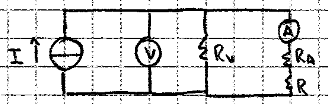
(sporto T_0) $5° \to 30°$

$$\boxed{\left.\dfrac{dR}{dT}\right|_{T_0} \sim 0 \qquad \alpha = 10^{-7}/K}$$

nei pressi di T_0, il valore di R al variare di T è praticamente impercettibile!

2

2



$\boxed{V_m \neq V_R \quad I_m = I_R}$

$V_m = V_R + V_{RA}$

R + grande

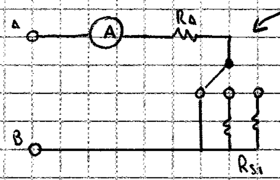
con questa configurazione, detta "voltmetro a monte", non misuro R, ma ad essa sovrastimo con R_A.
Solo se $R_A \to 0$ (caso ideale) trovo R!

ESERCIZIO:

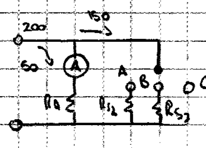
Amperometro $R_A = 1,2\ k\Omega$ $I_{fs} = 50\ \mu A$

$\hat{I}_{fs}$:
- 50 μA
- 200 μA
- 1 mA

ERRATO!

- 

Il primo contatto è giusto, ma gli altri no!
Mettendo altre R, non cambio il fondo scala!

- 

così va bene perchè sottraggo corrente!

Le resistenze in // sono dette resistenze di shunt!

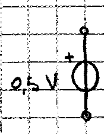
$\hat{I}_{fs} = I_{fs} + I_{R_{s1}}$

- $200 = 50 + 150$ (Da ciò vuol dire che, R_{s1} quanto deve valere rispetto a R?)

CASO 2) Viene uguale!

(2)

$R_x = 100\,\Omega$ voglio misurarla con incertezza $\leq 1\%$



A disposizione

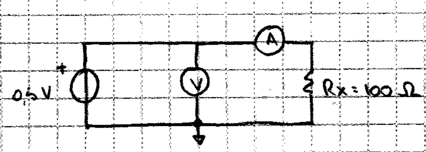
Voltmetro con $\delta V = 0{,}05\%\, V_{fs} + 0{,}08\%\, V_l$ ideale ($R_V = \infty$)

V_{fs}: • 1 V • 2 V • 10 V • 20 V

Ho a disposizione anche degli amperometri ideale ($R_A = 0$)

con fondi scala di 1 mA, 5 mA, 10 mA, 50 mA

Devo trovare la combinazione con inc. $\leq 1\%$



$R_x = \frac{V_m}{I_m}$

$$\frac{\delta R_x}{R_x} = \frac{\delta V_m}{V_m} + \frac{\delta I_m}{I_m} \leq 1\%$$

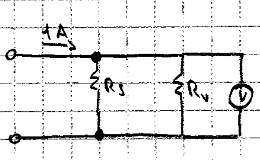
- $\delta V = \frac{0{,}05}{100} \cdot 1\,V + \frac{0{,}08}{100} \cdot 0{,}5\,V = 0{,}5\,mV + 0{,}4\,mV = 0{,}9\,mV = 0{,}9\,mV$

$$\frac{\delta V_m}{V_m} = \frac{0{,}9\,mV}{0{,}5\,V} = 2‰$$

- $\frac{\delta I}{I} \leq \left(0{,}01 - \frac{0{,}9}{500}\right) = 0{,}01 - 0{,}002 = 1\% - 2‰$

$\frac{\delta I}{I} \leq 8‰$ classe $\leq 0{,}8$!

(3)



$R_V = 10\,M\Omega$

$R_s = (0{,}1 \pm 0{,}001)\,\Omega$

$V_{fs} = 100\,mV$

$\frac{\delta V_{fs}}{V_{fs}} = \varepsilon_V = 1\%$

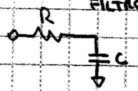
Determinare l'indice di classe dell'amperometro:

$I_m = \frac{V_m}{R_s}$ $\quad \frac{\delta I_m}{I_m} = \frac{\delta V_m}{V_m} + \frac{\delta R_s}{R_s} = 1\% + 1\% = 2\%$ CLASSE 2

approssimo I_m con I perché il parallelo di $0{,}1\,\Omega$ e $10\,M\Omega$ è $0{,}1\,\Omega$

Possibili domande teoria

1) FILTRO RC PB



$B \times t_s = \boxed{\ldots}$

2) Dimostrare 1)

3) Differenza fra modalità CHOP e ALT in un oscilloscopio analogico

4) Il valore medio di un segnale ad onda quadra +5V e -5V con duty cicle 40% vale: $\boxed{\ldots}$

5) Nella modalità NORM ho sempre un'immagine nel CRT $\boxed{V|F}$

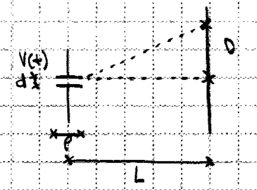
6) Nel visualizzare una tensione costante di 3V, quale modalità devo utilizzare? Perchè?

7) TRC = $l = 2$ cm
$d = 1$ cm
$V_a = 1500$ V
$L = 20$ cm

$v(t) = 100$ V, quanto vale D?

Altra osservazione:

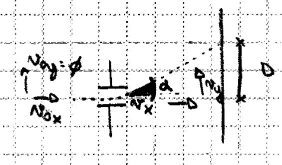
$$S = \frac{D}{V(t)} = \frac{1}{2}\frac{L\,\ell}{d\,V_a}$$



I conti precedentemente fatti erano svolti sulla base di una $V(t)$ costante!

E se $V(t) = A \cdot \sin(\omega t)$?

Avevamo inoltre supposto $\vec{v}_x$ = costante



$$\alpha = f(v_{ox}, v_{oy})$$

che di fatto dipende solo dallo studio di v_y poiché v_{ox} è fissa!

v_y = velocità lungo y all'uscita, sapendo che $v_{oy} = \emptyset$

$$F_y = m \cdot a_y = q E_y = q \cdot \frac{V(t)}{d} \qquad S \propto V_y$$

$$v_y = \int_{t_0}^{t_0+\tau} a_y(t)\,dt$$

$t_0+\tau$ ← tempo ingresso + tempo transito nelle placchette

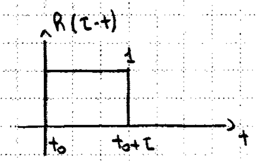
t_0 ↗ tempo ingresso placchette

per via della relazione scritta sopra

$$\propto \int_{t_0}^{t_0+\tau} V(t)\,dt$$

Dunque studio quell'integrale lì, che è riscrivibile come:

$$v_y \propto \int_{-\infty}^{+\infty} V(t) \cdot R(\tau - t)\,dt$$



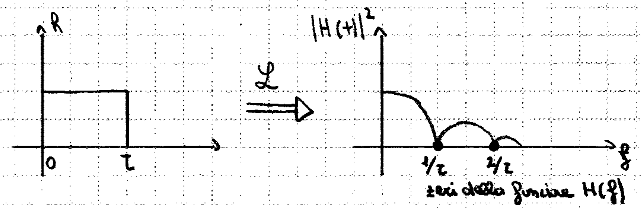
Trasformando nel dominio delle frequenze ottengo

$$\boxed{V_y(f) = V(f) \cdot H(f)}$$

= FUNZIONE DI TRASFERIMENTO!

$H(f)$ è una porta di durata τ, quindi $p_{2\tau}$!

Variare il potenziale alle placchette vuol dire variazione della velocità di uscita lungo y dello spot elettronico, quindi ripercussioni sulla sensibilità S



$$H(f) = \frac{\sin(\pi f \tau)}{\pi f \tau} \qquad \pi f \tau = \emptyset, \pi, 2\pi, \ldots \qquad f = \frac{1}{\tau}, \frac{2}{\tau}, \ldots$$

Quanto vale la banda di questo circuito?

Utilizzerò pertanto il f_s di 5 V

$$\delta V_s = \frac{1{,}5}{100} \cdot 5 = 75 \text{ mV}$$

INC. S11VM

Dimenticata: $K = 2{,}22$ costante strumentale del v.m a s.s

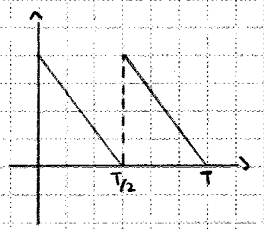
Rifaccio i conti:

$V_{m} = 2{,}5 \text{ V} \longrightarrow V_e = 2{,}5 \cdot 2{,}22 = 5{,}5 \text{ V}$

uso f_s di 10 V

$$\delta V_s = \frac{1{,}5}{100} \cdot 10 \text{ V} = 150 \text{ mV}$$

2)



$$V_m = \frac{1}{T}\int_0^T s(t)\, dt = 2 \cdot 2{,}5 = 5 \text{ V}$$

$$V_e = K \cdot 5 \text{ V} = 1{,}11 \cdot 5 \text{ V} = 5{,}55 \text{ V}$$

$$\delta V_s = \frac{3}{100} \cdot 6 \text{ V} = 180 \text{ mV}$$

3)

$K = 0{,}707$

$V_e = 0{,}707 \cdot \max(s(t))$

$V_e = 0{,}707 \cdot 10 \text{ V} = 7{,}1 \text{ V}$

$$\delta V_s = \frac{5}{100} \cdot 10 \text{ V} = 0{,}5 \text{ V}$$

MISURE
10.06.15

Temi d'esame

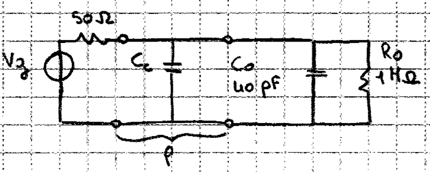
1)

$R_1 = 1000\ \Omega$, 1 %
$R_2 = 2000\ \Omega$, 1%
$R_3 = 2\ k\Omega$, 2%

$R_T = 5\ k\Omega$

$\delta R_T = \delta R_1 + \delta R_2 + \delta R_3 = 10 + 20 + 40 = 70\ \Omega$

2)



ℓ = cavo coassiale con K_c 80 pF/m

Determinare max ℓ tale che $f_T = 15$ MHz

$$f_T = \frac{1}{2\pi (R_g // R_o)(C_c + C_o)} = 15\ MHz$$

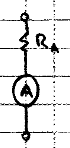
$C_c + C_o = (15\ MHz \cdot 2\pi \cdot 50\ \Omega)^{-1} = 212\ pF$

$C_c = 212\ pF - 40\ pF = 172\ pF$

$C_c = K_c \cdot \ell = 172\ pF$ $\qquad$ K_c = CAP. PER UNITÀ DI LUNGHEZZA.

$\ell = 172\ pF / 80\ pF/m = 2{,}15\ m$

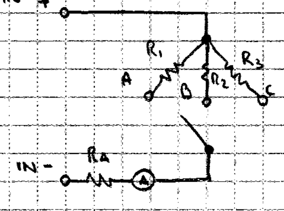
3)



$I_{fs} = 100\ \mu A$
$R_A = 600\ \Omega$

→ Voglio costruire un voltmetro con $V_{f.s.} = 1, 10, 100\ V$

1) Disegnare il circuito trovando i valori richiesti per R_i



- $V_{fs} = 1V$ $\qquad (100\ \mu A)(R_A + R_1) = 1V$

  $R_1 = \frac{1}{10^{-4}} - R_A = 9{,}4\ k\Omega$

- $V_{fs} = 10\ V$ $\qquad (100\ \mu A)(R_A + R_2) = 10\ V$

  $R_2 = \frac{10\ V}{100\ \mu A} - R_A = 99{,}4\ k\Omega$

- $V_{fs} = 100\ V$ $\qquad (100\ \mu A)(R_A + R_3) = 100\ V$

  $R_3 = \frac{100\ V}{100\ \mu A} - R_A = 999{,}4\ k\Omega$

5

$V_x: 20\ kV$ $\quad V_{fs}: 3{,}2\ V;\ 32\ V;\ 320\ V$

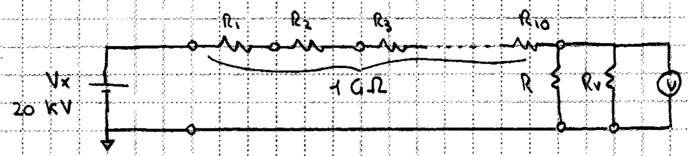
$R_i = 100\ M\Omega,\ 0{,}5\%$ (sono 10)

$R = 1{,}1\ M\Omega,\ 0{,}5\%$

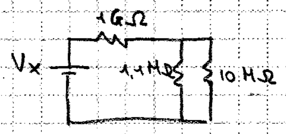
$R_V = 10\ M\Omega,\ 0{,}1\%$

$\delta V_\ell = 0{,}3\%\ V_\ell + 0{,}03\%\ V_{fs}$

δV_x ?

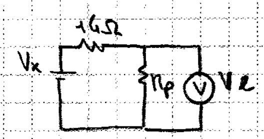


$R_T = 1\ G\Omega \qquad \delta R_T = 10\left(\frac{0.5}{100} \cdot 100\ M\Omega\right) = 5\ M\Omega$



$$R_V /\!/ R = \frac{10\ M\Omega \cdot 1{,}1\ M\Omega}{10\ M\Omega + 1{,}1\ M\Omega} = 0{,}99\ M\Omega$$

$$\delta(R_V /\!/ R) = \left|\frac{\partial R_p}{\partial R_v}\right| u(R_v) + \left|\frac{\partial R_p}{\partial R}\right| u(R) = \left(\frac{R_2}{R_1+R_2}\right)\frac{\delta R_1}{R_1} + \left(\frac{R_1}{R_1+R_2}\right)\frac{\delta R_2}{R_2} = 4‰$$



$$V_\ell = \frac{R_p}{R_p+R_s} \cdot V_x \approx 20\ V$$

$\delta V_\ell = \ldots$

$$\frac{\delta V_\ell}{V_\ell} = \frac{\delta V_x}{V_x} + \left(\frac{R_s}{R_p+R_s}\right) \frac{\delta R_s}{R_s} + \frac{\delta R_p}{R_p} :$$

$$\frac{\delta V_x}{V_x} = \frac{\delta V_\ell}{V_\ell} + \left(\frac{R_s}{R_p+R_s}\right)\left(\frac{\delta R_s}{R_s} + \frac{\delta R_p}{R_p}\right)$$

$\delta V_\ell = \frac{0.3}{100}\ 20\ V + \frac{0{,}03}{100}\ 32\ V = 69{,}6\ mV = 70\ mV \qquad \frac{\delta V_\ell}{V_\ell} = 3{,}5\ mV$

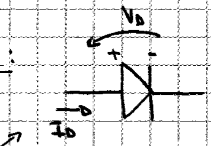
$\frac{\delta V_x}{V_x}$ = sostituisco i precedenti valori

CIRCUITI ELETTRONICI LEZ. 1
18.3.2015

- Circuiti elettronici, Beccari, CLUT
- Sedra Smith, Circuiti per la microelettronica, 4th edizione italiana

Scaricare LTSPICE da internet (link sul portale)

DIODO IDEALE:

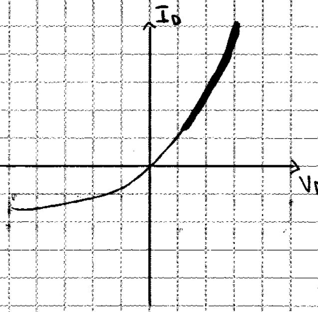


$$\boxed{I_D = I_0 \left(e^{\frac{V_D}{V_T \eta}} - 1\right)}$$

$\eta \approx 2$ per Si

simbolo del diodo

la cui caratteristica è:



tale relazione è invertibile e si trova che:

$$\boxed{V_D = \eta V_T \ln\left(\frac{I_D + I_0}{I_0}\right)}$$

2

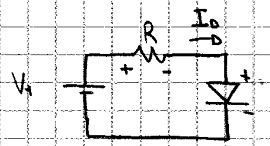
1

è dimensionalmente corretta?

$V_D = [V]$ $\eta V_T \ln(\dots) = [V]$

ai limiti si comporta come dice il grafico?

verifico in un punto o + la validità della relazione



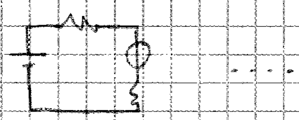
calcolare I_D risulta impossibile data la forma di V_D!

MA ... se mi trovo nella zona accensione del diodo (conduzione diretta per tensioni oltre un certo TOT, circa 150 mV poiché $V_T \approx 25$ mV) considero $I_D = I_0 e^{\frac{V_D}{V_T \eta}}$

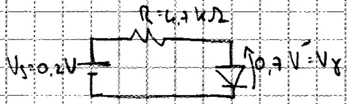
Tutto ciò rappresenta il **MODELLO DEL DIODO**: semplificazione e descrizione del comportamento

MODELLI:
- Analitici ($I_D = I_0 (e^{V_D/V_T \eta} - 1)$)
- Circuitali (Thevenin, ...)

→ Hanno sempre delle approssimazioni (tipo il -1) e dei limiti con il modello ③:



- Esempio:

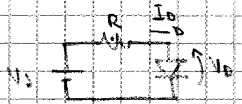


$$I_D = \frac{0{,}2V - 0{,}7V}{4{,}7\,k\Omega} = \frac{-0{,}5\,V}{4{,}7\,k\Omega} = -106\ \mu A$$

→ il valore negativo indica che ho usato il modello fuori del suo range di validità!

ne uso un altro e verifico che è sbagliato il precedente

- Esempio:



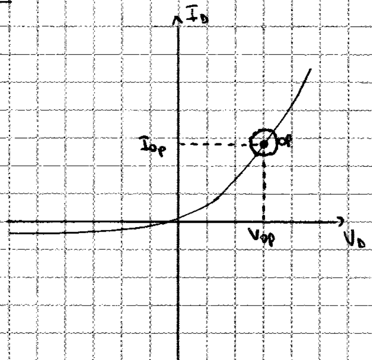
$$I_D = \frac{V_S - \eta V_T \ln\left(\frac{I_D + I_0}{I_0}\right)}{R} \Rightarrow I_D = f(I_D)$$

irrisolvibile, dunque come faccio?

itero con metodi numerici tipo Newton (funziona se $f' < 1$) → se $f' > 1$ inverto f e faccio che $f^{-1}(I_D) = \frac{1}{I_D}$

se uno converge l'altro diverge sempre

MODELLO AMPIO SEGNALE



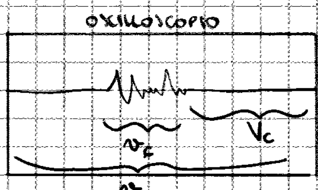
per ogni valore di tensione ne trovo uno di corrente

↓

è però poco agibile lavorare con esponenziali, soprattutto se oltre al punto di lavoro, voglio analizzare cosa succede in un suo intorno

Definizione di "segnale": variazione di un parametro elettrico

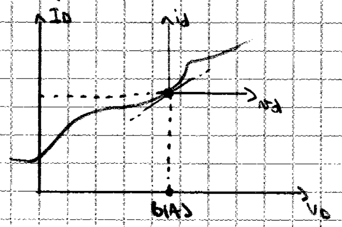
- Tensione continua V_C (MAIUSC + MAIUSC)
- " totale v_C (" + min)
- Segnale v_c (min + min)



ci sarà poi V_c che è la trasformata di Laplace $\mathcal{L}(v_c)$ di v_c

$$\boxed{v_C = V_C + v_c}$$

LINEARIZZAZIONE: • parto dal componente così com'è



① Ne trovo il punto operativo = BIAS POINT

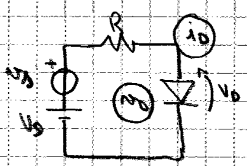
② Localmente linearizzo:

come? Taylor troncato al I ordine oppure derivata prima

di fatto la linearizzazione è fare la tangente localmente

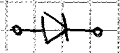
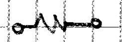
③ Elimino le componenti del BIAS spostando gli assi sul BIAS POINT che diventa la mia nuova origine!

Dunque? Tornando al circuito iniziale!

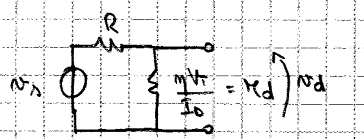


$i_d = \frac{I_D}{\eta V_T} v_d$ conduttanza differenziale g_d

$v_d = i_d \cdot \frac{\eta V_T}{I_D}$ resistenza differenziale r_d

Quindi solo per il segnale  diventa  !!

Partitore di tensione

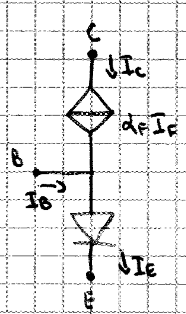


$$\frac{v_d}{v_s} = \frac{\eta V_T / I_D}{\frac{\eta V_T}{I_D} + R} = \frac{r_d}{r_d + R}$$

Ottengo così il MODELLO DI PICCOLO SEGNALE linearizzato dall'ampio!

Grazie al fatto che $V_{BC} < 0$ posso eliminare (casi armonici) quei due componenti e Ro:

1



MODELLO DI AMPIO SEGNALE O A "T"

Le equazioni un po' più facili che lo governano sono:

$$I_B = I_E - \alpha_F I_E \quad \rightarrow \quad I_E = \frac{I_B}{1-\alpha_F} \qquad \text{con } I_E = I_{ES}\left(e^{V_{BE}/V_T} - 1\right)$$

$$I_C = \alpha_F I_E \quad \rightarrow \quad I_C = \underbrace{\frac{\alpha_F}{1-\alpha_F}}_{\beta_F} I_B = \beta_F I_B$$

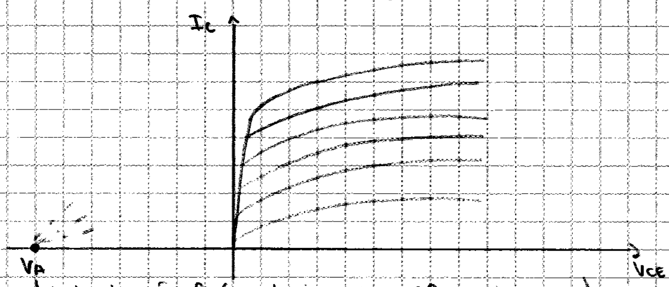
Poiché $\alpha_F \approx 1$ ossia $0{,}99 \div 0{,}999$

variazione di α_F di 1% produce β_F con variazioni del 1000%

$$\beta_F = \frac{0{,}99}{1-0{,}99} = 99 \neq \beta_F = \frac{0{,}999}{1-0{,}999} = 999$$

Come mai? il β_F cambia tantissimo, non mi fido di lui!

Tornando alle caratteristiche:



{ il fatto che le curve non siano // all'asse x è l'effetto Early!

↳ tensione Early (: punto incrocio prolungamento curve)

Analiticamente Early si esprime come:

$$\boxed{I_C = \beta_F I_B \left(1 + \frac{V_{CE}}{V_A}\right)}$$

LESSICO: 1 - Terra: potenziale locale del pavimento su cui poggio i piedi (⏚)

2 - Massa: Scatola metallica che può essere toccata dall'uomo ed è alimentata dalla rete

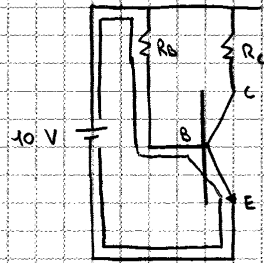
3 - Riferimento (Ø Volt): potenziale rispetto a cui i circuiti lavorano (⊥)

POLARIZZAZIONE DEI DISPOSITIVI

- Vuol dire fissarne la sua corrente: la I_C se è un BJT / la I_D " " " MOS } queste due perché è da loro che varia il resto

- In seconda battuta fissa la tensione: la V_{CE} se è un BJT / la V_{DS} " " " MOS

1



$R_B = 1\,M\Omega$
$\beta_F = 200$
$R_C = 2,2\,k\Omega$
$V_{BE} = 0,6\,V$

- quanto vale I_C?
- quanto vale V_{CE}?

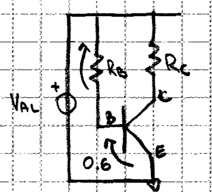
Passi per analizzare la polarizzazione dei dispositivi a transistori:

A) Calcolo del BIAS:

- equazioni alle maglie ($\Sigma V = \emptyset$)
- si usano le I_B come incognite (+ eventualmente altre correnti se necessari)
- non si passa praticamente mai dal collettore (introdurrei una nuova variabile che è un gen. di corrente che c'è tra E e C

Cerco I_B che per β_F darà I_C!

- (Per non scrivere equazioni l.d. contromaglio i dispositivi su cui passo)
- Quindi posso fare così, oppure analizzo prima solo correnti e poi solo tensioni



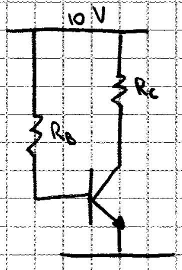
Percorrendo la maglia rossa faccio $\Sigma V = \emptyset$: meglio di quella accanto

$$V_{AL} - V_{RB} - V_{BE} = \emptyset \quad = \quad \underbrace{V_{AL}}_{\text{chi spinge}} = \underbrace{V_{RB} + V_{BE}}_{\text{chi mangia}}$$

$$V_{AL} = R_B \cdot I_B + V_{BE}$$

$$10\,V = 1\,M\Omega \cdot I_B + 0.6\,V$$

$$9,4\,V = 1\,M\Omega \cdot I_B \qquad I_B = \frac{9,4\,V}{1\,M\Omega} = 9,4\,\mu A$$



fa il contrario di ciò che voglio:

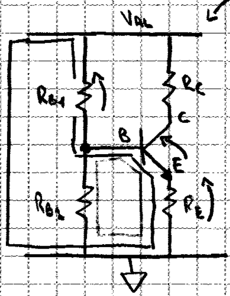
$$I_C = \beta_F \cdot \frac{V_{AL} - V_{BE}}{R_B}$$

metto I_C funzione di I_B! NO!

Devo fissare I_C, non I_B!

PESSIMO!

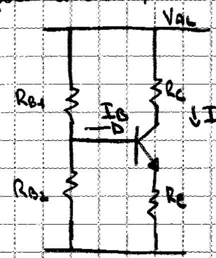
③ CIRCUITO DI AUTOPOLARIZZAZIONE (SELF BIAS)



Trovare I_C, V_{CE}!

BUONO!

Perché è un buon circuito per polarizzazioni?



CIRCUITO PARTITORE

PEGGIO 2x2

Scrivo l'eq alla maglia rossa:

1) $V_{AL} = R_{B1} \cdot I_{RB1} + V_{BE} + R_E \cdot (\beta_F + 1) I_{RB1}$

non conoscendo I_{RB1} scrivo un'altra eq.:

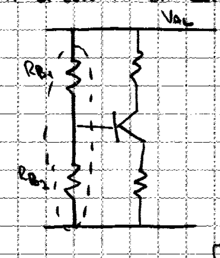
2) $R_{B2} \cdot I_{RB2} = V_{BE} + (\beta_F + 1) \cdot I_B \cdot R_E$

Dunque risolvo il sistema e trovo I_B e I_{RB1} con 2 equazioni

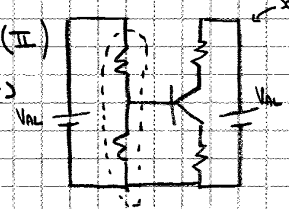
MEGLIO 1x1

Studio il circuito di autopolarizzazione:

(I)



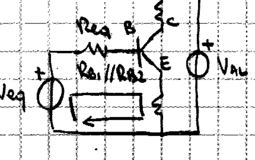
(II)



sdoppio il generatore V_{AL}

me faccio il Thevenin

(III)



$$V_{eq} = V_{AL} \cdot \frac{R_{B2}}{R_{B1} + R_{B2}} \quad \text{ed} \quad R_{eq} = R_{B1} // R_{B2}$$

$$V_{eq} = R_{eq} \cdot I_B + V_{BE} + R_E (\beta_F + 1) I_B$$

anziché aver risolto il sistema ho una sola eq. con incognita I_B

$$\boxed{I_B = \frac{V_{eq} - V_{BE}}{R_{eq} + (\beta_F + 1) R_E} \qquad I_C = \beta_F \cdot \frac{V_{eq} - V_{BE}}{R_{eq} + (\beta_F + 1) R_E}}$$

se β_F è grande il suo contributo su I_C è nullo poiché

$$\lim_{\beta_F \to \infty} I_C = \frac{V_{eq} - V_{BE}}{R_E}$$

CIRCUITI ELETTRONICI
25.03.2015

Autopolarizzazione e Sensitivity

Ricordo i passi per il calcolo del BIAS

- Eq. alle maglie
- Incognite I_B + altre correnti
- Non ponare pere il collettore (drain se MOS)
- Thevenin sui partitori di tensione
- Divide et impera

} + queste due aggiuntive rispetto alla lista precedente

Ricordo anche le tre definizioni di S:

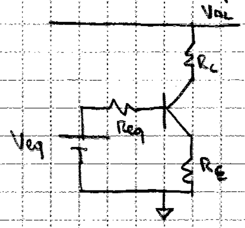
I) $\boxed{S_x^y = \frac{dy}{dx}}$ ASSOLUTA (dimensionata)

II) $\boxed{S_x^y = \frac{dy}{dx} \cdot \frac{x}{y}}$ RELATIVA (adimensionata)

III) $\boxed{S_x^y = \frac{\partial y}{\partial x} \cdot \frac{1}{y}}$ SEMIRELATIVA SU y (dimensionata)

IV) $\boxed{S_x^y = \frac{\partial y}{\partial x} \cdot x}$ SEMIRELATIVA SU x (dimensionata)

(2) esempio sul circuito di polarizzazione:



$$I_C = \frac{\beta_F (V_{eq} - V_{BE})}{R_{eq} + (\beta_F + 1) R_E}$$

relativa

$$\bullet\ S_{\beta_F}^{I_C} = \frac{\partial I_C}{\partial \beta_F} \cdot \frac{\beta_F}{I_C} = \frac{\cancel{(V_{eq} - V_{BE})}[DEN] - \beta_F \cancel{(V_{eq} - V_{BE})} \cdot R_E}{[R_{eq} + (\beta_F + 1) \cdot R_E]^2} \cdot \frac{\cancel{\beta_F} \cdot \cancel{[R_{eq} + (\beta_F + 1)]}}{\cancel{\beta_F} \cancel{(V_{eq} - V_{BE})}}$$

$$= \frac{[DEN] - \beta_F \cdot R_E}{R_{eq} + (\beta_F + 1) R_E} = \frac{R_{eq} + R_E}{R_{eq} + (\beta_F + 1) \cdot R_E} = \frac{1}{1 + \frac{\beta_F R_E}{R_{eq} + R_E}}$$

$$\approx \frac{R_{eq} + R_E}{\beta_F R_E} \quad \text{se} \quad \frac{\beta_F R_E}{R_{eq} + R_E} \gg 1$$

semirelativa su I_C

$$\bullet\ S_{V_{BE}}^{I_C} = \frac{\partial I_C}{\partial V_{BE}} \cdot \frac{1}{I_C} = -\frac{\cancel{\beta_F}}{\cancel{R_{eq} + (\beta_F + 1) R_E}} \cdot \frac{\cancel{R_{eq} + (\beta_F + 1) R_E}}{\cancel{\beta_F} (V_{eq} - V_{BE})} = -\frac{1}{(V_{eq} - V_{BE})}$$

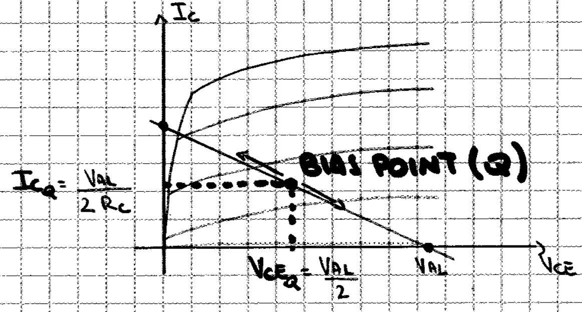
(um -1 su Volt, dimensione V^{-1})

rispetto all'esempio (1) in modulo è + grande, ma va bene comunque perchè sensibilizzo di + in relativa

Classi amplificatori e rendimenti (9)

Ma su quella retta quale sarà il punto di funzionamento a riposo (BIAS POINT)?

TIPO 1) Una scelta ragionevole è mettersi a metà strada tra la tensione min e max del BJT $\Rightarrow \frac{V_{AL}}{2}$, da cui deriva che $I_C = \frac{V_{AL}}{2R_C}$



Supponendo di aver perso un punto con V_{CE_Q} e I_{CQ}, se applico un segnale la I_B cambia, dunque cambia la $I_C \Rightarrow$ segue che il punto di riposo non è + lì, ma può salire o scendere, ma SEMPRE stando sulla retta di carico!

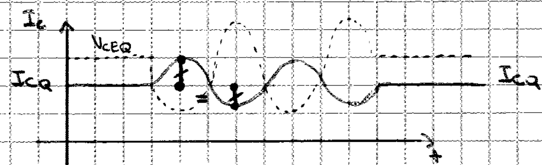


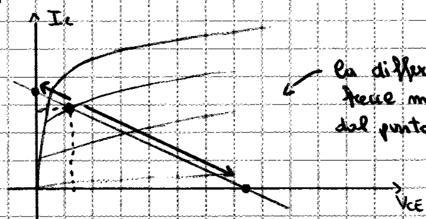
grafico dell'oscillazione della I_{CQ} perturbata

$$i_C = I_C + i_c = I_{CQ} + I_{PK} \cdot \sin \omega t$$

PK = PEAK = picco

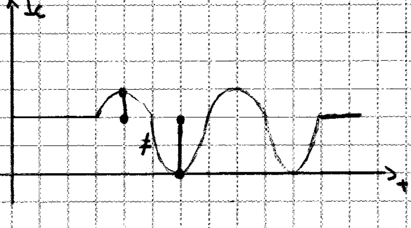
OTTIMIZZO l'AMPLIFICATORE: Il bias point a metà della retta di carico è utile per amplificare con la stessa efficacia la semionda positiva e negativa. $\Rightarrow$ AMPLIFICATORE CLASSE A amplifica sempre $\Rightarrow$ La corrente I_C è sempre >0 ma è + o - positiva grazie al lavoro dell'ampl.
↳ il segnale la perturba diminuendola e aumentandola in modulo

NON OTTIMIZZO L'AMPLIFICATORE: Una cattiva scelta di BIAS point, esempio più vicino agli assi e non a metà, non produce ottimizzazione nell'amplificazione!



la differenza di lunghezza delle frecce mostra i range di amplificazione dal punto di BIAS per le semionde + e -

Avessi scelto questo secondo BIAS, plausibile, non avrei ottimizzazione perché l'amplificazione non è massimizzata! Le semionde negative tanto, le positive poco!



Dire che $V_{PK} \leq \frac{V_{AL}}{2}$ significa fare $V_{PK} = K \cdot \frac{V_{AL}}{2}$

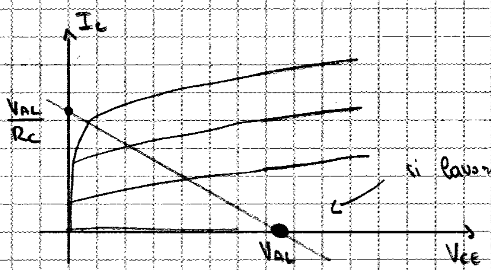
Da cui sostituendo trovo che $P_{LOAD} = \frac{K^2 V_{AL}^2}{R_C \cdot 2 \cdot 4}$

Con il rapporto calcolo ora η:

$$\boxed{\eta = \frac{P_{LOAD}}{P_{AL}} = \frac{K^2 V_{AL}^2}{R_C \cdot 8} \cdot \frac{2 R_C}{V_{AL}^2} = \frac{K^2}{4}} \longrightarrow$$ rendimento massimo del 25% massimo per gli amplificatori di classe A!

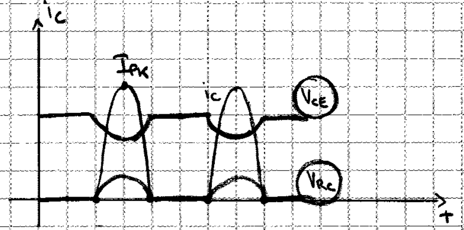
ORRIBILE!

TIPO 2 } Una soluzione migliore potrebbe essere l'adare a lavorare nel punto di V_{CE_Q}:



Tale è la scelta dell'AMPLIFICATORE DI CLASSE B!

Per la scelta fatta non si amplifica una semionda, ma a mio favore ho che a riposo poiché $I_C \simeq 0$ nel BIAS SCELTO ho che non c'è assorbimento di potenza

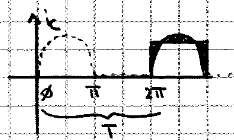


limite MAX $\rightarrow$ $I_{PK} \leq \frac{V_{AL}}{R_C}$ ossia $I_{PK} = K \frac{V_{AL}}{R_C}$

La potenza di alimentazione $P_{AL}(t)$ varrà $P_{AL}(t) = V_{AL} \cdot i_C$, da cui il valor medio:

$\langle P_{AL} \rangle = V_{AL} \langle i_C \rangle$

costante



valor medio = area cupola uguale area parabolette a lat

le aree delle parabole si calcolano con $A_P = \frac{2}{3} \cdot b \cdot h$

poiché però non sono propriamente parabole ma seni (più stretti) la sua area diventa:

$A_{sin} = \frac{2}{\pi} \cdot b \cdot h$

trovo dunque $\langle i_C \rangle$ come:

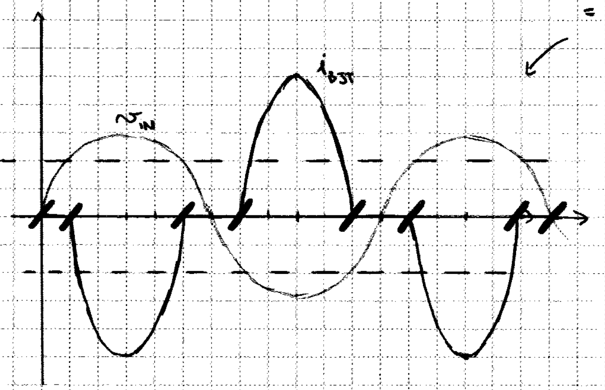
$\langle i_C \rangle = \frac{1}{b} \cdot A_{sin} = \frac{2}{\pi} h$

10

TIPO 3) Cosa succede se sbaglio la scelta del BIAS?

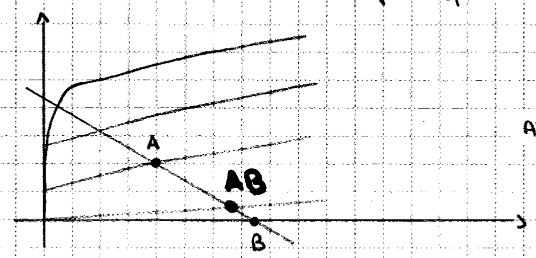
Ad esempio quando i 2 BJT non sono al limite della conduzione, ma sono spenti!

= perdo i piccoli segnali; i grossi no, ma i piccoli sì!



il fatto che in alcune zone sia piatto è un fenomeno distorsivo noto come DISTORSIONE DI CROSSOVER poiché quando il segnale attraversa l'asse dello ∅ V l'amplificatore non riesce ad amplificare.

Dunque come faccio? Lascio al limite i BJT cosicché al minimo segnale questi partono! (minima corrente)



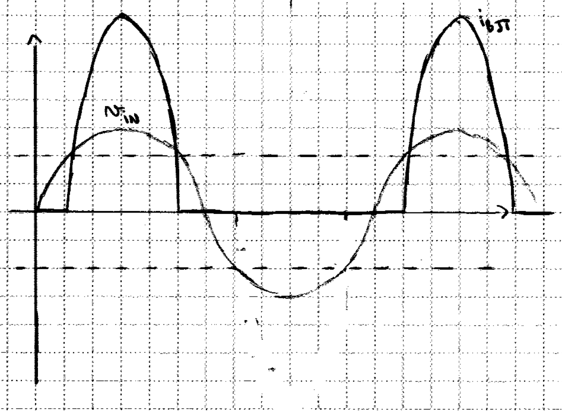
AMPLIFICATORI DI CLASSE AB

TIPO 4)

Ragionando nell'ottica che se riduco da 1 ciclo a mezzo ci guadagno in rendimento, magari guadagno ancora se riduco ulteriormente, qualcuno cercò di creare nuovi amplificatori così:

se metto fortemente il BJT in interdizione (spento), tanto che perdo grosse parti di ciclo! Esso parte solo coi segnali notevoli che lo portano a circa ≈ 0,6-0,7 V e lui parte facendo fare dei picconi alla corrente i_{BJT}

AMPLIFICATORE CLASSE C



$\boxed{\eta \approx 85\%}$

CIRCUITI ELETTRONICI

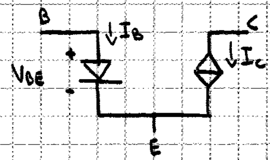
30.03.2015

Modello a pi-greco ibrido BJT

MODELLO PICCOLO SEGNALE BJT:

è un npn poiché il + del diodo (p) è sulla base!

linearizzato! partendo da



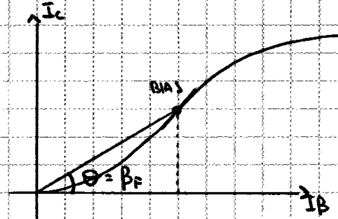
$I_C = \beta_F I_B$ oppure $I_C = I_S (e^{\frac{V_{BE}}{V_T}} - 1)$ → trascurabile in RAD

I — II → equazione derivata da Ebers-Moll (vedi dietro)

Devo linearizzare!

I

$I_C = \beta_F I_B$



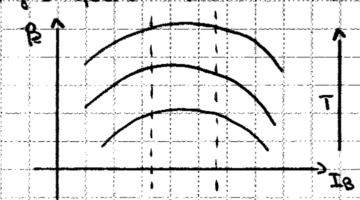
Facendo la derivata (= tangente) nell'intorno del BIAS ottengo:

$$\boxed{\frac{\partial I_C}{\partial I_B} = \beta_0}$$

relazione lineare!

BETA DIFFERENZIALE

Che sia β_0 o β_F generalmente il loro valore segue questo andamento al variare di T:



Generalmente lavoreremo con

$$\boxed{\beta_0 > \beta_F}$$

NOI considereremo $\beta_F \approx \beta_0$ perché tanto non conosciamo il valore reale di entrambi

II

$i_c = \beta_0 \cdot i_b$ lineare perché utilizzo β_0 solo nel punto di BIAS e perciò non varia come direbbe il suo grafico

$i_C = I_C + i_c$ e ugualmente $v_{BE} = V_{BE} + v_{be}$, da cui:

$$I_C + i_c = I_S \left(e^{\frac{V_{BE} + v_{be}}{V_T}}\right) =$$

$$= \underbrace{I_S\, e^{\frac{V_{BE}}{V_T}}}_{I_C}\, e^{\frac{v_{be}}{V_T}}$$

$$= I_C \left(1 + \frac{v_{be}}{V_T} + \frac{1}{2!}\left(\frac{v_{be}}{V_T}\right)^2 + \dots\right)$$

$\boxed{v_{be} \ll V_T \cdot 2}$ → se $\frac{v_{be}}{V_T} \gg \left(\frac{v_{be}}{V_T}\right)^2 \cdot \frac{1}{2!}$ posso trascurare i termini dall'ordine 2 in poi

e ottenere pertanto $= I_C \left(1 + \frac{v_{be}}{V_T} + \text{TRASC.}\right)$

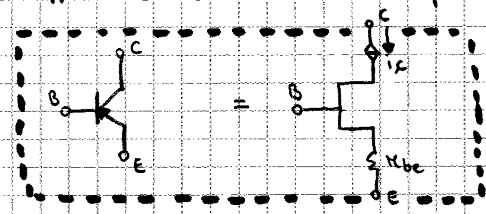
$$\boxed{I_C + i_c = I_C + \frac{I_C}{V_T} \cdot v_{be}}$$

(= sembra lineare ma non lo è perché non soddisfa la sovrapposizione degli effetti)

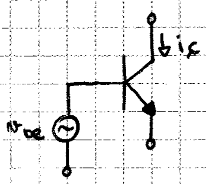
Se il BJT fosse stato PNP (i versi delle correnti sono opposti all'NPN) non cambierebbe nulla! (-)·(-) si elide!

Dunque $g_m = \frac{I_C}{V_T}$ resta uguale e positiva!

Prendo i versi effettivi delle correnti! metto il + per le correnti entranti!



CALCOLO:

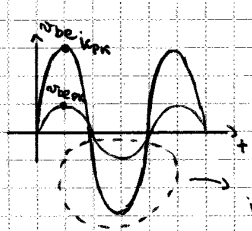


$I_{CQ} = 2\,mA$

con $v_{be_{pk}} = 2\,mV$, quanto vale i_c?

$i_c = g_m \cdot v_{be_{pk}} = \frac{I_{CQ}}{V_T} \cdot v_{be_{pk}} = \frac{2\,mA}{25\,mV} \cdot 2\,mV =$

80 mS

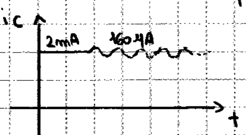


$i_c = 160\ \mu A$

in queste zone la corrente non è che non può esistere perché è negativa.

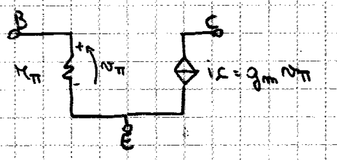
anzi! esiste eccome! ESISTE PERCHÉ quella $i_c < 0$ è calcolata a partire da una corrente di BIAS di 2 mA

cavalca il grande valore della continua!

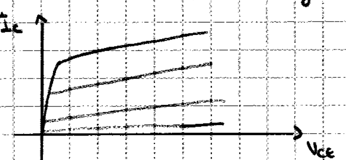


EFFETTI SECONDARI:

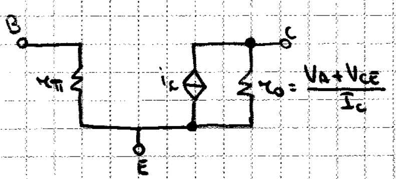
1) Ritorno al modello linearizzato



, considero anche l'effetto Early!

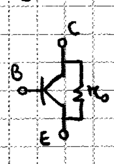


derivando le curve trovo $r_o = \frac{V_A + V_{CE}}{I_C}$



solitamente $V_{CE} << V_A$ perciò potrei anche trascurarla

=



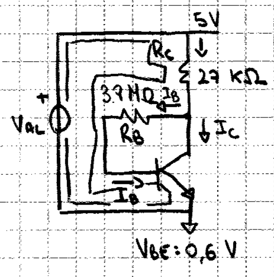
Nei BJT r_o è solitamente trascurabile, nei MOS assolutamente no!

Esercizi polarizzazione BJT

ESERCIZI SULLA POLARIZZAZIONE DEL BJT:

Calcolare il punto di funzionamento a riposo dei circuiti:

3



Scrivo eq. maglia con incognita I_B senza passare dal coll.e poi tolgo ogni volta un componente (tipo V_{AL}).
Non essendoci altre maglie I_B dovrebbe essere l'unica incognita

$$V_{AL} = \underbrace{R_C \cdot i}_{V_{RC}} + \underbrace{R_B \cdot i}_{V_{RB}} + V_{BE}$$

$$V_{AL} - V_{BE} = V_{RC} + \underbrace{V_{RB}}_{I_E}$$

$$V_{AL} - V_{BE} = R_C \cdot (I_C + I_B) + R_B \cdot I_B$$

aggiungo l'eq. $I_C = \beta I_B$

$$V_{AL} - V_{BE} = R_C \cdot (\beta I_B + I_B) + R_B \cdot I_B \quad \beta_F \text{ noto}$$

$$5V - 0,6V = I_B (3.9\ M\Omega + 27\ K\Omega (200+1))$$

- $I_B = \dfrac{5V - 0,6V}{3.9 M\Omega + 27 K\Omega (201)} = 471,7\ mA$

troppe cifre significative poiché c'è dipendenza da β_F!

- $I_C = I_B \cdot \beta_F = 94\ \mu A$

- V_{CE}? eq. alla maglia passando per il collettore poiché lo so già tutto ora

$$V_{AL} - V_{RC} = V_{CE}$$

$$V_{CE} = 5V - 27\ K\Omega \cdot 94\ \mu A = 2,45\ V$$

cambio β =

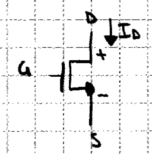
se $\beta = 100$	$I_C = 67\ \mu A$	$V_{CE} = 3,2\ V$
se $\beta = 400$	$I_C = 119\ \mu A$	$V_{CE} = 1,76\ V$
se $\beta = 200$	$I_C = 94\ \mu A$	$V_{CE} = 2,45\ V$

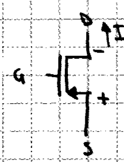
CIRCUITI ELETTRONICI
01.04.2015
Modello MOS, piccolo e ampio segnale

MOS

- canale N
- canale P
- canale INDOTTO (induco io la conduzione)
- canale PREFORMATO (sempre in conduzione)

2 x 2 = 4 combinazioni

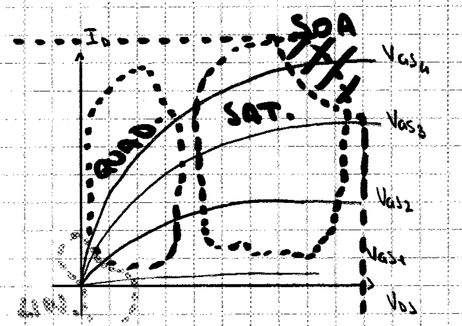
1)  canale N

2)  canale P

(c'è simmetria tra drain e source poichè così è costruito un MOS, ossia con eguale drogaggio)

di fatto il SOURCE ha potenziale minore del DRAIN!

- Caratteristica tensione-corrente: (canale N)



- $I_D \approx 0$, $V_{GS} < V_{TH}$ (positiva!) = ZONA DI INTERDIZIONE
- zona in cui le velocità dei portatori saturano = ZONA DI SATURAZIONE (o pentodo)
- dipendenza dalla tensione = ZONA QUADRATICA (o triodo o ohmica)
- linearità delle caratt. = ZONA RESISTIVA
- confine invalicabile (corrente, tensione, potenza) = SOA

- Equazioni governanti il MOS:

TRIODO

in regione quadratica

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

costante riferito ad un canale n

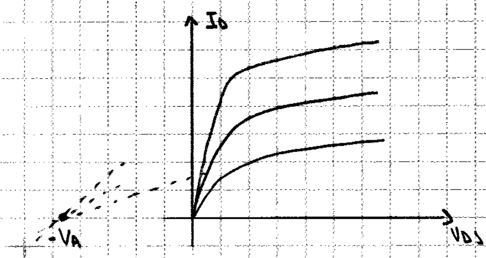
valida vicino all'origine

se $\frac{V_{DS}^2}{2} \ll (V_{GS}-V_{TN})V_{DS}$ ho che $I_D \approx K_m \left[(V_{GS}-V_{TN})V_{DS} \right]$

prop. lineare con V_{DS} = RESISTENZA

NB { Tutti tali modelli sono poco affidabili per MOS a canale corto, ossia la realtà!
Erano fatti per MOS a canale lungo!
Dunque tali modelli non rappresentano con precisione accettabile la realtà!

$\Rightarrow$ Perciò:



le caratteristiche del MOS in saturazione non sono piatte, ma hanno una pendenza!

Si incontrano in un punto che è $-V_A$!

Ne teniamo conto nelle equazioni che diventano:

1) $$\boxed{I_D = \frac{K_n}{2}\left(V_{GS}-V_{TN}\right)^2 \underbrace{\left(1+\frac{V_{DS}}{V_A}\right)}_{\text{termine additivo che tiene conto dell'accorciamento del canale}}}$$ = SOLO PER LA SATURAZIONE

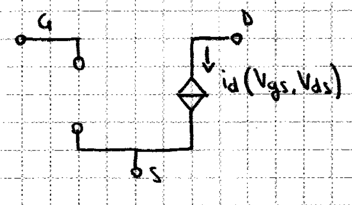
Generalmente nel MOS non si può dimenticare il contributo di V_A!
Nella polarizzazione invece sì!

2) Malgrado a buon senso non vada messo il termine additivo in zona quadratica, Spice lo fa per evitare discontinuità!

$$\boxed{I_D = K_n\left[V_{OD}\cdot V_{DS} - \frac{V_{DS}^2}{2}\right]\underbrace{\left(1+\lambda V_{DS}\right)}_{\text{inserito per motivi numerici!}}} \longrightarrow \boxed{\lambda = \frac{1}{V_A}}$$

PICCOLO SEGNALE MOS

Linearizzo l'ampio segnale (rivedere i passi da seguire nella linearizzazione):



Come calcolo i_d?

$$i_d = \frac{\partial I_D}{\partial V_{GS}} \cdot v_{gs} = g_m v_{gs}$$

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

U.M. di K_n è $\frac{mA}{V^2}$ ma di fatto indica una corrente su una tensione al quad

conduttanza differenzial

VALIDE IN SATURAZIONE!

$$K_n = \frac{2\, I_D}{V_{OD}^2} \longrightarrow g_m = \frac{2\, I_D}{V_{OD}}$$

Possibili rappresentazioni della g_m!

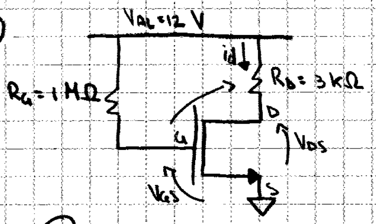
$$\boxed{g_m = \frac{2\, I_D}{\left(V_{GS}-V_{TN}\right)} = K_n\left(V_{GS}-V_{TN}\right) = \sqrt{2\, I_D\, K_n}}$$

CIRCUITI ELETTRONICI
09.04.2015 (I)

Esercizi Polarizzazione MOS

Calcolare il BIAS in cui tutti i circuiti hanno transistori con $k_n = 4\,\frac{mA}{V^2}$ e $V_{TN} = 2V$ e $\lambda = 0\,V^{-1}$

A



Polarizzazione il MOS vuol dire trovare I_D, V_{DS} e V_{GS} (le cui ultime due sono tra loro legate)

I

SATURAZIONE

- $V_{GS} = 12\,V$ perchè la trovo sapendo che in condizioni di equilibrio $I_G = \emptyset$ perciò $V_{R_G} = \emptyset$!
- $I_D = \frac{k_n}{2}\left(V_{GS} - V_{TN}\right)^2 = \cancel{4}^{\,2}\,\frac{mA}{V^2} \cdot \frac{1}{\cancel{2}}\left(12V - 2V\right)^2 = 200\ mA$
- $V_{DS} = 12V - 600V = -588\ V$

fuori limite modello! BUTTO TUTTO e riprovo con la zona triodo

II

- $I_D = k_n\left[\left(V_{GS} - V_{TN}\right)V_{DS} - \frac{V_{DS}^2}{2}\right]$

$= 4\,\frac{mA}{V^2}\left[\left(12V - 2V\right)V_{DS} - \frac{V_{DS}^2}{2}\right]$

ricavata con un'equazione alla maglia dal circuito

aggiungo $V_{DS} = V_{AL} - R_D I_D = 12V - 3k\Omega\, I_D$ da cui $-I_D = \frac{V_{DS} - 12V}{3k\Omega}$

$-I_D = -\frac{V_{DS}}{3k\Omega} + 4\,mA$ che sostituisco nell'espressione iniziale

$\frac{12\,mA}{V^2} \cdot k\Omega\left[10V \cdot V_{DS} - \frac{V_{DS}^2}{2}\right] = 12V - V_{DS}$

$120\,V_{DS} - 6\,V_{DS}^2 = 12V - V_{DS}$

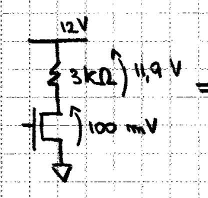
$6V_{DS}^2 - 121\,V_{DS} + 12V = \emptyset$

$\Delta = (14641) - 4(6)(12) = 14353$

$V_{DS} = \frac{121 \pm 119{,}8}{12}$

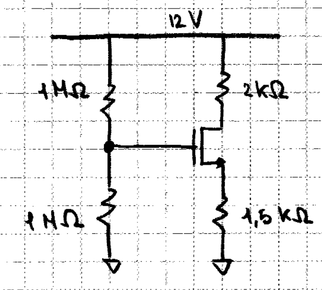
troppo alta! ACCETTABILE!

$V_{DS_1} = 20{,}06\ V \qquad V_{DS_2} = 99{,}6\ mV$



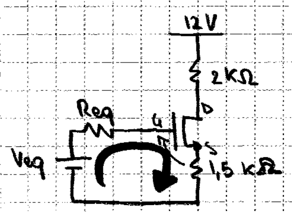
$\Rightarrow I_D = \frac{11{,}9\,V}{3\,k\Omega} = 3{,}97\ mA$

C) CIRCUITO DI AUTOPOLARIZZAZIONE



Faccio come nel BJT:

1. equazioni maglie con incognite I_D e V_{GS}
2. non passo per il DRAIN
3. Ad ogni maglia elimino un componente
4. se posso uso Thevenin



$$\begin{cases} V_{eq} = V_{GS} + 1{,}5\ k\Omega \cdot \underset{= I_S}{I_D} \\ I_D = \frac{k_n}{2}\left(V_{GS} - V_{TN}\right)^2 \end{cases}$$

$$\begin{cases} V_{GS} = V_{eq} - R_S I_D = 6V - 1{,}5\ k\Omega\, I_D \\ I_D = 2\frac{mA}{V^2}\left(6V - 1{,}5\ k\Omega \cdot I_D - 2V\right)^2 \end{cases}$$

$I_D = 2\frac{mA}{V^2}\left(4V - 1{,}5\ k\Omega \cdot I_D\right)^2 \Rightarrow$ (dimensionalmente torna, dunque tolgo le UM)

$$I_D = 2\frac{mA}{V^2}\left(16\ V^2 + 2{,}25\ k\Omega^2 \cdot I_D^2 - 12\ V \cdot k\Omega \cdot I_D\right)$$

$$I_D = 32\ mA + 4{,}5\ \frac{mA}{V^2} \cdot k\Omega^2\, I_D^2 - 24\ \frac{mA}{V}\ k\Omega\, I_D$$

$$4{,}5\ \frac{1}{mA} \cdot I_D^2 + \left(-24\ \frac{mA}{\cancel{V}}\ k\Omega - 1\right) I_D + 32\ mA = \varnothing$$

$$\Delta = 625 - 4(32)(4{,}5) = 49$$

$$I_D = \frac{25 \pm 7}{9}$$

$$I_{D_1} = \frac{32}{9} = 3{,}55\ mA$$

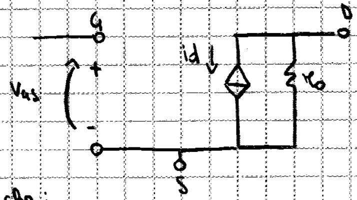
$$I_{D_2} = 2\ mA$$

2 soluzioni: una non è accettabile!

CIRCUITI ELETTRONICI
09.04.15 (II)

RIPASSO:

PICCOLO SEGNALE:

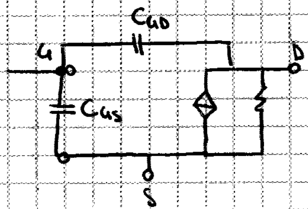


= UGUALE PER CANALE N O P

Avevamo osservato che:

$$i_d = g_m \cdot v_{gs} \quad \text{con} \quad g_m = K_n (V_{GS} - V_{TN}) = \sqrt{2 I_D K_n} = \frac{2 I_D}{V_{GS} - V_{TN}}$$

Il modello di piccolo segnale non è completo, mancano le capacità:



Impedenze nel MOS

Data una rete come calcolo le impedenze:

① - generatore di prova V_p (tensione)

② - " " " I_p (corrente)

③ - $Z = \dfrac{V_{VUOTO}}{I_{CORTOCIRCUITO}}$

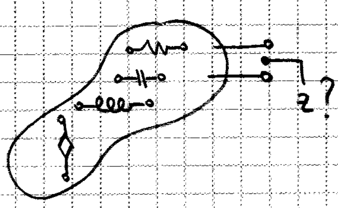
④ - BY INSPECTION (= calcolo la resistenza equivalente) ← PERICOLOSO se ho dei generatori pilotati = NON USARE!

⑤ - Teorema di Blackman

⑥ - Teorema di Miller

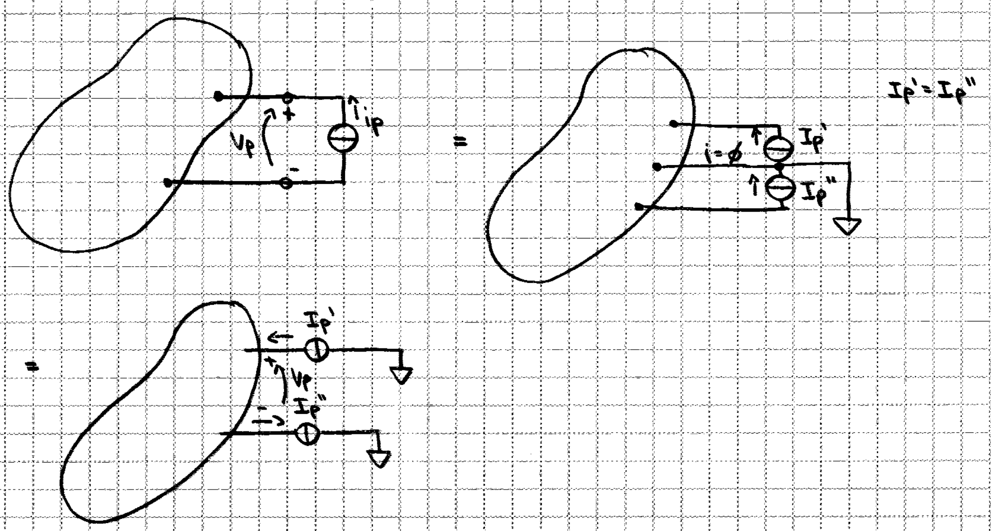
⑦ - Teorema del valore aggiunto

Guardo ① e ②:



- Affinché io possa definire le impedenze, il circuito deve essere LINEARE!
- Non ha senso fare un'impedenza nel dominio del tempo, ma solo in Fourier, Laplace!
- La linearità deriva dal fatto che parlerò in termini di modelli di piccolo segnale

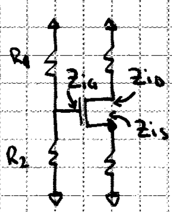
- se i due nodi non sono a ground? Generatore di corrente di prova + sovr. effetti



uso la sovrapposizione degli effetti calcolando le varie tensioni in funzione delle correnti:

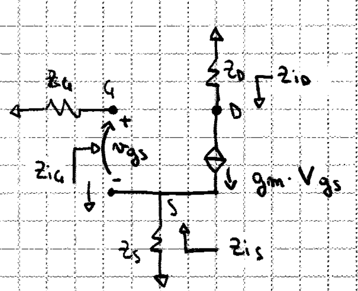
- $V'|_{I_p'}$ • $V'|_{I_p''}$ • $V''|_{I_p'}$ • $V''|_{I_p''}$

ESERCIZIO:



quanto valgono le varie impedenze calcolate tra i loro punti e ground?

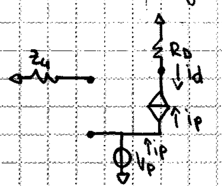
i: into source, drain, gate



$\rightarrow \left(Z = \frac{V}{I} = \frac{V}{\emptyset} = \infty \right)$ a bassa frequenza!

- $Z_{iG} \rightarrow \infty$ (il gate è in polisilicio che è molto isolante! $i_G = 0$)

- Z_{iS}? metto il generatore di prova



$I_d = -V_p \, g_m$

$$\frac{V_p}{I_p} = Z_{iS} = \frac{V_p}{-I_d} = \frac{V_p}{-\underbrace{(-V_p g_m)}_{I_d}} = \frac{1}{g_m} = Z_{iS}$$

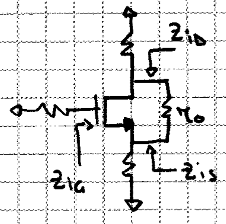
CIRCUITI ELETTRONICI

13.04.16

Impedenze MOS con r_o

nei conti non lo utilizzeremo, ma Spice lo usa e teoricamente andrebbe così fatto!

Nello studio delle impedenze avevamo trascurato r_o:

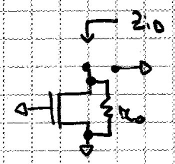


NB: Generalmente se aggiungo comp. parassiti (r_o) non devo risolvere tutto il circuito, ma sapendo come funziona il componente ideale parto e modifico i dati che già conosco!

- $Z_{iG} \to \infty$ impedenza vista dentro un circuito aperto (polisilicio = isolante)

- Z_{iD}

Parto dal MOS ideale che aveva $Z_{iD} \to \infty$:

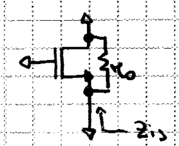


$\Rightarrow$ Posso vedere le due impedenze in parallelo poiché di fatto c'è il collegamento a ground!

$$Z_{iD} = \infty \,//\, r_o = r_o$$

- Z_{iS}

Parto dal MOS ideale che aveva $Z_{iS} = \frac{1}{g_m}$



$\Rightarrow$ anche ora vedo il parallelo di due impedenze:

$$Z_{iS} = \frac{1}{g_m} \,//\, r_o \qquad \frac{V_A}{I_D} = r_o$$

$$\frac{2I_D}{V_{OD}} = g_m$$

$$Z_{iS} = \left(\frac{2I_D}{V_{OD}} + \frac{I_D}{V_A}\right)^{-1}$$

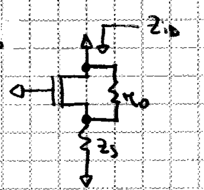
maggiore V_{OD} di V_A $\Rightarrow$ $Z_{iS} \approx \frac{1}{g_m}$

$$\boxed{\begin{array}{l} Z_{iG} \to \infty \\ Z_{iD} = \infty // r_o = r_o \\ Z_{iS} = r_o // \frac{1}{g_m} \approx \frac{1}{g_m} \end{array}}$$

c'è Z_S

Se ora considero le impedenze laddove il secondo elettrodo non sia ground e con r_o?

- Z_{iD}



NB! $r_o + Z_S$ è SBAGLIATO perché ① non sono in serie e ② perché c'è un generatore pilotato nascosto e by inspection non va bene

la corrente non è la stessa!

UTILIZZO IL GENERATORE DI PROVA

Segue che...

Nel totale calcolo l'impedenza Z_{ID}:

$$I_p = I_p' + I_p'' = V_p\left[\frac{1}{r_o + Z_S \parallel \frac{1}{g_m}}\left(1 - \frac{g_m Z_S}{1+g_m Z_S}\right)\right]$$

$$= V_p \frac{1}{r_o + Z_S \parallel \frac{1}{g_m}} \cdot \frac{1}{1+g_m Z_S}$$

dimensionalmente è corretta, ma faccio un altro test:

se $g_m \to 0$ (MOS spento) $I_p = \frac{V_p}{r_o + Z_S}$ (ok)

Dovrebbe, non per certo, essere giusto!

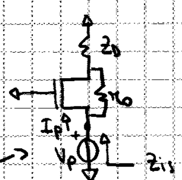
$$\Rightarrow \frac{I_p}{V_p} = \frac{1}{r_o + \frac{Z_S \cdot 1/g_m}{Z_S + 1/g_m}} \cdot (\dots) = \frac{1}{r_o + \frac{Z_S}{1+Z_S g_m}} \cdot (\dots) = \frac{\cancel{1+Z_S g_m}}{r_o(1+Z_S g_m)+Z_S} \cdot \frac{1}{\cancel{1+Z_S g_m}}$$

ammettenza $\frac{1}{Z_{ID}}$

$$\boxed{Z_{ID} = Z_S + \underbrace{Z_S g_m r_o}_{} + r_o}$$ IMPORTANTE DA SAPER RICAVARE (CHIEDE ALL'ORALE)

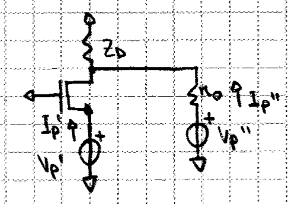
ecco perché non potevo considerare la serie di r_o e Z_S intuitivamente come detto all'inizio per effetto del generatore pilotato!

• Z_{IS}



I_p è entrante perché sono nel piccolo segnale quindi è la variazione rispetto al grosso della corrente che ESCE dal source

→ come prima sdoppio:



• $I_p'|_{V_p'}$ = spengo V_p'' = $\frac{V_p'}{\frac{1}{g_m}}$ impedenza che vedo guardando su dal source del MOS

• $I_p'|_{V_p''}$ = spengo V_p' = $\emptyset$ → r_o e Z_D sono in questo caso in se

• $I_p''|_{V_p''}$ = " V_p' = $\frac{V_p''}{r_o + Z_D}$ → per lo stesso motivo

• $I_p''|_{V_p'}$ = spengo V_p'' = $-\underbrace{\underbrace{\frac{V_p'}{\frac{1}{g_m}}}_{\text{corrente } I_p'} \cdot \frac{Z_D}{Z_D + r_o}}_{\text{PARTITORE}}$

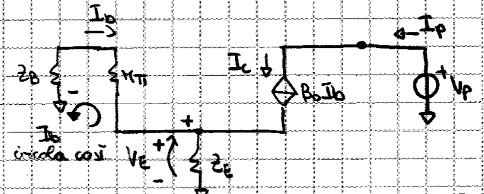
verso opposto rispetto alla reale percorrenza di I_p''

Sommo i tre contributi di I_p, inverto e trovo Z_{IS}!

$$I_p = \frac{V_p}{1/g_m} + \frac{V_p}{r_o + Z_D} + \frac{V_p}{1/g_m} \cdot \frac{Z_D}{Z_D + r_o} = V_p g_m + \frac{V_p}{r_o + Z_D} + V_p g_m \cdot \frac{Z_D}{Z_D + r_o} =$$

$$= V_p\left(\frac{1}{r_o + Z_D} + g_m\left(1 + \frac{Z_D}{Z_D + r_o}\right)\right) \Rightarrow \frac{V_p}{I_p} = Z_{IS} = \frac{r_o + Z_D}{1 + g_m(Z_D + r_o) + Z_D r_o} = \frac{r_o + Z_D}{1 + Z_D r_o (1 + g_m)}$$

• Z_{ic}:



$V_E = Z_E \left(I_p \frac{\beta_0+1}{\beta_0} \right)$ relazione BJT $I_E = (\beta_0+1) I_B = I_C + I_B = I_C + \frac{I_C}{\beta_0} = I_C\left(1+\frac{1}{\beta_0}\right)$

$= I_C\left(\frac{\beta_0+1}{\beta_0}\right)$

$I_b = \varnothing$ perché altrimenti dovrebbe circolare anche nel senso opposto rispetto a quello da me dato!

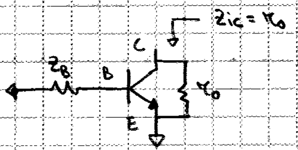
↳ l'unica corrente che può contemp circolare in ambo i sensi è la corrente nulla!

se $I_b = \phi$, $I_c = \phi$

$\boxed{Z_{ic} = \infty}$

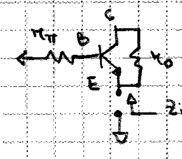
se ora c'è r_0?

• Z_{ic} =



$\boxed{Z_{ic} = \infty // r_0 = r_0}$

• Z_{iE} =

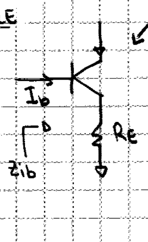


$Z_{iE} = \frac{Z_B + r_\pi}{\beta_0+1} // r_0$ trascurabile

$\boxed{Z_{iE} = \frac{Z_B + r_\pi}{\beta_0+1} // r_0}$

CASO PARTICOLARE

BJT con R_E



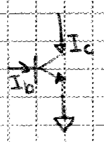
cambio la sua Z_{ib} e ritrovo il modello che ho calcolato prima! $= r_{\pi eq}$

$I_c = \beta_0 I_b$

$Z_{ib} = r_\pi + R_E(\beta_0+1)$

NB cerco un circuito equivalente con l'emettitore direttamente a ground:

≡



⇒ il nuovo β_{eq} sarà uguale a β_0 $\quad \beta_{eq} = \beta_0$

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

⇒ $g_{m eq} = \frac{I_c}{V_{be}}$

e poiché → $\beta_0 = r_\pi g_m$

$g_{m eq} = \frac{\beta_0}{\underbrace{r_\pi + R_E(\beta_0+1)}_{r_{\pi eq}}}$

Risolvo il sistema 2 equazioni in due incognite e trovo I_{B1} e I_{R3}!

scritte in forma matriciale che torna utile!

$$\begin{cases} 0{,}6\ V = I_{B1}(-101\ k\Omega) + I_{R3}(8{,}2\ k\Omega) \\ 15\ V = I_{B1}\underbrace{\left(56\ k\Omega + \frac{100}{101}\cdot 56\ k\Omega + 10\ k\Omega\right)}_{121{,}45\ k\Omega} + I_{R3}\underbrace{(56\ k\Omega + 10\ k\Omega + 8{,}2\ k\Omega)}_{74{,}2\ k\Omega} \end{cases}$$

$I_{B1} = 9{,}2\ \mu A \qquad I_{C1} = 0{,}92\ mA$

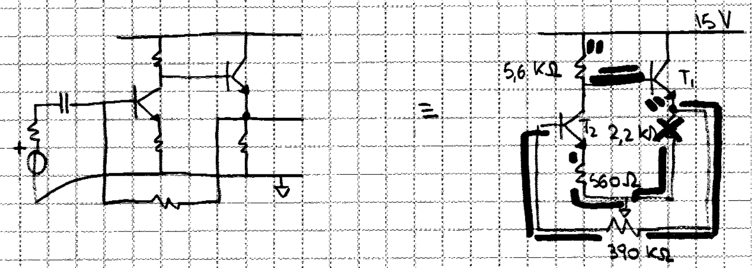
$I_{R3} = 187\ \mu A$

poco meno della I_{C2}

$V_{C2} = 15V - 5{,}6\ k\Omega \cdot (0{,}91\ mA) = 9{,}9\ V$

$V_{E2} = V_{B2} - 0{,}6\ V = [15\ V - 56\ k\Omega \cdot (187\ \mu A + 9{,}2\ \mu A + 9{,}1\ \mu A)] - 0{,}6\ V = 2{,}9\ V$

(2)

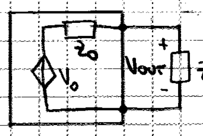


- $15V = 5{,}6\ k\Omega(I_{B1}\cdot 100 + I_{B2}) + 0{,}7\ V + 2{,}2\ k\Omega(101\ I_{B2} - I_{B1})$

- $15V = 5{,}6\ k\Omega(I_{B1}\cdot 100 + I_{B2}) + 0{,}7\ V + 390\ k\Omega(I_{B1}) + V_{BE1} + 560\ k\Omega(101\ I$

Risolvo il sistema!

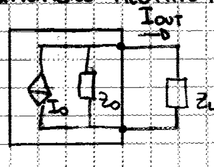
AMPLIFICATORE PILOTATO IN V



$V_{out} = V_0 \cdot \frac{Z_L}{Z_0+Z_L}$

voglio che $Z_0 \to 0$
($Z_0 \ll Z_L$)

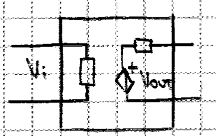
AMPLIFICATORE PILOTATO IN CORRENTE



$I_{out} = I_0 \cdot \frac{Z_0}{Z_0+Z_L}$

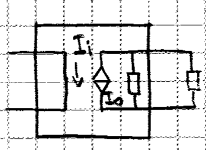
voglio che $Z_0 \to \infty$
($Z_0 \gg Z_L$)

Avendo due tipi di ingresso e due di uscita ho le combinazioni:

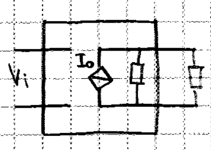
1. 

$\boxed{V_{out} = K_v \cdot V_i}$ (AMPLIFICATORE IN TENSIONE)

coefficiente di proporzionalità tra IN e OUT

2. 

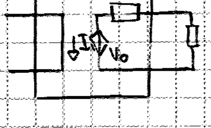
$\boxed{I_{out} = K_i \cdot I_i}$ (AMPLIFICATORE CORRENTE-CORRENTE)

3. 

$\boxed{I_{out} = G_m \, V_i}$ (AMPLIFICATORE DI TRANSCONDUTTANZA)

coefficiente di proporzionalità che è una conduttanza mutua.
Mutua perché misurata tra 2 morsetti

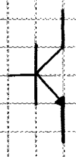
guadagno in Siemens

4. 

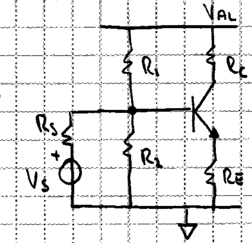
$\boxed{V_{out} = R_m \, I_i}$ (AMPLIFICATORE DI TRANSRESISTENZA)

guadagno in Ohm

1 C.E.



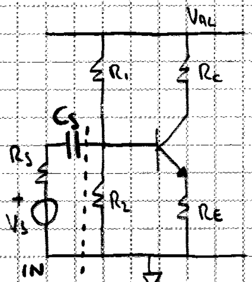
POLARIZZO →



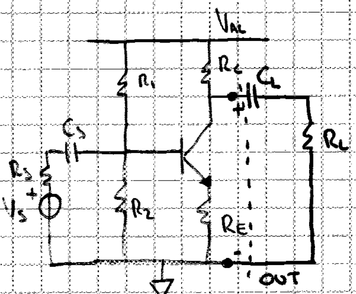
⇒ così fatto non funziona nulla!

Se metto l'R_S e V_S in parallelo ad R_2 UCCIDO IL BIAS! non si trova la polarizzazione e perciò non va!

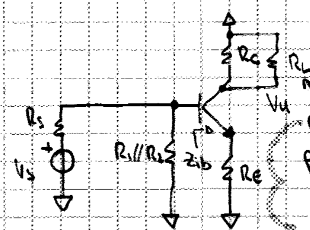
metto un condensatore in serie che isola la continua e passa il solo segnale



l'uscita sarà ugualmente isolata da un condensatore:



Come risolvo sta roba però?



i condensatori li considero cortocircuiti!

⇓

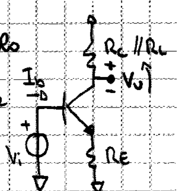
impedence infinite!

R_L va in parallelo perchè dal punto di vista del segnale $V_{AL} = \emptyset$ come ground!

≠ dal punto di vista del BIAS dove V_{AL} ha valore fisso

$\frac{V_u}{V_S}$?

mi concentro solo sul cuore dell'amplificatore perchè di fatto a sx della Base c'è solo un partitore!

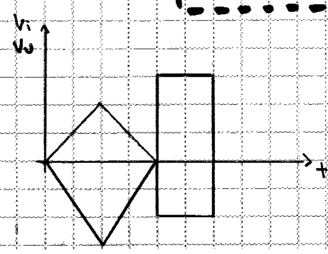


verso opposto

$$V_u = \ominus \underbrace{\underbrace{V_i \cdot \frac{1}{Z_{ib}}}_{I_b} \cdot \beta_0}_{I_C} \cdot R_C$$

$$\boxed{\frac{V_u}{V_i} = -\frac{\beta_0 R_C}{Z_{ib}} = -\frac{\beta_0 R_C}{r_\pi + (\beta_0 + 1) R_E}}$$

AMPLIFICAZIONE DEL C.E.

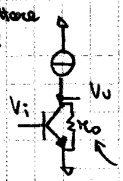


⇒ effetto amplificazione invertente

presenza del meno nella formula

Segue che $\frac{V_u}{V_i}$ sarà:

Per avere un modello + reale devo mettere la r_o, interna al transistor



è come se fosse collegata // al generatore!

$$\boxed{\frac{V_u}{V_i} = -g_m r_o = -\frac{I_C}{V_T} \cdot \frac{V_A}{I_C} = -\frac{V_A}{V_T}}$$

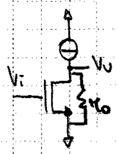
migliaia di volte

$\frac{\text{centinaia di volt}}{25\ mV} \approx 4000$ se $V_A = 100\ V$

=D MASSIMO OTTENIBILE! DI + NON POSSO FARE ANDARE!

vinco premio Best guadagno

Se usassi il MOS:



$$\boxed{\frac{V_u}{V_i} = -g_m r_o = -\frac{2\cancel{I_D}}{V_{OD}} \cdot \frac{V_A}{\cancel{I_D}} = \frac{2V_A}{V_{OD}}}$$

decine di volte, meno!

=D limite di tutto ciò? devo costruire un generatore corrente ottimo che lavori con la stessa corrente del bipolare

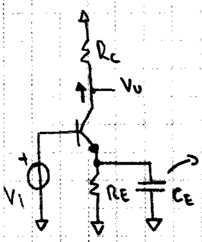
CARATTERISTICHE CE

- è invertente
- guadagno di tensione $\gg 1$ (centinaia volte)
- " di corrente $\gg 1$ (centinaia volte)

Finora però abbiamo fatto supposizioni, talvolta nemmeno considerato R_E. La sua assenza mi porta ottimi guadagni...

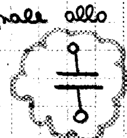
R_E mi serve per la polarizzazione!

Dunque?



CONDENSATORE DI BY-PASS

Come collego il segnale allo 0V se c'è la resistenza per la continua?



Poiché per il segnale è un corto ho che $\frac{V_u}{V_i} = -g_m R_C$!

ritrovo il caso di prima poiché non c'è R_E

I • $\frac{V_u}{V_i} = A_v = -\frac{\beta_0 R_C}{r_\pi + (1+\beta_0) R_E}$

se $R_E \to \emptyset$ (condensatore by pass), $-\frac{\beta_0 R_C}{r_\pi} = -g_m R_C$ = GUADAGNO IN TENSIONE

II • $\frac{I_u}{I_i} = \ominus \beta_0$ = GUADAGNO IN CORRENTE

la prendo che esce dal collettore

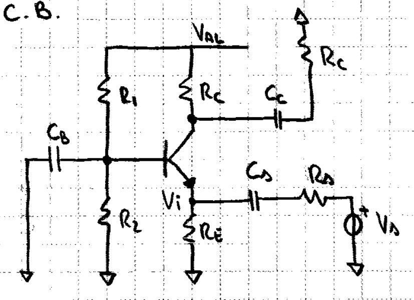
III • GUADAGNO IN POTENZA (= prodotto dei due) = $+g_m R_C \beta_0$

IV • $R_{IN} = r_\pi + (1+\beta_0) R_E$

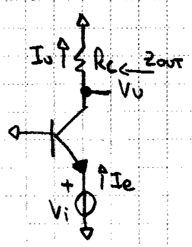
V • $R_{OUT} = Z_{iC} \parallel R_C \approx R_C$ perché $Z_{iC} \to \infty$

CIRCUITI ELETTRONICI
16.04.2015

(3) C.B.



Prendo il nucleo del circuito:



$$V_u = \underbrace{\underbrace{\frac{V_i}{Z_{ie}}}_{I_e} \cdot \frac{\beta_0}{\beta_0+1}}_{I_c} \cdot R_C$$

$$\boxed{\frac{V_u}{V_i} = \frac{\beta_0 R_C}{Z_{ie}(\beta_0+1)} = \frac{\beta_0 R_C}{(r_\pi)\cancel{(\beta_0+1)}}\cdot\frac{1}{\cancel{(\beta_0+1)}} = \underbrace{\frac{\beta_0}{r_\pi}}_{g_m} R_C} = \text{AMPLIFICAZIONE DEL C.B}$$

$$\boxed{\frac{V_u}{V_i} = g_m R_C = \frac{I_C R_C}{V_T} = \frac{V_{RC}}{V_T} > 1}$$ guadagna come C.E ma non è invertente

$$\frac{I_u}{I_i} = \frac{I_C}{I_e} \approx 1 \text{ (poco meno perché parte va in Base)} = \frac{\beta_0}{\beta_0+1}$$ guadagna poco meno di 1

CARATTERISTICHE CB

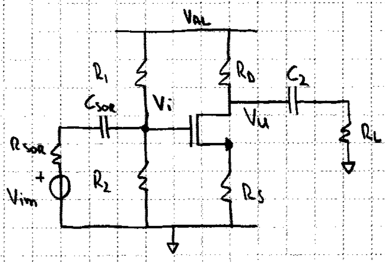
- non inverte
- $\frac{V_u}{V_i} >> 1$ molto
- $\frac{I_u}{I_i} < 1$ poco meno di 1!
- $R_{IN} = \frac{r_\pi}{(\beta_0+1)} \approx \frac{1}{g_m} = \frac{V_T}{I_C}$ tutto ciò che c'è sulla Base + r_π, fratto (β_0+1), in parallelo con ciò che c'è sull'emettitore
- $R_{OUT} = R_C // Z_{ic} \approx R_C$ perché Z_{ic} è alta

TIPICO CIRCUITO DA RADIOFREQUENZA PER VIA DI QUELLA R_{IN} che è adatta nelle radiofrequenze!

CIRCUITI ELETTRONICI
20.04.2015

Configurazioni amplificazioni MOS, CS, CD, CG

① C.S.

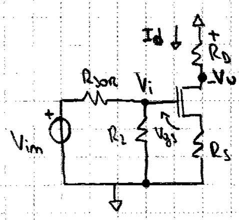


$I_G \approx 0$ a bore freq

Mentre con i BJT andavo avanti per partitori usando la relazione $I_B = \beta I_C$, con i MOS non posso!

Dunque tolgo ciò che è costante per il segnale:
- $V_{AL} \rightarrow$ ⏚
- C (in frequenza appropriata) $\rightarrow$ —•—

Ottengo:



poiché $V_i = V_{gs} + V_{RS}$, come calcolo I_d?

Faccio il MOS equivalente!

$$g_{m_{eq}} = \frac{g_m}{1 + g_m R_S}$$

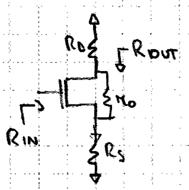
$\Downarrow$

$$I_d = V_i \cdot g_{m_{eq}} = V_i \cdot \frac{g_m}{1 + g_m R_S}$$

Segue che:

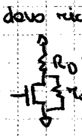
$V_u = I_d \cdot R_D$, ma a me interessano con il + in alto $\{ \pm \} V_u$

$$\Rightarrow V_u = -V_i \cdot g_m \cdot \frac{1}{1 + g_m R_S} \cdot R_D$$



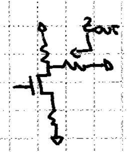
$$\boxed{\frac{V_u}{V_i} = -\frac{g_m R_D}{1 + g_m R_S}}$$ = AMPLIFICAZIONE / GUADAGNO DEL C.S.

- se $R_S \rightarrow \emptyset$, $\frac{V_u}{V_i} = -g_m R_D$
- se $g_m \rightarrow \infty$, $\frac{V_u}{V_i} = -\frac{R_D}{R_S}$ ← magari! devo ricordare la presenza di r_o in parallelo!



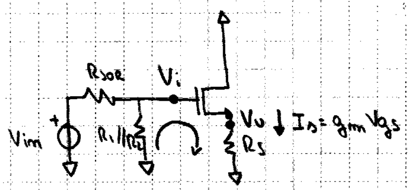
$\Rightarrow \frac{V_u}{V_i} = -g_m R_D // r_o$!!

- $\frac{I_u}{I_i}$ è insignificante perché $I_i \approx 0$! PARLARE DI GUADAGNO IN CORRENTE NON HA SENSO
- $\frac{V_u}{V_i} = -g_m R_D // r_o$



- $R_{IN} \rightarrow \infty$ (se c'è $R_1 // R_2$ sarebbe $R_1 // R_2 // \infty = R_1 // R_2$)
- $R_{OUT} = r_o (1 + g_m R_S) + R_S$ ← NOTA: se guardo l'impedenza di uscita dal carico R_L, essa diventa $R_o' = R_o // R_D$

② C.D.



$V_i = V_{gs} + I_s R_s = V_{gs} + R_s \cdot g_m V_{gs} = V_{gs}(1+g_m R_s)$

$\Rightarrow V_{gs} = \dfrac{V_i}{1+g_m R_s}$

$I_s = g_m \dfrac{V_i}{1+g_m R_s}$

$V_u = R_s I_s = \dfrac{R_s g_m V_i}{1+g_m R_s}$

$V_u = V_i \dfrac{R_s g_m}{1+R_s g_m}$

$\boxed{\dfrac{V_u}{V_i} = \dfrac{R_s g_m}{1+R_s g_m}}$ = AMPLIFICAZIONE / GUADAGNO DEL C.D

CARATTERISTICHE DEL CD

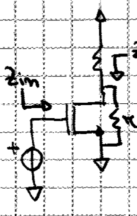
- non è invertente
- $\frac{V_u}{V_i}$ = GUADAGNO IN TENSIONE <1 (dalle parti di 0,83 perché $g_{m\,MOS} > g_{m\,BJT}$)
- $\frac{I_u}{I_i}$ = GUADAGNO IN CORRENTE $>>1$!

ciò desta un amplificatore di potenza e di corrente

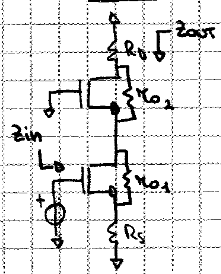
Sembrerebbe che io abbia dunque sprecato un MOS!

Guadagni uguali, guardo le impedenze:

C.S



CASCODE



$Z_{in} \to \infty$

$Z_{OUT} = r_o$

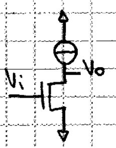
$Z_{in} \to \infty$

$Z_{OUT} = Z_D = r_{o2}(1 + g_{m2} r_{o1}) + r_{o1}$

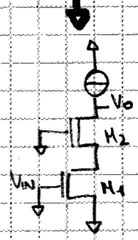
se $M_1 \approx M_2$ $Z_{OUT} \approx g_m r_o^2 = \underbrace{g_m r_{o2} r_{o1}}$

moltiplico la r_o di un solo MOS per $g_m r_{o2} \Rightarrow \approx 2\,M\Omega$ di potenza

mettendo il carico ideale



$\frac{V_U}{V_i} = -g_m r_o$



guadagna il quadrato degli stadi!

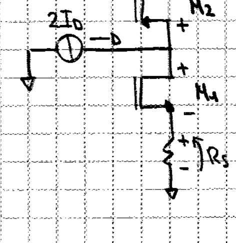
$\frac{V_U}{V_i} = -g_{m1} \underbrace{\left(g_{m2} r_o^2\right)}_{\text{impedenza di uscita!}} = -g_m^2 r_o^2$

$\Rightarrow$ Usando il Cascode miglioro molto il guadagno perché aumento molto l'impedenza di uscita!

è critico però perché serve tanta tensione per alimentare tutta quella struttura!

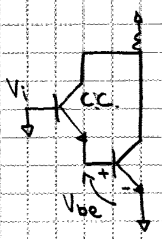
$\downarrow$

Soluzione: uso i canale P che hanno le tensioni ribaltate (= negative)

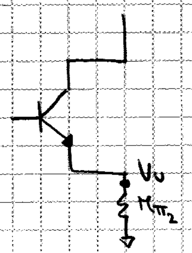


metto il generatore di corrente in modo che funzioni quella roba e di valore $2I_0$ così metà va all'M_1 e metà all'M_2

• Quanto vale V_{be2}?



=



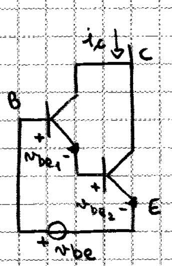
guadagno del CC

$$\frac{V_u}{V_i} = \frac{g_m R_E}{1+(g_m R_E)} = \frac{g_{m1} r_{\pi 2}}{1+g_{m1} r_{\pi 2}}$$

$$g_{m1} r_{\pi 2} = \frac{I_{C1}}{\cancel{V_T}} \cdot \frac{\cancel{V_T}}{I_{B2}} \approx \frac{I_{C1}}{I_{E1}} \approx 1$$

$$\boxed{\frac{V_u}{V_i} = \frac{1}{1+1} = \frac{1}{2}}$$

• Quanto vale la $g_{m\,eq}$?



nel piccolo segnale

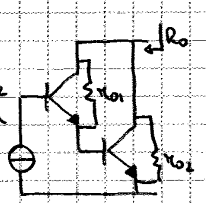
$$g_m = \frac{i_c}{v_{be}}$$

$$i_c = v_{be} \cdot \frac{1}{r_{\pi eq}} \cdot \beta_{eq} = v_{be} \cdot \underbrace{\frac{I_B}{2V_T} \cdot \beta_{eq}}_{I_C} = I_C \, v_{be} \frac{1}{2V_T}$$

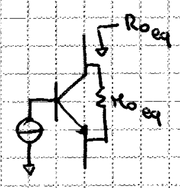
$$\boxed{\frac{i_c}{v_{be}} = g_{m\,eq} = \frac{I_C}{2V_T}}$$

• Quanto vale la $r_{o\,eq}$?

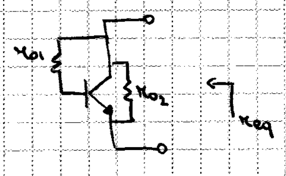
metto il generatore perché ro si trova con sorgente costante, poiché ro è la pendenza delle caratteristiche calcolabile con I_B = costante



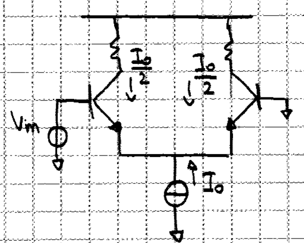
⇒



⇒



COPPIA DIFFERENZIALE



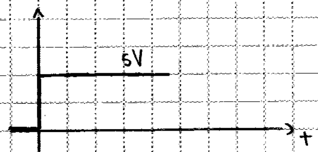
?

valori lezione del giorno + lezione 21/5/

Prendo la funzione $\frac{1}{s}$:

essa può essere
- Fdt
- Segnale
- Operatore (è l'equivalente dell'integrale nel dominio di Laplace)

Supponendo di avere il segnale $u(t) \cdot 5V$:



ora ne faccio la trasformata di Laplace:

$\frac{1}{s} \cdot 5V$

trasformata del segnale

lineare resta uguale

Qual è la dimensione di $V(s)$ partendo da $u(t)$ e avendola trasformata?

$F(s) \rightarrow |F(j\omega)|$

$F(s) \rightarrow \measuredangle F(j\omega)$

BODE

rapporto di potenze

DECIBEL (dB):

$$\boxed{10 \cdot \log_{10}\left(\frac{P_2}{P_1}\right)}$$

i telefonici normalizzavano tutte le impedenze a $600\ \Omega$

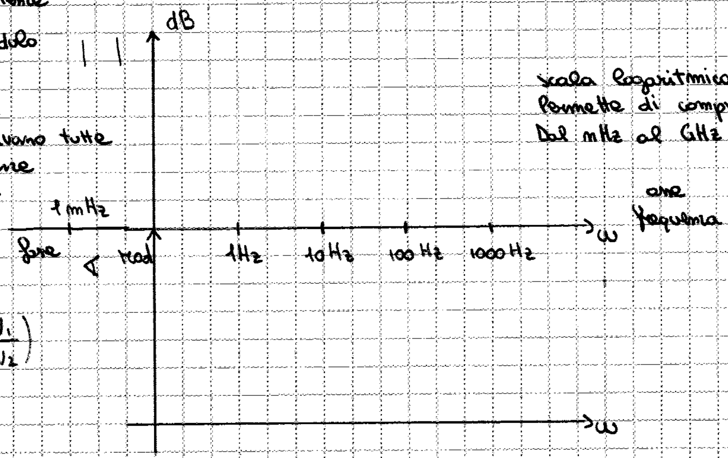
$$\Downarrow$$

$$10 \cdot \log_{10}\left(\frac{V_1^2/R}{V_2^2/R}\right)$$

$$\Downarrow$$

$$2 \cdot 10 \log_{10}\left(\frac{V_1}{V_2}\right) = 20 \log_{10}\left(\frac{V_1}{V_2}\right)$$

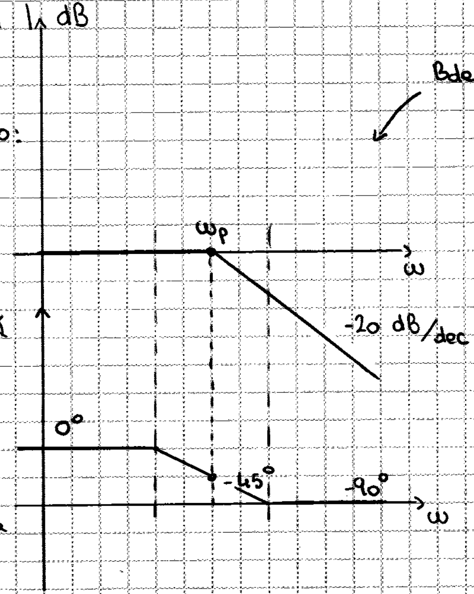
uguali al rapporto di potenze!



scala logaritmica sull'asse orizzontale! Permette di comprimere nel ristretto tutto Dal mHz al GHz

Per non dover rappresentare la funzione sempre per come è: uso Bode asintotico:

Bode asintotico (lo punti angolosi)



Calcolo $\boxed{\sphericalangle\left(\frac{1}{j\cdot\frac{\omega}{\omega_p}+1}\right) = \sphericalangle NUM - \sphericalangle DEN}$

$= \varnothing - \operatorname{arctg}\left(\frac{\omega}{\omega_p}\right)$ = valore tra 0 e $\frac{\pi}{2}$!

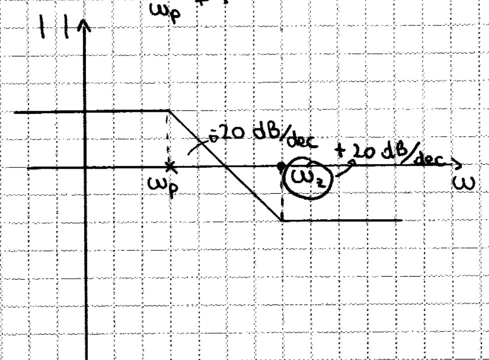
fase di un numero reale positivo

$$\begin{cases} \text{se } \omega \to \varnothing, & \sphericalangle = \varnothing \\ \text{se } \omega \to \infty, & \sphericalangle = -\frac{\pi}{2} \end{cases}$$

N.B. NB: se ho via $F(s) = \frac{s}{\omega_z} + 1$! lo zero a numeratore fa sì che il diagramma di modulo fa "flippare", cambiare la pendenza del diagramma (+20 dB/...). Nel diagramma di fase invece lo zero a numeratore alza la fase di 90°!

① Esempio:

$$F(s) = A \cdot \frac{\frac{s}{\omega_z}+1}{\frac{s}{\omega_p}+1}$$



② Esempio:

$$F(s) = A \cdot \frac{s}{\frac{s}{\omega_{p_1}}+1} \cdot \frac{\frac{s}{\omega_z}+1}{\frac{s}{\omega_{p_2}}+1}$$

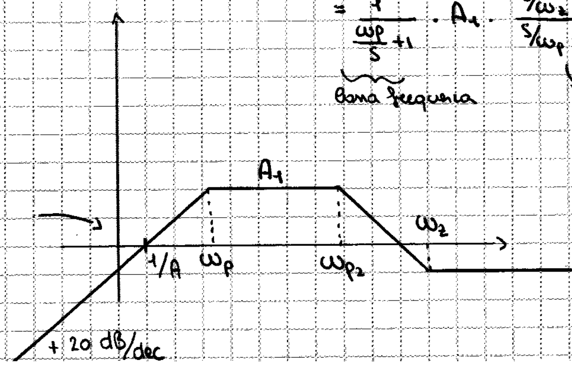
se $s = j\omega \to \varnothing$ $F(s) = \varnothing$

zero a frequenza nulla! zero nell'origine!

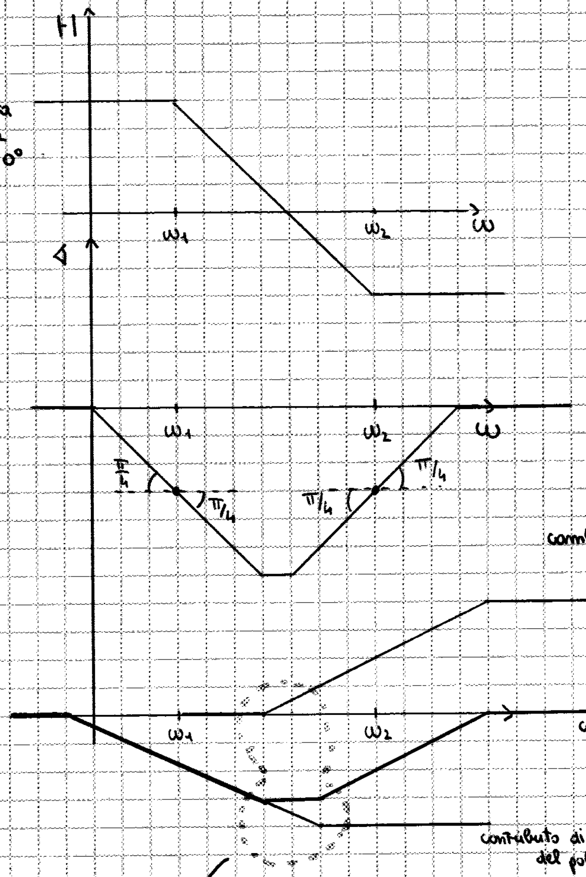
l'origine è a Pnerdo!

$$= \underbrace{\frac{1}{\frac{\omega_p}{s}+1}}_{\text{bassa frequenza}} \cdot A_1 \cdot \underbrace{\frac{s/\omega_z+1}{s/\omega_p+1}}_{\text{alta frequenza}}$$

l'intercetta la trovo



CIRCUITI ELETTRONICI
23.04.2015



suppongo questa semiretta iniziale positiva ⟹ 0°

1 decade = 3 quad.

se ω_1 e ω_2 sono più distanti di due decadi (grafico matita)

se ω_1 e ω_2 sono + vicini di due decadi (grafico rosso)

cambio scala! per non rifarne un altro
= cambia la pendenza

1 decade = 4 quad

contributo fase dello zero ω_2

contributo delle due fasi sommate poiché il rapporto tra fasi è uguale alla fase differenza!

contributo di fase del polo ω_1

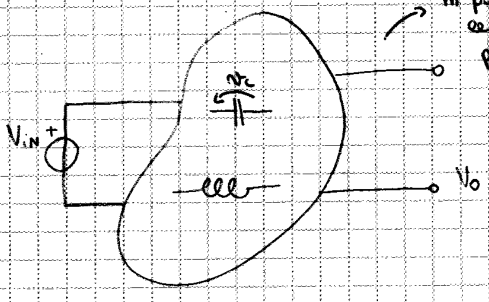
nella zona azzurra le due fasi si compensano! = 0°!

Funzioni di trasferimento e analisi circuiti STC

elementi reattivi

 # POLI: Ogni condensatore o induttore in una rete, aggiungono un polo alla rete, purché siano INDIPENDENTI
⟹ = hanno cod. iniziali indipendentemente dagli altri elementi

 # ZERI: Il numero degli zeri dipende da come sono messi IN e OUT.
oppure posso dire che gli elementi L e C aggiungono un polo e uno zero, basta cercarlo anche too

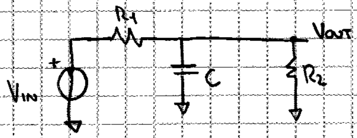


in particolare daranno poli se sono controllabili le loro variabili di stato (v_c per C e i_L per L)! Esse devono essere controllabili (posso cambiarle) e osservabili (sull'uscita ne vedo l'effetto)

$$\frac{V_O(s)}{V_{IN}(s)}$$

se è osservabile e controllabile = DANNO UN POLO

2



partitore classico! (= lungo)

LUNGHISSIMO!

$$\frac{V_{OUT}}{V_{IN}} = \left(\frac{R_2 \cdot \frac{1}{sC}}{R_2 + \frac{1}{sC}}\right) \cdot \frac{1}{R_1 + \left(\frac{R_2 \cdot \frac{1}{sC}}{R_2 + \frac{1}{sC}}\right)}$$

$$= \frac{\frac{R_2}{sCR_2+1}}{R_1 + \frac{R_2}{sCR_2+1}}$$

MILLE CONTI ALGEBRICI!

$$\vdots$$

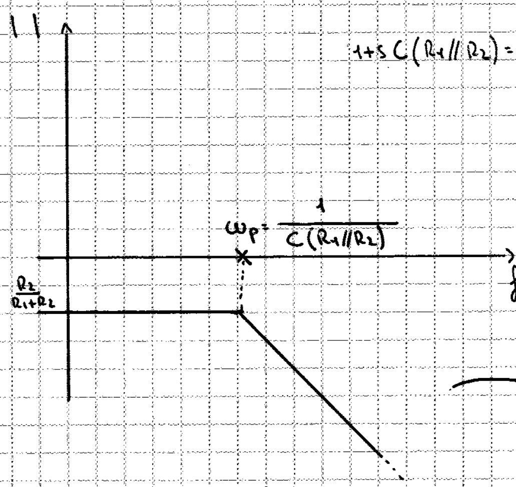
$$= \frac{R_2}{R_1(sCR_2+1)+R_2} = \frac{R_2}{sCR_1R_2+R_1+R_2}$$

1 polo solo e nessuno zero (in realtà uno c'è per $s \to \infty$ ossia alta frequenza

non avendoci il termine noto uno lo normalizzo! ⇒ divido per R_1+R_2 sopra e sotto

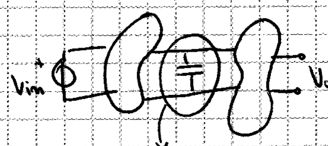
$$= \frac{R_2}{R_1+R_2} \cdot \frac{1}{1 + sC(R_1 /\!/ R_2)} \Rightarrow \text{scritta bene!}$$

$$1+sC(R_1/\!/R_2)=0 \qquad s = -\frac{1}{C(R_1/\!/R_2)}$$

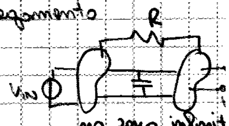


→ ZERO ALL'INFINITO!

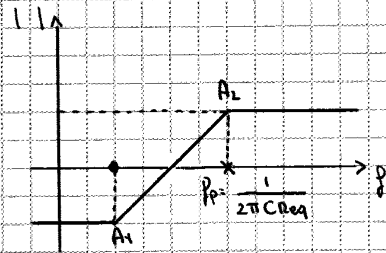
Condensatore in parallelo a tutto il segnale! ⇒ per alte frequenze il condensatore è un corto e non passa + nulla!



porta lo zero all'infinito se è in // a tutto il circuito e se è l'unico collegamento



no zero infinito perché ad alte frequenze lo zero è reale è dato dalla R se ho un solo elemento reattivo capacitivo ho che $f_P = \frac{1}{2\pi C \cdot R_{eq}}$! ← $sC+1=\phi$

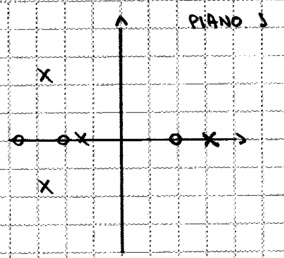


Segue che trovo facilmente A_1, perché in quel punto di fatto C è un circuito aperto, mentre in A_2 fa da cortocircuito !

La frequenza dello zero la trovo facendo:

$$\frac{A_2}{A_1} = \frac{f_P}{f_Z} \quad \text{da cui } f_Z = f_P \cdot \frac{A_1}{A_2}$$

Esercizio:

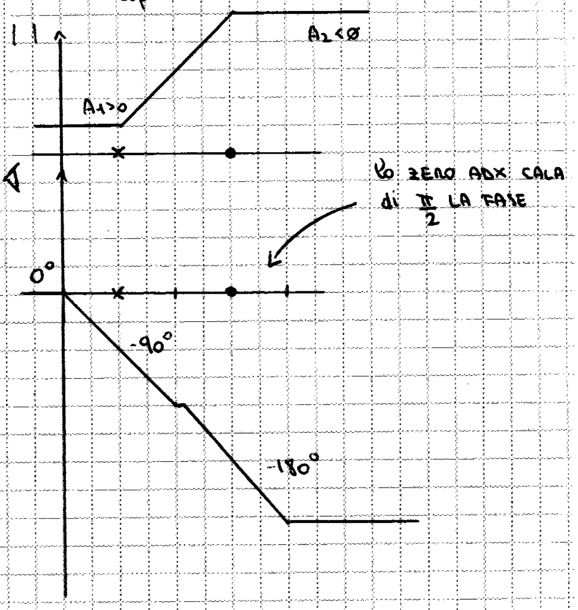


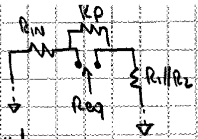
Generalmente poli e zeri stanno nel semipiano SX:

- $\mathcal{L}^{-1}(\text{polo a DX}) = e^{+t/\tau}$ antitrasformata di una funzione con polo a dx = funzione divergente = circuito instabile
- zero nel piano a DX non è instabile ma la FdT =

$$= A \cdot \frac{1 \ominus \frac{s}{\omega_z}}{1 + \frac{s}{\omega_p}}$$

lo zero a dx non da problemi sulla stabilità ma esso tira giù la fase di





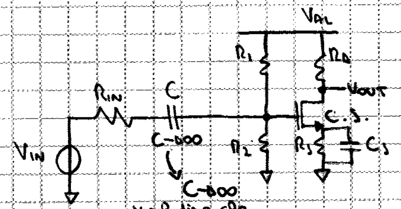
$$f_p = \frac{1}{2\pi\tau} = \frac{1}{2\pi C R_{eq}}$$

$$= \frac{1}{2\pi C (R_{IN}+R_1//R_2)//R_p}$$ → aggiunta alla fine in //!

$f_z = ?$

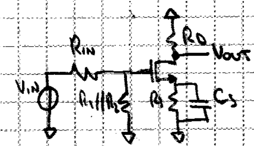
$$\frac{A_2}{A_1} = \frac{f_p}{f_z} \rightarrow f_z = f_p \cdot \frac{A_1}{A_2}$$

③



C=∞ vuol dire che quel condensatore è considerato un cortocircuito tranne che per la polarizzazione

per il segnale diventa



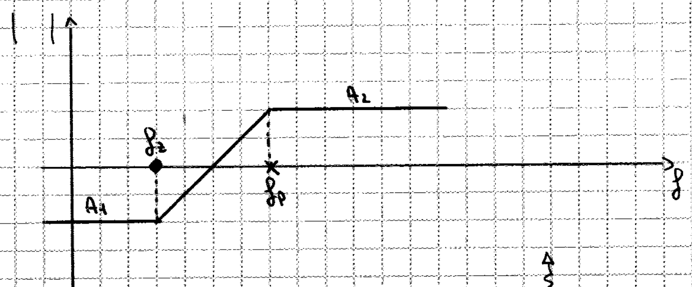
Quanto vale la Fdt?

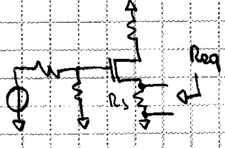
- se C_s è un circuito aperto (OC)

$$A_1 = \frac{V_u}{V_i} = \frac{R_1//R_2}{R_{IN}+R_1//R_2}\cdot\frac{g_m}{1+g_m R_s}\cdot R_D\cdot(-1)$$

- se C_s è un cortocircuito (SC) $\qquad g_m > \frac{g_m}{1+g_m R_s} \Rightarrow A_2 > A_1$

non c'è R_s, quindi $g_{meq} = g_m \Rightarrow A_2 = \frac{R_1//R_2}{R_{IN}+R_1//R_2}\cdot g_m\cdot R_D\cdot(-1)$





- $$f_p = \frac{1}{2\pi R_{eq} C} = \frac{1}{2\pi C(R_s // Z_{is})} = \frac{1}{2\pi C\left(R_s // \frac{1}{g_m}\right)}$$

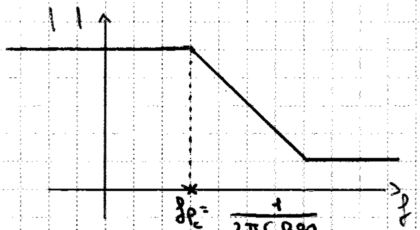
- $$\frac{A_2}{A_1} = \frac{f_p}{f_z} \qquad f_z = f_p\cdot\frac{A_1}{A_2} =$$

$$= \frac{1}{2\pi C\left(R_s//\frac{1}{g_m}\right)}\cdot\frac{1}{1+g_m R_s} = \frac{1}{2\pi C}\cdot\frac{1}{\frac{R_s\cdot \cancel{1/g_m}}{\cancel{R_s+\frac{1}{g_m}}}}\cdot\frac{1}{\cancel{1+g_m R_s}} = \frac{1}{2\pi C R_s}$$

CIRCUITI ELETTRONICI
27.04.2015

Calcolo di separabilità costanti di tempo:

L'ultima volta abbiamo visto che per reti con un solo elemento reattivo (capacitivo). Fdt ha dunque un solo polo e un solo zero!



$$f_{P_C} = \frac{1}{2\pi \underbrace{C R_{eq}}_{\tau_C}}$$

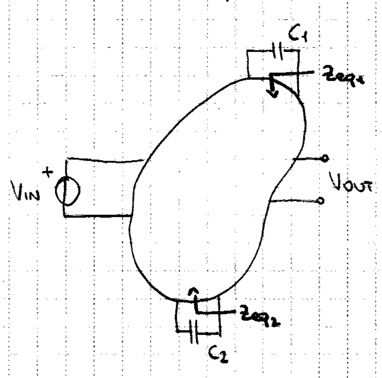
$$f_{P_L} = \frac{1}{2\pi L} R_{eq} \quad \text{poiché} \quad \tau_L = \frac{L}{R_{eq}}$$

La Fdt si può scrivere (in banda frequenza) come:

$$F(s) = A_2 \frac{\frac{\omega_z}{s}+1}{\frac{\omega_p}{s}+1}$$

$$= A_2 \cdot \frac{s+\omega_z}{s+\omega_p}$$ ← evidenzio A_2, che è il guadagno per l'alta frequenza!

Cosa succede quando ho + di una costante di tempo?



⇒ se C_1 e C_2 sono indipendenti fra loro (no serie e no //), se sono controllabili e osservabili, io ho 2 POLI e 2 ZERI!

Dove sono le singolarità?

⇒ Penso allora che:

- il polo associato a C_1 sarà $\tau_1 = C_1 \cdot Z_{eq_1}$ ← sarà funzione di s perché c'è C_2
- " " " " C_2 " $\tau_2 = C_2 Z_{eq_2}$ ← = al primo ma per C_1

IN ALCUNI CASI QUESTO PROBLEMA NON SUSSISTE:

1 • se Z_{eq_1} NON CONTIENE C_2, ed è dunque R_{eq_1} e perciò non dipende da s; ovvio che deve essere uguale per $Z_{eq_2} = R_{eq_2}$! ⇒ I CONDENSATORI SONO SEPARATI PER MAGLIE! → di fatto tra loro non si parlano benché siano controllabili!

$$Z = \begin{bmatrix} R_{eq_1} & \varnothing \\ \varnothing & R_{eq_2} \end{bmatrix}$$

→ non c'è dipendenza di C_1 da C_2 e viceversa!