ELETTRONICA

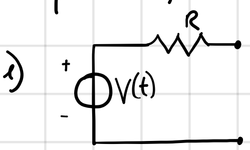
By Edoardo

INTRODUZIONE (capitolo 1)

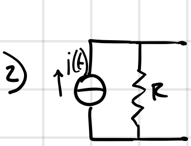
I SEGNALI

I segnali contengono informazioni sui vari fenomeni del mondo fisico. Tali segnali possono essere elaborati dopo essere stati convertiti in segnali elettrici (tensione / corrente) da dispositivi chiamati trasduttori (es. onde sonore ⟶ microfono ⟶ segnale elettrico)

Daremo comunque per scontato che i segnali siano già di tipo elettrico e li rappresenteremo in una delle seguenti forme (equivalenti):

1) 

forma di Thevenin
usata se R piccola

2) 

forma di Norton
usata se R grande

SPETTRO DI FREQUENZA

Un segnale può essere caratterizzato in modo molto pratico per una qualunque funzione del tempo tramite il suo spettro di frequenza: tramite la serie di Fourier e la trasformata di Fourier viene fornito il modo di rappresentare un segnale in tensione $V_s(t)$ o in corrente $i_s(t)$ come somma di segnali sinusoidali differenti in ampiezza e frequenza

es. $V_a(t) = V_a \sin \omega t$

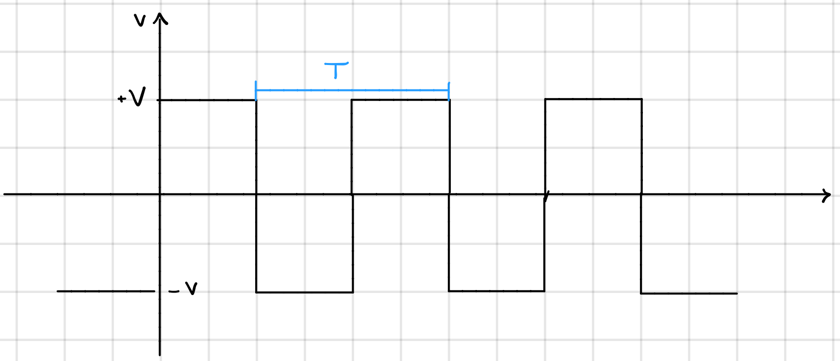
V_a = ampiezza, valore di picco $\qquad$ ω = velocità angolare, pulsazione

NB. è molto comune esprimere l'ampiezza di un segnale sinusoidale mediante il suo valore efficace (RMS) $= V_a/\sqrt{2}$

Si utilizza la serie di Fourier per segnali periodici ⟶ $V_a(t) = V_a \sin \omega t$ ⟹ somma infinita di sinusoidi

Si utilizza la trasformata di Fourier per casi generali con segnali arbitrari.

es. Onda quadra simmetrica di ampiezza V



$$\Rightarrow v(t) = \frac{4V}{\pi}\left(\sin \omega_0 t + \frac{1}{3}\sin 3\omega_0 t + \frac{1}{5}\sin 5\omega_0 t + \dots\right)$$

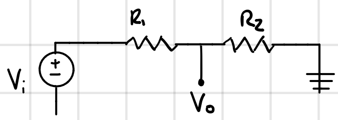
$\omega_0 = 2\pi/T$ = frequenza fondamentale

PARTITORE DI TENSIONE

Importantissimo per i futuri esempi.

$$V_{R_1} = V_i \cdot \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$
$$V_{R_2} = V_i \cdot \frac{R_2}{R_2 + R_1}$$

Vale per qualsiasi resistenza, in caso di condensatori o induttori sostituiamo con $1/j\omega$ o con $j\omega$



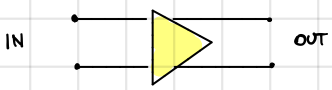
$$V_o = V_i \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$

SEGNALI ANALOGICI E DIGITALI

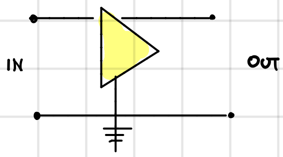
Un generatore di tensione (forma di Thevenin) è un segnale analogico poiché analogo al segnale fisico che esso rappresenta e la funzione che lo rappresenta può assumere qualunque valore.
Alternativamente possiamo rappresentare un segnale con una sequenza di numeri, ognuno dei quali rappresenta il valore del segnale in un determinato istante di tempo (segnale digitale)
Il processo di "suddivisione" di un segnale analogico in funzione dell'ampiezza per ogni istante di tempo è detto campionamento.

AMPLIFICATORI

Poiché i trasduttori forniscono segnali "molto piccoli" in termini di Volt è necessario amplificarli grazie agli amplificatori di segnale
Tali amplificatori devono essere lineari ovvero limitarsi ad aumentare l'ampiezza del segnale senza distorcerlo: $V_o(t) = A V_i(t)$
con V_i segnale ingresso e V_o segnale uscita e A guadagno dell'amplificatore.
Se la relazione tra V_i e V_o contiene potenze di V_i più elevate, la forma d'onda di V_o non sarà più uguale a quella di V_i e si parlerà di distorsione non lineare.
Gli amplificatori si dividono in amplificatori di tensione che rendono maggiore l'ampiezza del segnale e amplificatori di potenza che forniscono una modesta amplificazione di tensione e una significativa amplificazione di corrente



oppure più frequentemente



(le due porte hanno un terminale in comune detto massa del circuito)

Guadagno di Tensione: $A_v = \frac{V_o}{V_I}$

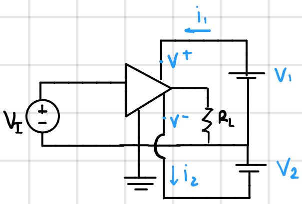
Guadagno di Potenza: $A_p = \frac{\text{potenza trasferita al carico}}{\text{potenza in ingresso}} = \frac{P_L}{P_I} = \frac{V_o i_o}{V_I i_I}$ $\qquad i_o = V_o / R_L$ → resistenza di carico

Guadagno di Corrente: $A_i = \frac{i_o}{i_I}$

Dalle precedenti segue che: $A_p = A_i \cdot A_v$
In decibel:
$A_v(dB) = 20 \log |A_v|$
$A_i(dB) = 20 \log |A_i|$
$A_p(dB) = 10 \log A_p$

NB Se A_v è negativo non vuol dire che l'amplificatore stia attenuando il segnale, mentre se è negativo nella rappresentazione in decibel allora sta attenuando il segnale

Tali amplificatori necessitano di energia per funzionare.



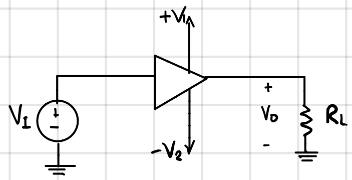
L'amplificatore in figura è alimentato da 2 alimentatori (alimentazione duale), uno positivo V^+ e uno negativo V^-. Per funzionare il polo positivo di V_1 deve essere collegato a V^+, quello negativo a massa, il polo, il polo negativo di V_2 a V^- e quello positivo a massa

Potenza fornita dall'amplificatore = $P_{dc} = V_1 i_1 + V_2 i_2$

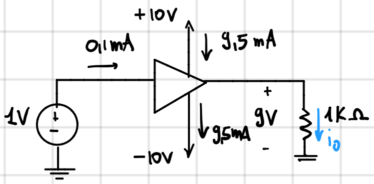
Potenza dissipata = $P_{diss} \longrightarrow P_{dc} + P_I = P_L + P_{diss}$

Efficienza = $\eta = \frac{P_L}{P_{dc}} \cdot 100$

NB. Si utilizzerà la seguente convenzione e spesso basta un solo alimentatore



Es.



$$A_V = \frac{V_o}{V_I} = \frac{9V}{1V} = 9$$

$$A_i = \frac{i_o}{i_I} = \frac{9V/1k\Omega}{0,1mA} = \frac{9mA}{0.1mA} = 90$$

$$A_p = \frac{V_o i_o}{V_I i_I} = \frac{9V \cdot 9mA}{1V \cdot 0.1mA} = 810$$

$P_{dc} = 10 \cdot 9.5 + 10 \cdot 9.5 = 190$ mW

$P_{diss} = P_{dc} + P_I - P_L = 190 + \frac{1}{\sqrt{2}} \cdot \frac{0.1}{\sqrt{2}} - \frac{9}{\sqrt{2}} \cdot \frac{9}{\sqrt{2}} = 146.9$ mW

$\eta = \frac{P_L}{P_{dc}} = \frac{40.5}{190} = 21\%$

NB su P_L e P_I sono stati usati i valori efficaci dei segnali sinusoidali (divisione per $\sqrt{2}$): stessa cosa è stata fatta su A ma in quei casi si semplificano sempre tra numeratore e denominatore. Al prof non frega nulla!

La caratteristica di trasferimento rimane lineare per un intervallo limitato delle tensioni di ingresso e uscita $(-V$ e $+V)$

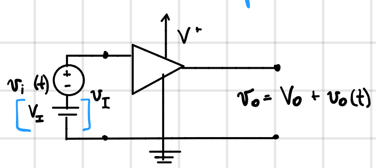
Se indichiamo con L^- e L^+ i livelli di saturazione negativi e positivi avremo che V_I deve soddisfare la seguente proprietà per mantenere la linearità:

$$\frac{L^-}{A_v} \le V_I \le \frac{L^+}{A_v}$$

Oltre a ciò può capitare che il circuito non sia lineare per altre ragioni e , per esempio, la presenza di un unico alimentatore renda la funzione di trasferimento non più centrata nell'origine.

Per risolvere ciò si polarizza il circuito applicando una tensione continua V_I con rispettiva tensione in uscita V_O

Il segnale da amplificare $v_i(t)$ si sovrappone a V_I: $v_I(t) = V_I + v_i(t)$



ESEMPIO 1.2 Un amplificatore a transistor è caratterizzato dalla caratteristica di trasferimento

$$v_O = 10 - 10^{-11} e^{40 v_I} \tag{1.10}$$

che è valida per $v_I \geq 0$ V e $v_O \geq 0{,}3$ V. Trovare i limiti L_- e L_+ e i corrispondenti valori di v_I. Inoltre, trovare il valore della tensione di polarizzazione V_I per cui $V_O = 5$ V ed infine l'amplificazione di tensione nel punto di riposo corrispondente.

$L^- = 0.3$ V perché v_O non può eccedere negativamente 0.3V

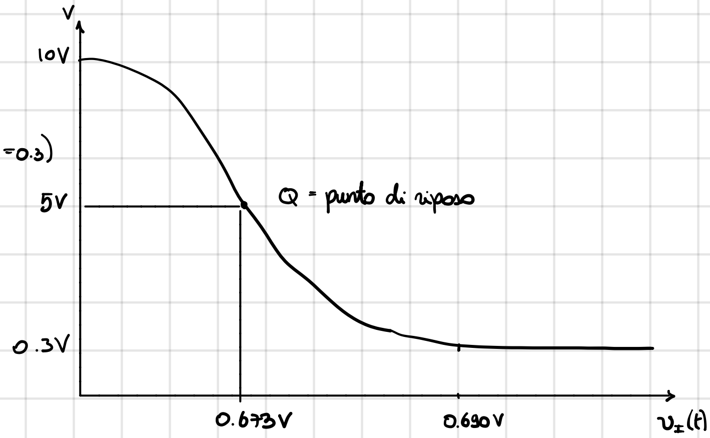
L^+ si ottiene ponendo $v_I = 0$ (annulliamo il segnale credo) $\rightarrow L^+ = 10$V

I corrispondenti valori di v_I sono 0V per L^+ e 0.690V per L^- (ponendo $v_O = 0.3$)

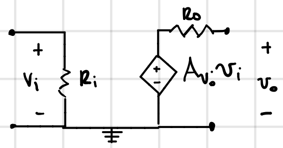
Per polarizzare a $V_O = 5$V abbiamo bisogno in ingresso di una tensione V_I che otteniamo ponendo $v_O = 5$V $\rightarrow V_I = 0.673$

L'amplificazione si ottiene calcolando dv_O/dv_I con $v_I = 0.673$V

$\rightarrow A_v = -200$



AMPLIFICATORE DI TENSIONE



Il modello dell'amplificatore di tensione è composto da un generatore di tensione controllato in tensione con fattore di amplificazione A_{v_o}, una resistenza di ingresso R_i perché l'amplificatore assorbe corrente e R_o che modellizza le variazioni di tensione quando connesso a un carico.

Ricaviamo: carico ($\neq R_o$)

$v_o = A_{v_o} v_i \dfrac{R_L}{R_L + R_o}$ $\rightarrow A_v =$ guadagno tensione $= \dfrac{v_o}{v_i} = A_{v_o} \dfrac{R_L}{R_L + R_o}$ da cui segue che per per far sì che il guadagno non venga ridotto quando collegato a un carico $\rightarrow R_o \ll R_L$

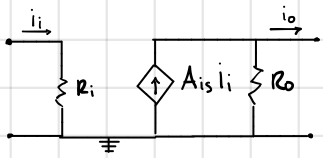
A_{v_o} è onde chiamato guadagno di tensione a circuito aperto ($R_L = \infty$)

Se R_i ha un valore finito vuol dire che solo una parte del segnale di ingresso v_s arriva all'amplificatore:

$v_i = v_s \dfrac{R_i}{R_i + R_s}$ → resistenza interna del generatore del segnale $\Longrightarrow R_i \gg R_s$ per non perdere una gran parte del segnale

In un amplificatore di tensione ideale $R_i = \infty$ e $R_o = 0$.

AMPLIFICATORE DI CORRENTE



Analogamente al caso precedente:

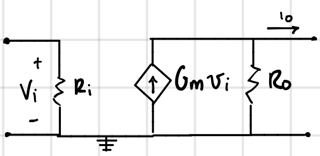
$i_o = A_{is} i_i \dfrac{R_o}{R_o + R_L}$ $\longrightarrow A_i = \dfrac{i_o}{i_i} = A_{is} \dfrac{R_o}{R_o + R_L}$ $\longrightarrow R_o \gg R_L$

Un amplificatore di corrente ideale ha $R_o = \infty$ e $R_i = 0$

Se $R_L = 0$ $A_i = A_{is}$ = guadagno di corrente in corto circuito

$i_i = i_s \dfrac{R_s}{R_s + R_i}$ $\longrightarrow R_i \ll R_s$

AMPLIFICATORE DI TRANSCONDUTTANZA

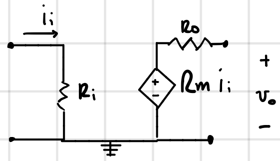


G_m = transconduttanza di corto circuito

Un amplificatore di transconduttanza ideale ha:

$R_i = \infty$ e $R_o = \infty$

AMPLIFICATORE DI TRANSRESISTENZA



R_m = rapporto tra tensione in uscita a circuito aperto e la corrente di ingresso = transresistenza a circuito aperto

Un amplificatore di transresistenza ideale ha:

$R_i = 0$ e $R_o = 0$

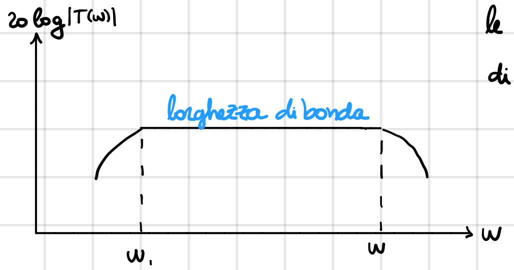
RISPOSTA IN FREQUENZA

Se un segnale sinusoidale passa attraverso un circuito lineare la sua frequenza ω rimane invariata:

$v_i = V_i \sin(\omega t) \longrightarrow v_o = V_o \sin(\omega t + \phi)$

$T(\omega)$ = funzione di trasferimento $= \frac{V_o(\omega)}{V_i(\omega)} \rightarrow |T(\omega)| = \frac{V_o}{V_i} \qquad \angle T(\omega) = \phi$

Queste due ultime componenti descrivono completamente la risposta di un amplificatore ad un ingresso sinusoidale di frequenza ω.
La risposta in frequenza non è altro che un grafico/tabella con tutti i valori di $|T(\omega)|$ (risposta in ampiezza) o $\angle T(\omega)$ (risposta di fase) al variare di ω.



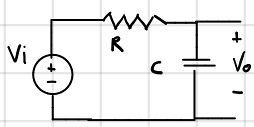
Il grafico raffigura una risposta in ampiezza: l'amplificazione è costante tra ω_1 e ω_2 e le frequenze fuori dall'intervallo saranno amplificate di meno. L'intervallo è chiamato larghezza di banda e dovrebbe coincidere con lo spettro dei segnali che si vuole amplificare.

RETI A SINGOLA COSTANTE DI TEMPO (τ)

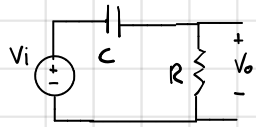
Sono circuiti formati (o che possono essere ricondotti a) da un condensatore/induttore e una resistenza

- condensatore $\longrightarrow \tau = C \cdot R$
- induttore $\longrightarrow \tau = L/R$

Le reti STC si dividono in passa-basso e passa-alto.



passa-basso



passa-alto

Se consideriamo il partitore di tensione della prima figura:

$V_o = V_i \cdot \frac{1/j\omega}{1/j\omega + R} \longrightarrow T(\omega) = V_o/V_i = \frac{1/j\omega}{1/j\omega + R}$

Per $\omega \to \infty$ $T(\omega) \to 0$ quindi "passano" solo le basse frequenze. Il passa basso funziona al contrario.

Tabella E.1 REGOLE PER TROVARE IL TIPO DI CIRCUITO STC

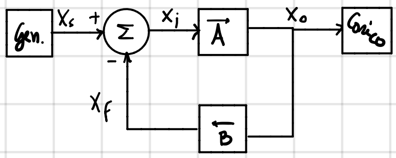
Verifica per	Sostituire	Il circuito è LP se	Il circuito è HP se
$\omega = 0$	C con un o.c. L con un s.c.	L'uscita è finita	L'uscita è zero
$\omega = \infty$	C con un s.c. L con un o.c.	L'uscita è zero	L'uscita è finita

CONTROREAZIONE (capitolo 8)

La controreazione può essere negativa o positiva: per ora ci occuperemo della prima (anche se in certe condizioni la controreazione negativa può diventare positiva.

Il concetto alla base della controreazione è quello di "trasformare" una quantità di guadagno chiamata tasso di controreazione in altre proprietà (fattore di stabilità, impedenza di ingresso ecc.

In pratica:



X può rappresentare sia tensioni che correnti.

L'amplificatore ha guadagno A: $X_o = A X_i$

La rete di controreazione sottrae $X_f = B X_o$ al segnale di ingresso (da questo negativa)

$\longrightarrow X_i = X_s - X_f \quad \longrightarrow A_f =$ guadagno controreazione $= \frac{X_o}{X_s} = \frac{A}{1+\boxed{AB}} \rightarrow$ guadagno di anello

$\hookrightarrow$ tasso di controreazione

Se $AB \gg 1$, come nella maggior parte dei casi, $A_f \sim 1/B \longrightarrow$ il guadagno dipende interamente dalla rete di controreazione.

$X_f = \frac{AB}{1+AB} X_s$: se $AB \gg 1$ $X_f \sim X_s$ e X_i (chiamato segnale di errore) è nullo

Di seguito alcune proprietà della controreazione negativa.

1) Stabilizzazione del guadagno

Supponendo B costante derivando entrambi i lati di $A_f \longrightarrow dA_f = \frac{dA}{(1+AB)^2} \longrightarrow$ dividiamo per $A_f \rightarrow \frac{dA_f}{A_f} = \frac{1}{(1+AB)} \frac{dA}{A}$:

la variazione percentuale di A_f dovuta a variazioni nei parametri del circuito è minore della variazione percentuale di A di un fattore pari al tasso di controreazione $\longrightarrow$ anche chiamato fattore di stabilizzazione.

2) Allargamento della banda passante

Consideriamo $A(s) = \frac{A_m}{1+s/\omega_H}$ con A_m guadagno a centro di banda e ω_H frequenza di taglio superiore (medie/alte frequenze)

Applichiamo la controreazione negativa con B indipendente da $\omega_H \longrightarrow A_f(s) = \frac{A(s)}{1+BA(s)} = \frac{A_m/(1+A_mB)}{1+s/\omega_H(1+A_mB)}$

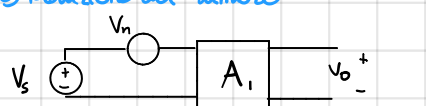
Il guadagno a centrobanda sarà $A_m/(1+A_mB)$ e la frequenza superiore $\omega_{Hf} = \omega_H(1+A_mB)$

$\Rightarrow$ la frequenza di taglio superiore è moltiplicata per il tasso di controreazione.

Se la frequenza invece è di taglio inferiore $\omega_L \longrightarrow \omega_{Lf} = \frac{\omega_L}{1+A_mB}$

NB. la banda passante è moltiplicata per lo stesso fattore per cui è diviso il guadagno lasciando inalterato il prodotto guadagno – larghezza banda.

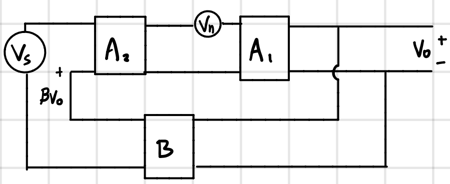
3) Riduzione del rumore



Supponiamo di avere un amplificatore A_1 sul segnale V_s che per qualche motivo che a noi non interessa sia affetto da rumore V_n in ingresso

S/N = rapporto segnale rumore $= V_s/V_n$

SE è possibile far precedere lo stadio con rumore da uno privo (o quasi) allora possiamo ricostruire il circuito così:



A_2 = stadio di pulizia

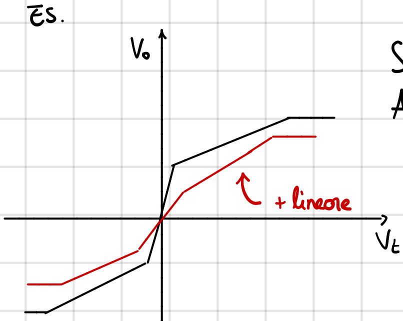
la controreazione negativa unica mantiene costante il guadagno complessivo

$V_o = V_s \frac{A_1 A_2}{1+A_1A_2B} + V_n \frac{A_1}{1+A_1A_2B} \longrightarrow S/N = V_s/V_n \cdot A_2 \longrightarrow$ meno rumore

4) Riduzione della distorsione non lineare

La non linearità della caratteristica di trasferimento fa sì che l'amplificatore presenta una notevole distorsione non lineare $\longrightarrow$ linearizzare

ES.



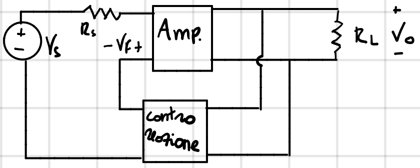
Supponiamo che il tratto più pendente ha $A_v = 1000$ e quello meno pendente $A_v = 100$.

Se applichiamo una controreazione $B = 0.01$:

$A_{f_1} = \frac{\overset{A}{1000}}{1+\underset{A}{1000}\cdot\underset{B}{0.01}} = 90.9$ e $A_{f_2} = \frac{100}{1+100\cdot 0.01} = 50$

la differenza tra i due si è ridotta notevolmente pagando una quantità di guadagno di tensione che si ripristina con un preamplificatore se necessario.

Controreazione con amplificatore di tensione



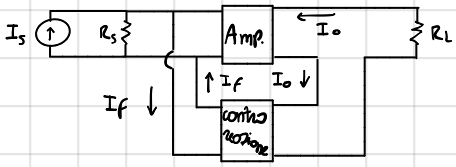
Elevata resistenza di ingresso e bassa in uscita

Poiché ci interessa la tensione in uscita la rete di controreazione deve prelevare la tensione in uscita.

Questa configurazione è chiamata controreazione a misura di tensione con confronto in serie.

Stabilizza A_V e aumenta la resistenza di ingresso e riduce quella in uscita

Controreazione con amplificatori di corrente

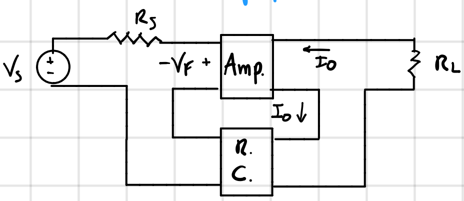


La rete di controreazione preleva la corrente in uscita

Controreazione a misura di corrente con confronto in parallelo

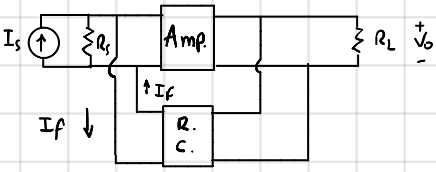
Stabilizza A_i e abbassa la resistenza di ingresso e alza quella in uscita

Controreazione con amplificatori di transconduttanza



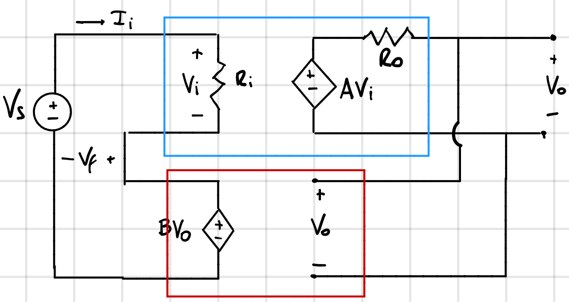
Controreazione a misura di corrente con confronto in serie

Controreazione con amplificatori di transresistenza



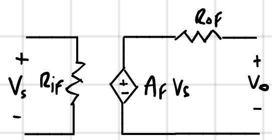
Controreazione a misura di tensione con controllo in parallelo.

AMPLIFICATORE CON CONTROREAZIONE SERIE-PARALLELO



Questa è la rappresentazione ideale di un amplificatore con controreazione serie-parallelo costituita da un amplificatore unidirezionale ad anello aperto ( ) e una rete di controreazione ideale con misura di tensione e confronto in serie ( )

$A_f = V_o/V_s = \frac{A}{1+AB}$

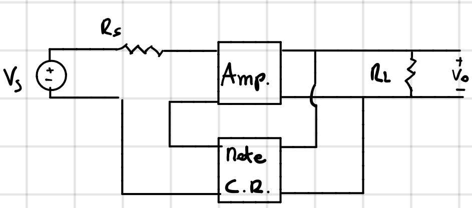


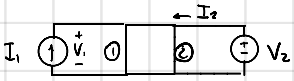
Nel circuito equivalente R_{if} e R_{of} rappresentano le resistenze di ingresso e uscita in presenza di controreazione: $R_{if} = R_i(1+AB)$ cioè la controreazione negativa aumenta la resistenza di ingresso di un fattore pari al tasso di controreazione e tale relazione dipende solo dal tipo di confronto

$R_{of} = \frac{R_o}{1+AB}$ cioè la controreazione riduce la resistenza di uscita di un fattore pari al tasso di controreazione e tale relazione dipende solo dal tipo di misura.

Nella realtà però la rete di controreazione non è un generatore di tensione controllato e altri fattori possono cambiare.

Il problema quindi è trovare la composizione dei due blocchi nel seguente circuito:

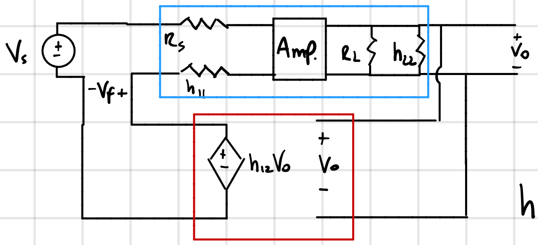




$$\begin{cases} V_1 = h_{11} I_1 + h_{12} V_2 \\ I_2 = h_{21} I_1 + h_{22} V_2 \end{cases}$$

$h_{11} = V_1/I_1 \big|_{V_2=0}$ $\quad h_{21} = I_2/I_1 \big|_{V_2=0}$ $\quad h_{12} = V_1/V_2 \big|_{I_1=0}$ $\quad h_{22} = I_2/V_2 \big|_{I_1=0}$

Tramite calcoli incomprensibili e utilizzando la notazione "h" vista sopra si arriva a:



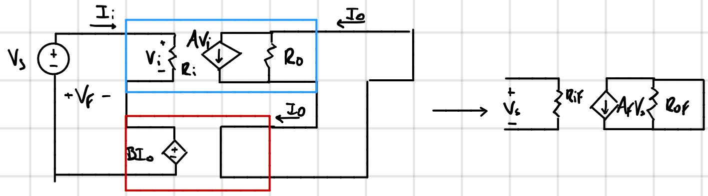
Il primo circuito si ottiene aggiungendo all'amplificatore: in ingresso R_S e l'impedenza della rete di controreazione h_{11} e in uscita R_L e l'ammettenza h_{22}.

h_{11} = impedenza vista guardando dalla porta 1 della rete di controreazione con la 2 in cortocircuito

h_{22} = ammettenza vista guardando dalla porta 2 con la 1 a circuito aperto.

$B = h_{12} = V_1/V_2 \big|_{I_1=0}$ ⟶ si applica una tensione alla porta 2 e si misura la tensione sulla 1 a circuito aperto.

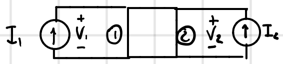
AMPLIFICATORE CON CONTROREAZIONE SERIE - SERIE



Stabilizza I_o/V_s e quindi è adatta per amplificatori di transconduttanza. In questo caso $A = I_o/V_s$ e B è una transresistenza

$A_f = \frac{I_o}{V_s} = \frac{A}{1+AB}$ ⟶ $R_{if} = R_i(1+AB)$ e $R_{of} = (1+AB)R_o$ ⟶ R_i e R_o sono aumentate.

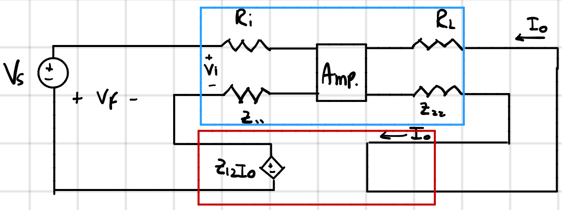
Come nel caso precedente, il caso reale non centra un cazzo.



$$\begin{cases} V_1 = z_{11} I_1 + z_{12} I_2 \\ V_2 = z_{21} I_1 + z_{22} I_2 \end{cases}$$

$z_{11} = V_1/I_1 \big|_{I_2=0}$ $\quad h_{21} = V_2/I_1 \big|_{I_2=0}$ $\quad z_{12} = V_1/I_2 \big|_{I_1=0}$ $\quad z_{22} = V_2/I_2 \big|_{I_1=0}$

⟶



Il primo circuito si ottiene aggiungendo R_s e z_{11} (in serie) in ingresso e R_L e z_{22} (in serie) in uscita.

z_{11} e z_{22} sono le impedenze che si hanno guardando dalla porta 1 e 2 rispettivamente, con l'altra a circuito aperto.

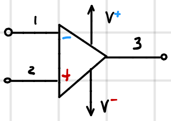
$B = z_{12} = \frac{V_1}{I_2} \big|_{I_1=0}$

(I casi parallelo-parallelo e parallelo-serie li ho saltati)

TABELLA 8.1: RIEPILOGO DELLE RELAZIONI CARATTERISTICHE DEI QUATTRO TIPI DI CONTROREAZIONE

Tipo di controreazione	x_i	x_o	x_f	x_s	A	β	A_f	Circuito equivalente del generatore	Per ottenere l'effetto di carico della rete di controreazione		Per determinare b applicare alla porta 2 della rete di controreazione	Z_{if}	Z_{of}	Rif.to alla Figura
									in ingresso	in uscita				
Serie-parallelo (amplificatore di tensione)	V_i	V_o	V_f	V_s	$\frac{V_o}{V_i}$	$\frac{V_f}{V_o}$	$\frac{V_o}{V_s}$	**Thévenin**	Cortocircuitare la porta 2 della rete di controreazione	Aprire il circuito alla porta 1 della rete di controreazione	Una tensione per calcolare la tensione a circuito aperto alla porta 1	$Z_i(1 + A\beta)$	$\frac{Z_o}{1 + A\beta}$	8.4(a) 8.8 8.10 8.11
Parallelo-serie (amplificatore di corrente)	I_i	I_o	I_f	I_s	$\frac{I_o}{I_i}$	$\frac{I_f}{I_o}$	$\frac{I_o}{I_s}$	**Norton**	Aprire il circuito alla porta 2 della rete di controreazione	Cortocircuitare la porta 1 della rete di controreazione	Una corrente per calcolare la corrente di corto circuito alla porta 1	$\frac{Z_i}{1 + A\beta}$	$Z_o(1 + A\beta)$	8.4(b) 8.22 8.23 8.24
Serie-serie (amplificatore di transconduttanza)	V_i	I_o	V_f	V_s	$\frac{I_o}{V_i}$	$\frac{V_f}{I_o}$	$\frac{I_o}{V_s}$	**Thévenin**	Aprire il circuito alla porta 2 della rete di controreazione	Aprire il circuito alla porta 1 della rete di controreazione	Una tensione per calcolare la tensione a circuito aperto alla porta 1	$Z_i(1 + A\beta)$	$Z_o(1 + A\beta)$	8.4(c) 8.13 8.15 8.16
Parallelo-parallelo (amplificatore di transresistenza)	I_i	V_o	I_f	I_s	$\frac{V_o}{I_i}$	$\frac{I_f}{V_o}$	$\frac{V_o}{I_s}$	**Norton**	Cortocircuitare la porta 2 della rete di controreazione	Cortocircuitare la porta 1 della rete di controreazione	Una tensione per calcolare la corrente di cortocircuito alla porta 1	$\frac{Z_i}{1 + A\beta}$	$\frac{Z_o}{1 + A\beta}$	8.4(d) 8.18 8.19 8.20

AMPLIFICATORI OPERAZIONALI (capitolo 2)



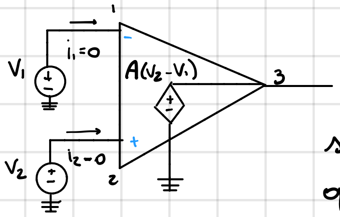
Un amplificatore ha in genere due porte di ingresso (1 e 2), una di uscita (3) e due collegamenti ad alimentatori in continua (V^+ e V^-)

Nessun terminale dell'amplificatore è connesso a massa.

Si suppone che l'amplificatore rilevi la differenza di tensione tra i due terminali di ingresso, la moltiplichi per A e la restituisca in uscita

NB. V_i = differenza tensione tra terminale i e massa. $\longrightarrow$ $A(V_2 - V_1)$ sul terminale 3, A idealmente infinito

In più si suppone che non assorba corrente in ingresso $\longrightarrow$ $R_i = \infty$ e che l'impedenza d'uscita sia nulla

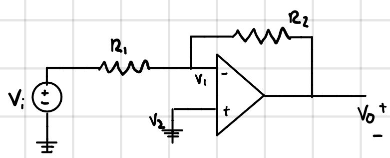


L'uscita è in fase (ha lo stesso segno) con V_2 (terminale di ingresso non invertente "+") e non è in fase con V_1 (terminale di ingresso invertente "−")

L'amplificatore operazionale risponde solo alla differenza tra V_2 e V_1 perché se fossero uguali l'uscita sarebbe nulla: questa proprietà è chiamata reiezione di modo comune (infinita nel caso di amplificatore operazionale ideale)

Amplificatori di questo tipo amplificano ugualmente segnali di ogni frequenza.

Cerchiamo ora di capire che cosa vuol dire controreazione in pratica.



R_2 collega l'uscita con l'ingresso invertente $\rightarrow$ controreazione negativa (positiva se collego l'altro ingresso)

$G = V_o/V_i$ = guadagno ad anello chiuso

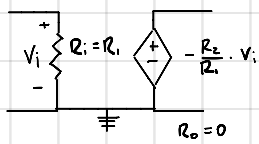
Se è ideale l'amplificatore ha guadagno A infinito $\longrightarrow$ $A(V_2 - V_1) = V_o$ $\longrightarrow$ $V_2 - V_1 = V_o/A = 0$ $\longrightarrow$ $V_1 = V_2$

In questo caso i due terminali sono "agganciati in potenziale" e formano un corto circuito virtuale. Poiché $V_2 = 0$ anche $V_1 = 0$ (massa virtuale).

$i_1 = \frac{V_i - V_1}{R_1} = V_i/R_1$ scorre obbligatoriamente solo su R_2 poiché l'impedenza di ingresso è infinita per definizione

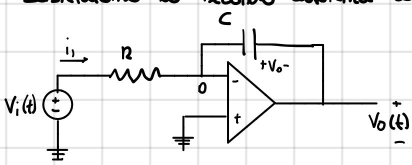
$\rightarrow$ applicando ohm a R_2 $\longrightarrow$ $i_1 = \frac{V_1 - V_o}{R_2}$ $\longrightarrow$ $V_o = -\frac{R_2}{R_1} \cdot V_i$ $\longrightarrow$ $G = -R_2/R_1$ ovvero semplicemente il rapporto tra le resistenze con il segno cambiato perché genero un'inversione di segnale $\longrightarrow$ Configurazione invertente

Di seguito il circuito equivalente della configurazione invertente



INTEGRATORE DI MILLER

Sostituiamo la seconda resistenza con un condensatore. $\longrightarrow$ $\frac{V_o}{V_i} = -\frac{1}{sCR} = -\frac{1}{j\omega CR}$ $\longrightarrow$ $V_o(t)$ sarà l'integrale di $V_i(t)$: $\frac{dV_o}{dt} = V_i(t)$



Se prima avevamo $V_o = R_2/R_1 \cdot V_i$ adesso avremo $\frac{dV_o}{dt} = -\frac{1}{RC} V_i(t)$

Integrando: $V_o(t) - V_o(0) = -\frac{1}{RC}\int_0^t V_i(t)\,dt$

Supponendo $V_o(0) = V_c$ $\longrightarrow$ $V_o(t) = V_c - \frac{1}{RC}\int_0^t V_i(t)\,dt$

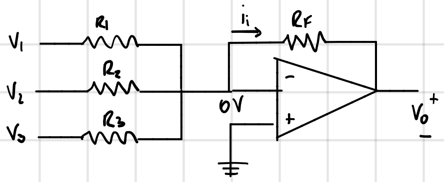
Si comporta come una rete passa-basso: $\omega = 0 \longrightarrow A = \infty$

DERIVATORE

Se scambiamo la resistenza e il condensatore tra loro $\longrightarrow$ $V_o/V_i = -sRC = -j\omega RC$ $\longrightarrow$ $V_o(t) = -CR\frac{dV_i(t)}{dt}$ e parleremo di derivatore. Tale circuito si comporta come una rete passa-alto

SOMMATORE PESATO

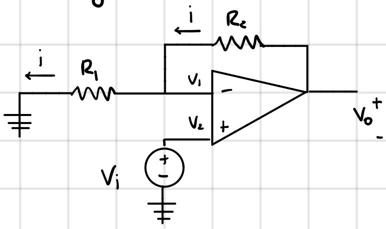
Se invece al terminale invertente colleghiamo n tensioni con rispettivi resistori parliamo di sommatore pesato.



$i_n = \frac{V_n}{R_n} \longrightarrow i_i = i_1 + i_2 + i_3 \longrightarrow V_0 = 0 - i_i R_F = -i_i R_F = -\left(\frac{R_F}{R_1} V_1 + \frac{R_F}{R_2} V_2 \dots\right)$

ovvero la tensione di uscita è una somma pesata dei segnali in entrata

Se colleghiamo il terminale di uscita al terminale di ingresso positivo avremo una configurazione NON invertente

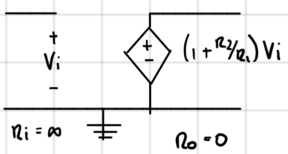


Come per la configurazione invertente, nel caso ideale, i due terminali di ingresso formeranno un corto circuito virtuale $V_1 = V_2 = V_i$ (NON zero)

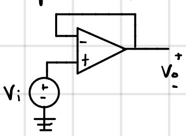
La corrente i che scorre su R_1 è data da V_i/R_1 e scorre verso sinistra poiché l'amplificatore ha impedenza di ingresso infinita.

Le due resistenze in serie collegate a massa formano un partitore di tensione: $V_0 = V_i\left(\frac{R_2+R_1}{R_1}\right) \longrightarrow \frac{V_0}{V_i} = 1 + \frac{R_2}{R_1}$ (>0 da qui NON invertente)

L'impedenza di ingresso è infinita per definizione, mentre quella in uscita è nulla.



L'elevata impedenza di ingresso permette di usare questa configurazione come buffer per connettere un generatore ad alta impedenza con un carico a bassa impedenza. Il più delle volte si utilizza come trasformatore di impedenza / amplificatore di potenza e non è richiesta amplificazione di tensione: si impone $R_2 = 0$ e $R_1 = \infty$ per ottenere il seguente inseguitore di tensione così chiamato perché l'uscita segue l'ingresso



Vediamo ora il caso di amplificatori non ideali

Il guadagno $A(s)$ di un amplificatore operazionale compensato internamente (passa-basso a singola costante di tempo) è $A(s) = \frac{A_0}{1+s/\omega_b}$ con A_0 = guadagno in continua e ω_b = frequenza a 3dB (o di "taglio") che per frequenze reali diventa $A(j\omega) = \frac{A_0}{1+j\omega/\omega_b}$

Per $\omega \gg \omega_b \longrightarrow A(j\omega) = \frac{A_0 \omega_b}{j\omega}$ ω_t = banda di guadagno unitario

Poiché quindi $A(s) \simeq \omega_t/s$ vediamo che l'amplificatore operazionale si comporta come un integratore con costante di tempo $T = 1/\omega_t$

La banda di guadagno unitario si esprime anche come $f_t = \omega_t/2\pi \longrightarrow |A(j\omega)| \simeq \omega_t/\omega = f_t/f$ quindi se conosciamo f_t si può calcolare il modulo del guadagno ad una data frequenza f

Di seguito le limitazioni nella risposta in presenza di grandi segnali

- Saturazione in uscita

  Come tutti gli amplificatori, gli operazionali saturano a L^+ e L^- che differiscono di $\sim 3V$ dalle rispettive alimentazioni

  Quindi se un amplificatore sta funzionando a $\pm 15V$ saturerà a $\pm 12V$ causando distorsione

- Slew Rate (Velocità di variazione)

  Prendiamo in esempio un inseguitore a guadagno unitario e un ingresso a gradino $\longrightarrow V_0(t) = V(1 - e^{-t/T})$ con $T = 1/\omega_t$ che per "piccoli" segnali ha un andamento esponenziale: per grandi segnali l'uscita avrà invece un andamento crescente linearmente con pendenza minore rispetto a quella esponenziale e l'amplificatore non potrà "lavorare" secondo la funzione $V_0 - V(1 - e^{-t/T})$.

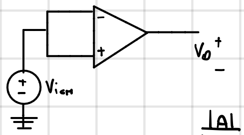
  La slew rate è la pendenza della rampa lineare in uscita $SR = dV_0/dt\,|_{max}$

- Larghezza di banda a piena potenza

  f_m è la frequenza per cui una sinusoide di uscita con ampiezza uguale alla massima tensione di uscita inizia a distorcersi a causa della slew rate: $\omega_m V_{0max} = SR \longrightarrow f_m = \frac{SR}{2\pi V_{0max}}$

  Le sinusoidi di uscita con ampiezza minore di V_{0max} mostreranno distorsione di slew rate per frequenze maggiori di ω_m infatti la massima ampiezza per cui una sinusoide con $\omega > \omega_m$ non è distorta è data da $V_o = V_{o\,max}\left(\frac{\omega_m}{\omega}\right)$

Gli operazionali ideali hanno guadagno di modo comune finito e diverso da zero cioè se i due ingressi sono collegati tra loro e si applica un tensione di ingresso V_{icm}, V_o non sarà nulla. $V_o/V_{icm} = A_{cm}$ = guadagno di modo comune



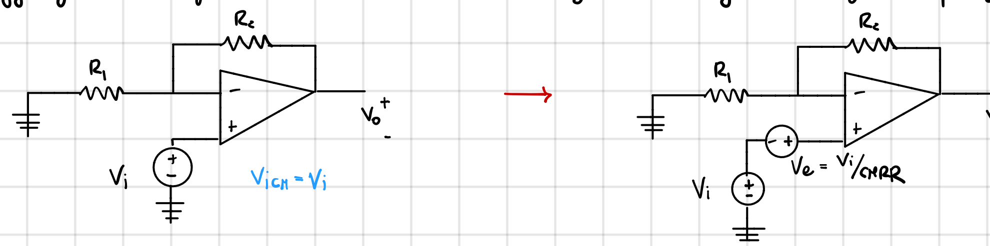
In pratica: se prendiamo un operazionale normale con V_1 e V_2 $\longrightarrow V_{id} = V_2 - V_1$ $\quad V_{icm} = \frac{V_2+V_1}{2}$

$\longrightarrow V_o = A V_{id} + A_{cm} V_{icm}$ con A = guadagno differenziale (il solito credo)

La capacità di ignorare i segnali di modo comune è rappresentata dal rapporto di reiezione di modo comune (CMRR)

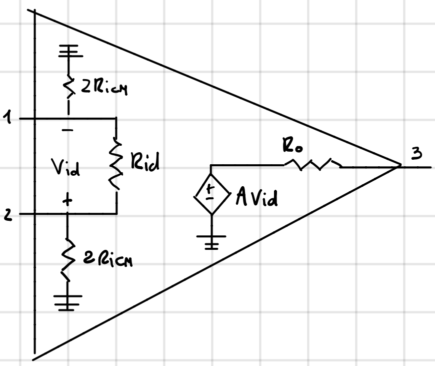
$CMRR = \frac{|A|}{|A_{cm}|}$ spesso rappresentato in decibel $= 20 \log |A|/|A_{cm}|$

Il CMRR finito influenza maggiormente la configurazione non invertente: un segnale di m.c. V_{icm} genera una componente in uscita $A_{cm} V_{icm}$; tale componente può essere ottenuta anche applicando un segnale differenziale di ingresso $V_{errore} = \frac{A_{cm} V_{icm}}{A} = \frac{V_{icm}}{CMRR}$ ad un operazionale con guadagno di modo comune nullo. Quindi in un dato circuito, trovato il segnale di modo comune in ingresso aggiungiamo un segnale V_{errore} in serie ad uno dei generatori di segnale di ingresso e proseguiamo l'analisi come fosse un operazionale ideale.



$V_o = V_i\left(1+\frac{1}{CMRR}\right)\left(1+\frac{R_2}{R_1}\right)$

Di seguito è mostrato il circuito equivalente di un operazionale con le sue resistenze finite di ingresso e uscita



La resistenza di ingresso nella configurazione non invertente è quella che risente maggiormente di R_{id} e R_{icm} (come pure di A e R_2/R_1)

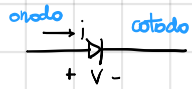
Sulle ipotesi $R_o = 0$ $\quad R_i \ll R_{icm}$ $\quad R_2/R_{id} \ll A$ $\longrightarrow R_{ingresso} \approx \{2R_{icm}\} // \{(1+AB)R_{id}\}$

con $B = \frac{R_1}{R_1+R_2}$

Per basse frequenze $A = A_0$ mentre per alte frequenze $A = \omega_t/s = \frac{f \cdot 2\pi}{s}$

DIODI (capitolo 3)

Molte operazioni di elaborazione dei segnali richiedono circuiti non lineari: il più semplice è il diodo

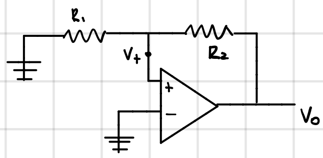


Il diodo ideale si comporta come un circuito aperto (diodo polarizzante inversamente, interdetto) se viene applicata una tensione negativa, mentre si comporta come un cortocircuito (diodo polarizzante direttamente, in conduzione) se viene fatta scorrere una corrente positiva

SALTATO

MULTIVIBRATORI BISTABILI (capitolo 12)

Iniziamo lo studio di un particolare tipo di generatori di forme d'onda, generatori non lineari o di funzione, che fanno uso di una classe di circuiti noti come multivibratori bistabili cioè con due stati stabili.
Un multivibratore passa da uno stato all'altro mediante un impulso detto trigger (infatti il bistabile è anche chiamato Trigger di Shmitt).



In pratica è un operazionale in controreazione positiva. Supponiamo V_+ nullo:
Se lo aumentiamo positivamente, aumenta V_0 $\longrightarrow$ la controreazione riporterà su V_+ una parte $B = \frac{R_1}{R_1+R_2}$ di V_0 che, se $AB > 1$, sarà maggiore dell'incremento originario di V_+ portando in saturazione positiva L^+ $\longrightarrow$ $V_+ = \frac{L^+ R_1}{R_1+R_2}$

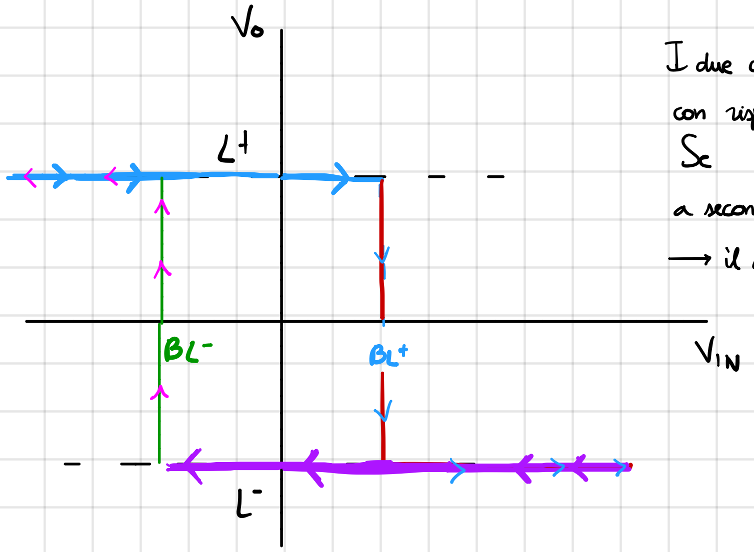
Se invece lo incrementiamo negativamente $\longrightarrow V_0 = L_-$ $\quad V_+ = \frac{L^- R_1}{R_1+R_2}$

Per cambiare stato si può applicare una tensione al terminale invertente o non invertente.

- Bistabile invertente (V_i sul terminale negativo)

supponiamo $\boxed{V_0 = L_+ \quad e \quad V_+ = BL_+}$. La tensione in ingresso V_i non ha effetto fino a che non si supera V_+ oltre il quale si crea una tensione negativa tra i terminali di ingresso, amplificata in uscita e riportata in ingresso tramite controreazione (processo rigenerativo) fino al cambiamento di stato. $\longrightarrow V_0 = L^- \quad V_+ = BL^-$

Se invece $\boxed{V_0 = L_- \quad e \quad V_+ = BL^-}$, V_i non ha effetto finché non scende sotto V_+. fino al cambiamento di stato $\longrightarrow V_0 = L^+ \quad V_+ = BL^+$

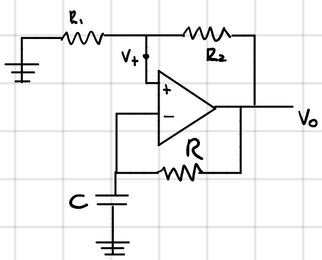


I due casi hanno lo stesso comportamento di due comparatori con rispettiva tensione di soglia $V_{TH} = BL^+$ e $V_{TL} = BL^-$
Se $\quad V_{TL} < V_i < V_{TH}$ l'uscita può essere L^+ o L^- a secondo dello stato del circuito e quindi è determinata dal trigger
$\longrightarrow$ il circuito presenta memoria.

- Bistabile non invertente (V_i su R_1)

$V_+ = V_i \frac{R_2}{R_1+R_2} + V_0 \frac{R_1}{R_1+R_2}$ $\longrightarrow$ se $V_0 = L^+$ i valori positivi di V_i non hanno effetto
Se $V_0 = L_+$ e $V_+ = 0$ avremo un cambio di stato se $V_i = V_{TL} = -L^+ R_1/R_2$
Se $V_0 = L^-$ e $V_+ = 0$ avremo un cambio di stato se $V_i = V_{TH} = -L^- R_1/R_2$

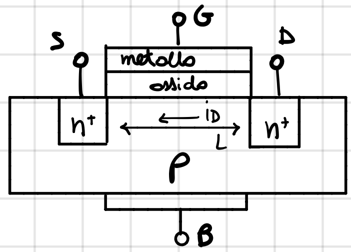
Se aggiungiamo un circuito RC ad un bistabile invertente come in figura otteniamo un multivibratore che cambia stato periodicamente e genera quindi onde quadre chiamato multivibratore astabile



Supponiamo $V_0 = L^+$: il condensatore si carica verso questo livello attraverso R.
La tensione su C ($V-$ perché collegato al terminale negativo) crescerà verso L^+ con costante di tempo $\tau = CR$. $V^+ = BL^+$. Quando V^- raggiunge V_{TH} si cambia stato $\longrightarrow V_0 = L^-$ e $V^+ = BL^-$ e il condensatore comincia a scaricarsi finché $V-$ raggiunge V_{TL} cambiando stato di nuovo e ricominciando il ciclo.

Se si sostituisce il circuito RC con un integratore, il multivibratore genererà onde triangolari.
L'integratore scarica e carica il condensatore in modo lineare generando quindi onde triangolari

MOSFET (capitolo 5)



Il mosfet ad arricchimento è uno dei transistor più utilizzati.
La corrente scorre dal drain (D) al source (S) controllata dalla tensione applicata sul gate.
Se la tensione di gate è nulla tra D e S sono presenti due diodi collegati in serie dorso a dorso (pn+ sul drain e sul source) che impediscono il passaggio di corrente poiché il canale L ha una resistenza molto alta.

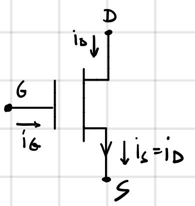
Colleghiamo ora a massa D e S e applichiamo una tensione positiva a G. Finché S è a massa tale tensione è chiamata V_{GS}. Piano piano lo strato p crea delle zone di vuoto tra lui e n^+ creando un passaggio che collega S e D e facendo passare corrente $\longrightarrow$ mosfet a canale n o NMOS
V_t indica il valore di V_{GS} per il quale si crea il canale ed è chiamata tensione di soglia.
Fatto ciò si creerà una tensione tra S e D V_{DS}

- Valori piccoli di V_{DS}:

  V_{DS} fa scorrere la corrente i_D la cui intensità dipende dall'ampiezza di V_{GS}. Per $V_{GS} = V_t$ il canale si è appena formato e la corrente è trascurabile. Quando V_{GS} supera V_t il canale si ingrandisce (arricchimento) $\longrightarrow$ minor resistenza
  La conduttanza risulta quindi proporzionale a $V_{GS} - V_t$ come lo è i_D (proporzionale ovviamente anche a V_{DS})
- Valore elevato di V_{DS}

  Teniamo $V_{GS} > V_t$ costante. Aumentando V_{DS} essa si presenta come caduta di potenziale, cioè lungo il canale la tensione cresce da zero a V_{DS} partendo da S: la tensione tra G e i vari punti diminuisce da V_{GS} (su S) a $V_{GS} - V_{DS}$ (su D). Poiché lo spessore del canale dipende da questa tensione il canale sarà largo su S e stretto su D aumentandone la forma appuntita con l'aumentare di V_{DS} (aumenta quindi la resistenza)
  Se aumentiamo fino a $V_{GS} - V_{DS} = V_t \longrightarrow V_{DS} = V_{GS} - V_t$ lo spessore su D si annulla e il canale è in pinch-off
  Se aumentiamo ancora non si avrà nessun effetto sul canale e la corrente sarà costante $\longrightarrow$ mosfet in regione di saturazione. Per valori $V_{DS} < V_{GS} - V_t$ si è in regione di triodo.

Se invertiamo p^+ con n otteniamo un mosfet a canale p che funziona come quello a canale n con la differenza che V_{GS} e V_{DS} sono negative come V_t: la corrente scorrerà in senso contrario ovvero da S a D



In figura è rappresentato il simbolo circuitale del NMOS (mosfet canale n)
Esistono 3 diverse "regioni di funzionamento" per un NMOS in base a $i_d - V_{DS}$:

- regione di triodo
- regione di interdizione (cut-off)

  $\}$ NMOS = interruttore
- regione di saturazione $\}$ NMOS = amplificatore

Siamo in cut-off quando $V_{GS} < V_t$
Siamo in regione di triodo quando $V_{GS} > V_t$ e $V_D < V_G - V_t$. In questo caso $i_D = K\left[2(V_{GS} - V_t)V_{DS} - V_{DS}^2\right]$
e se V_{DS} è abbastanza piccolo $i_D = 2K(V_{GS} - V_t)V_{DS} \longrightarrow R_{DS} = \frac{V_{DS}}{i_D} = \frac{1}{2K(V_{GS} - V_t)}$
Siamo in regione di saturazione quando $V_{GS} > V_t$ e $V_D > V_G - V_t$. Il confine tra triodo e saturazione è $V_{DS} = V_{GS} - V_t$ che sostituito nella formula di i_D porta a $i_D = K(V_{GS} - V_t)^2$ indipendente da V_{DS} $\longrightarrow$ un NMOS in saturazione si comporta come un generatore di corrente
NB. Nei casi precedenti K è una parametro del componente $K = \frac{1}{2}\mu_n C_{ox}\left(\frac{W}{L}\right)$

μ_n = mobilità dell'elettrone
C_{ox} = capacità del condensatore tra gate e substrato

$\}$ $\frac{1}{2}\mu_n C_{ox}$ = costante

L = lunghezza canale
W = larghezza canale

La totale indipendenza da V_{DS} in saturazione è un'idealizzazione basata sulla premessa che ulteriori aumenti di V_{DS} non abbiano effetti: in realtà spostano la "strozzatura" del canale verso il source accorciandolo $\longrightarrow$ modulazione della lunghezza del canale. Poiché K è inversamente proporzionale a L, aumentando V_{DS} aumenta K e quindi i_D.

$\longrightarrow$ $i_D = K(V_{GS}-V_t)^2(1+\lambda V_{DS})$ con λ costante positiva

$\longrightarrow$ R_o in saturazione assume un valore finito $R_o \approx [\lambda i_D]^{-1}$

Un PMOS è:

- in regione di triodo se $V_{DS} \geq V_{GS}-V_t$ e $V_{GS} \leq V_t$: $i_D = K[2(V_{GS}-V_t)V_{DS} - V_{DS}^2]$ con $\mu_p = \frac{1}{2}\mu_n$
  (V_{GS}, V_{DS}, V_t negative)

$\longrightarrow$ K di un PMOS $= \frac{1}{2}$ K di NMOS

- in regione di saturazione se $V_{DS} \leq V_{GS}-V_t$ $\longrightarrow$ $i_D = K(V_{GS}-V_t)^2(1+\lambda V_{DS})$ con V_{GS}, V_{DS}, V_t e λ negative

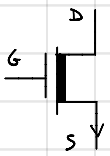
MOSFET A SVUOTAMENTO

In questo caso il canale è creato fisicamente $\longrightarrow$ se applichiamo una V_{DS}, i_D scorre anche con $V_{GS}=0$

Applicando una V_{GS} positiva il canale funziona come al solito, si arricchisce.

Ma possiamo anche applicare una V_{GS} negativa assottigliando così il canale $\longrightarrow$ svuotiamo il canale

Il valore di soglia del NMOS a svuotamento è quel valore negativo di V_{GS} per il quale il canale è svuotato completamente e non scorre i_D nemmeno in presenza di V_{DS} $\longrightarrow$ V_t è negativa



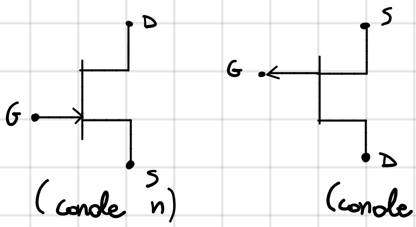
Le formule sono uguali alle precedenti, ma con V_t negativa e in più c'è un altro parametro: I_{DSS}

I_{DSS} è la corrente di drain in saturazione con $V_{GS}=0$ $\longrightarrow$ $I_{DSS} = KV_t^2$

Nel PMOS a svuotamento hanno la polarità di tutte le tensioni invertita e i_D scorre da S a D.

TRANSISTOR A GIUNZIONE AD EFFETTO DI CAMPO (JFET)

È forse tra i transistor più semplici (spariamo). La principale caratteristica è l'altissima impedenza in ingresso che tuttavia non la fa preferire al MOS



Il JFET è un dispositivo a svuotamento. Per un JFET a canale n se $V_{GS}=0$ e si applica una V_{DS} si crea una corrente tra D e S.

Se V_{GS} negativa il canale si stringe $\longrightarrow$ i_D diminuisce e finché V_{DS} è piccolo il canale è uniforme. Se diminuiamo ulteriormente V_{GS} arriviamo ad un livello V_t in cui il canale è completamente scomparso

Ora teniamo V_{GS} costante sopra V_t (negativa) e aumentiamo V_{DS}: la tensione varia dal suo massimo su D al minimo su S $\longrightarrow$ canale a cono come prima $\longrightarrow$ caratteristica $i_D - V_{DS}$ non lineare.

Quando V_{GD} scende sotto V_t il canale è strozzato su D e la corrente su D satura. Il resto è uguale al MOSFET.

Al contrario del MOSFET a svuotamento il JFET non funziona ad arricchimento se applichiamo una V_{GS} positiva.

La regione di saturazione nel JFET è chiamata regione di pinch-off $\longrightarrow$ $V_t = V_p$ = tensione di pinch-off

$I_{DSS} = KV_t^2 = KV_p^2$

Un JFET (n) va in interdizione se $V_{GS} \leq V_p$.

Per accenderlo $V_p < V_{GS} \leq 0$ e V_{DS} positiva

È in triodo se $V_{DS} \leq V_{GS}-V_p$ $\longrightarrow$ $i_D = K[2(V_{GS}-V_p)^2 V_{DS} - V_{DS}^2] = I_{DSS}\left[2\left(1-\frac{V_{GS}}{V_p}\right)\left(\frac{V_{DS}}{-V_p}\right) - \left(\frac{V_{DS}}{V_p}\right)^2\right]$

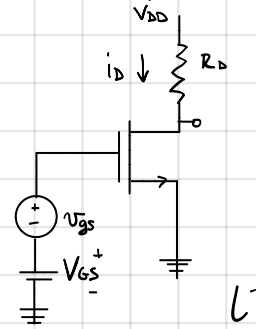
È in saturazione (pinch-off) se $V_{DS} \geq V_{GS}-V_p$ $\longrightarrow$ $i_D = I_{DSS}\left(1-\frac{V_{GS}}{V_p}\right)^2(1+\lambda V_{DS})$

Per il JFET a canale p V_p è positiva, $0 \leq V_{GS} \leq V_p$, V_{DS} è negativa, λ è negativa e i_D esce da D. Le equazioni sono identiche al canale n

Pinch-off se $V_{DS} \leq V_{GS}-V_p$

Triodo se $V_{DS} > V_{GS}-V_p$

I mosfet possono essere usati come amplificatori: vediamo con utilizzando un NMOS ad arricchimento.



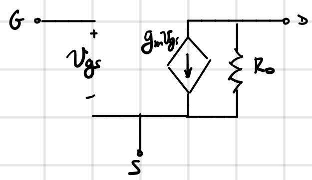
Ad un normale NMOS colleghiamo un segnale v_{gs} che vogliamo amplificare.
Se v_{gs} è nulla ⟶ tutto normale $i_D = K(V_{GS}-V_t)^2$ e $V_D = V_{DD} - i_D R_D$ (V_D perché satura, V_{DS} altrimenti)
Se v_{gs} non è nullo la tensione sul gate diventa $v_{GS} = V_{GS} + v_{gs}$

$$\longrightarrow i_D = \underbrace{K(V_{GS}-V_t)^2}_{\text{corrente di riposo /continua } I_D} + \underbrace{2K(V_{GS}-V_t)v_{gs}}_{\text{proporzionale al segnale } i_d} + \underbrace{K v_{gs}^2}_{\text{proporzionale al quadrato}}$$

L'ultimo termine crea distorsione non lineare ⟶ v_{gs} deve essere $\ll 2(V_{GS}-V_t)$
⟶ $i_D = I_D + i_d$

$g_m = \frac{i_d}{v_{gs}} = 2K(V_{GS}-V_t)$ = transconduttanza

Tralasciando la transconduttanza che ai fini degli esercizi credo non serva a un cazzo torniamo alla tensione.
V_D ora verrà cambiata in v_D (per complicare ulteriormente le cose no?). $v_D = V_{DD} - R_D i_D = V_{DD} - R_D(I_D + i_d)$
che diventa $v_D = V_D - R_D i_d$ (come? bho) ⟶ la seconda componente $v_d = -i_d R_D = -g_m R_D v_{gs}$ è la componente del segnale della tensione di drain ⟶ v_d/v_{gs} = guadagno $= -g_m R_D$
Il circuito equivalente del FET in questione è il seguente.

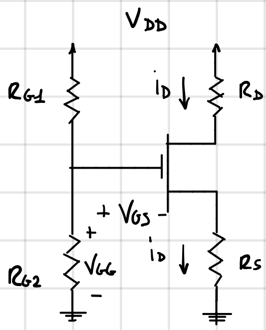


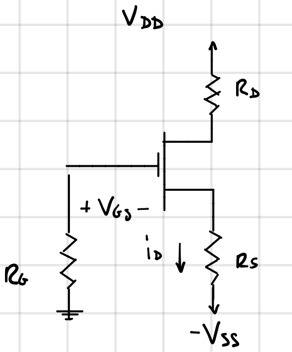
Quando sostituiamo il FET con il suo equivalente, il resto del circuito è invariato tranne per i generatori di tensione continua sostituiti da cortocircuiti. $R_o = |V_A|/i_D$ ⟶ $v_d/v_{gs} = -g_m(R_D // R_o)$
Se si esclude esclude l'effetto di modulazione del canale, la resistenza si leva. $|V_A| = 1/\lambda$

POLARIZZAZIONE

Per polarizzazione (stabile) si intende che la corrente i_D rimanga per quanto possibile costante al variare delle condizioni.
Esistono due schemi di polarizzazione.

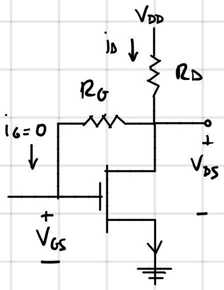
- polarizzazione usando controreazione ottenuta con resistenza di source





Di fianco sono mostrati gli schemi di polarizzazione con 1 e 2 alimentatori relativi ad un MOSFET ad arricchimento (ma funzionano anche con gli altri)
Prendiamo il primo schema: il partitore di tensione alimenta G con una tensione costante $V_{GG} = V_{DD} \cdot \frac{R_{G2}}{R_{G1}+R_{G2}}$.
Se R_S è nulla tale tensione è applicata direttamente tra G e S e i_D dipenderà fortemente da V_{GG}, V_t e K.
In caso contrario $V_{GG} = V_{GS} + i_D R_S$ ⟶ $i_D = \frac{V_{GG}}{R_S} - \frac{V_{GS}}{R_S}$
Nel circuito con due alimentazioni la formula è la stessa a patto di sostituire V_{GG} con V_{SS} ⟶ $i_D = \frac{V_{SS}}{R_S} - \frac{V_{GS}}{R_S}$
La stabilità della polarizzazione si ottiene grazie all'azione di controreazione svolta da R_S: come?
Prendiamo il primo schema e supponiamo che i_D aumenti di Δi_D per qualche motivo ⟶ la tensione sul source aumenta di $\Delta V_S = R_S \Delta i_D$. Poiché V_{GG} costante aumentando V_S diminuiamo V_{GS} ⟶ $\Delta V_{GS} = -\Delta V_S = -R_S \Delta i_D$. Poiché una diminuzione di V_{GS} produce una diminuzione di i_D, l'incremento netto di i_D sarà minore del valore iniziale Δi_D rivelando la presenza di un meccanismo di controreazione negativa. (Tutto questo ipotizzando il circuito in saturazione ⟶ $V_D > V_G - V_t$)

• polarizzazione usando controreazione tra gate e drain



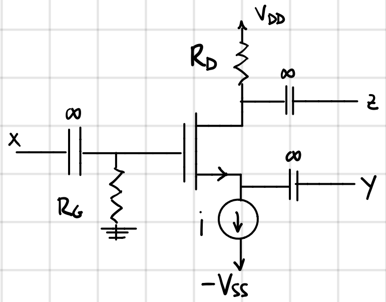
Solitamente R_G ha un valore elevato. Poiché la corrente di gate è praticamente nulla $V_G = V_D$ ⟶ saturazione. Non valido per dispositivi a svuotamento, inclusi JFET

$V_{DS} = V_{DD} - R_D i_D \longrightarrow i_D = \frac{V_{DD}}{R_D} - \frac{V_{DS}}{R_D}$ con $V_{DS} = V_{GS} \longrightarrow i_D = k(V_{DS} - V_t)^2$ trascurando la modulazione del canale per semplicità.

Vediamo in pratica che cosa fa R_G. Supponiamo un aumento Δi_D ⟶ V_D diminuisce di $R_D \Delta i_D$. Poiché i_G nulla, la tensione di gate e quindi V_{GS} diminuiranno di egual misura $(R_D \Delta i_D)$.

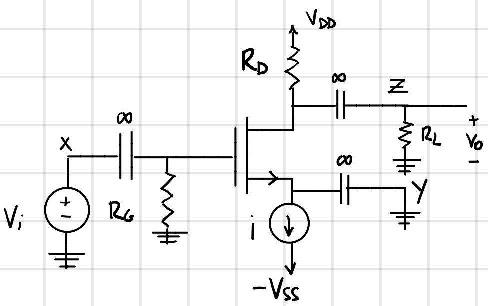
Diminuendo V_{GS} diminuisce i_D. Quindi l'aumento complessivo di i_D sarà minore del valore iniziale di Δi_D.

Vediamo ora le 3 configurazioni fondamentali con cui si può realizzare un amplificatore con un solo FET.

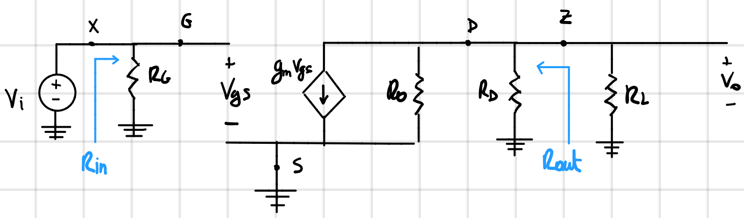


Utilizzeremo lo schema in a fianco come base: esso rappresenta un amplificatore accoppiato capacitivamente per separare i segnali dalla continua, ma i risultati sono validi anche per amplificatori accoppiati direttamente e FET di ogni tipo (ora utilizzeremo un NMOS ad arricchimento). R_D assicura il funzionamento in saturazione

1) Amplificatore a source comune



Si collega Y a massa, il gate al generatore di segnale e Z al carico.
Possiamo vedere il circuito come una rete 2 porte: gate/source e drain/source.
Sostituendo con il circuito equivalente del FET si ottiene:



$R_{in} = R_G$

$R_{out} = R_D \,//\, R_o$

$A_v = V_o/V_i = -g_m (R_L \,//\, R_D \,//\, R_o)$

Se poniamo $R_L = \infty$ possiamo caratterizzare l'amplificatore attraverso la sua Rout e dal suo guadagno di tensione a circuito aperto

$A_{vo} = \frac{V_o}{V_i}\Big|_{R_L=\infty} = -g_m [R_D // R_o]$

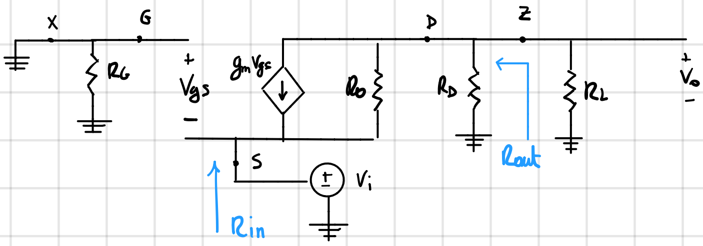
Av per un qualsiasi R_L diventa $A_v = A_{vo} \frac{R_L}{R_L + R_{out}}$

"Si nota" che l'amplificatore a source comune ha:

- elevata resistenza d'ingresso limitata da R_G
- elevato guadagno di tensione negativo
- elevata resistenza d'uscita (NON DESIDERATA, ma sticazzi)

2) Amplificatore a gate comune

In questo caso colleghiamo X a massa, il generatore di segnale a Y sul source e il carico ancora su Z.



Trascuriamo momentaneamente R_o.

$V_{gs} = -V_i \longrightarrow$ il generatore di segnale assorbe una corrente $g_m V_i \longrightarrow R_{in} = 1/g_m$

Poiché la corrente di drain è $g_m V_{gs} = -g_m V_i$

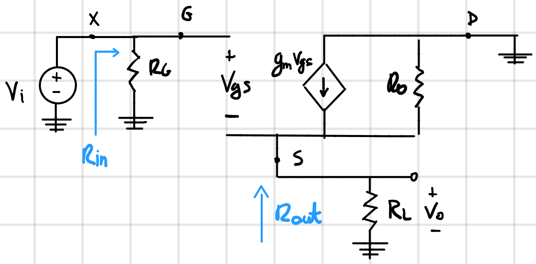
$\longrightarrow V_o = g_m V_i (R_L // R_D)$ e $A_v = V_o/V_i = g_m (R_L // R_D)$

Se lasciamo R_o al suo posto: $R_o = R_D // R_o \longrightarrow A_v = g_m (R_D // R_L // R_o)$

Il guadagno è uguale alla configurazione a source comune senza l'inversione di segno e la resistenza d'ingresso è molto più piccola della configurazione precedente. Quest'ultima proprietà non è uno svantaggio poiché spesso usato con segnali di corrente (non di tensione) e ciò fa funzionare il tutto come inseguitore di corrente: fornisce un segnale di corrente su D uguale a quello su S ma con più impedenza. Il segnale è poi fornito ad una resistenza equivalente data dal parallelo R_L e R_D per produrre la tensione di uscita. Ha una banda passante molto più larga del caso precedente.

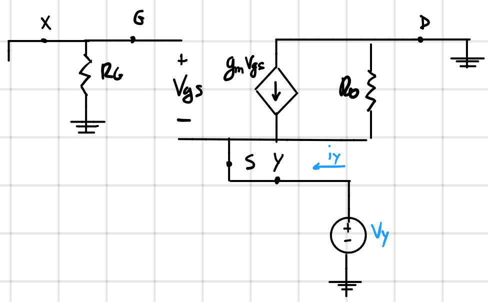
3) Amplificatore a drain comune

Colleghiamo Z a massa (e possiamo fare a meno di R_D), il segnale su X e il carico su Y



$R_{in} = R_G$, come per R_G può essere di alto valore e può essere aumentata ulteriormente togliendo R_G e connettendo V_i direttamente al gate.

Per trovare R_{out} cortocircuitiamo il segnale V_i e applichiamo una tensione di prova V_y su S



$V_{gs} = -V_y$

$i_y = -g_m V_{gs} + (V_y / R_o) = g_m V_y + (V_y / R_o)$

$\longrightarrow R_{out} = V_y / i_y = 1/(g_m + 1/R_o) = \frac{1}{g_m} // R_o$

Solitamente $R_o \gg 1/g_m \longrightarrow R_{out} = 1/g_m$ che è molto piccolo = caratteristica principale.

Il guadagno a circuito aperto è $A_{vo} = \frac{V_o}{V_i} \Big|_{R_L = \infty}$ se sconnettiamo $R_L \longrightarrow V_o = V_s = g_m V_{gs} R_o$.

Dal lato dell'ingresso $V_i = V_{gs} + V_o$ da cui ricaviamo $V_i = \frac{V_o}{g_m R_o} + V_o$

$\longrightarrow A_{vo} = \frac{1}{1 + (1/g_m R_o)}$ molto vicino a 1

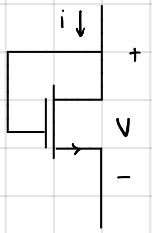
$\longrightarrow A_V = A_{vo} \frac{R_L}{R_L + R_{out}}$

Passiamo ora agli amplificatori integrati in tecnologia MOS. La principale caratteristica è che usano transistor MOS come carichi al posto dei resistori ⟶ molto più piccoli.
Si utilizzano NMOS e CMOS.
CMOS = MOS complementari che utilizzano transistor p e n allo stesso momento

Dispositivi di carico con NMOS

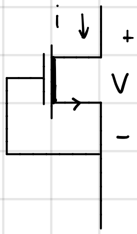
Nella tecnologia NMOS si utilizzano due elementi di carico: un MOSFET ad arricchimento con il drain collegato al gate, e un MOSFET a svuotamento con il gate collegato al source.

①



$i = K(V - V_t)^2$
Funziona sempre in saturazione
La sua resistenza per piccoli segnali è $1/g_m$

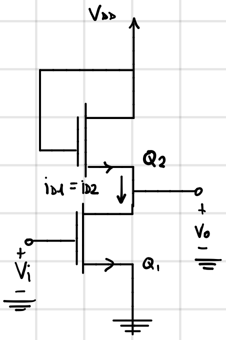
②



Per lavorare in saturazione $V > -V_{tD}$
V_{tD} - tensione di soglia a svuotamento (negativa)
In triodo: $i = K(-2V_{tD}V - V^2)$.
All'inizio della saturazione $V = -V_{tD}$
$\longrightarrow i = KV_{tD}^2 = i_{DSS}$

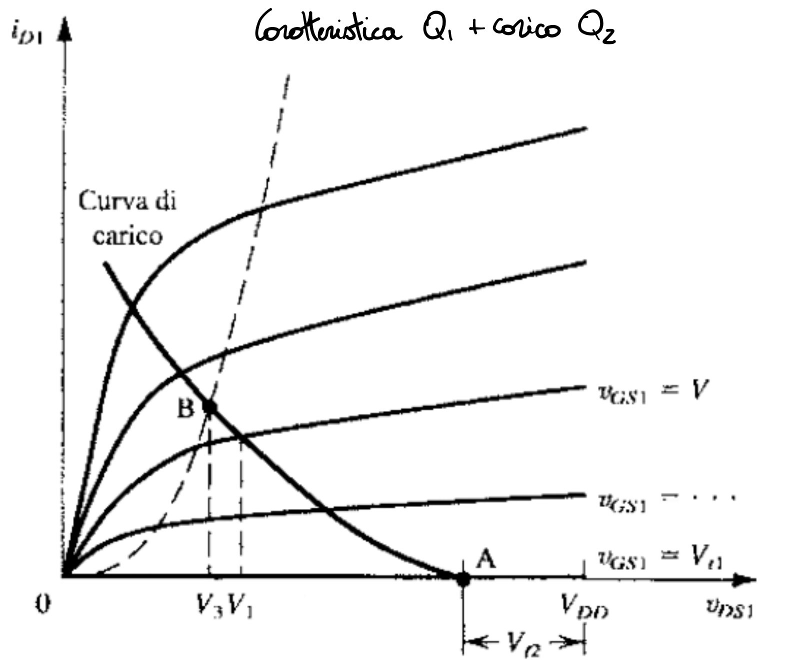
In saturazione $i = KV_{tD}^2(1 + V/V_A)$ (a noi interessa lavorare in saturazione)

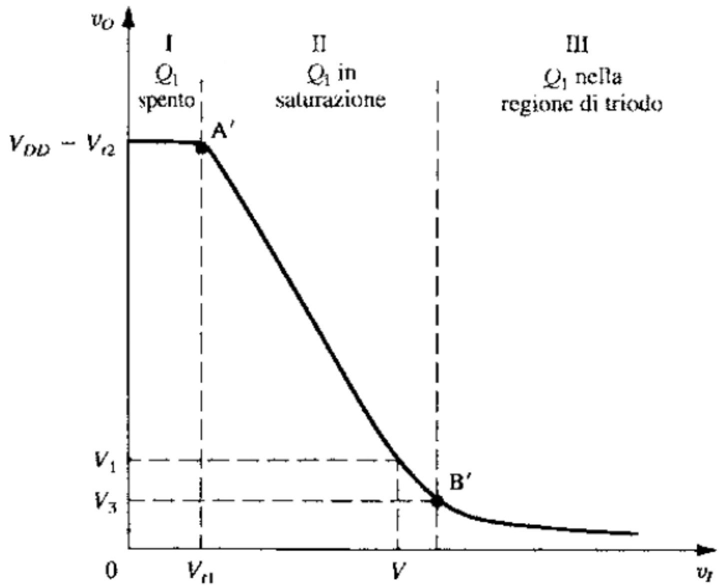
Amplificatori NMOS con carico ad arricchimento



Abbiamo 3 regioni (trovate graficamente, non so come) di funzionamento
1) $V_i < V_{t1} \longrightarrow$ transistor Q_1 interdetto
Q_2 in saturazione ⟶ la tensione ai suoi capi è V_{t2} e la tensione d'uscita è $V_{DD} - V_{t2}$
2) Q_1 in saturazione ⟶ regione usata per il funzionamento come amplificatore
3) Q_1 entra in triodo

Caratteristica Q_1 + carico Q_2





Supponiamo ora che in saturazione abbiano entrambi resistenza infinita, tensione di soglia V_t ma diversi k (k_1 e k_2).

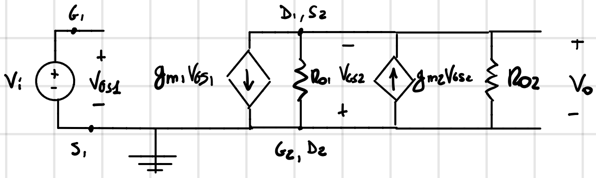
Se Q_1 è in saturazione $i_{D1} = k_1 (V_{GS1} - V_t)^2 \longrightarrow i_{D1} = i_{D2} = i_D$ e $V_{GS1} = V_i \longrightarrow i_D = k_1 (V_i - V_t)^2$

Per Q_2 vale $i_D = k_2 (V_{GS2} - V_t)^2 \longrightarrow V_{GS2} = V_{DD} - V_o \longrightarrow i_D = k_2 (V_{DD} - V_o - V_t)^2$

Combinandole: $V_o = \left(V_{DD} - V_t + \sqrt{k_1/k_2} \cdot V_t\right) - \sqrt{k_1/k_2} \cdot V_i$ (regione 2)

Il circuito si comporta come amplificatore lineare anche per grandi segnali e $A_v = -\sqrt{k_1/k_2} = -\sqrt{\frac{(W/L)_1}{(W/L)_2}}$

Se ci troviamo in regione 2 il circuito equivalente sarà:



La caduta di tensione del secondo generatore controllato è V_{GS2} quindi possiamo sostituirlo con una resistenza $1/g_{m2}$ (bho)

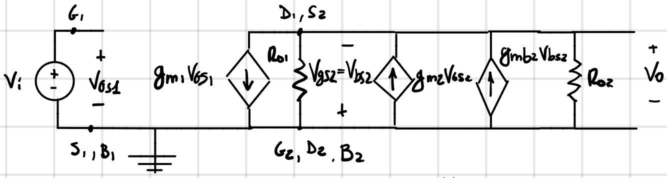
$\longrightarrow V_o = -g_{m1} V_{GS1} \left[(1/g_m) // R_{o1} // R_{o2} \right]$

Sostituendo $V_{GS1} = V_i$ avremo il guadagno di tensione $A_v = V_o/V_i = -\frac{g_{m1}}{g_{m2} + 1/R_{o1} + 1/R_{o2}}$

Se R_{o1} e $R_{o2} \gg 1/g_{m2} \longrightarrow A_v = -g_{m1}/g_{m2}$

EFFETTO BODY: il substrato invece di essere connesso al source è collegato all'alimentazione più negativa del circuito integrato

Il substrato quindi è connesso a massa e il source no $\longrightarrow$ tensione di segnale V_{BS} che crea una componente di i_D indicata con $g_{mb} V_{bs}$ con g_{mb} = transconduttanza del substrato $= \left.\frac{\partial i_D}{\partial V_{bs}}\right|_{\substack{V_{GS} = \text{cost.} \\ V_{DS} = \text{cost.}}} \longrightarrow g_{mb} = \chi g_m$



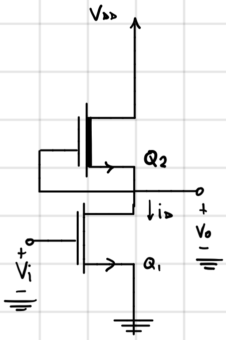
Come prima il terzo generatore controllato si può sostituire con una resistenza $1/g_{mb2} \longrightarrow V_o = -g_{m1} V_{gs1} \left[(1/g_{m2}) // (1/g_{mb2}) // R_{o1} // R_{o2} \right]$

Sostituendo $V_{gs1} = V_i \longrightarrow A_v = \frac{-g_{m1}}{g_{m2} + g_{mb2} + 1/R_{o1} + 1/R_{o2}}$.

Se R_{o1} e $R_{o2} \gg 1/g_{m2} \longrightarrow A_v = \frac{-g_{m1}}{g_{m2} + g_{mb2}} = \frac{-g_{m1}}{g_{m2}} \cdot \frac{1}{1+\chi} \longrightarrow$ guadagno diminuito

Amplificatori NMOS con carico a svuotamento

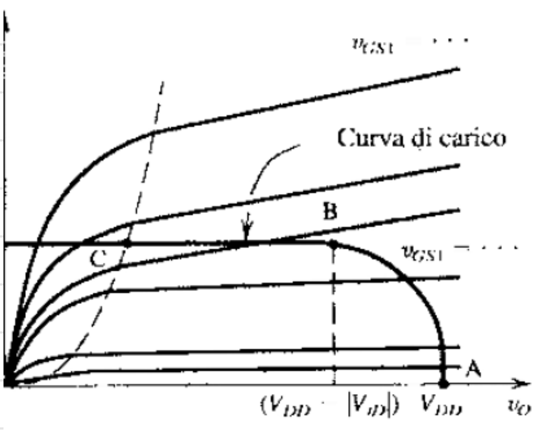
Ha caratteristiche superiori al caso precedente.

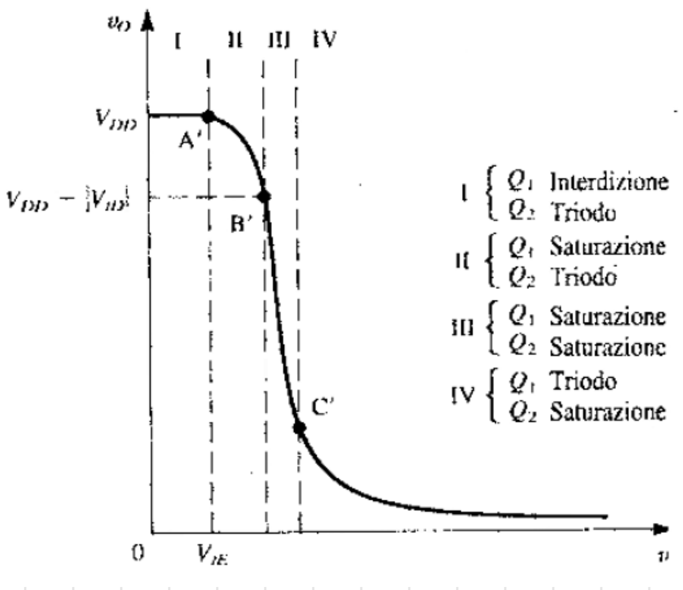


In questo caso le regioni di funzionamento sono 4.

1) Per $V_i < V_{tE}$ = tensione di soglia di Q_1, Q_1 è interdetto e $V_o = V_{DD}$
2) $V_i > V_{tE}$, Q_1 si accende, ma poiché la tensione d'uscita è alta Q_2 è in triodo fino a $V_o < V_{DD} - |V_{tD}|$
3) Q_1 e Q_2 sono in saturazione $\longrightarrow$ entrambi hanno resistenza d'uscita alta $\longrightarrow$ alto guadagno
   Questa è la regione di interesse per gli amplificatori
4) $V_o < V_i - V_{tE} \longrightarrow Q_1$ è in triodo

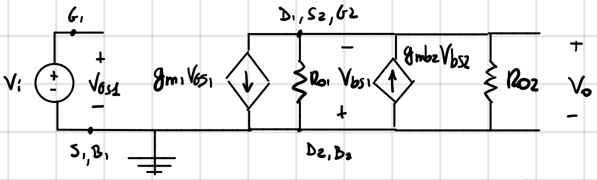
Caratteristica Q_1 + carico Q_2





Nella regione 3, per piccoli segnali, $A_v = V_o/V_i = -g_{m1}[R_{o1} // R_{o2}]$ (ottenuto di molto dall'effetto body)

Il circuito equivalente è:



Il secondo generatore controllato può essere sostituito con una resistenza $1/g_{mb2}$

$\longrightarrow V_o = -g_{m1} V_{gs1} \left[\left(\frac{1}{g_{mb2}}\right) // R_{o1} // R_{o2}\right]$

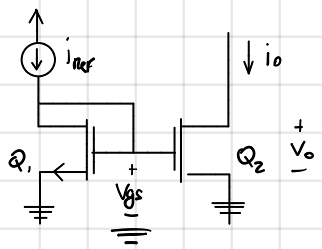
Poichè $V_{gs1} = V_i \longrightarrow A_v = V_o/V_i = -g_{m1}\left[\left(\frac{1}{g_{mb2}}\right) // R_{o1} // R_{o2}\right]$

Poichè R_{o1} e $R_{o2} \gg 1/g_{mb2} \longrightarrow A_v = -\frac{g_{m1}}{g_{mb2}} = \frac{-g_{m1}}{g_{mb2}}\left(\frac{1}{\chi}\right) \longrightarrow$ guadagno maggiore rispetto al carico ad arricchimento

$i_D = i_{DSS} = K_D V_{tD}^2$

Specchio di corrente

Sia nei circuiti integrati NMOS che CMOS viene prodotta una corrente continua di riferimento stabile e prevedibile utilizzata per ottenere correnti continue ad essa proporzionali con cui si polarizzano i transistor del circuito. Per generare queste correnti multiple di quella di riferimento si utilizza lo "specchio di corrente" in figura composto da due MOSFET ad arricchimento e Q_1 e Q_2 con stessa V_t ma diverse W e L.



Q_1 è pilotato da i_{ref} e Q_2 deve trovarsi in saturazione

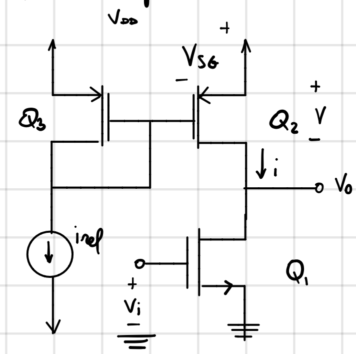
Per Q_1 $i_{ref} = K_1(V_{gs} - V_t)^2$ e poichè Q_2 è in parallelo $i_0 = K_2(V_{gs} - V_t)^2$ (stessa V_{gs})

$\longrightarrow i_0 = i_{ref}\, K_2/K_1 = \frac{(W/L)_1}{(W/L)_2}$

Tutto questo può avvenire solo se la tensione su drain di Q_2 è uguale a V_{gs}

Amplificatore CMOS

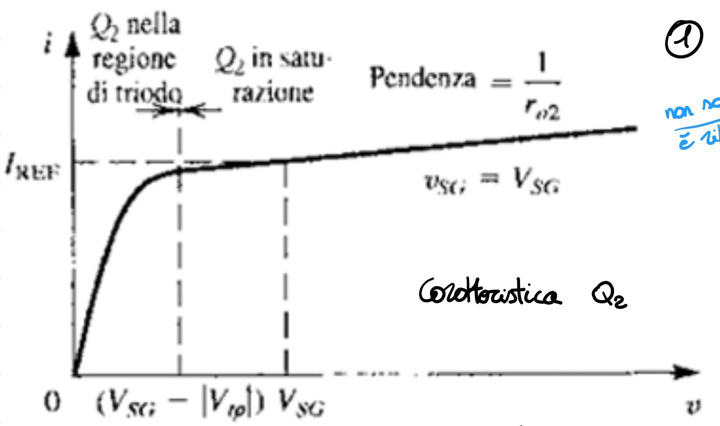
Poiché comprende canali n e p ci sono più configurazioni ed in più permette la cancellazione dell'effetto body



Q_2 e Q_3 sono componenti a canale p collegati a specchio di corrente e pilotati da i_{ref} $\longrightarrow$ Q_2 lavora come un generatore di corrente che funziona in saturazione se la tensione del suo drain è più bassa della tensione del suo source di almeno $V_{SG}-|V_{tp}|$ con V_{SG} = tensione di polarizzazione continua corrispondente ad una corrente di drain pari a i_{ref} (1)

In questo caso Q_2 ha un'elevata resistenza di uscita $R_{o2}=|V_A|/i_{ref}$. Q_2 è usato come resistenza di carico per Q_1 che funge da amplificatore ed è chiamato carico attivo.

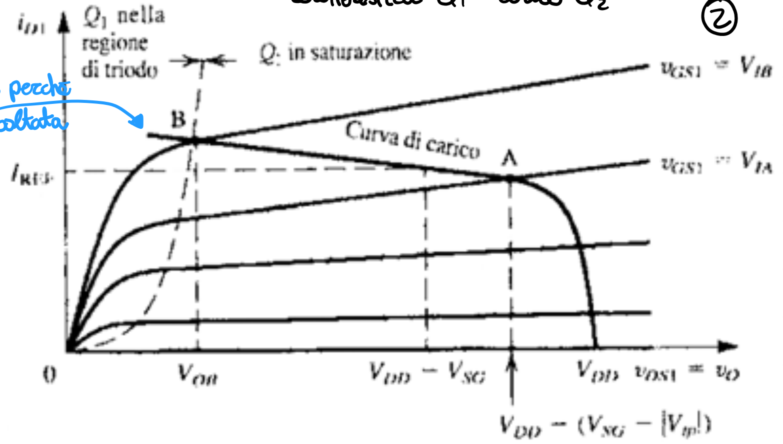
(1)



caratteristica Q_1 + carico Q_2

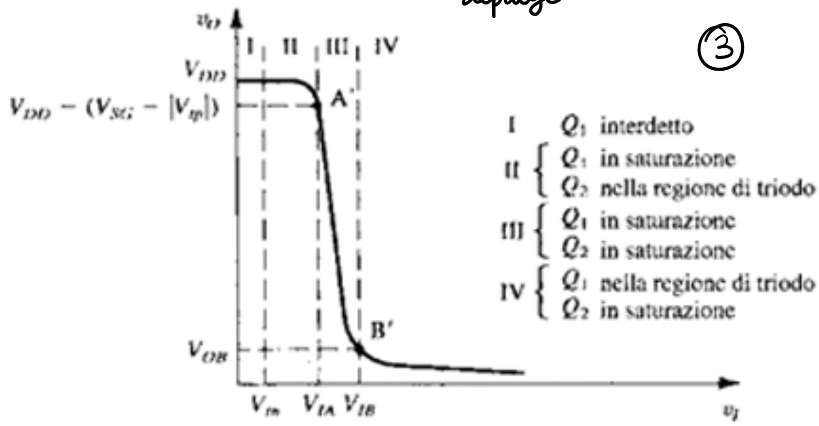
(2)

non so perché è ribaltata



riepilogo

(3)



La regione di interesse è la 3°:

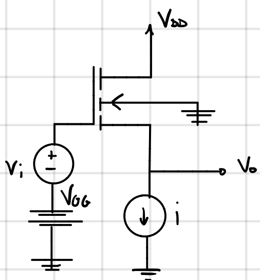
$A_v = -g_{m1}(R_{o1} // R_{o2})$ e poiché Q_1 funziona con una corrente continua uguale a i_{ref}

$\longrightarrow g_{m1} = \sqrt{2(\mu_n C_{ox})(W/L)_1 \, i_{ref}}$

Quindi, poiché $R_{o1} = R_{o2} = |V_A|/i_{ref} \longrightarrow A_v = -\frac{\sqrt{K_n}\,|V_A|}{\sqrt{i_{ref}}}$

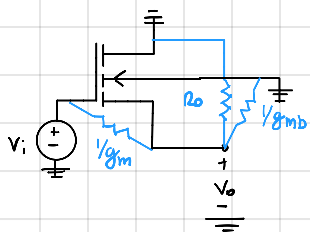
Inseguitore di source

Nei circuiti integrati l'inseguitore di source è usato come buffer per ottenere una bassa resistenza d'uscita.



La prima immagine mostra come è realizzato in pratica nei circuiti integrati, la seconda mostra il circuito che si ottiene sostituendo le tensioni con le masse e le correnti continue con circuiti aperti per calcolare il guadagno di tensione. Quelle in blu sono resistenze equivalenti:

$1/g_m$ tra source e gate } guardando dentro al source
$1/g_{mb}$ tra source e substrato }
R_o tra source e drain



La resistenza guardando dentro il gate invece è infinita poiché la corrente di gate è zero
$\longrightarrow$ resistenza ingresso infinita.

$V_o/V_i = [(1/g_m)//R_o] / (1/g_m) + [(1/g_{mb})//R_o]$, se $R_o \gg 1/g_{mb}$ $\quad V_o/V_i = \frac{g_m}{g_m + g_{mb}} \longrightarrow g_{mb} = \chi g_m \longrightarrow V_o/V_i = \frac{1}{1+\chi}$ (senza carico)

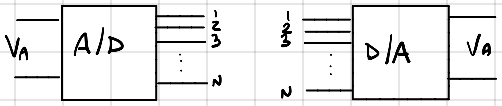
$R_o = (1/g_m)//(1/g_{mb})//R_o$

Combinandoli possiamo ottenere il guadagno in presenza di carico.

CONVERTITORI (capitolo 10)

Sono particolari circuiti digitali che si occupano di dell'elaborazione digitale del segnale, banalmente trasformare la tensione in un numero che possiamo leggere (voltometro) o in casi più complessi implementano un algoritmo di filtro (elimina il rumore come il filtro analogico). Di seguito studieremo i circuiti per la conversione A/D e D/A

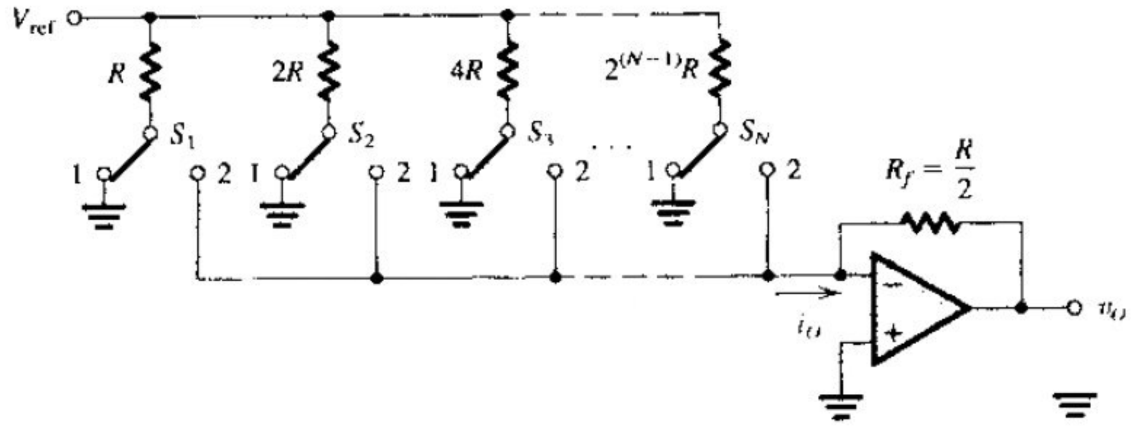
Anche in questo caso si parte dal campionamento del segnale e dalla sua quantizzazione cioè l'assegnazione dei valori analogici campionati a valori digitali (bit).



ADC DAC

L'ADC converte il campione analogico V_A in una parola digitale a N bit mentre il DAC fa il contrario

CONVERTITORI D/A

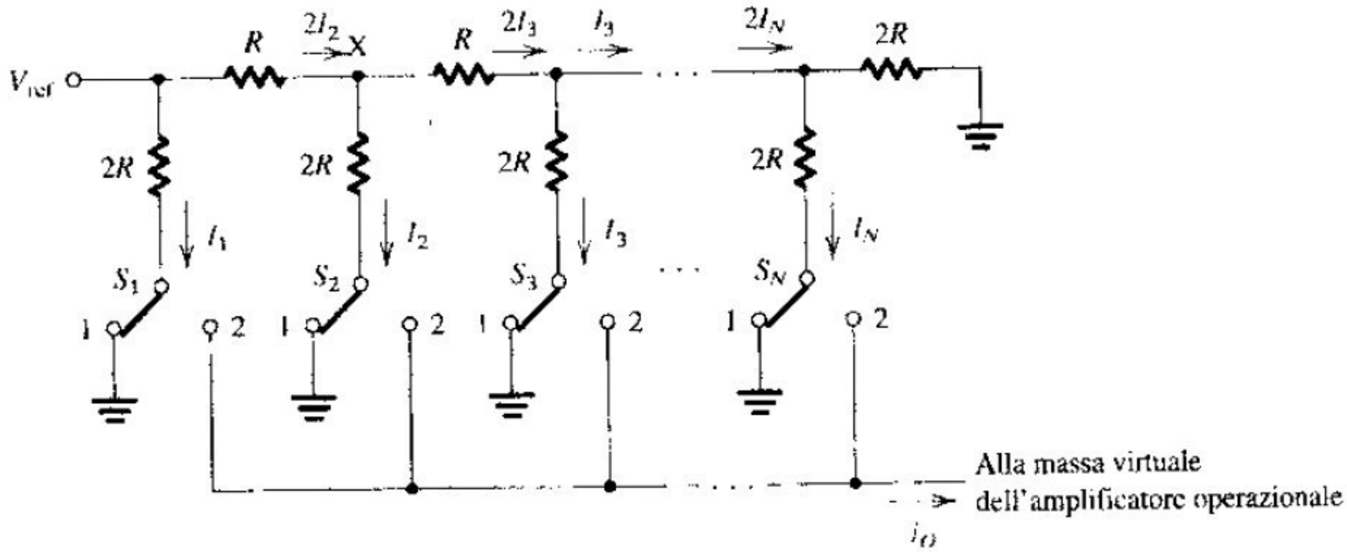


La figura mostra un circuito di base del convertitore a resistenze pesate.
Gli interruttori sono controllati da una parola digitale a N bit $D = b_1/2 + b_2/2^2 + b_3/2^3 \dots + b_N/2^N$ con b che può assumere i valori 1 e 0. b_N è detto bit meno significativo (LSB) mentre b_1 è detto bit più significativo (MSB). Quando $b_i = 0$ $S_i = 1$ se $b_i = 1$ $S_i = 2$, nel primo caso sono connessi a massa, nel secondo caso a massa virtuale → la corrente nei resistori è costante. Le correnti che scorrono a massa virtuale si sommano e scorrono su R_f

→ $i_0 = \frac{V_{ref} \cdot b_1}{R} + \dots + \frac{V_{ref} \cdot b_N}{2^{(N-1)}R} = \frac{2V_{ref}}{R}\left(\frac{b_1}{2} + \frac{b_2}{2^2} + \dots + \frac{b_N}{2^N}\right) = \frac{2V_{ref}}{R} D$

→ $V_0 = -i_0 R_f = -V_{ref} D$ proporzionale a D come desiderato.

Per $N > 4$ si usa un altro schema (guarda caso) chiamato rete a scala R-2R

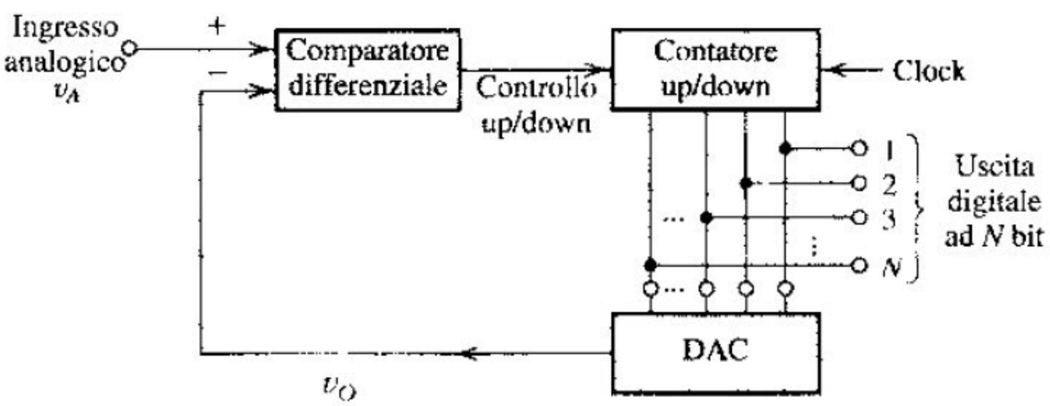


La resistenza a destra di ogni nodo è 2R (così dice il libro) $\rightarrow$ la corrente che scorre verso destra è uguale alla corrente che scorre verso massa ed è doppia della corrente che arriva nel nodo da sinistra: $i_1 = 2i_2 = 4i_3 = \dots = 2^{N-1} i_N$
$\longrightarrow i_0 = \frac{V_{ref}}{R} D$

CONVERTITORI A/D

Esistono 4 tipologie di circuiti: 2 semplici, ma lente, uno complesso in termini di quantità di circuiti richiesti, ma molto veloce e uno indicato per i mosfet.

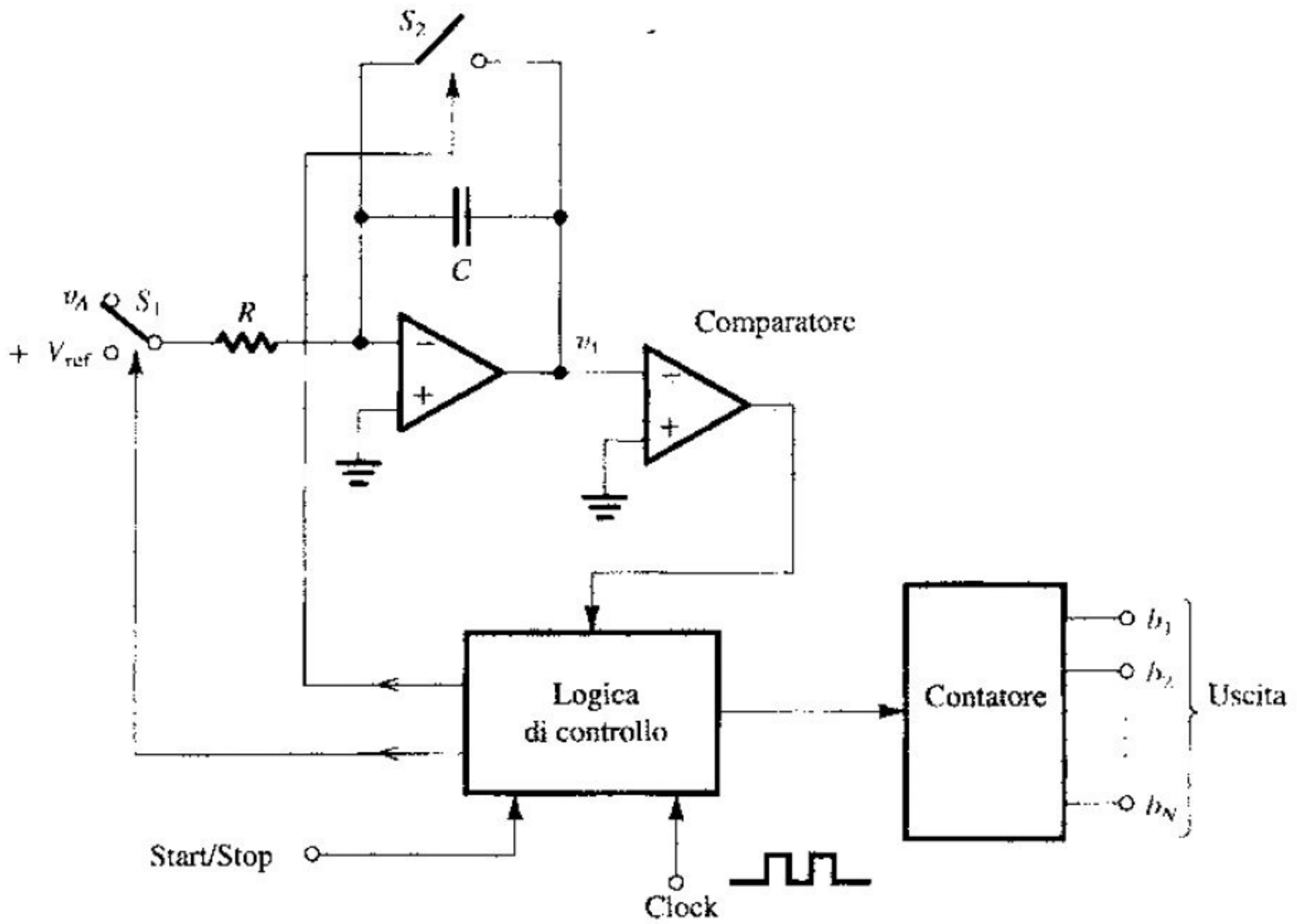
Convertitore a controreazione



Il comparatore fornisce un'uscita che è positiva quando il segnale differenza in ingresso è positivo, negativo altrimenti
Il contatore è un semplice contatore che conta avanti o indietro a seconda del suo livello binario sul terminale di controllo (quale?)
Tutta sta cosa è chiamato così perché c'è un DAC in controreazione.
Come funziona?

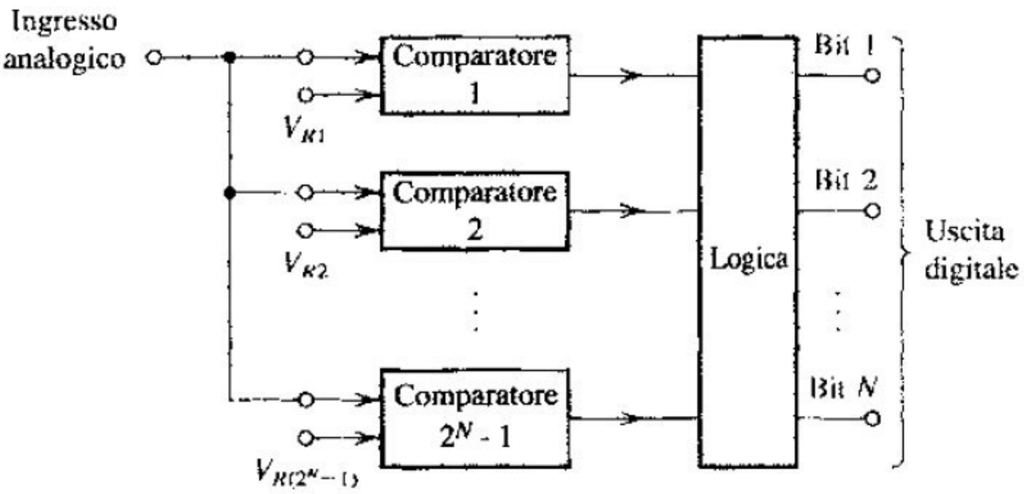
Uscita 0 dal contatore $\rightarrow$ V_o nulla $\rightarrow$ uscita comparatore positiva $\rightarrow$ clock +1 $\rightarrow$ V_o aumenta
Sta cosa continua fino a quando l'uscita del DAC raggiunge il valore del segnale analogico in ingresso $\rightarrow$ il contatore commuta e interrompe il conteggio $\rightarrow$ l'uscita contatore = tensione analogica in versione digitale

Convertitore A/D a doppia rampa



Si suppone che l'ingresso V_A è negativo. Prima del ciclo di conversione si chiude S_2 per scaricare il condensatore e avere $V_1 = 0$. Il ciclo parte quando si apre S_2.
V_A negativo $\longrightarrow$ $i = V_A/R$ scorre in direzione uscente dall'integratore $\longrightarrow$ V_1 cresce linearmente con pendenza $I/C = V_A/RC$
Il contatore conta gli impulsi per un intervallo prefissato T_1 che termina quando si raggiunge n_{ref} sul contatore
(per N bit di solito $n_{ref} = 2^N$
Se l'uscita di picco dell'integratore è V_{peak} $\longrightarrow$ $V_{peak}/T_1 = V_A/RC$
Alla fine di questa fase il contatore torna a zero. Inizia la fase 2 in $t = T_1$ quando S_1 si connette a V_{ref}
$\longrightarrow$ la corrente scorre nell'integratore in direzione inversa e uguale a V_{ref}/R $\longrightarrow$ V_1 decresce con pendenza V_{ref}/RC : intanto il contatore conta. Quando V_1 torna a zero il comparatore dice alla logica di controllo di bloccare il conteggio. (T_2)
$V_{peak}/T_2 = V_{ref}/RC$ $\longrightarrow$ $T_2 = T_1(V_A/V_{ref})$. n_{ref} è proporzionale a T_1 e n a T_2 $\longrightarrow$ $n = n_{ref}(V_A/V_{ref})$
n è l'equivalente digitale di V_A.

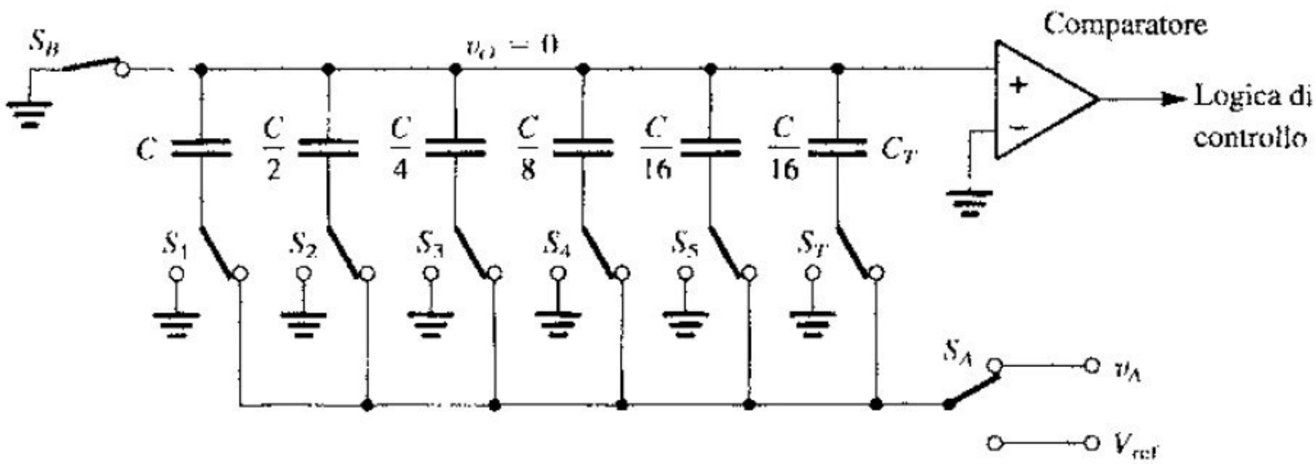
Convertitore flash o parallelo



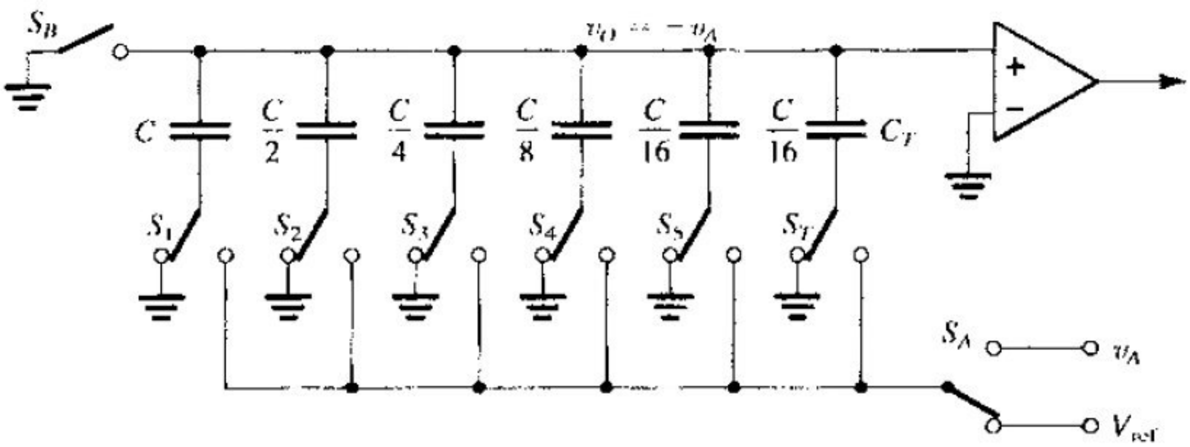
Lo schema a conversione simultanea (parallela / flash) è il più veloce.
Usa $2^N - 1$ comparatori per confrontare l'ingresso con i $2^N - 1$ livelli di quantizzazione.
Le uscite sono elaborate mediante un circuito logico di codifica per fornire gli N bit della parola digitale, il tutto in un solo ciclo di clock

Convertitore a ridistribuzione di carica

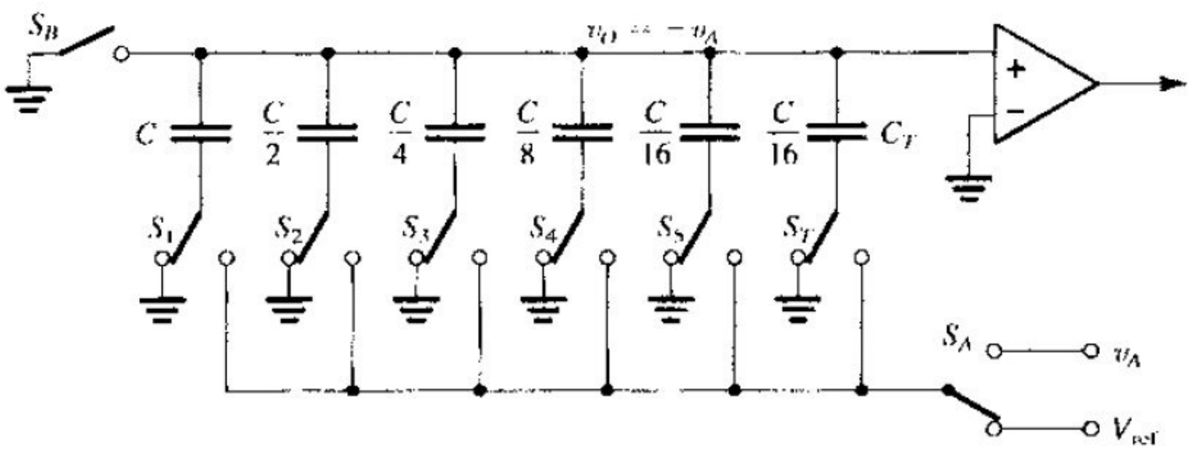
Particolarmente indicato in tecnologia CMOS. C_T rende la capacità complessiva uguale a $2C$
Il funzionamento ha 3 fasi.
1) CAMPIONAMENTO : S_B chiuso $\longrightarrow$ i condensatori risultano collegati a massa $\longrightarrow$ $V_o = 0$. S_A è connesso a V_A che genera una carica $2CV_A$: durante questa fase viene immagazzinata una carica proporzionale al campione di V_A.



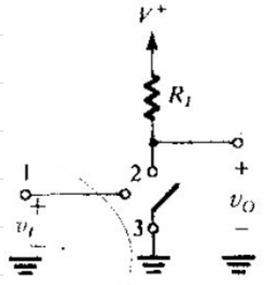
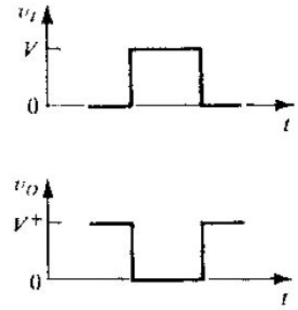
2) MANTENIMENTO: S_b aperto e S_i e S_T connessi a massa ⟶ i condensatori mantengono la carica totale costante a $2C$
Ne segue che la tensione sugli elettrodi superiori dei condensatori è $-V_A$. S_A è connesso a V_{ref}.



3) RIDISTRIBUZIONE: S_1 è collegato a V_{ref} ⟶ il circuito è formato da V_{ref}, un condensatore C in serie e una capacità complessiva verso massa di valore C. "Il partitore capacitivo" causa un incremento di $V_{ref}/2$ sulla tensione ai capi superiori dei condensatori.
Se $V_A > V_{ref}/2$ la tensione rimane negativa e S_1 rimane com'è quando si interverrà sugli interruttori successivi.
Se $V_A < V_{ref}/2$ la tensione sarà positiva ⟶ il comparatore se ne accorge e cambia S_1 prima di intervenire su S_2
Nel passo successivo S_2 a V_{ref} incrementando la tensione di $V_{ref}/4$, se negativa S_2 non cambia, altrimenti sì. E così via per tutti gli interruttori
La connessione finale darà la parola, massa 0, V_{ref} 1 (in figura $D=01101$)



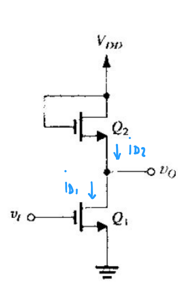
INVERTITORI (capitolo 13)

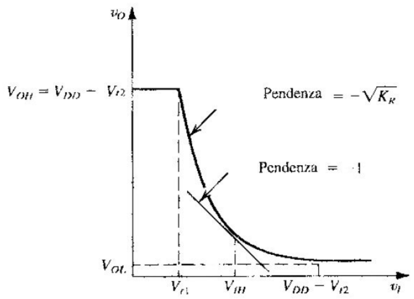



Un invertitore è un interruttore controllato in tensione
Se V_i è bassa l'interruttore è aperto e V_o è alta (V_+)
Se V_i è maggiore di una certa soglia, l'interruttore è chiuso e V_o è bassa (0 V) $\longrightarrow$ inversione logica NOT

INVERTER NMOS CON CARICO AD ARRICCHIMENTO

Quando V_i si trova allo 0 logico, cioè a tensione minore della soglia V_{t_1} di Q_1, Q_1 è interdetto e V_o risulta alta $\longrightarrow V_{OH} = V_{DD} - V_{t_2}$

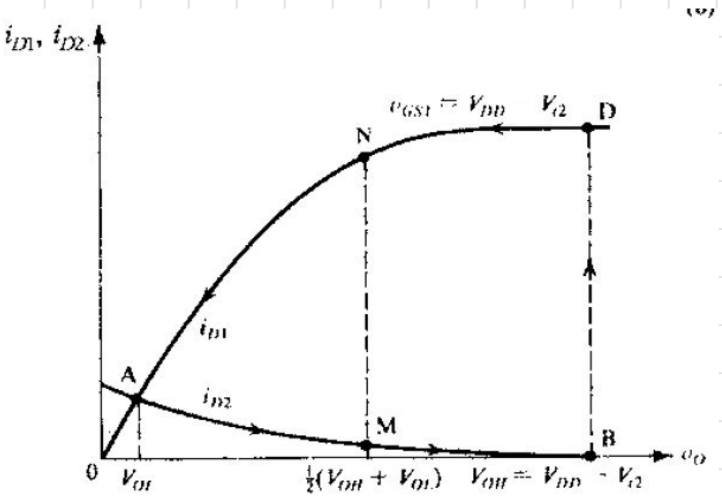




Quando V_i è pari a $V_{DD} - V_{t_2}$ (1 logico) Q_1 è in triodo e Q_2 in saturazione $\longrightarrow V_o = V_{OL}$
Tra le due "posizioni" la caratteristica ha pendenza lineare $-\sqrt{K_1/K_2}$
$K_R = K_1/K_2 = \frac{(W/L)_1}{(W/L)_2} > 8$ per avere rumore accettabile
Se si tiene conto dell'effetto body:
$$V_t = V_{t_0} + \gamma\left[\sqrt{V_{SB} + 2\phi_f} - \sqrt{2\phi_f}\right]$$

V_{t_0} = tensione di soglia per $V_{SB} = 0$, γ = costante, $2\phi_f$ = potenziale elettrostatico di p
È significativo solo per V_o alta e provoca semplicemente una riduzione di V_{OH}.

Supponiamo che l'inverter abbia capacità di carico C e che l'ingresso sia ideale



Prima di applicare l'impulso, l'inverter lavora nel punto B e C è carico a V_{OH}.
Quando V_i va al valore alto (V_{OH}), Q_1 entra in regione attiva e poiché C non si scarica istantaneamente, il punto di lavoro passa da B a D
Q_1 assorbe un'alta corrente scaricando C spostando il punto di lavoro su A ($V_o = V_{OL}$) lungo la curva.
t_{PHL} = tempo di propagazione per passare da D a N
La corrente di scarica è in ogni istante la differenza tra i_{D1} e i_{D2}

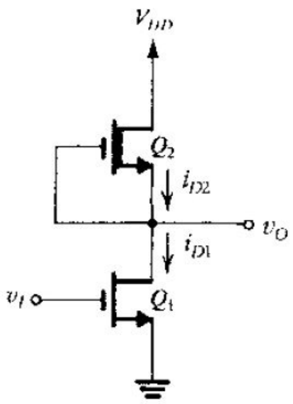
$$t_{PHL} = \frac{C\left[V_{OH} - \frac{1}{2}(V_{OH} + V_{OL})\right]}{I_{HL}}$$ con I_{HL} = corrente scarica media $= \frac{i_{D1}(D) + i_{D1}(N) - i_{D2}(M)}{2}$

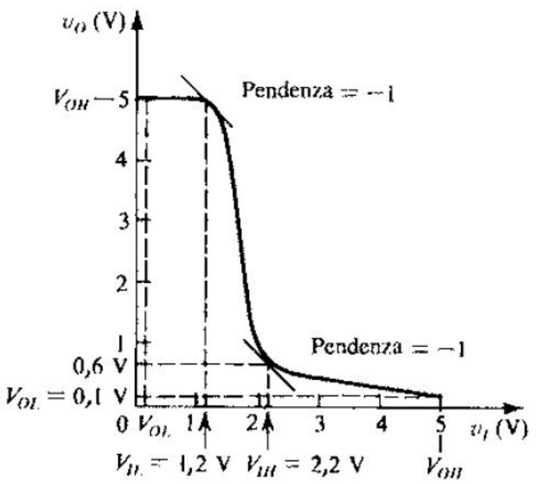
$$t_{PLH} = \frac{C\left[\frac{1}{2}(V_{OH} + V_{OL}) - V_{OL}\right]}{I_{LH}}$$ con $I_{LH} = \frac{i_{D2}(A) + i_{D2}(M)}{2}$

Prodotto ritardo - potenza: ritardo di propagazione per potenza dissipata staticamente
Per $V_{OL} = 0 \longrightarrow$ potenza media dissipata $P_D = \frac{1}{2} K_2 (V_{DD} - V_t)^2 V_{DD}$
t_P = ritardo di propagazione $= \frac{1}{2} t_{PLH} = \frac{0.4C}{K_2(V_{DD} - V_i)}$ (calcolato con $I_{LH} = \frac{5}{8} K_2 (V_{DD} - V_i)^2$)
$\longrightarrow$ DP = prodotto ritardo potenza $= 0.2\, C\, V_{DD}(V_{DD} - V_i)$ che può essere ridotto diminuendo C o V_{DD}

INVERTER NMOS CON CARICO A SVUOTAMENTO

Con un mosfet a svuotamento si ottiene un guadagno più alto, una caratteristica di trasferimento più brusca e margini di rumore migliori.



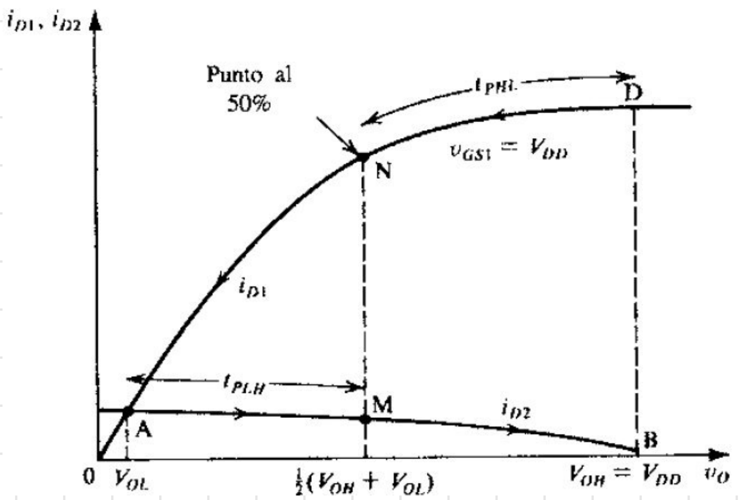


$i_{D2} = K_2 |V_{tD}|^2$ per $V_o \leq V_{DD} - |V_{tD}|$

$i_{D2} = K_2 [2|V_{tD}|(V_{DD} - V_o) - (V_{DD} - V_o)^2]$ per $V_o \geq V_{DD} - |V_{tD}|$

con V_{tD} = tensione di soglia del transistor a svuotamento

Anche in questo caso supponiamo una capacità di carico C.



A differenza del carico ad arricchimento, quello a svuotamento fornisce correnti più alte su un intervallo V_o più ampio: questo consente di caricare C più velocemente $\longrightarrow t_{PLH}$ più piccolo

In un modo simile al precedente ricaviamo

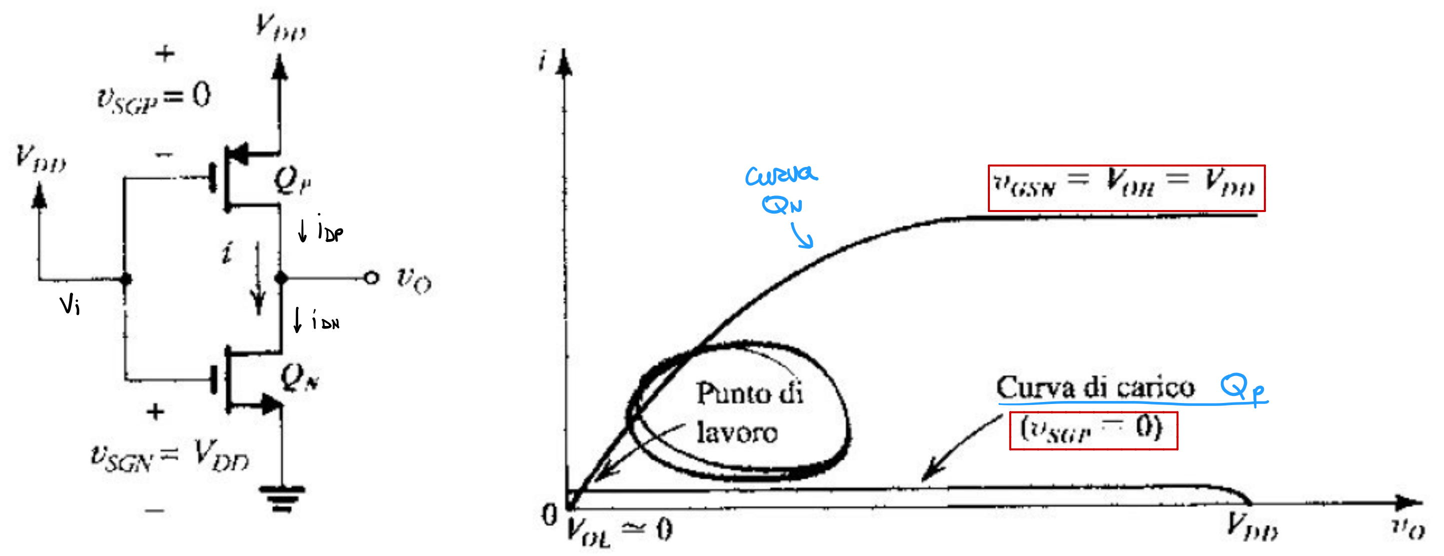
$DP = \frac{1}{8\alpha} C V_{DD}^2$ con α = frazione minore, ma prossima all'unità che tiene conto di V_{tD} e V_o

$t_{PHL} = t_{PLH} \longrightarrow t_P = \frac{t_{PHL} + t_{PLH}}{2} = t_{PHL}$

INVERTER CMOS

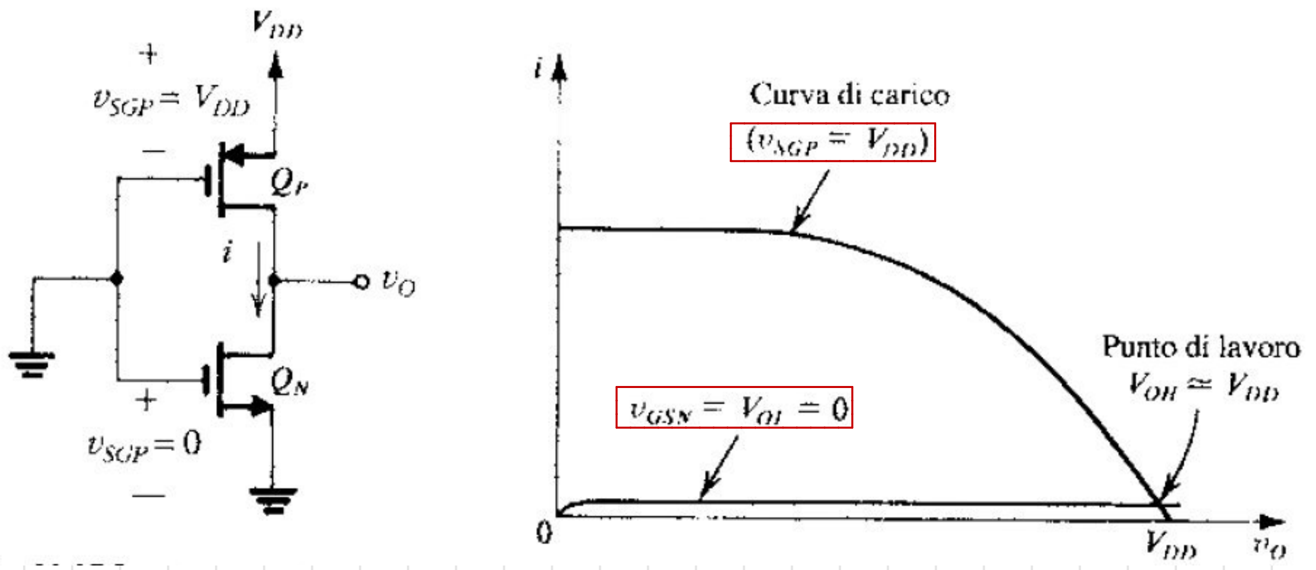
Utilizza un mosfet a canale n Q_n e uno a canale p Q_p e i substrati sono collegati al source per evitare l'effetto body.

- caso 1: $V_i = V_{DD}$ (1 logico)



Poiché $V_{SGP} < |V_t|$ la curva di carico sarà generalmente una retta a corrente quasi nulla $\longrightarrow$ punto di lavoro con corrente quasi nulla e tensione prossima a 0 V $\longrightarrow$ dissipazione potenza molto piccola

- caso 2 $V_i = 0$ (0 logico)



Poiché ora $V_{GSN} = 0$ la sua caratteristica è una retta orizzontale a corrente nulla.
Nel punto di lavoro la tensione è circa V_{DD} e la corrente che scorre nei due transistor è quasi nulla $\longrightarrow$ anche qui la dissipazione di potenza è bassa.

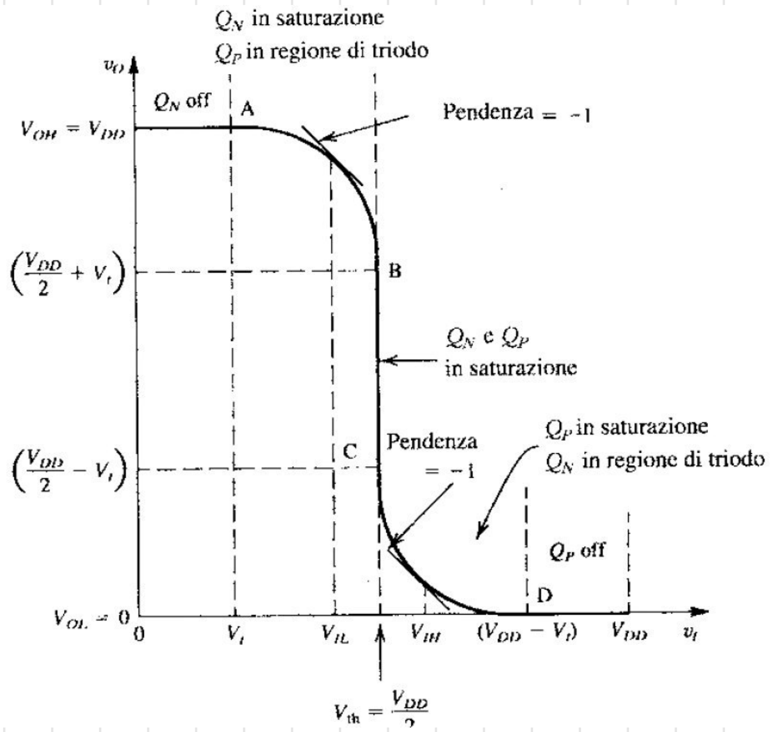
Questi sono due casi limite, ma se usiamo lo stesso procedimento per tutti i valori di V_i troviamo la caratteristica completa.

$$Q_N: \begin{cases} i_{DN} = K_N\left[2(V_i - V_{tN})V_o - V_o^2\right] & \text{per } V_o \leq V_i - V_N \\ i_{DN} = K_N(V_i - V_{tN})^2 & \text{per } V_o \geq V_i - V_{tN} \end{cases}$$

$$Q_P: \begin{cases} i_{DP} = K_P\left[2(V_{DD} - V_i - |V_{tP}|)(V_{DD} - V_o) - (V_{DD} - V_o)^2\right] & \text{per } V_o \geq V_i + |V_{tP}| \\ i_{DP} = K_P(V_{DD} - V_i - |V_{tP}|)^2 & \text{per } V_o \leq V_i + |V_{tP}| \end{cases}$$

Generalmente $V_{tN} = |V_{tP}| = V_t$ e $K_N = K_P = K$.

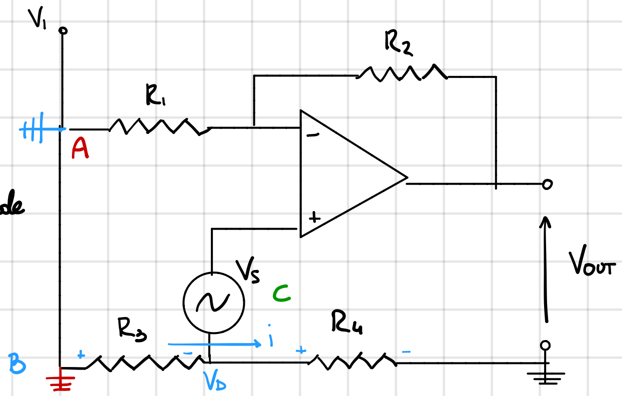
Quando Q_N e Q_P sono bilanciati si ha la caratteristica mostrata a fianco.
Quando l'inverter sta cambiando stato, attraverso la connessione dei mosfet può scorrere corrente. Il picco per la corrente di ingresso si ha per $V_i = V_{DD}/2$ che provoca dissipazione di potenza nel cmos durante il funzionamento dinamico
La componente più significativa è però quella associata alla corrente nel cmos quando è collegato ad una capacità di carico C $\longrightarrow$ P_D = potenza dissipata = $f C V_{DD}^2$ con
f = frequenza commutazione inverter



ESAMI

22 gennaio 2018

1) Determinare la tensione V_{out} con $V_s = 0$.
2) Tracciare l'andamento temporale di V_{out} quando V_s è un segnale sinusoidale con ampiezza picco-picco pari a 1V, valor medio nullo e frequenza 1 kHz



$V_1 = 5V$ $R_1 = 2$ $R_2 = 6$ $R_3 = 2$ $R_4 = 8$ amp. op $= 12V$

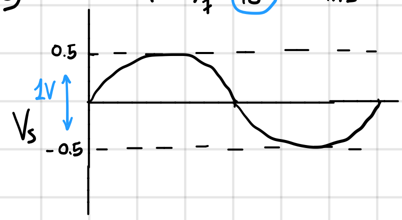
Per il primo punto utilizziamo il principio di sovrapposizione degli effetti considerando V_1 applicato non su entrambe R_1 e R_3, ma una alla volta con l'altra a massa. (caso A e caso B)

A: $V_{OA} = V_1\left(-\frac{R_2}{R_1}\right)$ contributo sul terminale INVERTENTE

B: V_1 sul punto B causa una corrente sul ramo di R_3 e R_4, che non scorre sul ramo del generatore V_s poiché collegato all'ingresso dell'operazionale che è a corrente nulla. Avremo quindi una corrente che scorre su R_3 e R_4 $i = \frac{V_1}{R_3+R_4}$.
Tale corrente genera una tensione su R_4 uguale a $V_D = iR_4$. Tale tensione è applicata anche sul ramo di V_s, ma essendo V_s nullo è applicata all'operazionale attraverso il suo terminale non invertente e sarà quindi amplificata per la componente non invertente dell'operazionale $V_{OB} = V_D(1 + R_2/R_1)$

$\Rightarrow V_{OA} + V_{OB} = -15 + 16 = 1V = V_{out}$

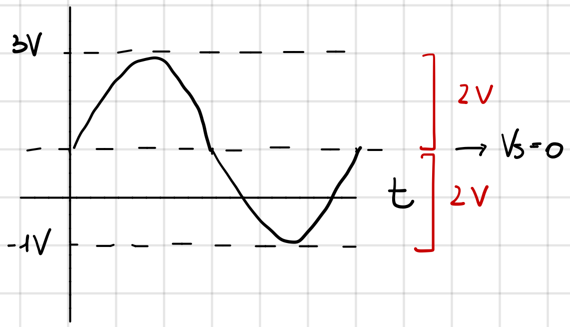
2) $T = 1/f = \frac{1}{10^3} = 1\,ms$ 1 kHz



$\longrightarrow V_s = 0.5 \sin 2\pi f t$ ($f = 10^3$ Hz)

Questa è la "forma" del nuovo V_s

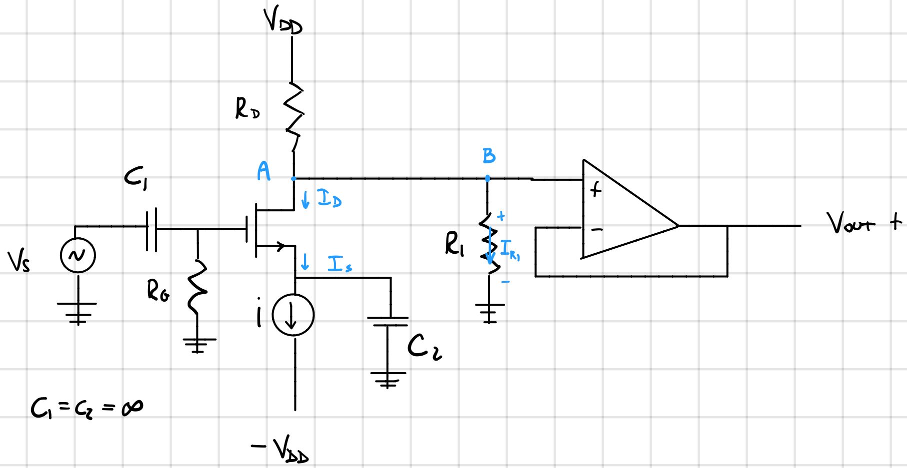
Ora la "applichiamo" al circuito: V_s è applicato al terminale non invertente $\rightarrow V_{oc} = V_s(1 + R_2/R_1) = 4V_s = 2V \sin 2\pi 10^3 t$



Le tensioni massime (3V) e minime (-1V) rientrano nei limiti dell'operazionale, non eccedono i limiti di saturazione e l'onda non viene distorta.

16 ottobre 2017

1) Calcolare la tensione d'uscita in continua.
2) Guadagno di tensione per piccoli segnali



$R_1 = 2$ $R_D = 3$ $V_{DD} = 5V$ $i = 2$ $V_T = 2$ $C_1 = C_2 = \infty$
$K = 0.5$

Il circuito è composto da due stadi: un NMOS con ingresso in gate e uscita in drain (source comune) e un operazionale in configurazione inseguitore di tensione.

Per il primo punto, in continua, i condensatori sono considerati circuiti aperti.

Sul ramo di C_2 (aperto) si crea una corrente di source I_S uguale alla corrente di drain I_D.

Sul nodo A avremo una tensione V_D (tensione di drain) diversa dalla tensione su R_D su cui scorre I_{RD}.

Le tensioni sui nodi A e B sono uguali $\longrightarrow I_{R_1} = V_D/R_1$

L'equazione ai nodi sul nodo A mostra $\overbrace{I_{R_1} + I_D}^{\text{uscenti}} = \overbrace{I_{RD}}^{\text{entranti}} \Rightarrow V_D/R_1 + i = \frac{V_{DD} - V_D}{R_D} \longrightarrow V_D = -0.4V$

Tale V_D come detto prima è uguale anche su B.

Poiché l'amplificazione sul terminale non invertente dell'inseguitore di tensione è unitaria $\longrightarrow V_{out} = -0.4V$

Con questa V_{out} studiamo lo stato del mosfet. Condizione di saturazione: $V_{DS} \geq V_{GS} - V_T \longrightarrow V_D - \cancel{V_S} \geq V_G - \cancel{V_S} - V_T$

$\longrightarrow V_D - \overset{=0}{V_G} \geq -V_T \longrightarrow -0.4 \geq -2$ saturazione

Questo ci permette di rispondere alla seconda domanda usando il modello per piccoli segnali di saturazione.

Poiché $C_1 = C_2 = \infty$ li considero corto circuiti

$A_{TOT} = A_{mosfet} \cdot A_{op.} = A_1 \cdot A_2 = -g_m \cdot R_{carico} \cdot 1 = 2k(V_{GS} - V_T) \cdot (R_D // R_1)$

la R_{carico} è la resistenza vista dal drain

In saturazione $I_D = K(V_{GS} - V_T)^2 \rightarrow i = K(V_{GS} - V_T)^2 \longrightarrow V_{GS} = 4$ che inserisco in g_m

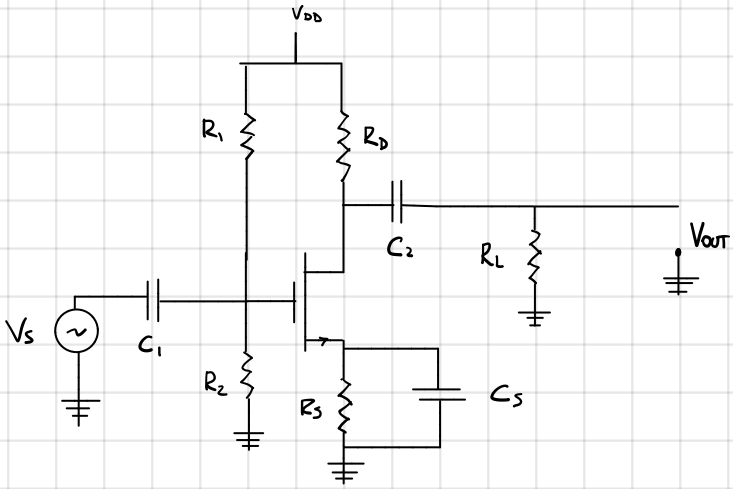
$R_{carico} = \frac{R_D R_1}{R_D + R_1} = 1.2$

$A_{TOT} = -2 \cdot 1.2 = -2.4$

9 luglio 2008

1) Dimensionare R_S e R_D per avere una $i_D = 2mA$ e $A_V = -2$

$V_{DD} = 10V$ $R_L = 6\,k\Omega$ $R_1 = R_2 = 10\,k\Omega$ $V_T = 1V$ $K = 0.5$



Supponiamo l'NMOS in saturazione: $i_D = K(V_{GS} - V_T)^2$

$V_G = V_{DD} \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2} = 5V$ poiché la tensione di gate è "partizionata" su R_1 e R_2 e verso il mos non scorre corrente

$V_S = R_S i_S = R_S i_D$ → combiniamo: $2 = 0.5(5 - R_S \cdot 2 - 1)^2$ → $\begin{cases} R_S = 3k\Omega \\ R_S = 1k\Omega \end{cases}$

la prima soluzione porta a $V_S = 6V \rightarrow V_{GS} = -1V$ incompatibile con l'ipotesi di saturazione $V_{GS} > V_T$

$R_S = 1\,k\Omega \rightarrow V_S = 2V \rightarrow V_{GS} = 3V$

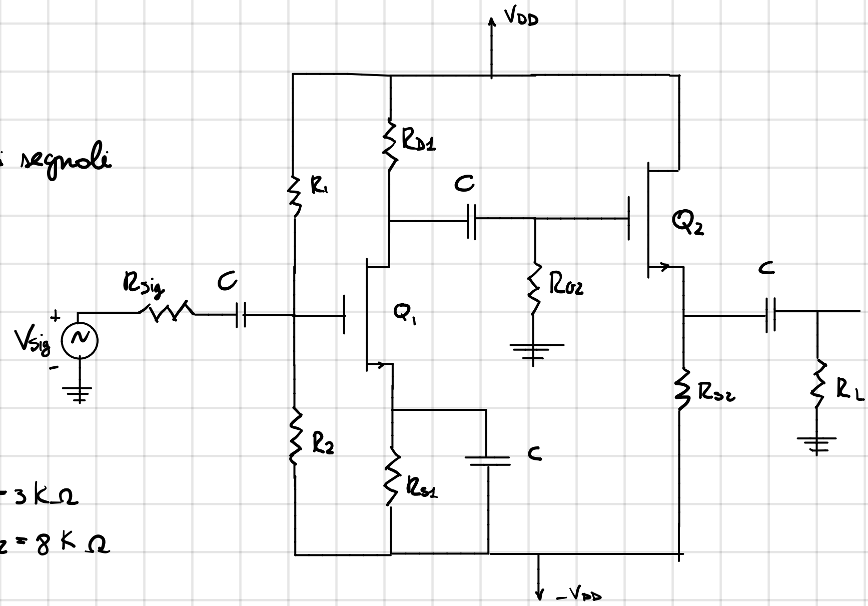
A_V = amplificazione NMOS source comune $= -g_m R_{carico} = -g_m (R_D // R_L)$

$\rightarrow -2 = -2K(V_{GS} - V_T)(R_D // 6k\Omega) \rightarrow R_D = 1.2\,k\Omega$

Verifico la seconda condizione della saturazione: $V_{DS} \geq V_{GS} - V_T$

$V_D = V_{DD} - R_D i_D = 7.6\,V \rightarrow V_{DS} = 5.6\,V$ compatibile con l'ipotesi

16 settembre 2011



Calcolo il guadagno di tensione per piccoli segnali

$A_V = V_{out}/V_s$

$Q_1 \begin{cases} V_T = 1\,V & \lambda \to 0 \\ k_1 = 0.5 \end{cases}$ $\quad Q_2 \begin{cases} V_T = 1\,V \\ k_2 = 0.5 \end{cases}$

$V_{DD} = 5\,V \quad -V_{DD} = -5\,V$

$R_{sig} = 50\,\Omega \quad R_1 = 20\,k\Omega \quad R_2 = 30\,k\Omega \quad R_L = 3\,k\Omega$

$R_{D1} = 2\,k\Omega \quad R_{S1} = 1.5\,k\Omega \quad R_{S2} = 6\,k\Omega \quad R_{G2} = 8\,k\Omega$

Inizio con l'analisi statica del circuito "sostituendo" i condensatori con circuiti aperti

Con la formula del partitore di tensione mi calcolo $V_{G1} = V_{DD} - (-V_{DD}) \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2} = 6\,V$ → poiché tutte le masse sono a V_{DD}

devo normalizzare le tensioni rispetto alla massa → $V_{G1} = 6 - 5 = 1\,V$

Ipotizzo Q_1 in saturazione : $I_{D_1} = k(V_{GS} - V_T)^2$

$I_{D_1} = I_{S_1} = \frac{V_S - (-V_{DD})}{R_{S1}} \longrightarrow \frac{V_S + V_{DD}}{R_{S1}} = k(V_{GS} - V_T)^2 \longrightarrow V_S =$ $5/1.5$ NO: non rispetta la condizione di saturazione $V_{GS} \geq V_T$; -2 SI $\longrightarrow I_{D_1} = 2$

$V_{D1} = V_{DD} - I_{D_1} \cdot R_{D1} = 1\,V$

$V_{DS} = V_D - V_S = 1 + 2 = 3\,V \longrightarrow$ soddisfa $V_{DS} \geq V_{GS} - V_T$

$g_{m1} = 2K(V_{GS} - V_T) = 2$

Per Q_2 in saturazione:

$V_{G2} = 0 \qquad V_{D2} = V_{DD} = 5\,V$ perché non ho carichi tra V_{DD} e l'entrata del mosfet

Come prima $I_{D2} = I_{S2} = \frac{V_{S2} + V_{DD}}{R_{S2}} = k_2(-V_{S2} - V_{T2})^2 \longrightarrow V_{S2} = 1/3$ NO e $V_{S2} = -2$ SI (condizione $V_{GS} \geq V_T$)

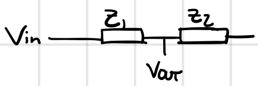
$V_{DS} = 5 - (-2) = 7\,V \longrightarrow$ soddisfa $V_{DS} \geq V_{GS} - V_T$

$g_{m2} = 2k_2(V_{GS} - V_T) = 1$

Analisi per piccoli segnali : i condensatori diventano corto circuiti, i gen. di corrente circuiti aperti e gen. di tensione cortocircuiti

$V_{OUT1} = V_{OUT}$ di $Q_1 = V_{GS1} \cdot (-g_{m1} \cdot R_{carico1}) \qquad V_{GS1} = V_{G_1} - V_{S_1} \qquad R_{carico1} = R_{D1} // R_{G2}$

Per calcolare V_{G_1} utilizzo la formula del partitore di tensione :



$V_{OUT} = V_{in} \frac{Z_2}{Z_2 + Z_1}$

con $V_{in} = V_{sig} \quad Z_1 = R_{sig} \quad Z_2 = R_1 // R_2 \quad V_{OUT} = V_{G_1}$

In pratico:

$\rightarrow V_{G_1} = V_{sig} \frac{R_1 // R_2}{(R_1 // R_2) + R_{sig}} \simeq 1\, V_{sig}$

$V_S = 0$ perché non ci sono gen. di tensione $\longrightarrow V_{GS1} = V_{G_1} = 1\,V_{sig} \longrightarrow V_{OUT1} = -2 \cdot \underbrace{\left(\frac{8 \cdot 2}{8+2}\right)}_{R_{carico}} \cdot 1\,V_{sig} = -3.2\,V_{sig}$

$V_{OUT2} = V_{GS2} \cdot (g_{m2}\, R_{carico2}) = V_{GS2} \cdot g_m \cdot (R_L // R_{S2})$ (NON negativo perché esce da S e non da D)

$V_{S2} = V_{OUT2}$ poiché l'uscita finale è su V_{S2}

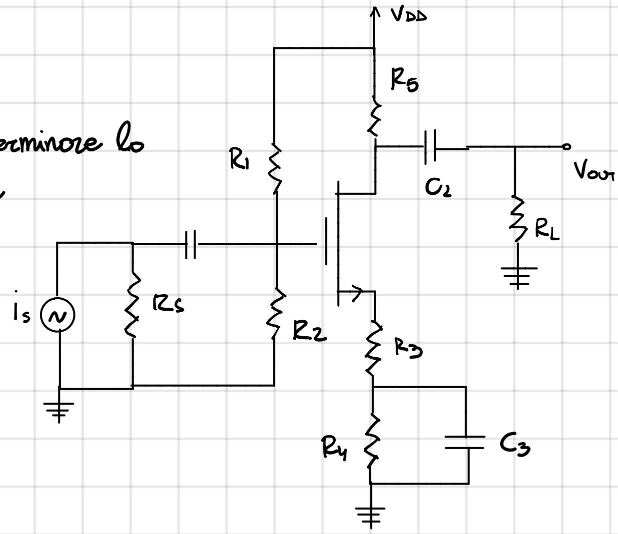
$V_{G2} = V_{OUT1}$ poiché l'uscita di Q_1 entra in Q_2

$\rightarrow V_{OUT2} = 1 \cdot 2 \cdot V_{GS2} = 2(V_{G_2} - V_{S_2}) = 2(V_{G_2} - V_{OUT2}) \longrightarrow V_{OUT2} = 2/3\, V_{G2} = -2.13\, V_{sig}$

$\Rightarrow A_V = V_{OUT}/V_{sig} = -2.13$

14 gennaio 2004

Dato il circuito in saturazione ($i_D = 0.446\,mA$, $V_{DS} = 6.66V$) determinare la transresistenza $R_M = V_{OUT} / i_s$ per piccoli segnali di media banda



$V_{DD} = 10V$ $K = 0.3\,mA/V^2$ $V_T = 1V$ $\lambda = 0$

$R_1 = 40\,K\Omega$ $R_2 = 20\,K\Omega$ $R_3 = 0.5\,K\Omega$ $R_4 = 2\,K\Omega$

$R_5 = 5\,K\Omega$ $R_L = 15\,K\Omega$ $R_S = 80\,K\Omega$

$C_1 = 1\,\mu F = C_2 = C_3$

Troviamo g_m da mettere poi nella formula della V_{OUT}

$V_G = V_{DD} \cdot \frac{R_2}{R_1+R_2}$ (partitore di tensione) $= 10/3\ V$

$V_S = I_S(R_3+R_4) = I_D(R_3+R_4) = 0.446 \cdot 10^{-3} A \cdot (2.5 \cdot 10^3\,\Omega) = 1.115\ V$

$V_{GS} = 10/3 - 1.115 = 2.218\ V$

$g_m = 2K(V_{GS}-V_T) = 2 \cdot 0.3 \cdot 10^{-3}(2.218-1) = 0.73 \cdot 10^{-3}$

Analisi per piccoli segnali

diversa dalla precedente!

$V_{OUT} = -g_m \cdot R_{carico} \cdot V_{GS}$ $R_{carico} = R_5 // R_L = 3.75\,K\Omega$

$V_G = i_s \cdot R_P$ con $R_P = R_S // (R_1 // R_2) = 4.42\,K\Omega$

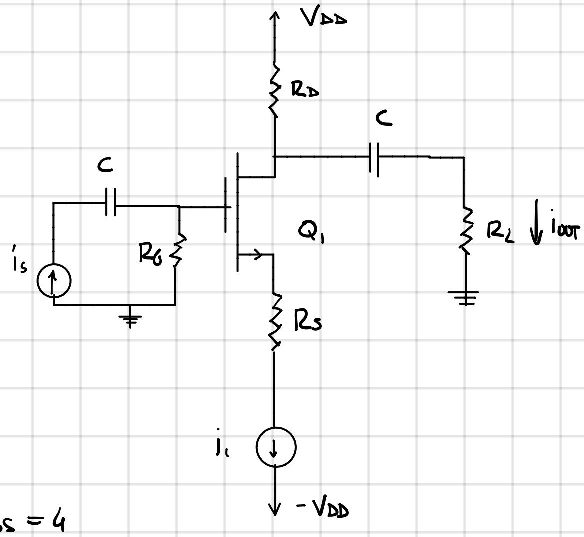
$V_{GS} = V_G - V_S = i_s \cdot R_P - g_m V_{GS} R_3 \longrightarrow V_{GS} = \left(\frac{i_s \cdot R_P}{1+g_m R_3}\right) = i_s \cdot 8.4\,K\Omega$

$V_{OUT} = -g_m V_{GS} R_{carico} = -22.99 \cdot i_s$

$\longrightarrow R_M = V_{OUT}/i_s = -22.99$

21 luglio 2016

Calcolare lo stato di polarizzazione di Q_1 (V_{GS}, V_{DS}, i_D) e l'amplificazione di corrente $A_v = i_{OUT} / i_S$ per piccoli segnoli



$V_T = 2V$ $K = 0.5$ $\lambda = 0$ $i_1 = 2mA$ $V_{DD} = 10V$ $C = \infty$
$R_G = 10\,K\Omega$ $R_D = 5\,K\Omega$ $R_S = 1\,K\Omega$ $R_L = 5\,K\Omega$

Analisi statica

$I_D = i_1$. Suppongo il transistor in saturazione: $I_D = K(V_{GS} - V_T)^2 \longrightarrow V_{GS} = 4$

$V_{GS} = V_G - V_S = 0 - V_S \longrightarrow V_S = -4$

$V_D = V_{DD} - I_D \cdot R_D = 10 - (2 \cdot 5) = 0$

$V_{DS} = V_D - V_S = 0 - (-4) = 4$

$g_m = 2 \cdot 0.5 (4 - 2) = 2$

Analisi per piccoli segnali

$V_{OUT} = -g_m V_{GS} \; R_D // R_L$

$V_G = i_S \cdot R_G$

$V_S = 0$ perchè i_1 diventa circuito aperto e poiché R_S è attaccata ad un cozzo di nulla la corrente (e quindi la tensione) è nulla

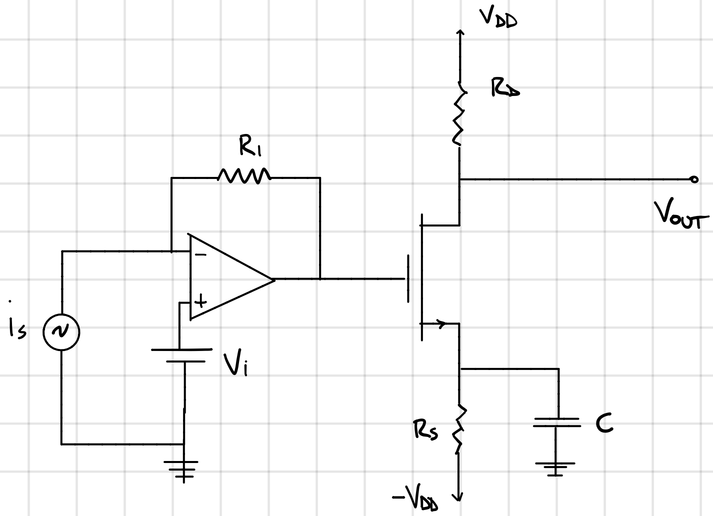
$V_{GS} = V_G = 10\, i_S$

$V_{OUT} = -2 \cdot 10 i_S \cdot R_D // R_L = -20 \cdot \frac{25}{10} = -50\, i_S$

$i_{OUT} = V_{OUT} / R_L = -10 i_S$

$A_v = i_{OUT} / i_S = -10$

18 giugno 2018



Dato iin un piccolo segnale determinare R_s e R_1 per avere:

1) $V_{OUT} = 6V$
2) amplificazione di transresistenza per piccoli segnali
$R_m = V_{OUT} / i_s = 9\ k\Omega$

$V_T = 1V \quad K = 0.5\ mA/V^2 \quad \lambda = 0$

$V_i = 1V \quad V_{DD} = 12V \quad C = \infty \quad R_D = 3k\Omega$

Studio l'operazionale:

V_i sul terminale + passa anche sul terminale −

Poiché in questo studio annulliamo i_s, su R_1 non scorre corrente e la tensione ai suoi capi è la stessa

V_i sul morsetto positivo è la stessa sul morsetto negativo $\longrightarrow V_G = V_i = 1$

Studio il mosfet in saturazione

$I_D = V_D / R_D = V_{OUT}/R_D = 2$

$I_D = K(V_{GS} - V_T)^2 \longrightarrow V_S = \pm 2 \longrightarrow$ prendo -2 perché soddisfa $V_{GS} > V_T$

$I_D = I_S = \frac{V_S - (-V_{DD})}{R_S} \longrightarrow R_S = \frac{-2+12}{2} = 5$

$g_m = 2K(V_{GS} - V_T) = 2$

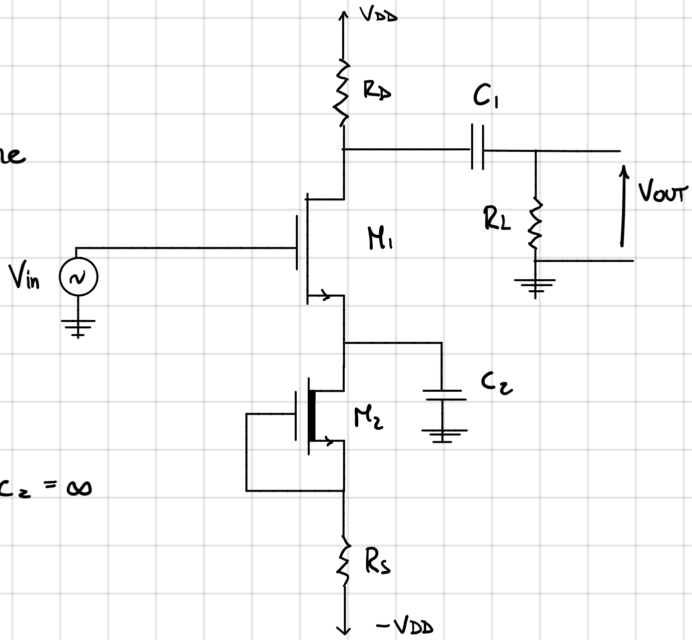
Analisi per piccoli segnali

$V_{GS} = V_G - V_S = V_G - 0 = i_s \cdot R_1$

$V_{OUT} = -g_m V_{GS} R_D = -6\, i_s R_1 \longrightarrow R_M = \frac{-6 \cancel{i_s} R_1}{\cancel{i_s}} = 9 \longrightarrow R_1 = -3/2$

15 settembre 2017

Dato il circuito e Vin un piccolo segnale determinare
1) il punto di lavoro dei mosfet
2) il valore di V_{OUT} in continua
3) il guadagno di tensione V_{OUT}/V_{in} a centro banda



$M_1 \{ K_1 = 1 \quad V_{T1} = 2V \quad \lambda = 0 \}$
$M_2 \{ K_2 = 0.25 \quad V_{T2} = -2V \quad \lambda = 0 \}$
$V_{DD} = 10V \quad R_S = 2\,k\Omega \quad R_D = 5\,k\Omega \quad R_L = 5\,k\Omega \quad C_1 = C_2 = \infty$

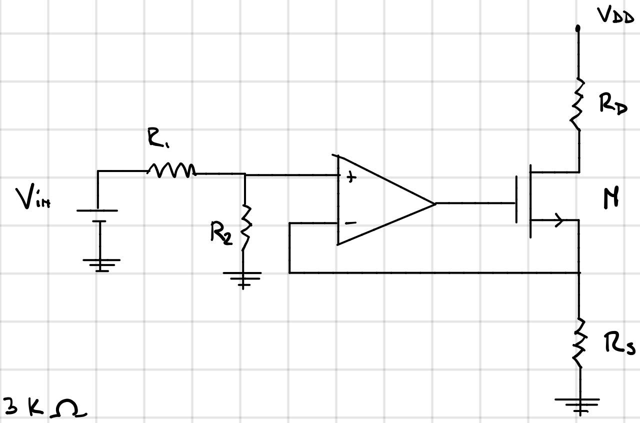
Analisi statica
M_2 ha gate e source connessi tra loro $\longrightarrow V_{GS2} = 0$
e di conseguenza erogo una corrente $I_S = K_2(-V_T)^2 = 0.25 \cdot 4 = 1$
$V_S = I_S R_S - V_{DD} = -8\,V$
$V_{G1} = 0$ e lo ipotizzo in saturazione $\longrightarrow I_D = I_S = 1 = K(V_{GS_1} - V_T)^2 = (-V_{S_1} - 2)^2 \longrightarrow V_{S_1}^2 + 4V_{S_1} + 3 = 0$
$V_{S_1} = -1 \quad \vee \quad V_{S_1} = -3 \longrightarrow$ prendo $V_{S_1} = -3$ perchè soddisfa $V_{GS} \geq V_T$
$V_{DS_1} = V_{DD} - R_D I_D - V_{S_1} = 10 - 5 + 3 = 8 \qquad V_{DS} \geq V_{GS} - V_T \longrightarrow$ saturazione M_1 confermata
$g_{m_1} = 2(V_{GS} - V_T) = 2 \qquad g_{m2} = 2 \cdot 0.25\,(0 - V_T) = 1$
Per M_2: $V_{DS_2} > V_{GS_2} - V_{T2}$ e $V_{GS_2} > V_{T2} \longrightarrow$ saturazione

Analisi in continua: gen. piccoli segnali cancellati, condensatori scarichi $\rightarrow$ circuito aperto
In questo caso poichè C_1 diventa un circuito aperto V_{OUT} in continua è uguale a zero

Analisi piccoli segnali
$V_{OUT} = -g_{m_1} V_{GS_1} \; R_D \,//\, R_L$
$V_{GS} = V_{in} \longrightarrow A_V = \dfrac{-g_m \cancel{V_{in}}\, R_D // R_L}{\cancel{V_{in}}} = -5$

16 luglio 2018

Determinare il punto di lavoro di M (i_D, V_{GS}, V_{DS}) per:
1) $V_{IN} = 0V$
2) $V_{IN} = 3.33V$
3) $V_{IN} = 5V$



$V_T = 1V \quad K = 0.5 \quad \lambda = 0$

$V_{DD} = 10V \quad R_D = 2K\Omega \quad R_S = 1K\Omega \quad R_1 = 2K\Omega \quad R_2 = 3K\Omega$

① $V_+ = V_- = 0V \quad V_{OUT} = V_G = 0$

Per trovare i_D uso l'equazione alla maglia sul "ramo verticale": $V_{DD} - i_D R_D - i_D R_S = 0 \longrightarrow i_D = 3.33V$

$V_S = i_D R_S = 3.33V$ NB. V_S non è uguale a V_- perché V_- non è da considerare come un generatore!

$V_{GS} = 0 - 3.33 = -3.33 < V_T \longrightarrow$ interdetto

② $V_+ = V_{IN} \cdot \frac{R_2}{R_1+R_2}$ (partitore di tensione) $= 2 = V_-$

In questo caso $V_- \neq 0 \longrightarrow$ lo considero come un generatore di tensione $\longrightarrow V_S = V_-$

$I_S = V_S / R_S = 2 = i_D$

Ipotizzo in saturazione: $i_D = K(V_{GS} - V_T)^2$, $V_{DS} \geq V_{GS} - V_T$ $\quad V_{GS} \geq V_T$

$2 = 0.5(V_{GS} - 1)^2 \longrightarrow V_{GS} = 3 \lor V_{GS} = -1 \longrightarrow$ prendo $V_{GS} = 3$ che soddisfa $V_{GS} \geq V_T$

$V_{DS} = V_D - V_S = V_{DD} - R_D i_D - V_S = 10 - 4 - 2 = 4V \longrightarrow V_{DS} \geq V_{GS} - V_T \longrightarrow$ saturazione confermata

③ Stesso procedimento: $V_+ = V_- = V_{IN} \frac{R_2}{R_1+R_2} = 3V = V_S \longrightarrow i_D = V_S / R_S = 3V$

Ipotizzandolo in saturazione l'ipotesi verrebbe violata

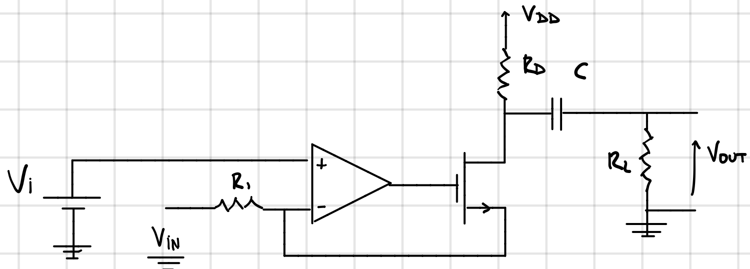
Verifico allora che sia in triodo: $i_D = K[2(V_{GS} - V_T)V_{DS} - V_{DS}^2]$, $V_{GS} > V_T$, $V_{DS} < V_{GS} - V_T$

$V_{DS} = V_{DD} - R_D i_D - i_D R_S = 1V$

$\longrightarrow 3 = 0.5[2(V_{GS} - 1)1 - 1^2] \longrightarrow 6 = 2(V_{GS} - 1) - 1 \longrightarrow V_{GS} = 4.5V$ OK

$V_{DS} < V_{GS} - V_T \longrightarrow$ triodo confermato

Esercizio N° 3 anno 2015



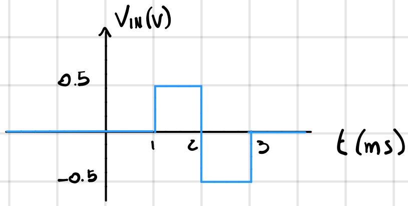
Determinare:

1) la polarizzazione del mosfet
2) l'andamento nel tempo di V_{OUT} con V_{IN}

$V_T = 1V \quad K = 0.5 \quad \lambda = 0$

$C = 10nF \quad V_{DD} = 10V \quad V_1 = 2V$

$R_1 = 1k\Omega \quad R_D = 2k\Omega \quad R_L = 2k\Omega$



- $t < 1 \longrightarrow V_{IN} = 0V$

$V_+ = V_- = V_1 = 2V = V_S$

$I_D = I_S = V_S / R_1 = 2mA$

lo ipotizzo in saturazione: $I_D = K(V_{GS} - V_T)^2$, $V_{GS} \geq V_T$, $V_{DS} \geq V_{GS} - V_T$

$2 = 0.5(V_{GS} - 1)^2 \longrightarrow 0 = V_{GS}^2 - 2V_{GS} - 3 \longrightarrow V_{GS} = -1 \ \vee \ \boxed{V_{GS} = 3}$

$V_D = V_{DD} - I_D R_D = 10 - 4 = 6V \longrightarrow$ saturazione

- $1 < t < 2 \longrightarrow V_{IN} = 0.5$

$V_+ = V_- = V_1 = V_S = 2V$

$I_D = \frac{V_S - V_{IN}}{R_1} = 1.5\,mA$

$V_D = 10 - 3 = 7 \longrightarrow V_{DS} = 5V$

lo ipotizzo in saturazione

$1.5 = 0.5(V_{GS} - 1)^2 \longrightarrow V_{GS} = 1 - \sqrt{3} \ \vee \ \boxed{V_{GS} = 1 + \sqrt{3}} \longrightarrow$ saturazione

- $2 < t < 3 \longrightarrow V_{IN} = -0.5$

$V_S = 2 \qquad I_D = \frac{2 + 0.5}{1} = 2.5\,mA$

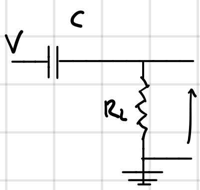
$V_D = 10 - 5 = 5V \longrightarrow V_{DS} = 3V$

Ipotizzo in saturazione

$2.5 = 0.5(V_{GS} - 1)^2 \longrightarrow V_{GS} = 1 - \sqrt{5} \ \vee \ \boxed{V_{GS} = 1 + \sqrt{5}} \longrightarrow$ saturazione

- $t > 3$ come $t < 1$

Calcolo V_{OUT}

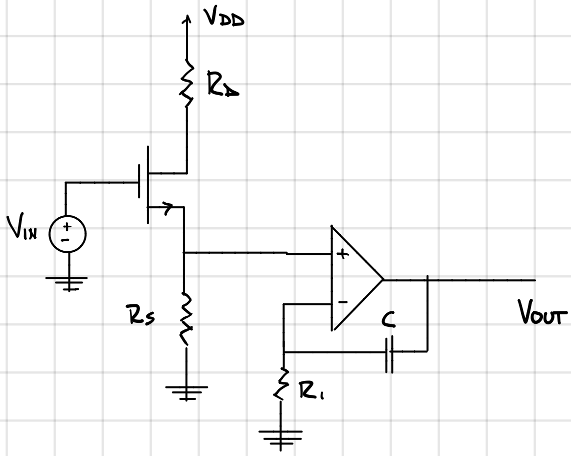


A quanto pare la parte finale del circuito è un filtro passa-alto la cui formula è:

$V_{OUT} = \frac{R_L}{\frac{1}{j\omega C} + R_L} \cdot V \quad$ con $V = V_D$

22 gennaio 2016

Determinare l'andamento temporale di V_{OUT} considerando C scarico



$V_T = 1V \quad K = 0.5 \quad \lambda = 0 \qquad L^+ = L^- = 5V$

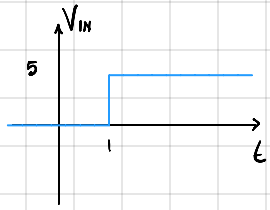
$V_{DD} = 10V \quad R_1 = 1\,k\Omega \quad R_D = 2\,k\Omega \quad R_S = 1\,k\Omega \quad C = 2\,\mu F$

$t < 1$

$V_{IN} = V_G = 0 \longrightarrow V_{GS} = 0 - V_S = -V_S = -(I_D R_S)$

$V_{DD} - I_D R_D - I_D R_S = 0 \longrightarrow I_D = \frac{V_{DD}}{R_D + R_S} = \frac{10}{3}$

$\longrightarrow V_S = 3.33 \longrightarrow V_{GS} < V_T \longrightarrow$ interdetto $\longrightarrow V_S = 0$



$t > 1$

$V_{IN} = V_G = 5V$

$V_{GS} = 5 - I_D R_S \qquad V_D = V_{DD} - I_D R_D$

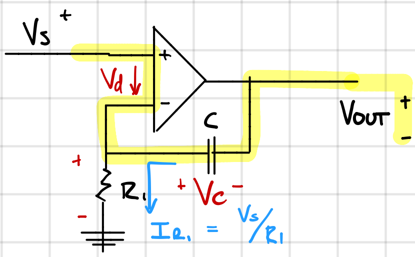
Suppongo in saturazione

$I_D = k(5 - I_D R_S - 1)^2 \longrightarrow I_D = 8 \vee \boxed{I_D = 2} \longrightarrow V_{GS} > V_T$

$V_S = 2V \quad V_D = 10 - 4 = 6V$

$V_{DS} = 6 - 2 = 4 \geq 3 - 1 \longrightarrow$ saturazione

Studiamo V_{OUT}



Utilizziamo la maglia evidenziata partendo da $V_{OUT}(-)$ sommando tutte le tensioni che incontriamo con il segno negativo per primo, sottraendo altrimenti

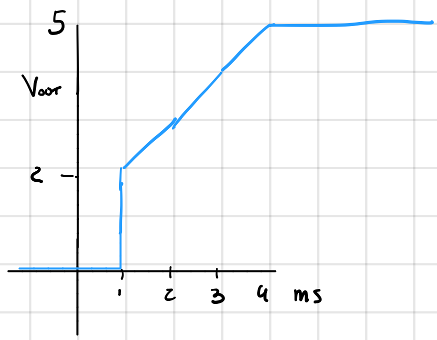
$t < 1$:	V_{OUT}	$+V_C$	$+V_d$	$-V_S = 0$
	6	0	0	0
$t = 1$	2	0	0	-2

A questo punto $I_R = 2mA$ può provenire soltanto da C

La carica/scarica di un condensatore è $\Delta V = \frac{\Delta Q}{C} = \frac{\Delta t \cdot I(t)}{C} = 1 \cdot 10^3 (t - 1)\, V \longrightarrow 1\,V$ al ms

$I(t) \to$ costante $2\,mA$

Secondo i segni che abbiamo messo poiché la corrente scorre a sinistra sottrago cariche alla porta sinistra invertendo i segni $\longrightarrow$



sego a $L^+ = 5$

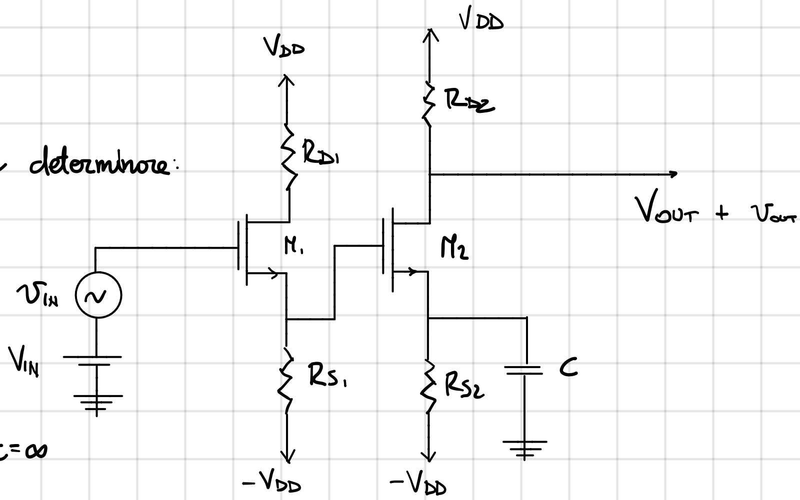
17 settembre 2018

Dato il circuito con v_{IN} generatore di piccolo segnale determinare:

a) R_{S1} e R_{D1} per avere $g_{m1} = 2$ e $V_{DS1} = 4V$

b) la tensione in uscita V_{OUT}

c) il guadagno v_{OUT}/v_{IN}



$V_T = 1V \quad K = 0.5 \quad \lambda = 0$

$V_{DD} = 5V \quad V_{IN} = 2V \quad R_{D2} = 2.5\,k\Omega \quad R_{S2} = 0.5\,k\Omega \quad C = \infty$

$V_{G1} = V_{IN} = 2V$

$g_{m1} = 2 = 2K(V_G - V_S - V_T) = 1 - V_S \longrightarrow V_S = -1V$

$V_{DS1} = 4 = V_D - V_S = V_D + 1 \longrightarrow V_D = 3$

$V_{GS} > V_T$ e $V_{DS} > V_{GS} - V_T \longrightarrow$ saturazione $\longrightarrow I_D = K(V_{GS} - V_T)^2 = 0.5(3-1)^2 = 2$

$\frac{V_{DD} - V_D}{R_{D1}} = I_D \longrightarrow R_{D1} = \frac{5-3}{2} = 1\,k\Omega \qquad \frac{V_S - (-V_{DD})}{R_{S1}} = I_D \longrightarrow R_{S1} = \frac{-1+5}{2} = 2\,k\Omega$

$V_{G2} = V_{S1} = -1V$

Ipotizzo in saturazione: $I_{D2} = 0.5(-1 - V_{S2} - 1)^2 = 0.5(-I_{D2}R_{S2} + V_{DD} - 2)^2 = 0.5(-0.5\,I_{D2} + 3)^2$

$2I_{D2} = \frac{1}{4}I_{D2}^2 + 9 - 3I_{D2} \longrightarrow \frac{1}{4}I_{D2}^2 - 5I_{D2} + 9 = 0 \longrightarrow I_{D2} = 18 \;\vee\; \boxed{I_{D2} = 2} \longrightarrow V_{S2} = -4$ soddisfa $V_{GS} > V_T$

$\frac{V_{DD} - V_{D2}}{R_{D2}} = I_{D2} \longrightarrow V_{D2} = V_{DD} - I_{D2}R_{D2} = 0V \longrightarrow V_{DS} = 4 > V_{GS} - V_T \longrightarrow$ saturazione

$V_{OUT} = V_D = 0$

$g_{m1} = 2 \qquad g_{m2} = 2K(V_{GS2} - V_T) = 2$

Analisi piccoli segnali

Perché non è connessa a massa

$V_{gs1} = V_{g1} - V_{s1} = V_{IN} - g_m V_{gs1} R_{S1} \longrightarrow V_{gs1} = \frac{V_{IN}}{1+4} = V_{IN}/5$

$V_{S1} = g_m V_{gs1} R_{S1} = \frac{4}{5}V_{IN}$

$V_{G2} = V_{S1} = \frac{4}{5}V_{IN}$

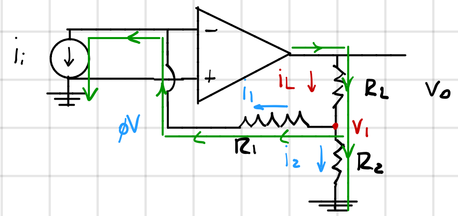
$V_{S2} = 0$

$\longrightarrow V_{GS2} = \frac{4}{5}V_{IN} \longrightarrow V_{OUT} = -g_{m2}V_{GS2}R_{D2} = -2 \cdot \frac{4}{5}V_{IN} \cdot 2.5 = -4V$

$A = V_{OUT}/V_{IN} = -4$

Esercizio n° 7 anno 2014

Dato il circuito, determinare R_L per avere $V_o = 3V$



$I_i = 1\,mA \qquad R1 = 1\,k\Omega \qquad R_2 = 5\,k\Omega \qquad L^+ = |L^-| = 10V$

$$\frac{V_o - V_1}{R_L} = i_L$$

Vedi flusso corrente

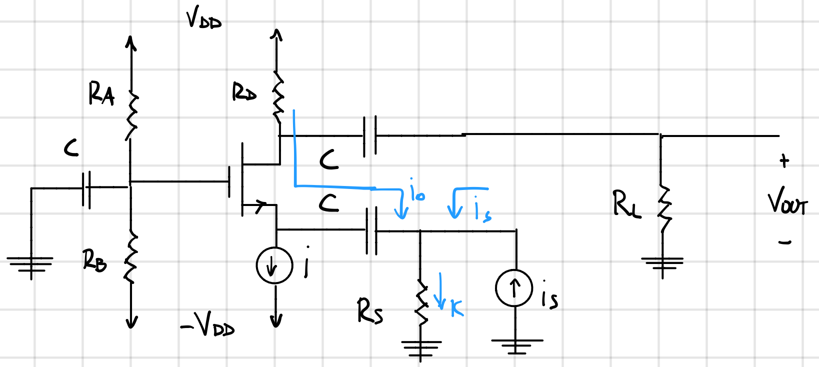
$$V_1 = R_1 \cdot i_1 = R_1 \cdot i_i = 1V$$

$$i_L = i_1 + i_2 = i_1 + {}^{V_1}/_{R_2} = 1 + {}^{1}/_{5} = 1.2$$

$$R_L = \frac{2}{1.2} = 1.66$$

Esercizio N° 3 anno 2013

Calcolare il guadagno di transresistenza V_{out}/i_S per piccoli segnali.



$i = 2\,mA$ $V_{DD} = 5V$
$V_T = 2V$ $K = 0.5$ $\lambda = 0$
$R_A = 2K\Omega$ $R_B = 8\,K\Omega$ $R_D = 1\,K\Omega$
$R_L = 3K\Omega$ $R_G = 100\,K\Omega$

Analisi statica

Suppongo il mos in saturazione $i = K(V_{GS} - V_T)^2 \rightarrow 2 = 0.5(V_{GS} - 2)^2 \rightarrow V_{GS} = 0 \lor \boxed{V_{GS} = 4}$

Per trovare V_G applico la sovrapposizione degli effetti tra + e $-V_{DD}$

V_{G1} ($-V_{DD}$ staccato) $= V_{DD}\left(\frac{R_D}{R_A+R_B}\right) = 4$
V_{G2} (V_{DD} staccato) $= -V_{DD}\left(\frac{R_A}{R_A+R_B}\right) = -1$

$V_G = 4 - 1 = 3 \longrightarrow V_S = 3 - 4 = -1V$

$I_D = i \longrightarrow \frac{V_{DD} - V_D}{R_D} = i \longrightarrow V_D = V_{DD} - i R_D = 5 - 2 = 3 \longrightarrow V_{DS} = 4 > V_{GS} - V_T = 2$ OK

$g_m = 2K(V_{GS} - V_T) = 2$

Analisi piccoli segnali

$V_{out} = -g_m V_{GS}(R_D // R_L)$

$V_G = 0V$

A differenza dei soliti casi i_S è su S.

$i_K = i_S + i_o$ (i uscita non quella del generatore)
$V_S = i_K \cdot R_S \longrightarrow i_K = V_S/R_S$

$V_S/R_S = i_S + i_o \longrightarrow V_S = (i_S + i_o) R_S$

$i_o = g_m V_{GS}$ (da V_{out}) $= -g_m V_S$ ($V_G = 0$)

$\rightarrow i_o = -(i_S + i_o) R_S \cdot g_m \Rightarrow i_o = -i_S R_S g_m - i_o R_S g_m \rightarrow i_o + i_o R_S g_m = -i_S R_S g_m \rightarrow i_o = -i_S \cdot \frac{R_S g_m}{1 + R_S g_m}$

$V_{out} = -i_o (R_D // R_L) = i_S \cdot \frac{R_S g_m}{1 + R_S g_m} \cdot \frac{R_D \cdot R_L}{R_D + R_L} = i_S \cdot \frac{200}{201} \cdot \frac{3}{4} \sim 0.7\, i_S$

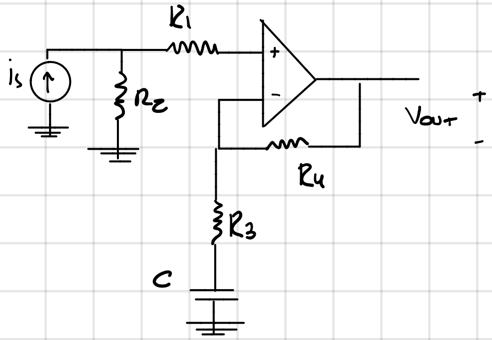
$A = V_{out}/i_S \sim 0.75$

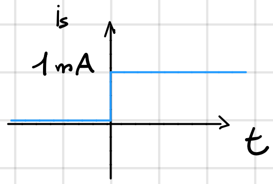
12 luglio 2010

Determinare V_{OUT} nel tempo e disegnare il grafico

$R_1 = 2k\Omega$ $R_2 = 2k\Omega$ $R_3 = 1k\Omega$ $R_4 = 4k\Omega$

$C = 1\mu F$ $L^+ = |L^-| = 12V$





- $t < 0 \rightarrow i_s = 0 \longrightarrow V_{OUT} = 0$
- $t = 0 \rightarrow i_s = 1mA$

$V_+ = i_s \cdot R_2 = 2V$ (R_1 viene "esclusa" perché essendo connessa all'amp. non crea caduta di tensione)

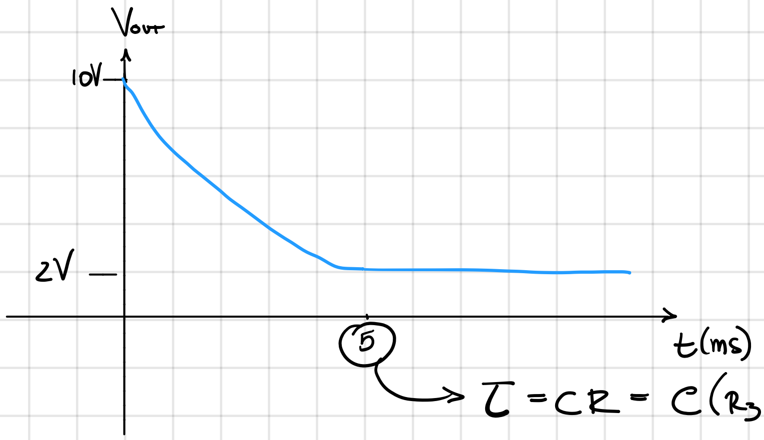
$V_{OUT} = V_+ \cdot A = V_+ \underbrace{\left(1 + R_4/R_3\right)}_{\text{guadagno conf. non invertente}} = 2 \cdot 5 = 10V$ (a condensatore scarico)

- $t > 0 \longrightarrow C$ si è caricato con $V_C = V_- = V_+ = 2V$ (R_3 esclusa come R_1 prima)

$V_{OUT} = V_{R4} + V_+$

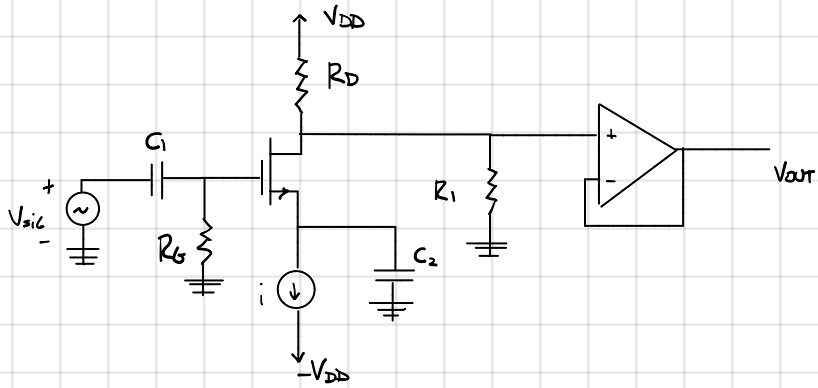
$V_{R4} = I_{R4} R_4$ ma $I_{R4} = I_{R3} = \frac{V^- - V_C}{R_3} = 0$ perché $V^- = V_C$

$\longrightarrow V_{OUT} = V_+ = 2V$



$\tau = CR = C(R_3 + R_4) = 5ms$

27 ottobre 2018



Calcolare R_D e R_1 per avere

- $V_{OUT} = 0V$
- $A_V = V_{OUT}/V_{sig} = -4$

$V_{DD} = 12V$ $\quad i = 2\,mA$

$R_G = 10k\Omega$ $\quad C = \infty$

$V_T = 2V$ $\quad K = 0.5$

Analisi statica

$V_G = 0$

Suppongo il mosfet in saturazione $\rightarrow i = 2 = 0.5(-V_S - 2)^2 \rightarrow 4 = V_S^2 + 4 + 4V_S \rightarrow V_S(V_S + 4) = 0$

$\rightarrow V_G = 0$ ✓ $\boxed{V_S = -4} \rightarrow V_{GS} = 4 > V_T$ ok

$g_m = 2K(V_{gs} - V_T) = 2$

$\frac{V_{DD} - V_D}{R_D} = i \rightarrow V_D = 12 - 2R_D$

$V_D = V_+ = V_- = 12 - 2R_D = 0 \rightarrow \boxed{R_D = 6\,k\Omega}$ $V_{DS} = +4 > V_{GS} - V_T$ ok

Analisi piccoli segnali

$V_G = V_{sig}$ $\quad V_S = 0$

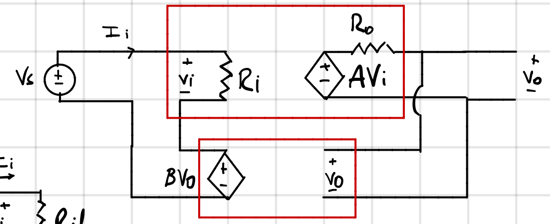
$$A_V = \frac{-V_{GS} \cdot g_m (R_D // R_1)}{V_{sig}} = \frac{-2\cancel{V_{sig}}(R_D // R_1)}{\cancel{V_{sig}}} = -4 \rightarrow \boxed{R_1 = 3\,k\Omega}$$

DOMANDE

AMPLIFICATORI

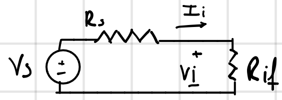
1) Quale dei 4 tipi fondamentali di controreazione è utilizzato nella progettazione di amplificatori di tensione? Come si modificano i valori delle impedenze d'ingresso e d'uscita dell'amplificatore controreazionato?

Si utilizza la controreazione SERIE - PARALLELO →



in cui, come in tutti i circuiti con controreazione ideale, il guadagno ad anello chiuso è $A_f = \frac{V_o}{V_s} = \frac{A}{1+AB}$

Usando la rappresentazione equivalente:

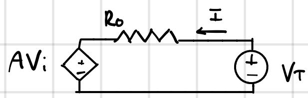


troviamo R_{if}

$$R_{if} = \frac{V_s}{I_i} = R_i \left(\frac{V_s}{V_i}\right) = R_i \left(\frac{V_i + ABV_i}{V_i}\right) = R_i \left(1 + AB\right) \longrightarrow$$ aumenta resistenza d'ingresso

Usando la rappresentazione equivalente

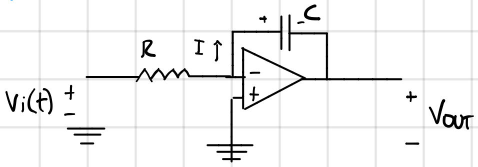
azzeriamo V_s e inseriamo un generatore di tensione V_T in uscita →



$$R_{of} = \frac{V_T}{I} = R_o \left(\frac{V_T}{V_T - AV_i}\right) = R_o \left(\frac{V_T}{V_T + ABV_T}\right) = R_o \left(\frac{1}{1+AB}\right) \longrightarrow$$ diminuisce resistenza uscita

→ importante

2) Circuito e funzionamento dell'integratore inverente con amplificatore operazionale.



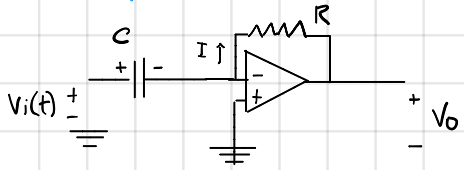
Il ccv impone $V_- = V_+ = 0V$ e quindi su R avremo una tensione pari a quella di ingresso.

La corrente che scorre sul condensatore è $I(t) = V_i(t)/R$.

All'istante t, partendo da 0, la carica di C sarà $\int_0^t I(t)\,dt$ con tensione $V_c(t) = \frac{1}{C}\int_0^t I(t)\,dt$ a cui sommiamo la tensione iniziale V_0 $\longrightarrow V_c(t) = V_0 + \frac{1}{C}\int_0^t I(t)\,dt$

In uscita abbiamo $-V_c(t) \longrightarrow V_{out} = -V_0 - \frac{1}{C}\int_0^t I(t)\,dt = -V_0 - \frac{1}{RC}\int_0^t V_i(t)\,dt$

3) Circuito e funzionamento del derivatore con amplificatore operazionale



Per il ccv ai capi di C abbiamo la tensione $V_i(t)$ e quindi la corrente che scorre su R sarà $I(t) = C\, dV_i(t)/dt$

$V_o = -V_R = -RC\, dV_i(t)/dt$

4) Quale delle due configurazioni dell'amplificatore operazionale (invertente e non) è più adatta per un amplificatore di tensione? Perché?

Per quanto riguarda il guadagno la scelta è ininfluente:

A_{Vi} = guadagno conf. invertente $= -R_2/R_1$

A_{VN} = guadagno conf. non invertente $= 1 + R_2/R_1$

$\Big] \rightarrow$ si regolano le resistenze per avere il guadagno desiderato

Ma un amplificatore di tensione richiederebbe anche una resistenza di ingresso idealmente infinita.
Nella conf. invertente quindi la resistenza di ingresso è R_1 e per avere poi un guadagno elevato R_2 deve essere ancora più grande $\longrightarrow$ impossibile
Nella conf. non invertente invece la resistenza d'ingresso è quella dell'amplificatore (idealmente infinita) che non incide sul guadagno

Quindi si usa la configurazione NON invertente.

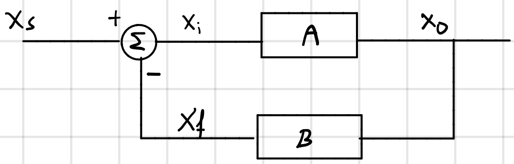
5) Spiegare perché si definisce "corto circuito virtuale" l'ingresso di un amplificatore operazionale e descriverne i limiti di validità.

In un amp. operazionale il guadagno di tensione è infinito
La tensione d'uscita è data dal prodotto del guadagno per la tensione differenziale.
Poiché la tensione d'uscita è limitata (non può essere infinita!) $\longrightarrow V_d = V^+ - V^- = 0 \longrightarrow V^+ = V^-$
Tutto questo è valido solo se l'amplificatore è in linearità.

6) Dimostrare che il prodotto banda-guadagno di un amplificatore controreazionato è costante

BANDA: $A(s) = \dfrac{A}{1+s/w} \longrightarrow A_f(s) = \dfrac{A(s)}{1+A(s)\beta} = \dfrac{A/1+AB}{1+s/\boxed{w(1+AB)}} \rightarrow w_f$

GUADAGNO:

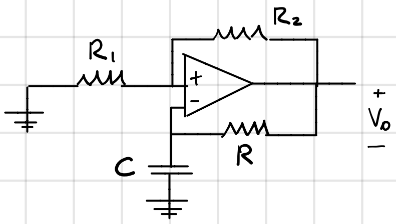


$X_i = X_s - X_f = X_s - BX_o = X_s - ABX_i \longrightarrow X_s = X_i(1+AB)$

$$A_f = \frac{X_o}{X_s} = \frac{AX_i}{X_i(1+AB)} = \frac{A}{1+AB}$$

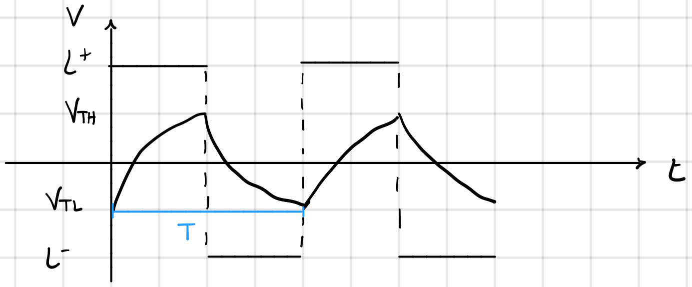
$$\Rightarrow A_f \cdot w_f = \frac{A}{\cancel{1+AB}} \cdot w(\cancel{1+AB}) = A \cdot w \longrightarrow \text{costante!}$$

CONTROREAZIONE POSITIVA



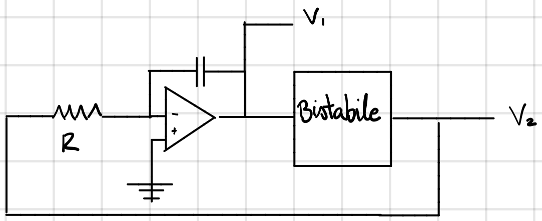
1) Schema e funzionamento del multivibratore astabile

Se l'uscita è L^+ allora C si carica, attraverso R, esponenzialmente con curva $\tau = RC$. Intanto $V_+ = \beta L^+$.
Quando la tensione di C raggiunge V_{TH}, il multivibratore commuterà modificando $V_o = L^-$ e $V_+ = \beta L^-$
Ora il condensatore inizierà a scaricarsi fino a V_{TL}. A quel punto il multivibratore commuta ancora tornando al punto di partenza.
Dal grafico della tensione questo circuito prende il nome di generatore di onda quadra



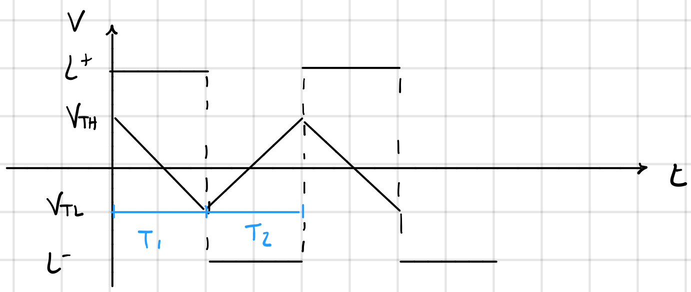
$$T = 2\tau \ln\left(\frac{1+\beta}{1-\beta}\right)$$

2) Disegnare e descrivere il funzionamento di un multivibratore astabile per la generazione di onde triangolari



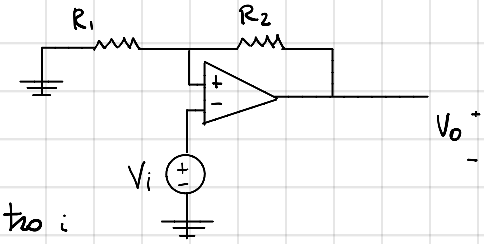
Il circuito funziona perché il bistabile controreazionato genera un onda quadra, che ha come valori $V_2 = L^+$ o $V_2 = L^-$, che viene riportata come ingresso invertente dell'integratore la cui uscita è un onda triangolare.

Quando $V_2 = L^+$ si avrà una corrente $i = L^+/R$ che scorre su R e attraverso C fa decrescere V_1 linearmente con pendenza $\tau = -L^+/RC$
Quando V_1 raggiunge V_{TL} il bistabile commuta $V_2 = L^-$. La corrente sarà ora $i = |L^-|/R$ e farà aumentare V_1 linearmente con pendenza $\tau = |L^-|/RC$ fino a V_{TH}, ovvero quando il bistabile commuta di nuovo ritornando al caso iniziale.

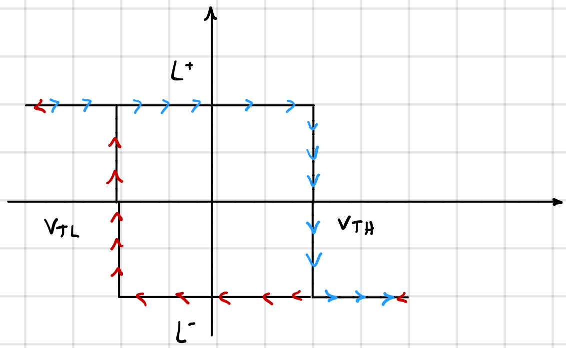


$$T_1 = RC\,\frac{V_{TH} - V_{TL}}{L^+}$$
$$T_2 = RC\,\frac{V_{TL} - V_{TH}}{L^-}$$

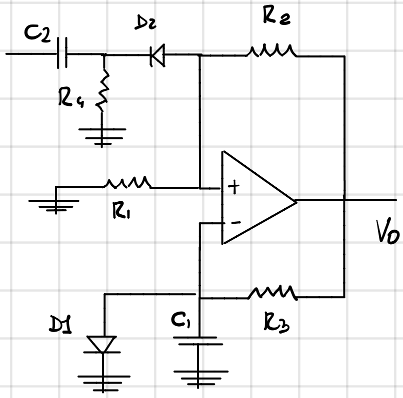
3) Schema e funzionamento del trigger di Schmitt



Supponiamo $V_o = L^+$. Allora $V_+ = L^+ \frac{R_1}{R_1+R_2} = \beta L^+$.
Finché $V_+ > V_- = V_i$ non succede nulla.
Se V_i supera V_+ si viene a creare una tensione negativa tra i due morsetti, che viene amplificata e riflessa in uscita portando l'amplificatore in saturazione negativa (V_{TL}) con $V_o = L^-$ e $V_+ = \beta L^-$. Ulteriori aumenti di V_i non producono nessun effetto.
Se, in seguito, V_i scende sotto V_T, si genera una tensione positiva sui morsetti che viene amplificata e riflessa in uscita portando l'amplificatore in saturazione positiva (V_{TH}) con $V_o = L^+$ e $V_+ = \beta L^+$
V_i è detto TRIGGER.
Il cambio di stato a seconda del aumento o diminuzione del trigger è detto ISTERESI
L'uscita dipende anche dallo stato attuale chiamato ELEMENTO DI MEMORIA



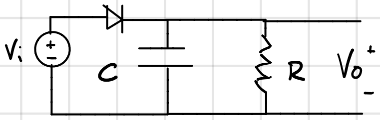
4) Schema circuitale e funzionamento di un generatore di impulsi realizzato tramite un multivibratore monostabile



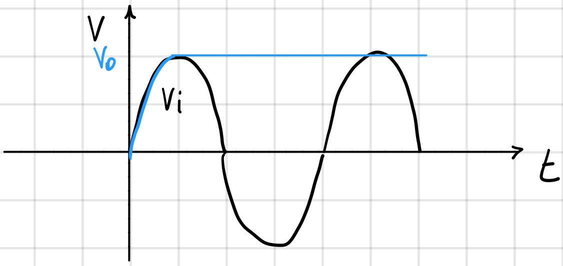
Il multivibratore monostabile ha uno stato stabile in cui rimane indefinitivamente e uno quasi stabile in cui si porta in seguito ad un trigger e in cui resta per un tempo predeterminato.
Nello stato stabile $V_o = L^+$ e $D1$, in conduzione grazie R_3, rende $V_- = V_{D1}$
Per costruzione $R_4 \gg R_1$ e quindi la corrente su $D2$ sarà molto piccola e questo permette di calcolare $V_+ = \beta L^+$
Il circuito rimane così finché $V_+ > V_-$
Un impulso negativo attraverso C_2 e D_2 provoca un abbassamento di V_+.
Se l'abbassamento è tale da rendere $V_+ < V_-$ si cambia stato.
V_o diventerà L^-, $V_+ = \beta L^-$ e $D2$ sarà interdetto.
Questo stato rimarrà finché V_+ non supera di nuovo V_-.
$D1$ reso interdetto dalla tensione negativa di uscita fa scaricare $C1$ verso L^- fino a quando V_+ sarà di nuovo maggiore di V_- ($=V_{C_1}$) facendo così commutare l'amplificatore: $V_o = L^+$, $V_+ = \beta L^+$ e $C1$ si carica fino ad accendere $D1$ portando il tutto allo stato stabile.

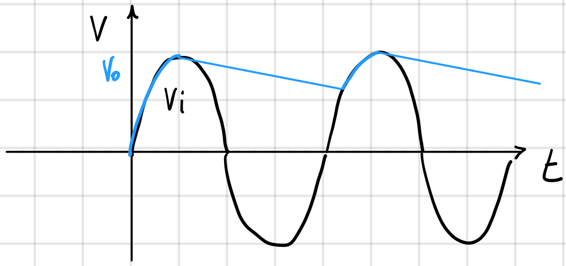
RADDRIZZATORI E FILTRI

1) Disegnare il circuito di un raddrizzatore con filtro capacitivo e spiegarne il funzionamento



Per spiegarne il funzionamento studiamo per ora il circuito privo di R. Se V_i è una sinusoide con picco V_p appena diventa positiva il diodo conduce e carica C fino a $V_o = V_c = V_i = V_p$. A questo punto V_i decresce, ma V_o rimane costante perchè C non può scaricarsi (manca R)





Se invece inseriamo anche R, C si scarica finchè V_i non torna positiva ricominciando il ciclo. Per evitare che C si scarichi troppo in fretta si sceglie una costante di tempo

$\tau = RC \gg T =$ periodo sinusoide

Al termine della scarica $V_o = V_p - V_R$

con V_R = tensione di Ripple $= V_p \dfrac{I}{f \cdot R \cdot C}$

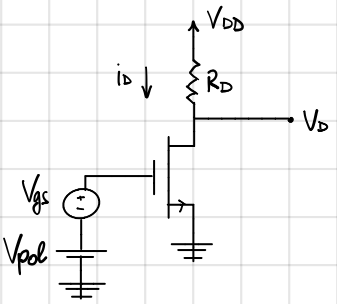
2) Dimensionare la capacità del filtro capacitivo per avere un ripple minore del 5% quando $V_i = 10V$, $f = 50Hz$ $R = 10k\Omega$.

- $V_R = 5\% (V_p) = \frac{5}{100} \cdot 10 = \frac{1}{2}$
- $V_R = V_p \cdot \frac{I}{fCR} = \frac{10}{50 \cdot 10 \cdot C}$ $\quad (I = 1)$

$\longrightarrow C = \dfrac{2}{50} = 0.04\,\mu F$

TRANSISTOR

1) Cosa si intende per "condizione di piccolo segnale" in un amplificatore mos ?



V_{GS} è composta da una tensione continua di polarizzazione V_{pol} e una di segnale V_{gs}. In saturazione $i_D = K(V_{GS} - V_T)^2$

$\rightarrow i_D = K(V_{pol} + V_{gs} - V_T)^2 = K(V_{pol}^2 + V_{gs}^2 + 2V_{pol}V_{gs} + V_T^2 - 2V_T V_{pol} - 2V_T V_{gs})$

$= KV_{gs}^2 + 2KV_{gs}(V_{pol} - V_T) + (V_{pol} - V_T)^2$

KV_{gs}^2 va eliminata perchè è una componente non lineare. Per renderla trascurabile facciamo in modo che $KV_{gs}^2 <<< 2K(V_{pol} - V_T)V_{gs}$

ovvero $V_{gs} <<< 2(V_{pol} - V_T) \longrightarrow$ condizione di piccolo segnale.

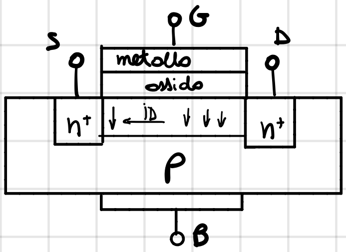
2) Ricavare l'espressione del parametro di transconduttanza per piccoli segnali (g_m) del transistor MOS a partire dal modello per grandi segnali.

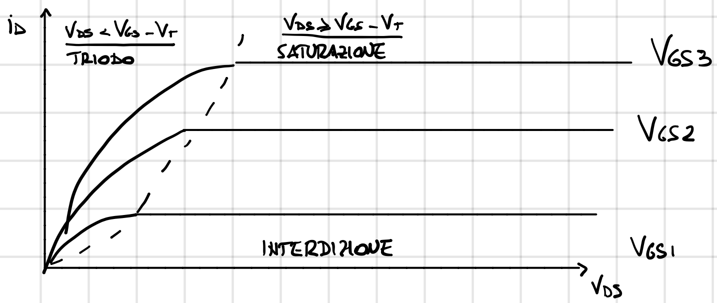
Quando la condizione di piccolo segnale è rispettata, la parte non lineare è trascurabile e

$i_D = K(V_{pol} - V_T)^2 + 2K(V_{pol} - V_T)V_{gs}$

Il parametro che mette in relazione i_D con V_{gs} è $2K(V_{pol} - V_T) = g_m$

3) Illustrare la struttura e il principio di funzionamento di un transistor MOS esplicitando le relazioni corrente-tensione nelle differenti zone di funzionamento





Applicando una V_{DS} positiva si viene a creare un canale composto da cariche negative tra S e D.

Quando $V_{GS} \geq V_T$, nel canale scorre una corrente, che per valori piccoli di V_{DS}, dipenderà dalla larghezza del canale stesso e quindi sarà proporzionale a $V_{GS} - V_T$

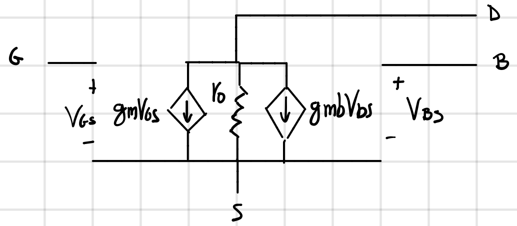
Aumentando V_{DS} il canale si assottiglia a ridosso del drain fino a strozzarsi (pinch-off) quando $V_{DS} \geq V_{GS} - V_T$: in questo caso il mosfet è in saturazione e la corrente è costante $\rightarrow i_D = K(V_{GS} - V_T)^2$

Se $V_{DS} < V_{GS} - V_T$ il mosfet è in triodo e la corrente sarà $i_D = K[2(V_{GS} - V_T)V_{DS} - V_{DS}^2]$

Se $V_{GS} < V_T$ il mosfet è in interdizione e non conduce corrente.

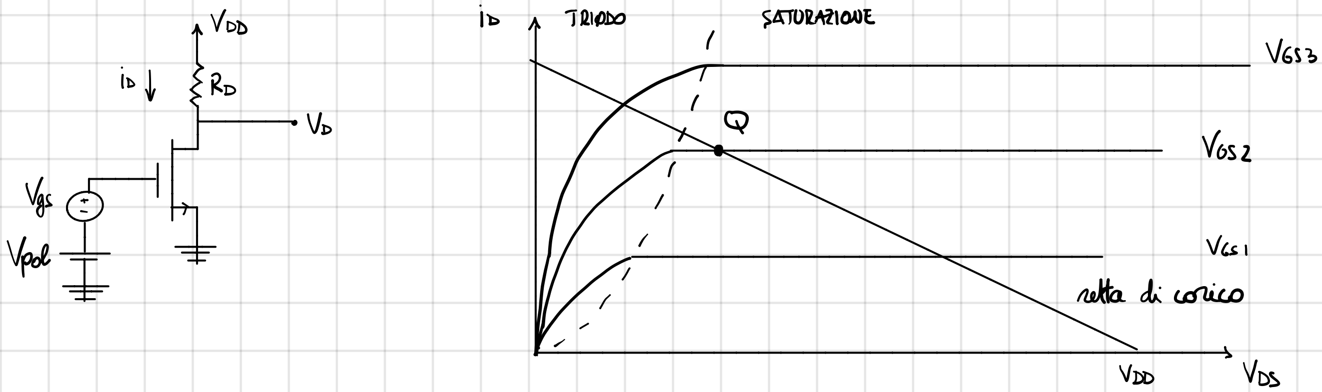
4) Cosa è l' "effetto body" in un transistor MOS e come si modifica il circuito equivalente per piccoli segnali?

L'effetto body rappresenta un aumento della tensione di soglia del transistor dovuto alla tensione di polarizzazione inversa tra S e B che si viene a creare quando S e B non sono allo stesso potenziale.
L'aumento di V_T implica un aumento di i_D anche se V_{GS} rimane invariata.
V_{BS} produce una componente della corrente di drain $g_{mb} V_{bs}$ con $g_{mb} = \chi\, g_m$ $(0.1 \leq \chi \leq 0.3)$



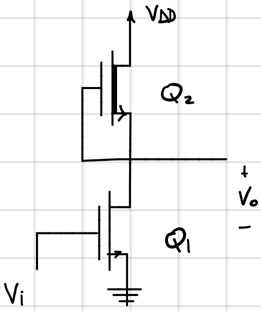
5) Disegnare e commentare la funzione di trasferimento di un amplificatore NMOS ad arricchimento

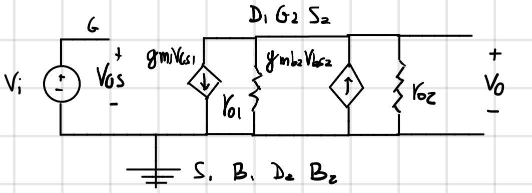
Q è il punto di lavoro e sarà sempre sulla curva corrispondente al valore corrente di V_{GS}.
La sua posizione è data dall'intersezione con la retta di carico $i_D = \frac{V_{DD}}{R_D} - \frac{V_{DS}}{R_D}$ con pendenza $-1/R_D$



In funzione del segnale in ingresso, Q si sposterà lungo la retta di carico poiché $V_{GS} = V_{pol} + V_{gs}$.
e di conseguenza cambieranno i valori di i_D e V_{DS}.
Per ottenere una amplificazione lineare, tuttavia, è necessario mantenere Q nella zona di saturazione.

6) Calcolare il guadagno di tensione per piccoli segnali di un amplificatore nmos con carico a svuotamento esplicitandone le relazioni corrente - tensione





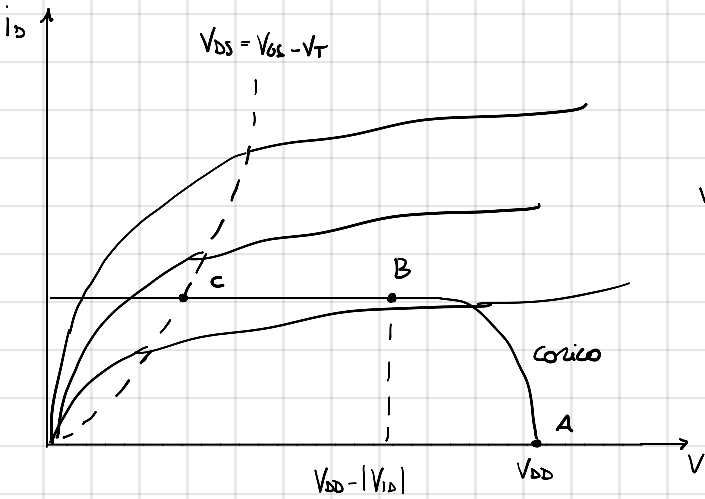
SENZA EFFETTO BODY:

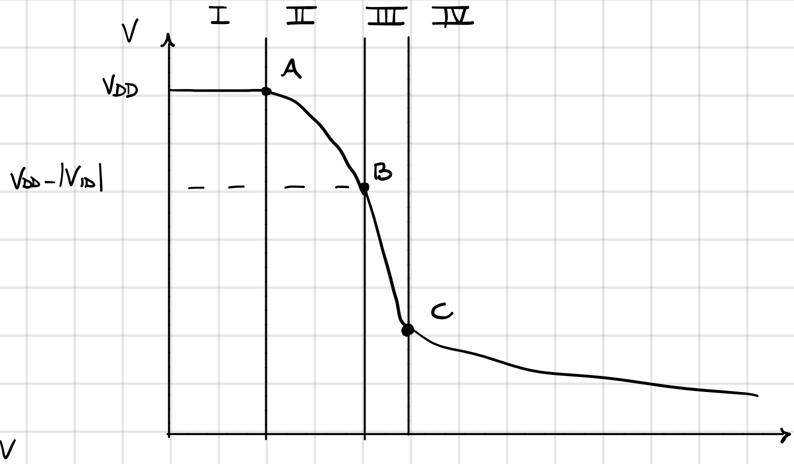
$$A_V = -g_{m1}(r_{o1} // r_{o2})$$

CON EFFETTO BODY IN Q2

$$A_V = -g_{m1}/g_{mb2} = -g_{m1}/g_{m2} \cdot \left(\frac{1}{\chi}\right)$$

Dato che $\frac{1}{g_{mb2}} <<< r_{o1}$ e r_{o2} posso approssimare escludendo le resistenze

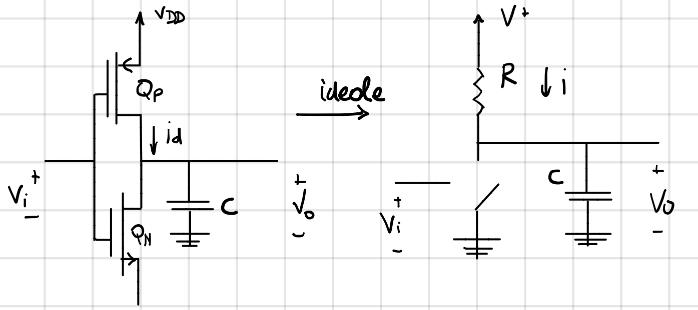


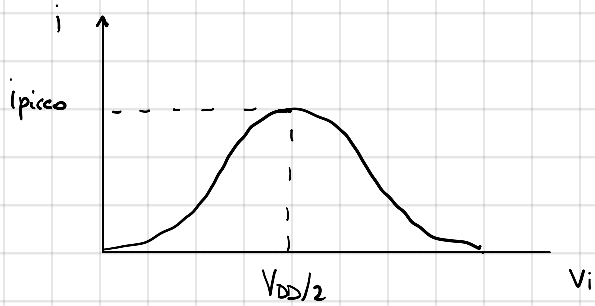


I $\begin{cases} Q_1 \text{ interdetto} \\ Q_2 \text{ triodo} \end{cases}$ II $\begin{cases} Q_1 \text{ saturazione} \\ Q_2 \text{ triodo} \end{cases}$ III $\begin{cases} Q_1 \text{ saturazione} \\ Q_2 \text{ saturazione} \end{cases}$ IV $\begin{cases} Q_1 \text{ triodo} \\ Q_2 \text{ saturazione} \end{cases}$

INVERTER

1) Consumo di potenza in un inverter CMOS (dinamica e statica)





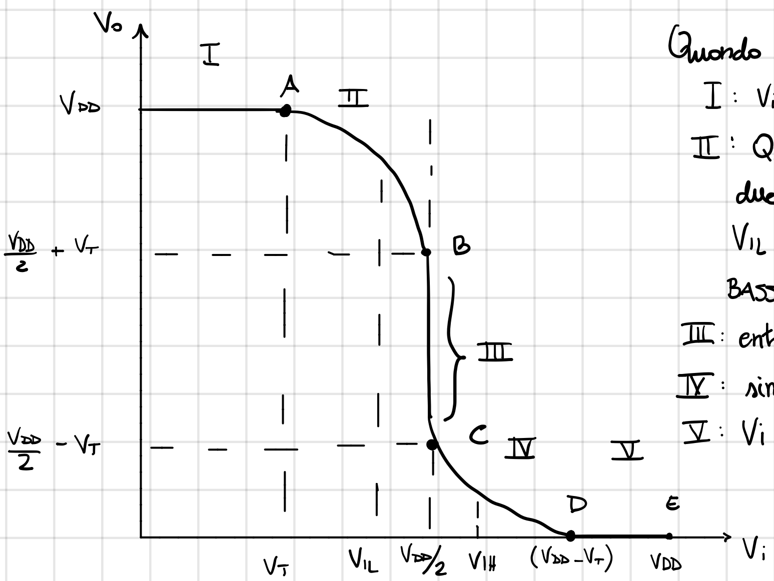
Supponiamo a $t=0$ l'interruttore chiuso e ingresso alto per avere C inizialmente scarico.
A $t>0$ facciamo scattare V_i al valore basso: l'interruttore si apre e V_o cresce verso V^+
la corrente di carica scorre su R_L producendo dissipazione.
$\mathcal{E} = \int V^+ i\, dt = V^+ \int i\, dt = V^+ Q = C V_+^2$ = energia alimentazione. Dato che l'energia iniziale del condensatore era nulla e ora è $\frac{1}{2} C V_+^2$ si conclude che l'energia dissipata è $\frac{1}{2} C V_+^2$.
Quando nella fase successiva V_i sarà alto, l'interruttore si chiude e il condensatore si scaricherà dissipando la stessa energia accumulata in precedenza. In un ciclo completo quindi la potenza dissipata DINAMICA TOTALE è $P_D = C V_+^2 f \longrightarrow$ frequenza = # cicli

Quando l'uscita è alta la potenza statica è nulla, mentre quando l'uscita è bassa la potenza statica è V_+^2/R
Se si assume che mediamente ci si trova per metà del tempo in uno dei due stati, la potenza media dissipata STATICA sarà $V_+^2/2R$

2) Commentare il dimensionamento geometrico dei due transistor

Poiché si vuole un comportamento simmetrico, si impone $K_N \left(\frac{W}{L}\right)_N = K_P \left(\frac{W}{L}\right)_P$
Di norma $\mu_N = 2.5\, \mu_P$ e poiché $W_P / W_N = \mu_N / \mu_P \longrightarrow W_P = 2.5\, W_N$.
Tale geometria fa sì che la corrente in pull-up sia pari a quella in pull-down

3) Disegnare e commentare la transcaratteristica dell'inverter CMOS



Quando Q_N e Q_P sono bilanciati la transcaratteristica è così formata
I: V_i inferiori a V_T, Q_N interdetto, Q_P conduce e $V_o = V_{DD}$
II: Q_N comincia a condurre e l'uscita è un intersezione delle due caratteristiche con Q_N in saturazione e Q_P in triodo.
V_{IL} corrisponde al massimo valore di V_i corrispondente al BASSO LOGICO
III: entrambi i MOS sono in saturazione
IV: simmetrico alla II con Q_P in saturazione e Q_N in triodo
V: $V_i > V_T$ e quindi Q_P è interdetto

4) Spiegare perché il prodotto potenza dissipata per tempo di ritardo (prodotto ritardo-potenza) è un fattore di merito di un inverter logico

Il prodotto ritardo-potenza rappresenta l'energia consumata per effettuare una operazione logica.
È utilizzato per confrontare le prestazioni delle differenti configurazioni logiche.
Minore è meglio è.

$PDP = P \cdot t_p$ $\begin{cases} \text{per diminuire } P \text{ aumento } R \\ \text{per diminuire } t_p \text{ diminuisco } R \end{cases}$

5) Calcolare i margini di rumore di un inverter logico CMOS

$NM_H = V_{OH} - V_{IH} = V_{DD} - V_{IH}$

$NM_L = V_{IL} - V_{OL} = V_{IL} - 0$

V_{IH} si trova nella zona IV della transcaratteristica con Q_N in triodo e $i_{DN} = K_N\left[2(V_I - V_{TN})V_O - V_O^2\right]$
e con Q_P in saturazione e $i_{DP} = K_P(V_{DD} - V_I - |V_{TP}|)^2$
Considerando simmetrico il funzionamento, eguagliamo le due correnti e deriviamo ambo i lati per V_i

- $2(V_i - V_T)V_o - V_o^2 = (V_{DD} - V_i - V_T)^2$
- $\underbrace{2(V_i - V_T)\frac{dV_o}{dV_i} + 2V_o}_{\text{derivata di un prodotto}} \underbrace{- 2V_o\frac{dV_o}{dV_i}}_{\text{considero } V_o \text{ una funzione in } V_i \,\to\, n \cdot base^{n-1} \cdot \text{derivata base}} = -2(V_{DD} - V_i - V_T)$

$V_i = V_{IH}$ e $\frac{dV_o}{dV_i} = -1 \longrightarrow V_o = V_{IH} - \frac{V_{DD}}{2}$

Sostituendo V_o nella prima equazione con $V_i = V_{IH} \longrightarrow V_{IH} = \frac{1}{8}(5V_{DD} - 2V_T)$

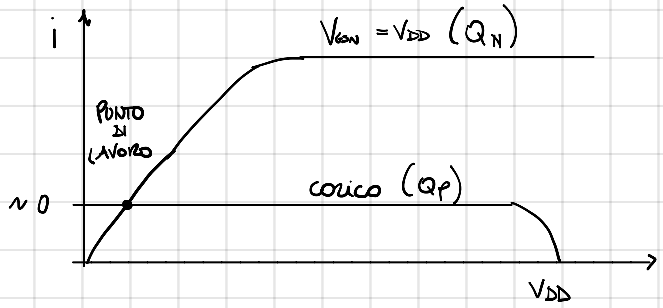
Per simmetria troviamo V_{IL}: $V_{IH} - \frac{V_{DD}}{2} = \frac{V_{DD}}{2} - V_{IL} \longrightarrow V_{IL} = \frac{1}{8}(3V_{DD} + 2V_T)$

$$\left.\begin{array}{l} NM_L = \frac{1}{8}(3V_{DD} + 2V_T) \\ NM_H = V_{DD} - \frac{1}{8}(5V_{DD} - 2V_T) = \frac{1}{8}(3V_{DD} + 2V_T) \end{array}\right] \longrightarrow \text{stessi margini di rumore}$$

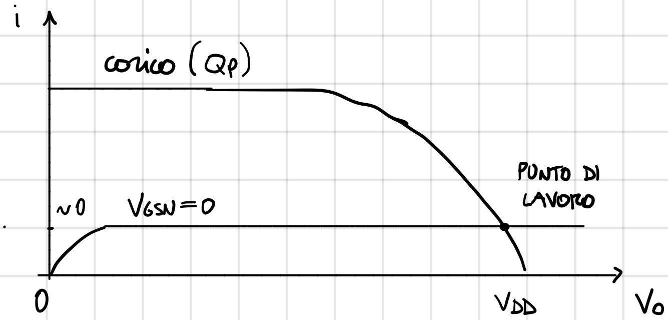
6) Disegnare come si muove il punto di lavoro di un inverter CMOS durante le due commutazioni.

Ci sono due casi di lavoro, 1 logico e 0 logico.
Q_P è considerato come carico, ma per simmetria potremmo fare anche il contrario.

- $V_i = V_{DD} \rightarrow$ 1 logico



$V_{SGP} = 0 < |V_T|$ e quindi la curva è una retta a corrente quasi nulla.
Il punto di lavoro è l'intersezione tra le due curve con corrente quasi nulla e tensione prossima a 0 e questo implica una dissipazione di potenza molto piccola.

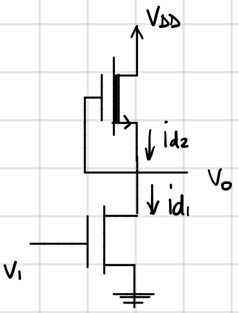


- $V_i = 0 \rightarrow$ 0 logico

La curva di Q_N è una retta a corrente quasi nulla.
Nel punto di lavoro la tensione è V_{DD} con corrente quasi nulla e quindi la dissipazione di potenza è molto contenuta.

In conclusione l'inverter CMOS si comporta come un elemento logico ideale: la tensione d'uscita è 0 o V_{DD} e la dissipazione è nulla.

7) Disegnare il circuito di un inverter NMOS con carico a svuotamento e commentare il suo consumo di potenza statica e dinamica.

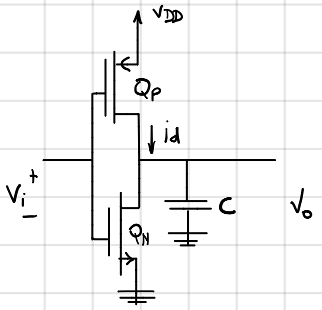


$P_{Dinamica}$ = energia fornita dall'alimentazione che carica le capacità parassite $= V_{DD}^2 C$

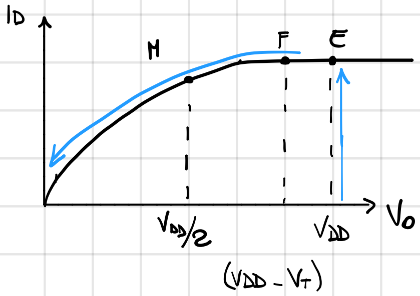
$$P_{statica} \begin{cases} V_o = V_{OH} \rightarrow P_S = 0 \\ V_o = V_{OL} \rightarrow V_{DD}\, I_d = V_{DD}\left[K_2 (V_{GS2} - |V_{T2}|)^2\right] \end{cases}$$

$$= \frac{1}{2}\left(P_S(1) + P_S(0)\right) = \frac{1}{2} V_{DD} K_2 |V_{T2}|^2$$

8) Struttura e funzionamento dinamico di un inverter CMOS, confrontare tra loro i tempi di ritardo H-L e L-H utilizzando il luogo dei punti di lavoro nelle due commutazioni.



A differenza del NMOS i tempi di salita e discesa sono uguali. Consideriamo il CMOS in figura con un impulso in ingresso con tempi di salita e discesa nulli. Essendo i due transistor simmetrici, i tempi di salita e discesa saranno uguali e basta quindi studiare una sola commutazione. (accensione)



Il punto di lavoro segue la freccia blu

- $t = 0^-$: $V_o = V_{DD}$ e il condensatore è carico a tale valore
- $t = 0$: $V_i = V_{DD}$ immediatamente, Q_p interdetto
- $t = 0^+$ (E) : Q_N in saturazione. Quando C si scarica la corrente su Q_N è costante fino a $V_o = V_{DD} - V_T$ (F)

L'intervallo tra E ed F è $t_{PHL1} = \frac{C[V_{DD} - (V_{DD} - V_T)]}{K_N (V_{DD} - V_T)^2} = \frac{C V_T}{K_N (V_{DD} - V_T)^2}$

Oltre F Q_N è in triodo $(V_o < V_{DD} - V_T)$: $i_d = k(2(V_i - V_T)V_o - V_o^2)$ e $i_d \cdot dt = -C \cdot dV_o$

$\rightarrow 2k[(V_{DD} - V_T)V_o - \frac{1}{2}V_o^2]\,dt = -C\,dV_o$

$\rightarrow -K/C\; dt = \frac{dV_o}{-2(V_{DD} - V_T)V_o + V_o^2} = \frac{1}{2(V_{DD} - V_T)} \cdot \frac{dV_o}{\frac{V_o^2}{2(V_{DD} - V_T)} - V_o}$

A noi interessa arrivare nel punto in cui $V_o = V_{DD}/2$ perciò integriamo nell'intervallo tra $V_{DD} - V_T$ e $V_{DD}/2$

$$-K/C\; t_{PHL2} = \frac{1}{2(V_{DD} - V_T)} \int_{V_o = V_{DD} - V_T}^{V_o = V_{DD}/2} \frac{dV_o}{\frac{V_o^2}{2(V_{DD} - V_T)} - V_o}$$

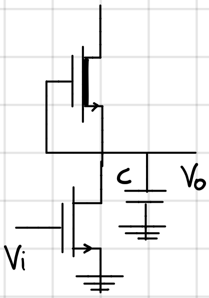
Sapendo che $\int \frac{dx}{ax^2 - x} = \ln\left(1 - \frac{1}{ax}\right)$ otteniamo: $t_{PHL2} = \frac{C}{2K(V_{DD} - V_T)} \ln\left(\frac{3V_{DD} - 4V_T}{V_{DD}}\right)$

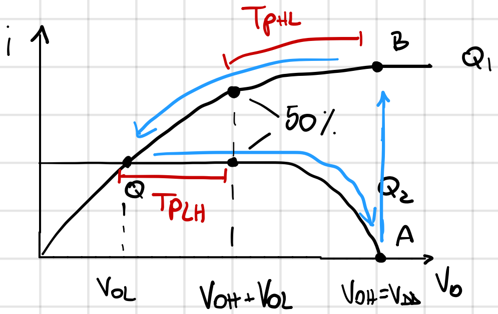
$$t_{PHL} = t_{PHL1} + t_{PHL2} = \frac{C}{K(V_{DD} - V_T)}\left[\frac{V_T}{(V_{DD} - V_T)} + \frac{1}{2}\ln\left(\frac{3V_{DD} - 4V_T}{V_{DD}}\right)\right]$$

$V_t \sim 0.2 \longrightarrow t_{PHL} = \frac{0.8C}{K V_{DD}}$ $\quad (K = K_N)$

L'analisi del processo di spegnimento porta ad un t_{PLH} uguale, ma con $K = K_p$

9) Tempi di ritardo di un inverter NMOS con carico a svuotamento utilizzando il luogo dei punti di lavoro nelle due commutazioni.





Inizialmente $V_i = V_{OL}$ e $V_o = V_{OH}$.
Quando $V_i = V_{OH}$ Q_1 conduce e il punto di lavoro passa da A a B istantaneamente per poi passare a Q quando $V_o = V_{OL}$.
Quando $V_i = V_{OL}$ il punto di lavoro passa da Q ad A.

Un inverter NMOS non risponde istantaneamente alle variazioni in ingresso, ma ho un ritardo dato dalla media tra il tempo che impiega l'ingresso a passare dal valore iniziale al 50% dell'uscita e il tempo per passare dal 50% al valore finale

T_{PHL} è il tempo necessario a scaricare il condensatore da V_{DD} a $\frac{V_{DD}+V_{OL}}{2}$

$$T_{PHL} = C \cdot \frac{V_{DD} - \frac{V_{DD}+V_{OL}}{2}}{K_1 (V_{DD}-V_{T_1})^2} = \frac{C(V_{DD}-V_{OL})}{2K_1 (V_{DD}-V_{T_1})^2} \qquad \begin{cases} Q_1 \text{ sat.} \\ Q_2 \text{ triodo} \end{cases}$$

T_{PLH} è il tempo necessario a caricare il condensatore da V_{OL} a $\frac{V_{DD}+V_{OL}}{2}$

$$T_{PLH} = \frac{C\left(\frac{V_{DD}+V_{OL}}{2} - V_{OL}\right)}{K_2 V_{T_2}^2} = \frac{C(V_{DD}-V_{OL})}{2K_2 V_{T_2}^2} \qquad \begin{cases} Q_1 \text{ int.} \\ Q_2 \text{ sat.} \end{cases}$$

$$T_{PLH}/T_{PHL} = \frac{C\cancel{(V_{DD}-V_{OL})}}{\cancel{2}K_2 V_{T_2}^2} \cdot \frac{\cancel{2}K_1 (V_{DD}-V_{T_1})^2}{\cancel{C(V_{DD}-V_{OL})}} = \frac{K_1}{K_2} \cdot \frac{(V_{DD}-V_{T_1})^2}{V_{T_2}^2} > K_1/K_2 \longrightarrow T_{PHL} \ll T_{PLH} \longrightarrow t_p = \frac{1}{2} T_{PLH}$$