giampiero.decesare@uniroma1.it 21/02/2017

Prof. Giampiero de Cesare

1. Ricevimento: Mercoledì 10:00-13:00 DIET 4° piano

Testo: SEDRA/SMITH Circuiti per la microelettronica

Esame: prova scritta → {circuito da analizzare
2 domande di teoria

Voto da 15 a 17 → ORALE OBBLIGATORIO

CORSO

Approccio TOP-DOWN: partiamo dagli amplificatori fino ad arrivare ai transistor.

Un sistema elettronico è un insieme di elementi elettronici di base e soddisfa delle specifiche di progetto.

Ogni bit memorizzato prevede un transistor: elemento di base

Tecnologia integrata → chip fatto da miliardi di transistor

Il numero di transistor all'interno del chip determina le capacità del sistema: più transistor = più potenza

I Transistor: dispositivo in grado di potenziare un segnale entrante. Il segnale è dello stesso tipo, ma viene amplificato.

I transistor sono su un substrato di silicio. Prima se ne potevano mettere pochi, oggi miliardi per chip.

Legge di Moore: i transistor in un chip raddoppiano ogni anno e mezzo, il costo dimezza ogni 3 anni. Vedi slide.

Più è piccolo il chip, più è probabile che funzioni, perché è meno probabile che sul chip cada un granello di polvere o fattori che ne compromettono le componenti.

Oggi le distanze tra le componenti di chip sono decine di nm

Livello di Integrazione

È la sigla che indica il numero di dispositivi per chip.
Se riduco le dimensioni aumento la capacità del sistema, e riduco anche i tempi di attesa. Questo perché bit 0 = 0 volt, bit 1 = 5 volt ma per passare da 0 a 1, e quindi da 0 a 3 volt ci vuole del tempo, ma se il componente è piccolo è più veloce la risposta.
In sostanza: più sono piccoli i transistor, più è alta la frequenza di clock.

Quindi le nostre scelte di progetto si focalizzano sul <u>ridurre il più possibile le dimensioni</u>.
Un aspetto importante è il calore: per effetto Joule il circuito si riscalda, quindi più è piccolo e meno produce calore. Se non c'è un adeguato scambio termico, il chip si riscalda sempre più e il filo si fonde!
Quindi il chip deve ridurre l'emissione di calore, deve usare meno potenza possibile. Le scelte di progetto in sostanza vertono al chip di minor dimensione possibile e che richiede meno potenza.

TRADUZIONE DELL'INFORMAZIONE

Supponiamo di avere un termometro con un display.
La temperatura deve essere trattata con un sistema elettronico, quindi deve essere trasformata in un **segnale**, per questo ci sono i <u>SENSORI</u>. Devo quindi trasformare il param. fisico in segnale elettrico.
Una volta avuto il segnale, esso deve essere amplificato, senza però distorcerlo, e poi si deve trasmettere. Stiamo parlando del caso generale, non più della temperatura.
Un sistema elettronico è fatto quindi da: sensori, sistema di elaborazione, attuatori.
Importante: il segnale entrante nel sistema di elaborazione è misurato o in tensione o in corrente, non lo decido io, fa parte delle specifiche

Il tipo di sensore è determinato dalla trasduzione che devo f
Per la luce scelgo il fotosensore, per i movimenti l'accelerometro
ecc...

Attuatori

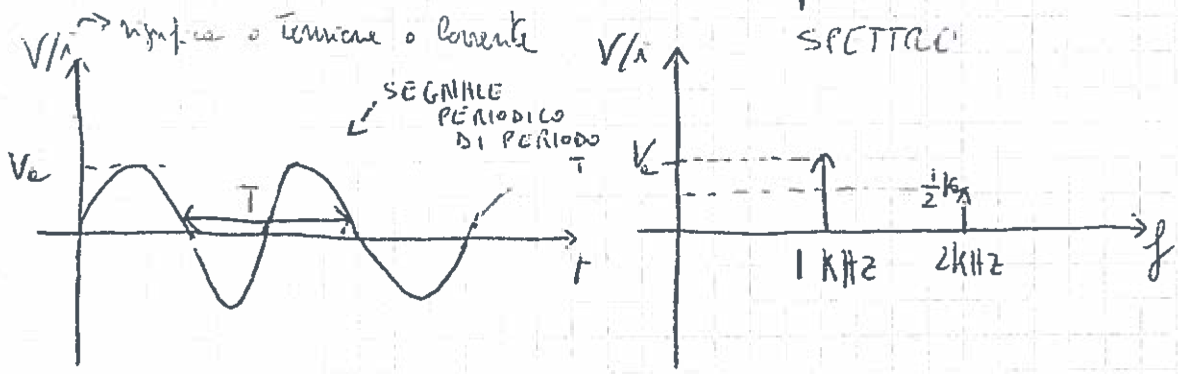
Attuano la trasduzione desiderata. Fatta la trasduzione ho l'informazione sotto forma di segnale elettrico misurato in corrente o tensione.

<u>Tensione</u>: differenza di potenziale tra due punti A e B
<u>Corrente</u>: flusso di elettroni, ha un verso. Va da pot+ a pot−
Il parametro fisico è stato quindi trasformato in un segnale dipendente dal tem
V.
Forma d'<u>onda sinusoidale</u>: è determinata dalla frequenza.
Una **certa nota corrisponde ad** una certa frequenza.
L'onda è caratterizzata da <u>frequenza</u> e <u>ampiezza</u>
L'amplificatore prende il segnale, una nota, e fa uscire la stessa nota <u>amplificata</u>: la frequenza è la stessa, l'ampiezza aumenta. Se cambia la frequenza allora ho distorto il segnale e quindi l'amplificatore, più distorce e meno è buono.

Segnale periodico: forma d'onda che si ripete in intervalli di tempo. L'intervallo di tempo è il periodo.

Segnale ad onda $\xrightarrow{\text{Fourier}}$ Segnale a spettro
$v(t)$: dominio del tempo $\qquad$ $V(\omega)$ dominio della frequenza
Sostanzialmente ho che qualsiasi segnale periodico abbia, lo posso rappresentare come somma di tante singole sinusoidi.
Vedi legame tempo-frequenza nella pagina dopo.

La frequenza indica il tempo di variazione della tensione: più è alta la frequenza e più veloce varia la tensione.
Più aumenta la frequenza, più il dispositivo deve essere capace di stare dietro all'onda e quindi deve essere capace di far variare la tensione più velocemente.
Il circuito però ha un limite alla frequenza che può trattare, se il segnale supera questo limite il circuito si perde delle informazioni, anzi il segnale non lo vede proprio.
Banda passante: intervallo di frequenza che il sistema riesce a trattare. Ogni circuito ha una banda passante
Maggiore è la banda passante, meglio funziona il sistema.
Frequenza e ampiezza sono inversamente proporzionali.
Legame Tempo-Frequenza
Più è alta la velocità con cui cambia il segnale, più deve essere alta la banda passante.



Cioè se il periodo è 1 millisec, il corrispondente della frequenza è 1 KiloHertz, e quindi sul grafico della frequenza vedo una freccia verso l'alto a un KiloHertz.

Segnali Analogici
È un segnale continuo, cioè le ampiezze variano da $-V_o$ a $+V_o$ con continuità. La sinusoide è un segnale analogico.
Segnali Digitali
Sparisce la continuità che abbiamo nei segnali analogici.
Un segnale digitale da 0 o 1, cioè 0 Volt o 5 Volt, in qualunque

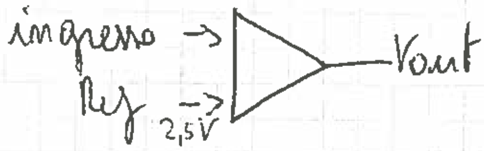
istante la misura.

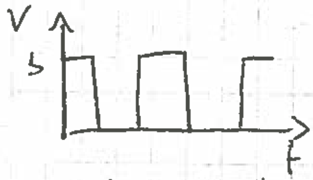
Quindi nei segnali digitali mi perdo delle informazioni.

Un segnale attraversa varie fasi e durante queste fasi subisce trasformazioni a causa di rumori.

La differenza tra segnale analogico e digitale è che la degradazione del segnale digitale dovuta ai rumori è RECUPERABILE.

Introduco un circuito comparatore.





v. $V_{out} = \begin{cases} 5V & \text{se } V_{in} > 2,5V \\ 0V & \text{se } V_{in} < 2,5V \end{cases}$

In pratica il circuito comparatore permette di digitalizzare un segnale analogico

Conversione analogico - digitale

Si campiona il segnale analogico, facendolo diventare discreto nel tempo. Ogni tot di tempo misuro quanto vale il segnale.

A questo punto devo discriminare le varie misurazioni prese e le faccio in forma binaria.

Il numero di bit utilizzati indicano il grado, i livelli.

Cioè con 2 bit ho 4 livelli di discriminazione.

In questi passaggi però commetto degli errori. Il numero di bit è soggetto ad un errore di quantizzazione.

4 bit $\rightarrow$ $2^4 = 16$ $\rightarrow$ $\varepsilon_q = 100/2^N \% = 6,25\%$

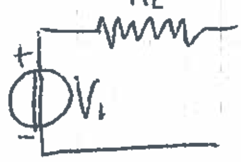
Il sistema, per distinguere tra 0 e 5 Volt, impiega del tempo, cioè il tempo di propagazione. Se ho un sistema molto efficiente, cioè ha un tempo di risposta breve, significa che riesce a campionare velocemente. Se voglio parole da 24 bit e il mio sistema ha un tempo di risposta di un microsecondo, se il segnale propaga più velocemente di 24 microsecondi mi perdo delle informazioni

Bipoli Lineari 23/02/2017

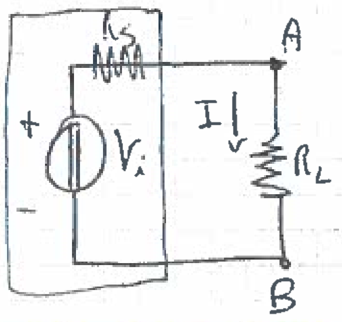
Sono elementi composti da 2 morsetti, ci accedo con 2 morsetti.
Possiamo avere un generatore di TENSIONE o di CORRENTE lineari perché il rapporto tra tensione e corrente è LINEARE, $V=Ri$

Generatore di tensione:

R_L -> L sta per LOAD



È un bipolo. Ai capi c'è la differenza di potenziale stabilita dal generatore stesso. Quello che cambia è la corrente che scorre all'interno del circuito, la tensione è quella decisa dal generatore, qualunque cosa io attacco al circuito.

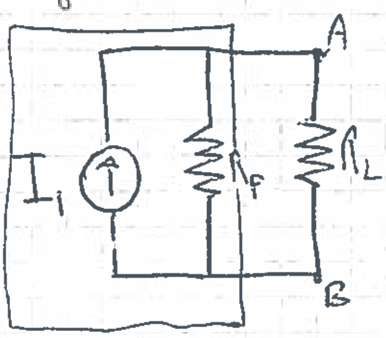


$V = RI$ la d.d.p tra A e B è quella decisa da V_i

R_s è la Resistenza Serie. Senza di essa il generatore è un generatore di tensione IDEALE.

Più è bassa R_s, più è IDEALE il generatore di tensione.

Generatore di corrente:



È il complementare del generatore di tensione

R_p è la Resistenza Parallelo.

Generatore e R_p stanno nella stessa scatola.

Ora è la corrente che comanda la legge di ohm

La d.d.p. tra A e B dipende dalla corrente I_i

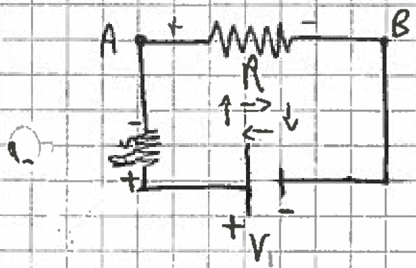
$I = \frac{V}{R}$ quindi con $\underline{R = 0 \text{ Ohm}}$ ho corto circuito, $R = \infty$ Ohm ho che non passa corrente.

↳ Cioè la tensione è 0 Volt, ovvero non c'è d.d.p. Corto circuito è quando ho un filo, senza bipoli sopra

Legge di Ohm

Ho che il potenziale di riferimento è quello 'ground', cioè a terra, potenziale 0. La tensione è sempre una DIFFERENZA DI POTENZIALE tra due nodi o punti.

→ caduta di potenziale

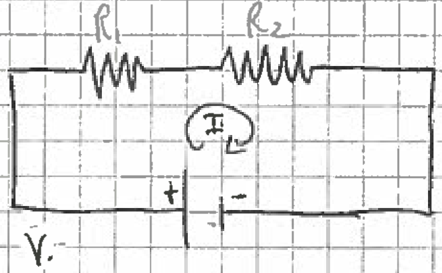


$V_{AB} = +RI$ (positiva)

$V_{BA} = -RI$ (negativa)

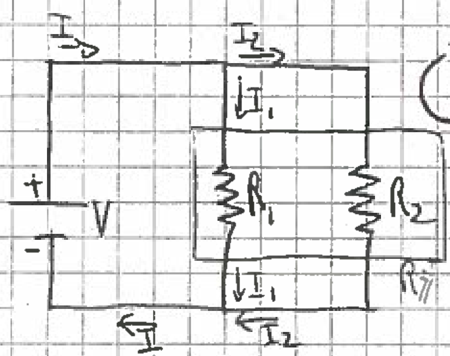
Questo perché V_{AB} è Potenziale in A − Pot in B e il potenziale in A è maggiore di quello in B

La corrente deve scorrere in una maglia, cioè se apro una maglia la corrente non scorre più.



- Due resistenze si dicono "in Serie" quando vi scorre la stessa corrente.

$\boxed{R = R_1 + R_2}$ → le posso vedere come una unica resistenza che è la somma delle due.



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

$\boxed{R_{//} = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}}$ → Resistenze parallelo.

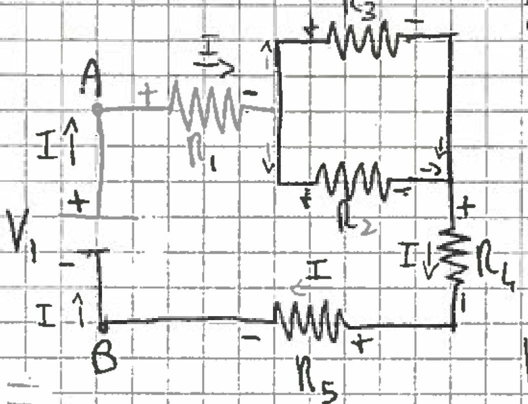
Per non sbagliarsi, devo sempre verificare che:

$[V] = [\Omega][A]$ $\qquad I = I_1 + I_2$

Leggi di Kirchhoff

1) La somma delle correnti entranti in un nodo è uguale alla somma delle correnti uscenti. $\Sigma I_i = 0$

Un nodo è un punto di incontro tra fili con lo stesso potenziale



2) Percorrendo tutto il circuito, la somma di tutte le d.d.p. deve fare 0.

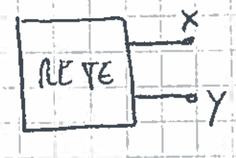
Le tensioni si sommano quando il − è connesso al +, si sottraggono in caso contrario. È più facile con le resistenze, cioè partendo da A, ho che in R_1 vado da + a − e quindi ho una CADUTA DI POT, quindi sottraggo

$V_1 - I_1R_1 - I_1R_{//} - I_1R_4 - I_1R_5 = 0$

$V_1 = I_1R_1 + I_1R_{//} + I_1R_4 + I_1R_5$

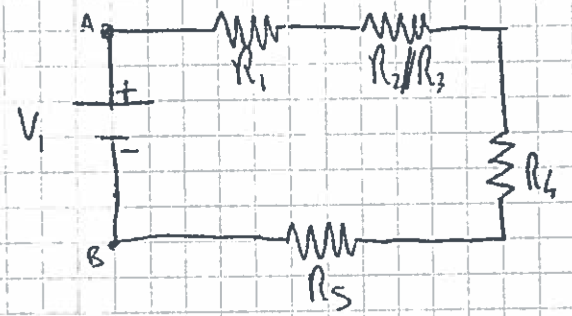
Teorema di Thevenin

Permette di rappresentare una parte di una qualsiasi rete elettrica con un generatore di tensione V e con una impedenza in serie Z, cioè posso vedere la rete come un generatore di tensione REALE.



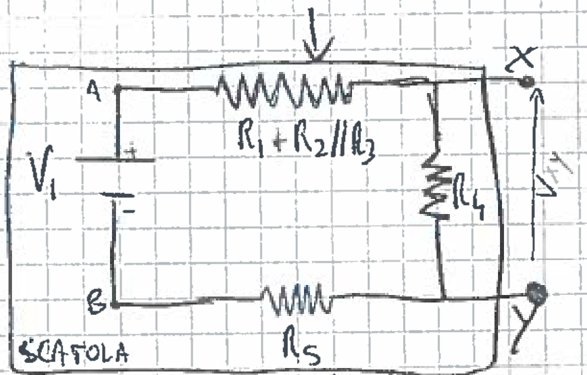
Cioè prendo la rete, ci attacco 2 morsetti X e Y e ne calcolo la differenza di potenziale V_{XY}

Prendendo la rete di prima...



Ho semplificato la parte in cui la corrente si divideva (2 resistenze parallele) in una unica resistenza $R_2//R_3$

Ora tutto questo circuito lo posso vedere come un generatore di tensione V_{xy} in serie ad una impedenza.



Devo calcolare il generatore $V_{XY} = V_{eq}$

$V_{xy} = I_4 R_4$ → devo trovare I_4

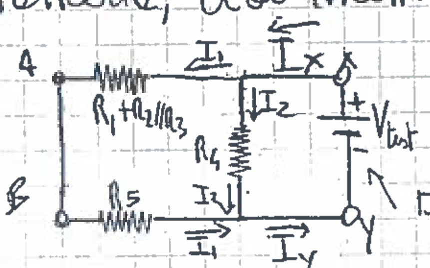
cioè la d.d.p tra x e y è uguale alla tensione ai capi di R_4

$I_4 = \frac{\text{tensione}}{\text{somma resistenze}}$ e quindi:

$$V_{xy} = R_4 I_4 = \frac{V_1 R_4}{R_1+(R_2//R_3)+R_4+R_5} = V_{eq}$$

→ perché le resistenze sono tutte in serie quindi vi scorre la stessa corrente erogata da V_1.

Per avere la Resistenza Equivalente devo cortocircuitare la batteria, cioè metto un filo al posto di V_1 e poi calcolo Req.



Ho annullato V_1, lo ho cortocircuitato, ora la d.d.p. tra A e B è 0. Devo trovare la R eq.

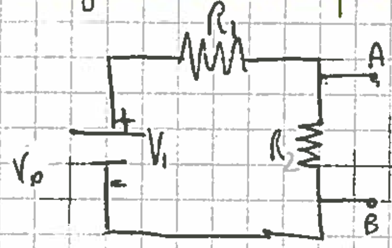
La Req è la resistenza totale che incontra una corrente andando da X a Y. R_1, $R_2//R_3$ e R_5 sono in serie perché scorre la stessa corrente I_1

$R_{eq} = R_4 // [R_1+(R_2//R_3)+R_5]$ → $V_{test} = R_{eq} I$

Teorema di Norton

È uguale a quello di Thevenin ma esprimo con un generatore di corrente, non di tensione. Ora la R_{eq} è in parallelo.
Questo però implica che devo misurare una corrente, quindi i due morsetti X e Y non possono stare così a vuoto, devo 'cortocircuitarli' cioè unirli, un filo che li unisce. R_{eq} si calcola sempre annullando le eccitazioni provenienti dai generatori.

Regola del partitore di tensione

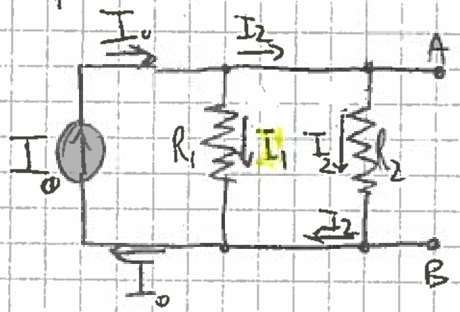


$$V = R \cdot I \rightarrow I = \frac{V}{R}$$

$$V_{AB} = V_{R_2} = \boxed{I} R_2 = \boxed{V_1 \frac{R_2}{R_1 + R_2}}$$

I è la corrente che scorre nella maglia, ed essendo R_1 e R_2 in serie, la corrente che vi scorre è la stessa ed è poi $= V_1/(R_1+R_2)$

Regola del partitore di corrente



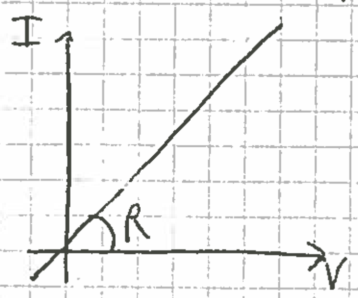
$$I_1 = \frac{V_{AB}}{R_1} = I_0 \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} \cdot \frac{1}{R_1} = \boxed{I_0 \frac{R_2}{R_1 + R_2}}$$

cioè per calcolare la d.d.p. tra A e B ho considerato R_1 e R_2 come una unica resistenza $R_1 /\!/ R_2$ e la $V_{AB} = I_0(R_1 /\!/ R_2)$

$$\boxed{I_2 = I_0 \frac{R_1}{R_1 + R_2}}$$

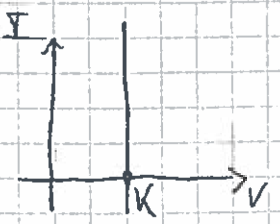
Rappresentazione grafica I-V

Per la legge di Ohm, tensione e corrente seguono la legge $V = RI$, quindi con un grafico I-V:



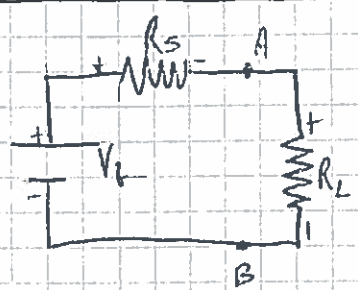
R è la pendenza della retta.
Questo è il caso del GENERATORE DI TENSIONE.
Essendo la dipendenza tra V e I LINEARE, il grafico contiene una RETTA.

Nel caso del GENERATORE DI CORRENTE so che la tensione è sempre la stessa indipendentemente dalla corrente



$V_{AB} = RI = K$

Ideale

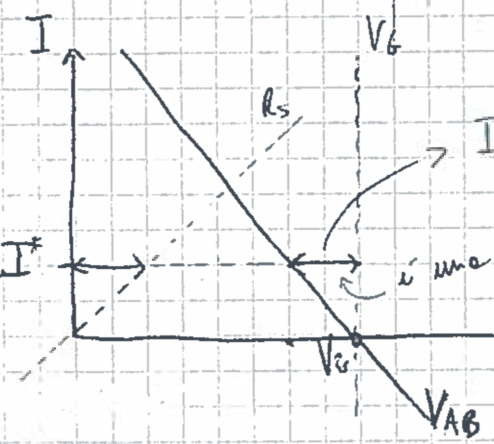


$$V_{AB} = V_G \frac{R_L}{R_L + R_S}$$

$$V_{AB} = V_G - I R_S$$

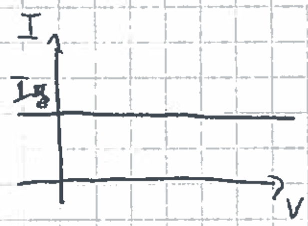
→ Sempre per la legge di Ohm:

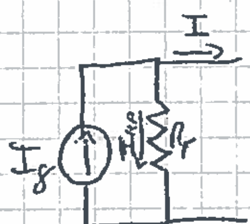
$$V_{AB} = R_L I = R_L \frac{V_G}{R_L + R_S}$$



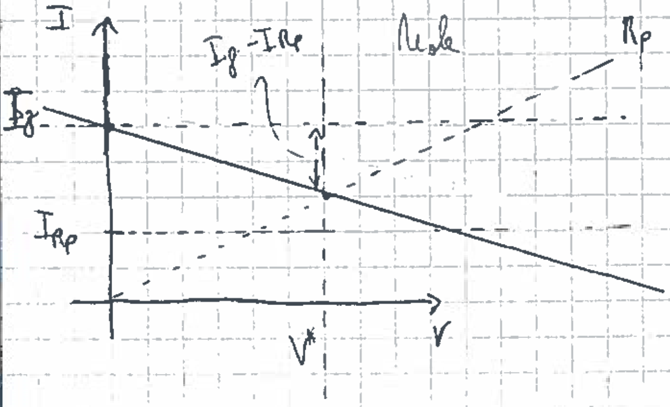
Per disegnare la retta V_{AB} mi bastano 2 punti:
Uno lo ottengo ponendo $I = 0$ e quindi ho che $V_{AB} = V_G$
L'altro lo ottengo ponendo $I = I^*$ e calcolando la caduta di potenziale $I^* R_S$.

Caso generatore di corrente





$I = I_g - I_{R_p}$

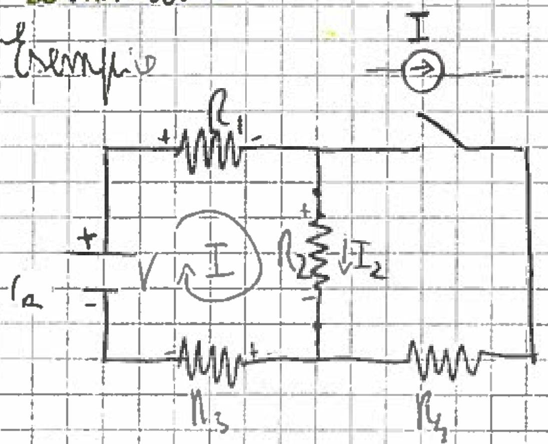


Per tracciare la retta servono 2 punti:
uno lo calcolo con $V = 0$ ottenendo $I = I_g$
L'altro lo trovo ponendo $V = V^*$ e quindi avrò una certa caduta di corrente su R_p

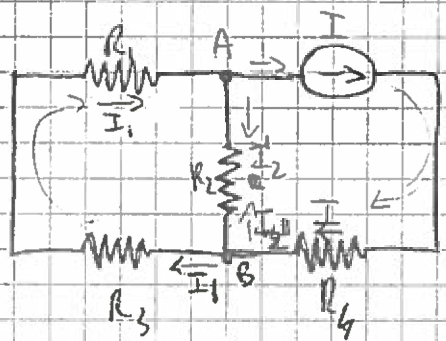
Teorema di sovrapposizione degli effetti

Afferma che in una rete lineare (costituita da bipoli lineari) la corrente in un elemento circuitale, o la tensione ai suoi capi è uguale alla SOMMA algebrica delle correnti o tensioni indipendentemente da ciascun generatore. Cioè in sostanza prendo gli effetti dei singoli generatori (annullando i restanti) e li sommo.

Esempio



Al posto del generatore di corrente (vedi slide) apro il circuito, questo per calcolare gli effetti del generatore di tensione. Ora la corrente nel seconda maglia non scorre.



Ora è l'opposto, voglio calcolare gli effetti del generatore di corrente, quindi cortocircuito il gen. di tensione

Insomma ogni volta che misuro l'effetto di un generatore devo mettere tutti gli altri a 0.

Per misurare su R_2:

- caso generatore tensione => apro il circuito e trovo che la corrente su R_2 è pari a:

$$I_2 = \frac{V}{R} = \frac{V}{R_1+R_2+R_3}$$

in particolare la corrente che scorre su R_2 è la stessa di quella su R_1 e R_3, perché sono in serie

- caso generatore corrente => cortocircuito il generatore di tensione:

$I = I_1 + I_2''$ $\quad I_2'' = I - I_1$ $\quad I_2 = V \cdot \frac{1}{R_1+R_2+R_3}$? ????

GENERATORI DIPENDENTI

28/02/2017

Quando la tensione ai capi di un generatore di tensione dipende da un qualcosa in qualche punto della rete; per il generatore di corrente è analogo.

generatore di tensione controllato in tensione
L'equazione è $V_g = \mu V_{AB}$ dove μ è un param. ADIMENSIONALE

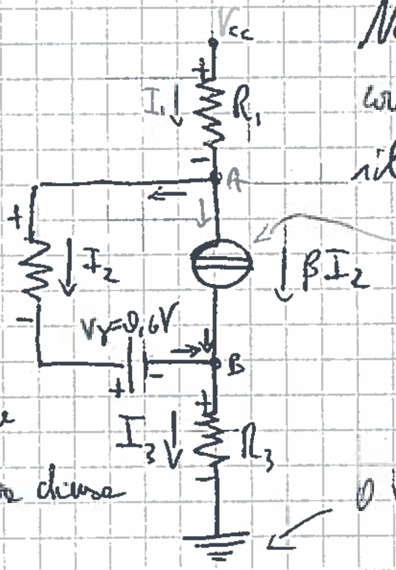
..... vedi Slide per gli altri casi

Ogni caso ha la sua equazione, ma le unità devono essere sempre uguali alle unità in sostanza.

Conduttanza: inverso della resistenza $\rightarrow \frac{1}{\Omega}$

Esempio: generatore di corrente dipendente

Vcc e Terra sarebbero attaccati ad una batteria ma per semplicità di disegno omettiamo sempre queste cose, ma il concetto è che la corrente può scorrere solo in una maglia chiusa



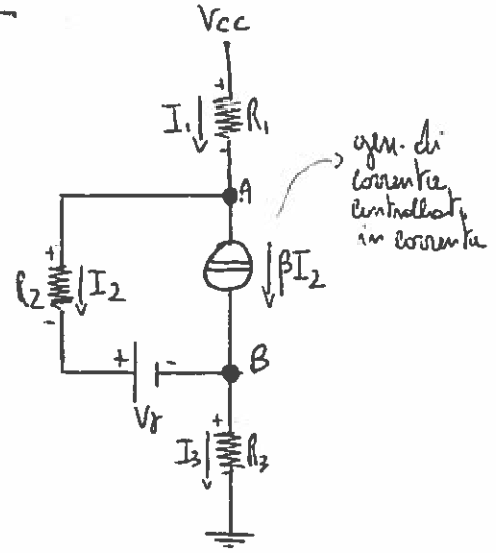
Nota: i generatori di tensione o corrente ci sono per alimentare il circuito stesso

gen. di corrente DIPENDENTE

0 Volt => si dice 'Terra'

Fare l'analisi significa trovare i valori di tutti i bipoli. Sostanzialmente se ho n bipoli mi servono n equazioni, dove le equazioni le prendo tramite di leggi e teoremi.
Una legge (eq. ai nodi) è che in un nodo la somma delle correnti entranti è uguale a quella delle correnti uscenti.
L'altra è l'eq. alla MAGLIA: partendo da un punto e tornando nel punto, la somma di

$V_\gamma = 0.6\,V$
$R_1 = 1\,K\Omega$
$R_2 = 2\,K\Omega$
$R_3 = 5\,K\Omega$
$V_{cc} = 12\,V$
$\beta = 99$



• Teo. Maglie:
$V_{cc} - I_1 R_1 - I_2 R_2 - V_\gamma - I_3 R_3 =$

• Teo. Nodi:
$I_1 = I_2 + \beta I_2 = (1+\beta) I_2$
$I_3 = I_1 = (1+\beta) I_2$

Calcolare correnti e V_A e V_B.

$V_A = V_{cc} - I_1 R_1$ $\qquad V_A = V_B + V_\gamma + I_2 R_2 = I_3 R_3 + V_\gamma + I_2 R_2$
$V_B = I_3 R_3$

$$\begin{cases} V_A - V_B = \overbrace{I_3 R_3 + V_\gamma + I_2 R_2}^{V_A} - \overbrace{I_3 R_3}^{V_B} = V_\gamma + I_2 R_2 \\ V_A - V_B = \underbrace{V_{cc} - I_1 R_1}_{V_A} - \underbrace{I_3 R_3}_{V_B} \\ I_1 = I_3 = (1+\beta) I_2 \end{cases}$$

I_1 e I_3 li chiamo I, dunque:

$$\begin{cases} V_{cc} - I R_1 - I R_3 = V_\gamma + I_2 R_2 \\ I = I_2 (1+\beta) \end{cases} \rightarrow \begin{cases} V_{cc} - I_2 (1+\beta)(R_1 + R_3) = V_\gamma + I_2 R_2 \\ I = I_2 (1+\beta) \end{cases}$$

$$I_2 \left[(1+\beta)(R_1 + R_3) + R_2 \right] = V_{cc} - V_\gamma$$

$$\boxed{I_2} = \frac{V_{cc} - V_\gamma}{(1+\beta)(R_1+R_3) + R_2} = \frac{(12 - 0.6) V}{100 \cdot 6 K\Omega + 2 K\Omega} = \frac{11.4 V}{602 K\Omega} \boxed{\simeq 0.019\, mA}$$

$\boxed{\beta I_2 = 1.875\, mA} \rightarrow \boxed{I = I_1 = I_3 = 1{,}784\, mA}$

$\boxed{V_A} = V_{cc} - I R_1 = 12\,V - 1.784\,V = \boxed{10.016\,V}$

$\boxed{V_B = I_3 R_3 = 9.72\,V}$

he la stessa ampiezza di un'altra non cambia nulla

Tutte le cadute di pot. deve fare 0.

Con queste leggi conviene scegliere i percorsi SENZA generatori di corrente, perché ai suoi capi NON SO la diff. di pot. Scelgo quindi il percorso con R2 e non quello col gen.

$$V_{CC} - I_1 R_1 - I_2 R_2 - V_\gamma - I_3 R_3 = \emptyset$$

Importante: se ho una rete con un solo gen di tensione, che ha una tensione 10 nel + e 0 nel −, allora in ogni nodo della rete ho che il potenziale è compreso tra 10 e 0.

Usando in A la legge sulle correnti:

$$A \rightarrow I_1 = I_2 + \beta I_2 = (\beta + 1) I_2$$

$$I_1 = I_3 = (\beta + 1) I_2$$ → perché se nel pezzo di sopra ho un tot di corrente, tanto me ne devo ritrovare sotto

Quindi le eq. del circuito sono:

$$\begin{cases} V_{CC} - I_1 R_1 - I_2 R_2 - V_\gamma - I_3 R_3 = \emptyset \\ I_1 = I_2 + \beta I_2 = (\beta + 1) I_2 \\ I_1 = I_3 = (\beta + 1) I_2 \end{cases}$$
← eq. alla maglia
← eq. ai nodi

L'errore comune è quello di dire che ai capi di un generatore di corrente la d.d.p. è $\emptyset$.

$$\begin{cases} V_A = V_{CC} - I_1 R_1 \\ V_B = I_3 R_3 \end{cases} \qquad V_{AB} = \overbrace{V_{CC} - I_1 R_1}^{V_A} - \overbrace{I_3 R_3}^{V_B}$$

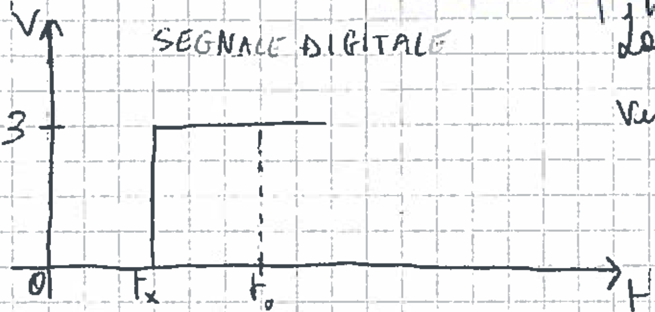
↳ perché sotto R_3 è 0

ELEMENTI REATTIVI → elementi NON lineari

Condensatore: $I = C \frac{dV}{dt}$ (L'induttore non lo trattiamo)

cioè la corrente nel condensatore varia al variare della velocità di variazione della tensione.

Questo si riflette nel fatto che un'onda entrante, se ha la stessa ampiezza di un'altra non cambia nulla ma se ho frequenza maggiore di un'altra fa **scorrere** più corrente → + è alta la freq e + è alta la corrente



La freq. infatti è legata alla velocità di variazione e quindi alla derivata. In t_0 la tensione è costante, quindi la variazione di tensione è nulla. In t_x è infinita.

Quindi se ho un condensatore e la tensione ai capi è COSTANTE, allora $\frac{dV}{dt}=0$ ⇒ Non scorre corrente

Se nella mia rete c'è un condensatore, a seconda della frequenza cambiano le cose.

$$Z = \frac{1}{j\omega C}$$

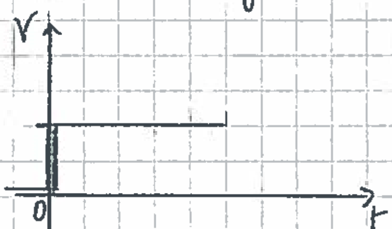
↖ IMPEDENZA

ω è la pulsazione.
Z è propria del condensatore.

Maggiore è la frequenza del segnale, minore è l'impedenza Z, perché ω sta a denominatore. Questo è il comportamento nel dom. complesso. L'impedenza è simile alla resistenza, si oppone al passaggio di corrente.

Risposta a gradino

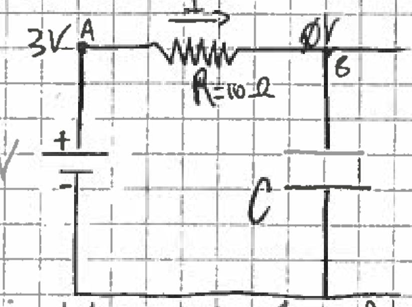
Abbiamo un segnale a gradino: nell'istante t_0 passa da 0V a 3V



Nota: un condensatore è costituito da due piastre metalliche con un isolante in mezzo.

Il condensatore accumula delle cariche, se metto un potenziale + da un lato e - dall'altro le cariche cominciano ad accumularsi, ho un transitorio al termine del quale il condensatore è CARICO: tutte le cariche + si sono accumulate su una piastra e tutte le - sull'altra

Supponiamo che in t_0 la tensione passi da 0 a 3 Volt.



All'istante t_0 il condensatore comincia a caricarsi. Lo suppongo scarico inizialmente.
$V_C = \frac{Q}{C}$ → la tensione del condensatore comincia a salire

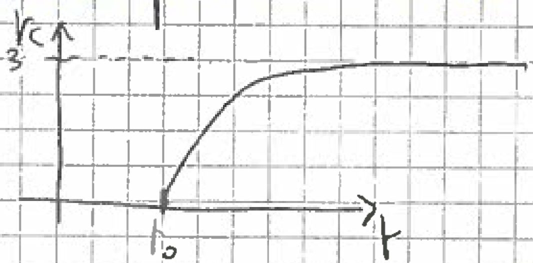
Supponiamo che da t_0 in poi $V_{in} = 3V$ (cioè ho un gen. che eroga sempre 3V di pot.)

Diff di pot tra punto A e B:

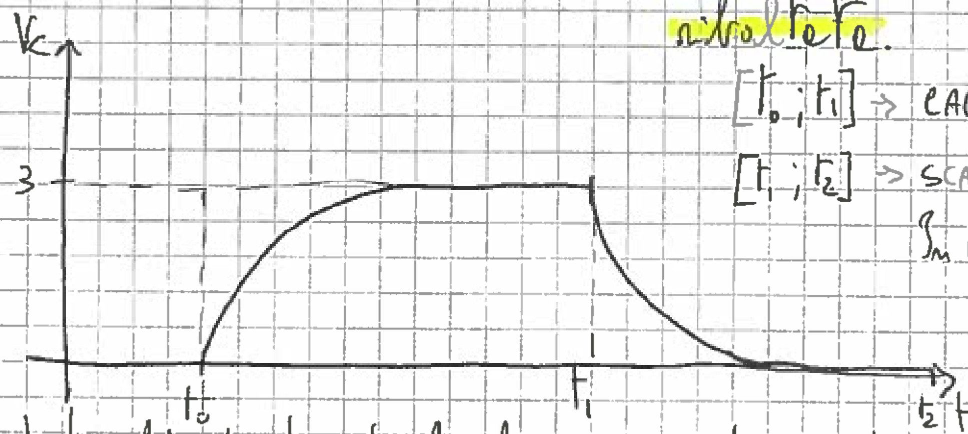
$$I_0 = \frac{V_{in} - V_C}{R} = \frac{3-\varnothing}{10} = 0,3\,A$$ → per la legge di OHM

Nel punto B, quando il condensatore comincia a caricarsi, la tensione comincia a crescere, quindi diminuisce la corrente che scorre dentro R (perché la d.d.p. tra A e B decresce).

A un certo punto il condensatore si carica e non scorre più corrente. In sostanza più la tensione in B cresce, più il condensatore si carica lentamente. Ecco perché il grafico è una curva la cui carica completa è ASINTOTICA a 3 (suff. distante da t_0)



Se poi suppongo che al tempo t_1 $V_{IN} = 0$ allora il condensatore comincia a scaricarsi allo stesso modo in cui si è caricato. Quindi ho la curva di prima ma ribaltata.



$[t_0 ; t_1]$ → CARICA

$[t_1 ; t_2]$ → SCARICA

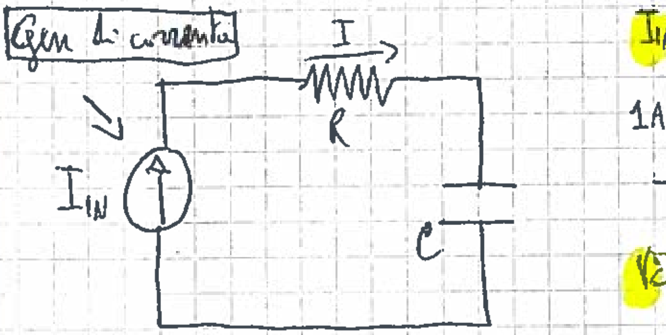
In t_2 il condensatore è completamente SCARICO

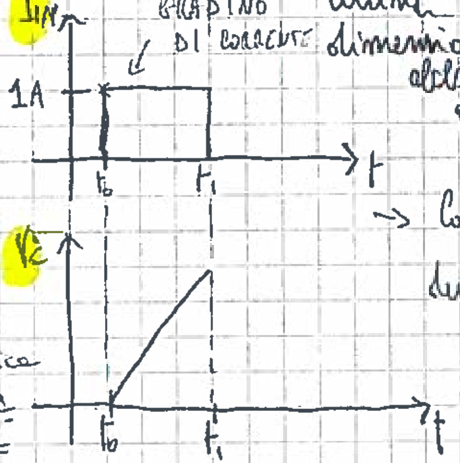
Nell'istante subito dopo t_0 o t_1 la spiq è infinita (pendenza infinita) e questo è visto dal condensatore come impedenza nulla.

Il valore della capacità di un condensatore dipende dalla distanza tra le piastre, dal materiale e dalla superficie. In poco ci sono sempre le dimensioni.

Più è piccola la capacità, più è veloce la carica, più è alto il CK del RC

$\tau = RC$ è la costante di tempo che descrive la velocità di carica. Più è basso τ e prima si carica il condensatore.





Quindi posso lavorare o sulle dimensioni o sulla R. Se abbasso R decresce τ e quindi il condensatore si carica prima.

→ Corrente 1A: il condensatore si carica a un Coulomb al s, costantemente: la pendenza della retta è costante

Con il gen. di corr. il condensatore si carica costantemente, la velocità di carica è indipendente dallo stato di carica del condensatore. Con il gen. di tens. no

Se a un certo punto spengo il generatore di corrente, all'istante t_1, la carica non cambia, cioè per scaricare il condensatore devo prelevare la carica.

Tensione Condensatore: risposta nel tempo della tensione

$$V_c(t) = V(\infty) - [V(\infty) - V(t_0^-)]\, e^{-\frac{t-t_0}{\tau}}$$

andamento della tensione nel tempo

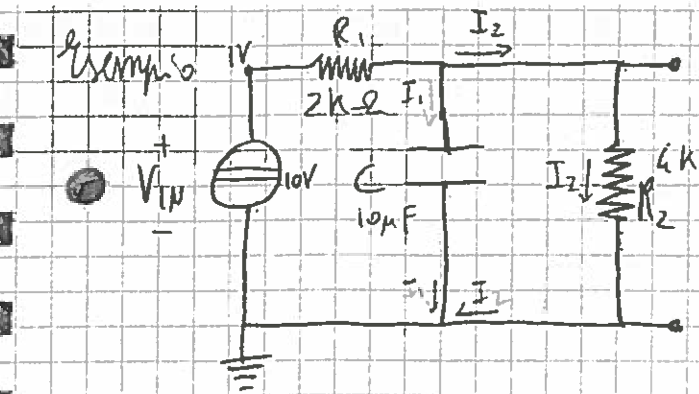
$V(\infty)$ è lo stato di carica finale del condensatore, cioè la tensione finale

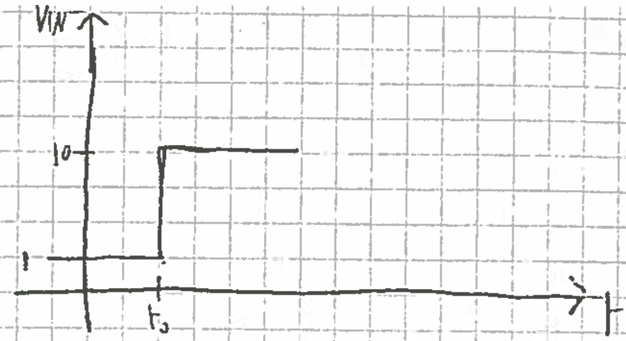
$V(t_0^-)$ è la carica del condensatore all'istante di partenza, quindi la precarica del condensatore prima di analizzare il fenomeno

$\tau = RC$ → è la velocità di carica, la costante di tempo. In realtà è la <u>VELOCITÀ INIZIALE</u> di carica.

In genere si suppone il condensatore inizialmente scarico

Esempio:





inizialmente il condensatore è scarico e la tensione è costante e pari a 1V, quindi NON scorre corrente ed è come se avessi un circuito aperto quindi R_1 e R_2 sono in serie e posso applicare le regole del part. di tensione

$$V_C(t_0^-) = V_C(t_0^+) = V_{R_2} = V_{IN} \cdot \frac{R_2}{R_1+R_2}$$

$$V_{R_2} = R_2 I = V_{IN}\frac{R_2}{R_1+R_2}$$ per il Part. di Tens.

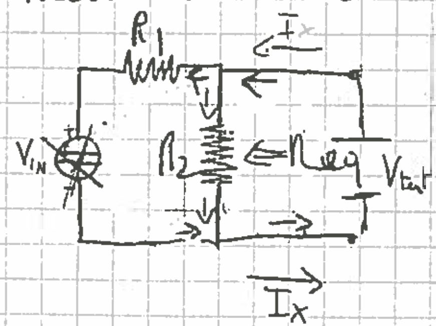
$$V_{IN}\frac{R_2}{R_1+R_2} = 1 \cdot \frac{4\cdot 10^3}{6\cdot 10^3} = 0,6V = V(t_0^-)$$

$$V_C(\infty) = V_{IN}\frac{R_2}{R_1+R_2} = 10\,\frac{4}{6} = 6V$$ → stessa cosa che all'inizio

Dobbiamo calcolare la costante di tempo: τ

$\tau = C R_{eq}$ → $\boxed{\text{TEO. THEVENIN}}$: devo sostituire il cond. con una R_{eq} e calcolare la tensione ai capi di R_{eq} annullando tutti i generatori

Considero lo schema seguente:



Per calcolare R_{eq} (Thevenin/Norton) stacco il condensatore, attacco V_{test} e annullo i gen. che avevo

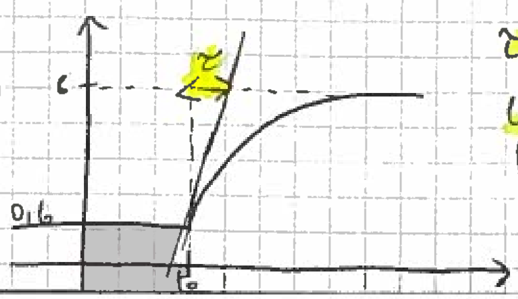
R_{eq} me la trovo considerando la corrente I_x

Visto che I_x si sdoppia la R_{eq} è il parallelo di R_1 e R_2

$$\tau = CR_{eq} = C\,\frac{R_1 R_2}{R_1+R_2} = 10\cdot 10^{-6}\cdot \frac{8}{6}\,10^{3} = 13\,ms$$

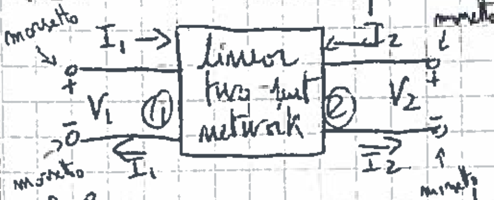
Quindi:

$$V_C(t) = V_C(\infty) - \ldots = 6 - [6 - 0,6]\,e^{-\frac{t-10^{-3}}{13\cdot 10^{-3}}}$$



τ è relativa alla velocità INIZIALE, quindi considero la tangente alla curva nell'istante t_0 → τ è la distanza tra t_0 e il punto in cui la tangente incontra $V(\infty)$

Reti a due porte (LINEARI) (APPENDICE B) 02/03/2017



Le considereremo sempre lineari facendo delle approssimazioni. ① Porta Ingresso ② Porta Uscita

Otteniamo 4 parametri: V_1 V_2 I_1 I_2
Due di questi sono dipendenti e due indipendenti.
Quelli dipendenti dipendono da quelli indipendenti.

Per una qualsiasi rete:

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

Quali sono dipendenti e quali indipendenti ti dipende dalla specifica. Nel disegno sopra quelli indip. sono le tensioni.

• Parametri y

I 4 parametri y mi stanno caratterizzando il COMPORTAMENTO della rete dal punto di vista ESTERNO alla rete.

$$Y_{11} = \frac{I_1}{V_1}\bigg|_{V_2=0}$$

→ Perché Y_{11} mette in relazione I_1 e V_1 e la calcolo cortocircuitando V_2.

Visto che tensione e corrente sono legate dalla legge di Ohm allora la Y_{11} come unità di misura ha l'ammettenza cioè l'inverso della resistenza.
Y_{11} rappresenta quindi l'ammettenza in ingresso della corrente I_1.

$$Y_{12} = \frac{I_1}{V_2}\bigg|_{V_1=0}$$

Y_{12} lega la corrente entrante in V_1 con la tensione in V_2. Cioè Y_{12} rappresenta una RETROAZIONE, controlla l'uscita della porta V_2.

$$Y_{21} = \frac{I_2}{V_1}\Big|_{V_2=0}$$

• Y_{21} è il parametro di trasmissione: la relazione tra I_2 e V_1, cioè la funzione di trasferimento INGRESSO-USCITA

$$Y_{22} = \frac{I_2}{V_2}\Big|_{V_1=0}$$

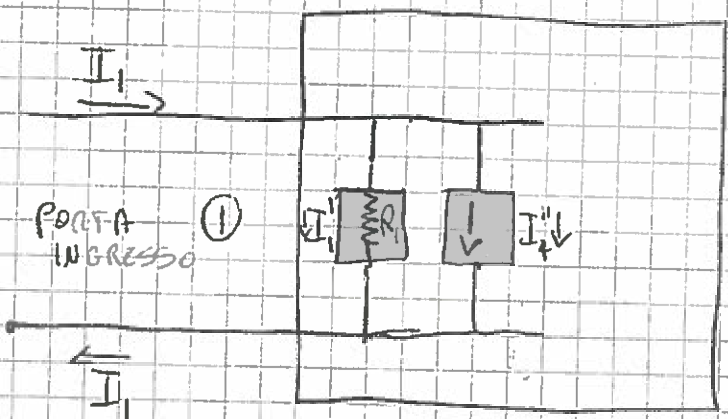
Y_{22} è l'ammettenza in uscita, analogo a quella in ingresso

---

$I_1 = \overbrace{Y_{11}V_1}^{I'} + \overbrace{Y_{12}V_2}^{I''}$ $Y_{11}V_1$ e $Y_{12}V_2$ sono 2 correnti (mele= meli

• Questo segue la regola delle correnti in un nodo.

Le correnti si sommano quando vanno in parallelo. Quindi guardando nella rete ho che I_1 si divide



Il primo bipolo è una resistenza perché la corrente è funzione della caduta di potenziale ai capi di quel bipolo

$R_1 = \frac{1}{Y_{11}}$

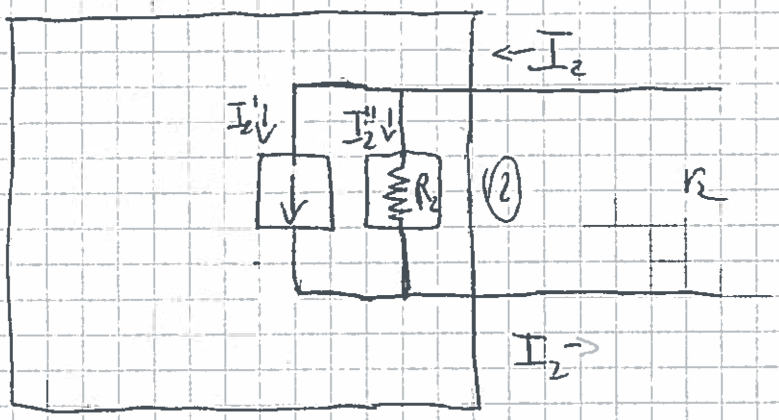
Il secondo bipolo è un generatore di corrente controllato dato dalla legge $I_1'' = Y_{12}V_2$, cioè la corrente è funzione della tensione IN UN ALTRO PUNTO DELLA RETE e il bipolo che modellizza ciò è il generatore di corrente controllato in tensione.

→ Abbiamo modellizzato la prima parte della rete.

Pag. Suc: 2ª parte

$$I_2 = \overbrace{Y_{21} V_1}^{I_2'} + \overbrace{Y_{22} V_2}^{I_2''}$$ i ragionamenti sono equiv. alla parte 1

$$R_2 = \frac{1}{Y_{22}}$$



V_1 e V_2 sono indipendenti.

I_1 e I_2 dipendono da V_1 e V_2.

I_2'' è funz. della d.d.p. ai capi del bipolo e quindi tale bipolo è una resistenza! I_2' invece la una corrente che dipende da un altro punto, quindi è un gen. di corr. CONTROLLATO in TENSIONE

Parametri z

Ora: V_1 e V_2 DIPENDENTI

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

È come prima solo che i parametri dipendono da tensioni

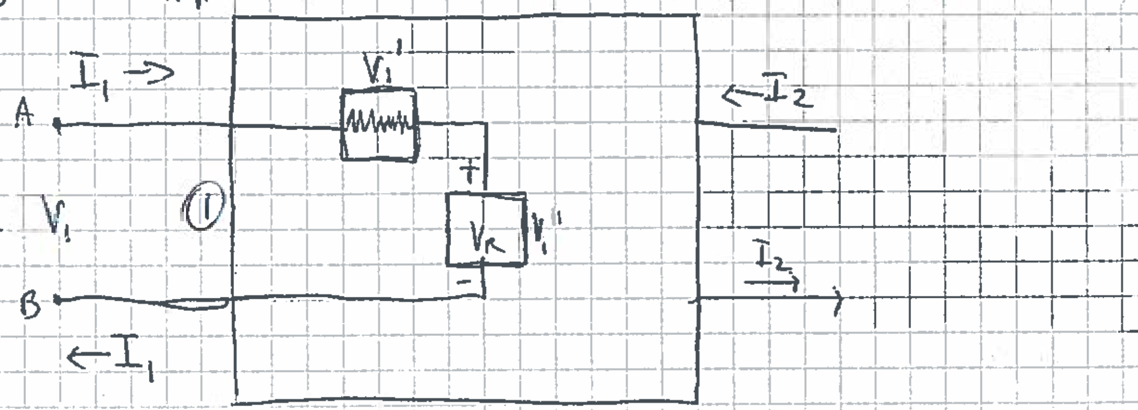
Anche le z sono analoghe al caso precedente

Le tensioni si sommano quando sono in serie!!!

$$V_1 = \overbrace{z_{11} I_1}^{V_1'} + \overbrace{z_{12} I_2}^{V_1''}$$

$$V_1 = z_{11} I_1 \Big|_{I_2=0} \rightarrow z_{11} = \frac{\text{Volt}}{\text{Amp}} \Rightarrow \text{impedenza}$$

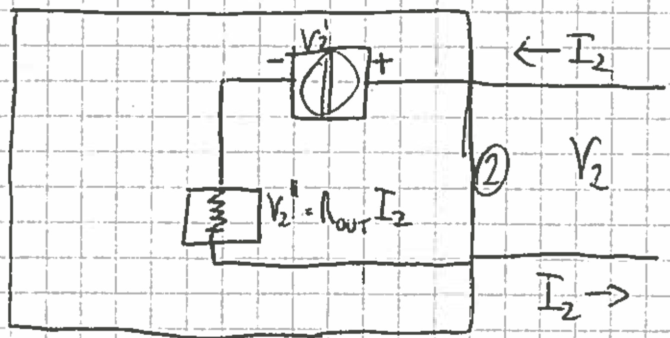
I due bipoli stanno a significare una caduta di potenziale. Ogni bipolo è una caduta di potenziale



$V_1'' = z_{12} I_2 \rightarrow$ la tensione è funzione della corrente in un altro punto $\rightarrow$ Quindi è un GEN. di TENSIONE controllato in CORRENTE.

$V_2 = \underbrace{z_{21} I_1}_{V_2'} + \underbrace{z_{22} I_2}_{V_2''}$ analogo alla porta 1

$V_2 = z_{21} I_1$
gen. di tensione controllato in corrente



Parametri h

Ora i parametri dipendenti sono V_1 e I_2

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

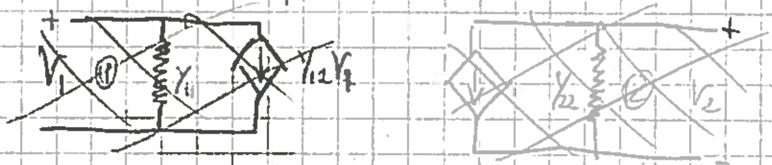
SERIE PERCHE' SOMMA DI TENSIONI

PARALLELO PERCHE SOMMA DI CORRENTI

... vedi Slide.

~~Rappresentazione con circuiti equivalenti~~

~~parametri Y~~



INIZIO PROGRAMMA

Amplificatori → tipo particolare di rete lineare

È un dispositivo che deve presentare in uscita lo stesso segnale di ingresso ma AMPLIFICATO. È una RETE A DUE PORTE, quindi è caratterizzato dai 4 parametri:

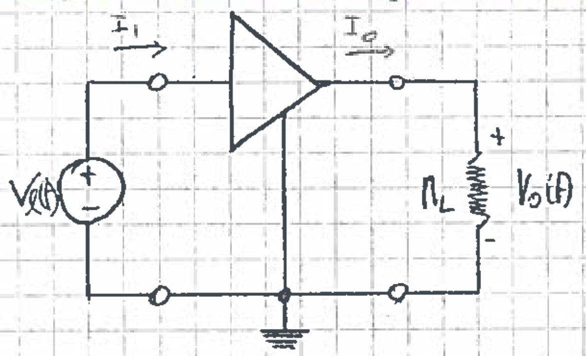
- impedenza in ingresso
- parametro di retroazione
- funzione di trasferimento ingresso-uscita
- impedenza in uscita

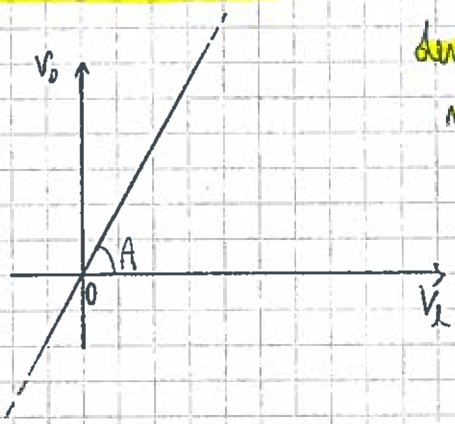
Su un amplificatore l'ingresso è un segnale che viene dall'esterno, non è condizionato dall'amplificatore, quindi il parametro di

retroazione deve essere nulla.
Questo semplifica le cose perché i parametri sono 3: impedenza in ingresso, impedenza in uscita, funzione di trasferimento.
Ciò che è caratteristico è il GUADAGNO, rappresentato dal parametro funzione di trasferimento, quindi Y_{21} riferendoci alle reti di prima.
Simbolo dell'amplificatore:

Molto spesso un morsetto in ingresso e un morsetto in uscita sono a ground, cioè a potenziale nullo. Perché le tensioni si prendono rispetto a massa

La funzione di trasferimento deve essere LINEARE: la pendenza della retta rappresenta il guadagno





La funzione dell'amplificatore è tale per cui il segnale in uscita (e quindi la tensione) è sempre maggiore di quello in ingresso.
Posso però amplificare in uscita o la corrente o la tensione, ma non entrambe. Guadagno di TENSIONE o CORRENTE.
In uscita ho una POTENZA MINORE di quella in ingresso, e la potenza mancante si trasforma in energia → CALORE.

In realtà l'amplificatore è a N porte → ha una porta di ingresso e una di uscita per il segnale, e poi ha degli attacchi per l'alimentazione. In genere ha 2 alimentazioni: V_{CC}^+ e V_{CC}^-
C'è quindi un bilancio di energia: tanta ne entra, tanta ne

esce.

$P_{dc} = V_1 I_1 + V_2 I_2$ → la potenza è tensione per corrente. Qui ho il caso di due batterie V_1 e V_2

• Vedi Slide 5

La potenza entrante è somma di quella delle batterie e quella del segnale entrante:

$$\underbrace{P_{dc} + P_I}_{P_{IN}} = \underbrace{P_L + P_{diss}}_{P_{OUT}}$$

P_I = potenza del segnale entrante
P_{dc} = potenza erogata dalle batterie
P_L = potenza sul load, cioè sul carico
P_{diss} = potenza dissipata

L'efficienza è un parametro fondamentale e ci dice quanta della potenza fornita dalle batterie si trasferisce al carico:

• $\eta \equiv \frac{P_L}{P_{dc}} \times 100$ dove P_L è la potenza sul carico e P_{dc} è la potenza fornita dalle batterie.

Slide 6: abbiamo detto che la funzione di trasferimento è lineare.

Se ho una rete lineare con un certo numero di bipoli ed è collegato a 2 morsetti, uno a massa e uno a un certo potenziale chiamandolo V_{dd}, qualunque nodo prendo nella rete esso ha un potenziale tra 0 e V_{dd}.

• Quindi nell'amplificatore la tensione minima e massima sono limitate dalla tensione di alimentazione.

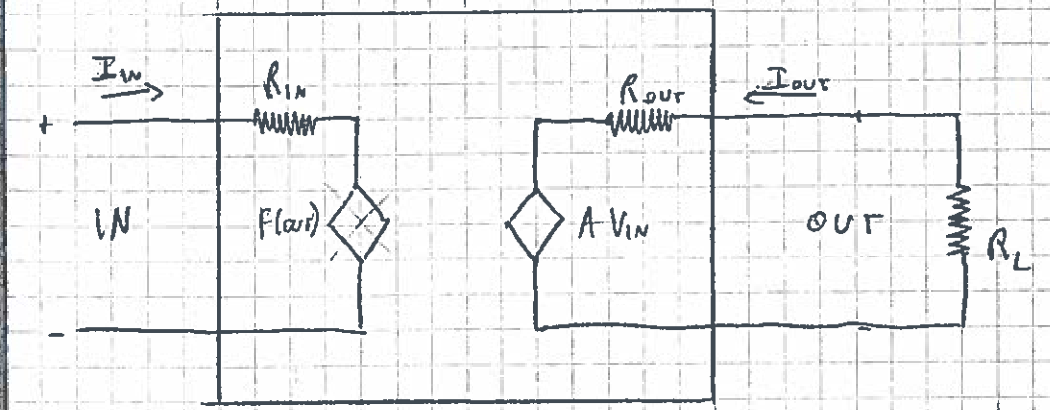
Quindi se la tensione diventa maggiore del limite → l'amplificatore va in saturazione

Stessa cosa se la tensione va al di sotto del limite. Nel grafico quindi sono raffigurate (tratteggiate) due zone di saturazione: quella in alto è quella in cui la tensione supera il limite superiore, quella in basso quello inferiore.

Satura vuol dire che qualsiasi tensione superiore a quella supportata va in uscita come L^+ o L^-.

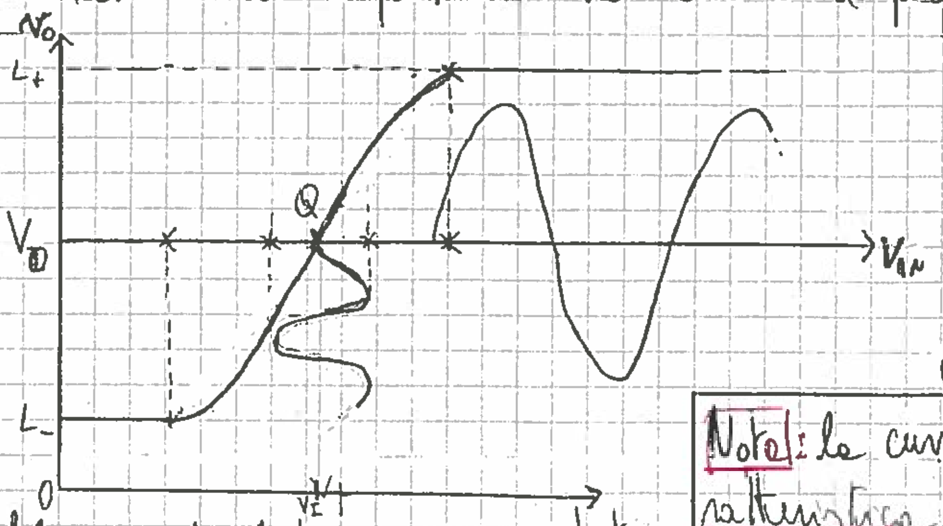
AMPLIFICATORE = RETE-2-PORTE

07/03/2017



In realtà visto che la retroazione deve essere 0, non abbiamo il bipolo F(OUT). L'uscita NON deve interferire con l'ingresso.
Le batterie erogano una certa quantità di energia, ma non tutta la potenza va sul carico. Alimentato ⇒ DISPOSITIVO ATTIVO ⇒ guadagno potenza.
Quella che non va sul carico si trasforma in calore.
Tanto meno vi è dissipazione di calore, tanto più la potenza va sul carico e cioè il sistema è più efficiente.
La tensione di uscita è limitata superiormente dalla tensione delle batterie. C'è un limite dunque ai segnali che possono essere amplificati.
Se la funzione di trasferimento è 10, ($A=10$) cioè ho 10 di guadagno, e la mia batteria è a 5 Volt, allora con 1 Volt in ingresso avrei 10 Volt in uscita ma non funziona perchè il massimo è 5 Volt. In ingresso potrei avere massimo 0,5 V.
I valori di saturazione massimo e minimo li indico con L^+ e L^- rispettivamente.
Slide 6: sotto c'è l'asse temporale dove è rappresentato il segnale in ingresso. Ci sono 2 casi: ① e ②.
Il segnale in uscita è rappresentato nel grafico sopra.
$[L^+; L^-]$ è la dinamica in uscita, cioè l'intervallo delle ampiezze in uscita. Maggiore è il guadagno, minore è l'intervallo di segnali che l'amplificatore può trattare.
$\left[\frac{L^+}{A}, \frac{L^-}{A}\right]$ è invece l'intervallo dei segnali in ingresso che possono essere amplificati.

Caratteristica di trasferimento non lineare e polarizzazione

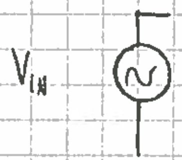


La forma è ... curva, quindi si presenta delle non-linearità.

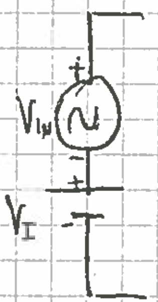
Nota: la curva è detta transcaratteristica

Una transcaratteristica del genere di solito esce quando l'amplificatore è alimentato da un solo generatore.

Il problema è che la transc. non è centrata in 0
Se ho un ingresso sinusoidale:

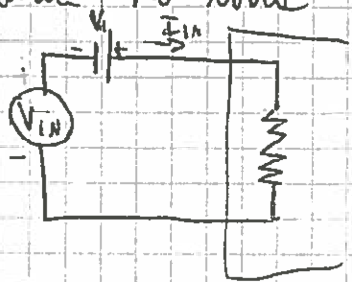


e attacco in serie V_I continua:



⇒ l'obiettivo è far funzionare l'ampl. nel centro della sua transcaratteristica, quindi nel punto Q = punto di RIPOSO (quindi all'inizio assumo una situazione diversa da quella in figura)

Con il gen. V_I ho che il valor medio in uscita è V_I, non più nullo
cioè scelgo V_I come valor medio tra L^+ e L^-.
L'inserire V_I come tensione costante in ingresso in aggiunta a V_{IN} è una tecnica chiamata POLARIZZAZIONE
Quando ho una cosa del genere:



cioè io aggiungo una tensione V_I in ingresso CONTINUA per fare in modo che il circuito funzioni al centro della sua dinamica, cioè al centro della zona lineare.

$V_I(t) = V_I + v_i(t)$ dove V_I è costante e $v_i(t)$ è il segnale entrante

Con V maiuscola indico un parametro COSTANTE.
Con v indico un param. dip. dal tempo.
Questo non solo per le v, è una notazione.

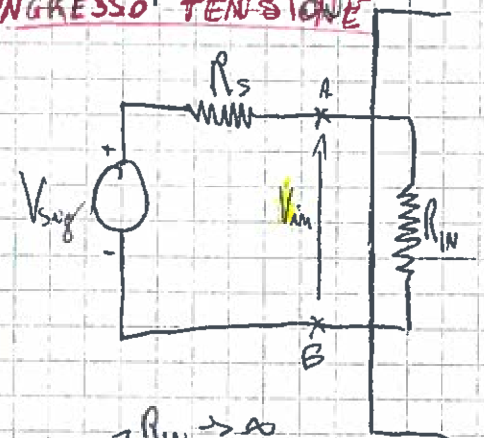
$V_O(t) = V_O + v_o(t)$ ⇒ l'uscita è somma di V_O costante e $v_o(t)$
$v_o(t) = A_v\, v_i(t)$

$$A_v = \left.\frac{dv_O}{dv_I}\right|_{in\ Q}$$

⇒ la pendenza, il guadagno, è data dalla tangente in Q. Ovviamente è un'approssimazione.

Come scelgo V_I?
Devo fare in modo che l'ampl. funzioni sempre, cioè devo mantenere l'ingresso nell'intervallo gestibile dall'amplificatore.
Amplificatori: tipi di INGRESSI e USCITE

INGRESSO TENSIONE



È reale, quindi ho la Resistenza Serie R_S

$$\boxed{V_{IN} = V_{AB}\text{, non } V_{sig}}$$

$$V_{IN} = V_{sig}\frac{R_{IN}}{R_{IN}+R_S}$$ ↗ PARTITORE DI TENSIONE

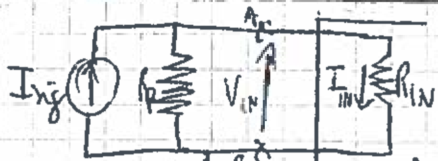
Devo fare in modo che R_{IN} sia elevata, cioè $V_{IN} \approx V_{sig}$ per non perdere parte del segnale

$R_{IN} \to \infty$

Se $\boxed{R_{IN} \gg R_S}$ allora R_S è trascurabile, cioè $V_{IN} \approx V_{sig}$.

Nota: una R_{IN} troppo alta provoca il non scorrimento di corrente, cioè l'impedenza è troppo alta, e il dispositivo non funziona per segnali in corrente

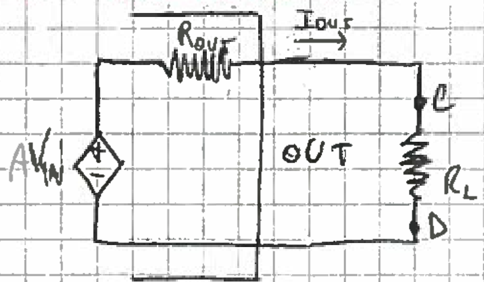
INGRESSO CORRENTE



$$I_{IN} = I_{sig}\cdot\frac{R_P}{R_P+R_{IN}}$$

Per fare in modo che I_{IN} sia il più possibile uguale a I_{sig} devo imporre $\boxed{R_P \gg R_{IN}}$. Siccome controllo R_{IN}, la devo fare tendente a 0.

USCITA TENSIONE



$V_{OUT} = V_{CD}$

PARTITORE DI TENSIONE

$$V_{OUT} = AV_{IN} \frac{R_L}{R_{OUT}+R_L}$$

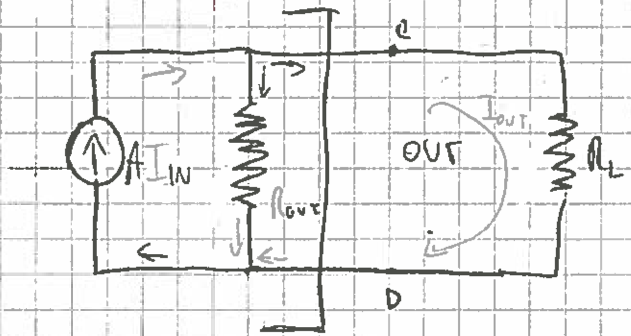
guadagno $\simeq 1$

$\boxed{R_L \gg R_{OUT}}$ per avere $V_{OUT} \approx AV_{IN}$

$\hookrightarrow R_{OUT} \to \emptyset$

A seconda dell'uscita desiderata, cioè tensione o corrente, devo mettere in uscita o un generatore di tensione o di corrente

USCITA CORRENTE



PARTITORE DI CORRENTE

$$I_{OUT} = AI_{IN} \cdot \frac{R_{OUT}}{R_{OUT}+R_L}$$

Voglio $I_{OUT} \approx AI_{IN}$

questo è vero se $\boxed{R_{OUT} \gg R_L}$

$\hookrightarrow R_{OUT} \to \infty$

Ricapitolando: io controllo solo le componenti che ho nel circuito, quindi posso agire solo su R_{IN} e R_{OUT}.

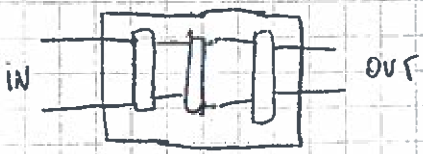
Con l'ampl. di tensione, voglio che tutta la V_{sig} vada in ingresso su R_{IN} e avendo $V_{IN} = V_{sig} \frac{R_{IN}}{R_{IN}+R_S}$ impongo $R_{IN} \gg R_S \to R_{IN} \to \infty$.

Con ragionamenti analoghi:

Amplificatore tensione		Amplificatore corrente	
-IN	$R_{IN} \gg R_S \Leftrightarrow R_{IN} \to \infty$	-IN	$R_P \gg R_{IN} \Leftrightarrow R_{IN} \to \emptyset$
-OUT	$R_L \gg R_{OUT} \Leftrightarrow R_{OUT} \to \emptyset$	-OUT	$R_{OUT} \gg R_L \Leftrightarrow R_{OUT} \to \infty$

Quindi se voglio fare un amplificatore di tensione che guadagna 100, non basta fare la funz. di trasf. uguale a 100, se R_{IN} e R_S sono uguali nell'amplificatore entra la metà della tensione, PARTIZIONE DI TENSIONE. Se poi ho anche che $R_L = R_{OUT}$ allora esce metà della tensione che è entrata, e già ne era entrata la metà, quindi alla fine amplifico 100 volte un quarto del segnale entrante!

Amplificatore con stadi in cascata:
l'uscita di uno stadio è l'ingresso di quello successivo.



$IN_1 = IN \quad IN_2 = OUT_1 \quad IN_3 = OUT_2$

$OUT = OUT_3$

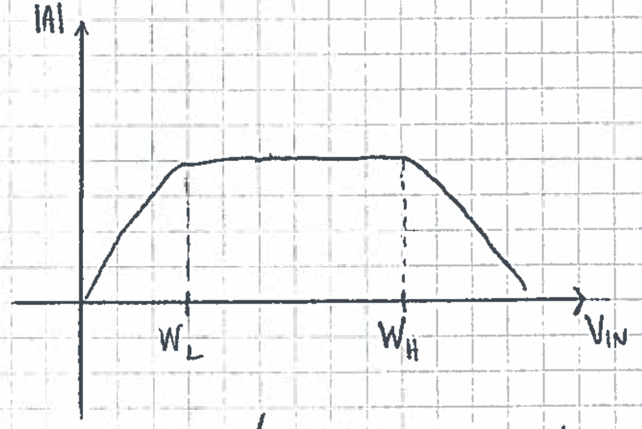
Il guadagno complessivo del circuito è:

$$A_v = \frac{V_{OUT}}{V_{IN}} = \frac{V_{O1}}{V_{IN}} \cdot \frac{V_{O2}}{V_{IN2}} \cdot \frac{V_{O3}}{V_{IN3}}$$

Ognuno dei rapporti $\frac{V_o}{V_i}$ è il guadagno del corrispondente circuito. Quindi il guadagno totale è il PRODOTTO dei guadagni degli stadi in cascata.

Risposta in frequenza dell'amplificatore

La funzione di trasferimento non è limitata soltanto dall'ampiezza, ma anche dalla FREQUENZA del segnale.
Il circuito è caratterizzato dalla banda passante, cioè l'intervallo delle frequenze che vengono amplificate correttamente.



W_H → w high è la frequenza al di sopra della quale il segnale non viene amplificato

W_L → w low è analogo, è la minima. Analizzare il circuito nella sua banda passante → trascuro i componenti parassiti, assumo che lavori nella sua banda passante

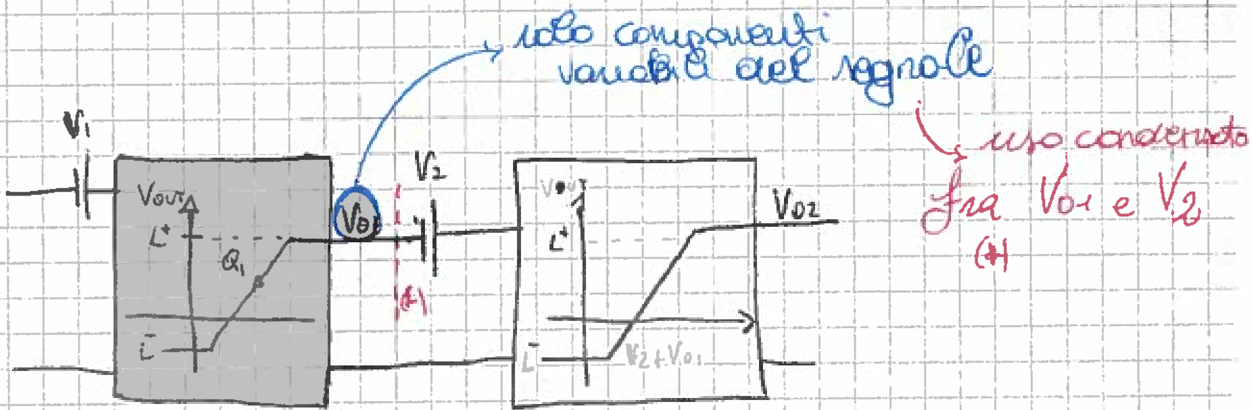
$W_H - W_L$ = banda passante

Il motivo del perché oltre una certa frequenza il circuito non funziona è dovuto alle cosiddette capacità parassite.
Cioè tra 2 punti indipendenti c'è un circuito cui si mette

un isolante in mezzo. Ho quindi 2 conduttori e un isolante in mezzo. Ma questo viene a creare un condensatore. Se la frequenza è troppo alta allora quel condensatore dà problemi, altrimenti è trascurabile. Questo è perché c'è $\boxed{\omega_H}$

Se ci sono 2 piste parallele, quando su una pista viaggia l'informazione, l'altra ne risente. Più è alta la frequenza e più questo risentimento è alto.

Per semplicità assumeremo che l'amplificatore lavora sempre nella sua banda passante. Trascuriamo le capacità parassite.



Devo fare in modo che ogni amplificatore lavori nella sua dinamica, quindi metto i generatori V_1 e V_2, come abbiamo visto prima.

Essendo V_1 continua, la uscita V_{01} ha una componente continua (per continua intendo tensione COSTANTE).

Ora devo polarizzare il secondo, quindi voglio V_2 costante. Ma V_{01} influisce su V_2, sposta la polarizzazione del secondo stadio, per cui devo evitare che V_{01} va a finire in ingresso al secondo stadio. Quindi stacco V_{01}, ma ora non ho più l'influenza di V_{01} perché l'ho staccato.

Devo quindi avere una specie di interruttore intelligente, che è un modo di ~~separare~~ distinguere se V_{01} ha

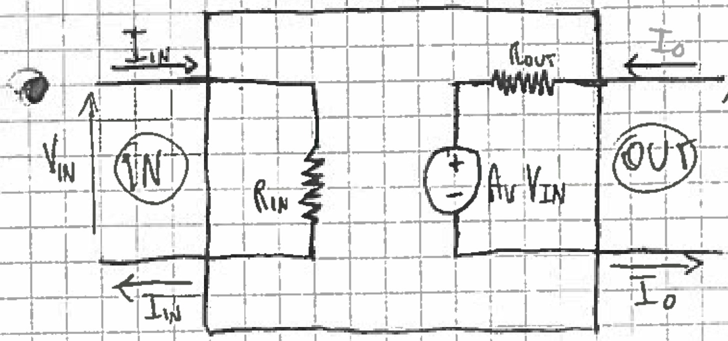
costante o variabile, e deve far passare solo i segnali variabili.
Deve comportarsi come un semaforo:
- VERDE per i segnali variabili
- ROSSO per i segnali continui.

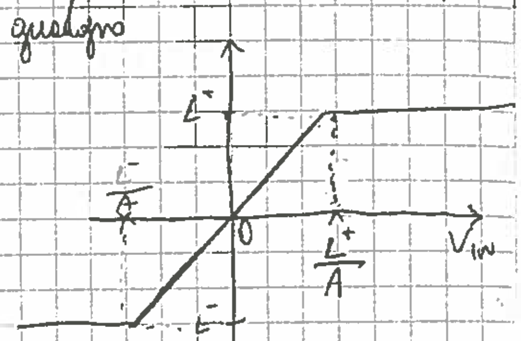
Tale dispositivo è il condensatore.
Se metto il condensatore tra V_{01} e V_2 allora quel condensatore, nei confronti della componente continua di V_{01}, si comporta come un circuito aperto.
Se la frequenza del segnale è minore di ω_L vuol dire che posso considerare quella capacità come un corto circuito.
Se è maggiore allora V_{01} e V_2 si vedono.
Quindi ω_L non è dato dalle componenti parassite, ma da quelle di accoppiamento, cioè quelle che legano i vari stadi.

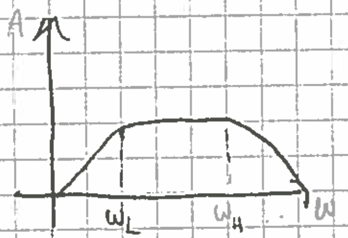
In sostanza l'amplificatore deve amplificare i segnali variabili, quelli costanti non interessano, non li devo far passare perché mi spostano la polarizzazione dello stadio successivo e questo comporta la saturazione per deboli ampiezze del segnale originale in ingresso. Dunque metto una capacità.
Quindi alla fine si ha la banda passante $[\omega_L ; \omega_H]$.
ω_H si comporta come un filtro passa-basso, per frequenze maggiori di ω_H la funzione di trasf. è nulla.
ω_L invece si comporta come un filtro passa-alto.
Voglio che la distanza tra ω_H e ω_L sia la maggiore possibile.
Per la ω_L si riesce a farla tendere a 0. Il problema è ω_H.
Un filtro invece è fatto in modo tale da avere una banda passante piccola, fa passare solo le frequenze tra ω_L e ω_H.

Risposta in frequenza di reti a singola costante di tempo

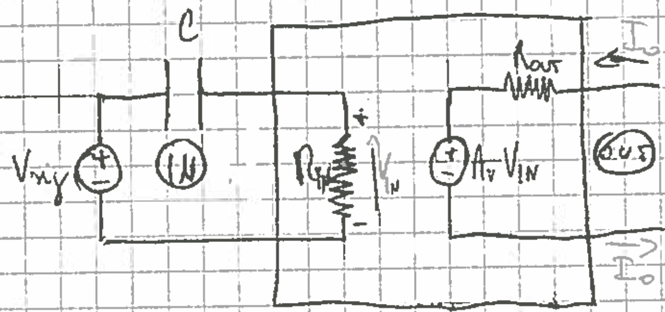
09/03/2017







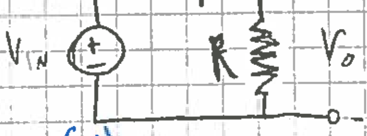
L'amplificatore è limitato in ampiezza e frequenza. La frequenza è limitata tra ω_L e ω_H. Anche se l'ampiezza è giusta ma la frequenza non sta tra ω_L e ω_H l'amplificatore non funziona. Questo per le capacità parassite, cioè non volute, e per le capacità di accoppiamento (vedi lezione precedente).



Assumeremo ω_L e ω_H talmente distanti da poterle considerare singolarmente. Poi $\omega_L \to 0$ e quindi la banda passante è ω_H. Le ω sono legate al condensatore, in particolare alla costante di tempo, $\boxed{\tau = RC}$

ω_L è legata alla capacità di accoppiamento $\tau_L = RC_L$
ω_H è legata alla capacità parassita. $\tau_H = RC_H$

Esempio di reti STC



(*) STC passa-basso

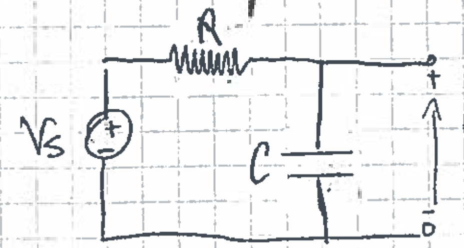
(**) STC passa-alto

$$Z_C = \frac{1}{j\omega C} \quad \begin{cases} (**)\ \omega = \infty \to Z_c = 0 \to \text{cortocircuito} \\ (*)\ \omega = 0 \to Z_c = \infty \to \text{circuito aperto} \end{cases}$$

Il condensatore presenta una certa impedenza Z_C

Una rete STC è composta da un componente reattivo (induttanza o capacità) ed una resistenza. Consideriamo solo il caso della capacità, quindi la nostra costante di tempo τ: $\boxed{\tau = RC}$

Circuito RC passa-basso



Z sono le impedenze → PARTITORE DI TENSIONE

$$V_{OUT} = V_s \frac{Z_C}{R+Z_C} = V_s \frac{\frac{1}{s\omega C}}{\frac{1}{s\omega C}+R}$$

Per $\omega \to 0$
ho $Z_C \to \infty$
quindi $V_{OUT} \approx V_s$
perciò PASSA-BASSO

$$V_o(s) = V_i(s) \frac{Z_C}{R+Z_C}$$

$$\boxed{\omega_0 = \omega_H}$$

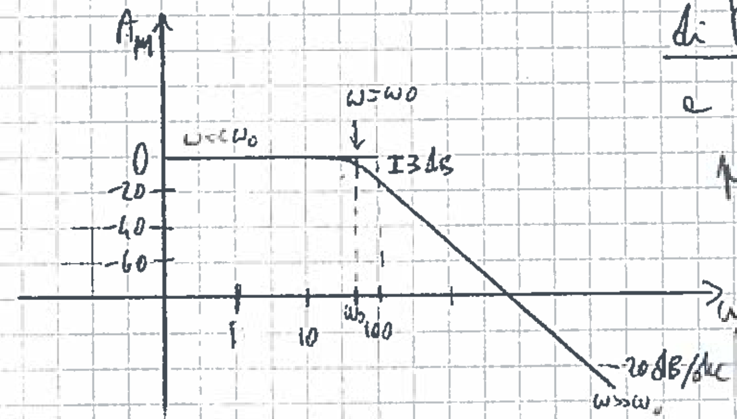
... vedi Slide

Modulo $\to$ $|T(s\omega)| = \frac{1}{\sqrt{1+(\omega\tau)^2}} = \frac{1}{\sqrt{1+(\frac{\omega}{\omega_0})^2}}$

Fase $\to$ $\angle T(s\omega) = \phi = -\text{arctg}(\omega\tau) = -\text{arctg}(\omega/\omega_0)$

con $\omega_0 = 1/RC = 1/\tau$

BODE:



IMPORTANTE: ω_0 è la frequenza di taglio. Per $\omega \ll \omega_0$ la f.d.t. vale 1 (perché $A_M = 20\log|A|$). Quindi per $\omega \ll \omega_0$ l'uscita è uguale all'ingresso.

Per $\omega \gg \omega_0$ $A_M \to -\infty$, cioè $A \to 0$ e quindi l'uscita è 0.

Quindi in sostanza il circuito è passa-basso perché vengono portate in uscita solo frequenze minori di ω_0 perché per $\omega \ll \omega_0$ ho che il guadagno è 1, per $\omega \gg \omega_0$ il guadagno è 0.

Per quanto riguarda lo sfasamento, la frequenza di taglio introduce uno sfasamento di -90°. Quindi il condensatore provoca lo sfasamento di -90°, per $\omega \gg \omega_0$.

Ogni condensatore causa uno sfasamento di -90°.

Nota: per 'molto maggiore' si intende 'almeno una decade di differenza'.

Circuito RC passa-alto: è duale rispetto al passa basso

$$T(s) = \frac{R}{R+Z_C} = \frac{R}{R+1/sC} = \frac{sRC}{1+sRC}$$

$$T(j\omega) = \frac{V_o(j\omega)}{V_i(j\omega)} = \frac{j\omega RC}{1+j\omega RC} = \frac{j\omega \tau}{1+j\omega\tau}$$

$$\boxed{\omega_0 = \omega_L}$$

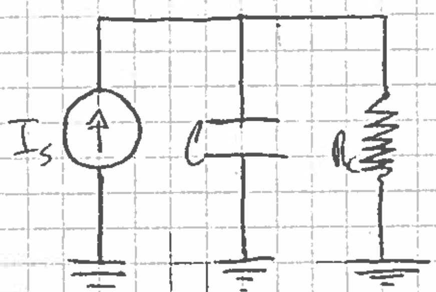
$$|T(j\omega)| = \frac{\omega\tau}{\sqrt{1+(\omega\tau)^2}} = \frac{\omega/\omega_0}{\sqrt{1+(\omega/\omega_0)^2}}$$

$$\angle T(j\omega) = \pi/2 - \operatorname{arctg}(\omega\tau) = \pi/2 - \operatorname{arctg}(\omega/\omega_0) \quad \text{con } \omega_0 = 1/RC = 1/\tau$$

Anche qui riportiamo i diagrammi di Bode:

Con $\omega \gg \omega_0$ la f.d.t. è costante e pari a 1.
Con $\omega \ll \omega_0$ la f.d.t. va a 0
$\}$ quindi è PASSA-ALTO

Classificazione RETI STC



Per $\omega=0$ ho la f.d.t $=1$ → impedenza infinita
Per $\omega=\infty$ ho impedenza 0 → f.d.t $=0$
Quindi è un passa-basso (perché passa $\omega=0$, $\omega=\infty$ non passa)

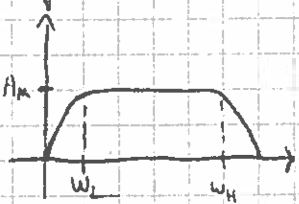
Quindi per capire se è passa-alto o passa-basso, mi metto nelle due condizioni limite $\omega=\infty$ e $\omega=0$. Poi, se passa $\omega=0$ allora passa-basso, se passa $\omega=\infty$ allora passa-alto.

Risposta al gradino di un circuito RC passa-basso

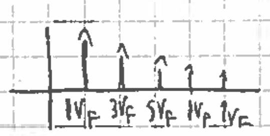
Un segnale sinusoidale periodico può essere sempre visto come somma di sinusoidi ad ampiezze diverse.

Ogni componente ha la sua ampiezza.

Es:



L'ampiezza deve essere compresa all'interno della banda passante, cioè le somme di sinusoidi, le componenti.



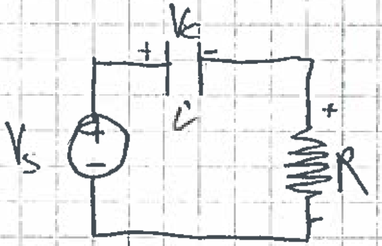
La slide sulla risposta al gradino si rife alla carica del condensatore

$V_0(t) = V_s(1 - e^{-\frac{t}{\tau}})$ Il circuito raffigurato è un passa-basso perché per $\omega = 0$ il condensatore offre impedenza infinita -> massima d.d.p. ai capi.

Per $t<0$ la tensione sul condensatore è 0, cioè era inizialmente scarico.

Risposta al gradino di un circuito RC passa-alto

Ora la tensione la sto prendendo ai capi della Resistenza.



Inizialmente la tensione ai capi del condensatore è 0.

$V_R = V_s - V_c$ perché il + del condensatore è collegato al + del generatore

Al tempo $t_0 = 0^-$ $V_R = 0 - 0 = 0$

$V_0(t) = V(\infty) - (V(\infty) - V(t_0^+))e^{-\frac{t}{\tau}} =$
$= 0 - (0 - V_s)e^{-\frac{t}{\tau}} = V_s e^{-\frac{t}{\tau}}$

$t < 0 \rightarrow V_R = 0 - 0$

$t = 0^+ \rightarrow V_R = V_s - 0$

$t > 0^+ \rightarrow V_R = V_s - V_c \nearrow$ -> quindi è in calo, perché V_c sta crescendo

$t \gg 0^+ \rightarrow V_R = V_s - V_s = 0$ -> perché quando il condensatore si carica tutta la sua tensione è V_s. Più scorre corrente, più il cond. si carica, più V_0 diminuisce

$V_0(t) = V_s e^{-\frac{t}{\tau}}$

PASSA-BASSO:

Il gradino è tale per cui prima di 0 e dopo di 0 la variazione di tensione è nulla. In 0 invece la variazione è infinita.

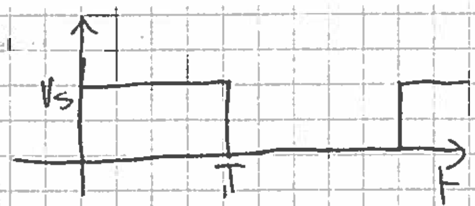
Quindi per $t \neq 0$ la frequenza è nulla, per $t = 0$ è infinita.

Se ho un circuito passa-basso allora passano tutti i segnali tranne quello in $t=0$ perché ha frequenza infinita. Per il passa-alto è l'opposto.

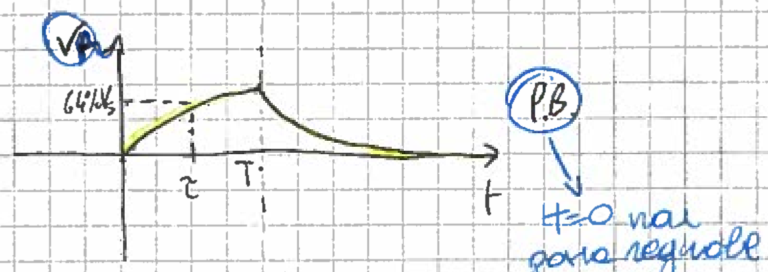
Risposta impulsiva di un circuito RC passa-alto

L'impulso lo posso vedere come una sequenza di 2 gradini.

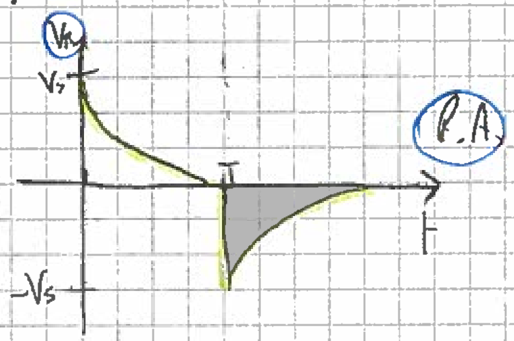
Nel passa-basso passa il gradino e il comportamento è il seguente:



Slide 15: con passa-alto e passa-basso quando:
- $\tau \simeq T$
- $\tau \ll T$
- $\tau \gg T$



Il passa-alto è:



CONTROREAZIONE

14/03/2019

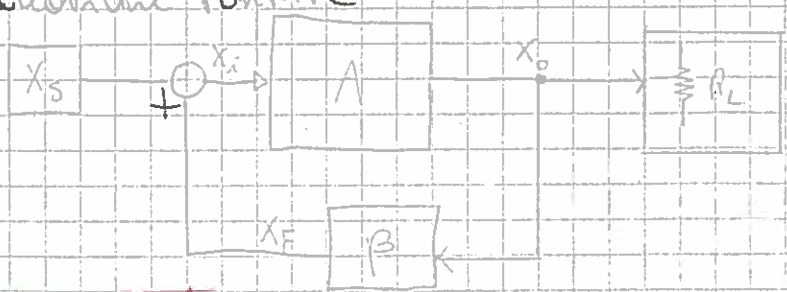
È un metodo per cui misuro l'uscita e intervengo quando vedo che il sistema non risponde in modo stabile.

La controreazione può essere positiva o negativa.

Quella che utilizzo per AUMENTARE la stabilità è la controreazione NEGATIVA.

Al contrario, la controreazione POSITIVA tende a far diventare il dispositivo INSTABILE.

Controreazione Positiva



$$\boxed{\begin{aligned} X_o &= X_i A \\ X_F &= X_o \beta \end{aligned}}$$

Supponiamo aumenta X_o.
Allora aumenta anche X_f che è uguale a βX_o.
Ma quindi poi aumenta X_i (perché è somma tra X_f e X_s), quindi riaumenta X_o ecc...
Si crea un loop dove il sistema comincia a divergere.
Questo era il caso della controreazione POSITIVA

Controreazione Negativa

Se aumenta X_f, diminuisce X_i. $X_f \nearrow \rightarrow X_i \searrow$

è duale a prima, all'aumento dell'ingresso l'uscita si annulla sempre di più, perciò STABILIZZA.

Nell'amplificatore la controreazione è NEGATIVA.

$\boxed{X_i = X_s - X_f} \rightarrow X_s = X_i + X_f$

Le relazioni sono:

$$\begin{cases} X_o = A X_i \\ X_f = \beta X_o = \beta A X_i \\ X_i = X_s - X_f = X_s - \beta A X_i \end{cases}$$

Nota: il guadagno ad anello chiuso è quello ad anello aperto diminuito per merito del fattore di controreazione $1+\beta A$

GUADAGNO AD ANELLO CHIUSO

$$A_f = \frac{X_o}{X_s} = \frac{A X_i}{X_s} = \frac{A X_i}{X_i + X_f} = \frac{A X_i}{X_i + \beta A X_i} = \frac{A \cancel{X_i}}{\cancel{X_i}(1+\beta A)} = \boxed{\frac{A}{1+\beta A}}$$

Se βA è molto maggiore di 1, posso trascurare l'1 al denominatore e il guadagno diventa $\frac{1}{\beta}$, cioè il guadagno dipende solo da β. In genere $\beta A \gg 1$ quando A è molto grande, per esempio nel caso degli AMPLIFICATORI OPERAZIONALI.

$A\beta$ → guadagno ad anello

$1+A\beta$ → tasso di controreazione

Operazionale → A molto elevato, perché negli operazionali il guadagno è molto elevato, idealmente infinito. Lo studieremo dopo.
Quando $A\beta \gg 1$, allora il guadagno è indipendente da A, dipende solo da β, cioè $A_f = 1/\beta$

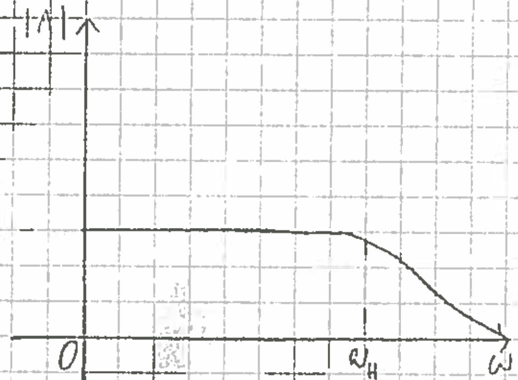
CONTROREAZIONE: STABILIZZAZIONE DEL GUADAGNO

$$dA_f = d\left(\frac{A}{1+A\beta}\right) = \frac{1+A\beta - A\beta}{(1+A\beta)^2}\, dA = \frac{dA}{(1+A\beta)^2}$$ e divido per A_f:

$$\frac{dA_f}{A_f} = \frac{dA}{(1+A\beta)^2} \cdot \frac{(1+A\beta)}{A} = \frac{1}{1+A\beta} \cdot \frac{dA}{A}$$ → la variazione di A_f incide meno della var. di A

Variazione di A_f — Variazione di A

CONTROREAZIONE: ALLARGAMENTO DELLA BANDA PASSANTE



ω_L è dovuta alle capacità che inserisco, quindi in teoria se non metto quelle capacità non mi pongo il problema di ω_L.
Quindi ho un circuito PASSA BASSO e la sua funzione di trasferimento è $\boxed{A(s) = \frac{A_M}{1+s/\omega_H}}$ → (guadagno alle alte frequenze del filtro PASSA-BASSO)

Se il circuito è controreazionato, la funzione di trasferimento si riduce perché è divisa per il tasso di controreazione.

$$A_f = \frac{A}{1+\beta A}$$

$$A_f(s) = \frac{A(s)}{1+\beta A(s)}$$

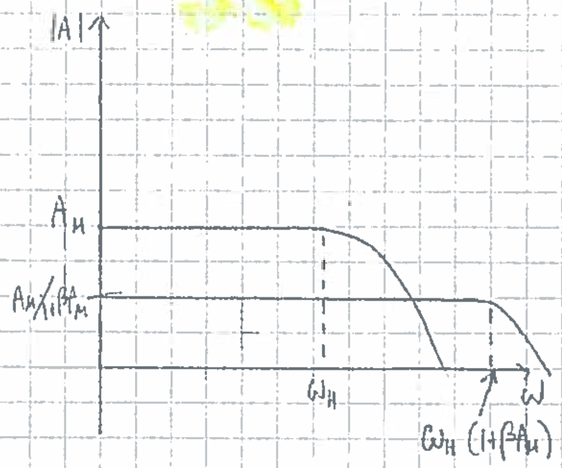
$$A_f(s) = \frac{A(s)}{1+\beta A(s)} = \frac{A_M / 1+ s/\omega_H}{1+ \beta \frac{A_M}{1+s/\omega_H}} = \frac{A_M}{(1+\frac{s}{\omega_H})} \cdot \frac{\cancel{(1+s/\omega_H)}}{1+s/\omega_H + \beta A_M} = \frac{A_M}{1+ s/\omega_H + \beta A_M} =$$

$$= \frac{A_M}{(1+\beta A_M)\left(1+\frac{s}{\omega_H(1+\beta A_M)}\right)} = \frac{A(s)}{1+s/\omega_H(1+\beta A_M)}$$

La forma è come quella di $A(s)$, ma qui ho $\omega_{Hf} = \omega_H(1+\beta A_M)$ e cioè la banda aumenta di un fattore pari al tasso di controreazione.

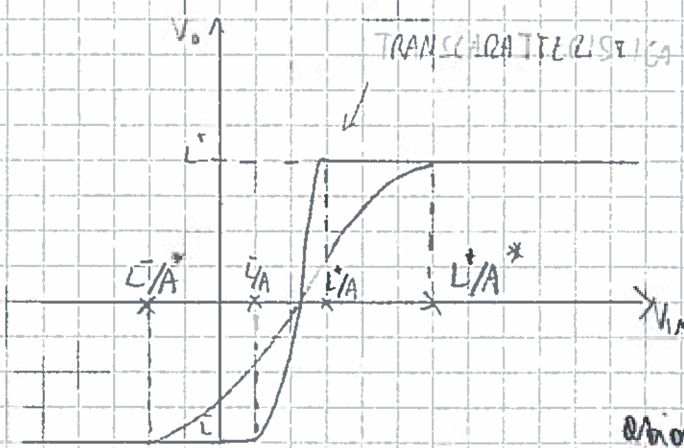
le due aree in figura sono uguali.

$$\boxed{A_f \cdot \omega_{Hf} = \frac{A_M}{\cancel{1+\beta A_M}} \cdot \omega_H \underbrace{\cancel{(1+\beta A_M)}}_{\text{cioè costante}}}$$



Da una parte aumenta la banda passante, da ω_H a $\omega_H(1+\beta A_M)$, dall'altra parte riduce il guadagno, da A_M ad $A_M/1+\beta A_M$ perché la f.d.t si divide per il tasso di controreazione.

Riduzione della distorsione lineare



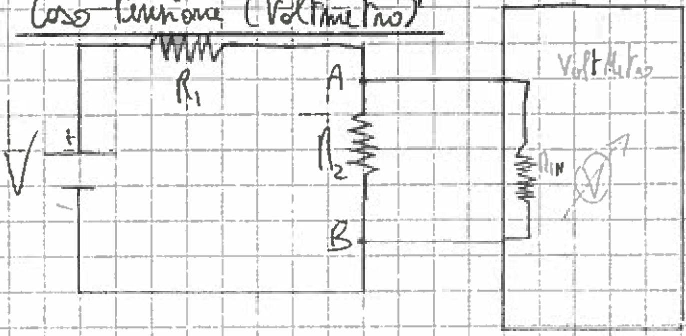
La controreazione, come abbiamo visto, riduce A, e quindi riduce la pendenza della transcaratteristica.
Questo significa che la retroazione aumenta la dinamica di ingresso. Questo è un effetto POSITIVO, a discapito però della riduzione del guadagno.
La dinamica di ingresso passa da $[L^-/A ; L^+/A]$ a $[L^-/A^* ; L^+/A^*]$

Tipi di controreazione

Ricorda: ho 4 tipi di amplificatore.

- Quindi: ho 4 tipi di controreazione

Caso tensione (Voltmetro)

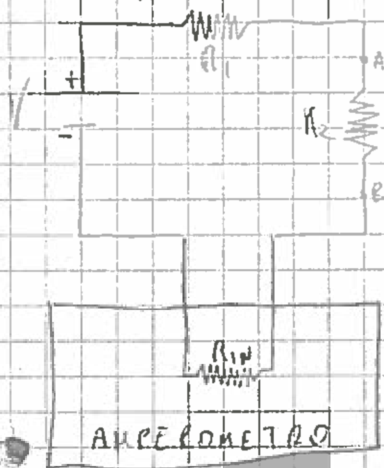


Il Voltmetro ha una impedenza R_{IN}. Visto che deve misurare una tensione voglio $R_{IN} = \infty$. Il Voltmetro è connesso così perché per misurare la tensione su R_2, cioè V_{AB}, mi devo mettere in PARALLELO (altrimenti ho un partitore di tensione)

$$V_{AB} = V \frac{R_2 // R_{IN}}{R_1 + R_2 // R_{IN}}$$ → PARTITORE DI TENSIONE

- ### Caso corrente (Amperometro)

Anche qui, lo strumento per misurare la corrente non deve cambiare la corrente.



Ora devo avere $R_{IN} = \varnothing$ perché l'amperometro per funzionare deve avere una resistenza nulla.

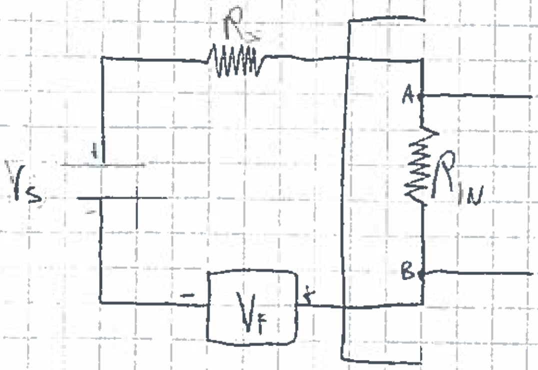
Quindi ora mi devo mettere in serie.

Quindi in sostanza, a seconda del parametro da misurare la connessione è diversa, se TENSIONE parallelo, se CORRENTE serie.

Nel caso di ampl. di TENSIONE, devo misurare la tensione quindi la controreazione ha in ingresso i fili come in figura in alto a sinistra.

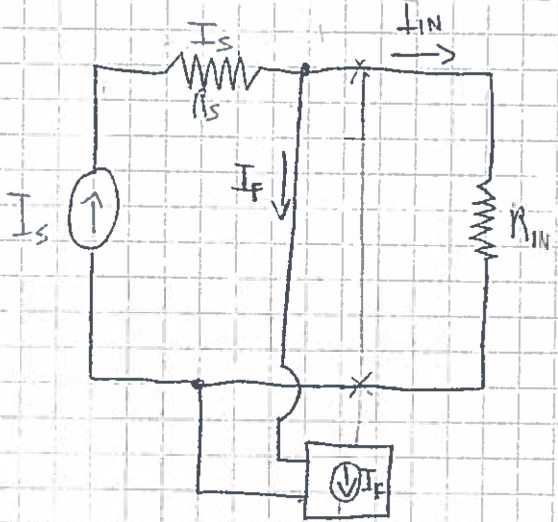
Nel caso di ampl. di CORRENTE, la controreazione è in serie come in figura in alto a destra.

INGRESSO RETROAZIONATO TENSIONE



In uscita misuro la V_0, se aumenta devo agire per diminuire l'ingresso. Devo quindi poter modificare la tensione tra A e B, lo faccio tramite l'eq. alla maglia, devo cioè aggiungere un bipolo V_f. bipolo è quello che esce da β. Visto che devo diminuire la tensione, devo attaccare il - al - della batteria, in serie, così la tensione diminuisce

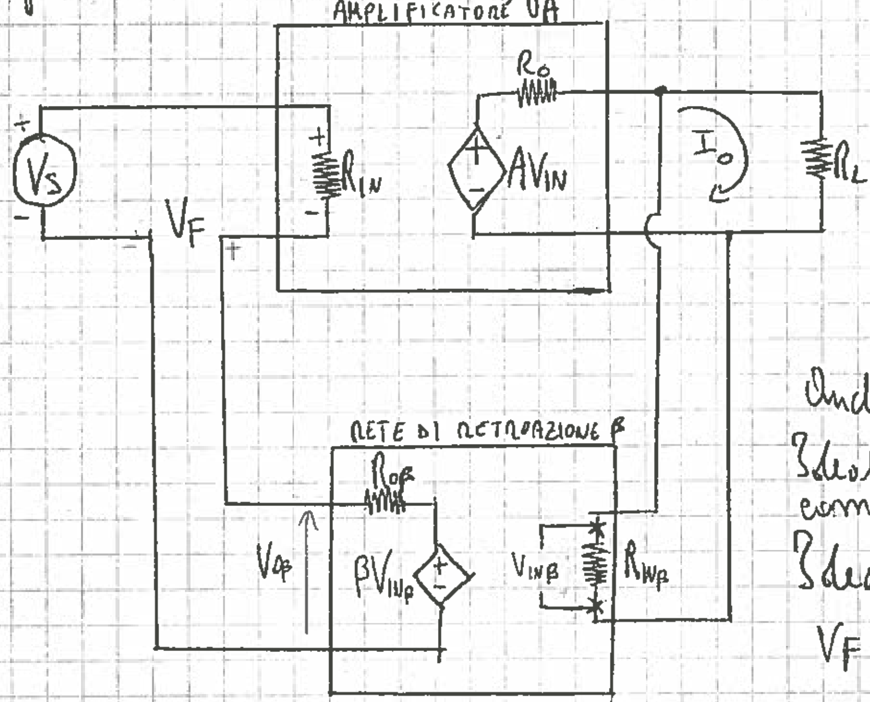
INGRESSO RETROAZIONATO CORRENTE



In questo caso dobbiamo modificare una corrente
Lo faccio devo introdurre un nodo, per cui $I_S = I_{IN} + I_F$.
L'uscita di β è una corrente connessa in parallelo con I_S.
Se aumenta I_F si riduce I_{IN}, cioè se vedo che la corrente in uscita aumenta, devo intervenire per abbassare I_{IN}, e quindi devo far scorrere più corrente I_F e meno I_{IN}, cioè della corrente I_S devo far andare più corrente in I_F che in I_{IN}.

Controreazione serie/parallelo (ampl. di tensione)

Segnale di tensione in ingresso e in uscita, perché se misuro l'uscita in parallelo sto misurando una tensione, ingresso in serie sto trattando la tensione.



Anche β è una rete 2 porte.
Idealmente $R_{IN\beta} = \infty$, quindi come un circuito aperto.
Idealmente $R_{o\beta} = \emptyset$ e
$V_F = \beta V_{i\beta} = \beta V_o$
perché $\boxed{V_{i\beta} = V_o}$

È l'implementazione della controreazione NEGATIVA.
Se aumenta V_o, aumenta V_F e quindi diminuisce V_{IN}. Un iniziale aumento ha provocato, dopo il loop, una diminuzione.
Ora voglio calcolare le resistenze equivalenti della rete complessiva.

So che $A_F = \dfrac{A}{1+\beta A}$ $\qquad V_F = \beta V_o \qquad V_o = AV_{IN}\dfrac{R_L}{R_L+R_o} = AV_{IN}$ $(R_L=\infty)$ → partitore tensione

$$\boxed{R_{IF}} = \frac{V_S}{I_{IN}} = \frac{V_S}{V_{IN}/R_{IN}} = \frac{V_{IN}+V_F}{V_{IN}/R_{IN}} = \frac{V_{IN}+\beta V_o}{V_{IN}/R_{IN}} = \frac{V_{IN}+\beta AV_{IN}}{V_{IN}/R_{IN}} = \boxed{R_{IN}(1+A\beta)}$$

$$R_{oF} = R_o = \frac{V_o}{I_o} \qquad I_o = \frac{V_o - AV_{IN}}{R_o} = \frac{V_o + A\beta V_o}{R_o} = V_o\,\frac{1+A\beta}{R_o}$$

il segno è cambiato perché facendo l'analisi della R_{eq}, devo annullare tutti i gen. indip., quindi cortocircuito V_S e ho che $V_{IN} = -\beta V_o$

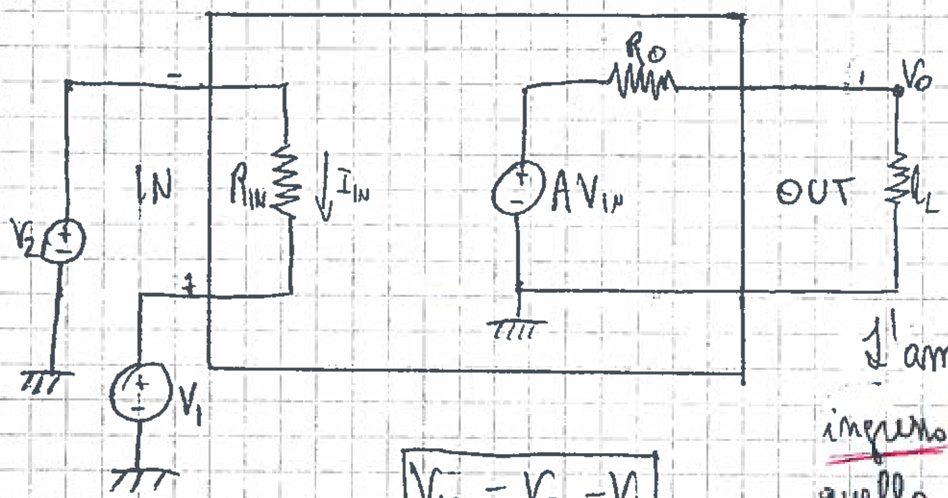
Quindi $\boxed{R_{oF}} = \dfrac{V_o}{I_o} = \cancel{V_o}\,\dfrac{R_o}{\cancel{V_o}(1+A\beta)} = \boxed{\dfrac{R_o}{1+A\beta}}$

Nota: la controreazione riduce R_o (divido per $1+A\beta$)

Quindi la controreazione AUMENTA la resistenza di ingresso di un fattore pari al tasso di controreazione, DIMINUISCE la resistenza di uscita di un fattore pari al tasso di controreazione, questo in caso di connessione serie/parallelo.

Amplificatori Operazionali

16/03/2017



Ora ci sono due meno e terra. L'uscita è la tensione V_o rispetto a massa.

L'ampl. op. ha 2 morsetti di ingresso (quello invertente ⊖ e quello non invertente ⊕) e la tensione in uscita è riferita a MASSA.

$$\boxed{V_{IN} = V_2 - V_1}$$

Convenzioni

Considero $\boxed{R_{IN} = \infty}$ perché è molto più grande della resistenza interna dei generatori.

Analogamente, $\boxed{R_o = \emptyset}$.

$R_{IN} = \infty \rightarrow$ circuito aperto. Quindi $I_{IN} = \emptyset$ → L'AMPL. OP. non assorbe corrente in ingresso.

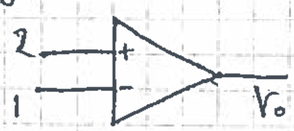
Per quanto riguarda l'uscita, qualunque sia il carico, la tensione di uscita non dipende da esso (no partizione tensione). Quindi al posto di R_o metto un corto circuito. In formule:

$$V_o = A V_{IN} \cdot \frac{R_L}{R_o + R_L} \quad \text{ma } R_o = \emptyset \rightarrow \boxed{V_o = A V_{IN} = A(V_2 - V_1)}$$

Guadagno: tende a ∞ perché è la caratt. dell'ampl. op.

$$\boxed{A \rightarrow \infty}$$

In genere l'AMPL. OP. si disegna con un triangolo.



$$\boxed{V_o = A(V^+ - V^-)}$$

dove V^+ = morsetto non invertente
V^- = // invertente

CMRR: common mode rejection...
mi indica quanto è 'buono' l'amplif.

$$CMRR = \frac{A_D}{A_{CM}}$$

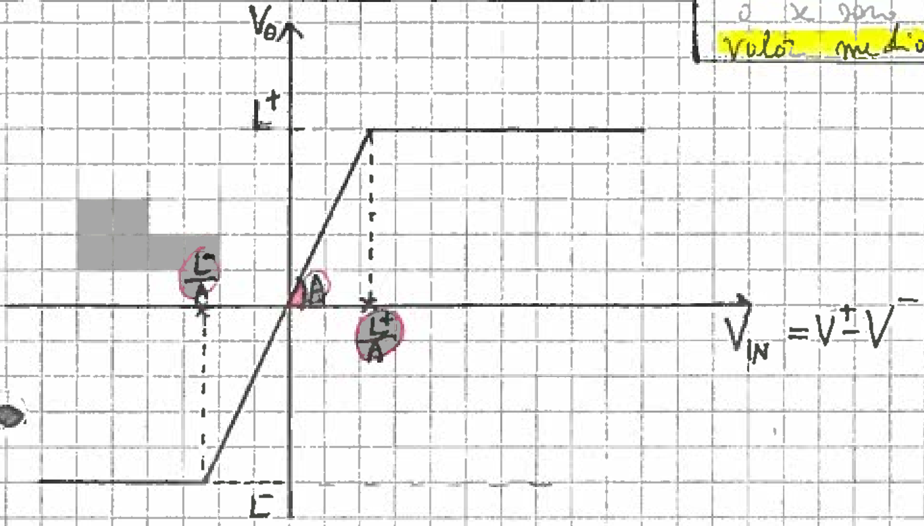
→ A_D = guadagno differenziale
A_{CM} = guadagno di modo comune

$$V_0 = \underbrace{A_D (V^+ - V^-)} + \underbrace{A_{CM} \left(\frac{V^+ + V^-}{2} \right)}$$

- l'ampl. ideale ha $A_{CM} = \emptyset \rightarrow CMRR = \infty$ e V_0 vale

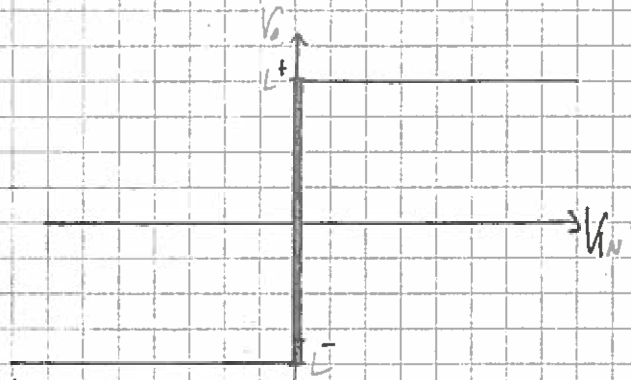
$$V_0 = A_D (V^+ - V^-) + \cancel{A_{CM} \left(\frac{V^+ + V^-}{2} \right)}$$

→ l'amplificatore è DIFFERENZIALE, cioè l'uscita dipende solo dalla DIFFERENZA tra V^+ e V^-. Cioè se V^+ e V^- sono 3 e 2 o se sono 8 e 7 non cambia, il valore medio NON CONTA.



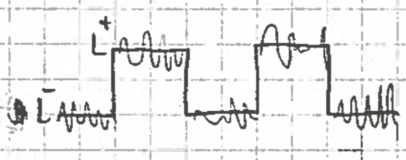
La tensione di ingresso deve essere compresa tra $\left[\frac{L^-}{A} ; \frac{L^+}{A} \right]$.

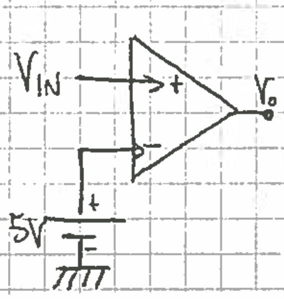
Ma il nostro AMPL. OP. ideale ha A infinito quindi ho la seguente forma:



Quindi se ho $V_{IN} > 0$ allora l'uscita è satura all'infinito cioè qualsiasi tensione ho, ho l'uscita satura, la dinamica di ingresso è nulla.

Questo AMPL. OP. ideale viene usato come comparatore per i segnali digitali. Se voglio un comparatore che da in uscita 0 o 10 Volt allora metto 5V nel morsetto –. Ora se $V_{in} > 5V$ ho in uscita 10V, se $V_{in} < 5V$ ho in uscita 0V.

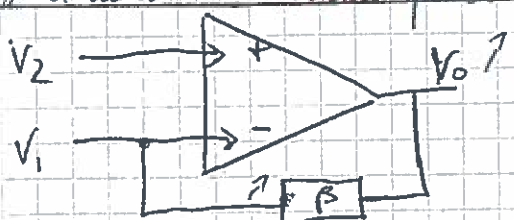




Più il guadagno è alto, più è bassa la dinamica di ingresso.

Nell'AMPL. OP. ideale la dinamica di ingresso è NULLA poiché $A \to \infty$.
Se ho una RETROAZIONE, vedendo l'uscita risalgo all'ingresso perché so che l'uscita è l'ingresso moltiplicato il guadagno.

Corto-circuito Virtuale di un AMPL. OP. $\Rightarrow$ Se l'ampl. sta funz. allora ingresso nullo. Ingresso nullo vuol dire $\boxed{V^+ = V^-}$, cioè in ingresso ho un corto circuito. Questo solo se l'AMPL è nella zona di funzionamento. Guardando la transcaratteristica, se ho $V_{IN}=0$ l'uscita potrebbe essere una qualunque tra L^+ e L^-, non posso distinguerla.
Il corto circuito è virtuale perché ho corto circuito ma CORRENTE NULLA.



RETROAZIONE NEGATIVA

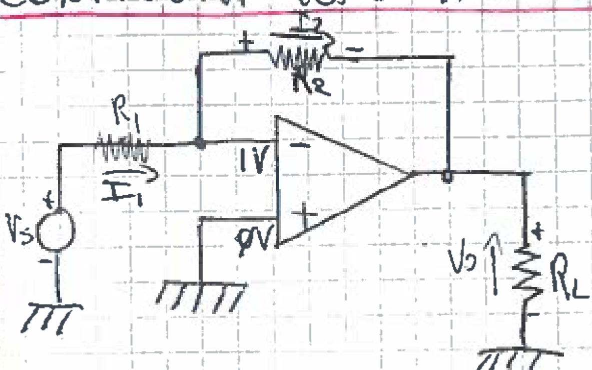
Se uso l'ampl. op. con com'è non mi amplifica alcun segnale perché la dinamica di ingresso è nulla.

Se aumenta V_o aumenta il feedback V_1 quindi $V_2 - V_1$ diminuisce.
Quindi l'ingresso diventa più piccolo $\Rightarrow$ la retroazione negativa stabilizza il circuito.

Configurazioni Fondamentali

Il segnale in ingresso posso decidere di mandarlo o nel morsetto V_2 o V_1. A seconda di dove lo metto, ho una delle due configurazioni.

CONFIGURAZIONE INVERTENTE $\to$ V_2 a terra



Quello che voglio è avere $V_{IN} = \emptyset$.
Quindi non mi sta bene 1V nel morsetto −.
Quindi metto una resistenza R_1 tale che la caduta di potenziale su di essa è 1V. Anche qui ho il concetto di virtuale, la massa è virtuale.
C'è una 'confusione di segni' perché c'è la massa virtuale.

Essendo R_L connesso a massa, posso metterla a qualsiasi valore, V_0 non cambia, cioè V_0 è indipendente da R_L.

guadagno

$\boxed{A_V} = \frac{V_0}{V_S}$ $\qquad V_0 = -I_2 R_2$, perché è la caduta di potenziale su R_2

Calcolo I_2: uso l'eq. al nodo $\qquad \to R_{IN} = \infty$

Ho 3 RAMI, ma nel morsetto − la corrente non entra e quindi la corrente se ne va tutta su R_2. Cioè $I_1 = I_2$

$\boxed{V_0 = -I_2 R_2 = -I_1 R_2} \to \boxed{I_1 = \frac{V_S}{R_1}}$

$\boxed{V_0 = -V_S \frac{R_2}{R_1}}$

guadagno ad anello chiuso

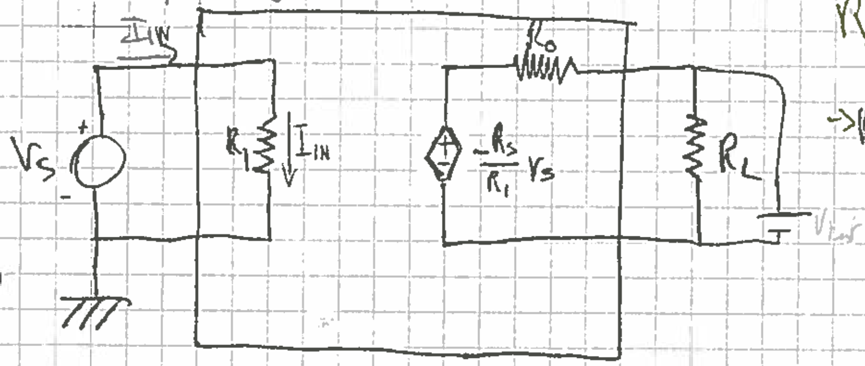
$$\boxed{A_V = \frac{V_0}{V_S} = -\cancel{V_S}\frac{R_2}{R_1 \cancel{V_S}} = -\frac{R_2}{R_1}}$$

è negativo il guadagno, infatti c'è la controreazione che stabilizza, infatti l'uscita è collegata al −

Circuito Equivalente

$R_{IN} = \frac{V_S}{I_{IN}} \to I_{IN} = I_1 = \frac{V_S}{R_1} \to$

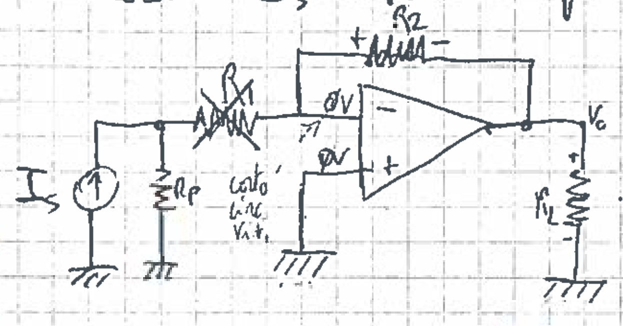
$\to R_{IN} = R_1$



Ora dobbiamo calcolare quant'è R_{out} del circuito equiv. La trovo con una V_{TEST}, tipo come nel teo. di Thevenin. Quindi devo trovare la R_{eq}, annullando tutte le eccitazioni $\Rightarrow V_S = 0$.
Quindi anche il gen controllato è 0.
$R_{OUT} = R_0 = 0$ ho impedenza nulla in uscita.
Se ho un segnale in ingresso in tensione, vorrei $R_1 = \infty$. Se aumento R_1 però, si riduce la f.d.t. perché $A_V = -\frac{R_2}{R_1}$.

Caso GEN. CORRENTE (Ampl. di transconduttanza)

Al posto di V_S metto I_S, quindi ho una R_P.
La corrente I_S va in parte in R_P e in parte a destra



Visto che c'è R_P mentre a destra c'è un corto circuito ($R_1 = \emptyset$) la corrente I_S va tutta a destra.
$V_o = I_S R_2$.

R_P non la decido io. Quello che decido è R_1.
Ora l'ampl. è di transconduttanza, R_1 non influenza la f.d.t.
Mi conviene $R_1 = \emptyset$ e quindi metto un corto circuito, e tutto il segnale di corrente in ingresso va in uscita.

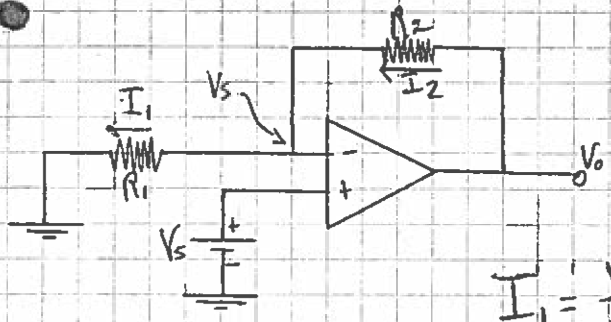
• Perché l'AMPL OP può essere usato come COMPARATORE?
L'ampl. op. è tale per cui il guadagno è infinito, quindi è infinita la pendenza della transcaratteristica. Quindi qualunque tensione in ingresso $V_{in} \neq 0$ io dia, ho che l'uscita è L^+ o L^-. In particolare, se leggo L^+ in uscita allora vuol dire che $V_{in} > 0$, se leggo L^- allora $V_{in} < 0$, quindi posso usarlo per COMPARARE una tensione.

• Che strada fa la CORRENTE nella conf. invertente?
La corrente per scorrere deve trovare una maglia chiusa. Essa parte da V_S, dopodiché c'è la massa VIRTUALE, quindi in teoria la corrente avrebbe finito il percorso. Invece NO perché è una massa VIRTUALE. Quindi la corrente va in R_2 (non entra nell'ampl. perché $R_{IN} = \infty$), poi va nel generatore DIPENDENTE perché $R_o = \emptyset$ e torna a massa.

CONFIGURAZIONE NON INVERTENTE

21/03/2017

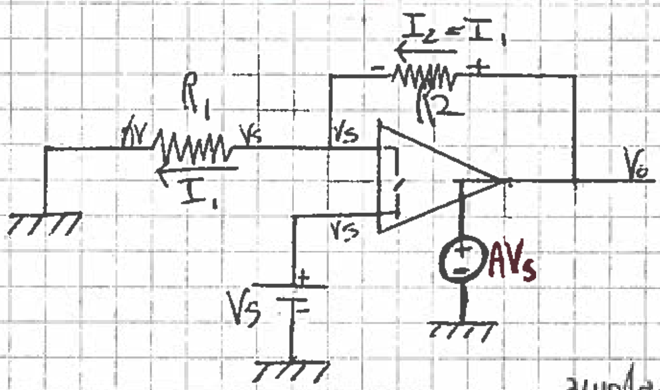
Ora il segnale entra nel morsetto + e il morsetto − è connesso a massa.



Anche qui voglio $V^+ - V^- = \emptyset$ cioè $V^+ = V^-$. Visto che ho V_S nel morsetto +, lo devo avere anche nel morsetto −

$$I_1 = \frac{V_S}{R_1}$$

Da dove arriva I_1? Dal generatore AV_S.



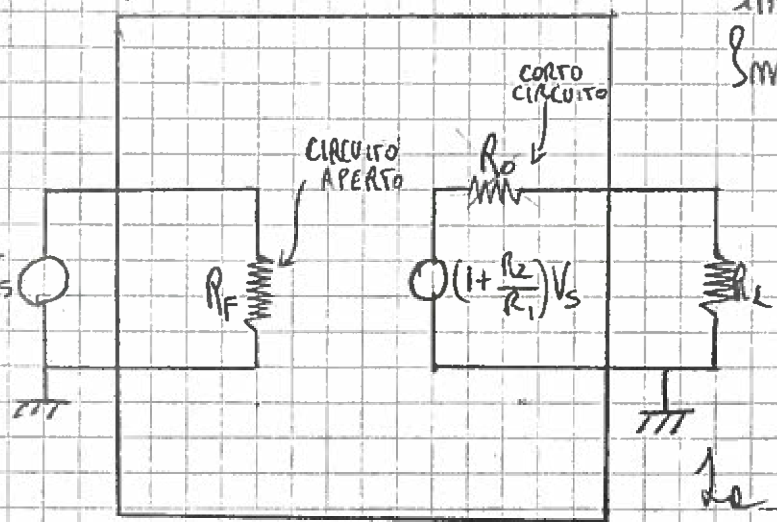
$$V_o = I_2 R_2 + V_S \qquad I_2 = I_1 = \frac{V_S}{R_1}$$

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

$$A_V = \frac{V_o}{V_S} = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)$$

guadagno positivo → conf. non invertente

Circuito equivalente (rete 2 porte)

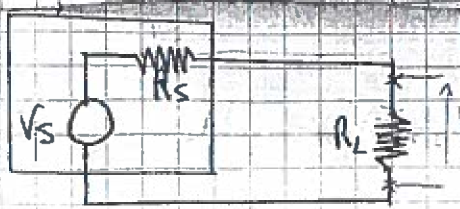


Impedenza in ingresso infinita

Impedenza in uscita nulla

La resistenza di ingresso è quella che il segnale vede entrando nel circuito. Ma R_F è infinita.

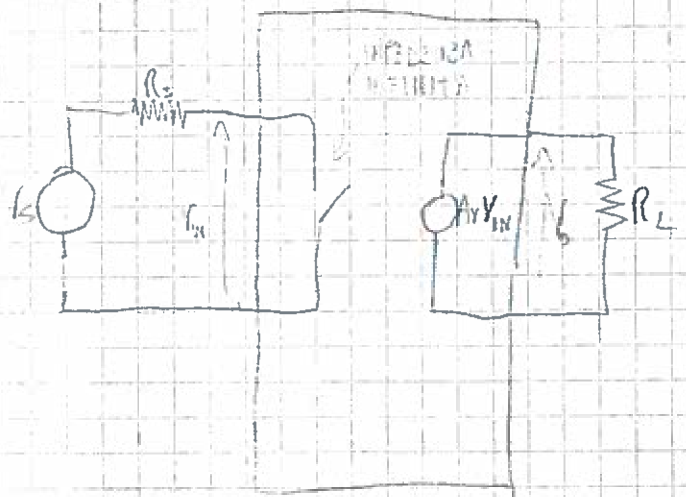
La resistenza di uscita è quella che vede il carico. La misuro con una V_{test} dopo aver annullato tutte le eccitazioni (cioè V_S, quindi la cortocircuito) quindi mi si cortocircuita anche il gen. dip. Poi siccome c'è la massa, il carico vede una resistenza nulla. Quindi la resistenza di uscita è nulla.



$$V_0 = V_S \frac{R_L}{R_S + R_L}$$

se le due resistenze fossero uguali, solo metà del segnale va sul carico

Voglio che Vs se ne va tutto sul carico. Metto uno STADIO SEPARATORE



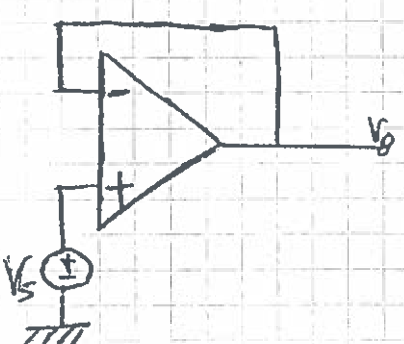
Impedenza infinita in ingresso, quindi la tensione non si ripartisce. Ora in uscita voglio V_S anche in uscita, quindi voglio $R_0 = \emptyset$ e $A_V = 1$, e $R_L = \infty$.

$R_{IN} = \infty$, $R_0 = \emptyset$
quindi è una sorta di conf. non inv.

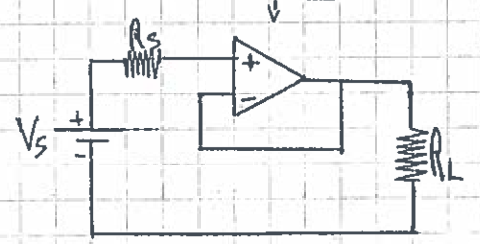
Circuito equivalente

$\boxed{V_0 = V_S = V_{IN}}$, cioè l'uscita insegue l'ingresso

Nota: il guadagno è $A = 1$



Il morsetto – è in CORTOCIRCUITO con l'uscita. $\boxed{\text{Utilizzo}}$

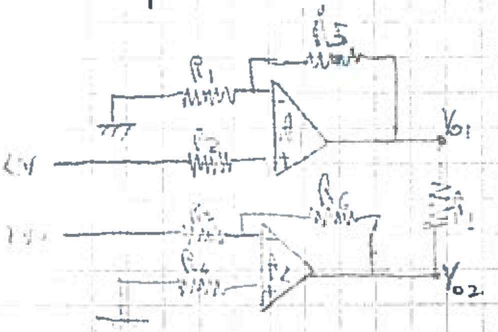


Essendo R_{IN} dell'ampl. infinita, in R_S non scorre corrente e quindi la tensione V_{in}^+ si mantiene all'uscita dell'ampl, dunque $V_0 = V_{IN}$

Esercizio (slide 25)

L'ingresso è un gen. di tensione di 2V che entra nei due amplificatori

I due ampl. sono IDEALI → $A = \infty$, $R_{IN} = \infty$, $R_o = \emptyset$

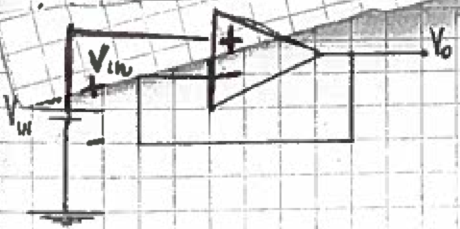


A_1 ha una conf. non invertente, mentre A_2 è invertente.

$\boxed{R_2 = \emptyset}$ perché dentro A_1 il circuito è aperto e quindi la corrente è $\emptyset$. Se è $\emptyset$ la corrente non c'è caduta di potenziale $\Rightarrow R_2 = \emptyset$

Analogamente, $\boxed{R_4 = \emptyset}$

Buffer o inseguitore a GUADAGNO UNITARIO **BUFFER O INSEGUITORE**

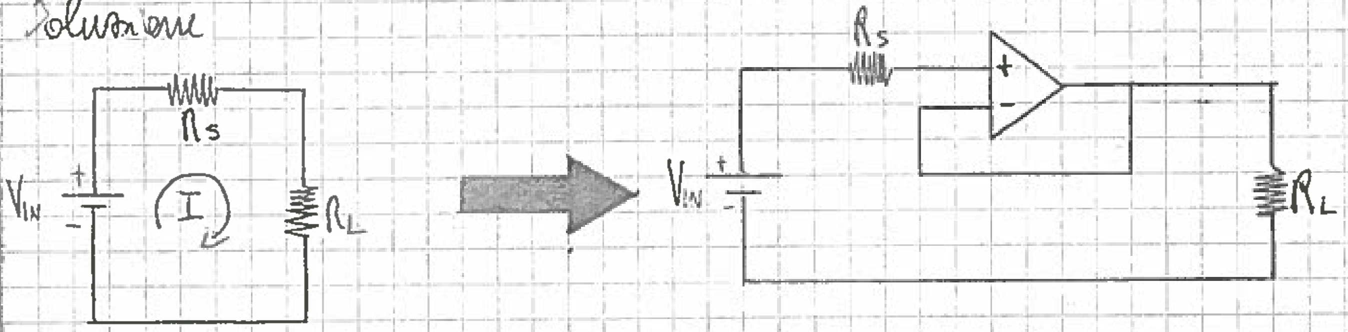


È un'applicazione dell'ampl. op. $V^+ = V^- = V_{IN}$ e $R_{IN} = \infty$ quindi non scorre corrente nell'amplificatore. Il morsetto - è direttamente collegato all'uscita e quindi immediatamente $V_o = V_{IN}$ cioè la tensione di uscita è sempre uguale alla tensione in ingresso. Sostanzialmente è un amplificatore con guadagno unitario. Ci si domanda: a cosa potrebbe servire?

$A = \frac{V_{out}}{V_{in}} = \emptyset$ $\quad V_{out} = V_{in}$

Un generatore di tensione reale ha una sua resistenza serie R_S, quindi una parte della tensione generata cade su R_S e non arriva sul carico. Questo perché scorre corrente.

Soluzione



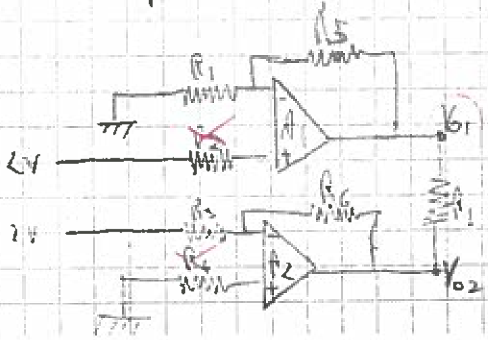
Ora, siccome nell'ampl. op. non scorre corrente ($R_{IN} = \infty$) non c'è caduta di tensione su R_S e dunque la V_{IN} viene portata attraverso il morsetto - direttamente sul carico. R_L

Esercizio (slide 25)

L'ingresso è un gen. di tensione di 2V che entra nei due amplificatori

I due ampl. sono IDEALI → $A = \infty$, $R_{IN} = \infty$, $R_o = \emptyset$

morsetto negativo a massa



A_1 ha una conf. non invertente, mentre A_2 è invertente.

morsetto positivo a massa

$\boxed{R_2 = \emptyset}$ perché dentro A_1 il circuito è aperto e quindi la corrente è $\emptyset$. Se è $\emptyset$ la corrente non c'è caduta di potenziale → R_2 = ...

Analogamente, $\boxed{R_4 = \emptyset}$

$$V_{O1} = V_1^+\left(1+\frac{R_5}{R_1}\right) = 2\left(1+\frac{1}{2}\right) = 3 \text{ Volt}$$

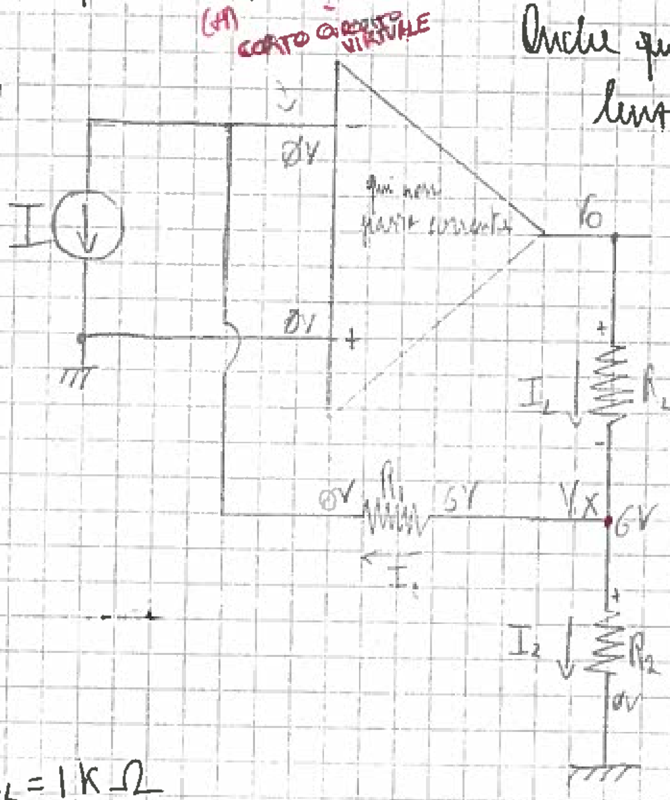
$$V_{O2} = V\left(-\frac{R_6}{R_3}\right) = 2(-3\text{ Volt}) = -6 \text{ Volt}$$

$$I_L = \frac{V_{O1}-V_{O2}}{R_L} = \frac{9\text{ Volt}}{6\,K\Omega} = 1,5 \text{ mA}$$

Una volta terminato, devo verificare se V_{O1} e V_{O2} sono compresi tra V^- e V^+. Ho che $V^- = -12V$ e $V^+ = 12V$ quindi tutto ok.

Esercizio (slide 26)

Anche qui l'ampl è IDEALE. Non ha controreazione quindi non funziona. Anche qui deve valere il principio di equivalenza dei potenziali. (*)



$I = 1mA$

$R_1 = 6\,K\Omega \rightarrow V_1 = R_1 I = 6V$

$I_2 = \frac{V_x}{R_2} = \frac{6}{2} = 3mA$

$I_L = I_1 + I_2$

$I_1 = I = 1mA \quad I_2 = 3\,mA$

$I_L = 4mA$

La corrente I_L è indipendente da R_L (non abbiamo mai usato R_L) quindi R_L vede tutto il circuito come un gen. di corrente

a) $R_L = 1K\Omega$

$V_o = V_x + I_L R_L = 6V + 4 \cdot 1K\Omega = 10V$ ✓

b) $R_L = 2K\Omega \Rightarrow V_o = 14V$ ✗

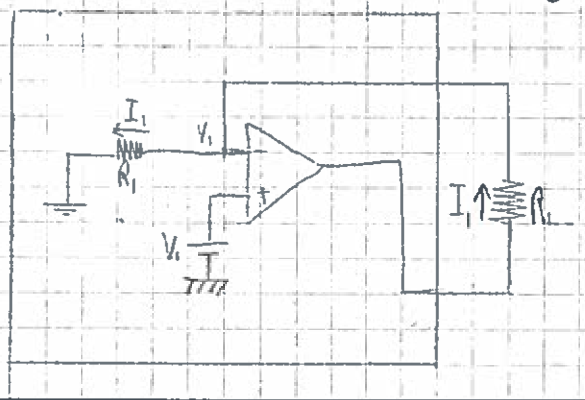
Il fatto che nel caso b ho $V_o > V^+$ deriva dal fatto che in realtà immagino il corto circuito è VIRTUALE, nella realtà non so quanto è il potenziale nel morsetto -. $V_o = 12V$ perché oltre non può andare.

$$\begin{cases} I_L = \frac{V_o - V_x}{R_L} \\ I_L = I_2 + I_1 = \frac{V_x}{R_2} + 1mA \end{cases} \qquad \begin{cases} \frac{V_x}{R_2} + 1 = \frac{V_o - V_x}{R_L} \\ I_L = \frac{V_x}{R_2} + 1mA \end{cases}$$

$\ldots V_x = 5V \Rightarrow I_1 = \frac{V_x - V^-}{6K\Omega}$

$\Rightarrow V_x - V^- = 6V \Rightarrow \boxed{V^- = V_x - 6V = -1V}$

Un generatore di corrente è fatto così:

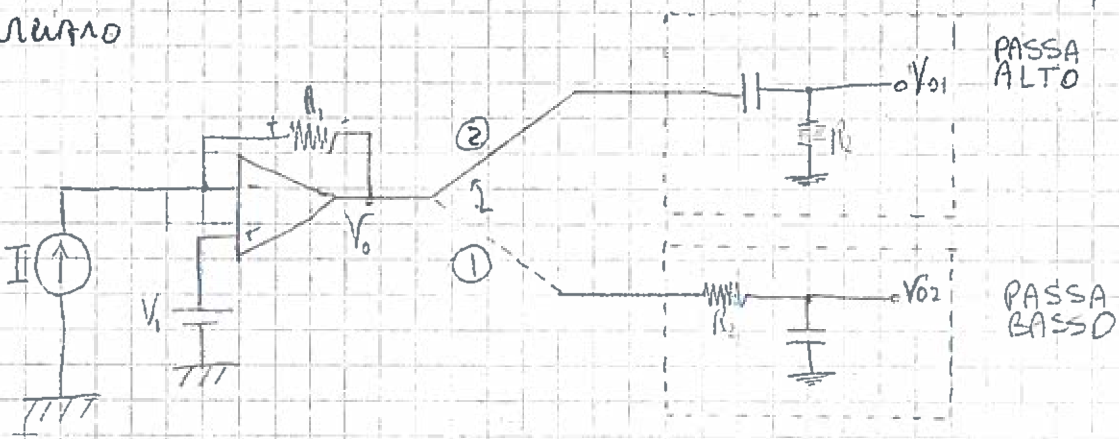


$I_1 = V_1/R_1$ → passa per forza nel carico, ed è indip. dal carico

Quindi dal punto di vista del carico, R_L vede il circuito come un generatore di corrente

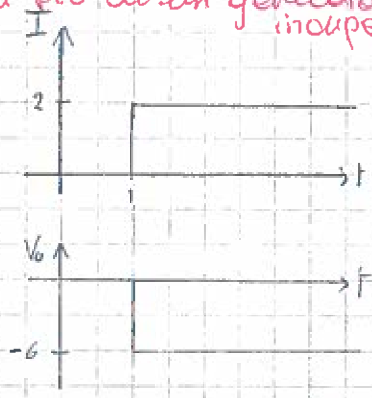
---

Esercizio



V_0 lo calcolo con il principio di sovrapposizione degli effetti:

Sono in presenza di più di un generatore indipend.



$\boxed{\text{Caso } V_1 = \emptyset}$ → corto circuito

↳ quindi ∅V anche nel morsetto -

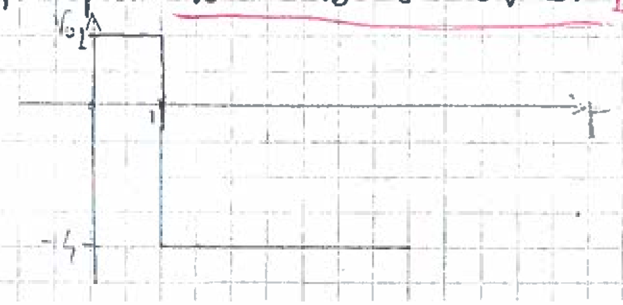
I se ne va in R_1 e $V_0' = -I_1 R_1 = -6V$

$\boxed{\text{Caso } I = \emptyset}$ → circuito aperto

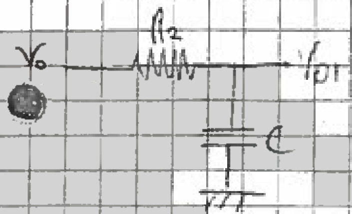
$A_V = 1 + \frac{R_1}{R_2} = 1 + \frac{R_1}{\infty} = 1$ guadagno unitario, quindi l'uscita è uguale all'ingresso $V_0'' = V_1 = 2V$

Quindi per il principio $V_0^{TOT} = V_0' + V_0'' = -6V + 2V = \boxed{-4V}$

In totale:



Considero lo switch ①



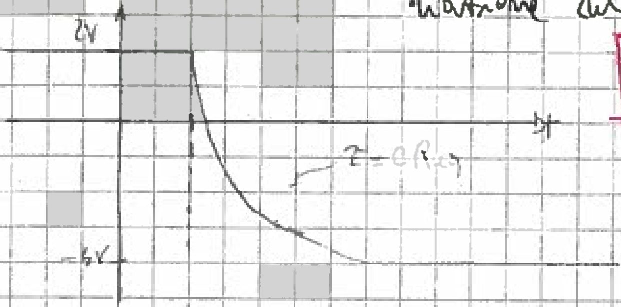
È passa-alto o passa-basso?

Con limite:

$\omega = 0 \Rightarrow$ impedenza infinita e V_0 va in uscita

$\omega = \infty \Rightarrow$ impedenza nulla $\Rightarrow$ uscita $\emptyset V$ qualunque sia V

Quindi è PASSA-BASSO, non passa la V_0 variazione del segnale!



$$\boxed{V_{OUT} = V_C(t) = V(\infty) - [\underbrace{V_C(\infty)}_{2V} - \underbrace{V_C(t_0)}_{-6V}]\, e^{-\frac{t-t_0}{\tau}}}$$

dove $V_C(\infty)$ è la tensione di partenza e $V_0(t_0)$ è la tensione nel cond. alla fine del transitorio.

Poi trovo R_{eq} per calcolare τ.

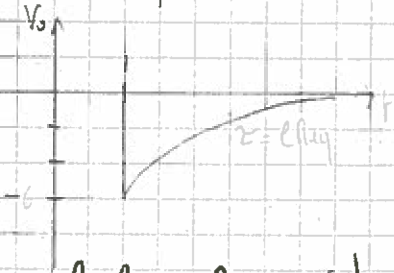
R_{eq} la trovo considerando la tensione V_x di test tra R_2 e massa.

R_2 è in serie con il resto del circuito, che ha 2 resistenze parallele R_1 e R_0 (quella di uscita dell'ampl) Essendo $R_0 = \emptyset$ che è in parallelo con R_1, anche R_1 è 0 e dunque $R_{eq} = R_2$.

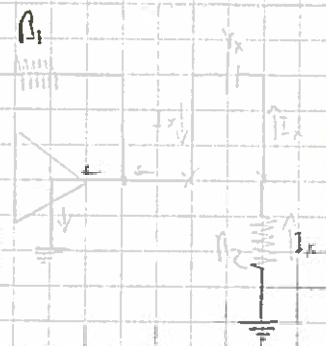
23/03/2017

Caso switch ②

Ora ho un PASSA-ALTO



Devo calcolare R_{eq} vista dal condensatore. Il circuito equiv. è questo:

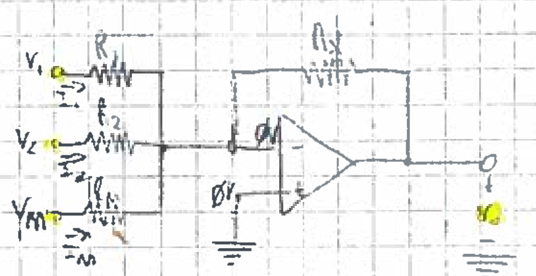


La corrente fa il percorso delle frecce (non va in R_1 ma va tutta nell'ampl. perché $R_0 = \emptyset$).

Quindi l'unica resistenza che la corrente incontra è R_2 e quindi anche qui $R_{eq} = R_2$

SOMMATORE PESATO INVERTENTE

l'ampl. op. può essere usato anche qui.



Anche qui ho cortocircuito virtuale

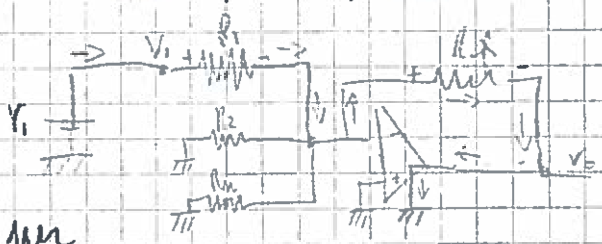
Principio sovrapposizione effetti:

$V_0 = V_{01} + \ldots + V_{0m}$

Posso farlo in ogni circuito LINEARE

Calcolo V_{01} considerando solo V_1 e mettendo a massa $V_2 \ldots V_m$

$I_1 = \frac{V_1}{R_1}$



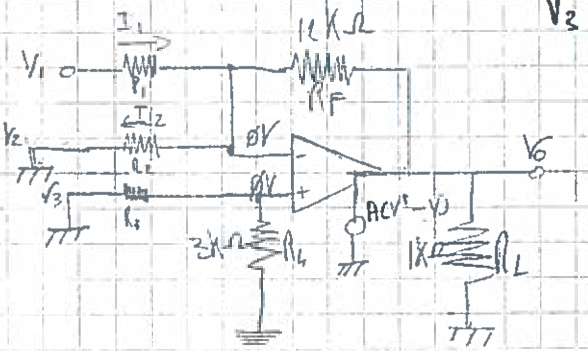
in $R_2 \ldots R_m$ non scorre corrente

Percorso I_1: parte dalla massa sotto V_1, passa per R_1, poi per R_f, entra nell'ampl. e torna a massa.

Quindi $V_{01} = -I_F R_F = -V_1 \frac{R_F}{R_1}$

Poi $V_{02} \ldots V_{0m}$ li calcolo analogamente e alla fine sommo tutti gli effetti. $V_0 = -\left(\frac{R_F}{R_1}V_1 + \frac{R_F}{R_2}V_2 + \ldots + \frac{R_F}{R_m}V_m\right)$

Esercizio di applicazione del sommatore

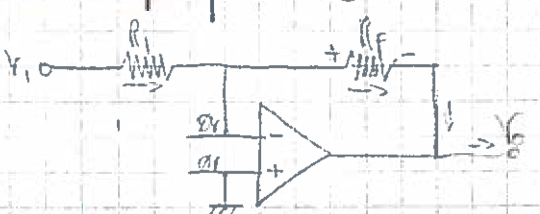


Per calcolare gli effetti di V' metto V_2 e V_3 a massa, sempre per il principio sovrapposizione effetti

$\boxed{I_1 = \frac{V_1}{R_1}}$

$I_2 = I_3 = \emptyset$

Quindi semplifico il circuito e viene:



mi viene dato dalla traccia

$V_0' = -I_1 R_F = -\frac{V_1}{R_1} R_F = 2$

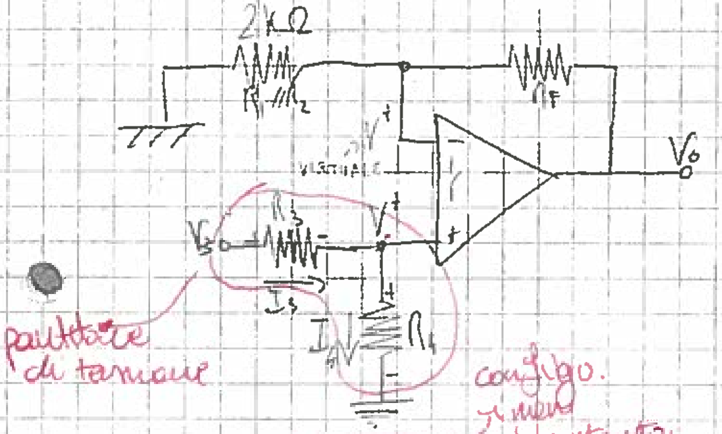
$R_1 = 6\,K\Omega$

Ora calcolo V_{o2} quindi metto a massa V_1 e V_3

$V_o'' = -4V_2$ perché mi viene dato dalla traccia

$$V_o'' = -4V_2 = -\frac{V_2}{R_2} R_F = -\frac{12}{R_2} V_2 \Rightarrow -4 = -\frac{12}{R_2} \Rightarrow R_2 = 3K\Omega$$

Ora calcolo V_o''', e visto che V_1 e V_2 sono a massa posso vedere R_1 e R_2 come una unica resistenza $R_1 // R_2 = \frac{R_1 R_2}{R_1+R_2} = \frac{18 K\Omega}{9 K\Omega} = 2K\Omega$



$$V_o''' = V^+ \underbrace{\left(1 + \frac{R_F}{R_1 // R_2}\right)}_{\text{GUADAGNO}}$$

V^+ ???

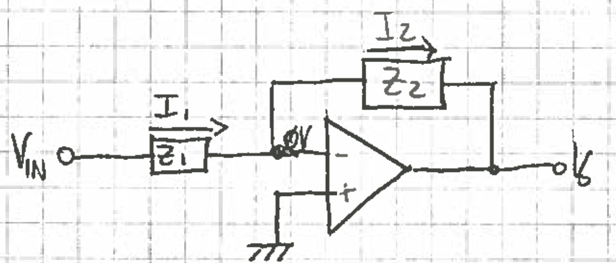
$I_3 = I_4$ sempre perché nell'ampl. non entra corrente

$V^+ = V_3 \frac{R_4}{R_3+R_4}$ → PARTITORE DI TENSIONE

$$V_o''' = V_3 \frac{R_4}{R_3+R_4}\left(1 + \frac{R_F}{R_1 // R_2}\right) = V_3 \frac{3}{R_3+3}\left(1+\frac{12}{2}\right) = V_3 \frac{3}{3+R_3} \cdot 7$$

V_o''' deve fare $3V_3$ → $\cancel{V_3} \frac{3}{3+R_3} \cdot 7 = 3\cancel{V_3} \Rightarrow \frac{7}{3+R_3} = 1 \rightarrow R_3 = 4K\Omega$

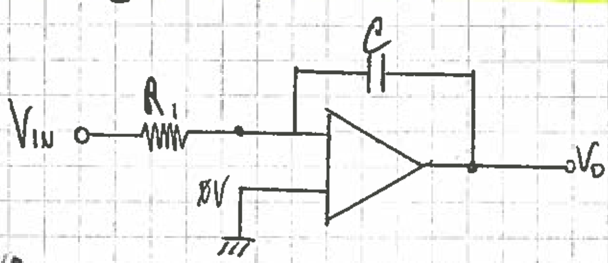
Configurazione invertente con impedenze generiche



$I_1 = \frac{V_{IN}}{Z_1}$

Z è una impedenza, quindi può essere o un resistore o un condensatore.

Se Z_2 è un condensatore e Z_1 è una resistenza:



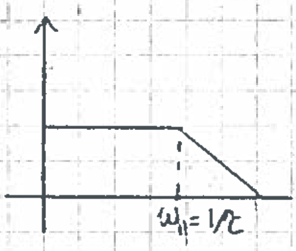
IMPEDENZA CONDENSATORE → $\boxed{Z_c} = \frac{1}{j\omega C}$

$$\frac{V_o}{V_{IN}} = -\frac{Z_c}{R_1} = -\frac{1}{s R_1 C} \quad \text{\{ guadagno}$$

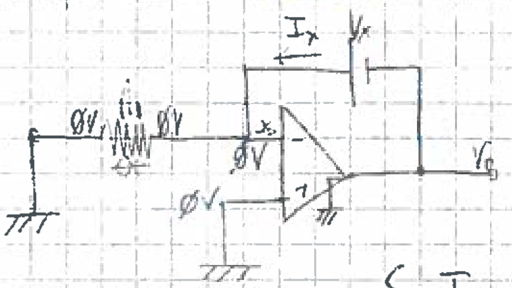
dove $s = j\omega$

La funzione di trasf. decresce al crescere della frequenza, quindi è un PASSA-BASSO.

$\omega_H = \frac{1}{\tau}$ $\quad \tau = C R_{eq}$



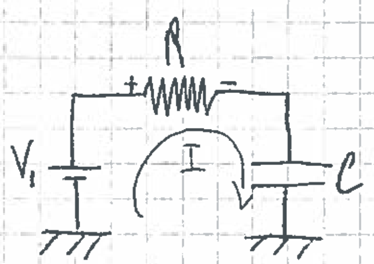
Calcolo R_{eq} sempre allo stesso modo, stacco il condensatore e ci sostituisco una V_{test} e misuro la corrente. Ovviamente devo annullare le altre eccitazioni, cioè annullo i generatori INDIPENDENTI

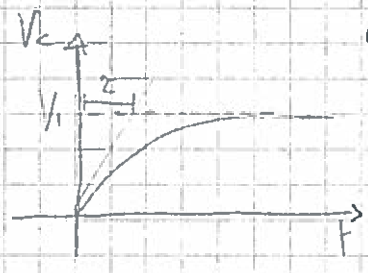


$I_x = 0$ perché non ha un percorso.

Se $I_x = 0 \to R_{eq} = \infty$

Quindi il condensatore vede una resistenza infinita.





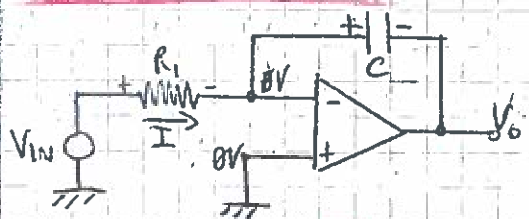
CARICA CONDENSATORE CON GENERATORE TENSIONE

Quindi avendo il gen. di tensione, il condensatore si carica in modo esponenziale.

$$V_C = \frac{Q}{C} = \frac{1}{C}\int I\,dt = \frac{1}{C}\int \frac{V_{IN}}{R}\,dt = \frac{1}{CR}\int V_{IN}\,dt$$

dove $\int I\,dt$ è tutta la carica Q accumulata nel processo di carica.

INTEGRATORE



$I = V_{in}/R_1$

Visto che l'impedenza di ingresso dell'opamp è ∞, la corrente I se ne va tutta nel condensatore.

$\boxed{I = C\frac{dV_C}{dt}}$ (*) Eguaglio $\to \frac{V_{in}}{R} = C\frac{dV_C}{dt} \to \frac{dV_C}{dt} = \frac{V_{in}}{RC}$

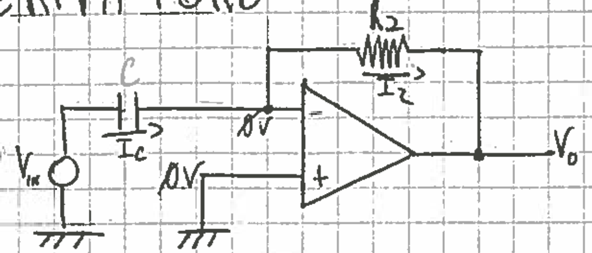
quindi integrando dt ho:

$$\int \frac{V_{IN}}{RC}\,dt = \frac{1}{RC}\int V_{IN}\,dt \to V_o = -\frac{1}{RC}\int V_{IN}\,dt$$

Quindi la V_o è inversamente proporzionale all'integrale nel tempo di V_{in}

DERIVATORE

22/03/2017



La corrente come sempre passa in R_2, cioè $I_C = I_2$

$V_C = V_{IN}$

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

$V_0 = -I_2 R_2 = -R_2 C \frac{dV_{in}}{dt}$ (*)

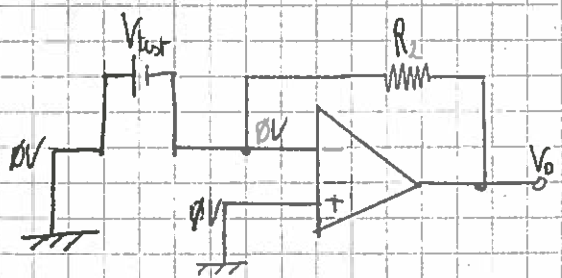
Visto che c'è il condensatore il circuito è soggetto alle frequenze. È passa-basso o passa-alto?

$\omega = 0 \Rightarrow Z_C = \frac{1}{s\omega C} = \infty \Rightarrow$ il segnale non passa, circuito aperto

$\omega = \infty \Rightarrow Z_C = \frac{1}{s\omega C} = \emptyset \Rightarrow$ corto-circuito, il segnale passa

Quindi è un PASSA-ALTO

Quindi abbiamo una frequenza di taglio ω_L. Per calcolarla dobbiamo trovare la Req vista dal condensatore, quindi stacco il condensatore e applico una Vtest, e annullo tutte le eccitazioni (quindi cortocircuito Vin)



Non essendoci resistenze in ingresso

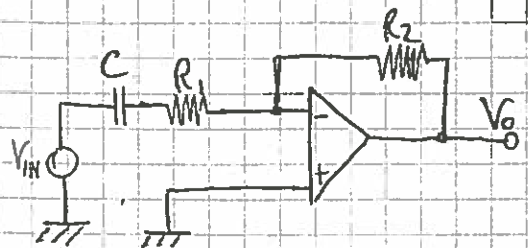
$R_{eq} = \emptyset$

Ora $\omega_L = \frac{1}{\tau}$ e $\tau = RC$

Essendo $R = \emptyset$ ho $\tau = \emptyset \rightarrow \omega_L = \infty$ e non mi sta bene.

Quindi inserisco una resistenza R_1 in serie al condensatore in modo da abbassare la frequenza di taglio ω_L

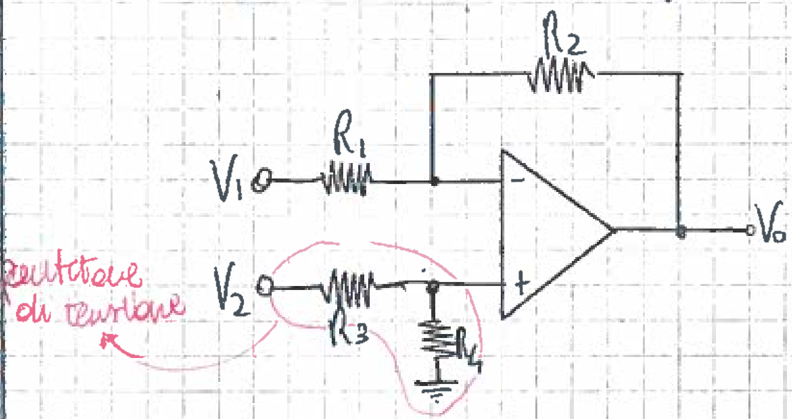
$\tau = CR_1$ e $\omega_L = \frac{1}{CR_1}$



L'aver inserito R_1 comporta che all'aumentare della frequenza, l'amplificazione non possa superare un certo limite.

AMPLIFICATORE DIFFERENZIALE

È un ampl che amplifica la DIFF. dei due segnali in ingresso ed è indipendente dai due segnali; ciò che conta è la differenza



Uso il principio di sovrapposizione $\rightarrow$ $V_o = V_o' + V_o''$

$\boxed{\text{Caso } V_2 \text{ a terra}}$ $\rightarrow$ R_3 e R_4 stanno tra massa e massa e non scorre corrente. Abbiamo la conf. invertente e dunque $V_o' = V_1\left(-\frac{R_2}{R_1}\right)$

$\boxed{\text{Caso } V_1 \text{ a terra}}$ $\rightarrow$ ho la conf. non invertente e dunque $V_o'' = V^+\left(1+\frac{R_2}{R_1}\right)$

$$V_o'' = V^+\left(1+\frac{R_2}{R_1}\right) = V_2\,\frac{R_4}{R_3+R_4}\left(1+\frac{R_2}{R_1}\right)$$ $\rightarrow$ ho applicato il partitore di tensione per calcolare la tensione V^+

Divido e moltiplico per $1/R_3$

$$V_o'' = V_2\,\frac{R_4/R_3}{(R_3+R_4)/R_3}\left(1+\frac{R_2}{R_1}\right) = \left[\frac{R_4/R_3}{1+\cancel{R_4/R_3}}\left(1+\cancel{\frac{R_2}{R_1}}\right)\right]V_2 = \frac{R_2}{R_1}V_2$$

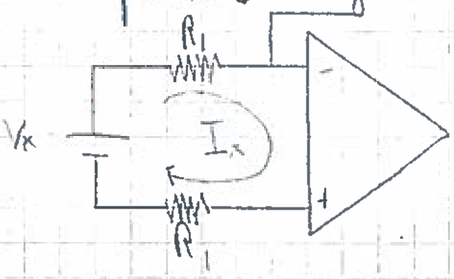
scelgo $R_4 = R_2$, $R_3 = R_1$

Quindi $V_o = V_o' + V_o'' = V_1\left(-\frac{R_2}{R_1}\right) + V_2\left(\frac{R_2}{R_1}\right) = \frac{R_2}{R_1}(V_2 - V_1)$

cioè l'uscita è proporzionale all'ingresso del fattore R_2/R_1

Poi, essendo l'impedenza in uscita nulla, qualunque sia il carico, V_o è proporzionale solo alla differenza dei due segnali in ingresso.

Per quanto riguarda l'impedenza in ingresso:



metto una V_x e misuro I_x.

$R_{IN} = \frac{V_x}{I_x}$ $\quad V_x = I_x R_1 + \varnothing + I_x R_1 = 2 I_x R_1$

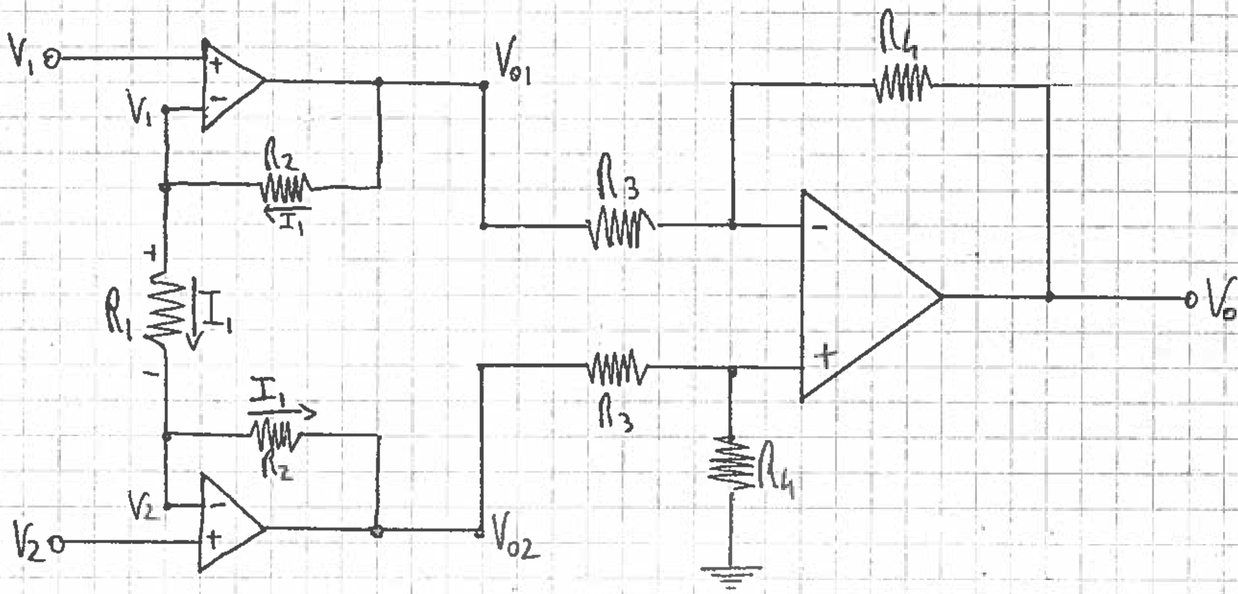
ingressi allo stesso potenziale quindi d.d.p. = ∅

Quindi $R_{IN} = \frac{2 I_x R_1}{I_x} = 2R_1$

Quindi i 3 parametri corrispondenti alla rete 2 porte dell'ampl. diff sono: $\boxed{R_{IN} = 2R_1}$ $\boxed{A = R_2/R_1}$ $\boxed{R_{OUT} = \emptyset}$

Un ampl. deve avere una resistenza d'ingresso elevata, e qui la pago in termini di riduzione del guadagno.

Tramite l'uso di due buffer (inseguitori) ottengo il seguente circuito
AMPLIFICATORE PER STRUMENTAZIONE



Per il principio del corto circuito virtuale ho $V_1 - V_2$ ai capi di R_1. Di conseguenza:

$$I_1 = \frac{V_1 - V_2}{R_1} \rightarrow V_{01} - V_{02} = I_1 (2R_2 + R_1) = \frac{2R_2 + R_1}{R_1}(V_1 - V_2) =$$

$$= \left(1 + 2\frac{R_2}{R_1}\right)(V_1 - V_2)$$

$$V_0 = (V_{01} - V_{02})\left(-\frac{R_4}{R_3}\right) = \left(-\frac{R_4}{R_3}\right)\left(1 + 2\frac{R_2}{R_1}\right)(V_1 - V_2)$$

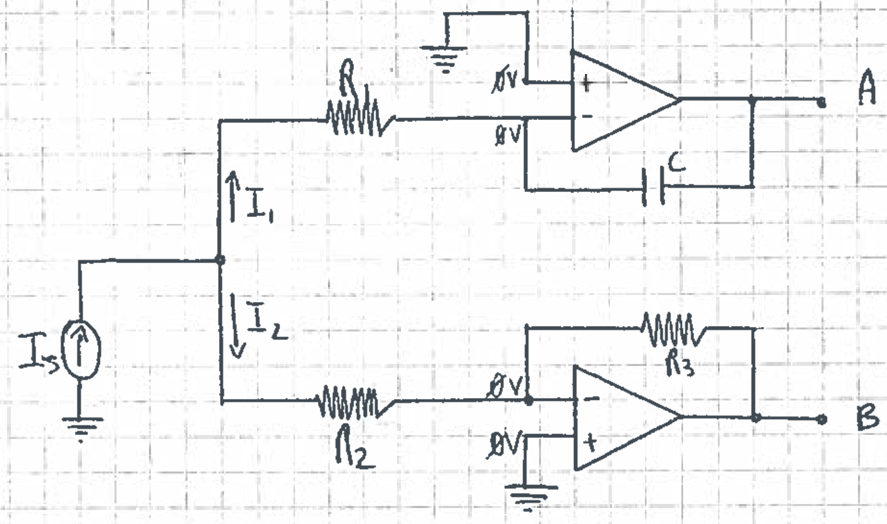
ESERCIZI

Esercizio (Slide 30)

$R_1 = 2K\Omega \quad R_2 = 4K\Omega \quad R_3 = 4M\Omega \quad C = 1\mu F$

$|L^+| = |L^-| = 12V$

Con l'ingresso a gradino di $3\mu A$, graficare V_A-V_B nell'intervallo tra 0 e 5 sec



$I = I_1 + I_2$

sopra ho un integratore ideale, sotto una configurazione invertente.

$$V_A = -V_C = -\frac{Q}{C} = -\frac{\int I_1\,dt}{C}$$

$$I_1 = I\frac{R_2}{R_1+R_2} \qquad I_2 = I\frac{R_1}{R_1+R_2} \quad \text{(partitore di corrente)}$$

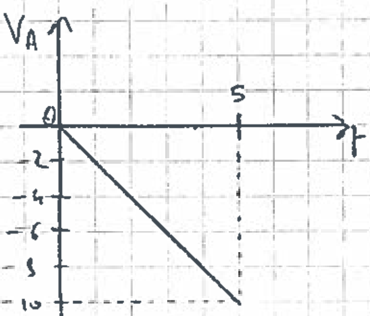
quindi

$I_1 = 2\,mA \qquad I_2 = 1\,mA$ (per differenza $I_2 = I - I_1 = 3-2$)

Essendo la corrente I_1 costante:

$$V_A = -\frac{I_1}{C}t = -\frac{2\cdot10^{-6}}{1\cdot10^{-6}}t = -2\,V/s$$

cioè la tensione sul nodo A decresce di 2 Volt al secondo



Ci siamo fermati a 5 secondi, se fossimo andati oltre il segnale sarebbe uscito dalla dinamica e l'ampl. sarebbe andato in saturazione

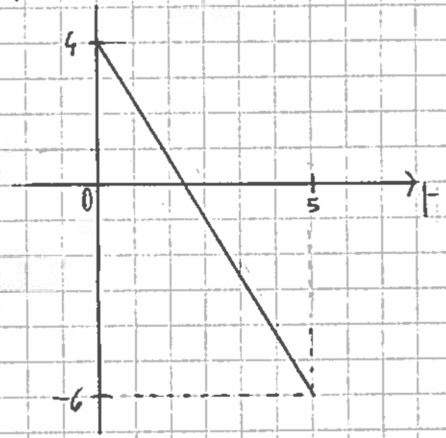
Per quanto riguarda V_B

$V_B = -I_2 R_3$ cioè la caduta di potenziale su R_3

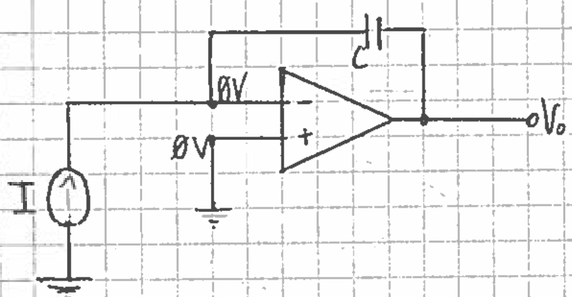
$I_2 = 1 \cdot 10^{-6}$ $\rightarrow V_B = -1 \cdot 10^{-6} \cdot 4 \cdot 10^{6} = -4V$

in V_B la tensione varia IMMEDIATAMENTE perché non ho un condensatore

Complessivamente:

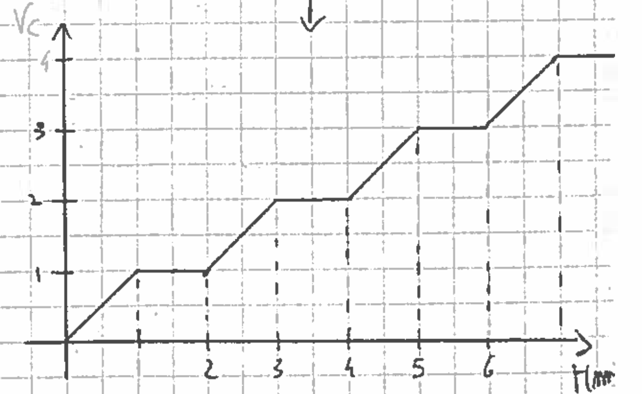


Esercizio (Slide 35)



$|L^+| = |L^-| = 5V$

$$V_0 = -V_C = -\frac{Q}{C} = -\frac{\int I\,dt}{C}$$

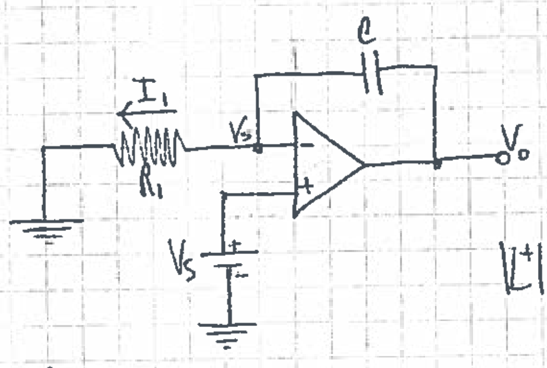


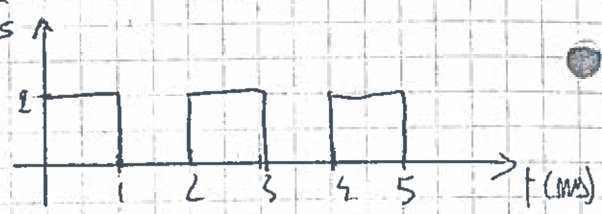
Nota: dopo 7ms l'ampl. va in saturazione e la tensione nel C rimane costante a 5V

Dopo 1ms la corrente I va a Ø e la carica del condensatore rimane costante (non vi è nessuna componente che gli sottrae la carica)
Il comportamento è quello nel grafico sotto, cioè ad ogni impulso il condensatore si carica di 1V ovviamente perché c'è un gen. di CORRENTE e quindi il condensatore riceve ogni ms una corrente COSTANTE e si carica LINEARMENTE

Esercizio (Slide 56)

$R_1 = 5 K\Omega$ $C = 100 nF$





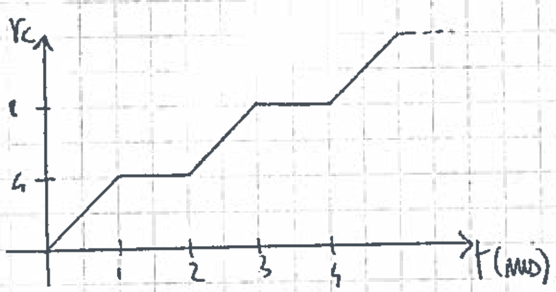
$|L^+| = |L^-| = 5V$

$I_1 = \frac{V_s}{R_1}$ $V_o = V_c + V_s$

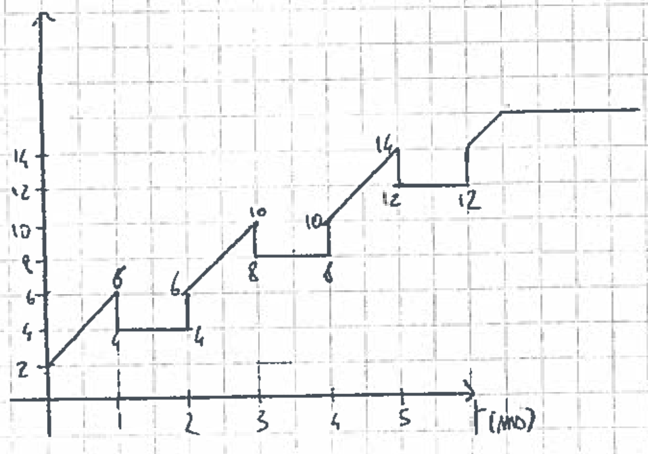
Nota: I_1 è costante per il principio del corto circuito virtuale

$$V_c = \frac{\int I\,dt}{C} = \frac{0.4 \cdot 10^{-3}}{0.1 \cdot 10^{-6}}\, t = 4\, V/ms \qquad I_1 = \frac{2V}{5k\Omega} = 0,4$$

la carica del condensatore sale di 4V ogni ms



Complessivamente:



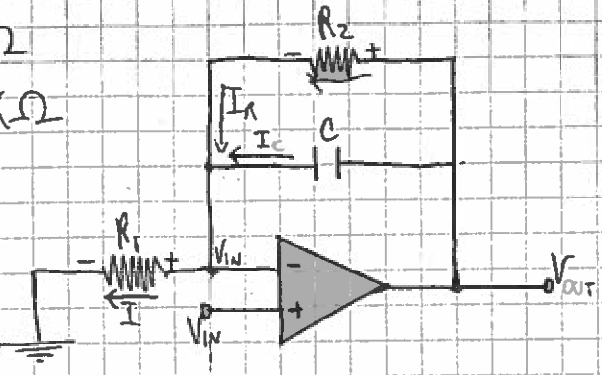
cioè bisogna considerare che ogni ms si attiva V_s per la durata di 1ms e la sua tensione vale 2V, quindi il comportamento complessivo è questo

Esercizio (slide 37)

$R_1 = 1K\Omega$

$R_2 = 4K\Omega$

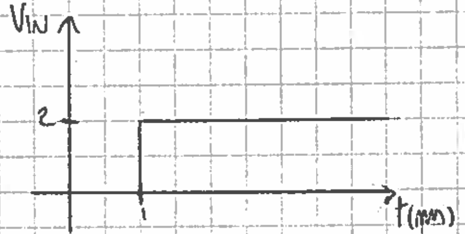
$C = 0.1\mu F$



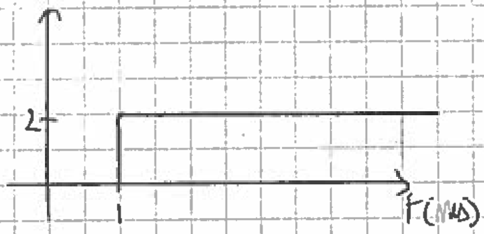
$$V_0 = V_C + V_{IN} = V_{R_2} + V_{IN}$$

$$I = I_R + I_C$$

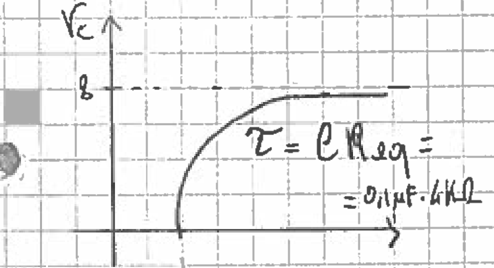
Anche qui ho $I = \frac{V_{IN}}{R}$ costante. Essendo tale I costante, il parallelo tra R_2 e C vede l'intero circuito come un generatore di CORRENTE. Siccome I si sdoppia in I_R e I_C, se aumenta l'una diminuisce l'altra e viceversa.



$$I = \frac{V_{IN}}{R_1} = 2mA \rightarrow$$



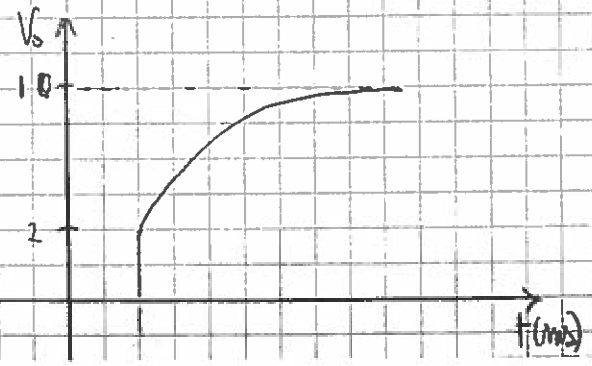
$$V_C = \frac{Q}{C} = \frac{\int I\,dt}{C} = \frac{2\cdot 10^{-3}}{0.1\cdot 10^{-6}} = 20\ V/ms$$



Mentre il condensatore comincia a caricarsi, comincia anche a scorrere la corrente I_R su R_2.
Più aumenta V_C e più cresce I_R.

Il transitorio finisce quando tutta la corrente scorre su R_2 e cioè: $V_C = I \cdot R_2 = 2mA \cdot 4K\Omega = 8V$

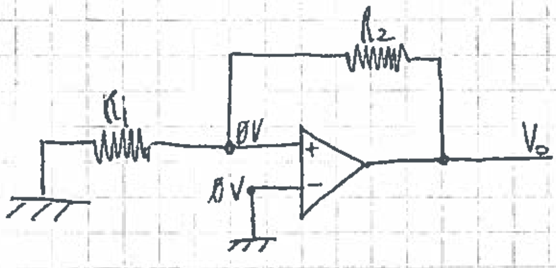
Essendo $V_0 = V_C + V_{in}$ ho complessivamente:



Multivibratori

30/03/2017

Se all'ampl. op. applico una retroazione positiva allora all'aumentare della tensione di uscita, aumenta quella d'ingresso, cioè aumenta la tensione differenziale e quindi sicuramente con la controreazione positiva l'ampl. è saturo. Nota: non c'è cortocircuito virtuale



Con una configurazione del genere l'ampl. funziona quando $V_o = \emptyset$

La tensione V^+ è la caduta di potenziale su R_1 in serie a R_2. Quindi:

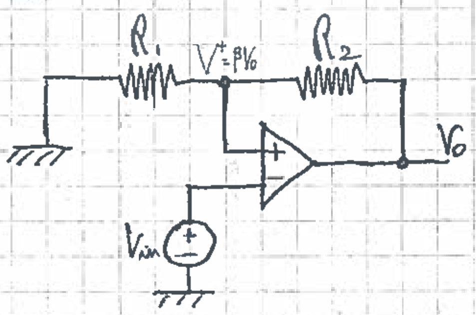
$V^+ = V_o \left(\frac{R_1}{R_1+R_2}\right)$. Indichiamo semplicemente $V^+ = \beta V_o$

Quindi $V_o = \emptyset \Rightarrow V^+ = \emptyset$ ed è una situazione ammissibile.

Questa situazione, cioè uscita $\emptyset$ e ingresso $\emptyset$ è un punto di equilibrio ma è molto instabile, perché qualunque disturbo porta a far saturare l'uscita. Se il disturbo arriva su V^+ allora $V_o = L^+$, se arriva su V^- allora $V_o = L^-$. Il circuito viene perciò detto BISTABILE

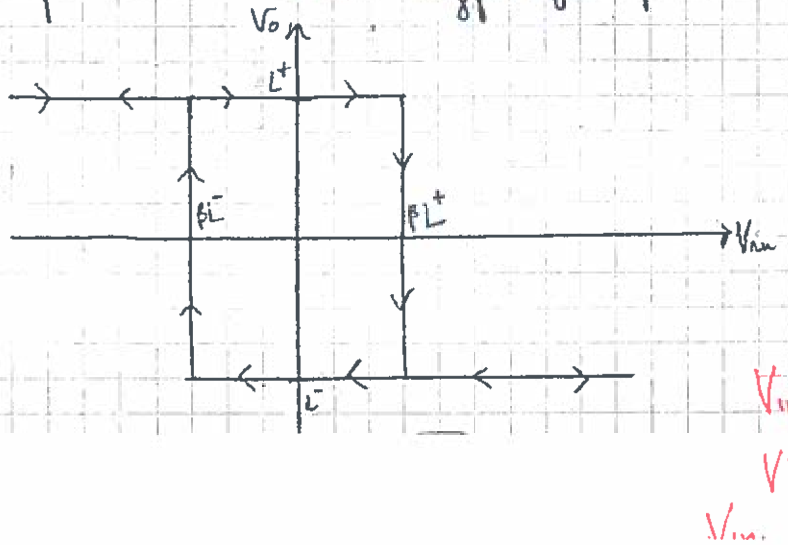
Con un circuito del genere non possiamo avere un circuito lineare ma almeno possiamo decidere se l'uscita è L^+ o L^-.

Trigger di Schmitt INVERTENTE (Non vale cortocircuito virtuale)



Come ordine parto dal caso $V_{in} = -\infty$.

Con $V_{in} = -\infty$ ho $V_o = L^+$, quindi è forzata la saturazione positiva, e sul morsetto + ho $V^+ = \beta L^+$. Quindi fino a quando V_{in} non raggiunge βL^+ ho in uscita $V_o = L^+$. In generale:



Una volta che $V_{in} > \beta L^+$ l'uscita cambia e va a L^-

Se parto da $V_{in} = +\infty$ il caso è simmetrico al precedente.

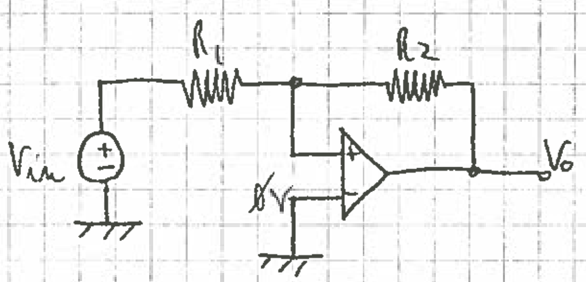
$V_{in} = +\infty \quad V_o = L^-$

$V^+ = \beta V_o = \beta L^-$

$V_{in} < \beta L^- \Rightarrow V_o = L^+$

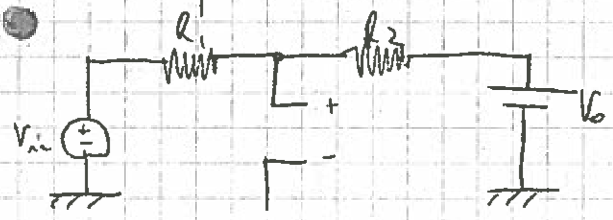
Il circuito è detto Trigger di Schmitt invertente in quanto ha 2 stati stabili e io dall'esterno posso determinare quale dei due stati stabili Vo in uscita.

Trigger di Schmitt NON INVERTENTE



Essendo il morsetto - collegato a MASSA, a seconda di $V^+ \geq 0$ o $V^+ < 0$ ho rispettivamente in uscita $V_o = L^+$ o $V_o = L^-$

circuito equivalente:



$V_o = L^+$ o $V_o = L^-$

Tramite il principio di sovrapposizione ho che

$$V^+ = V_{IN} \frac{R_2}{R_1+R_2} + V_o \frac{R_1}{R_1+R_2}$$

• Partitore di tensione eliminando rispettivamente gen V_o e gen V_{in}

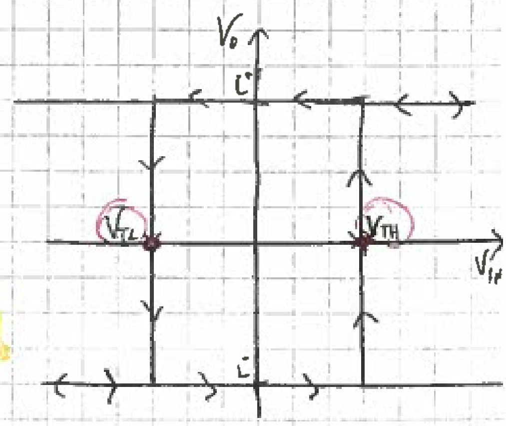
punto di commutazione $\Rightarrow$ $V^+ = 0$ (perché ho sempre $V^- = 0$)

Per calcolare i due punti di commutazione:

$V_{TL} \Rightarrow$ $\boxed{V^+ = 0 \Big|_{V_o = L^+}}$

$$V^+ = V_{IN} \frac{R_2}{R_1+R_2} + L^+ \frac{R_1}{R_1+R_2} = 0$$

$$V_{IN} = -L^+ \frac{R_1}{R_1+R_2} \cdot \frac{R_1+R_2}{R_2} = \boxed{-L^+ \frac{R_1}{R_2}}$$

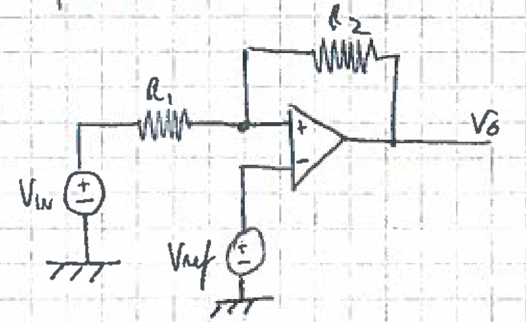


$V_{TH} \Rightarrow$ $\boxed{V^+ = 0 \Big|_{V_o = L^-}}$

$$V^+ = V_{IN} \frac{R_2}{R_1+R_2} + L^- \frac{R_1}{R_1+R_2} = 0$$

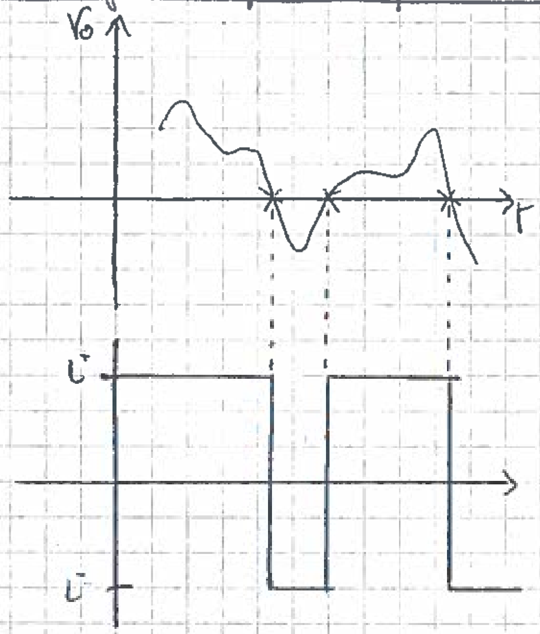
$$V_{IN} = \boxed{-L^- \frac{R_1}{R_2}}$$

Comparatore

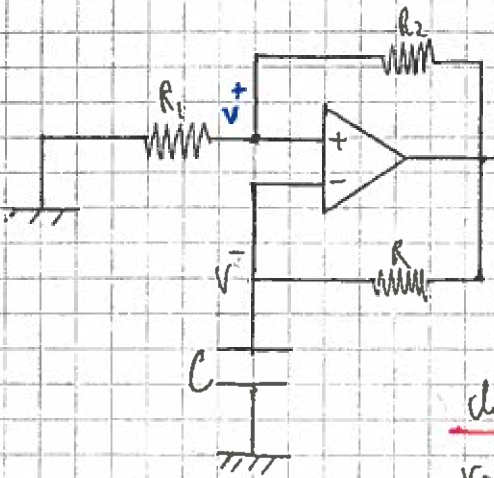


È come prima, solo che il morsetto - non è collegato più a massa ma ha un potenziale V_{ref}.
Quindi il punto di commutazione non è $V^+ = V_{ref}$, cioè l'ISTERESI è centrata in V_{ref}, fino ad ora era centrata in $\emptyset$.
Se ho $V_{IN} > V_{ref}$ ho $V_0 = L^+$, se $V_{in} < V_{ref}$ ho $V_0 = L^-$

Rivelatore di zero-crossing
È una applicazione del comparatore con isteresi visto prima.
Un rivelatore di zero-crossing mi dice quando il segnale in ingresso passa per $\emptyset$.



Multivibratore astabile: generatore d'onda quadra



Essendo la controreazione positiva la causa dell'instabilità, essa viene usata per fare gli oscillatori, che sono instabili per definizione. Se costruisco un oscillatore che fa andare il segnale su e giù tra 2 valori, ho costruito un generatore d'onda.

Qui abbiamo 2 controreazioni, una positiva e una negativa con un condensatore.

• V_o è sempre o L^+ o L^- e V^+ è sempre o βL^+ o βL^-.

Essendo sempre saturo, i due morsetti V^+ e V^- sono svincolati (non c'è più il concetto di corto circuito virtuale).

La tensione V^- è la stessa che c'è sul condensatore.

Supponiamo che V_o sia saturo a L^+. Allora ho sul V^+ βL^+ e sul condensatore una tensione che cresce e tende ad arrivare a L^+.

Se mettiamo dei numeri, per esempio $R_1 = R_2$ e $L^+ = 10V$, allora $V^+ = \frac{1}{2} L^+ = 5V$.

• Quando il condensatore, inizialmente scarico, si carica per andare a 10V, a un certo punto passa per 5V. Quando arriva a 5V però si ha il punto di commutazione ($V^+ = V^-$) e l'uscita se ne va a L^-.

Quindi quando il condensatore tenderà ad andare a 10V, a metà strada (come ampiezza, non come tempo) gli cambiano le carte in tavola. Ora $L^- = -10V$ e C tende ad andare a $-10V$, partendo da 5V. Però passerà per $-5V$ → punto di commutazione → $V_o = L^+$ così via...

Quindi ogni volta che il condensatore passa per βL^+ o βL^- si ha la commutazione.

Questo meccanismo produce in uscita un'onda quadra.
Possiamo calcolare il periodo della forma d'onda.

$$\boxed{V_C(t) = V_C(\infty) - [V_C(\infty) - V_C(t_0)]\, e^{-\frac{t-t_0}{\tau}}}$$

ora possiamo considerare 2 casi, il caso di carica e quello di scarica.

Caso scarica:

Lo stato iniziale di carica è βL^+, quello finale è L^-.
Lui in sostanza il condensatore parte da βL^+ e ricomincia a scaricare sapendo che arriverà a L^-. Non lo sa che poi gli cambiamo le carte in tavola.

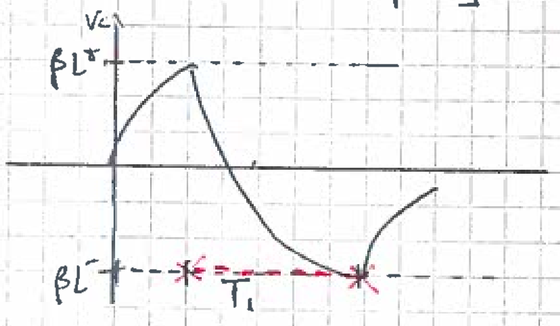
Quindi: $V_C(\infty) = L^-$
$V_C(t_0) = \beta L^+$

$$V_C(t) = V^- = \underset{\downarrow\, L^-}{V_C(\infty)} - [\underset{\downarrow\, L^-}{V_C(\infty)} - \underset{\downarrow\, \beta L^+}{V_C(t_0)}]\, e^{-\frac{t-t_0}{\tau}}$$

Stacco il condensatore e attacco una Vtest e vedo il percorso che la corrente fa da massa a massa passando per Vtest.
La corrente parte da massa sotto Vtest, passa per Vtest, passa per R e poi entra nell'uscita dell'ampl e ritorna a massa quindi $R_{eq} = R$

τ è sempre $\boxed{C R_{eq}}$ dove $R_{eq} = R \;\rightarrow\; \tau = RC$

$$V_C(t) = L^- - [L^- - \beta L^+]\, e^{-\frac{t-t_0}{\tau}}$$



Dopo un tempo T_1 V_C passa da βL^+ a βL^-.

$$\boxed{T_1 = t - t_0}$$

Impongo:

$$V_C(t) = L^- - [L^- - \beta L^+]\, e^{-\frac{T_1}{\tau}} = \beta L^-$$

divido tutto per L^-:

$$1 - \left[1 - \beta \frac{L^+}{L^-}\right] e^{-\frac{T_1}{\tau}} = \beta$$

$$-\left[1 - \beta \frac{L^+}{L^-}\right] e^{-\frac{T_1}{\tau}} = \beta - 1 \;\rightarrow\; e^{-\frac{T_1}{\tau}} = \frac{1-\beta}{\left[1 - \beta \frac{L^+}{L^-}\right]}$$

$$\frac{T_1}{\tau} = \ln\left(\frac{1-\beta\frac{L^+}{L^-}}{1-\beta}\right) \rightarrow \boxed{T_1 = \tau \ln\left(\frac{1-\beta\frac{L^+}{L^-}}{1-\beta}\right)}$$

- Caso carica:

Parto da $V_C(t_0) = \beta L^-$ per arrivare a $V_C(\infty) = L^+$

$$V_C(t) = V^- = L^+ - [L^+ - \beta L^-]\, e^{-\frac{t-t_0}{\tau}} = \beta L^+ \quad \text{pongo} \quad \boxed{T_2 = t - t_0}$$

$$L^+ - [L^+ - \beta L^-]\, e^{-\frac{T_2}{\tau}} = \beta L^+$$

divido per L^+

$$1 - \left[1 - \beta\frac{L^-}{L^+}\right] e^{-\frac{T_2}{\tau}} = \beta$$

$$\left[1 - \beta\frac{L^-}{L^+}\right] e^{-\frac{T_2}{\tau}} = 1-\beta$$

$$e^{-\frac{T_2}{\tau}} = \frac{1-\beta}{\left[1-\beta\frac{L^-}{L^+}\right]} \rightarrow \frac{T_2}{\tau} = \ln\left(\frac{1-\beta\frac{L^-}{L^+}}{1-\beta}\right) \rightarrow \boxed{T_2 = \tau \ln\left(\frac{1-\beta\frac{L^-}{L^+}}{1-\beta}\right)}$$

Se $L^+ = -L^-$ allora $T_2 = \tau \ln\left(\frac{1+\beta}{1-\beta}\right)$. Stessa cosa per T_1

Infine il periodo totale è $T = T_1 + T_2 = 2\tau \ln\left(\frac{1+\beta}{1-\beta}\right)$

Se considero un tempo piccolo rispetto alla τ data, il tratto di curva V_C lo considero lineare, approssimo l'esponenziale quindi le V_C le posso vedere approssimativamente come un'onda triangolare.

Quindi a seconda di quale uscita considero ho:

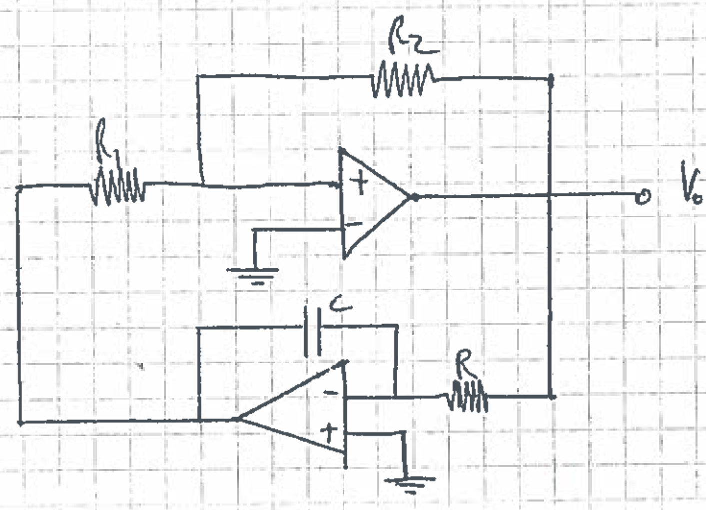
- USCITA V_0 → onda quadra 
- USCITA V_C → onda triangolare 

Più è grande τ, più l'onda è triangolare.

Se voglio un'onda triangolare esatta, allora devo fare in modo che il condensatore si carica e scarica in modo lineare e sappiamo farlo con l'uso del generatore di corrente.

Il modo per farlo è tramite un integratore ideale.

GENERATORE D'ONDA TRIANGOLARE



V_o è sempre L^+ o L^-

Sostanzialmente abbiamo l'integratore (sotto) la cui uscita è connessa al morsetto non invertente dell'operazionale (sopra).
Se $V_o = L^+$, che va in ingresso all'integratore, allora l'uscita dell'integratore è una rampa discendente, e questa rampa fa diminuire V^+ dell'operazionale fino a che $V^+ \le \beta L^-$, punto in cui si ha la commutazione $V_o = L^-$. Con $V_o = L^-$ otteniamo in uscita all'integratore una rampa crescente che fa aumentare V^+ fino a quando $V^+ \ge \beta L^+$ → punto di commutazione ... ecc...
Quindi in uscita all'integratore vi è un'onda triangolare

I punti di commutazione non dovrebbero essere βV?

DIODI

04/04/2017

Cominciamo con il classificare i materiali. I materiali vengono classificati, dal punto di vista ELETTRONICO, dalla loro conducibilità elettrica. Più è alta la conducibilità, più è bassa la resistività.

La distinzione che facciamo è:
- Isolanti
- Conduttori → Metalli

La conducibilità si misura tramite la resistività, che è indicata con ρ e si misura in $\Omega \cdot cm$.

Metalli → $\rho < 10^{-3}$ resistività molto bassa, quindi CONDUTTORI
Semiconduttori → $10^{-3} < \rho < 10^{5}$
Isolanti → $\rho > 10^{5}$ resistività molto alta

Il materiale per fare i circuiti elettronici è un semiconduttore, in particolare è il Silicio.

Struttura atomica di un materiale

Gli atomi hanno un nucleo composto da Protoni e Neutroni e una "nube" composta da Elettroni. In genere il numero di Protoni è uguale al numero di Elettroni, questo significa che la quantità di carica positiva è uguale alla quantità di carica negativa. Quindi dal punto di vista della carica un atomo è NEUTRO.

Gli elettroni intorno al nucleo orbitano su livelli (distanze) dal nucleo via via crescenti, più l'elettrone è vicino al nucleo, più la forza di attrazione è maggiore. Gli elettroni più deboli sono quelli sull'ultimo livello, se quindi voglio staccare un elettrone da un atomo (ionizzare un atomo) mi conviene staccare un elettrone sull'ultimo livello. Per ogni livello, serve un tot di energia per stacca-

re l'elettrone.
Slide 3 (4): vi sono un livello di energia sopra, un 'gap' o 'salto' e un livello di energia sotto. Quello sopra è relativo all'elettrone più esterno. Per prelevare l'elettrone serve un quantitativo di energia almeno compreso nella 'Banda proibita'.
Ogni elemento ha una sua struttura cristallina che descrive come gli atomi sono legati tra loro. Gli atomi in un elemento hanno una certa distanza l'un dall'altro. Se la distanza tra due atomi diventa minore di un certo valore gli atomi risentono di questa vicinanza, e quelli che erano 'valori' di energia nei livelli diventano 'intervalli' di energia. L'intervallo di energia sull'ultimo livello prende il nome di banda di valenza. Se l'ultimo elettrone ha un'energia compresa nella banda di valenza allora è legato all'atomo. Per staccare l'elettrone dall'atomo devo fornire un'energia di ionizzazione che è una banda di energia, non più un valore.
Se l'elettrone ha una energia compresa nella banda di conduzione allora non appartiene all'atomo, e quindi libero di muoversi per scorrere nel materiale formando una corrente.
In un materiale conduttivo questi elettroni liberi sono molti, cioè ci sono molti elettroni con energie comprese nella banda di conduzione.
Negli isolanti il salto energetico, o Banda Proibita, è troppo alto quindi è difficile far muovere elettroni. In un semiconduttore invece è basso, nel Silicio è 1,1 elettronvolt.
Un atomo a cui viene modificata la carica (aggiungo/tolgo elettroni) prende il nome di ione.
Un atomo a cui tolgo un elettrone è uno ione positivo, cioè ha carica positiva, un atomo a cui aggiungo un

elettrone è uno ione negativo, cioè ha carica negativa.
Un materiale con tutti atomi neutri è un materiale neutro, nessuno gli ha modificato le carica.

A 0 Kelvin, ossia a energia nulla, il Silicio ha una struttura tale per cui ogni atomo è legato ad altri 4 atomi, si dice che l'atomo di Silicio ha valenza 4. In dettaglio, ogni atomo mette a disposizione 4 elettroni per fare un legame covalente con altri 4 atomi vicini. In questa struttura quindi l'energia di gap è l'energia che serve per staccare uno dei 4 elettroni del legame con un altro atomo. Questa è la struttura cristallina originale del Silicio.

A 300 Kelvin, ossia temperatura ambiente, la struttura ordinata vista sopra non c'è, ci sono alcuni elettroni liberi e quindi alcune lacune (atomi che perdono un elettrone). Si ha uno scenario in cui gli elettroni girovagano per il materiale e vengono attratti laddove ci sono delle lacune.

Quindi a 0 Kelvin il Silicio è un isolante, se gli aumento la temperatura diventa semiconduttore.

Tramite delle tecniche di drogaggio posso sostituire degli atomi di Silicio con atomi di un altro materiale.
Se sostituisco con atomi di Fosforo (atomi pentavalenti) allora ho elettroni liberi nel materiale quindi domina il trasporto di corrente per elettroni. Tale drogaggio è detto di tipo n, perché crea un materiale di tipo-n.
Al contrario, se drogo il Silicio con atomi di Boro (atomi trivalenti) allora domina il trasporto di corrente per lacune. Tale drogaggio è detto di tipo p.

In tutti e due i casi, il numero di portatori liberi è uguale praticamente al numero di atomi che ho impiantato.
Con il drogaggio trasformo un isolante in un conduttore.
Per avere una corrente però devo muovere le cariche, il drogaggio non basta. Per far muovere le cariche devo generare un campo elettrico.
La CORRENTE è proporzionale al campo elettrico E e alla conducibilità del materiale (a parità di campo elettrico, maggiore è la conducibilità e maggiore è la corrente che scorre).

$$J_n = q\mu_n n E = \sigma E \ [A/cm^2] \qquad n\text{-Type}$$
$$J_p = q\mu_p p E = \sigma E \ [A/cm^2] \qquad p\text{-Type}$$

dove n o p sono il numero di elettroni o lacune per cm^3, q è la carica dell'elettrone $q = 1,6 \cdot 10^{-19} C$ che è uguale alla carica di una lacuna (cambia il segno), μ_n o μ_p è la mobilità di elettroni o lacune, ed E è il campo elettrico. σ è la conducibilità, e quindi la corrente J è direttamente proporzionale alla conducibilità e al campo elettrico.
Nota: μ_n e μ_p sono diversi tra loro, la facilità con cui si muove un elettrone è maggiore della facilità con cui si muove una lacuna. Quindi la corrente in un materiale di tipo n, a parità di tutte le condizioni, è circa 3 volte la corrente in un materiale di tipo p.
Questa corrente che abbiamo visto, che è quella dovuta al campo elettrico, è la corrente di drift.

CORRENTE DI DIFFUSIONE
È un altro modo per generare una corrente, e si ottiene tramite una differenza di concentrazione di portatori di carica nel materiale.

I portatori tendono a spostarsi dalle parti dove ce ne sono di più alle parti dove ce ne sono di meno.

$$J_n = q D_n \, dn/dx \quad [A/cm^2] \qquad n\text{-Type}$$
$$J_p = -q D_p \, dp/dx \quad [A/cm^2] \qquad p\text{-Type}$$

Qui il campo elettrico non c'entra, D_n e D_p sono i coefficienti di diffusione. Per coefficiente di diffusione si intende la facilità con cui si diffonde la carica nel materiale.
Questi coefficienti sono legati dalla relazione di Einstein:

$$D_p = \frac{KT}{q} \mu_p = V_T \mu_p \qquad T \text{ temperatura in Kelvin}$$
$$D_n = \frac{KT}{q} \mu_n = V_T \mu_n \qquad K \text{ costante di Boltzmann}$$

La corrente ha il verso positivo rispetto alla direzione delle lacune. Il verso della corrente degli elettroni è quindi negativo.

Corrente Totale

La corrente totale è la 'somma' tra corrente di drift e corrente di diffusione.

Corrente lacune:

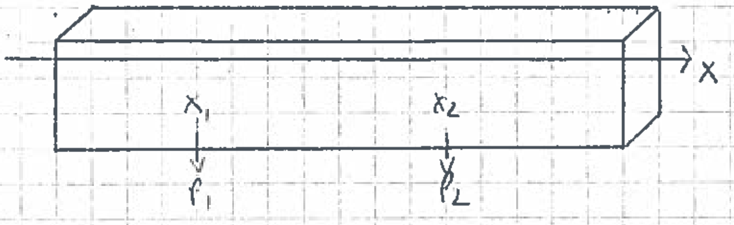
$$J_p = q\mu_p p E - q D_p \, dp/dx$$

Corrente elettroni:

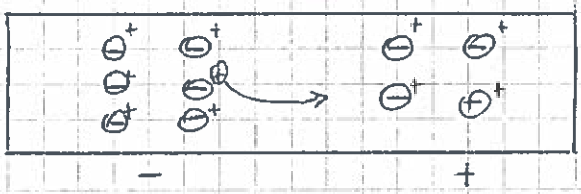
$$J_n = q\mu_n n E + q D_n \, dn/dx$$

Potenziale di Contatto

È alla base del funzionamento dell'Elettronica.
Consideriamo una barretta di Silicio che ha una differente concentrazione di carica in 2 punti.
Prendiamo il caso di concentrazione di lacune.



La concentrazione di lacune in x_1 è p_1 mentre in x_2 è p_2, con $p_1 > p_2$. Quindi c'è una corrente di diffusione. Se la barretta è isolata, la corrente totale deve essere 0.



Essendoci differente concentrazione, alcune cariche tendono ad andare da x_1 a x_2, cioè si viene a creare una corrente di diffusione. Le cariche positive che si sono spostate in x_2 hanno quindi lasciato delle cariche negative in x_1, e si è generato un campo elettrico e quindi una corrente di drift. Dopo che le lacune si sono spostate in x_2, si ha una situazione tale per cui x_1 è carico negativamente e x_2 è carico positivamente.
Essendo la corrente totale nulla, gli effetti della differente concentrazione di cariche vengono bilanciati dagli effetti del campo elettrico.

$$\underbrace{q \mu_p p E}_{\text{corrente di drift}} = \underbrace{q D_p\, dp/dx}_{\text{corrente di deriva}} \rightarrow q\mu_p p E = q\mu_p V_T\, dp/dx$$

$$E = V_T/p \; dp/dx = -dV/dx$$

cioè il campo elettrico è la differenza di potenziale diviso per la distanza tra x_1 e x_2.

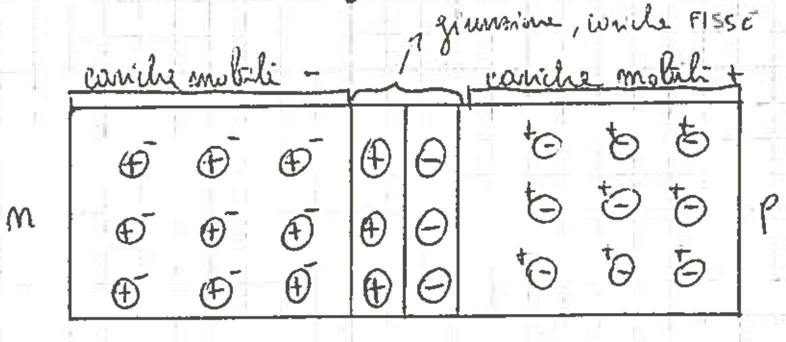
$$\Delta V = V_2 - V_1 = V_0 = V_T \ln(p_1/p_2)$$

DIODO A GIUNZIONE

Si ha dalla giunzione di due materiali uno di tipo p e l'altro di tipo n. Ho quindi una parte piena di lacune e un'altra piena di elettroni. Il punto di giunzione tra i due materiali ha un forte gradiente sia per gli elettroni che per le lacune, in particolare il lato delle lacune vede dall'altro lato ∅ lacune e così per gli elettroni.

In una situazione del genere tutte le cariche mobili del materiale di tipo p tendono ad andare nel materiale di tipo n e viceversa. Dopo che alcune cariche mobili si sono spostate, nel punto di giunzione si hanno tot lacune vicino al punto di giunzione del materiale n e tot elettroni nel punto di giunzione del materiale p, i.e. le cariche si sono in un certo senso 'stabilizzate'.

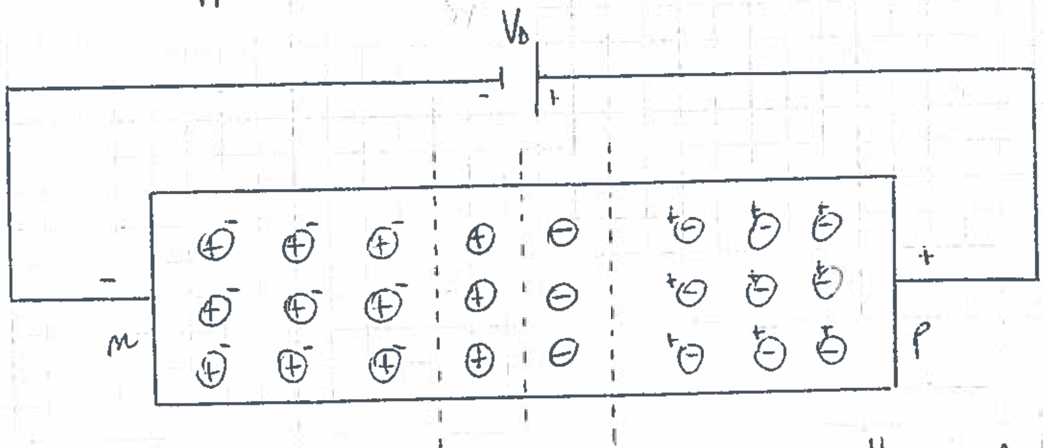
Si viene a creare, dunque, nella zona di giunzione, una barriera di potenziale che ostacola il passaggio di ulteriori cariche. Nella slide 12 questa zona è quella centrale, chiamata Depletion region che significa priva di cariche mobili.



Questa è la situazione finale, dove non c'è più passaggio di cariche (il punto di giunzione fa da barriera) e il materiale è considerato neutro, cioè isolato.

GIUNZIONE $\boxed{PN}$ IN POLARIZZAZIONE DIRETTA

Per far muovere ora le cariche nel materiale, devo ridurre quella barriera in modo che può avvenire la diffusione. Quindi applico dall'esterno una differenza di potenziale.



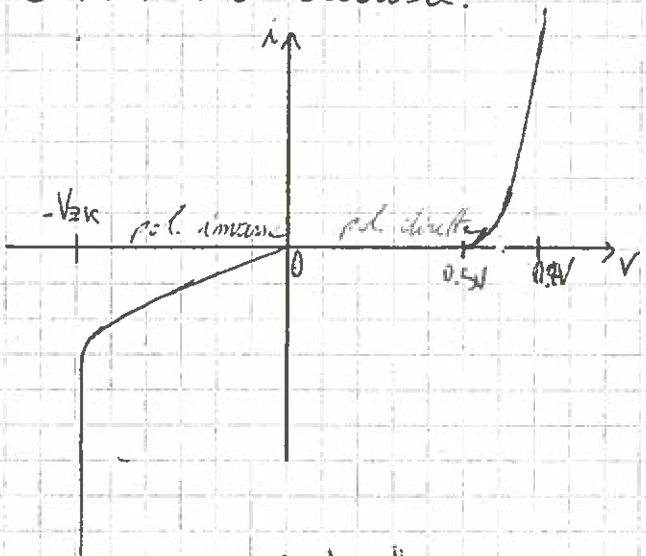
La d.d.p. la applico in modo da connettere il + alla parte p e il - alla parte n.
Ora il materiale lo posso vedere come diviso in 3 zone, la zona n, la giunzione con cariche fisse, e la zona p. La zona n e la zona p hanno cariche mobili e questo si traduce in una maggiore conduttività. Le 3 zone le posso vedere come 3 resistenze, delle quali quelle più esterne sono trascurabili perché le zone p e n sono molto più conduttive della zona di giunzione, cioè la zona di giunzione offre una resistenza maggiore, e quindi considero le zone p e n un cortocircuito e la R_{eq} è la zona di giunzione.
Il risultato è un abbassamento della barriera perché la zona n vede un potenziale negativo attaccato e riceve una spinta verso destra, stessa cosa con le lacune, che vedono un potenziale positivo e ricevono una spinta verso sinistra. Questa spinta è come un aiuto per oltrepassare la barriera.

GIUNZIONE $\boxed{pn}$ IN POLARIZZAZIONE INVERSA

È l'esatto opposto della situazione precedente, cioè do una tensione positiva sul lato n e una negativa sul lato p.
Ora le cariche mobili che stanno nella parte p e nella parte n vengono attratte verso l'esterno e quindi aumenta la carica nella barriera.

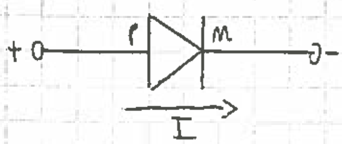
Dal punto di vista della corrente, se applico la polarizzazione diretta ho corrente, se la polarizzazione è inversa non ho corrente.

Le cariche che si muovono, e quindi la corrente, ha un andamento esponenziale rispetto alla tensione che applico.
Se la polarizzazione è diretta, la corrente cresce in modo esponenziale. Altrimenti decresce.



Il diodo non è un elemento lineare ma è esponenziale

D'ora in poi il diodo lo trattiamo come un bipolo e il simbolo che utilizzeremo è:



La base del triangolo è la parte p (cariche positive) e la punta è la parte n (cariche negative).

Le corrente in funzione della tensione è:

$$I_D = I_S\,(e^{V_D/nV_T} - 1)$$

dove I_D è la corrente che scorre nel diodo.
Consideriamo sempre $n=1$ e quindi:

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

è un parametro

I_S è la corrente di saturazione inversa. V_T è la tensione termica. V_D è la tensione ai capi del diodo.

Il diodo fa da interruttore di corrente, perché se do una polarizzazione diretta allora scorre corrente (e scorre facilmente perché va esponenzialmente con la tensione) altrimenti non scorre.

Approssimativamente:

POL. DIRETTA → cortocircuito

POL. INVERSA → circuito aperto

DIODO ZENER

Se applico una polarizzazione inversa con una tensione sufficientemente alta, allora ho una corrente inversa che si oppone a quella diretta. La tensione di breakdown è $-V_{ZK}$.
Nel grafico slide 15 ho che, nel diodo reale, se la tensione in polarizzazione diretta è oltre 0.7V la corrente è molto alta, se la tensione in inversa è oltre $-V_{ZK}$ ho il breakdown cioè il fenomeno per cui ho la corrente inversa esponenziale.

APPLICAZIONI DEL DIODO ~~10~~ 06/04/2017

Il diodo viene usato circuitalmente nella configurazione a giunzione pn.

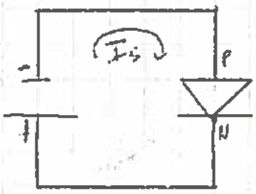
Una cosa importante è che la tensione sul diodo è funzione della temperatura.

tensione diodo

$$I_D = I_S\left(e^{\frac{V_D}{V_T}} - 1\right) \Rightarrow V_D = V_T \ln\left(\frac{I_D}{I_S}\right)$$

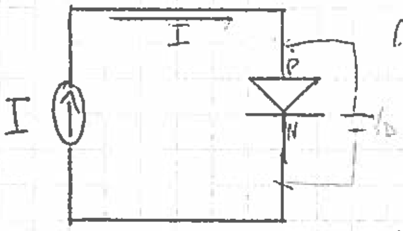
dove V_T è la tensione termica (a temperatura ambiente vale 25-26 mV).

Se polarizzo inversamente il diodo:



Le cariche maggioritarie (elettroni in n e lacune in p) sono impedite ad attraversare la barriera, le cariche minoritarie invece no e formano la corrente di saturazione inversa I_S, che raddoppia in modulo ogni 10 °C

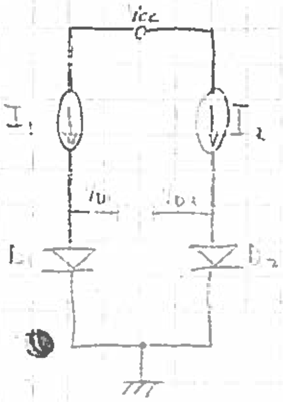
Se polarizzo con un generatore di corrente:



Avendo un gen. di corrente, la corrente I_D che scorre nel diodo è fissa e pari ad I. Ciò che cambia è la tensione: $V_D = V_T \ln\left(\frac{I_D}{I_S}\right)$, che è funzione solo della temperatura, e in particolare V_D decresce all'aumentare di essa (V_T ha la Temperatura a denom.)

Applicazione diodo: termometro digitale No

Ho due diodi a giunzione pn ognuno collegato a un gen. di corrente.



$$V_{D1} = V_T \ln\left(\frac{I_{D1}}{I_S}\right)$$

$$V_{D2} = V_T \ln\left(\frac{I_{D2}}{I_S}\right)$$

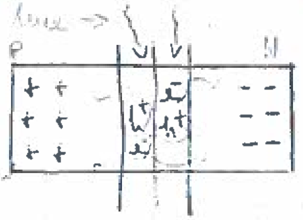
La d.d.p. è:

$$V_{D1} - V_{D2} = V_T \ln\left(\frac{I_{D1}}{I_S}\right) - V_T \ln\left(\frac{I_{D2}}{I_S}\right) =$$

$$= V_T\left[\ln\left(\frac{I_{D1}}{I_S}\right) - \ln\left(\frac{I_{D2}}{I_S}\right)\right] = V_T \ln\left[\frac{I_{D1}}{\cancel{I_S}} \cdot \frac{\cancel{I_S}}{I_{D2}}\right] = \boxed{V_T \ln\left(\frac{I_{D1}}{I_{D2}}\right)}$$

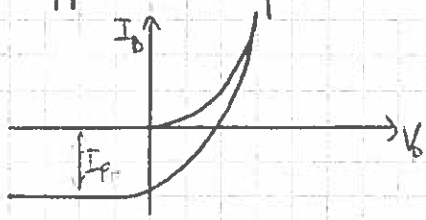
Quindi, avendo fissato le due correnti I_1 e I_2 perché ho gen. di corrente, la d.d.p. è funzione della temperatura.
I due potenziali variano di 2 mV per C°.
Per misurare tale differenza tra V_{01} e V_{02}, che è molto piccola perché varia dell'ordine di 2mV per grado, devo amplificare il segnale tramite un amplificatore differenziale.
Siccome voglio amplificare soltanto la differenza tra i due potenziali, uso l'amplificatore differenziale per strumentazione.
Quindi avrò in uscita un valore che è A volte $V_{01} - V_{02}$.
Siccome sto misurando una temperatura, quello è un segnale analogico e per rappresentarlo su un display lo devo convertire in digitale.
Se uso parole di n bit mi serve n volte il tempo per passare da 0 a 1, quindi se voglio più precisione metto più bit ma serve più tempo.

Effetto della luce sulla giunzione pn NO
È un'altra caratteristica della giunzione pn.
Con una polarizzazione inversa, se arriva un fotone nella zona di giunzione esso genera movimento di cariche, cioè di una sola carica. Se ne arrivano di più ho una corrente, la chiamo I_{PH}.
$I_{PH} = \sigma P$ dove σ è una costante che dipende dal materiale.
Questo perché nella zona di giunzione ho cariche fisse, quindi ho la struttura del Silicio con valenza 4. Se arriva un fotone con almeno 1.1 elettronVolt mi stacca un elettrone dall'atomo generando un elettrone e^- e una lacuna h^+.



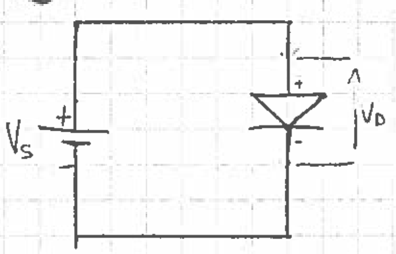
Se ne arrivano tanti ho tante lacune e tanti elettroni. Per diffusione queste cariche vanno nel bordo della 'zona svuotata' e c'è un

campo elettrico che li attira verso l'esterno, cioè gli elettroni vanno nella parte N e le lacune nella parte P. Siccome le cariche non trovano l'altra di segno opposto per ricombinarsi seguono un'altra strada, cioè il filo esterno e quindi si genera una corrente, I_{PH}.
Questa corrente ha verso opposto a quella che scorre nel diodo e la corrente totale è:



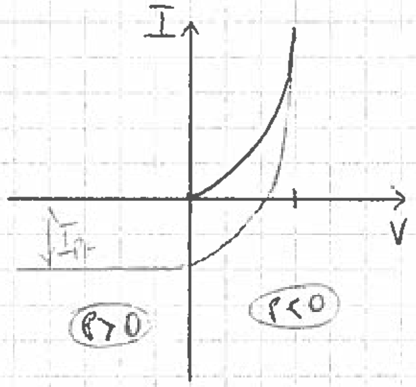
$$I_D = I_S\left(e^{\frac{V_D}{V_T}}-1\right) - I_{PH}$$

Applicazione: foto-sensore NO



Anche qui V_D è positiva dove entra rispetto a dove esce e ho una caduta di potenziale sul diodo. Questo significa che il diodo sta assorbendo energia.

La caratteristica I V con presenza di fotoni è la seguente:

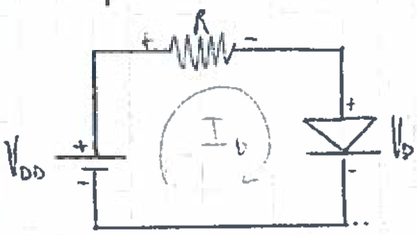


La Potenza è il prodotto della corrente per la tensione.
Dove la tensione è positiva la corrente è positiva, quindi la potenza $P = V \cdot I$ è positiva.

Quando c'è l'effetto della luce ho la caratteristica in rosso. In particolare, per $V=0$ ho una corrente!
Nel 4° quadrante ho dunque $V>0$ e $I<0 \Rightarrow P<0$ e cioè la potenza non viene assorbita ma ceduta. Quindi se porto il dispositivo a lavorare nel 4° quadrante esso è una cella solare perché cede potenza.
Nel 3° quadrante ho $P>0$ quindi il dispositivo assorbe potenza e quindi uso il diodo come fotosensore.

ANALISI GRAFICA DI CIRCUITI CON DIODI OK

È sempre da tenere in considerazione che la corrente in un diodo è esponenziale con la tensione.



L'eq. alla maglia mi dice che:

$$V_{DD} = R I_D + V_D$$

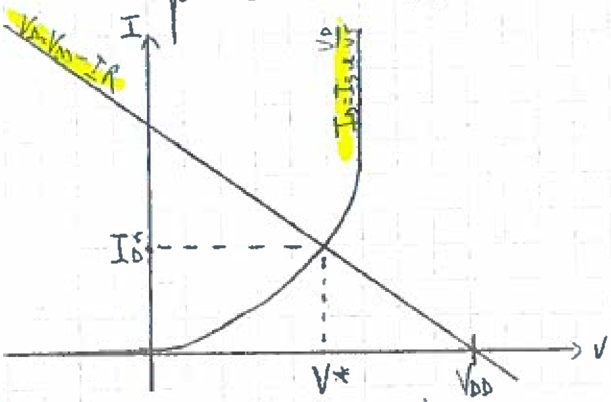
So che:

$$\boxed{I_D \cong I_S e^{\frac{V_D}{V_T}}}$$

la approssimiamo

$$V_D = V_{DD} - R I_D$$

Sono due funzioni della corrente, quindi le grafico e vedo se hanno un punto in comune:

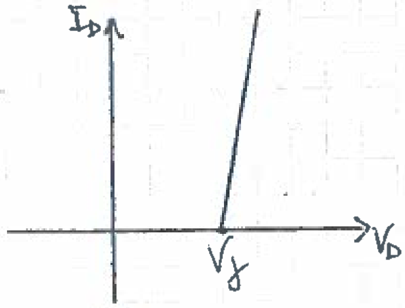


Voglio il punto di intersezione (V^*, I_D^*).

Il problema è la non linearità della curva I_D, quindi quello che faccio è una approssimazione.

Modello lineare a tratti del diodo

L'approssimazione che faccio è approssimare il diodo con una caratteristica lineare tale per cui:



$V_D = V_\gamma + I_D R_{ON}$ se $V_D > V_\gamma$

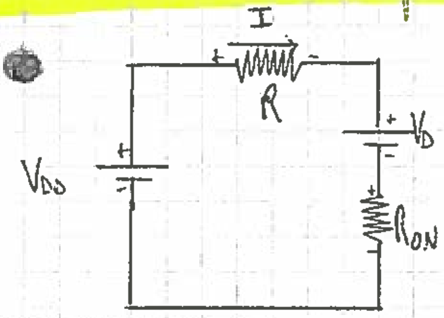
$I_D = 0$ se $V_D < V_\gamma$

A livello circuitale posso vederla come:

$\Rightarrow V_D < V_\gamma$

$\Rightarrow V_D > V_\gamma$

Quindi se $V_D < V_\gamma$ considero un circuito aperto, mentre se $V_D > V_\gamma$ ho una caduta di potenziale su una resistenza R_{ON}.



Supponiamo che voglio misurare la corrente nel diodo ora che ho fatto l'approssimazione.

$\boxed{\text{Caso } V_D < V_\gamma}$ => FACILE: circuito aperto => $I_D = \emptyset$

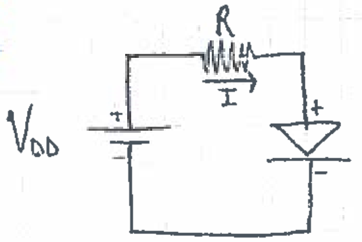
$\boxed{\text{Caso } V_D > V_\gamma}$ => $V_{DD} = R \cdot I + V_D + I R_{ON}$

$I_D = \dfrac{V_{DD} - V_\gamma}{R + R_{ON}}$ cioè ho messo I in evidenza perché essendo tutto in serie la corrente che scorre è la stessa ed è pari a quella che scorre nel diodo.

Diodo = valvola di corrente 11/04/2017

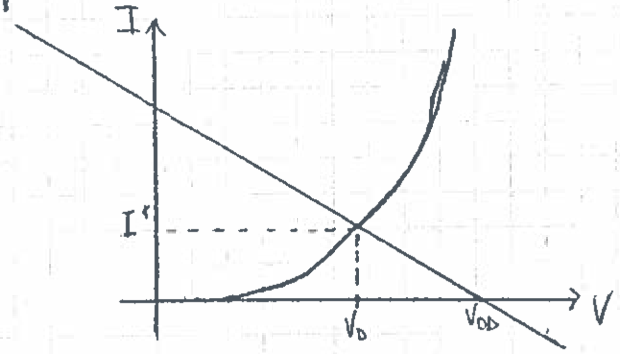
POL. DIRETTA -> la corrente cresce esponenzialmente

POL. INVERSA -> la corrente non passa.



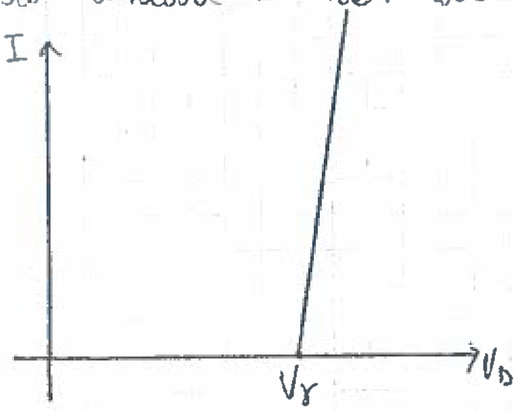
$V_{DD} = IR + V_D$

$V_{DD} - IR = V_D$



Il punto di intersezione mi da la tensione V_D che c'è sul diodo e la corrente I che scorre in tutta la maglia

Modello lineare a tratti del diodo



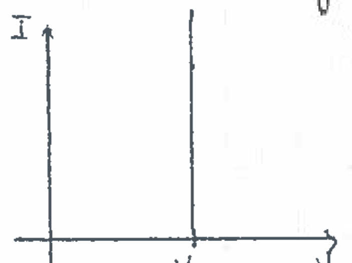
$I_D = \emptyset$	se $V_D < V_\gamma$
$I_D > 0$	se $V_D > V_\gamma$

$V_D < V_\gamma$ ->

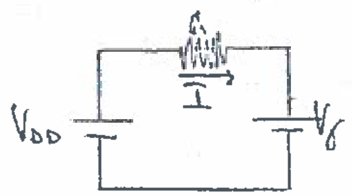
$V_D > V_\gamma$ ->

Modello a tensione costante del diodo

È una approssimazione ulteriore della transcaratteristica del diodo. Lo faccio trascurando R_{ON}. La transcaratteristica è:



Essendo $\frac{1}{R}$ la pendenza della retta, in questo caso $R = \emptyset$ quindi la pendenza è ∞.
Il circuito equivalente è costituito praticamente dal solo generatore V_γ.
Questo vuol dire che qualunque sia la corrente che scorre nella maglia, la tensione sul diodo è sempre V_γ, quindi questa configurazione fa da stabilizzatore di tensione.

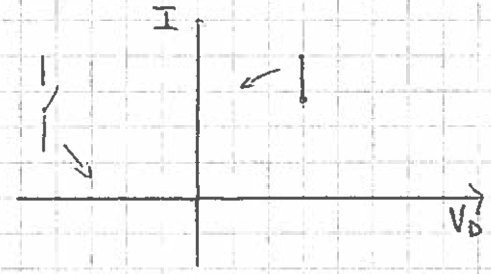


Non è una vera e propria batteria perché la corrente entra, e inoltre il diodo assorbe energia, $P = V_\gamma \cdot I$, e questa energia diventa calore.

La potenza che assorbe però non può crescere all'infinito, se la potenza diventa troppo alta il circuito va in fuga termica e si rompe. La potenza massima dissipabile è scritta nel datasheet.

Il diodo ideale

È un'approssimazione ancora ulteriore ed è tale per cui $V_\gamma = 0$. Essendo $V_\gamma = 0$ il circuito equivalente è praticamente un corto circuito



$V_D = V_\gamma = 0$

$V_D = 0 \to I > 0 \to$ cortocircuito

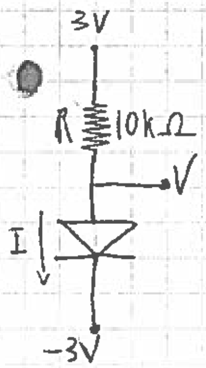
$V_D \neq 0 \to I = 0 \to$ circuito aperto

$V_D < V_\gamma = 0$

Nell'analisi dei circuiti questa approssimazione semplifica molto le cose, quindi useremo tale approssimazione.

Esercizio (slide 29)

CASO 1



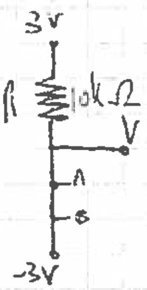
Quello che faccio è considerare il diodo ideale. Quindi devo distinguere due casi: circuito aperto, circuito chiuso

C.A. → $I = 0$ e $V = 3V - RI = 3V$

$V_D = 3V - (-3) = 6V > 0$

ma visto che ho sostituito il circuito aperto mi dovrei trovare $V_D < 0$, quindi il circuito aperto non è il caso giusto.

C.C. →

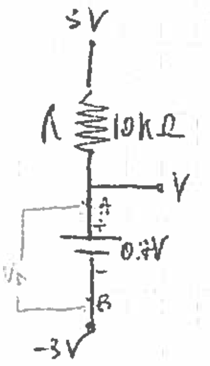


$V_A = V_B = -3V$ quindi $V_D = 0V$ e $V = -3V$

Se considerassi il caso non troppo approssimato ($V_\gamma = 0.7V$) allora:

$V_D = 3V - RI - 0.7V$

In particolare:

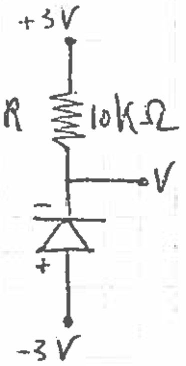


$V_A = -3V + 0.7V = -2.3V$

$V_R = 3V - V_A = 3V - (-2.3) = 5.3V$

$I = \frac{V_R}{R} = \frac{5.3V}{10k\Omega} = 0.53\ mA$

CASO 2

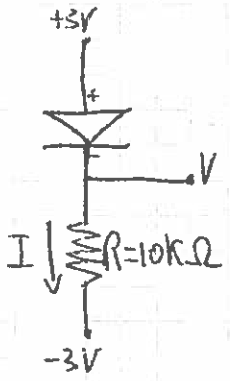


Essendo il diodo in inversa, NON SCORRE CORRENTE. $I = \emptyset$.

Quindi $V = 3V$

$V_D = 3V - (-3V) = 6V > 0$

CASO 3



Caso C.A.

$I = \emptyset$

$V = -3V$. non scorre corrente

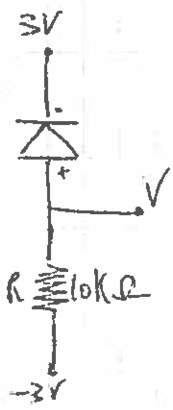
$V_D = 3V - (-3V) = 6V$ ma ho C.A. e dovrei avere $V_D < \emptyset$ quindi SBAGLIATO

Caso C.C.

$I = \frac{V_R}{R} = \frac{3-(-3)}{10} = 0.6\ mA$

$V = 3V$

CASO 4

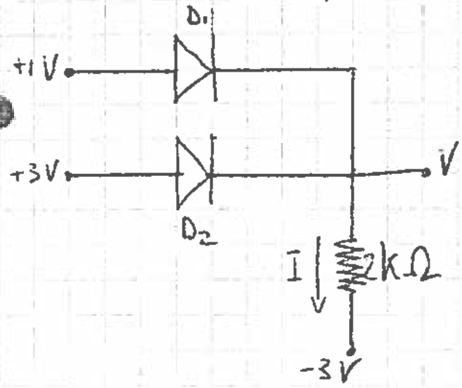


Come nel caso 2, il diodo è in inversa e quindi non scorre corrente.

Quindi $V = -3V$

$V_D = 3V - (-3V) = 6V > 0$

Esercizio (slide 30)



Come sempre, procedo considerando i vari casi in cui il diodo è in C.C. o C.A. Qui ho 2 diodi quindi 4 casi possibili.

- Caso D_1 C.C. e D_2 C.C.

In questo caso avrei che V è +1V e +3V allo stesso momento, il che non è possibile e quindi questo non è il caso giusto.

- Caso D_1 C.A. e D_2 C.A.

Non scorre corrente: $I=\emptyset$. Quindi ho $V=-3V$. I diodi sono in diretta e vedono $V_{D2} = +3V-(-3V) = 6V$ e $V_{D1} = +1V-(-3V) = 4V$ ma ho i C.A, quindi anche questo non è il caso giusto.

- Caso D1 C.C. e D2 C.A.

Essendo D1 chiuso ho $V=1V$ e $V_{D2} = 3V - 1V = 2V$ ma D2 è in diretta con $I>0$, e dovrei avere $V_{D2} < \emptyset$ quindi anche questo non è il caso giusto.

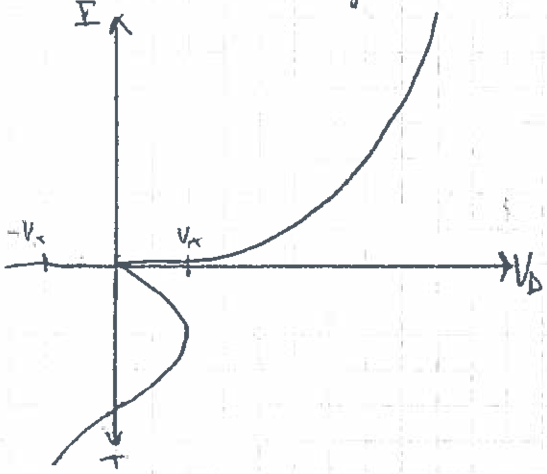
- Caso D1 C.A. e D2 C.C.

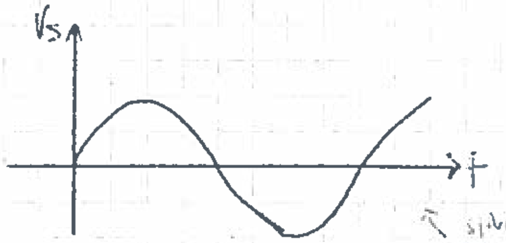
Ho $V = 3V \Rightarrow V_R = 3V-(-3V) = 6V \Rightarrow I = \frac{V_R}{R} = \frac{6V}{2k\Omega} = 3\,mA$

L'altro circuito è complementare, e il caso giusto è D_1 in C.C. e D_2 in C.A. con $V=1V$ e $I = \frac{3-1}{2k\Omega} = 1mA$

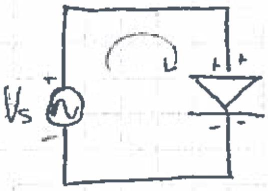
MODELLO DEL DIODO PER PICCOLI SEGNALI

Fino ad ora abbiamo sempre considerato segnali costanti. Cosa succede se il segnale subisce piccole variazioni?

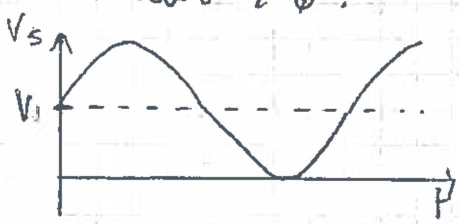




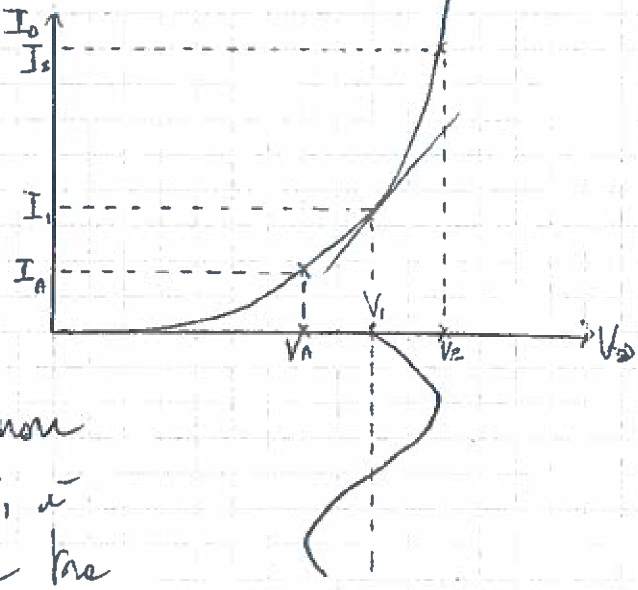
← sinusoide a valor medio nullo



In questo caso V_S varia sinusoidalmente da $-V_x$ a V_x, ma sono valori bassi e quindi $I = 0$. In particolare questo perché la sinusoide è a valor medio nullo. Se ne avessi una con valor medio $\neq 0$:



→

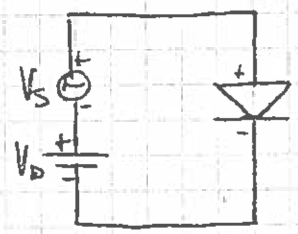


Essendo la transcaratteristica non lineare, la distanza tra I_A e I_1 è molto minore della distanza tra I_1 e I_B, quindi il valor medio non è I_1.

Però per tratti di esponenziale piccoli posso approssimare il corrispondente pezzo di esponenziale a un segmento lineare, cioè la tangente nel punto (V_1, I_1).

Questo lo ottengo quando l'ampiezza del segnale è sufficientemente piccola. Ecco perché modello per piccoli segnali.

Per ottenere il valor medio del segnale diverso da 0 aggiungo in serie al segnale un generatore di tensione V_D costante e il circuito diventa:



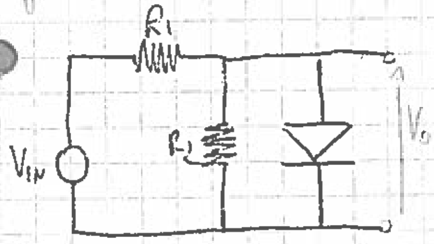
Nota: la pendenza della tangente in $(V_1 I_1)$ è data da $1/R_{ON}$

Applico il principio di sovrapposizione degli effetti delle due tensioni:

- Con V_D e V_S cortocircuitato abbiamo il caso sempre trattato fino ad ora e ho una corrente I_D in base a quanto è V_D
- Con V_S e V_D cortocircuitato abbiamo il caso appena visto, e per piccole variazioni approssimo e considero di muovermi sulla tangente, cioè vedo la corrente che si muove lungo il tratto di tangente, e la corrente vede una resistenza R_{ON}.

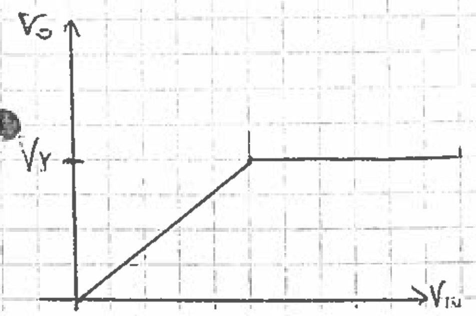
Slide 23: riassunto, con tutte le approssimazioni.

Regolatore di tensione



Usando l'approssimazione tale per cui $V_\gamma \neq 0$ costante, finché $V_D < V_\gamma$ ho $I = 0$ e quindi come se il diodo non ci fosse (cioè avrei solo la maglia costituita da V_{IN}, R_1, R_2), e ho $V_o = V_{IN} \frac{R_2}{R_1 + R_2}$ (semplice partitore di tensione)

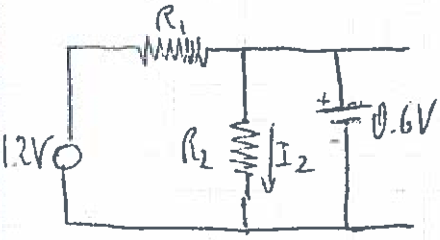
Il diodo interviene quando $V_D \geq V_\gamma$, e il risultato è che $V_o = V_\gamma$. Cioè una volta che $V_D = V_\gamma$ il diodo fissa V_o a V_γ.



Se $R_1 = R_2$:

$$V_o = V_{IN}\frac{1}{2} = \frac{V_{IN}}{2}$$

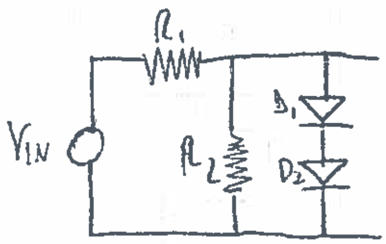
Con $V_{IN} = \emptyset$ ho $V_o = \emptyset$ → diodo interdetto (circuito aperto)
Se $V_{IN} = 1V$ ho $V_o = 0.5V$
Le cose cambiano quando $V_o = 0.6V$ (perché V_γ è intorno a 0.6V) cioè $V_{IN} = 1.2V$. Il circuito equivalente diventa:



Quando $V_{IN} \geq 1,2V \rightarrow V_o = V_\gamma = 0,6V$

In tal caso, la tensione V_o è sempre 0.6V, che è la tensione anche su R_2. Questo vuol dire che I_2 è costante e pari a $\frac{0.6V}{R_2}$

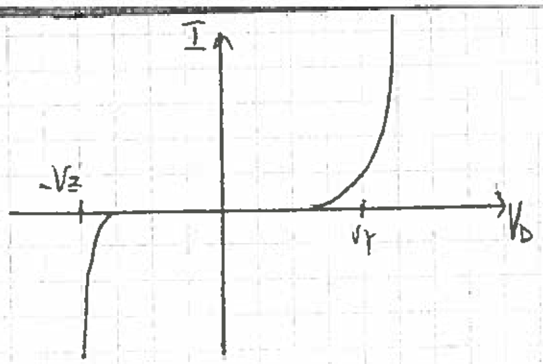
Quello che cambia è la corrente I_1 del diodo, cioè se aumenta V_{IN} la corrente in più non entra in R_2 ma va nel diodo (corrente di diodo) e il diodo assorbe potenza. Essendo V_γ pari a 0.6V (varia tra 0.5V e 0.7V dipendendo dalla giunzione pn) quel diodo stabilizzerà sempre V_γ. Se volessi stabilizzare su un valore diverso posso metterne 2 in serie:

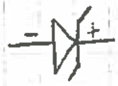


Ovviamente la cosa ha senso quando tutti e due i diodi sono in conduzione, cioè equivalgono al circuito equiv del gen. V_γ.

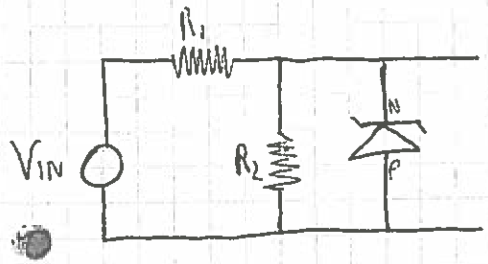
Quindi il circuito equiv. è fatto dalla serie di due gen. V_γ. In tal caso i diodi stanno stabilizzando $2V_\gamma$. Se ne metto n ho $V_o = nV_\gamma$, con n numero di diodi in serie.

Un'altra cosa che posso fare è sfruttare il BREAK DOWN: quando ho una tensione sufficiente bassa ($V_{IN} = -V_Z$ cioè la tensione di Zener) allora la corrente non è più $\emptyset$ ma il diodo conduce e la pendenza della transcaratteristica è più che esponenziale verso il basso.

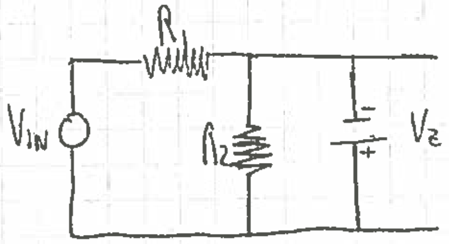


Tale configurazione (diodo in inverso con $V_D = -V_Z$) viene rappresentato così: 

Se quindi la tensione sul diodo diventa $\le -V_Z$ il circuito equivalente diventa:



Per $-V_Z < V_D < 0$ ho $I = 0$ (circuito aperto)
Se $V_D \le -V_Z$ allora ho il circuito equivalente di un gen. $-V_Z$.



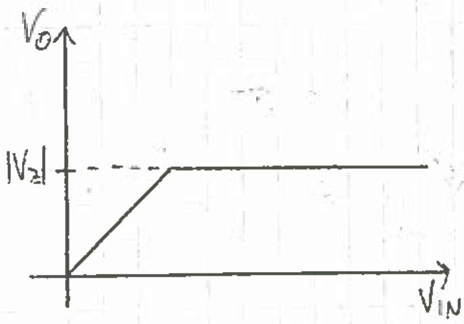
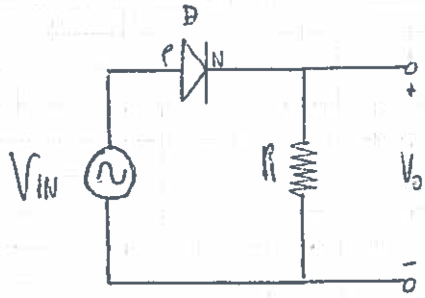


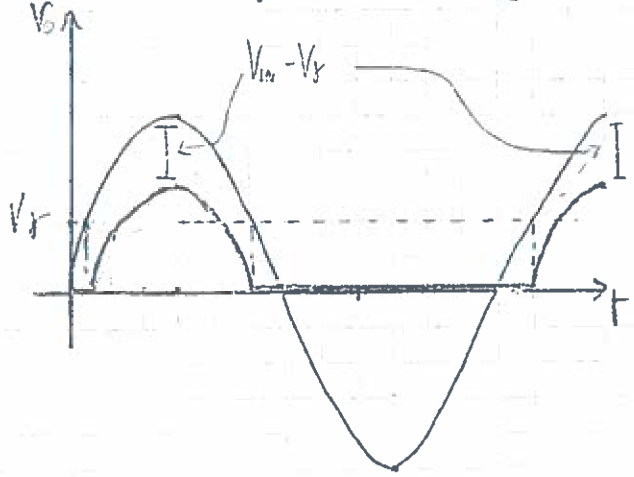
DIAGRAMMA A BLOCCHI DI UN ALIMENTATORE IN CONTINUA

Partiamo da una tensione in ingresso (120V e 60Hz), poi ci sono trasformatore, rettificatore, filtro, regolatore e carico.
Il trasformatore ha il compito di ridurre l'ampiezza del segnale sinusoidale in ingresso, in modo da farle assumere quanto le vogliamo. Il rettificatore invece ha il compito di far avere un valor medio diverso da 0.
La tensione è alternata, mi serve continua. Il segnale lo posso vedere come somma di una parte a valor medio $\neq 0$ e una parte alternata a 60 Hz. Il filtro elimina la parte alternata, e l'uscita è quindi un segnale continuo. Questo segnale va stabilizzato e quindi ho il regolatore. Il risultato è un segnale continuo stabilizzato

RADDRIZZATORE A SINGOLA SEMIONDA NO



V_{IN} oscilla con valor medio Ø ed è a volte positiva e a volte negativa.
Quando $V_{IN} > V_\gamma$ il diodo conduce e in uscita ho una tensione positiva $V_{IN} - V_\gamma$.
Quando $V_{IN} < 0$ il diodo è praticamente in inversa (il − attaccato alla porta P) e non fa scorrere corrente, quindi la caduta di potenziale su R è nulla e quindi $V_0 = Ø$. Il risultato è quindi un segnale del genere:

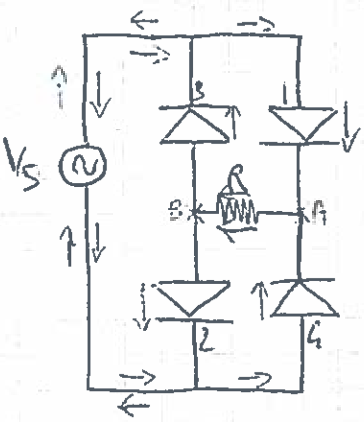


Il segnale nero è quello in ingresso, quello rosso è quello in uscita.

Nota: il valor medio dell'uscita è ≠ Ø.

NO

RADDRIZZATORE A PONTE o RETTIFICATORE



Anche qui vengono distinti due casi:
- $\boxed{V_S > 0}$ (semionda positiva)
- $\boxed{V_S < 0}$ (semionda negativa)

Le correnti sono quelle del caso del colore corrispondente.

$$(V_0 = V_R) = V_A - V_B$$

In particolare:
- $V_S > 0$: D_1 e D_2 sono in corto circuito e D_3 e D_4 sono un circuito aperto.

$$V_0 = V_R = \underbrace{V_S - V_{\gamma 1}}_{V_A} - \underbrace{V_{\gamma 2}}_{V_B}$$

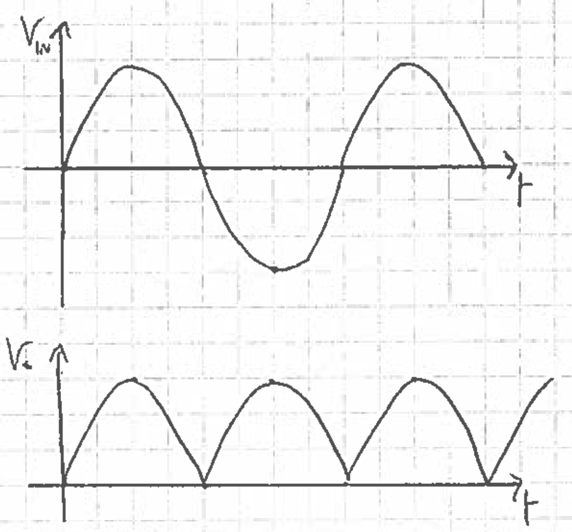
Se poi considero i diodi ideali ho $V_{\gamma 1}$ e $V_{\gamma 2}$ pari a $\emptyset$ e in uscita ho esattamente le semionde positive in ingresso.

- $V_S < 0$: i diodi D_1 e D_2 in circuito aperto e D_3 e D_4 in corto circuito.

$$V_0 = V_R = \underbrace{V_S - V_{\gamma 4}}_{V_A} - \underbrace{V_{\gamma 3}}_{V_B}$$

Se poi i diodi sono ideali valgono le stesse cose di prima.

In conclusione:



Siamo quindi arrivati all'uscita del 2° stadio, cioè quella del rettificatore (slide 26: segnale unipolare pulsante).

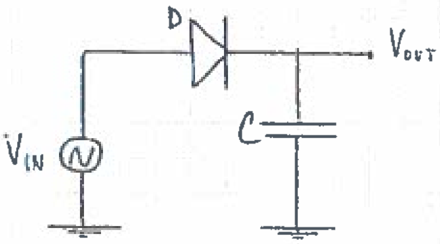
20/04/2017

- Molti circuiti elettronici utilizzano segnali continui.
Per ottenere tali segnali c'è una serie di componenti schematizzate nella slide 26.

In particolare c'è:
- il rettificatore che fa sì che il valor medio del segnale sia $\neq 0$
- il filtro
- il regolatore

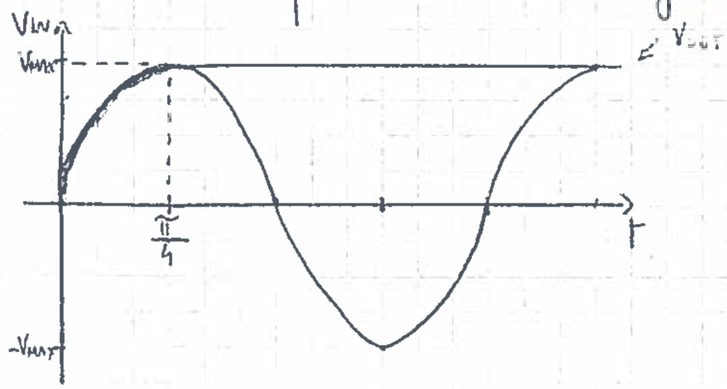
Siamo arrivati al raddrizzatore a ponte, che genera un segnale costituito da tante semionde positive e quindi con un valor medio diverso da $\emptyset$.

FILTRO CAPACITIVO o RADDRIZZATORE CON CONDENSATORE DI FILTRO



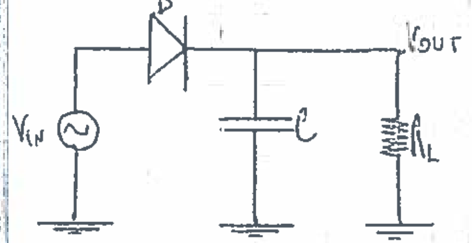
Come sempre, assumo il condensatore inizialmente scarico.
Lo scopo del filtro è dare in uscita solo la componente continua del segnale.

Quando V_{IN} inizia a crescere, ho un potenziale >0 sulla porta P e un potenziale Ø su N, quindi il diodo diventa un corto circuito e la tensione V_{IN} me la ritrovo in uscita. $V_{OUT} = V_{IN}$
Questo fino al massimo di V_{IN}. Quando arrivo all'istante $\pi/4$ (lo chiama così il prof) la tensione sul condensatore è $V_{IN} = V_{MAX}$ e quindi dopo questo istante $V_{IN} < V_{MAX}$, questo vuol dire che il diodo ha V_{MAX} su N e $V_{IN} < V_{MAX}$ su P, cioè il diodo è in inversa e cioè circuito aperto. Visto che c'è circuito aperto non c'è un percorso per scaricare il condensatore e quindi V_{OUT} rimane costante a V_{MAX}.
L'andamento quindi è il seguente:



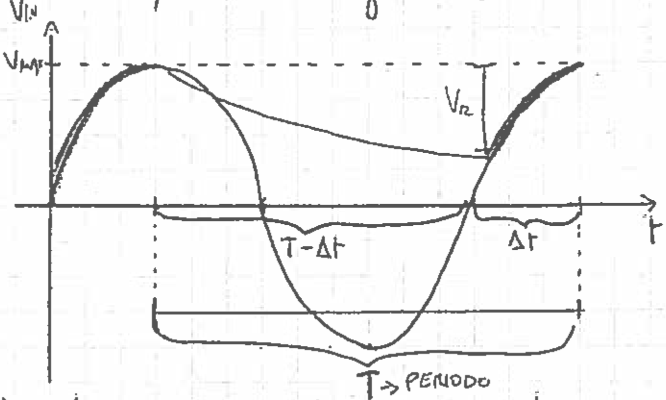
Questo vuole pertanto che la tensione di picco negativa non diventi superiore (in modulo) alla tensione di breakdown

Quindi ho un segnale continuo, ho raggiunto il mio obiettivo, cioè fornire a qualcuno una tensione continua. Quel qualcuno è un carico R_L, cioè:



Qui però le cose cambiano, adesso c'è un percorso per scaricare il condensatore
Quindi non è più vero che V_{OUT} rimane costante.

La tensione tende a decrescere esponenzialmente con una $\tau = RC$.
L'andamento reale quindi, cioè quello che comprende anche il carico, è il seguente:



ogni volta che $V_{IN} > V_C = V_{OUT}$ il condensatore si ricarica e quindi l'andamento complessivo di V_{OUT} è quello in ROSSO.

La tensione sul condensatore nel processo di scarica è:

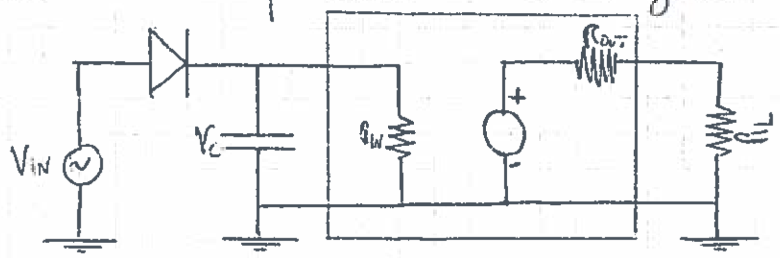
$$V_C(t) = \underset{\downarrow\, 0}{V(\infty)} - [\underset{\downarrow\, 0}{V(\infty)} - \underset{\downarrow\, V_{MAX}}{V(t_0)}]\, e^{-\frac{t-t_0}{\tau}} = V_M\, e^{-\frac{t}{\tau}} = V_M\, e^{-\frac{t}{R_L C}}$$

Gli intervalli Δt sono quelli in cui il diodo torna in conduzione.
Invece gli intervalli $T-\Delta t$ sono quelli in cui il diodo è interdetto e dunque il condensatore si scarica su R_L.
Ciò che voglio è che il condensatore si scarichi il meno possibile, e quindi voglio una costante di tempo molto alta: $\tau \gg T$
La differenza tra V_M e la tensione V_C sul condensatore è la tensione di Ripple V_R.
Quindi voglio V_R la più bassa possibile, cioè $\tau \gg T$.

$$V_R = \frac{V_M}{f\tau} = \frac{V_M}{f R_L C} \quad (\text{è una approssimazione})$$

Per aumentare τ o agisco sulla capacità (condensatore grande) o sulla R_L, ma la R_L non la decido io.
Allora uso un buffer o inseguitore di tensione (che si ricorda è un amplificatore ideale con guadagno unitario).
È ideale dunque è una rete due porte con una R_{IN} idealmente infinita e una R_{OUT} idealmente nulla.

Il circuito equivalente è il seguente:

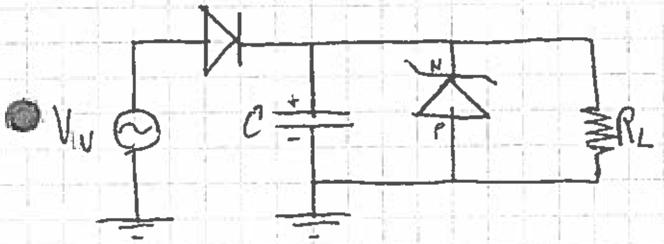


in questo modo, essendo $R_{OUT} = \emptyset$, la V_C va a finire direttamente sul carico qualunque esso sia.
Ora la R vista dal condensatore è la R_{IN} che è infinita e dunque τ è infinita.
La corrente che scorre sul carico nel tempo $T-\Delta t$ è:

$$I_L = \frac{V_C}{R_L}\Big|_{T-\Delta t}$$

La carica che il condensatore acquista nel processo di carica è uguale a quella che perde nel processo di scarica.
Quindi la corrente totale nell'intervallo Δt deve essere uguale a quella nell'intervallo $T-\Delta t$.
Se $\tau \gg T$ allora Δt è molto piccolo, e quindi ho poco tempo per rifornire di carica il condensatore, e quindi la corrente nell'intervallo Δt deve essere molto alta.
Più è breve Δt, più è alta la corrente che scorre sul diodo, ma c'è un limite, se la corrente è troppo alta il diodo si rompe.
Il risultato del filtro è un segnale con ripple, cioè ha piccole variazioni.
Per eliminare le piccole variazioni metto un regolatore, cioè aggiungo un diodo zener in inverso con una V_Z pari alla tensione che voglio stabilizzare (V_Z è la tensione di zener caratteristica di un diodo). Questo perché il diodo zener in

costante sul carico.



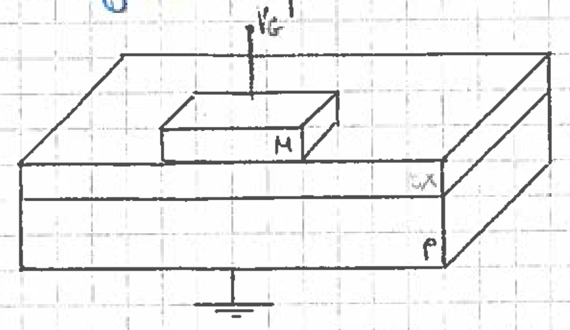
Quindi il circuito con il buffer non viene usato perché bisogna fare delle cose per adattare le impedenze

TRANSISTOR MOSFET ok

Transistori ad Effetto di Campo Metallo-Ossido-Semiconduttore.
L'obiettivo che ci poniamo è trovare un circuito equivalente che si comporti come un TRANSISTOR, che è un elemento fisico costruito con una certa tecnologia produttiva.

Struttura MOS

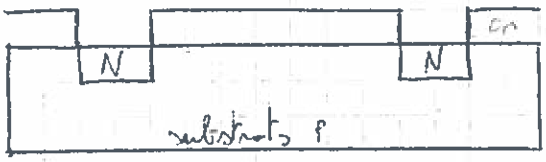
Il substrato del dispositivo è un semiconduttore (P) (Silicio). Sopra vi è un film metallico (M). In mezzo vi è uno strato di Ossido, il quale è un isolante. (OX)
Le due parti esterne vengono dette elettrodi. Quello di metallo viene detto **gate**, quello di Silicio è il **body**.



Il substrato P è messo a massa, posso applicare una tensione V_G sul gate.
Se applico una V_G negativa, avrò tot cariche negative sul metallo e di conseguenza tot cariche positive vanno a spostarsi, nel materiale P, verso il margine dove c'è l'ossido.
Se invece applico una V_G positiva il meccanismo è l'esatto opposto, e si crea in P la regione di svuotamento.

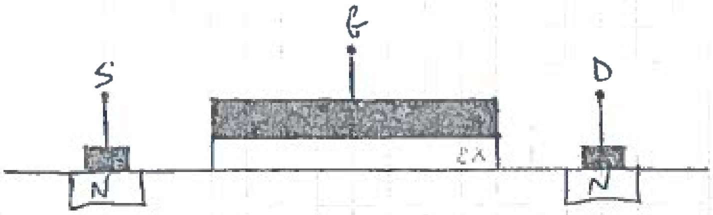
Se V_G raggiunge e supera un certo valore V_{th}, allora si crea uno strato per cui le cariche negative sono in numero maggiore delle le une che c'erano prima. Tale strato è detto **strato di inversione**. Quindi lo strato del semiconduttore immediatamente sottostante l'ossido è di tipo N (si è invertito il drogaggio). Più è alto V_G sopra V_{th} e più è drogato di tipo N il materiale appena sottostante l'ossido.

Il transistor vero e proprio viene costruito basandosi su queste strutture. Si ha inizialmente una fetta di Silicio di tipo P, attraverso un sistema ottico di scrittura di geometrie si impiantano su due zone del semiconduttore atomi di fosforo. Cioè si fa crescere sullo strato di Silicio dell'ossido di Silicio (portandolo a temperature intorno ai 1000 C°) e tramite un processo litografico si creano due buchi, con un processo chimico che 'mangia' soltanto l'ossido.
Poi si sparano su tutta la fetta atomi di fosforo i quali penetrano nei buchi dell'ossido.



Successivamente si toglie l'ossido sopra, poi si porta di nuovo il substrato a 1000 C in modo da far crescere l'ossido e poi si mette il metallo sopra l'ossido. La struttura finale è la seguente:

Quello in NERO è il metallo.



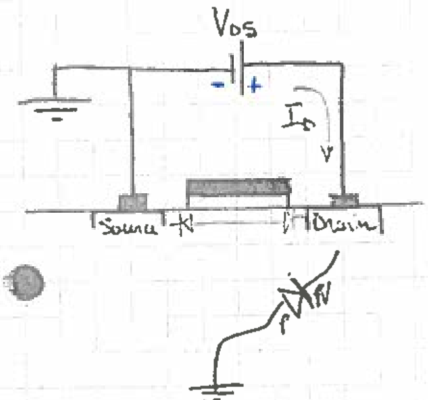
Il transistor MOSFET dunque è sostanzialmente un componente con 3 elettrodi:

- D → drain
- S → source
- G → gate

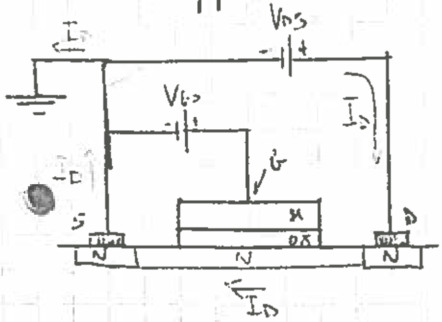
Le caratteristiche di questa struttura sono la L (distanza tra Source e Drain) e la W (larghezza del canale).
Quando si dice che la tecnologia di una CPU è a 14 nm vuol dire che la distanza tra Drain e Source è di 14 nm.
Inoltre il Substrato di silicio è un unico pezzo, poi sopra il substrato ci faccio un miliardo di componenti.

Creazione del canale per il flusso di corrente

L'elettrodo Source lo metto a massa e sul Drain applico una tensione V_{DS}.

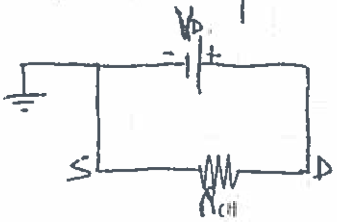


I_D è quella che chiamo corrente di Drain
I_D cerca un percorso verso massa. Se andiamo a vedere cosa c'è sotto il DRAIN, c'è una giunzione pn inversa e lì la corrente non scorre.
L'altro modo è andarsene nel Source per poi salire e andare a massa. Ma vale lo stesso discorso, c'è un diodo in inversa. Quindi qualunque tensione V_{DS} applico la corrente è sempre nulla.
Se ora applico una V_{GS} sul Gate:



la tensione positiva sul Gate attira cariche negative sotto l'ossido. Se $V_{GS} > V_{Th}$ si crea lo strato di inversione detto prima, cioè lo strato sotto l'ossido diventa N e quindi la corrente scorre, se ne va nel Source e va a massa

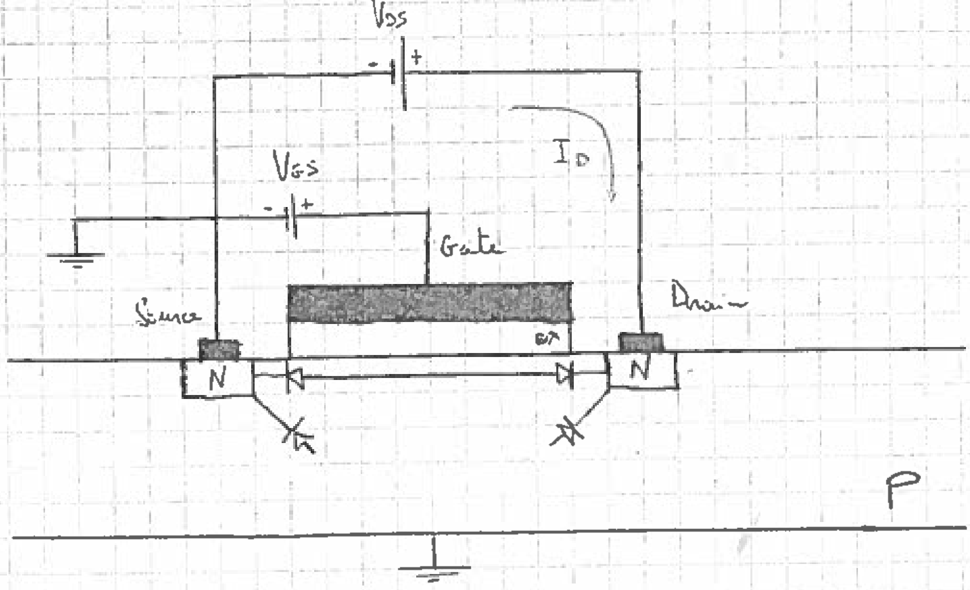
Quindi fino a che $V_{GS} < V_{TH}$ non scorre corrente, se $V_{GS} > V_{TH}$ scorre corrente perché si crea un canale di tipo N.
Dal punto di vista circuitale lo strato N sotto l'ossido, cioè lo strato di inversione, è visto come una resistenza.
Più aumenta V_{GS} più è conduttivo lo strato di inversione.
Nota: la corrente non scorre nel Gate perché c'è un Ossido, cioè isolante che non la fa passare. IL GATE È ISOLATO
Il circuito equivalente è questo:



Quindi in sostanza ho due tensioni: V_{GS} sul Gate e V_D sul Drain.
R_{CH} sta per Resistenza del Canale (Channel)

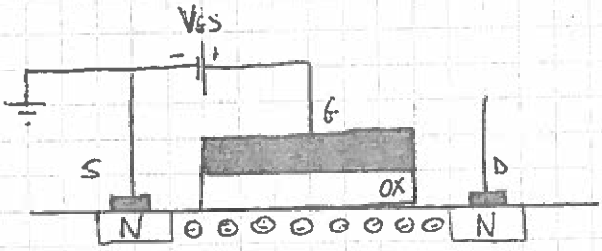
Più è alto $V_{GS} > V_{TH}$, minore sarà la resistenza rappresentata dal canale di inversione, quindi maggiore è la conducibilità del materiale silicio. (body)

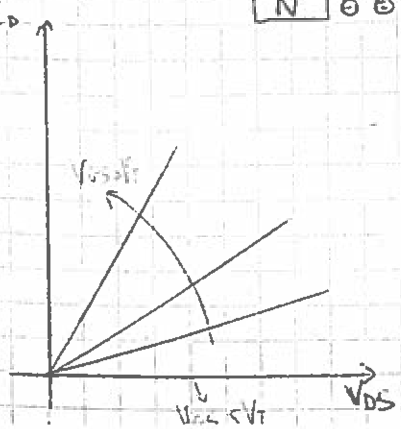
MOSFET 27/04/2017



Il fatto che sotto i due morsetti N c'è P significa che c'è una giunzione PN. In particolare, applicando una tensione positiva sul Drain (senza V_{GS}) è come se avessi un diodo in inversa sotto il morsetto N e la corrente non passa. Stessa cosa vale per il Source. Inoltre il transistor è isolato dal substrato, perciò posso fare molti transistor su un unico substrato.

Se applico una tensione sul Gate, $V_{GS} > V_T$ (maggiore di una certa tensione di soglia, di treshold) allora vengono attratti elettroni sotto l'interfaccia e si forma un canale. Più è alta V_{GS} e più elettroni formano il canale e più il canale è conduttivo.



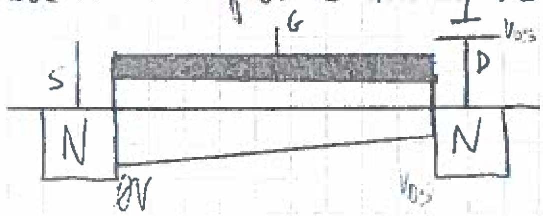


La pendenza in un grafico del genere è $\frac{1}{R}$ quindi maggiore è V_{GS} minore è la r e quindi maggiore è la pendenza.

Se applico una tensione $V_{GS} > V_T$ quindi si crea il canale. Se ora la mantengo costante e applico una tensione V_{DS} sul Drain, quello che ottengo è che il canale vede una tensione 0 dal lato del Source e via via crescente spostandosi verso il Drain dove la tensione è V_{DS}.

Perciò la tensione tra il gate e i vari punti del canale diminuisce dal Source (dove è V_{GS}) al Drain (dove è $V_G - V_D$).

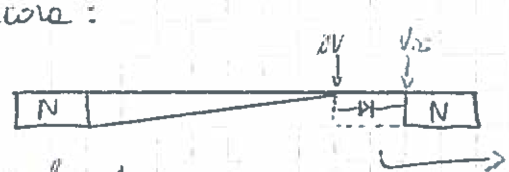
Poiché lo spessore del canale dipende da questa tensione, il canale in realtà non è uniforme ma ha la seguente forma:



All'aumentare di V_{DS} il canale diventa sempre più stretto dal lato del Drain. Quando $V_{GS} - V_{DS} = V_T$ il canale si "strozza" e non passa più corrente.

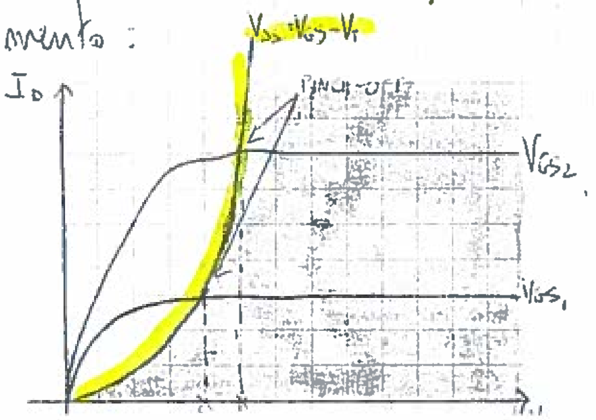
Se V_{DS} aumenta ancora:

In realtà se V_{DS} aumenta ancora oltre $V_{GS} - V_T$ il canale non si riduce significativamente, rimane solo uno spazio piccolissimo senza canale che genera un campo elettrico forte e genera una corrente satura.



in questa zona nasce la giunzione in inversa

Anche se il canale è come in figura e quindi appare la giunzione in inversa, quello spazio è piccolissimo e c'è una d.d.p. pari a V_{DS} quindi c'è un campo elettrico enorme che attira gli elettroni da destra a sinistra, e quindi una corrente c'è. Ho il seguente comportamento:

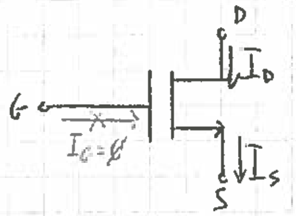


La corrente cresce al crescere di V_{DS} ma fino a un certo punto, dopo che $V_{DS} > V_{GS} - V_T$ la corrente si mantiene costante.

Poi in base a quanto vale V_{GS} ho curve diverse e il punto di PINCH-OFF

Unendo tutti i casi di V_{GS}, i punti di PINCH-OFF formano una curva che è il luogo dei punti che separa il piano in due zone:
- a destra della curva io vedo solo correnti I_D costanti.
- a sinistra l'andamento segue quello normale.

SIMBOLO DELL'NMOS



È un dispositivo a 3 terminali (Gate, Source, Drain)
La freccia, che va verso S, sta a indicare il verso della corrente.

Le due stanghette indicano che in mezzo c'è un isolante
- quindi $I_G = \emptyset$

Quella struttura posso vederla come un nodo e ci posso applicare la legge di Kirchoff alle correnti. Essendo $I_G = \emptyset$ ho che $I_D = I_S$

La corrente però è controllata dalla tensione di Gate, ed essendo il Gate isolato è come se la corrente fosse controllata da una tensione in un altro punto della rete.

REGIONI DI FUNZIONAMENTO
- Il transistor può trovarsi in 3 stati diversi:
- Interdizione (INT): il transistor è off, non fa passare corrente

$$\text{INT} \rightarrow \begin{cases} I_D = \emptyset \\ V_{GS} < V_T \end{cases}$$

- Saturazione (SAT): la corrente I_D è costante ($V_{DS} > V_{GS} - V_T$ vedi grafico pag. prec.)

$$\text{SAT} \rightarrow \begin{cases} I_D > \emptyset \longrightarrow \text{cost} \\ V_{DS} > V_{GS} - V_T \\ V_{GS} > V_T \end{cases}$$

- Triodo:

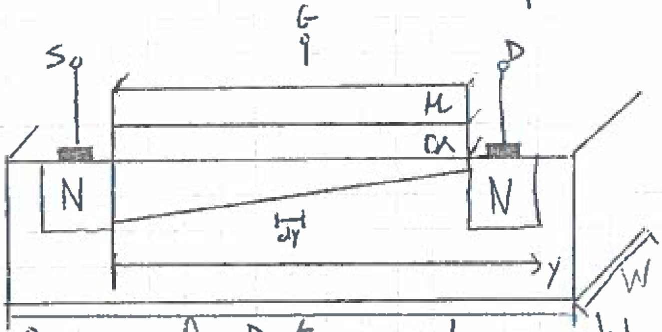
$$\text{TRIODO} \rightarrow \begin{cases} I_D > \emptyset \\ V_{DS} < V_{GS} - V_T \\ V_G > V_T \end{cases}$$

Quindi i 3 stati sono legati a delle condizioni.
Intanto la tensione V_{GS} determina se il transistor è interdetto oppure no, La V_{DS} determina se il transistor è in fase triodo o sat.

Nello stato di SATURAZIONE, cioè quello in cui I_D è costante, I_D dipende solo dalla V_{GS} (come si vede nel grafico arancione/verde), è indipendente dalla V_{DS}.
Nello stato di TRIODO invece I_D è funzione anche della V_{DS}.
Quindi riferendoci al grafico arancione/verde, la zona arancione corrisponde allo stato di TRIODO, la zona verde corrisponde allo stato di SATURAZIONE.

Calcolo corrente di Drain I_D
Siccome il MOSFET è un "condensatore", la tensione sulle due piastre corrisponde alla legge:

$V_c = \frac{Q}{C}$



Pongo l'asse y come in figura, dal Source al Drain. La quantità di carica "lungo il canale" varia e varia in base alla tensione $(V_{GS}-V_T)-V(y)$
Quindi la quantità di carica per unità di canale è:
$Q_y = C_{ox}\,[(V_{GS}-V_T)-V(y)]$ → quantità di carica nel settore dy

Più c'è quantità di carica in un settore di canale, meno quel settore è resistivo. Per contro, il settore di canale dy corrisponde ad una resistenza dR. Più è lunga la barretta, cioè il canale, e più è resistiva. La stessa cosa vale per la profondità W.

$dR = \frac{dy}{Q(y)\,\mu_n\,W}$ cioè dR è proporzionale direttamente a dy e inversamente alla quantità di carica nel settore dy

la profondità

$$dV(y) = I_D\, dR = \frac{I_D\, dy}{Q(y)\,\mu_n\, W} = \frac{I_D\, dy}{C_{ox}[(V_{GS}-V_T)-V(y)]\mu_n W}$$

è la caduta di potenziale nel settore dy.

Lo riscrivo come:

$$I_D\, dy = \mu_n W\, C_{ox}[(V_{GS}-V_T)-V(y)]\, dV(y)$$

integro lungo la lunghezza L del canale:

$$\int_0^L I_D\, dy = \int_0^{V_{DS}} \mu_n W C_{ox}[(V_{GS}-V_T)-V(y)]\, dV(y)$$

$$I_D \cdot L = \frac{1}{2}\mu_n C_{ox} W\left[2(V_G-V_T)V_{DS} - V_{DS}^2\right]_0^{V_{DS}}$$

$$I_D = \frac{1}{2}\mu_n C_{ox}\underbrace{\left(\frac{W}{L}\right)}_{\text{rapporto larghezza/lunghezza}}\left[2(V_G-V_T)V_{DS} - V_{DS}^2\right]$$

La corrente è funzione sia di V_{GS} che di V_{DS}, ma anche dal parametro $\frac{1}{2}\mu_n C_{ox}\frac{W}{L}$ che dipende da come il mosfet è costruito. Questo parametro lo chiamo K

$$I_D = K\left[2(V_{GS}-V_T)V_{DS} - V_{DS}^2\right] \quad \text{dove} \quad K = \frac{1}{2}\mu_n C_{ox}\frac{W}{L}$$

Quando il canale è strozzato, quindi $V_{DS} \geq V_{GS}-V_T$, si ha:

$$I_D = K[2(V_{GS}-V_T)(\overset{V_{DS}}{V_{GS}-V_T}) - (V_{GS}-V_T)^2] = K[V_{GS}-V_T]^2 \qquad I_D = K(V_{GS}-V_T)^2$$

cioè I_D è funzione solo di V_{GS}. Siamo nello stato di SATURAZIONE. Vale anche per $V_{DS} > V_{GS}-V_T$

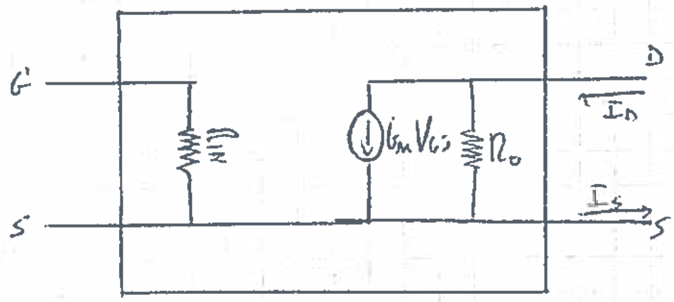
Quindi in sostanza quando il transistor è nello stato di SATURAZIONE, la relazione tra corrente e tensione è:

$I_D = K[V_{GS}-V_T]^2$ cioè dipende solo dalla tensione di Gate

CIRCUITI EQUIVALENTI DEGLI STATI DELL'nMOS

la corrente $I_D = I_S$ dipende dalla tensione V_{GS}.

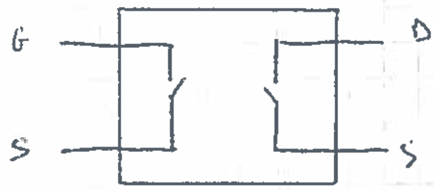
Come RETE 2 PORTE:



$G_m V_{GS}$ sarebbe un gen. di corrente controllato in tensione.

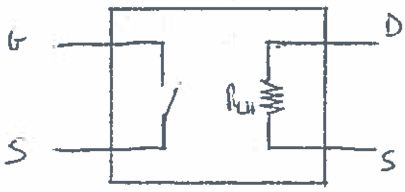
Siccome tra G e S non scorre corrente (sono isolati dall'ossido) ho $R_{IN} = \infty$ (circuito aperto).
Per quanto riguarda l'uscita ho che $I_D = I_S$ quindi $R_0 = \infty$

Quando $V_{GS} < V_T$, dove il transistor è in INTERDIZIONE, il circuito equivalente è il seguente:



Cioè è off, non scorre corrente da nessuna parte.

Se invece considero lo stato di TRIODO il circuito equivalente è il seguente:



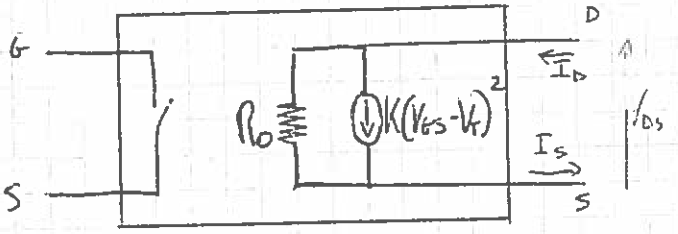
Lo stato di TRIODO è tale per cui la corrente varia, perché in realtà varia la R perché è funzione della V_{DS} (sempre dal grafico)

$$R_{CH} = \frac{V_{DS}}{K\left[2(V_{GS}-V_T)V_{DS} - V_{DS}^2\right]}\Bigg|_{I_D}$$ per la legge di ohm

Siccome siamo in stato di TRIODO per tensioni V_{DS} molto piccole cioè $V_{DS} \ll V_{GS}-V_T$ allora nella R_{CH} posso trascurare V_{DS}^2 perché è molto piccolo e quindi:

$$R_{CH} \approx \frac{V_{DS}}{K2(V_{GS}-V_T)V_{DS}} = \boxed{\frac{1}{2K(V_{GS}-V_T)}}$$

Lo stato di SATURAZIONE invece corrisponde al seguente circuito equivalente:



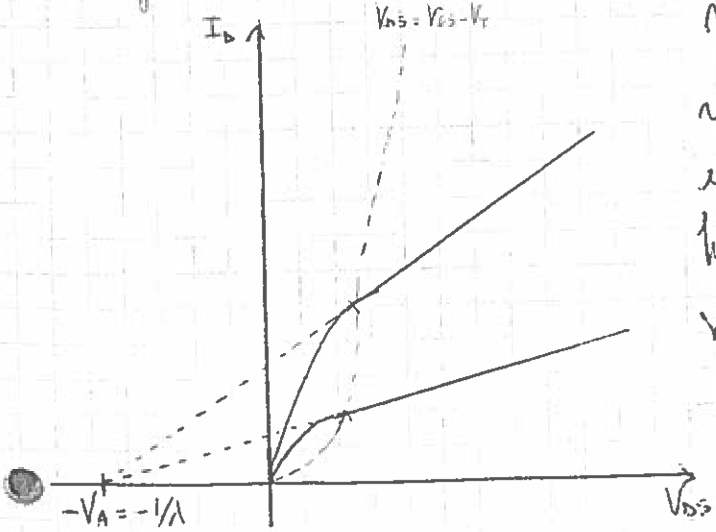
La corrente è costante ed è legata a V_{GS} tramite il parametro K. È comunque un gen. controllato in tensione.

Se ci si fa caso, tale generatore di corrente è un generatore di corrente ideale perché la corrente è sempre quella, ciò che cambia è V_{DS}.

Nella slide 15 c'è la relazione tra I_D e V_{GS}. Quella tra I_D e V_{DS} la sappiamo, perché siamo in SATURAZIONE e quindi ho rette orizzontali che dipendono da V_{GS} (area verde del grafico).

In particolare se $V_{GS} < V_T$ ho $I_D = \emptyset$ ovviamente, altrimenti se $V_{GS} > V_T$ ho un andamento tale che $I_D = K(V_{GS}-V_T)^2$

Valore finito della resistenza d'uscita



Nel caso in cui ho il circuito reale e non ideale, R_0 è finita e dunque le transcaratteristiche hanno una certa pendenza. Tutte si incontrano in un punto dove $V_{DS} = -V_A$ che si chiama tensione di Early. Il parametro λ indica quanto è ideale il transistor.

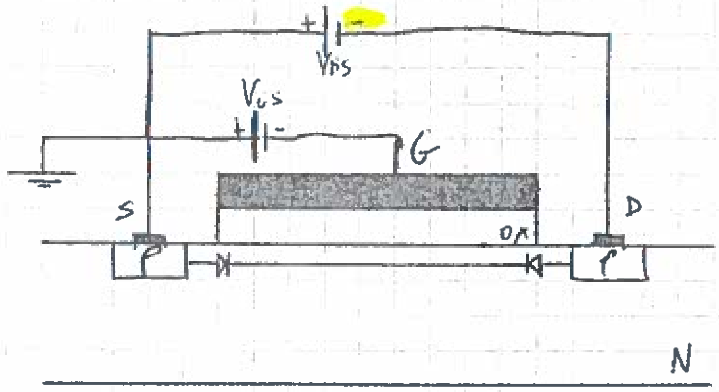
Quindi osservando il grafico, in un transistor reale anche nello stato di SATURAZIONE I_D dipende da V_{DS} e la legge diventa:

$$I_D = \frac{1}{2}K'\frac{W}{L}(V_{GS}-V_T)^2(1+\lambda V_{DS})$$

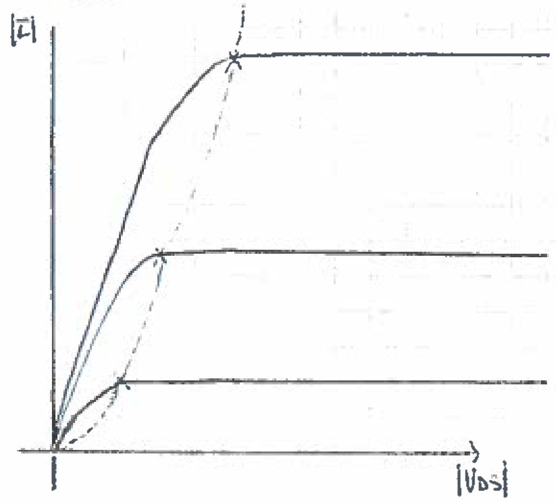
qui maggiore è V_{DS} e minore è la lunghezza del canale (si strozza prima) e dunque maggiore è la corrente.

PMOS

Fino ad ora abbiamo trattato il funzionamento dell'nMOS. Se cambio struttura, cioè cambio il tipo di drogaggio, ottengo la situazione inversa:



Anche le tensioni sono inverse, in particolare il Source è sempre a massa, il Drain ora ha tensione negativa, quindi la corrente entra nel Source e esce dal Drain.



Il canale è formato da lacune stavolta, e vale la stessa condizione dell'nMOS, cioè per far scorrere corrente deve valere

$V_{GS} < -V_T$

cioè:

$V_{GS} > -V_T \rightarrow I_D = 0$

$V_{GS} < -V_T \rightarrow$ si crea un canale P.

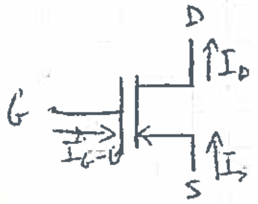
Nel pMOS il canale è fatto da lacune, cioè chi crea corrente sono

le lacune.
Le conseguenze è che, essendo la mobilità delle lacune circa un terzo di quella degli elettroni (le lacune si spostano più difficilmente), il parametro K del pMOS è $\frac{1}{3}$ di quello dell'nMOS a parità di dimensioni, tensioni ecc...
Chiamando K_p il parametro K del pMOS e K_n quello dell'nMOS, se li voglio uguali, devo agire sulle dimensioni.
In particolare:

$$\left.\frac{W}{L}\right|_p \approx 3 \left.\frac{W}{L}\right|_n$$

Quindi per avere lo stesso comportamento, il pMOS occupa 3 volte l'area dell'nMOS, quindi gli nMOS sono migliori.

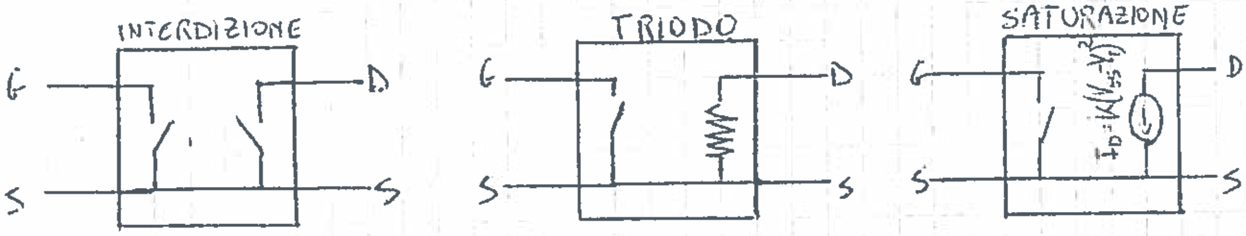
Simbolo pMOS 02/05/2017



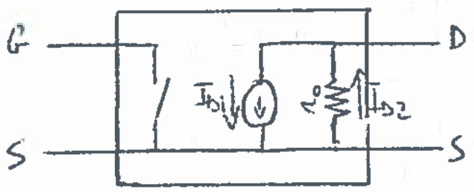
È uguale a quello dell'nMOS.
Ho sempre $I_D = I_S$ e $I_G = \emptyset$
Quello che cambia è il verso della corrente.

Comunque negli esempi useremo l'nMOS (come nella maggior parte delle applicazioni reali).

CIRCUITI EQUIV. AI TRE STATI DELL'nMOS <u>IDEALE</u>



Poi abbiamo visto che nel caso di non idealità del MOSFET, le trans caratteristiche nella regione di SATURAZIONE non hanno pendenza nulla ma hanno un pochino di pendenza, cioè non è vero che la corrente I_D è indipendente da V_D. Questo è causato dall'effetto di modulazione di canale, cioè con $V_{DS} > V_{GS} - V_T$ il canale si stringe. Il circuito equiv. dell'nMOS reale relativo allo stato di SATURAZIONE è:



Questo perché aumentando V_{DS} oltre il valore di PINCH-OFF il canale diventa sempre più stretto (si strozza sempre più vicino al Source), quindi L diminuisce → aumenta il parametro K → aumenta la corrente I_D. Questo effetto lo metto in evidenza tramite la resistenza r_o perché I_{D1} rimane costante (generatore di corrente), quello che aumenta è I_{D2}.

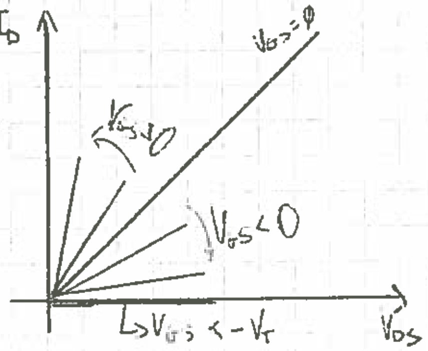
Fino ad ora abbiamo visto MOSFET ad arricchimento (enhancement) cioè il canale aumenta (si arricchisce di portatori) all'aumentare della tensione di Gate. Ci sono altri 2 tipi di transistor, cioè il tipo è uno e poi abbiamo il pMOS e l'nMOS

MOSFET a SVUOTAMENTO (Depletion)

È sostanzialmente uguale al MOSFET ad arricchimento, la differenza è che nel MOSFET a SVUOTAMENTO il canale viene già creato al momento della costruzione.

Quindi il substrato N tra Source e Drain è preesistente, e questo fa sì che anche in assenza di tensione sul Gate, con una $V_{DS} > 0$ scorre corrente tra D e S.

Possiamo dire che questo transistor è normalmente ON, quello ad arricchimento invece è normalmente OFF.



In pratica con una $V_{GS}=\emptyset$ ho la caratteristica V-I in nero, cioè il canale ha una sua resistenza che dipende da come è costruito il transistor.

Se poi do una $V_{GS} \neq \emptyset$ ho le trans-caratteristiche in rosso a seconda di quanto vale V_{GS}.

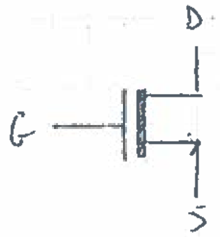
C'è poi una certa tensione negativa $-V_T$ t.c. se $V_{GS} < -V_T$ il canale sparisce (è una tensione tale per cui se V_{GS} è questa tensione di soglia gli elettroni che formano il canale spariscono) e ripunta il concetto dei diodi in inversa. Questo è anche il motivo per cui il transistor è detto "a svuotamento".

Poi per quanto riguarda V_{DS} si ha il solito discorso del PINCH-OFF).

Poi quello che cambia è che lo stato di INTERDIZIONE non ce l'ho da subito, cioè lo devo portare in stato di interdizione tramite una $V_{GS} < -V_T$.

Poi c'è il complementare, il PMOS a DEPLETION (che non trattiamo).

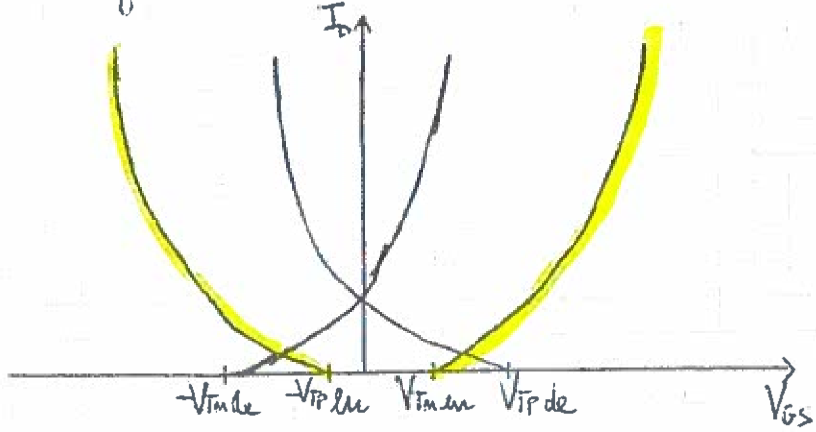
Simbolo del pMOS a Svuotamento



Cioè è il solito simbolo, solo che la stanghetta di destra è più spessa per indicare che il canale è preesistente

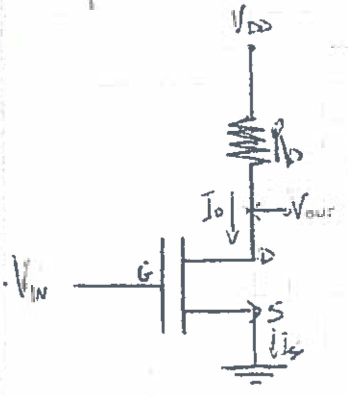
Andamento I_D in funzione di V_{GS} (tutti i casi)

$I_D = K(V_{GS}-|V_T|)^2$



Le curve nere sono relative ai pMOS e nMOS ad enhancement, quelle gialle ai pMOS e nMOS a depletion.

Comportamento TRANSISTOR (nMOS) nei circuiti



Siamo interessati alla V_{OUT} in uscita, cioè la tensione sul Drain.

Eq. alla maglia:

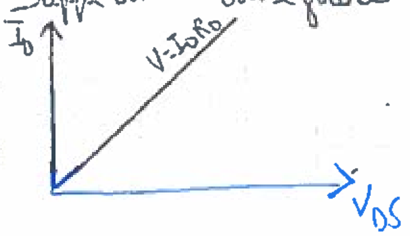
$$V_{DD} = I_D R_D + V_{DS}$$

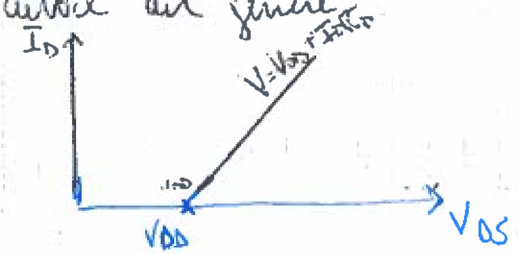
riscrivo come:

$$\underbrace{V_{DD} - I_D R_D}_{f(I_D)} = \underbrace{V_{DS}}_{g(I_D)}$$

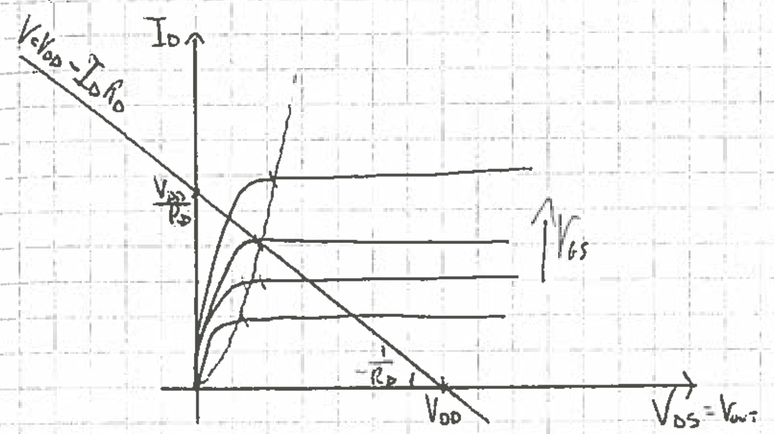
Risolvo l'equazione graficamente, come abbiamo fatto con il diodo. Se i due grafici $f(I_D)$ e $g(I_D)$ hanno un punto in comune, quella sarà la soluzione.

Sappiamo disegnare curve del genere:





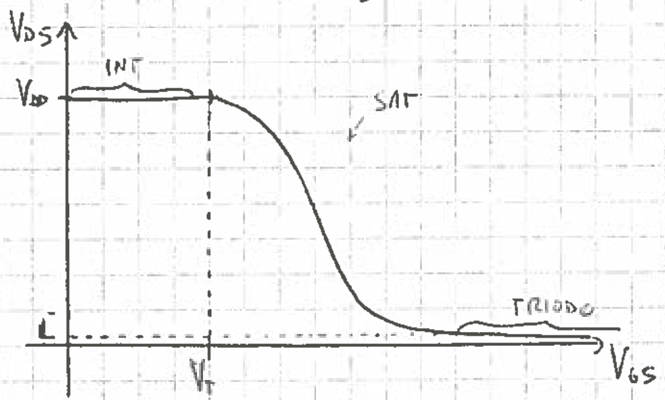
Ciò che abbiamo è:



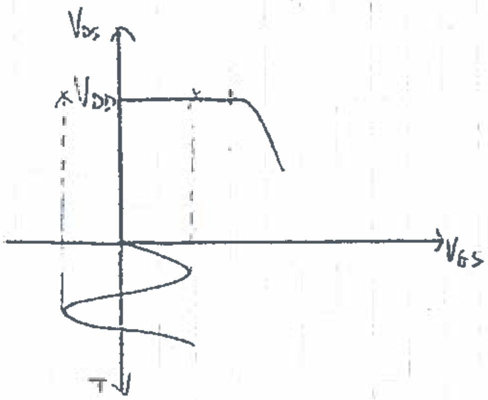
In particolare la $f(I_D)$ è quella trasversale, $f(I_D)$ è banalmente l'asse x.

$$I_D = \frac{V_{DD}}{R_D} - \frac{V_{DS}}{R_D}$$

La relazione tra V_{GS} (V_{IN}) e V_{DS} (V_{OUT}) è la seguente:

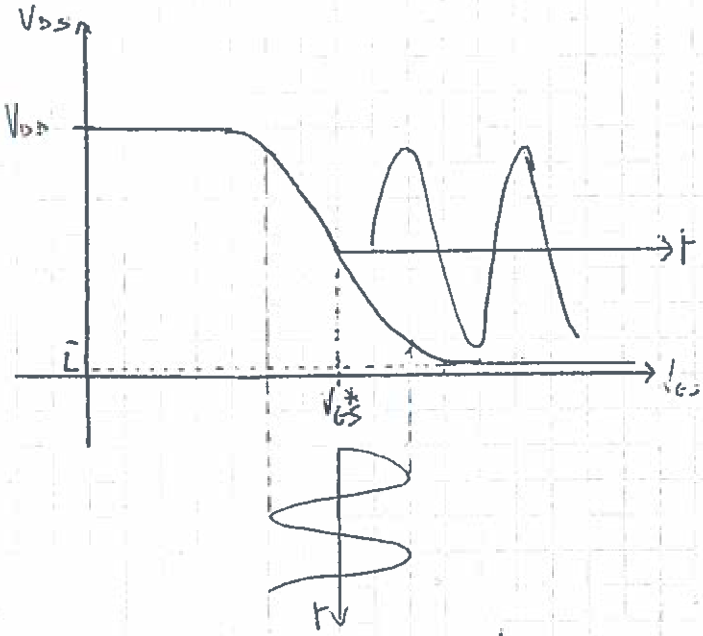


In corrispondenza di $V_{GS} = \emptyset$ sappiamo che non scorre corrente nell'nMOS e quindi non c'è caduta di potenziale su R_D ($V_{DS} = V_{DD}$). Finché $V_{GS} < V_T$ ho tale situazione, e quindi corrisponde allo stato di interdizione. Appena $V_{GS} > V_T$ ho lo stato di SATURAZIONE e quando V_{GS} è alta ho lo stato di TRIODO.
La curva, cioè il luogo dei punti di lavoro, ci ha dato una transcaratteristica simile a quella dell'amplificatore. Posso associare cioè V_{DD} a L^+ e L^- a un valore quasi $\emptyset$.
Le differenze con un amplificatore sono che qui la pendenza è negativa e poi la zona dove l'ampl. funziona, cioè tra L^+ e L^- (dove la transcaratteristica ha pendenza A) corrisponde alla zona in cui invece il TRANSISTOR è SATURO.
Quindi il circuito di prima può essere usato come amplificatore, ma devo fare in modo da posizionare il punto di lavoro al centro della zona dove funziona da amplificatore, cioè se ho una V_{IN} a valor medio nullo allora il segnale non viene amplificato, l'uscita è satura a V_{DD}.
In poche parole il transistor funziona come amplificatore solo nella fase di saturazione!



Se il segnale d'ingresso (considerato come una V_{GS} variabile) ha valor medio nullo, allora l'uscita si mantiene a V_{DD}

Quello che devo fare è polarizzare il circuito dando una tensione costante V_{GS}^* t.c. il punto di lavoro si sposta al centro della zona di SATURAZIONE.



Quindi il punto di lavoro lo chiamo V_{GS}^*

Quindi sotto alla V_{IN} che entra nel circuito di prima metto un generatore di tensione costante V_{GS}^*

Essendo la pendenza negativa, il comportamento è che quando la V_{IN} cresce V_{OUT} decresce e viceversa.

INVERTER

Il fatto che il guadagno (la pendenza) è negativo si traduce nel fatto che quel circuito può essere utilizzato come un inverter.

Se do $V_{IN} = \emptyset$ l'uscita è V_{DD}, cioè l'uscita corrisponde a bit 1

Se do $V_{IN} \simeq V_{DD}$ l'uscita è $\emptyset$.

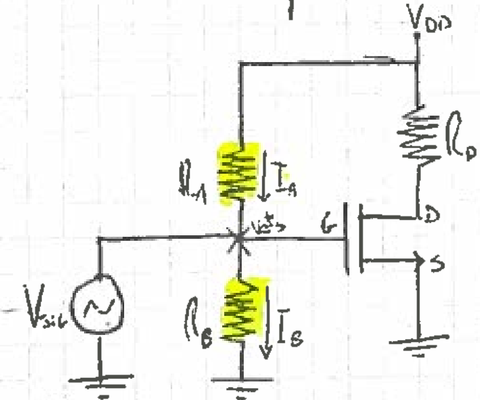
Quindi ho costruito un INVERTER (un inverter da in uscita l'ingresso negato).

Tornando al circuito, abbiamo detto che abbiamo polarizzare il transistor per utilizzarlo come amplificatore.

POLARIZZAZIONE TRANSISTOR

Posso attaccare una batteria V_{GS}^* sotto V_{in}. Solo che la batteria ce l'ho già (sarebbe quella esterna al circuito implicita che è attaccata con il + a V_{DD} e il − a massa).

Quindi uso quella e la partiziono, cioè partiziono V_{DD} su R_A e R_B

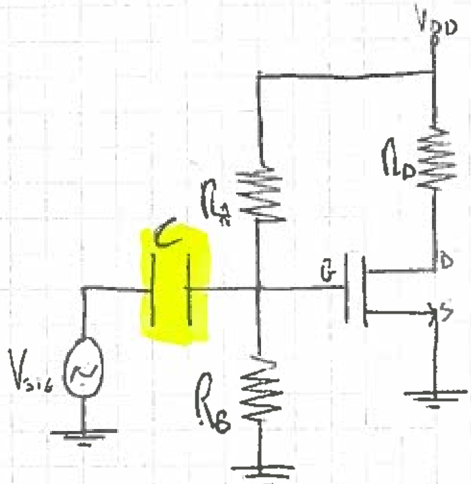


Essendo $I_G = \emptyset$ ho $I_A = I_B$

V_{GS} è la partizione di V_{DD} su R_A e R_B

$$V_{GS}^* = V_{DD} \frac{R_B}{R_A + R_B}$$

con opportuni valori di R_A e R_B ottengo la V_{GS}^* voluta e quindi ho polarizzato il transistor.



Ma io voglio solo i segnali variabili, voglio bloccare quelli costanti, perché l'informazione è contenuta in quelli variabili. Quindi metto un condensatore in serie a V_{SIG} per fare un passa alto (fa passare i segnali variabili, nei confronti di quelli costanti, cioè con $\omega \to \emptyset$, si comporta come circuito aperto). Questo perché

N.B. → se ho una eventuale componente continua insieme a V_{SIG} questa si somma a V_{DD} e mi sposta il punto di polarizzazione.

Comunque il modo per polarizzare è partizionare V_{DD} su R_A e R_B. La V_{GS}^* che mi da il punto di lavoro voluto praticamente mi mantiene il transistor nella zona di PINCH-OFF dove:

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

quindi fissando V_{GS} fisso I_D e viceversa.

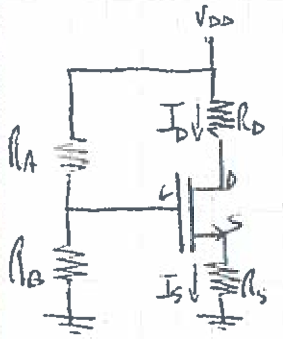
Per quanto riguarda l'uscita posso fare lo stesso discorso di prima riguardo i segnali continui quindi posso mettere un condensatore in uscita.

Tornando al circuito polarizzato, sappiamo che in stato di SATURAZIONE ad una V_{GS}^* corrisponde una I_D^*.
Quindi se do una V_{GS}^* voglio una I_D^* anche se cambiano le condizioni operative (per esempio aumenta la temperatura).

$T \nearrow \Rightarrow K \nearrow \rightarrow I_D \nearrow \rightarrow V_{OUT} \searrow$ (per ora succede questo)

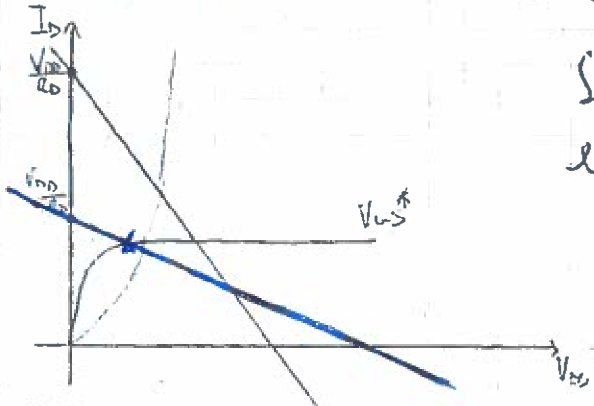
Per aumentare la stabilità e quindi ridurre questo effetto metto una resistenza R_S sotto il Source.
Questo perché V_{GS} è pari:

$$V_{GS} = V_G - V_S = V_{DD} \frac{R_B}{R_A + R_B} - I_D R_S$$



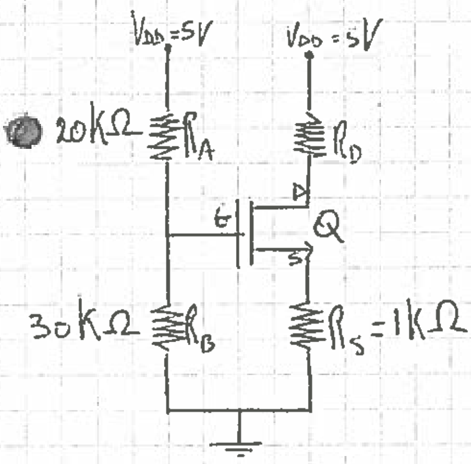
e quindi se aumenta I_D diminuisce V_{GS}.
Essendo $I_D = K(V_{GS} - V_T)^2$, diminuendo V_{GS} diminuisce I_D.
Quindi si crea un meccanismo di stabilizzazione tra V_{GS} e I_D. $T \nearrow \rightarrow I_D \nearrow \rightarrow V_{GS} \searrow \rightarrow I_D \searrow$

Nota: fino ad ora la resistenza R_D non c'entrava mai, e questo perché $I_D = I_S$ dipende dalla tensione di Gate, cioè il comportamento è quello di un generatore di corrente controllato in tensione, quindi R_D vede un generatore di corrente.
Se varia R_D chi ne risente non è la corrente I_D ma è la tensione V_D perché varia la caduta di potenziale su R_D.
Se R_D aumenta molto succede questo:



Se aumenta R_D, la retta nera si inclina, e di conseguenza si abbassa il punto $\frac{V_{DD}}{R_D}$. Se R_D aumenta troppo allora ottengo per esempio la retta blu, che incrocia il punto di lavoro nel piano a sinistra della curva rossa, cioè non più nello stato di SATURAZIONE ma in quello di TRIODO e il transistor non funziona più come amplificatore

Esercizio slide 26



$V_T = 1V \quad K = 1\,\frac{mA}{V^2}$

Determinare il valore massimo di R_D che mantiene il transistor in zona di SATURAZIONE.

In zona di saturazione ho che $I_D = K(V_{GS}-V_T)^2$

$$V_{GS} = V_G - V_S = V_{DD}\frac{R_B}{R_A+R_B} - I_D R_S = 5V\frac{30k\Omega}{50k\Omega} - I_D \cdot 1k\Omega \Rightarrow V_{GS} = 3V - I_D$$

$I_D = 3V - V_{GS}$

quindi:

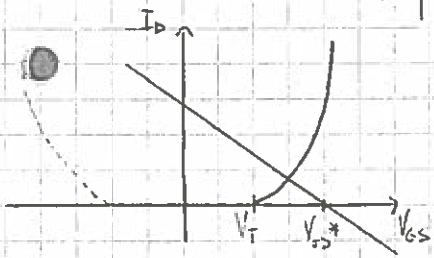
$3V - V_{GS} = K(V_{GS}-V_T)^2$

$3V - V_{GS} = 1(V_{GS}-1)^2$

$3 - V_{GS} = V_{GS}^2 - 2V_{GS} + 1$

$$V_{GS}^2 - V_{GS} - 2 = \emptyset \rightarrow V_{GS} = \frac{1\pm\sqrt{1+8}}{2} = \begin{cases} V_{GS} = 2V \\ V_{GS} = -1V \end{cases}$$

Prendo solo $V_{GS} = 2V$ perché:



cioè sto lavorando con V_{GS} positive perché lavoro con nMOS (l'nMOS è interdetto se $V_{GS}<0$)

Essendo $V_{GS} = 2V$ ho:

$I_D = K(V_{GS}-V_T)^2 = 1(2V-1)^2 = 1mA.$

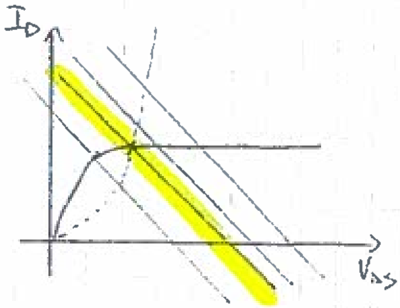
$$V_{DS} = V_{DD} - I_D R_D - I_D R_S = V_{DD} - I_D(R_D+R_S) = 5V - 1mA(R_D + 1k\Omega) =$$
$$= 5V - R_D - 1V = 4V - R_D$$

$V_{DS} = 4V - R_D \cdot 1 = \boxed{V_{GS}-V_T} = 1$ → Il punto estremo della zona di saturazione è $V_{DS} = V_{GS}-V_T$

$4V - R_D \cdot 1 = 1V \rightarrow R_D = 3k\Omega$

In particolare, più aumenta R_D più la retta si sposta verso sinis

Tra:

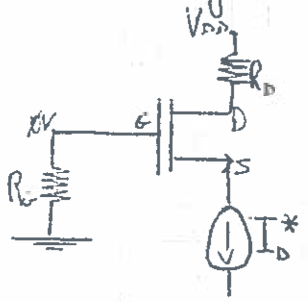


Cerco il punto limite tra la zona di SATURAZIONE e quella di TRIODO. Quindi cerco la R_D che mi da la retta ROSSA.

Un altro modo di polarizzare il transistor è fissare I_D a un I_D^* e ottenere V_{GS}^*, ricordando che funziona come ampl. nello stato di SAT.

$$I_D^* = K(V_{GS} - V_T)^2$$

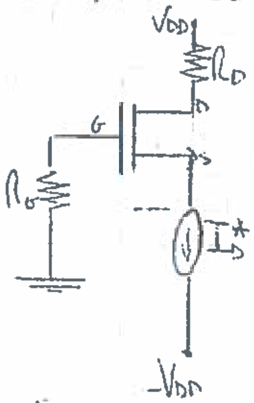
Questo lo faccio ovviamente con un generatore di corrente I_D^*



Però il gate deve essere connesso a qualcosa, se è un filo appeso non so che tensione dargli. Quindi lo collego a R_G in modo che V_G è la caduta di potenziale su R_G.

Però nel gate non scorre corrente quindi la caduta è $\varnothing$.
Siccome deve valere $V_{GS} > V_T$ altrimenti non scorrerebbe corrente, essendo $V_{GS} = V_G - V_S > V_T$ allora V_S non può che essere negativo, perché $V_T > \varnothing$ e $\underbrace{V_G}_{\varnothing} - V_S > \varnothing \rightarrow V_S < \varnothing$

Significa che il circuito per funzionare deve essere alimentato da una V_{DD} e una $-V_{DD}$ ossia:



In realtà non deve essere per forza $-V_{DD}$ ma in genere lo è.
Quindi ora tutti i punti possono essere compresi nel range $[-V_{DD}; V_{DD}]$ e quindi può essere $V_S < \varnothing$.

Metto numeri a caso: $I_D^* = 1\,mA$ $\quad V_T = 1V \quad R_G = 10k\Omega$
$R_D = 2k\Omega \quad K = 1\,\frac{mA}{V^2} \quad V_{DD} = 5V \quad -V_{DD} = -5V$

Ipotizzo che il transistor lavori in zona di SATURAZIONE:

$I_D = K(V_{GS}-V_T)^2 = 1mA \rightarrow 1(V_{GS}-1)^2 = 1mA \rightarrow V_{GS} = 2V$

$V_{GS} = V_G - V_S = 0 - V_S = 2V \rightarrow V_S = -2V$

Ora però devo verificare le condizioni dello stato di SATURAZIONE:

$$\begin{cases} V_{DS} > V_{GS} - V_T = 1V \\ V_{GS} > V_T = 1V \end{cases}$$

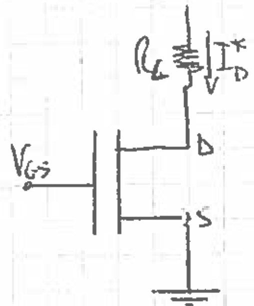
$V_{DS} = V_D - V_S = V_{DD} - I_D R_D - V_S = 5V - 2V - (-2V) = 5V$

$$\begin{cases} V_{DS} = 5V \rightarrow V_{DS} > V_{GS} - V_T \quad ok \\ V_{GS} = 2V \rightarrow V_{GS} > V_T \quad ok \end{cases}$$

04/05/2017

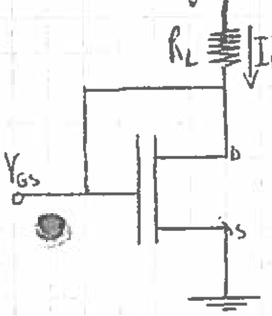
TRANSISTOR COME GENERATORE DI CORRENTE

Abbiamo visto che se si porta a lavorare il transistor nella sua zona di saturazione, allora scorrerà tra il Drain e il Source una corrente costante che dipende dal valore della V_{GS}. Dunque se attacco una resistenza di carico R_L nel Drain,



se il transistor è in SATURAZIONE scorrerà su R_L la corrente costante $I_D^* = K(V_{GS}^* - V_T)^2$ e quindi la resistenza R_L vede il transistor come un generatore di corrente, in particolare scorrerà su R_L una corrente I_D^* indipendente dal valore di R_L.

Come faccio a mantenere il transistor in saturazione?

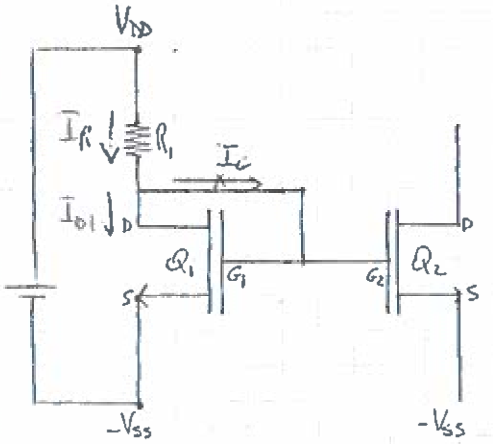


Cortocircuito Gate e Drain! Ora hanno lo stesso potenziale $V_D = V_G \rightarrow V_{DS} = V_{GS}$

Siccome la condizione di SAT è $V_{DS} > V_{GS} - V_T$ essendo $V_{DS} = V_{GS}$ la condizione è nuovamente verificata (V_T è positivo perché usiamo l'nMOS)

STRUTTURA A SPECCHIO DI CORRENTE

In genere nei dispositivi si ha la necessità di dare corrente a un numero anche elevato di componenti. Quindi quello che si fa è usare un generatore di corrente da una qualche parte e riportare quella corrente a tutti i componenti. Quello che si fa è adottare la struttura a specchio di corrente.



Collego 2 transistor Q_1 e Q_2 in parallelo, cioè con i due Gate in comune.
Il transistor Q_1 è quello che fa da generatore di corrente, ed ha il Gate in cortocircuito con il Drain.
$I_{D1} = I_R$ perché nel Gate non scorre corrente
$V_{DS1} = V_{GS1}$ perché cortocircuitati.

$$V_{DD} - I_{D1}R_1 - V_{GS1} - (-V_{SS}) = \emptyset$$

Non conosco né I_{D1} né V_{GS1}, ma so che Q_1 è in sat, quindi

$$I_{D1} = K(V_{GS1} - V_{T1})^2$$

$$\begin{cases} V_{DD} - I_{D1}R - V_{GS1} - (-V_{SS}) = \emptyset \\ I_{D1} = K_1(V_{GS1} - V_{T1})^2 \end{cases}$$

Se assumo che anche Q_2 è in sat. ho:

$$I_{D2} = K_2(V_{GS2} - V_{T2})^2$$

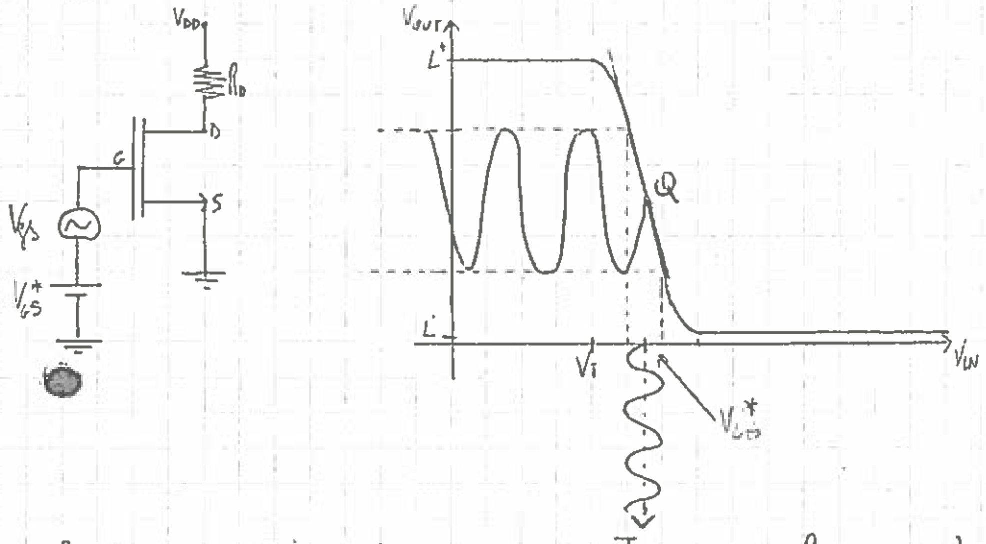
Assumendo Q_1 e Q_2 uguali (costruiti nello stesso chip), avrò le stesse caratteristiche per entrambi. In particolare:

$$\boxed{\frac{I_{D1}}{I_{D2}} = \frac{K_1}{K_2}} = \frac{C_{ox}\mu_n \left.\frac{W}{L}\right|_{Q_1}}{C_{ox}\mu_n \left.\frac{W}{L}\right|_{Q_2}}$$

quindi il rapporto tra le correnti è dato dal rapporto delle dimensioni, ma se Q_1 e Q_2 sono identici allora $I_{D1} = I_{D2}$!

Questa cosa la posso replicare n volte, cioè attacco n transistor a specchio a quello che fa da gen. cioè Q_1, poi che base a quale corrente serve per ogni transistor lavoro sulle dimensioni dell'i-esimo transistor.

MOSFET COME AMPLIFICATORE PER PICCOLI SEGNALI



abbiamo visto che polarizzando quel circuito con una V_{GS}^* il transistor lavora nella zona di amplificazione. Ma sappiamo che quando lavora come amplificatore è in SATURAZIONE e la caratteristica è $I_D^* = K(V_{GS}^* - V_T)^2$
Il problema è che la transcaratteristica non è lineare, cioè la corrente è funzione non lineare del segnale in ingresso.
Cioè non essendo lineare I_D, visto che la tensione su R_D è $I_D R_D$ la tensione non è lineare e quindi $V_{DS} = V_{OUT}$ non ha un andamento lineare. Questo non mi sta bene, perché causa distorsioni, vogliamo una retta quindi linearità.
Più è ampio V_{IN} e più il segnale viene distorto. Però per piccoli segnali posso approssimare la transcaratteristica a una retta.

$I_D = K(V_{GS} - V_T)^2$ $\qquad V_{GS} = \overset{X_A}{\overline{V_{GS}^*}} + \overset{x_a = f(t)}{\overline{V_{gs}}}$ ho una componente costante e una variabile

$$I_D = K(V_{GS}^* + V_{gs} - V_T)^2 = K[(V_{GS}^* - V_T) + V_{gs}]^2 =$$

$= K[(V_{GS}^* - V_T)^2 + 2(V_{GS}^* - V_T)V_{gs} + V_{gs}^2]$

ora se il segnale è molto piccolo posso trascurare V_{gs}^2. Cioè:

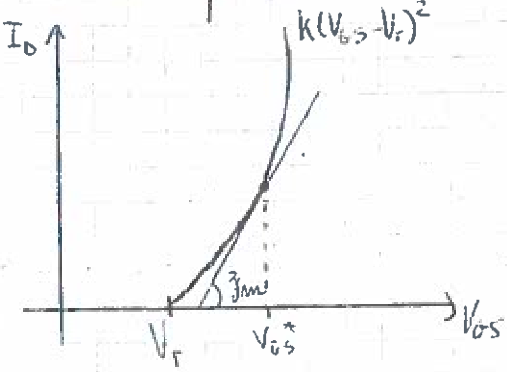
se $V_{gs} << 2(V_{GS}^* - V_T)$ allora:

$$I_d = \underbrace{K(V_{GS}^* - V_T)^2}_{\substack{I_A \\ \text{CONTINUA}}} + \underbrace{2K(V_{GS}^* - V_T)V_{gs}}_{\substack{I_B \\ \text{VARIABILE}}}$$

La parte variabile è una costante per una tensione. Siccome la legge di Ohm dice che $V = R \cdot I$ allora quella variabile ha una transconduttanza:

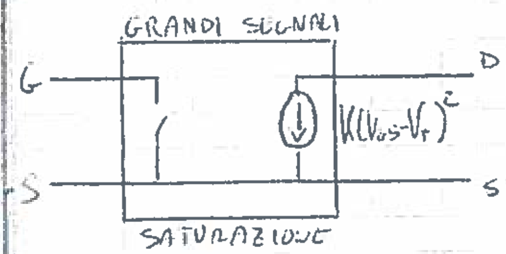
$$g_m = 2K(V_{GS}^* - V_T)$$

La tensione di polarizzazione V_{GS}^* determina non solo il punto di lavoro, ma anche la pendenza e quindi g_m.



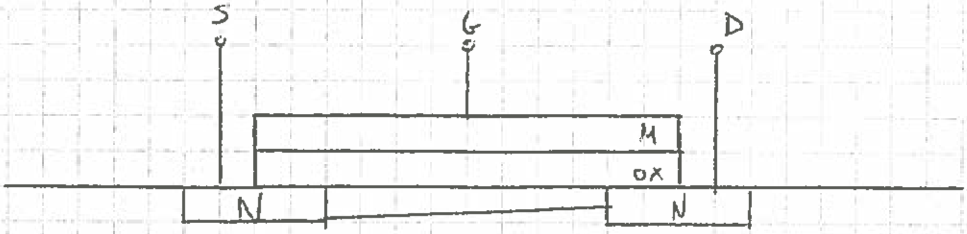
per piccoli segnali il moto si muove lungo la tangente.

Circuito Equivalente

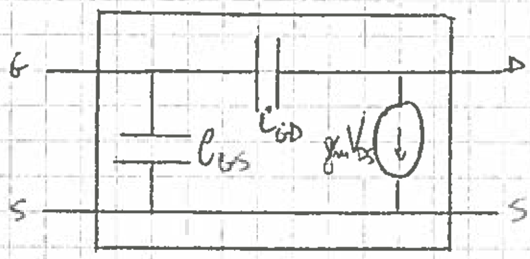


Per quanto riguarda il guadagno esso è proprio g_m e per calcolarlo devo trovare V_{GS}^*

Abbiamo visto che il processo di costruzione di un transistor è molto complesso, ci sono da fare allineamenti a livello submicrometrico e se ci si sbaglia di un pochino il transistor non funziona. Per introdurre delle tolleranze si fa lo strato di ossido più lungo, in modo che anche se ci si sbaglia non fa nulla. La struttura risultante è la seguente:



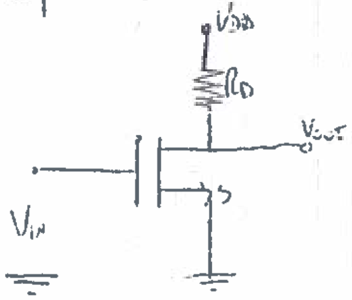
Questo significa che il gate non è più isolato da drain e source ma è come se ci fossero due condensatori:



Sappiamo che il condensatore risente della frequenza. Se le frequenze sono alte le capacità diventano cortocircuiti.

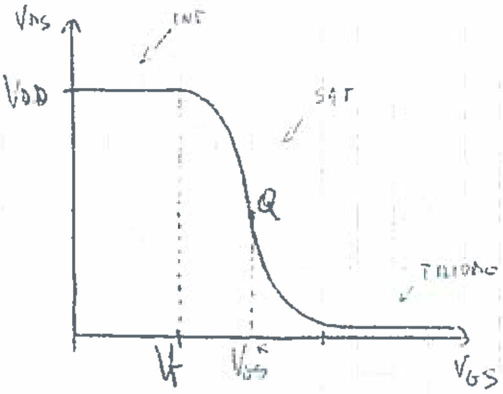
Oltre ai due condensatori in realtà va considerato anche quello tra gate e tutto il canale, che chiaramente è più grande. Tale condensatore è in parallelo con quello C_{GS}.
Ora se voglio un amplificatore con un alto guadagno, devo aumentare K, perché il guadagno è g_m. Ma aumentare K vuol dire aumentare le dimensioni e quindi i condensatori e dunque si riduce la banda passante. Non lo trattiamo.

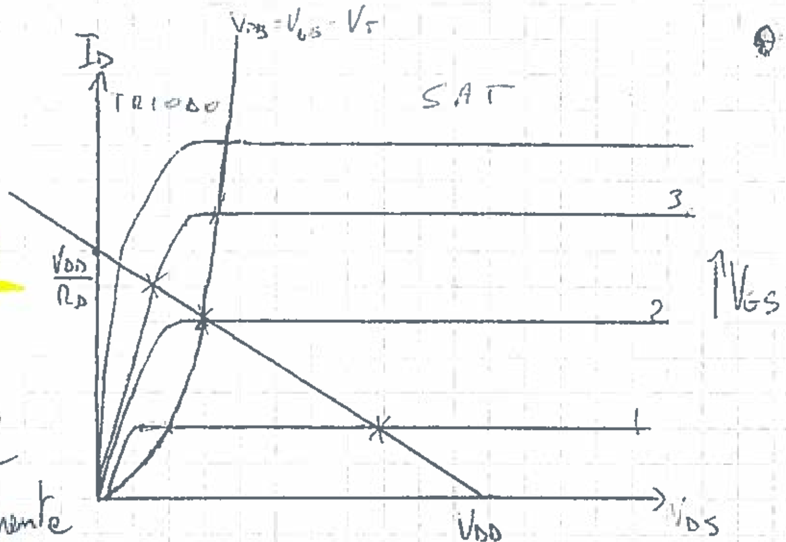
Ricapitolazione MOSFET come AMPLIFICATORE 09/05/2017



Il circuito amplificatore è il seguente, la V_{IN} è la V_{GS} e la V_{OUT} è la V_{DS}

La transcaratteristica è quella nel grafico $V_{GS}-V_{DS}$, dove ci sono le 3 zone del MOSFET.
Il mosfet lavora come amplificatore nella zona di saturazione. Per portarlo nel punto di lavoro Q viene applicata una tensione costante V_{GS}^*





Andando a prendere il grafico $V_{DS}-I_D$ esso ha una transcaratteristica tra quelle in nero che è data dalla V_{GS}.
La retta obliqua è la retta di carico. Man mano che aumenta V_{GS} l'intersezione tra la retta di carico e la transcaratteristica si sposta sempre più a sinistra.
Se per esempio V_{GS} da la transcaratteristica 1 allora l'intersezione è nella zona di saturazione. Se da la 2 l'intersezione è nel punto limite tra TRIODO e SAT e se da la 3 allora l'intersezione è nella zona di triodo.
Poi abbiamo visto che al di fuori della zona di SATURAZIONE il MOSFET si comporta come un inverter

MOSFET in analogica → SATURAZIONE (amplificatore)

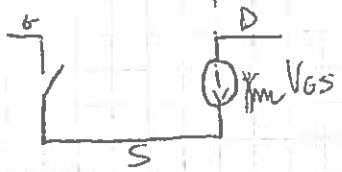
MOSFET in digitale → TRIODO/INTERDIZIONE (inverter)

Abbiamo poi spiegato la non linearità del transistor, tale per cui la tensione di uscita V_{DS} è funzione non lineare della tensione in ingresso V_{GS}.

In formule:

$$I_D^* = (V_{GS}^* - V_T)^2 \Rightarrow V_{DS} = V_{DD} - R_D I_D^* \quad \text{non lineare.}$$

Posso però approssimare se considero piccoli segnali.
Posso dire di essere nella condizione di piccoli segnali quando
$V_{gs} \ll 2(V_{GS}-V_T)$.
Abbiamo introdotto anche il circuito equiv. →



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

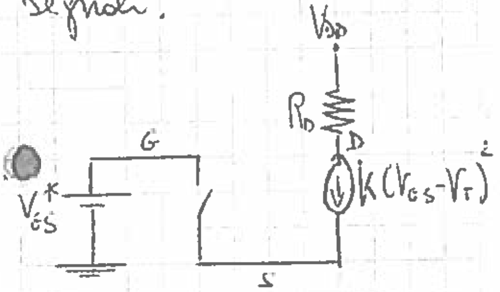
$$V_{DS} = R_D \cdot g_m V_{GS} \rightarrow \text{lineare}$$

generatore di corrente controllato in tensione.

Effetti della polarizzazione.

Per misurare gli effetti delle tensioni V_{GS}^* e V_{gs} uso il principio di sovrapposizione degli effetti.

cortocircuito V_{gs} → utilizzo il circuito equiv. relativo ai grandi segnali.



$$V_{IN} = V_{GS}^*$$

$$I_D^* = K(V_{GS}^* - V_T)^2$$

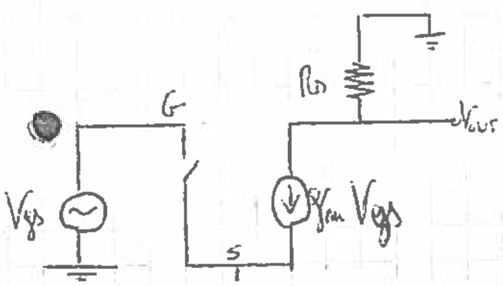
$$V_{DS} > V_{GS} - V_T$$

Faccio la verifica (vedo se è nella zona di SAT).

$V_{DS} > V_{GS} - V_T$

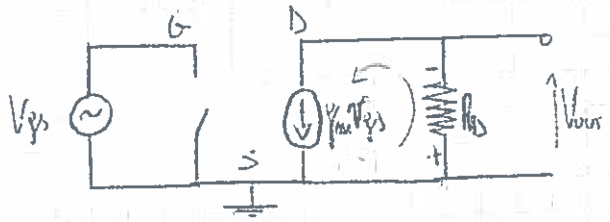
$V_{DD} - I_D^* R_D > V_{GS}^* - V_T$

cortocircuito V_{GS}^* → utilizzo il circuito equiv. relativo ai piccoli segnali



Nota: sto considerando i segnali variabili, quindi annullo tutte le tensioni costanti (e quindi anche V_{DD})

Ridisegno il circuito connettendo tutte le masse al punto di massa



La corrente fa quel giro, ed essendo la tensione positiva dove entra rispetto a dove esce, la V_{OUT} è NEGATIVA

Voglio sapere il GUADAGNO del circuito per piccoli segnali.

$$A_v = \frac{V_{OUT}}{V_{IN}} = \frac{V_{OUT}}{V_{gs}}$$

$$V_{OUT} = -g_m V_{gs} R_D$$

→ la tensione in uscita è pari alla caduta di potenziale ai capi di R_D, dove ci scorre la corrente $g_m V_{gs}$

$$\boxed{A_V = \frac{-g_m \cancel{V_{gs}} R_D}{\cancel{V_{gs}}} = -g_m R_D}$$

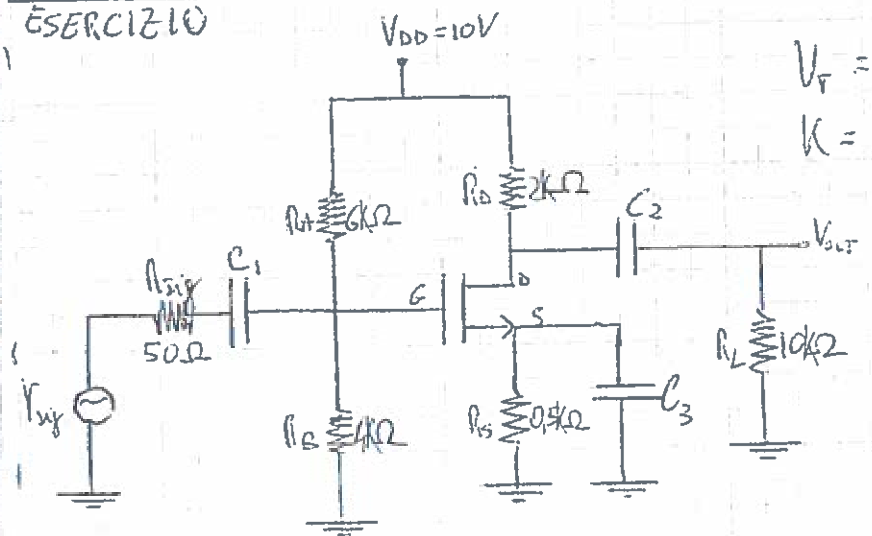
→ Guadagno MOSFET per PICCOLI SEGNALI

OSS: g_m è $2K(V_{GS}-V_T)$
$K = C_{ox}\mu_n \frac{W}{L}$

se voglio aumentare il guadagno, o aumento K (e quindi le dimensioni) oppure la tensione di polarizz. V (ma poi non sto più nel centro della dinamica)

oppure potrei aumentare R_D, ma poi aumenta la caduta su R_D e quindi diminuisce V_{DS} e mi avvicino alla zona di TRIODO

ESERCIZIO



$V_T = 1V$
$K = 0.5 \frac{mA}{V^2}$

C_1 e C_2 servono a bloccare i segnali costanti in ingresso e in uscita.

C_3 è il condensatore di bypass, che fa sì che la resistenza

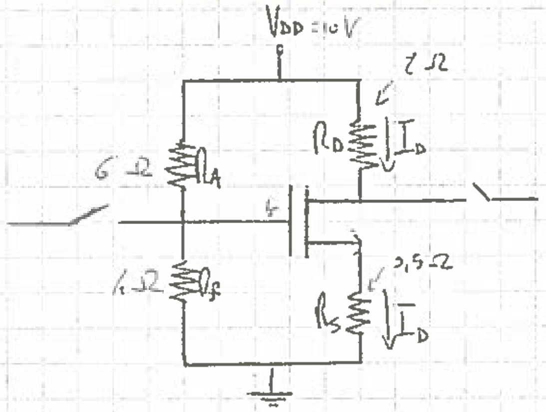
Cioè, essendo C_3 in parallelo a R_S, per piccoli segnali C_3 è un cortocircuito e dunque vince C_3 e il Source è a massa, quindi si ha la configurazione senza R_S e non mi si riduce il guadagno.

Vogliamo trovare il guadagno di questo circuito.

$$A_V = \frac{V_{out}}{V_{sig}}$$

Come prima, analizzo separatamente gli effetti della polarizzazione e quelli dei piccoli segnali.

Per piccoli segnali: tutti i condensatori diventano circuiti aperti. Il circuito diventa il seguente:



Valori da trovare:

V_{GS}

V_{DS}

I_D

$$V_{GS} = V_G - V_S = V_{DD} \frac{R_B}{R_A + R_B} - I_D R_S$$

ipotizzo il transistor in saturazione: $I_D = K(V_{GS} - V_T)^2$

$$\begin{cases} V_{GS} = V_{DD} \frac{R_B}{R_A + R_B} - I_D R_S \\ I_D = K(V_{GS} - V_T)^2 \end{cases} \rightarrow I_D = K(V_{GS} - V_T)^2 = \frac{V_G - V_{GS}}{R_S}$$

$$I_D = 0,5(V_{GS}^2 - 2V_{GS} + 1) = \frac{4 - V_{GS}}{0,5}$$

$$0,25(V_{GS}^2 - 2V_{GS} + 1) - 4 + V_{GS} = 0$$

$$V_{GS}^2 - 2V_{GS} + 1 - 16 + 4V_{GS} = 0$$

$$V_{GS}^2 + 2V_{GS} - 15 = 0 \quad \begin{cases} V_{GS} = 3V \rightarrow \text{ok} \\ V_{GS} = -5V \rightarrow \text{IMPOSSIBILE} \end{cases}$$

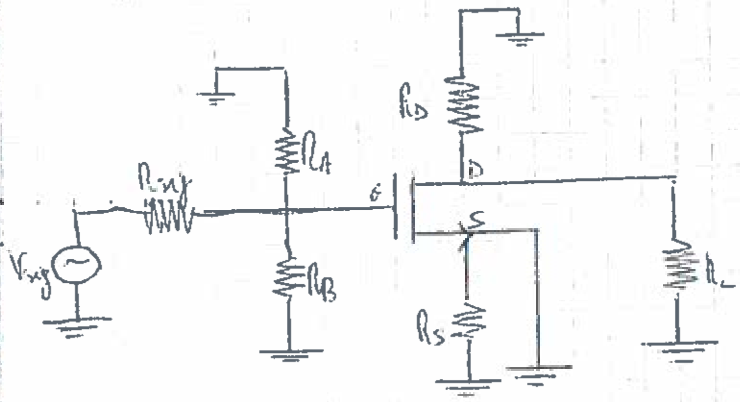
$$I_D = K(V_{GS} - V_T)^2 = 0,5(2)^2 = 0,5(4) = 2\,mA$$

$$V_{DS} = \underbrace{V_{DD} - I_D R_D}_{V_D} - \underbrace{I_D R_S}_{V_S} = 10 - 4 - 1 = 5V$$

$5V > V_{GS} - V_T = 2V$ quindi il transistor è in SATURAZIONE

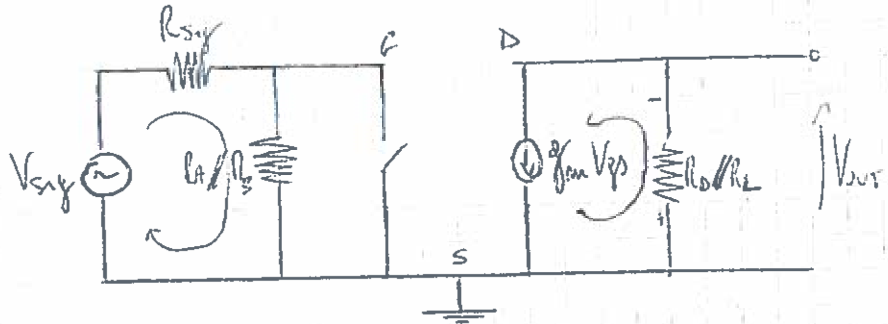
$$g_m = 2K(V_{GS} - V_T) = 1(3V - 1V) = 2\,\frac{mA}{V^2}$$

Per piccoli segnali: ora i condensatori sono cortocircuiti e i generatori indipendenti li annullo.



Il source è a massa! Tra la resistenza R_S e quella del condensatore C_3 (nulla perché lo cortocircuitato) vince C_3

Ridisegno in modo più elegante tramite il piano di massa



$$V_{gs} = V_{sig}\,\frac{R_A // R_B}{R_A // R_B + R_{sig}} = V_{sig}\,\frac{2400}{2450} \approx V_{sig}$$

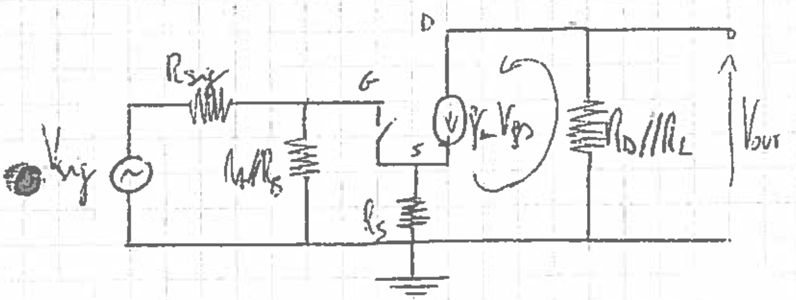
cioè V_{gs} è la partizione di V_{sig} su R_{sig} e $R_A // R_B$

$$A_v = \frac{V_{OUT}}{V_{sig}} \approx \frac{-g_m V_{gs} R_D // R_L}{V_{gs}} = -g_m R_D // R_L$$

Vediamo che succede se non avessi messo la capacità di Bypass: Intanto il Source non è più a massa per piccoli segnali ma c'è la R_S.

data la presenza del condensatore di bypass,

$$V_{gs} = V_g - V_s = V_g - \emptyset = V_{sig} - \emptyset = V_{sig}.$$



Rifaccio quindi l'analisi del guadagno.

$$A_v = \frac{V_{OUT}}{V_{sig}} = \frac{V_{out}}{V_{sig}} = \frac{-g_m V_{gs}\, R_D // R_L}{V_{sig}}$$

Adesso la tensione V_{sig} non è come prima

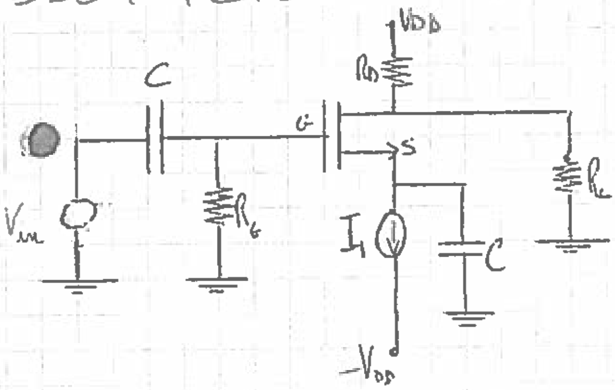
$$V_{gs} = V_g - V_s = V_{sig}\frac{R_A // R_B}{(R_A // R_B) + R_{sig}} - V_s \approx V_{sig} - V_s = V_{sig} - g_m V_{gs} R_s$$

$$V_{gs} = V_{sig} - g_m V_{gs} R_s$$

$$V_{gs}(1 + g_m R_s) = V_{sig} \quad \rightarrow A_v = \frac{-g_m V_{gs}\, R_D // R_L}{V_{gs}(1 + g_m R_s)} =$$

$$= \frac{-g_m R_D // R_L \frac{V_{sig}}{1 + g_m R_s}}{V_{gs}} = -\frac{g_m R_D // R_L}{1 + g_m R_s} = 1,66$$

ESERCIZIO

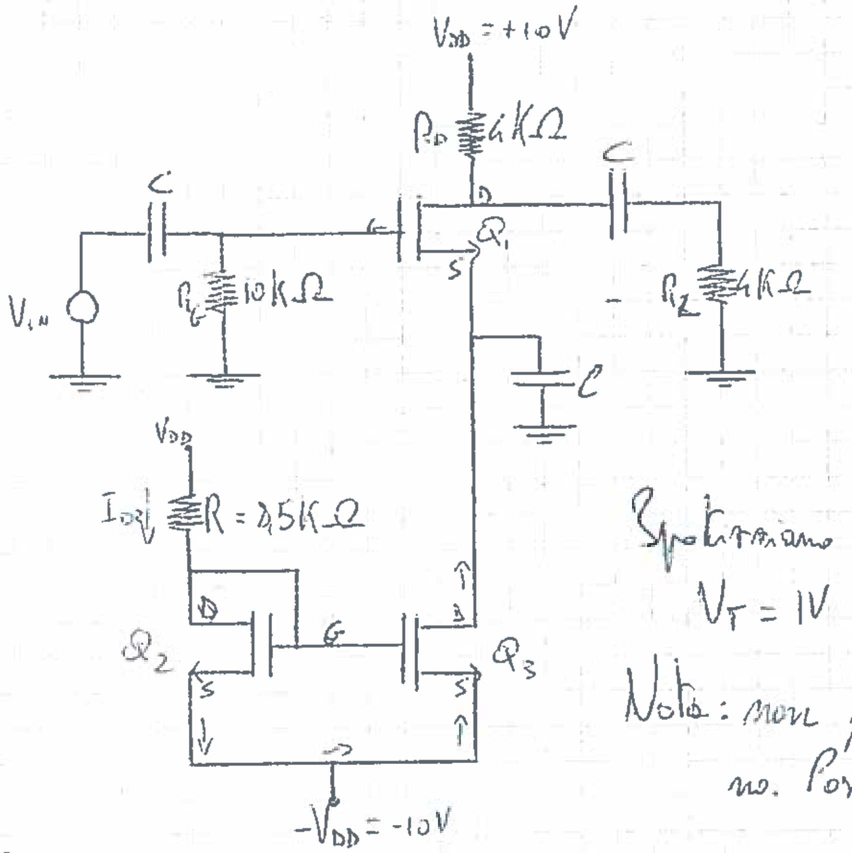


Come sempre analizziamo separatamente gli effetti della polarizzazione (TENSIONI e CORRENTI costanti) e gli effetti dei piccoli segnali

Per grandi segnali:

Innanzitutto abbiamo un generatore di corrente, che sappiamo essere costruito con la struttura a specchio di corrente.

La struttura completa del circuito è la seguente ->



Supponiamo $Q_1 = Q_2 = Q_3$ con

$V_T = 1V \quad K = 0{,}5 \frac{mA}{V^2}$

Nota: non posso dire se Q_3 è saturo o no. Posso ipotizzarlo e verificarlo

Con lo specchio di corrente vale:

$V_{D2} = V_{G2} = V_{G3} \qquad V_{DS_2} > V_{GS_2} - V_T$ (saturazione)

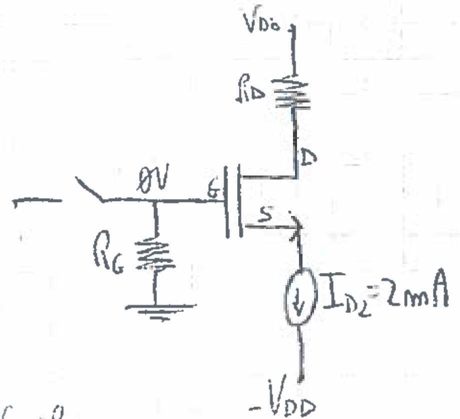
$I_{D1} = I_{D2} = I_{D3}$

La presenza di $-V_{DD}$ è necessaria perché la corrente I_{D2} deve scorrere verso il source di Q_3

devo calcolare questa corrente:

$$\begin{cases} V_{DD} - I_{D_2} R - V_{GS_2} - (-V_{DD}) = 0 \\ I_{D2} = K_2 (V_{GS_2} - V_T)^2 \end{cases} \rightarrow \begin{cases} V_{GS_2} = 3V \\ I_{D_2} = 2\,mA \end{cases}$$

Una volta trovata I_{D2} possiamo tornare al circuito iniziale.



$I_{D1} = I_{D2} = K(V_{GS_1} - V_T)^2$

$2\,mA = 0{,}5(V_{GS_1} - 1)^2 \rightarrow V_{GS_1} = 3V$

quindi:

$V_{GS_1} = V_{G_1} - V_{S_1} = 0 - V_{S_1} = 3V \rightarrow V_{S_1} = -3V$

$V_{D_3} = V_{S_1} = -3V$

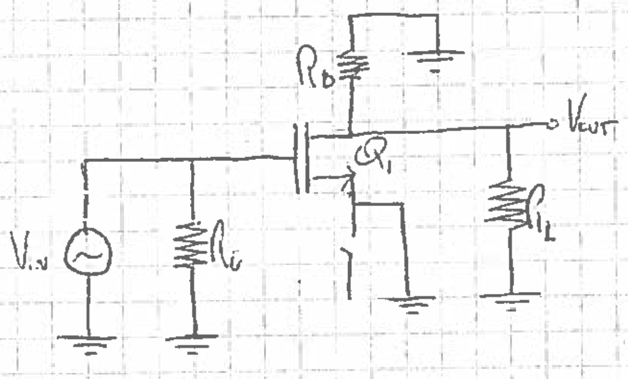
Verifica

$V_{DS_3} = V_{D3} - V_{S3} = -3V - (-10) = 7V > V_{GS_3} - V_T = 2V$ ok $\rightarrow Q_3$ SAT

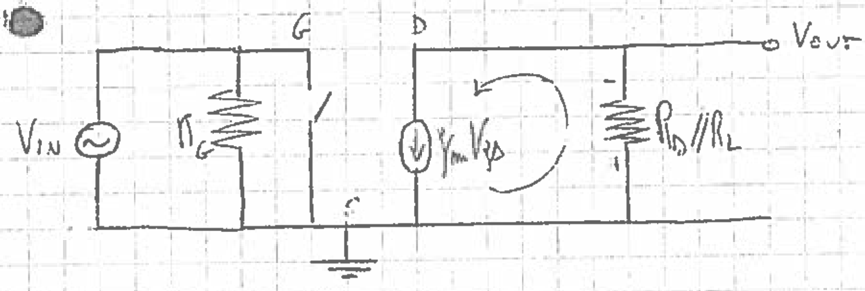
$V_{DS_1} = V_{DD} - I_D R_D - (-3V) = 5V > V_{GS_1} - V_T = 2V$ ok $\rightarrow Q_1$ SAT

$g_m = 2K(V_{GS_1} - V_T) = \frac{2mA}{V^2}$

Per piccoli segnali: quindi cortocircuito tutte le capacità e annullo le tensioni e le correnti costanti



Lo ridisegno con il piano di massa.



$V_{GS} = V_{IN} = V_{gs}$

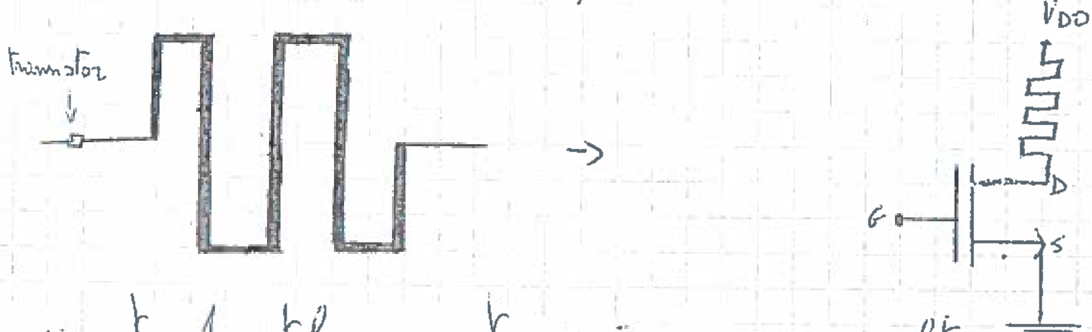
$$A_V = \frac{V_{OUT}}{V_{IN}} = \frac{-g_m V_{gs} R_D /\!/ R_L}{V_{gs}} = -g_m R_D /\!/ R_L = -2 \cdot \frac{1kΩ}{2kΩ}... = -4$$

Abbiamo visto che il guadagno del MOSFET come ampl. è 11/05/2017

$A_V = \frac{V_{out}}{V_{in}}$ → per piccoli segnali, infatti V_{out} e V_{in} minuscole

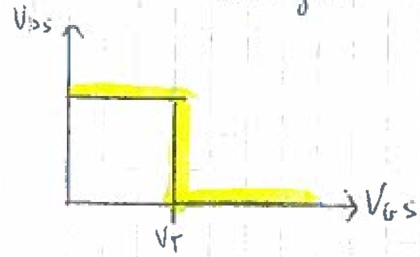
$A_V = -g_m R_D$ (negativo)

Per aumentarlo o aumento g_m o aumento R_D.
Per fare R_D grande faccio una pista metallica.



L'area occupata da tale resistenza è circa 1000 volte l'area occupata dal transistor. In un circuito integrato questo è un problema.

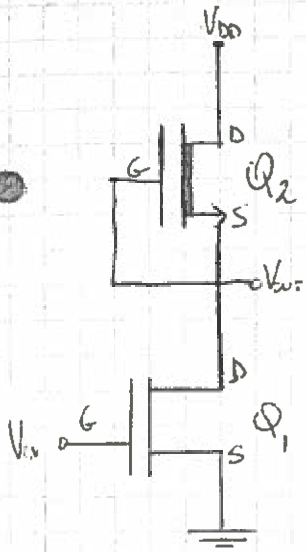
Comunque più è alta R_D e più la pendenza della transcaratteristica è alta. Questo è buono per un inverter perché ho una cosa del genere:



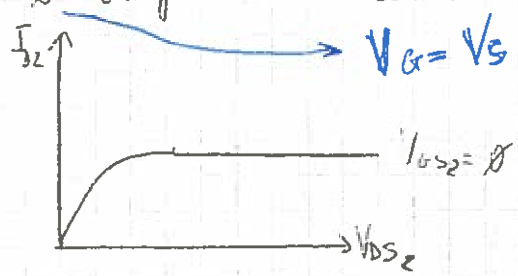
$V_{GS} < V_T$ → bit 1
$V_{GS} > V_T$ → bit 0
} INVERTER LOGICO

INVERTER nMOS con carico a SVUOTAMENTO

Se per piccoli segnali al posto di R_D metto un gen. di corrente, tale per cui la corrente è I_D^*, allora il transistor lavora al centro della dinamica come amplificatore. Inoltre per piccoli segnali "apro" il gen. di corrente e quindi la resistenza R_D sarebbe idealmente infinita → guadagno infinito negativo.
Il gen. di corrente lo costruisco tramite un nMOS a svuotamento



Ricordo che in un nMOS a svuotamento il canale viene formato al momento della fabbricazione del transistor e quindi Q_2 è normalmente on. Questo significa che anche avendo $V_{GS} = \varnothing$ (infatti sono cortocircuitati) scorre corrente.



Il fatto di utilizzare l'nMOS a svuotamento con gate e source cortocircuitati garantisce una corrente I_D^* costante indipendentemente dallo stato del transistor. Abbiamo fissato una certa transcaratteristica, che è quella sopra, in corrispondenza di $V_{GS_2} = \varnothing$.

$V_{IN} = V_{GS_1}$ $\quad$ Q_2 è il transistor di CARICO

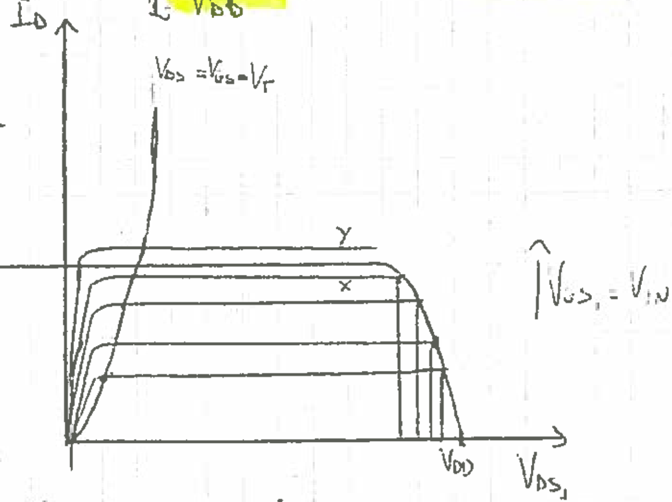
$V_{OUT} = V_{DS_1}$ $\quad$ Q_1 è il transistor PILOTA

Quando c'era R_D avevamo la retta di carico derivante dall'eq: $V_{DD} - I_D R_S = V_{DS}$

Adesso l'equazione è la seguente:

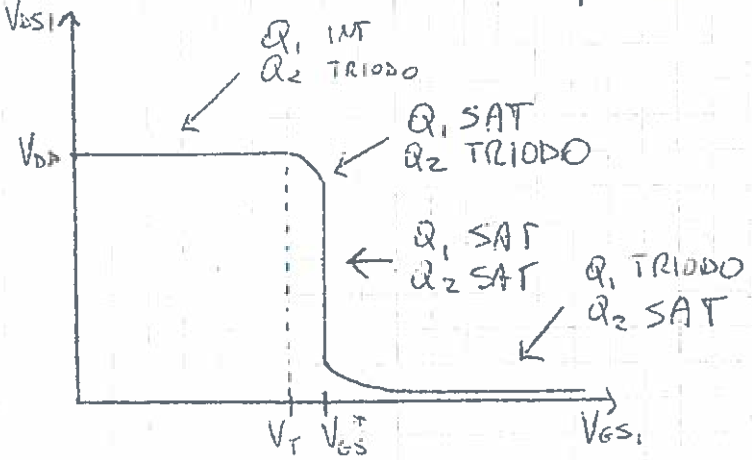
$V_{DD} - V_{DS_2} - V_{DS_1} = \varnothing$

Ho riportato tutto su un solo grafico, quindi avendo $V_{DS_2} = V_{DD} - V_{DS_1}$ allora la curva di Q_2 viene ribaltata rispetto all'asse Y e traslata a destra di V_{DD}



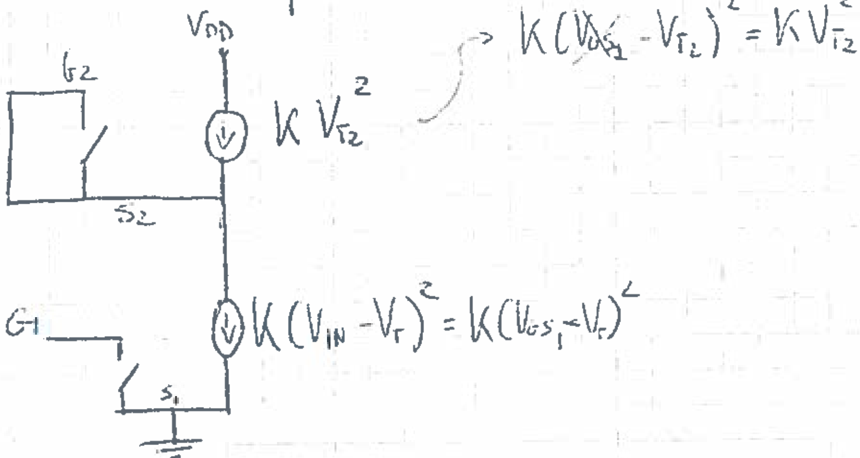
Finché V_{GS_1} è basso V_{DS_1} si mantiene su V_{DD}. Poi comincia a diminuire. Si arriva ad un punto tale per cui data la transcaratteristica X, se V_{GS} aumenta ancora allora ho la caratteristica Y tale per cui il punto di intersezione è nella zona di TRIODO

Esiste un solo valore per cui le 2 caratteristiche si sovrappongono e Q_1 e Q_2 sono entrambi in SATURAZIONE.
Se le caratteristiche mie sono al di sotto della zona, allora
$V_{DS_1} \approx V_{DD}$
Se sono al di sopra invece $V_{DS_1} \approx \emptyset$
Questo si traduce in una pendenza infinita.

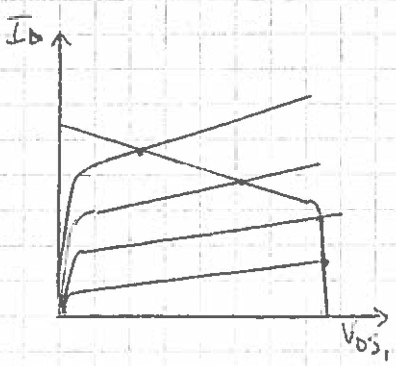


V_{GS}^* è l'unico valore tale per cui entrambi i transistor sono in SATURAZIONE

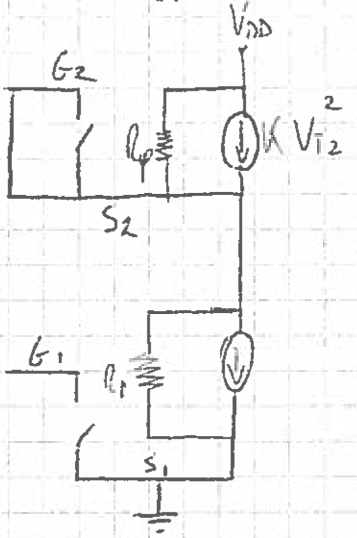
Il circuito equivalente è:



Nota: ho due generatori di corrente IN SERIE. Essi possono stare in serie solo se danno la stessa corrente.
La corrente di sopra è sicuro $K V_{T_2}^2$ perché $V_{GS_2} = \emptyset$
La corrente di sotto invece dipende da V_{IN}. C'è pertanto un solo valore di V_{IN} t.c. $I_1 = I_2$ (le V_T sono diverse perché uno è ad arricchimento e uno è svuotamento)
Tale valore è proprio V_{GS}^*.
Se vedo a trattore invece i transistor reali il grafico diventa una cosa del genere:



Questo si traduce nel fatto che ci possono essere più valori V_{GS}^* t.c. i due transistor sono in saturazione. Infatti le caratteristiche non sono più orizzontali. A livello di circuito questo si traduce in una R_p affianco a ogni gen. di corrente:

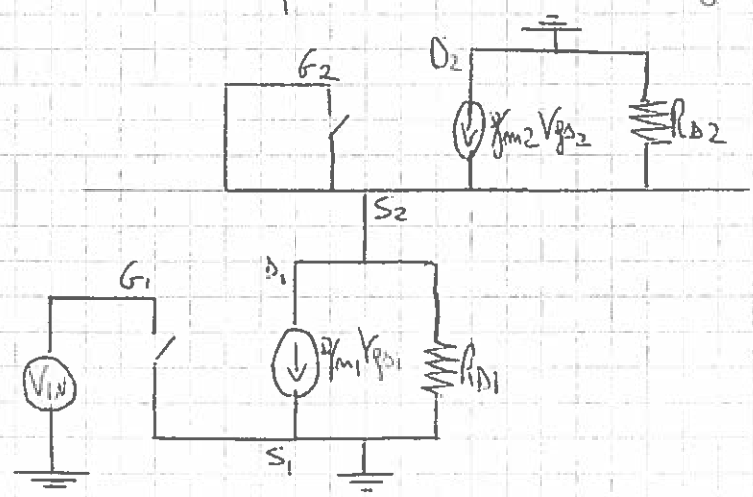


Questo si traduce ulteriormente nel fatto che non c'è più bisogno che i due generatori di corrente siano per forza uguali, tanto ci sono le R_p.

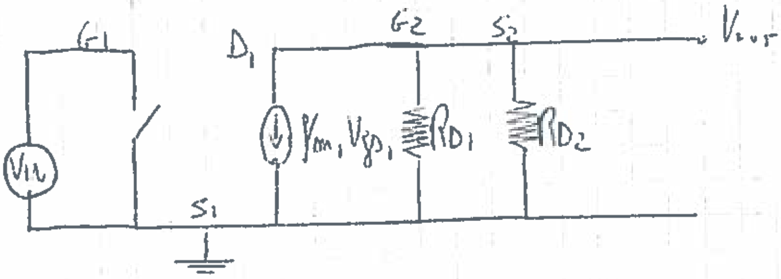
Analisi per piccoli segnali:

Il metodo è sempre lo stesso: al posto dei transistor sostituisco il circuito equivalente per piccoli segnali (con la g_m) e annullo i generatori indipendenti.

Il circuito equivalente è il seguente:

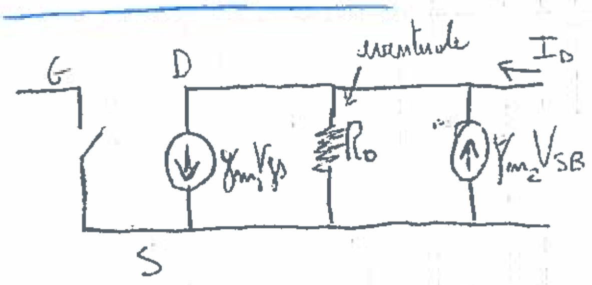


Come sempre rappresentiamo il circuito con il piano di massa:



$$A_V = \frac{V_{OUT}}{V_{IN}} = \frac{-g_m R_{D1}//R_{D2}\, v_{gs1}}{v_{gs1}} = -g_m R_{D1}//R_{D2}$$

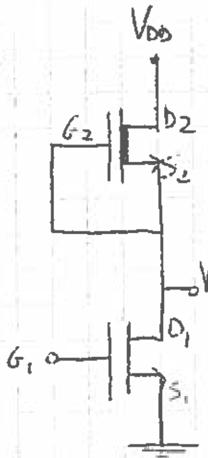
Considerando la struttura del MOSFET, tenendo il Body a massa, se do una tensione sul Source (Source non a massa) allora il canale si stringe dalla parte del Source.
È lo stesso concetto di quando si stringe dalla parte del Drain. Questo effetto lo chiamo Effetto Body
Stringendosi, la corrente di Drain diminuisce.
Quindi c'è un legame tra corrente di Drain e tensione V_{SB} (dico tensione V_{SB} perché V_S è >0 e V_B è a massa).
Dal punto di vista circuitale questa cosa si traduce in un generatore di corrente controllato in tensione.
$V_{SB} \nearrow \rightarrow I_D \searrow$

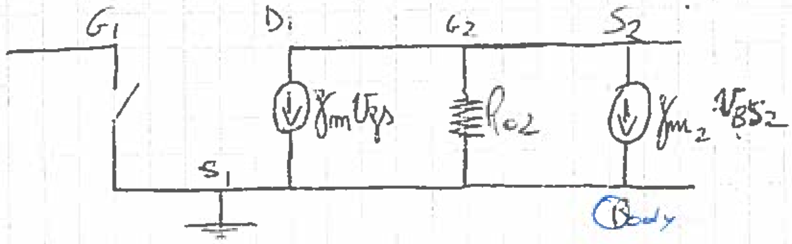


Si ha $g_{m2} \approx 0{,}2/0{,}3\ g_{m1}$

Riprendendo il circuito di prima, cioè quello con l'nMOS a svuotamento in serie con l'nMOS ad arricchimento, si ha che S_1 è a massa quindi $V_{SB_1} = \emptyset$ mentre S_2 non è a massa, ma è connesso a V_{OUT}.
Quindi $V_{BS_2} > \emptyset$

Quindi tra i due transistor è Q_2 che risente dell'effetto Body





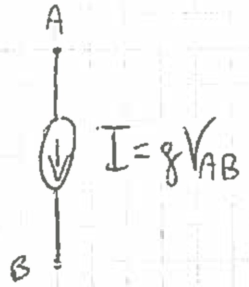
ho scelto V_{BS} al posto di V_{SB} e questo equivale a girare il generatore di corrente

Cioè posso dire che all'aumentare della tensione Source-Body diminuisce la tensione Body-Source e viceversa.

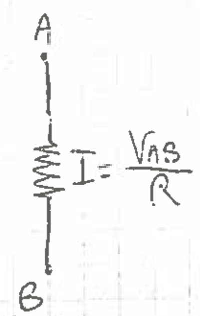
Il circuito lo rifaccio in maniera elegante.

Il generatore a destra è un generatore di corrente controllato dalla tensione ai suoi capi, la quale è V_{BS_2}

C'è un teorema, il teorema dell'assorbimento, il quale dice che se un generatore di corrente è controllato dalla tensione ai suoi capi allora quel generatore è equivalente ad una resistenza.



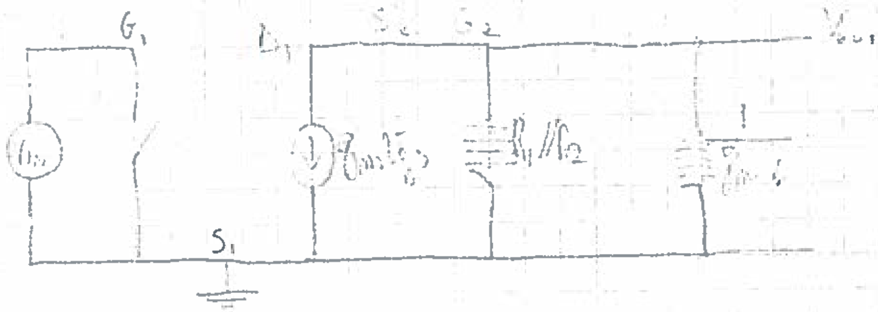
equivale a



cioè quel gen. di corrente fa scorrere una corrente proporzionale alla tensione ai suoi capi e ciò può essere riformulato con la legge di Ohm.

$$I = g V_{AB} \rightarrow g = \frac{1}{R} \rightarrow R = \frac{1}{g_{mb}}$$

Il circuito equiv. diventa:



La Vout è la tensione ai capi del parallelo tra $R_1 // R_2$ e $\frac{1}{g_{mb}}$. $R_1 // R_2$ sono però molto maggiori di $\frac{1}{g_{mb}}$ quindi nel parallelo vince la $\frac{1}{g_{mb}}$ perché è più piccola.

$$A_v = \frac{v_{out}}{v_{in}} \approx \frac{-g_{m_1} V_{gs_1} \frac{1}{g_{mb}}}{V_{gs_1}} \approx -g_{m_1} \frac{1}{g_{mb}} \approx -\frac{g_{m_1}}{g_{m2} \cdot 0.3}$$

perché $g_{mb} \approx 0.2/0.3\ g_{m_2}$

Su matrici il guadagno è legato alle due transconduttanze

$$A_v = \frac{\frac{1}{2} C_{ox} \mu_n \frac{W}{L}\Big|_1 (\ldots)}{\frac{1}{2} C_{ox} \mu_n \frac{W}{L}\Big|_2}$$ → rapporto delle loro dimensioni

Voglio max $A_v \Rightarrow \frac{W}{L}\Big|_2 \ll 1$ e $\frac{W}{L_1} \gg 1$

quindi per aumentare il guadagno nel circuito integrato (stesso substrato) devo aumentare W e quindi occupare più spazio.

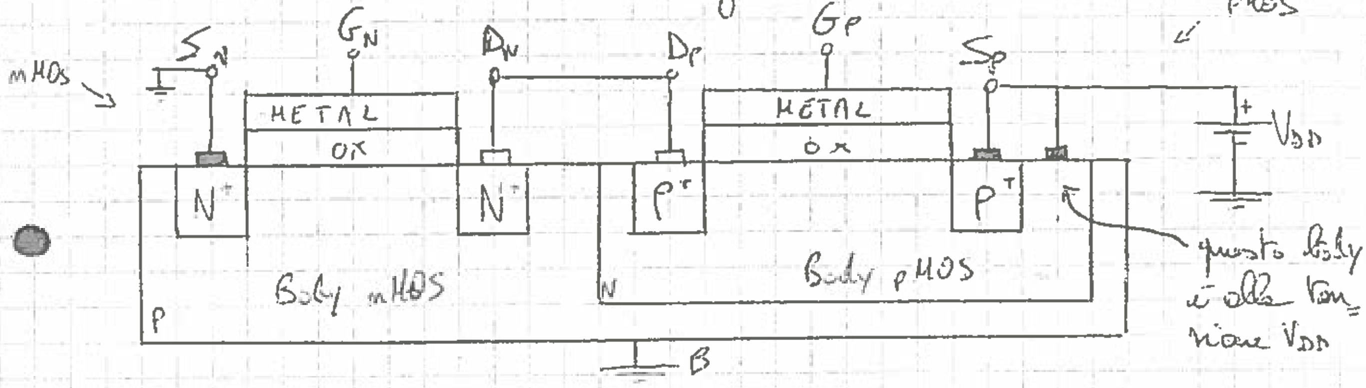
$$g_m = \frac{1}{2} C_{ox} \mu_n \frac{W}{L}\Big|_1$$

$$g_{mb} = \frac{1}{2} C_{ox} \mu_n \frac{W}{L}\Big|_2$$

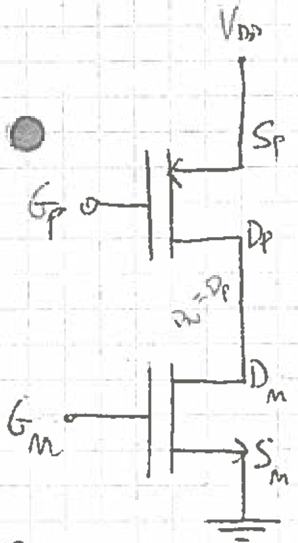
16/05/2017

CMOS

Abbiamo visto nell'amplificatore basato su nMOS che c'è un problema chiamato effetto Body.
Il CMOS (Complementary MOS) è un'altra tipologia di transistor atto ad eliminare l'effetto Body (più avanti capiremo il perché).
La sua struttura è la seguente:

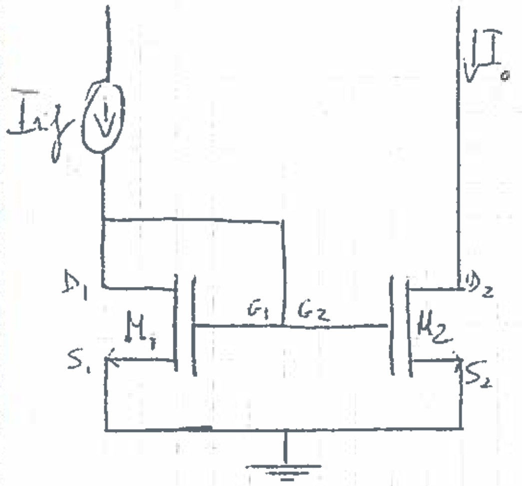


Cioè affianco ad un nMOS si mette un pMOS. Ovviamente per essere un pMOS e per stare sullo stesso substrato, ha bisogno di una vasca sotto drogata di tipo N.
Il circuito equivalente è il seguente:



Ricorda che il simbolo del pMOS è tale per cui la freccia della corrente va come in figura.
Sopra c'è il pMOS, sotto l'nMOS.

Però ancora non abbiamo collegato i bulk a qualcosa.
Intanto rivediamo lo specchio di corrente perché ci servirà.



Intanto sicuramente M_1 è in SATURAZIONE

$$I_{rif} = I_{D_1} = K_1 (V_{GS_1} - V_{T_1})^2$$

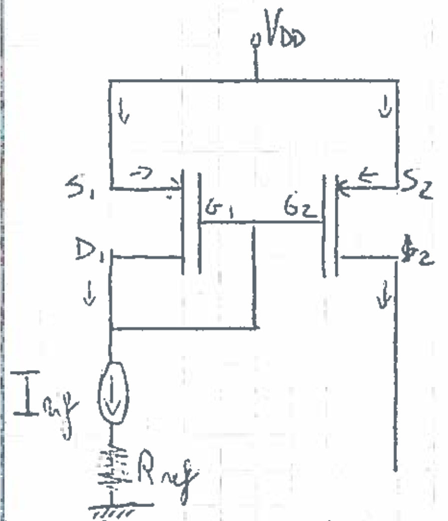
$$V_{GS_1} = V_{GS_2}$$

Se suppongo anche M_2 in SATURAZIONE:

$$I_o = I_{D_1} = K_2 (V_{GS_2} - V_{T_2})^2$$

Quello che dobbiamo fare è trovare un questa struttura a specchio ma utilizzarla con i CMOS.

La differenza è che i CMOS per la struttura a specchio utilizzano transistor pMOS. La struttura è la seguente:



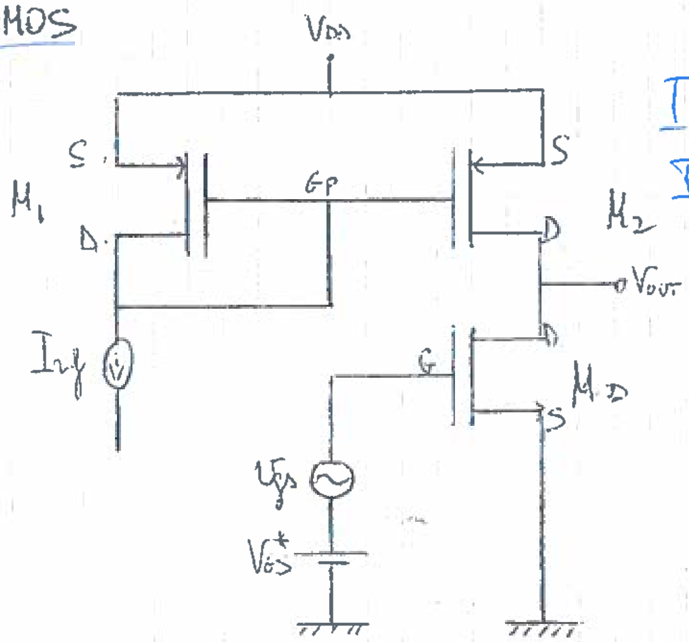
Cioè è la stessa cosa sostanzialmente, solamente che sono pMOS quindi la corrente entra nel Source e esce dal Drain

$$I_{rif} = I_{D_1} = K_1 (V_{SG_1} - |V_{T_1}|)^2$$

Scrivo V_{SG} perché i pMOS hanno tutto il contrario, cioè funzionano con tensioni negative. Poi ho naturalmente $V_{SG_1} = V_{SG_2}$. Lo utilizzo così:

AMPLIFICATORE CMOS

$V_{SGP_1} = V_{SGP_2}$



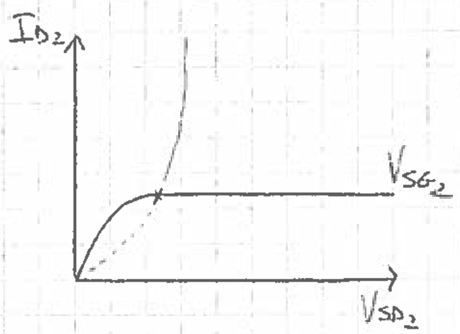
PMOS

$I = \emptyset$ $\quad V_{GS} > -V_T$

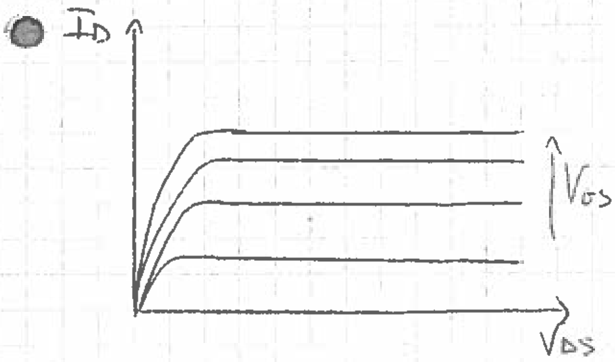
$I \neq \emptyset$ $\quad V_{GS} < -V_T$

Quello che abbiamo fatto con lo specchio di corrente è fissare la $I_{D1} = I_{D2}$ e quindi anche la $V_{SG2} = V_{SG}$.

Quindi per M_2 abbiamo fissato un grafico del genere:

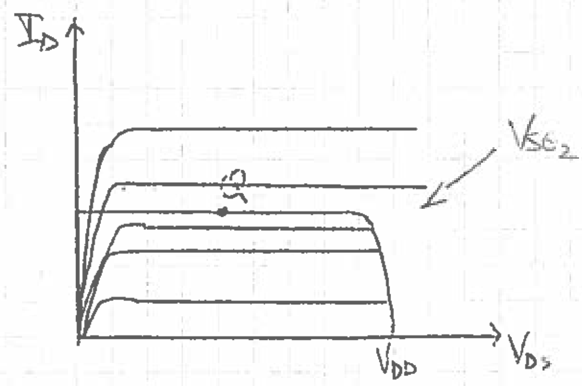


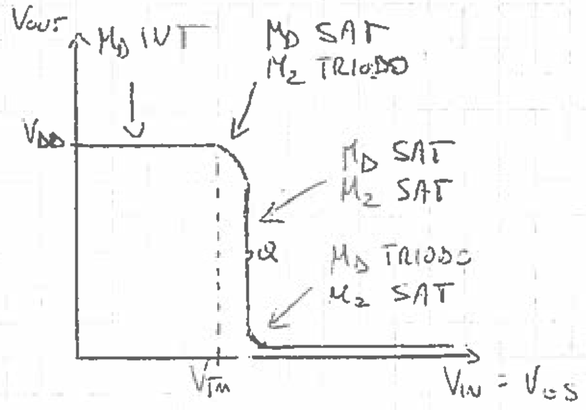
mentre per il MOS M_D abbiamo:



Essendo $\underline{V_{DD} = V_{SD2} + V_{DS}}$ allora $V_{DS} = V_{DD} - V_{SD2}$. Per passare dal piano di sopra a questo (intanto le correnti sono le stesse) basta cambiare di segno V_{SD2} e poi sommargli V_{DD}. Cambiare di segno vuol dire ribaltare rispetto all'asse y e sommare V_{DD} significa traslare a destra di V_{DD}.

Il risultato è:



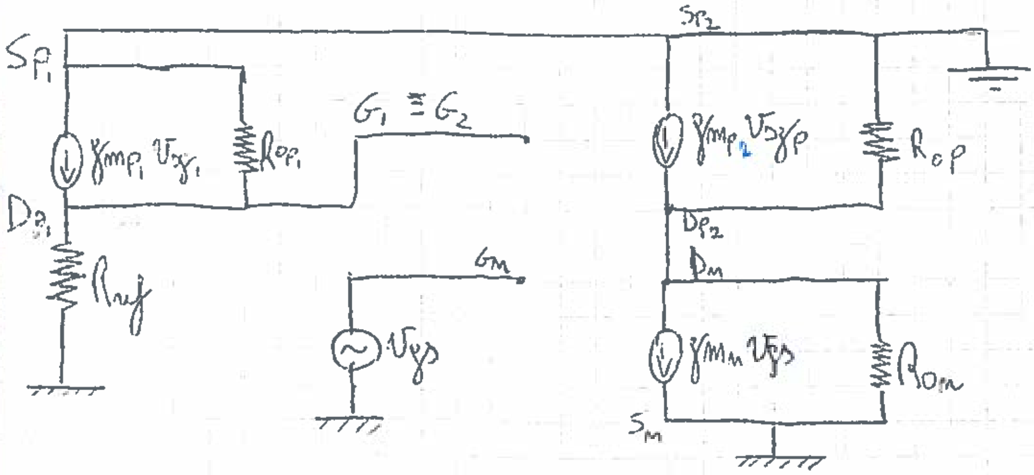


Questo per grandi segnali. $V_{IN} = V_{GS}$

Quando parliamo di guadagno invece ci riferiamo ai piccoli segnali. Intanto con V_{GS}^* fissiamo il punto di lavoro a Q. Poi con i piccoli segnali v_{gs} ci muoviamo nei pressi di Q

Circuito equivalente per piccoli segnali

Ovviamente come sempre se consideriamo i piccoli segnali ci 'dimentichiamo' delle componenti in continua.



Semplice stato V_{DD} me lo annullo

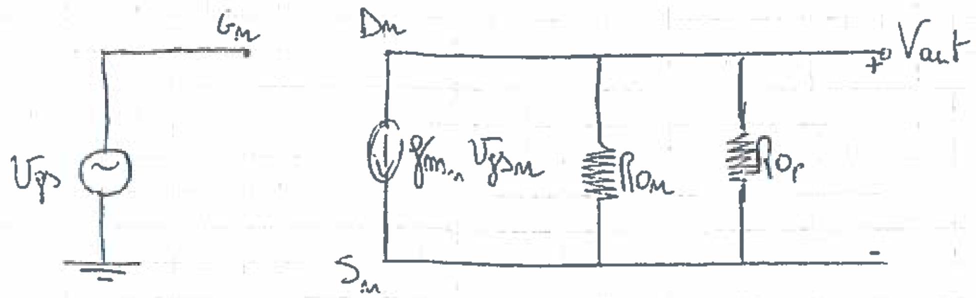
In basso a destra c'è M_D, in alto a destra M_2 e in alto a sinistra M_1

Vediamo di semplificare: $g_{mp_1} V_{sg_1}$ è controllato dalla tensione ai suoi capi, cioè V_{sg_1}, quindi lo sostituisco (per il teo. dell'assorbimento) con una $\boxed{R = \frac{1}{g_{mp_1}}}$

Inoltre $D_1 - G_1$ e $V_{sg_1} = \emptyset$ perché su R_{op_1} non scorre corrente.

Se $V_{sg_1} = \emptyset$ allora anche $V_{sg_2} = \emptyset$ per lo stesso discorso

Il circuito alla fine diventa:



via M_1 scompare

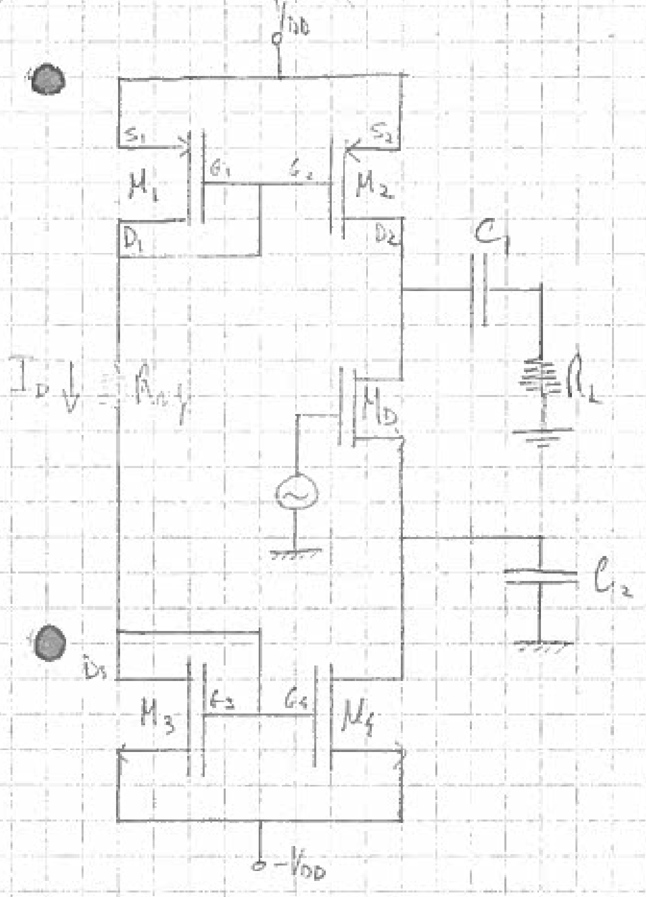
$$A_v = \frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{V_{out}}{V_{gsm}}$$

$$V_{out} = -g_m V_{gsn} (R_{om} // R_{op}) \quad \rightarrow A_v = \frac{-g_m \cancel{V_{gsm}} (R_{om} // R_{op})}{\cancel{V_{gsm}}} =$$

$$= -g_m (R_{om} // R_{op})$$

Assumo R_{on} e R_{op} uguali quindi $A_v = -g_m \frac{R_o}{2}$, questo per

che quando avevamo $V_{bs} \neq 0$ avevamo il gen. di corrente che era $g_m V_{bs}$ (lez. prec.) che veniva sostituito con una resistenza che però era molto bassa rispetto al parallelo delle altre 2.
Ora, guardando la struttura del CMOS a inizio lezione, il body del pMOS è alla tensione V_{DD}, che è la stessa del Source. Dunque si ha sempre $V_{bs2} = \emptyset$
Ora sia l'nMOS che il pMOS hanno $V_{BS} = \emptyset$, abbiamo dunque eliminato l'effetto Body.
Il CMOS non risente dell'effetto Body



Sia in M_1 e M_3 scorre la stessa corrente I_D. Poi scorre anche in M_4 e quindi in M_2 e in M_D.
Quindi in M_D scorre la corrente che io voglio e che mi determina V_{GS}^*

Per piccoli segnali:

$$\begin{cases} V_{DD} = V_{SG_1} + I_D R_{ref} + V_{GS_3} - V_{DD} \\ I_D = K_1 (V_{SG_1} - |V_{T_1}|)^2 \\ I_D = K_3 (V_{GS_3} - V_{T_3})^2 \end{cases}$$

$\rightarrow$ Da qui calcoliamo I_D che comunque è da I_D calcoliamo V_{GS}^*

CIRCUITI DIGITALI

18/05/2017

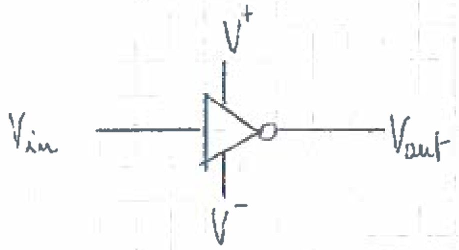
Parliamo di tecnologie INTEGRATE, con relativa famiglie logiche.
La famiglia CMOS è la più importante ed è basata sull'invertitore.
I circuiti digitali che servono per implementare le funzioni logiche sui bit (0, 1) sono le porte logiche.
Le funzioni logiche binarie operano solo su 2 stati DISCRETI: 0 e 1
I due stati possono essere associati a 2 livelli di tensione

LOGICA POSITIVA: tensione alta → bit 1
tensione bassa → bit ∅

LOGICA NEGATIVA: tensione alta → bit ∅
tensione bassa → bit 1

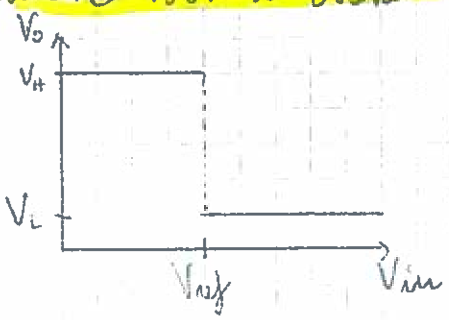
I due livelli di tensione sono generalmente ∅V e +5V.
Assumiamo di lavorare in logica positiva.
La più semplice porta logica è l'invertitore

INVERTITORE IDEALE

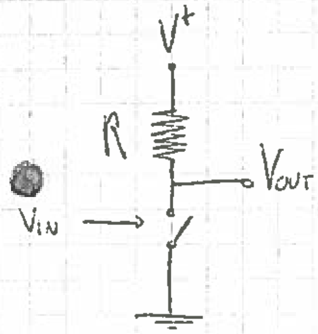


V^+ e V^- sono le tensioni di alimentazione
Il funzionamento dell'invertitore è il seguente: Se $V_{in} < V_{ref}$ l'uscita V_{OUT} è alta e vale V_H. Se $V_{in} > V_{ref}$ l'uscita V_{OUT} è bassa e vale V_L.

Quindi capiamo che l'ingresso e l'uscita sono invertiti, da cui il nome Inverter



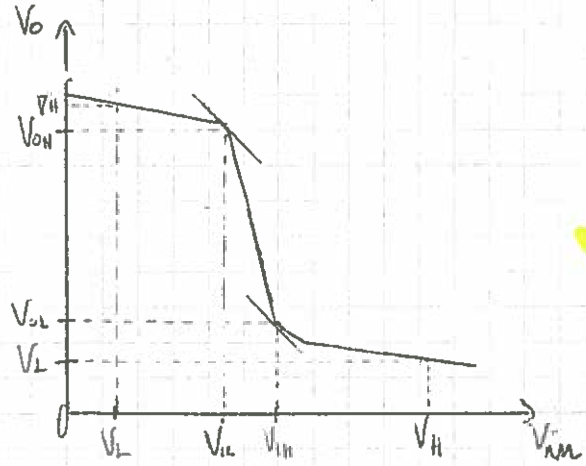
Ovviamente V_H e V_L sono comprese tra V^+ e V^-
L'inverter posso associarlo ad un interruttore nel seguente circuito:



Se $V_{IN} < V_{rif}$ l'interruttore è ~~chiuso~~ aperto e V_{OUT} si mantiene a V^+ perché non c'è caduta di potenziale su R.
Se $V_{IN} > V_{rif}$ l'interruttore si chiude e $V_{OUT} = 0$ perché a massa

INVERTITORE REALE

Nell'invertitore reale non c'è una transizione brusca da V_H a V_L e viceversa, ma c'è una certa pendenza.



Ora il comportamento è il seguente

$V_{in} \leq V_{IL}$	$\Rightarrow V_o$ ALTA
$V_{in} \geq V_{IH}$	$\Rightarrow V_o$ BASSO

V_{IL} significa $V_{ingresso\ low}$
V_{IH} significa $V_{ingresso\ high}$
stessa cosa per l'uscita

Nota: V_{IL} e V_{IH} sono i 2 punti in corrispondenza dei quali la curva ha pendenza -1.

INGRESSO:
$$\begin{cases} V_{in} \leq V_{IL} & \rightarrow \text{valore logico } 0 \\ V_{in} \geq V_{IH} & \rightarrow \text{valore logico } 1 \\ V_{IL} \leq V_{in} \leq V_{IH} & \rightarrow \text{INDETERMINATO} \end{cases}$$

non mi ci devo mai trovare

USCITA:
$$\begin{cases} V_O = V_{OH} & V_{in} \leq V_{IL} \\ V_O = V_{OL} & V_{in} \geq V_{IH} \end{cases}$$

Sulle slide 3 sono raffigurati anche i margini di rumore

Margini di rumore

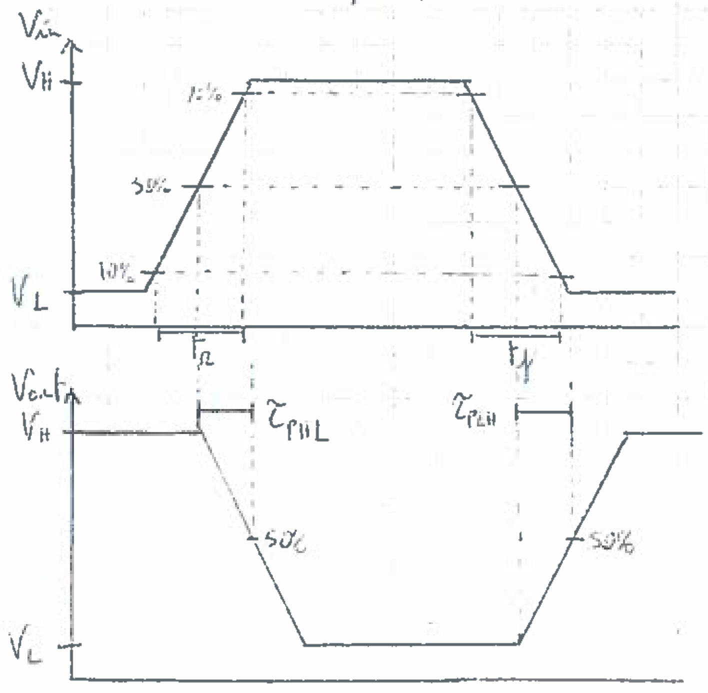
Sono margini di "riserva" per evitare che la porta logica produca livelli logici 'sbagliati'

Sono così il massimo livello di disturbo ammissibile, che sommato al segnale d'ingresso fornisce ancora un segnale buono e quindi un uscita giusta

- $NM_H = V_{OH} - V_{IH}$ margine di rumore associato con ingresso logico alto
- $NM_L = V_{IL} - V_{OL}$ margine di rumore associato con ingresso logico basso

Questi margini di rumore servono per annullare le differenze di tensione tra l'uscita di una porta logica e l'ingresso della successiva (immaginiamo tante porte in cascata)
Guardando la slide 6, più sono alti i margini di rumore e più è piccola la zona di indeterminazione, quindi vo-glio margini di rumore alti.

Risposta dinamica di una porta logica
È associata alle prestazioni, alla velocità.
Ci sono 3 fattori fondamentali da considerare:
- tempi di salita
- tempi di discesa
- ritardi di propagazione



T_R: tempo di salita, è il tempo per passare dal valore di 10% V_H al valore di 90% V_H
T_f: tempo di discesa, è duale.
T_R e T_f non sono necessariamente gli stessi

τ_{PHL} e τ_{PLH} sono i ritardi di propagazione e sono la differenza di tempo per cui i segnali di ingresso e di uscita raggiungono il 50% del valore finale

Se τ è riferito all'uscita, infatti a sinistra c'è τ_{PHL} cioè da High a Low, e destra c'è τ_{PLH} cioè da Low a High.

- La differenza tra V_H e V_L, cioè il ΔV, viene chiamata escursione.

Anche i ritardi τ_{PHL} e τ_{PLH} non sono uguali in genere, per cui si considera un 'ritardo medio di propagazione'

$$\tau_P = \frac{\tau_{PHL} + \tau_{PLH}}{2}$$

- Ritardo di propagazione e potenza dissipata sono fondamentali per i circuiti logici.

Si considera il loro prodotto:

$PDP = P\,\tau_P$ dove P è la potenza e τ_P è il ritardo

POWER-DELAY product

Quando si migliora una delle due grandezze peggiora l'altra, quindi bisogna affrontare il problema dell'ottimizzazione

Fan-in e Fan-out

-

Fan-out: massimo numero di porte logiche che possono essere collegate in uscita mantenendo la degradazione del segnale in uscita accettabile

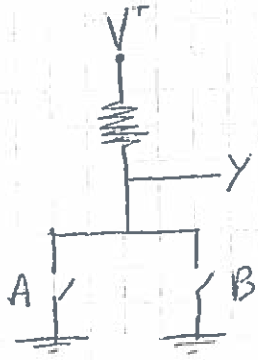
Fan-in: massimo numero di porte logiche in ingresso collegabili che il circuito ammette mantenendo la degradazione del segnale in uscita accettabile

PORTE LOGICHE ELEMENTARI

Le conosciamo: AND, OR, NOR, NAND, XOR ...
Corrispondono alle funzioni booleane.
Sono comparabili alla corrispettiva tabella di verità.
Il funzionamento logico lo conosciamo, ma come sono fatte?
Sono realizzate tramite gli inverter ideali.

Esempio: NOR

A	B	Y
0	0	1
0	1	0
1	0	0
1	1	0



Se chiudo almeno uno dei due ingressi (cioè messi a 1, tensione alta) allora l'uscita è a massa, quindi $\emptyset$

Esempio: NAND

A	B	Y
0	0	1
0	1	1
1	0	1
1	1	0

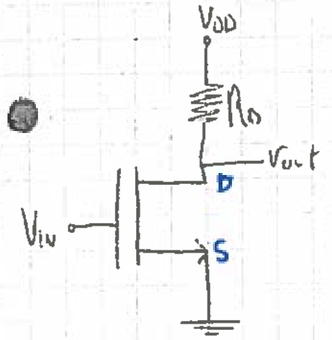
Solo se ho tutti e 2 gli ingressi alti (a 1, chiusi) allora Y è a massa, quindi $\emptyset$

Leggi di De Morgan

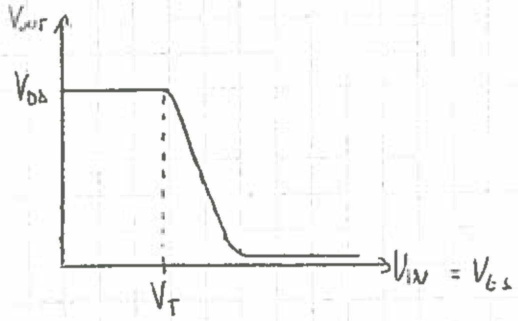
1. $\overline{A+B} = \overline{A} \cdot \overline{B}$ il complemento della somma è uguale al prodotto dei complementi
2. $\overline{A \cdot B} = \overline{A} + \overline{B}$ il complemento del prodotto è uguale alla somma dei complementi

Nella slide 22 ci sono le porte che esprimono le leggi di De Morgan

Ricapitolazione transistor nei circuiti — 23/05/2017

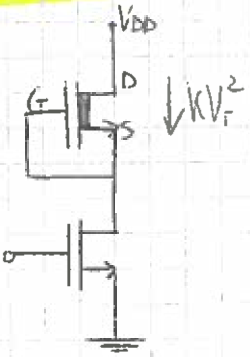


L'ingresso è posto sul Gate e l'uscita sul Drain. La funzione di trasferimento ha la seguente transcaratteristica:



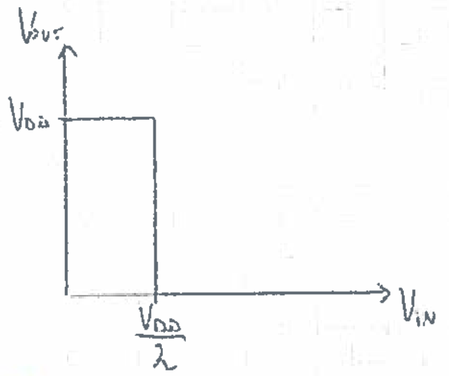
R_D è il carico del circuito

Questo circuito viene utilizzato come amplificatore approssimativamente lineare ... nella zona di saturazione e il guadagno è $A_V = -g_m R_D$. Questo per piccoli segnali.
Per quanto riguarda l'INVERTER, la sua transcaratteristica assomiglia a questa, ma la pendenza è infinita.
Un'altra configurazione che abbiamo visto è quella dove utilizziamo come carico un nMOS a svuotamento con G e S cortocircuitati ($V_{GS} = 0$)



La corrente che l'nMOS fa scorrere è
$I_D = k(\cancel{V_{GS}} - V_T)^2 = kV_T^2$
Si comporta come generatore di corrente.
Il problema è che quando ne devo integrare molti in un chip questo l'effetto Body per cui il guadagno del circuito ha a che vedere con le dimensioni. Quindi scartiamo questa soluzione e ne introduciamo un'altra, ossia utilizziamo un pMOS come carico.
Lo stesso ragionamento lo ripetiamo nelle applicazioni digitali dove abbiamo solo due valori (ALTO e BASSO).
L'inverter funziona in modo che da un'uscita ALTA con ingresso BASSO e viceversa.

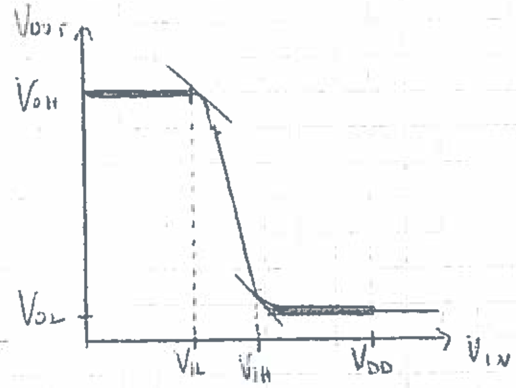
Come ALTO e BASSO si intende rispettivamente V_{DD} e $\emptyset$
La transcaratteristica IDEALE dell'inverter è la seguente.



Una transcaratteristica del genere significa NON LINEARITÀ, la pendenza è infinita, $V_{IN} < \frac{V_{DD}}{2} \rightarrow V_{OUT} = V_{DD}$

$V_{IN} > \frac{V_{DD}}{2} \rightarrow V_{OUT} = \emptyset$

$\frac{V_{DD}}{2}$ ce l'ho messo così, ma in realtà è quello che voglio ottenere, cioè voglio la commutazione a metà della dinamica.
Un fattore fondamentale sono i margini di rumore: se in ingresso ho $V_{IN} < \frac{V_{DD}}{2}$ e arriva uno spike di tensione che si somma a V_{IN}, c'è il rischio che V_{IN} superi $\frac{V_{DD}}{2}$ e l'uscita se ne accorge. Stessa cosa se $V_{IN} > \frac{V_{DD}}{2}$ e lo spike è negativo
La transcaratteristica REALE è la seguente:



I margini di rumore devono essere simmetrici.
$V_{OH} \rightarrow$ bit 1
$V_{OL} \rightarrow$ bit $\emptyset$

V_{IL} e V_{IH} sono i due punti in cui la pendenza della transcaratteristica è -1
Se l'ingresso è V_{DD} e lo spike negativo è minore di $(V_{DD} - V_{IH})$ allora l'ingresso è ancora sopra V_{IH} e l'uscita non se ne accorge.
In sintesi, i margini di rumore sono quelli in ROSSO, ovvero V_{IL} e $(V_{DD} - V_{IH})$, quindi per farli di uguale ampiezza il punto di lavoro (il punto a metà dove c'è la pendenza) deve essere $\frac{V_{DD}}{2}$

L'altra caratteristica fondamentale è la dissipazione di potenza.

POTENZA DISSIPATA INVERTER SEMPLICE

- La potenza dissipata ha due componenti:
  - statica: è la potenza dissipata quando l'ingresso è mantenuto costante
  - dinamica: è la potenza dissipata quando avviene la commutazione dell'ingresso da 0 a 1 o viceversa

STATICA

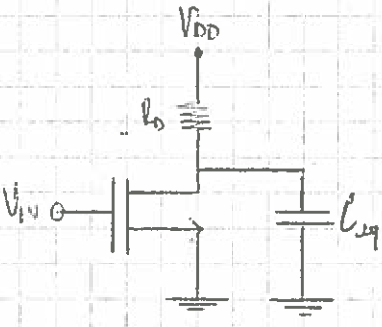
Se INGRESSO 0 → $I_D = 0$ → $P_0 = V_{DD} \cdot 0 = 0\,W$ $\quad P = V \times I$

Se INGRESSO 1 → $P_1 = V_{DD} \cdot \frac{V_{DD}}{R} = \frac{V_{DD}^2}{R}$

- $P_{STAT} = \frac{1}{2} \frac{V_{DD}^2}{R}$ → questa è la potenza statica media dissipata soltanto per tenere acceso il circuito

DINAMICA

Ricordando le CAPACITÀ PARASSITE:



Con le capacità si ha a che fare con dei transistor, la corrente è in funzione del tempo.
L'energia spesa per caricare la capacità è

$$\mathcal{E} = \int V_{DD}\, I(t)\, dt = V_{DD} \int I(t)\, dt = V_{DD}\, Q$$

- Essendo $V_{DD} = \frac{Q}{C}$ → $C V_{DD} = Q$ → $\mathcal{E} = V_{DD}\, Q = V_{DD}^2\, C$

Per abbassare la potenza posso agire su C (con la tecnologia) oppure sulla tensione di alimentazione V_{DD} (con la tecnologia)

Più è bassa la V_T del transistor e più è bassa la V_{DD} che mi posso permettere

Quindi per caricare C la potenza è $\boxed{\mathcal{E} = V_{DD}^2\, C}$

Un condensatore così caricato ha una energia pari a $\mathcal{E}_C = \frac{1}{2} V_{DD}^2 C$ e questo ci fa capire che la restante metà dell'energia

- si è dissipata nella resistenza

Tutto questo nella commutazione da 0 a 1.

Quando arriva l'altra commutazione, cioè da 1 a 0, allora

l'uscita va a 1 e cioè il condensatore deve scaricarsi
Quindi scorre una corrente dal C al transistor.

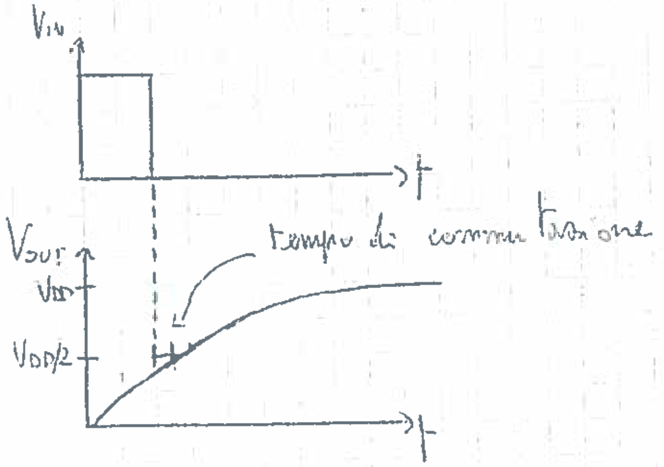
La rete costituita dalle resistenze è la rete di PULL UP
la rete costituita dal MOSFET è la rete di PULL DOWN
Siccome per passare da 0 a 1 o viceversa $E = \frac{1}{2} V_{DD}^2 C$, allora per fare una doppia commutazione $E = V_{DD}^2 C$
Questo ha a che vedere con il clock
La frequenza di clock è il numero di commutazioni al secondo. Quindi con una frequenza f ho $E = V_{DD}^2 C f$ al secondo.

$$V_C(t) = V(\infty) - [V(\infty) - V(t_0)]\, e^{-\frac{t-t_0}{\tau}}$$

→ COMMUTAZIONE

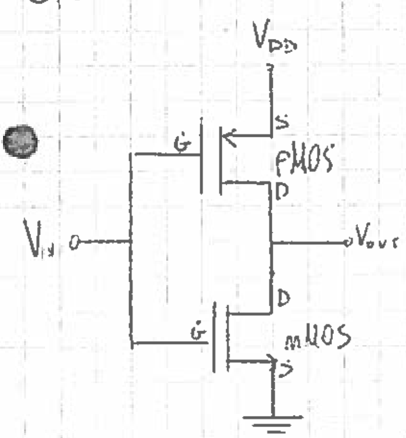
$V(\infty) \to V_{DD}$, $V(t_0) \to 0$

$\tau = R_D C$
Abbiamo visto che il tempo di commutazione è il tempo che intercorre da quando l'ingresso raggiunge il 50% della dinamica e quando l'uscita raggiunge il 50% della dinamica



Per abbassare il tempo di commutazione devo abbassare τ e quindi R_D. Ma se abbasso R_D, essendo $P = \frac{V_{DD}^2}{R_D}$ allora aumenta la potenza. C'è quindi il concetto di trade off, non posso abbassare contemporaneamente il tempo e la potenza

CMOS



L'ingresso V_{IN} lo metto in comune a entrambi i MOSFET.

$V_{IN} = V_{GS_n}$ $V_{OUT} = V_{DS_n}$

$V_{SG_p} = V_{DD} - V_{IN}$

I due transistor lavorano in maniera complementare

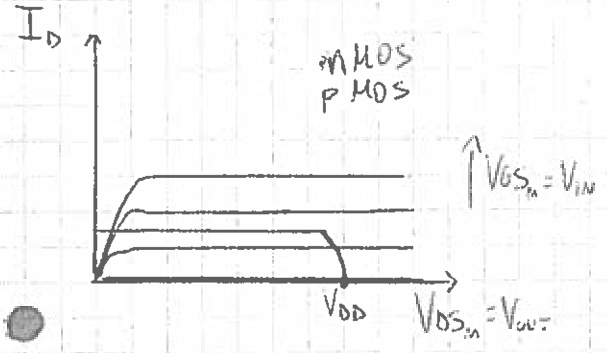
Al crescere di V_{IN}, l'nMOS conduce sempre più, al contrario il pMOS diventa sempre più interdetto.

Vediamo i comportamenti quando V_{IN} assume le due forme possibili (bit $\emptyset$ o bit 1)

Consideriamo la maglia con i due MOSFET:

$V_{DD} - V_{SD_p} - V_{DS_n} = \emptyset$

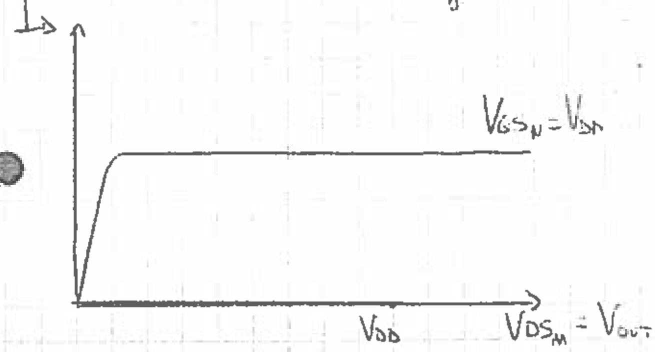
$V_{DD} = V_{SD_p} + V_{DS_n}$



(nMOS) Con il bit $\emptyset$ in ingresso, cioè $V_{GS_n} = \emptyset$ la transcaratteristica è quella dell'interdizione, in rosso. Per quanto riguarda il pMOS, quando $V_{IN} = \emptyset$ il pMOS conduce e la transcaratteristica del pMOS è quella in blu, tale per cui $V_{SG_p} = V_{DD}$

Il punto di lavoro è l'intersezione delle due, quindi V_{DD}, e cioè $V_{OUT} = V_{DD}$ e $I_D = \emptyset$ (l'nMOS è interdetto)

Con il bit 1 in ingresso, cioè $V_{GS_n} = V_{DD}$ allora



$V_{SG_p} = \emptyset$

$V_{OUT} = \emptyset$

$I_D = \emptyset$

Quindi con il bit 1 in ingresso il circuito non dissipa pot.

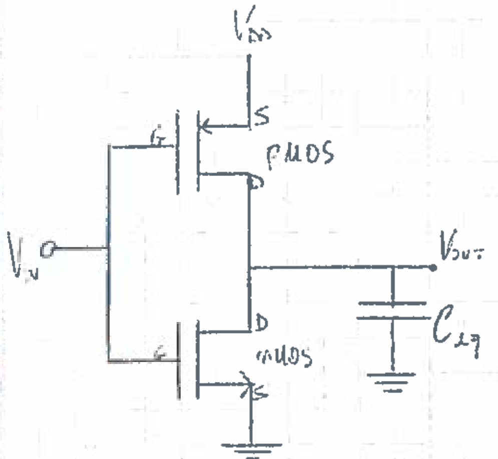
Nota: i due transistor si comportano in modo complementare, quando uno conduce l'altro è interdetto e viceversa

Quindi in STATICA, cioè quando $V_{IN} = \emptyset$ o $V_{IN} = 1$ il circuito non dissipa potenza perché in entrambi i casi la corrente è $\emptyset$.

POTENZA DINAMICA DISSIPATA INVERTER CMOS

Qui devo considerare la C_{eq} di carico.

Quando si ha la commutazione si ha bisogno di energia per caricare / scaricare il condensatore.



Passaggio da $V_{IN} = \emptyset$ a $V_{IN} = 1$

Succede che V_{OUT} passa da 1 a $\emptyset$ ma non istantaneamente, ci vuole il tempo per scaricare il condensatore.

Perché si scarica?

Con $V_{IN} = V_{DD}$ il PMOS è interdetto e l'NMOS conduce, dunque la corrente scorre dal condensatore nel transistor NMOS e arriva a massa.

In questo processo metà della potenza $\frac{1}{2} V_{DD}^2 C$ viene dissipata dall'NMOS e metà viene dissipata dal transistor PMOS.

Lo schema è:

V_{IN} da 1 a $\emptyset$ $\rightarrow$ la rete di PULL UP carica C_{eq} e dissipa
$$\mathcal{E} = \frac{1}{2} V_{DD}^2 C_{eq}$$

V_{IN} da $\emptyset$ a 1 $\rightarrow$ la rete di PULL DOWN scarica C_{eq} e dissipa
$$\mathcal{E} = \frac{1}{2} V_{DD}^2 C_{eq}$$

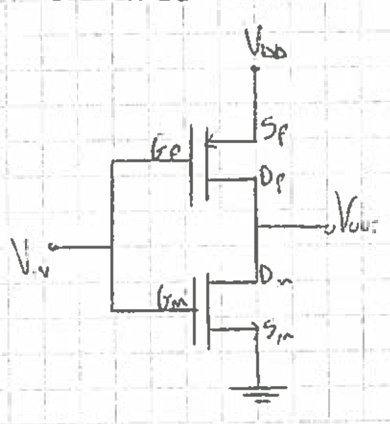
In un doppio ciclo di commutazione si dissipa quindi $\mathcal{E} = V_{DD}^2 C$

Se la frequenza di clock è f allora in un secondo, la potenza dissipata è $\mathcal{E} = V_{DD}^2 C f$

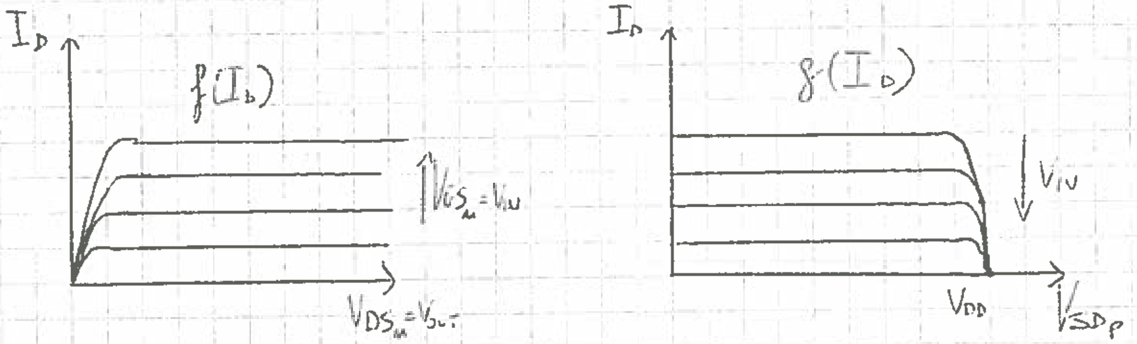
TRANSCARATTERISTICA e MARGINI DI RUMORE

Per calcolare i margini di rumore del circuito che stiamo trattando, bisogna prima calcolare la transcaratteristica.

Per tracciarla devo analizzare il comportamento punto per punto



$$\underbrace{V_{DD} - V_{SD_P}}_{g(I_D)} = \underbrace{V_{DS_n}}_{f(I_D)}$$



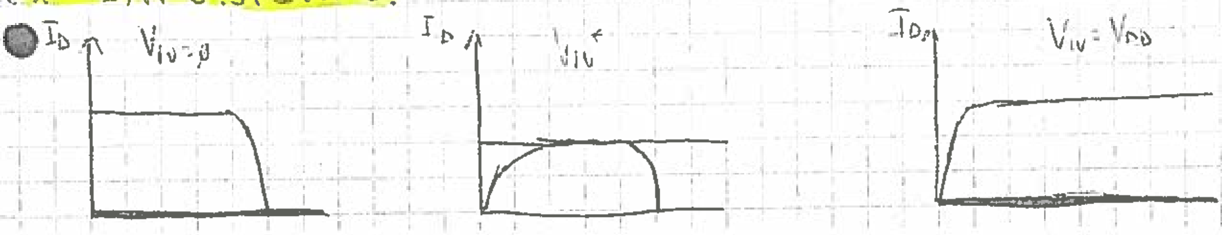
Facendo le intersezioni dei due grafici per ogni valore di V_{IN} trovo il comportamento del circuito.

Per esempio posto che $V_{IN} = 0$ dove $f(I_D)$ è quella dell'interdizione e $g(I_D)$ è quella con $V_{SG_P} = V_{DD}$ e il punto di incontro è in V_{DD}.

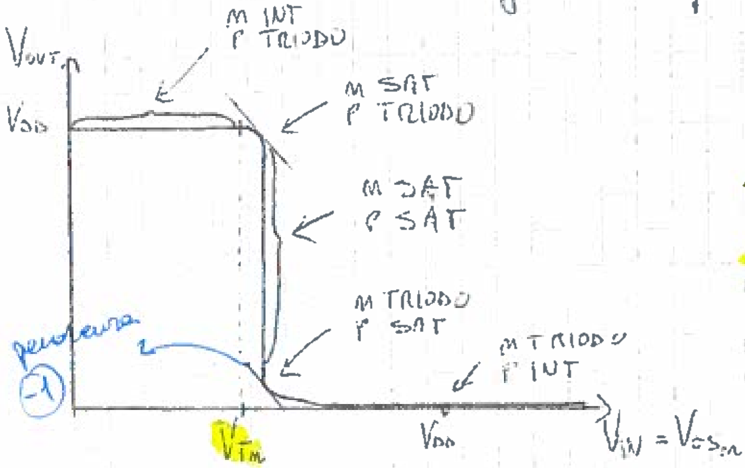
Questo finché $V_{IN} < V_T$

All'aumentare di V_{IN}, la $f(I_D)$ comincia a salire e la $g(I_D)$ comincia a scendere.

C'è un solo valore di V_{IN} per il quale le due caratteristiche si sovrappongono, e per quel valore V_i^* i due MOS sono in SATURAZIONE.

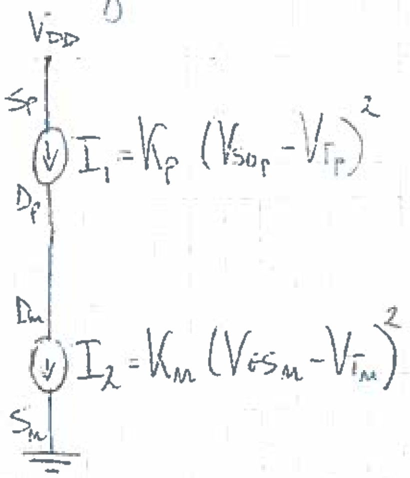


La transcaratteristica può essere quindi rappresentata in un grafico $V_{IN}-V_{OUT}$ assumendo la seguente forma:



Quello che voglio per aumentare il più possibile i margini di rumore è che la zona in cui p e n sono in SAT sia nel punto in cui $V_{IN}=\frac{V_{DD}}{2}$

La zona in cui p è in SAT e n è in SAT può essere rappresentata dal seguente circuito:



Tale condizione si può avere solo se entrambi i generatori hanno la stessa corrente.
Deve valere $I_1=I_2$ e c'è un solo valore di V_{IN} t.c. $I_1=I_2$

Siccome voglio $V_{IN}=\frac{V_{DD}}{2}$ con la notazione qui sopra
sostituisco $V_{IN}=\frac{V_{DD}}{2}$:

$$I_1 = K_p\left(\frac{V_{DD}}{2}-V_{T_P}\right)^2 \qquad I_2 = K_n\left(\frac{V_{DD}}{2}-V_{T_N}\right)^2$$

assumendo $|V_{T_P}|=V_{T_N}$ le due correnti sono uguali se e solo se $K_p=K_n$

$$\left.\begin{aligned} K_p &= \frac{1}{2} C_{ox}\, \mu_h \left.\frac{W}{L}\right|_p \\ K_n &= \frac{1}{2} C_{ox}\, \mu_e \left.\frac{W}{L}\right|_n \end{aligned}\right\rangle \quad \mu_e \simeq 3\mu_h \text{ quindi per avere } K_p=K_n \text{ deve risultare } \left.\frac{W}{L}\right|_p \simeq 3 \left.\frac{W}{L}\right|_n$$

il transistor pMOS occupa quindi 3 volte l'area dell'nMOS

Ora dobbiamo calcolare i margini di rumore.
Intanto il CMOS utilizza tutta la dinamica, cioè
$V_{OH}=V_{DD}$ $\quad V_{OL}=0V$

Gli altri due punti che mi interessano sono quelli in cui la tangente vale -1. Essi sono V_{IL} e V_{IH}

- $V_{IL} \to$ n SAT, p TRIODO $\to$ $\begin{cases} I_{Dn} = K_n (V_{GS_n} - V_{T_n})^2 \\ I_{Dp} = K_p \left[2(V_{SG_p} - V_{T_p}) \cdot V_{SD_p} - V_{SD_p}^2\right] \end{cases}$

Il margine di rumore basso è $V_{IL} - V_\emptyset$

Le due correnti sono uguali, inoltre $K_n = K_p$ quindi scrivo K

$I_{Dn} = I_{Dp}$

$K (V_{GS_n} - V_T)^2 = K[2(V_{SG_p} - V_T) V_{SD_p} - V_{SD_p}^2]$

essendo $V_{GS_n} = V_{IN}$ scrivo:

- $(V_{IN} - V_T)^2 = 2(V_{SG_p} - V_T) V_{SD_p} - V_{SD_p}^2$

Essendo $V_{SG_p} = V_{S_p} - V_{G_p} = V_{DD} - V_{IN}$ e $V_{SD_p} = V_{S_p} - V_{D_p} = V_{DD} - V_{OUT}$ ho

$(V_{IN} - V_T)^2 = 2(V_{DD} - V_{IN} - V_T)(V_{DD} - V_{OUT}) - (V_{DD} - V_{OUT})^2$

Si ha quindi una relazione del tipo $V_{OUT} = f(V_{IN})$

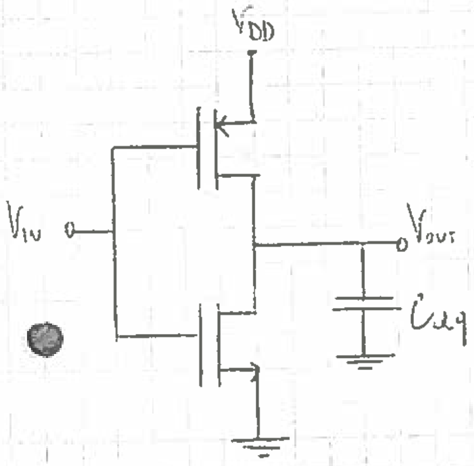
L'altra condizione è che la pendenza della transcaratteristica deve essere -1, cioè $\frac{dV_{OUT}}{dV_{IN}} = -1$.

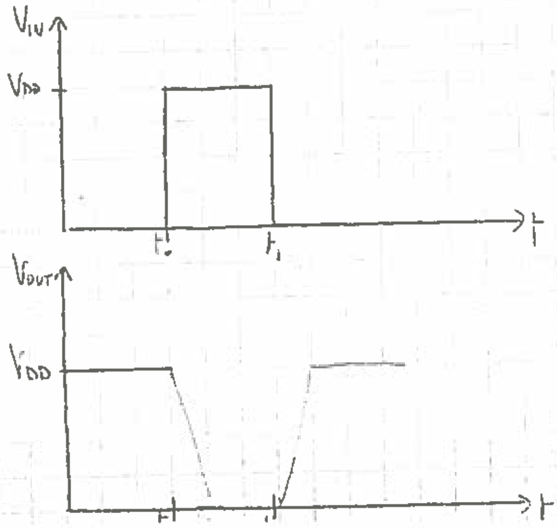
Ponendo la derivata uguale a -1 ottengo:

- $NM_L = \frac{3V_{DD} + 2V}{8}$ ← margine di rumore basso

Sarà uguale anche NM_H perché li voglio simmetrici

Quando c'è il condensatore in uscita:





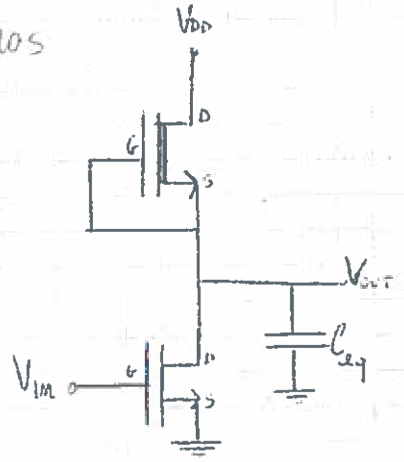
All'istante t_0^+ la V_{IN} passa a V_{DD}.
Il pMOS si interdice istantaneamente, ma V_{DS_n} rimane a V_{DD}
la corrente che scarica il condensatore è:
$I = K_n (V_{GS_n} - V_T)^2 = K_n(V_{DD}-V_T)^2$

Per $t = t_1^+$, l'nMOS si interdice e $V_{OUT} = \emptyset$, il pMOS conduce e carica C_{eq} con una corrente $I_{Dp} = K(V_{SG_p}-V_T)^2 = K(V_{DD}-V_T)^2$.
Se i K sono uguali le I di carica e scarica sono uguali e quindi sono uguali i tempi di commutazione $\emptyset \to 1$ e $1 \to \emptyset$

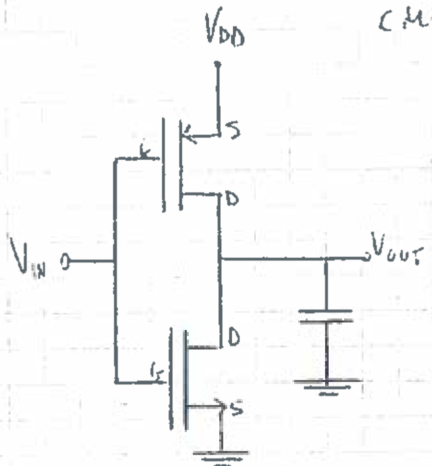
25/05/2017

Abbiamo visto 2 tecnologie:
- nMOS che utilizza come carico un nMOS a svuotamento con Source e Gate cortocircuitati
- CMOS, cioè pMOS come carico dell'nMOS

nMOS

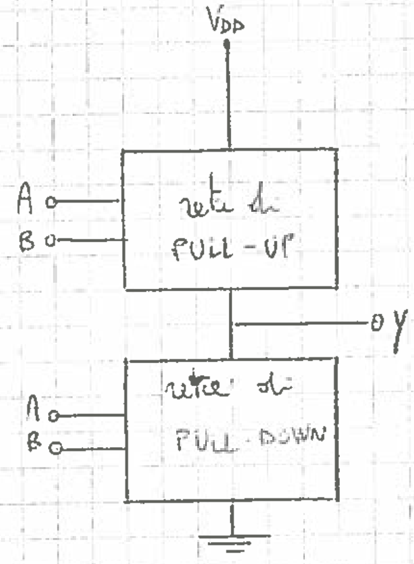


CMOS



Ciò che differenzia principalmente le due tecnologie è il consumo di potenza.
La tecnologia nMOS è tale per cui quando l'ingresso è alto ($V_{IN} = V_{DD}$) allora entrambi conducono e scorre una corrente quindi c'è consumo di potenza
La tecnologia CMOS è tale per cui l'nMOS e il pMOS si comportano in maniera complementare e in STATICA non consuma, consuma soltanto in DINAMICA cioè durante la commutazione
Nella lezione precedente abbiamo calcolato anche la potenza

DIAGRAMMA A BLOCCHI DI UNA PORTA LOGICA CMOS



Le singole reti sono circuiti con TRANSISTOR

In funzione della struttura, cioè della configurazione delle reti di PULL UP e PULL DOWN si possono realizzare le operazioni logiche sugli ingressi (AND, OR, NAND)
Sulle slide ci sono vari esempi.
In generale una regola base è che se i transistor sono in parallelo stanno facendo una operazione di NOR, se sono in serie stanno facendo una operazione di NAND

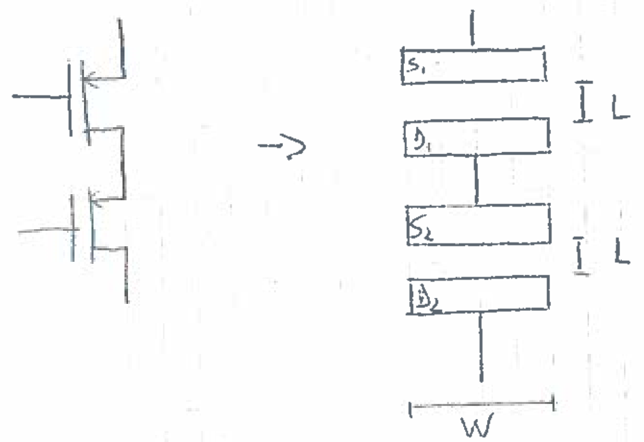
PORTA NOR CMOS

Una cosa che non deve accadere è che le rete di PULL UP e quella di PULL DOWN conducano contemporaneamente, perché altrimenti si avrebbe un cortocircuito tra Vdd e Massa e quel lo che vedo è una rampa!
Le porte CMOS usano così utilizzando i pMOS nella rete di pull up e gli nMOS nella rete di pull down
La porta NOR CMOS è nella slide 28
Nota: nei circuiti nelle slide dove c'è il pallino nel Gate NON SIGNIFICA CHE IL GATE É NEGATO, sta solo ad indicare che quel transistor è un pMOS. Dove non c'è è un nMOS
Le porte possono avere più di due ingressi, possono avere n ingressi. nel NOR ad esempio ci saranno n transistor in

parallelo nella rete di PULL DOWN, e n transistor pMOS in serie nella rete di PULL UP

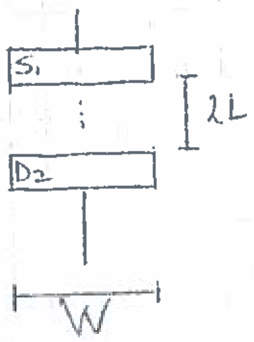
Ora per realizzare una funzione posso adottare varie soluzioni, e un parametro fondamentale che mi discrimina la soluzione migliore è l'area di chip occupata. La miglior soluzione è quella che occupa meno area.

Se ho due transistor, visti dall'alto appaiono così



Questo per i pMOS

Siccome D_1 e S_2 sono connessi dallo stesso filo, allora questa struttura è equivalente alla seguente:



Il K di un transistor pMOS è:

$$K = \frac{1}{2}\mu_h C_{ox} \frac{W}{L}\Big|_p$$

Facendo una analisi del caso peggiore, nel NOR CMOS abbiamo n transistor pMOS in serie e n nMOS in parallelo.

Il caso peggiore degli nMOS in termini di velocità è quando soltanto un nMOS conduce. Chiamo K_{eq} la K del caso

peggiore.
Quindi per gli nMOS ho $K_{eq} = K_n$

- Ora la rete di PULL DOWN deve essere uguale a quella di PULL UP in termini di velocità, i K devono essere uguali.

Il K della rete di PULL UP deve essere uguale al K della rete di PULL DOWN

La rete di PULL UP nel CMOS NOR non ha alternative, non ha un caso peggiore, funziona solo se tutti i transistor conducono. Se tutti condu... ...00...

$$K_{eq,p} = \frac{1}{2} \mu_h C_{ox} \frac{W_p}{n L_p} = \frac{K_p}{n}$$

- Ricapitolando, nel NOR

$$K_{p,eq} = \frac{K_p}{n} \qquad K_{n,eq} = K_n$$

Per quanto riguarda le N

$$K_{p,eq} = K_p \qquad K_{n,eq} = \frac{K_n}{n}$$

Per entrambe le situazioni
Essendo $\mu_n \simeq 2.5 \mu_h$, segue

- NOR $\rightarrow \frac{W_p}{n L_p} = 2{,}5 \frac{W_n}{L_n}$

NAND $\rightarrow \frac{W_p}{L_p} = 2{,}5 \frac{W_n}{n L_n}$

Se $L_n = L_p = F$ (cioè la L_n

$$\left.\begin{aligned} &\text{NOR} \rightarrow W_p = 2{,}5\, n\, W_n \\ &\text{NAND} \rightarrow W_n = \frac{n W_p}{2{,}5} \end{aligned}\right\} *$$

Le aree minime si calcoli

- per quanto riguarda il 1

Area Min $= n W_n L_n + n W_p L_p = n$
$= n (W_n F + W_p F)$

*

NOR

$$K_{eq,p} = \frac{1}{2} C_{ox} \mu_h \frac{W_p}{n L_p}$$

$$K_{eq,n} = \frac{1}{2} C_{ox} \mu_e \frac{W_n}{L_n}$$

$$K_{eq,p} = K_{eq,n}$$

$$\cancel{\tfrac{1}{2}} \cancel{C_{ox}} \mu_h \frac{W_p}{n L_p} = \cancel{\tfrac{1}{2}} \cancel{C_{ox}} \mu_e \frac{W_n}{L_n}$$

Essendo $\mu_e \simeq 2{,}5 \mu_h$ sostituisco $2{,}5 \mu_h$ a μ_e e ho:

$$\frac{W_p}{n L_p} = 2{,}5 \frac{W_n}{L_n}$$

Con $L_n = L_p = L_{min}$ ho $\boxed{W_p = 2{,}5\, n\, W_n}$

NAND

$$K_{eq,p} = \frac{1}{2} C_{ox} \mu_h \frac{W_p}{L_p}$$

$$K_{eq,n} = \frac{1}{2} C_{ox} \mu_e \frac{W_n}{n L_n}$$

$$K_{eq,p} = K_{eq,n}$$

$$\cancel{\tfrac{1}{2}} \cancel{C_{ox}} \mu_h \frac{W_p}{L_p} = \cancel{\tfrac{1}{2}} \cancel{C_{ox}} \mu_e \frac{W_n}{n L_n}$$

sostituisco $2{,}5 \mu_h$ a μ_e e ho:

$$\frac{W_p}{L_p} = 2{,}5 \frac{W_n}{n L_n}$$

Con $L_n = L_p = L_{min}$ ho $\boxed{W_n = n \frac{W_p}{2{,}5}}$

peggiore.

Quindi per gli nMOS ho $K_{eq} = K_n$

Ora la rete di PULL DOWN deve essere uguale a quella di PULL UP in termini di velocità, i K devono essere uguali.

Il K della rete di PULL UP deve essere uguale al K della rete di PULL DOWN

La rete di PULL UP nel CMOS NOR non ha alternative, ma ha un caso peggiore, funziona solo se tutti i transistor conducono. Se tutti conducono allora:

$$K_{eq,p} = \frac{1}{2} \mu_h C_{ox} \frac{W_p}{nL_p} = \frac{K_p}{n}$$ (cioè al posto di metterne n in serie ne metto solo 1 con una lunghezza che è nL_p)

Ricapitolando, nel NOR CMOS si ha

$$K_{p,eq} = \frac{K_p}{n} \qquad K_{n,eq} = K_n$$

Per quanto riguarda le NAND CMOS:

$$K_{p,eq} = K_p \qquad K_{n,eq} = \frac{K_n}{n}$$

In entrambe le situazioni si deve avere $K_{p,eq} = K_{n,eq}$

Essendo $\mu_n \simeq 2.5 \mu_h$, uguagliando i K esce fuori che:

- NOR → $\frac{W_p}{nL_p} = 2,5 \frac{W_n}{L_n}$

  NAND → $\frac{W_p}{L_p} = 2,5 \frac{W_n}{nL_n}$

Se $L_n = L_p = F$ (cioè la L_{min} che la tecnologia consente)

$$\left.\begin{array}{l} \text{NOR} \rightarrow W_p = 2,5\, n\, W_n \\ \text{NAND} \rightarrow W_n = \frac{n W_p}{2,5} \end{array}\right\} *$$

Le aree minime si calcolano con:

- per quanto riguarda il NOR:

$$\text{Area Min} = n W_n L_n + n W_p L_p = n \underbrace{W_n F}_{\text{area minima singolo nMOS}} + n \overbrace{W_p F}^{\text{area minima singolo pMOS}} =$$
$$= n (W_n F + W_p F)$$

nel NOR avevamo trovato che: $W_p = 2{,}5\, m\, W_n$ quindi

$$A_{min} = m(\underbrace{W_n F}_{A_{min}} + 2{,}5\, m \underbrace{W_n F}_{A_{min}}) =$$

$$= m A_{min} (1 + 2{,}5\, m)$$

Con calcoli analoghi per il NAND CMOS:

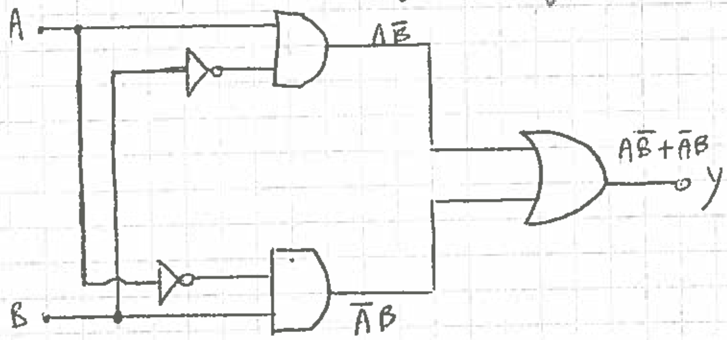
$$\text{Area}_{minima} = m A_{min} (2{,}5 + m)$$

Da tutto ciò si ricava che la porta NAND occupa meno area della porta NOR ed è per questo che si preferisce la porta NAND nella tecnologia CMOS

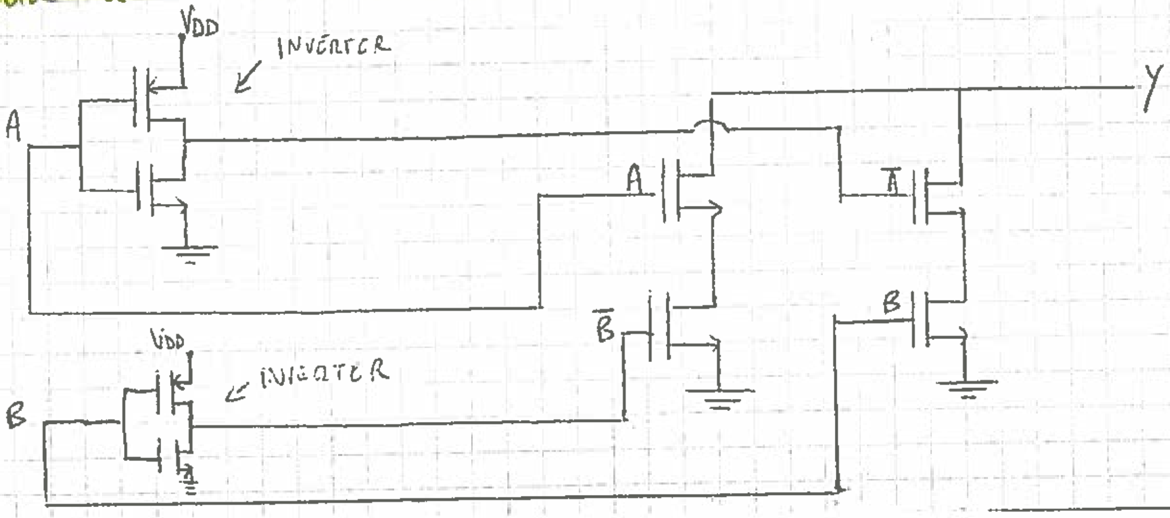
OR-ESCLUSIVO (XOR)

La funzione XOR da in uscita 1 solo se gli ingressi sono diversi tra loro:

A	B	Y
0	0	0
0	1	1
1	0	1
1	1	0



Per fare il circuito equivalente, vedo che l'uscita è l'OR di due ingressi, quindi l'uscita è il parallelo di due porte, ognuna di queste porte è un AND degli ingressi, quindi ho il parallelo di 2 coppie di transistor in serie



La porta di destra è la porta XOR, la porta di sinistra implementa gli ingressi A e B, che vengono collegati direttamente ad alcuni MOSFET e agli altri vengono collegati invertiti utilizzando 2 inverter, uno per A e uno per B

DECODIFICATORE

È un circuito che data una combinazione di bit in ingresso riconosce una e una sola uscita.

Con 3 bit in ingresso si possono riconoscere 8 uscite diverse.

Il più banale è il decodificatore binario -> decimale, tale per cui con 000 in ingresso riconosce 0 in uscita, con 001 riconosce 1, con 010 riconosce 2 ecc... fino a 111 che riconosce 7.

Analizzando il circuito slide 40 per esempio, notiamo che la porta AND più in alto arriva dal negato di b_0, dal negato di b_1 e dal negato di b_2, quindi si attiva quando tutti e 3 gli ingressi sono 0

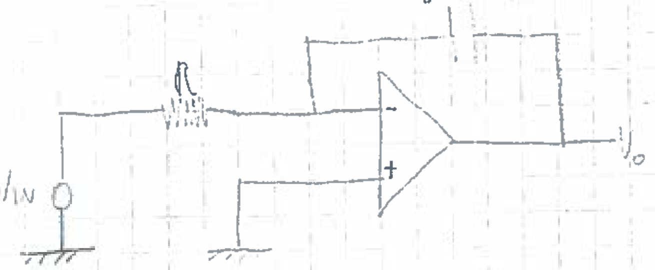
FINE PROGRAMMA

ESAME 17 APRILE 2017

Domanda 1

Struttura circuitale e funzionamento di un integratore invertente con Amplificatore Operazionale.

L'integratore è un Amplificatore Operazionale che usa nella rete di feedback un condensatore e la funzione di trasferimento è l'integrale della tensione di ingresso.



L'ingresso può essere suddiviso in segnali costanti e segnali variabili. I segnali variabili sono in funzione del tempo e vengono integrati normalmente. Quelli costanti non sono in funzione del tempo e l'integrazione produce una rampa crescente dunque l'uscita cresce come una rampa fin quando non satura

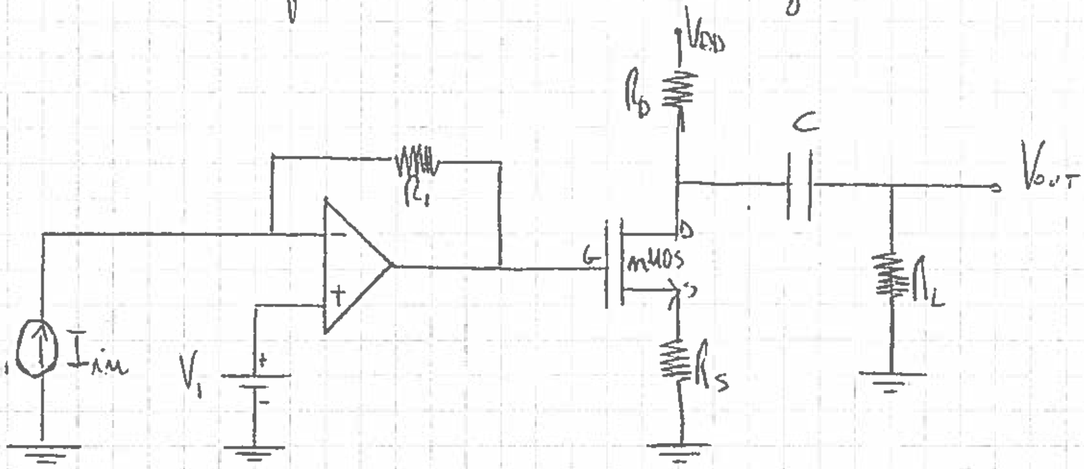
Domanda 2

Comportamento dinamico dell'inverter CMOS durante le commutazioni ALTO -> BASSO e BASSO -> ALTO

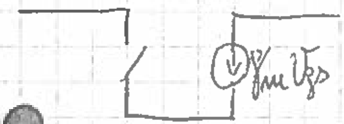
Lo abbiamo visto l'altra volta, la variazione dell'ingresso è istantanea, mentre in uscita interviene la corrente che carica o scarica il condensatore C_{eq} a seconda del tipo di commutazione. Essendo i K dei transistor uguali (lo scelgo io) allora i tempi di commutazione saranno uguali tra loro

Es 1

Determinare il punto di polarizzazione del TRANSISTOR (cioè determinare V_{DS}, V_{GS} e I_D) e calcolare l'amplificazione di transresistenza per PICCOLI SEGNALI V_o/I_{sig}



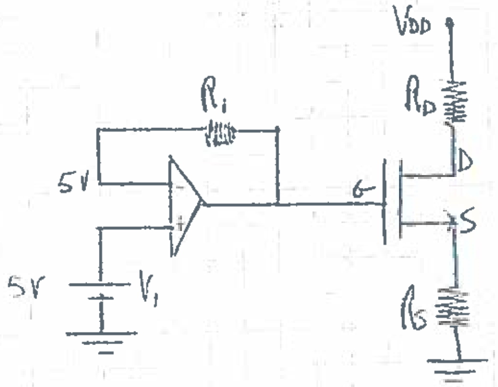
Siccome nella traccia viene chiesto lo svolgimento solo per piccoli segnali faccio l'analisi solo per piccoli segnali.
La parte a sinistra con l'ampl. non ha un circuito equiv. per piccoli segnali, si comporta sempre alla stessa maniera.
La parte di destra invece sì, perché c'è il TRANSISTOR:



Bisogna calcolare g_m, che per piccoli segnali dipende dal punto di polarizzazione perché:

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

Quindi la prima cosa da fare è trovare il punto di polarizzazione (addirittura viene anche esplicitato nella traccia)
Il punto di polarizzazione si calcola annullando le componenti variabili e considerando solo le parti costanti.
Quindi faccio l'analisi in CONTINUA, quindi le capacità sono circuiti aperti, e annullo il segnale che in questo caso è un segnale in corrente quindi lo sostituisco con un circuito aperto.
Il risultato è il seguente circuito:



Risparm. la parte sinistra e quella destra perché tanto ci sono i circuiti aperti che isolano questo circuito disegnato

$V_G = V_1 = 5V$ perché non c'è caduta su R_1 (non ci scorre corrente)

$V_{GS} = V_G - V_S = 5V - I_D R_S$

Le incognite sono 2, quindi serve un'altra equazione.

Come al solito ipotizzo il transistor in saturazione e quindi:

$$\begin{cases} V_{GS} = 5V - I_D R_S \\ I_D = K(V_{GS} - V_T)^2 \end{cases} \rightarrow \begin{cases} I_D = \frac{5 - V_{GS}}{R_S} \\ I_D = K(V_{GS} - V_T)^2 \end{cases} \rightarrow \frac{5 - V_{GS}}{R_S} = K(V_{GS} - V_T)^2$$

Ho $K = 2 \frac{mA}{V^2}$ e $V_T = 2V$ quindi:

$$\frac{5 - V_{GS}}{1} = 2(V_{GS} - 2)^2$$

$$5 - V_{GS} = 2(V_{GS}^2 - 4V_{GS} + 4)$$

$$5 - V_{GS} = 2V_{GS}^2 - 8V_{GS} + 8$$

$$2V_{GS}^2 - 7V_{GS} + 3 = \emptyset \rightarrow V_{GS} = \frac{7 \pm \sqrt{49 - 24}}{4} = < \begin{matrix} 0{,}5V \\ 3V \end{matrix}$$

Siccome ho ipotizzato la SATURAZIONE, non può valere $V_{GS} < V_T$

quindi scarto $V_{GS} = 0{,}5V$

$V_{GS} = 3V$

$I_D = 2(3V - 2V)^2 = 2\,mA$

Devo verificare lo stato di saturazione, deve valere cioè $V_{DS} \geq V_{GS} - V_T$

$V_{DS} = V_D - V_S = V_{DD} - I_D R_D - I_D R_S$

$V_{GS} - V_T = 3V - 2V = 1V$

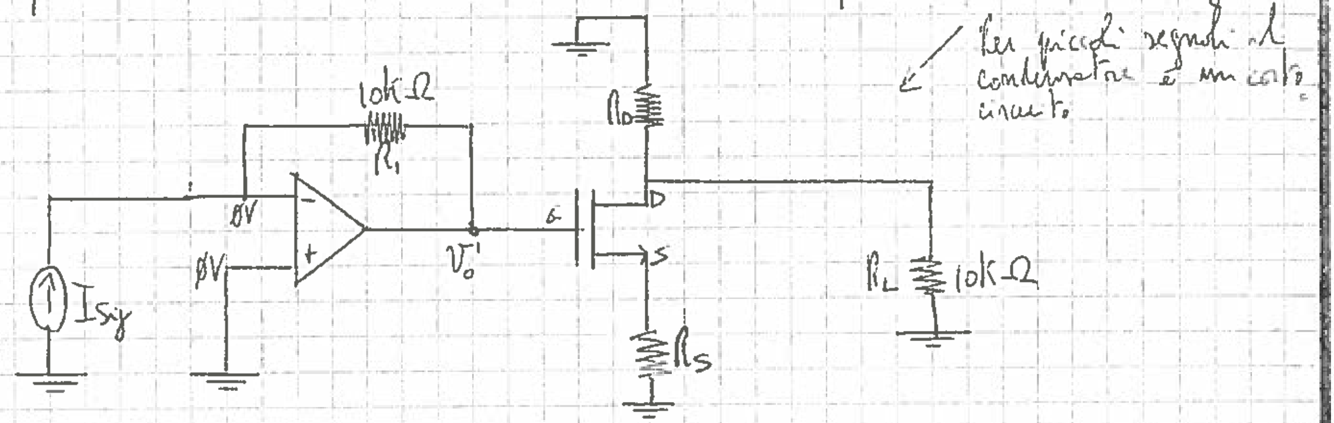
$V_{DD} - I_D R_D - I_D R_S \geq 1V$

$12V - 2mA \cdot 2K\Omega - 2mA \cdot 1K\Omega \geq 1V$

$6V \geq 1V$ ok!

Quindi i valori sono: $V_{GS} = 3V$ $I_D = 2mA$ $V_{DS} = 6V$

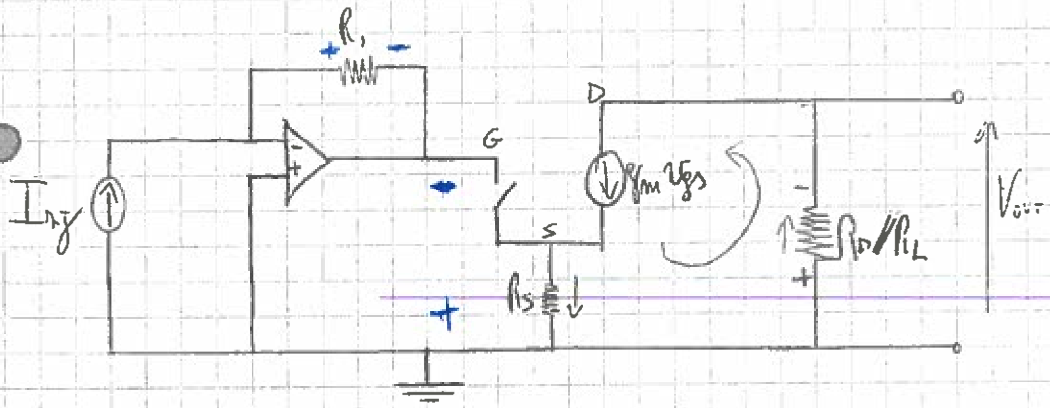
Ora, calcolati i valori, passiamo all'analisi per piccoli segnali, considerando solo la presenza del segnale e annullando tutte le componenti in CONTINUA. Il circuito equivalente è il seguente:



$V_o' = -I_{sig} R_1 = V_g$

Al posto del TRANSISTOR metto il circuito equiv. per piccoli segnali. Intanto:

$g_m = 2K(V_{GS} - V_T) = 2 \cdot 2(3-2) = 4 \frac{mA}{V}$



$$A_V = \frac{V_{OUT}}{I_{sig}} = \frac{-g_m V_{gs} R_D // R_L}{I_{sig}}$$

$$V_{gs} = V_g - V_s = -I_{sig} R_1 - g_m V_{gs} R_S$$

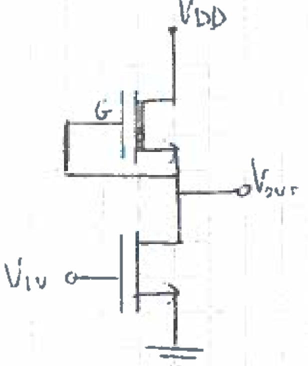
$$V_{gs}(1 + g_m R_S) = -I_{sig} R_1 \rightarrow V_{gs} = \frac{-I_{sig} R_1}{1 + g_m R_S}$$

$$A_V = \frac{-g_m R_D // R_L \left(-\frac{I_{sig} R_1}{1 + g_m R_S}\right)}{I_{sig}} = g_m R_D // R_L \frac{R_1}{1 + g_m R_S} = 4 \cdot \frac{20}{12} \cdot \frac{10}{1+4} = \frac{40}{3} \cdot 10^3$$

ESAME

Domanda 1

Schema circuitale e calcolo del guadagno per piccoli segnali di un amplificatore nMOS con carico a svuotamento



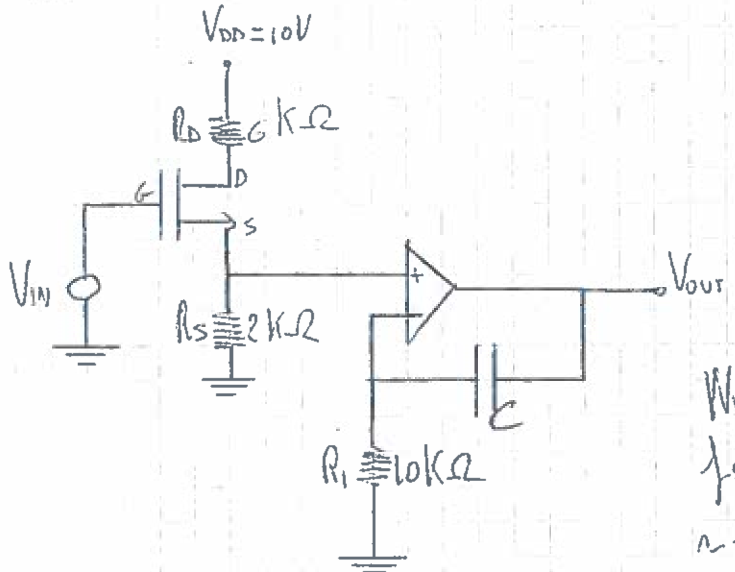
Il guadagno è infinito, a meno che non ci mettiamo le resistenze R_0 e non consideriamo l'effetto Body

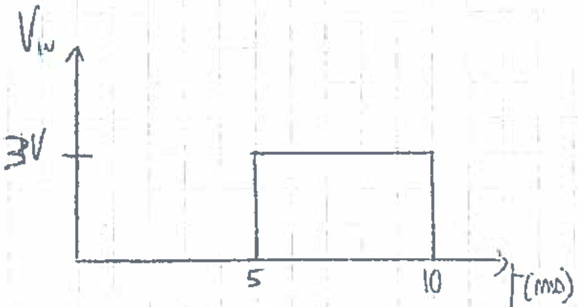
Domanda 2

Disegnare e descrivere il funzionamento di una porta NAND e di una porta NOR in tecnologia CMOS

Vedi appunti e Slide

Es. 1





Nota: l'impedenza infinita R_{IN} dell'op. fa sì che il circuito a sinistra non risente della presenza della parte destra.

Analizzo prima il circuito a sinistra col TRANSISTOR

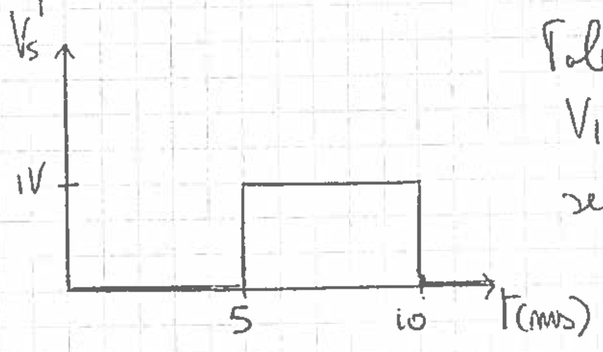
Quando $V_{IN} = \emptyset$, siccome la tensione minima è a massa (non c'è la tensione di alim. negativa come ad esempio $-V_{DD}$) allora lungo le maglie del transistor non può esserci una tensione negativa, quindi V_{GS} per essere positiva deve essere $V_S < \emptyset$

Ma V_s non può essere negativa, e allora il transistor non può essere in conduzione perché V_{GS} non può essere positiva.
Quindi il transistor è interdetto.
$V_S = I_D R_S$ ma $I_D = \emptyset$ quindi l'uscita V_s è nulla.
Quando $V_{IN} = 3V$:
$V_{GS} = V_G - V_S = 3V - V_S$
$V_S = I_D R_S$

$V_{GS} = 3V - I_D R_S$
come prima, mi serve un'altra eq, quindi considero il transistor in SATURAZIONE:

$$\begin{cases} V_{GS} = 3V - I_D R_S \\ I_D = k(V_{GS} - V_T)^2 \end{cases}$$

calcoli...
$V_{GS} = 2V$ $I_D = 0{,}5\,mA$
Siccome $V_{GS} = 2V$ e $V_G = 3V$ allora $V_s = 1V$. Il grafico di V_s è dunque il seguente:



Tale grafico corrisponde anche alla V_{IN} dell'amplificatore nel mosetto.

Trattiamo ora la parte di circuito a destra:
Il condensatore ha capacità 100 mF
Finché $V_s = \emptyset$ anche $V^- = \emptyset$ e quindi nella resistenza R_1 non scorre corrente.
V_{OUT} è $V^- + V_C$.
Quando $V_s = \emptyset$ anche $V_C = \emptyset$ perché non scorre corrente.
Nota: il circuito di destra è un integratore

$$V_C = \frac{Q}{C} = \frac{\int I_C\, dt}{C}$$

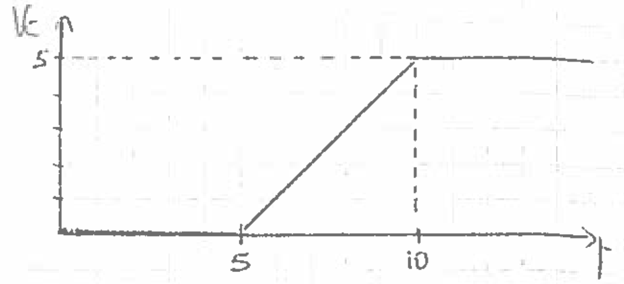
questo perché il condensatore si carica con una corrente che è indipendente dallo stato di carica.

Quando $V_S = V^- = 1V$ scorre una corrente costante pari a:

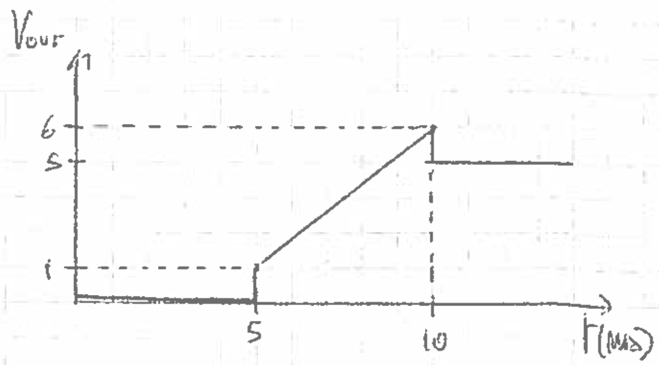
$I =$

$$V_C = \frac{\int \frac{V_S}{R_1} dt}{C} = \frac{\int V_S}{R_1 C} dt = \frac{V_S}{R_1 C} t = \frac{1V}{10 \cdot 10^3 \Omega \cdot 0{,}1 \cdot 10^{-6} F} t = 1\, V/ms$$

In totale l'andamento di V_C è il seguente:



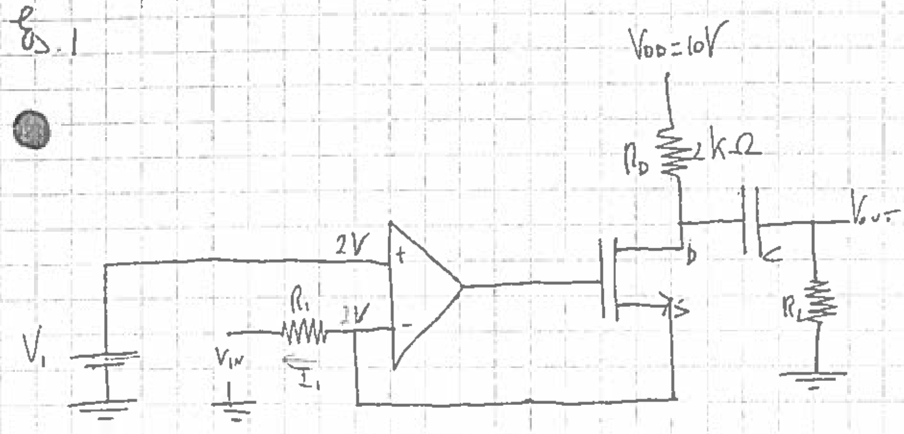
e quello di Vout è il seguente:

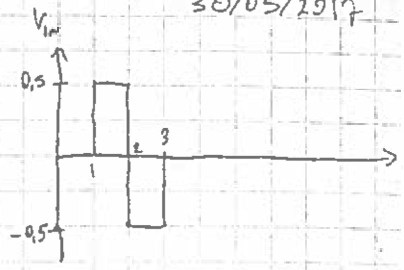


In particolare, quando V_S torna a $\emptyset$ non scorre corrente in R_1 quindi il condensatore NON SI SCARICA.

ESERCIZI 30/05/2017

Es. 1





$L^+ = |L^-| = 12V$

$V_1 = 2V$

Trovare lo stato di Polarizzazione del Transistor e l'andamento di V_{OUT} in funzione di V_{IN}

Trovare lo stato di polariz. significa trovare V_{GS}, V_{DS} e I_D

Per trovare lo stato di polarizzazione annullo la V_{IN} perché lo stato di polarizzazione deve essere uno stato indip. dalle variazioni. Quindi ho $V^+ = V^- = 2V$ perché ipotizzo l'ampl. nella zona lineare

Su R_1 scorre $I_1 = \frac{2V}{R_1} = \frac{2V}{1k\Omega} = 2mA$

Questa corrente è la stessa che esce dal Source

$\underline{I_D = 2mA}$

Inoltre visto che non stiamo considerando variazioni il condensatore è un circuito aperto e ho:

$\underline{V_{DS}} = V_D - V_S = V_{DD} - I_D R_D - V_S = 10V - 2mA \cdot 2k\Omega - 2V = \underline{4V}$

Manca V_{GS}.

Come sempre ipotizzo il transistor in Saturazione.

Ho $K = 0,5 \frac{mA}{V^2}$ e $V_T = 1V$

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

$2mA = 0,5(V_{GS} - 1V)^2 \rightarrow \underline{V_{GS} = 3V}$

Verifica saturazione

$V_{GS} = 3V > V_T = 1V$ ok

$V_{DS} = 4V > V_{GS} - V_T = 2V$ ok

Se $V_S = 2V$ e $V_{GS} = 3V$ allora $V_{GS} = V_G - V_S = 3V$

$V_G - V_S = 3V$

$V_G = 3V + V_S = 3V + 2V = 5V$

Quindi la V'_{OUT} dell'ampl. è $V'_{OUT} = 5V$

V_{OUT} è compreso tra L^+ e L^- dunque ok è lineare l'ampl.
Ora rispondiamo alla domanda V_{OUT} in funzione di V_{IN} quindi considero il segnale V_{IN}.
Intanto in uscita c'è un passa-alto
Vediamo la variazione V_D nei confronti di V_{IN}
Per $t < 1ms$ ho $V_{IN} = \emptyset$

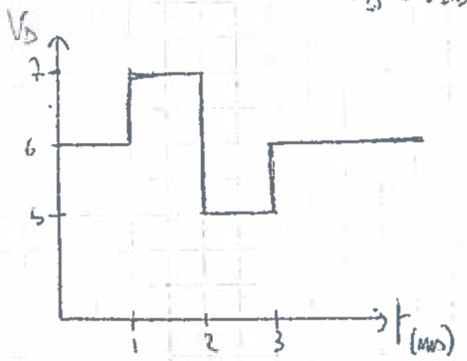
$$V_D = V_{DD} - I_D R_D = 6V$$

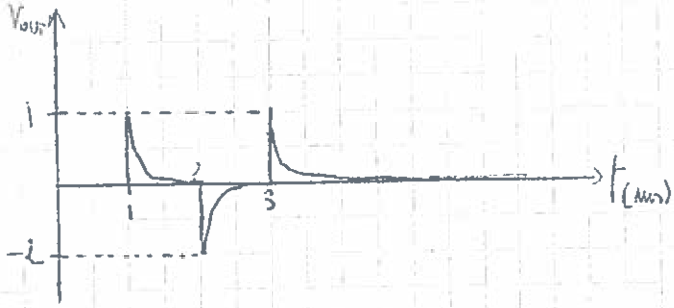
Per $1ms < t < 2ms$ ho $V_{IN} = 0{,}5V$ e $I_{R_1} = \frac{V_1 - V_{IN}}{R_1} = 1{,}5\,mA$

$$I_D = I_{R_1} = 1{,}5\,mA$$
$$V_D = V_{DD} - I_D R_D = 7V$$

Per $t > 2ms$ ho $V_{IN} = -0{,}5V$ e $I_{R_1} = 2{,}5\,mA$

$$I_D = I_{R_1} = 2{,}5\,mA$$
$$V_D = V_{DD} - I_D R_D = 5V$$





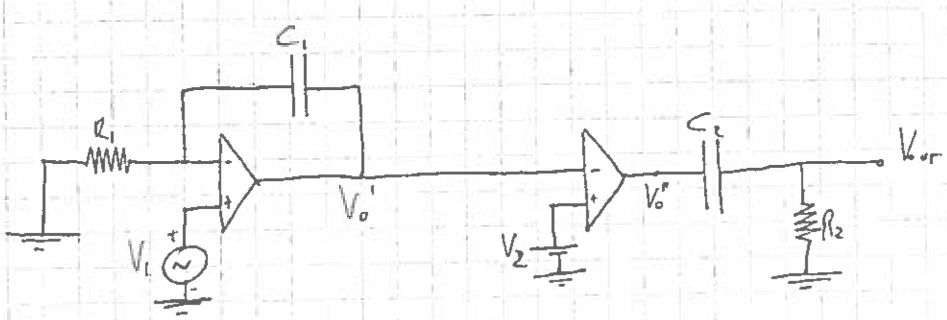
$\tau = C R_{eq}$ → metto V_{DD} a massa
devo trovare un percorso da massa a massa che comprende il condensatore (che ora è una V_{cost})

$R_{eq} = R_L + R_D \Rightarrow \tau = C(R_L + R_D) = 40 \cdot 10^{-6} = 40\mu s$

Nota: nel calcolo della R_{eq} non ho considerato il percorso del transistor perché essendo saturo esso è un gen. di corrente controllato in tensione, ma mettendo V_{DD} annullo tutte le eccitazioni quindi anche quella della tensione V_{GS} quindi il transistor diventa un circuito aperto.

Es. 2

$L^+ = |L^-| = 5V$



$R_1 = 100k\Omega$ $R_2 = 20k\Omega$ $V_2 = 4V$ $C_1 = C_2 = 10nF$

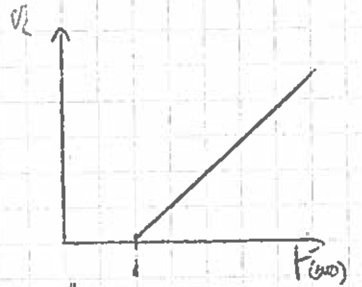
Il primo pezzo è un integratore ideale non invertente.
Il secondo pezzo è un operazionale non controreazionato quindi:

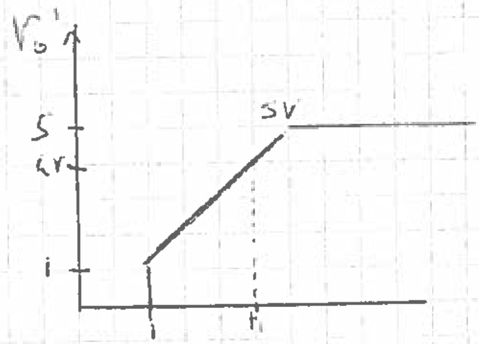
$$V_0'' = \begin{cases} L^+ & \text{se } V^+ - V^- > 0 \\ L^- & \text{se } V^+ - V^- < 0 \end{cases} = \begin{cases} 5V & V^+ - V^- > 0 \\ -5V & V^+ - V^- < 0 \end{cases}$$

$V_0' = V^- + V_{C_1}$

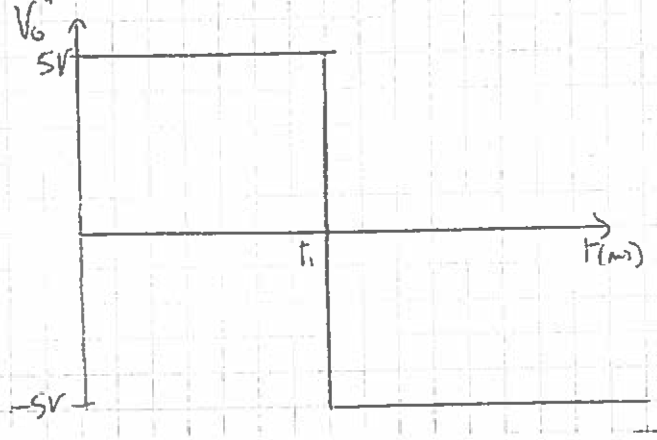
$V_{C_1} = \frac{Q}{C} = \frac{\int I dt}{C}$ $\qquad I = I_{R_1} = \frac{V_1}{R_1}$

$V_C = \frac{\int I dt}{C} = \frac{V_1}{R_1 C} t$

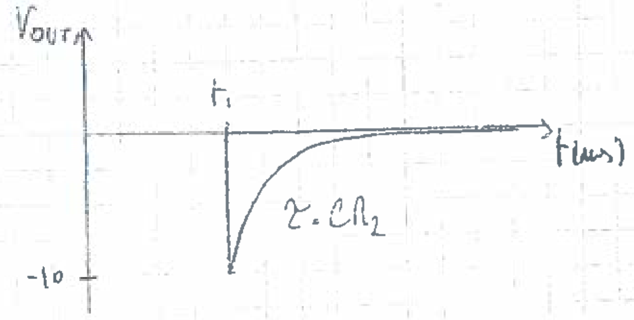




Oltre 5V l'uscita è saturata a 5V.

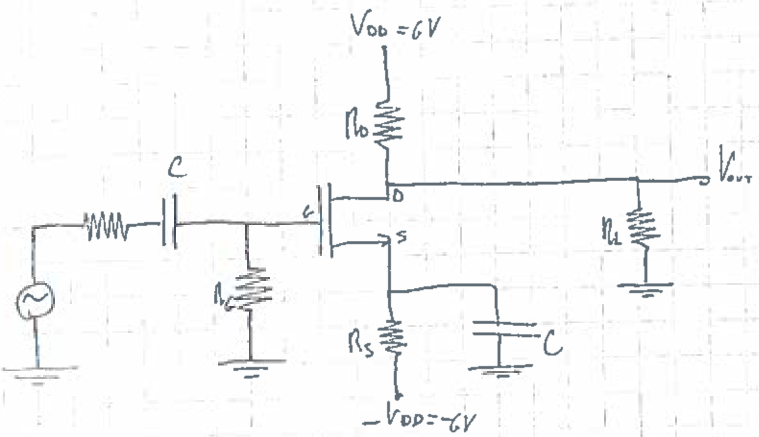


Quando $t < t_1$ V_2^- è minore di 4V quindi $V_2^- < V_2^+ \Rightarrow V_0'' = L^+$
Dopo $t = t_1$ V_2^- supera 4V e $V_0'' = L^-$



l'uscita è un PASSA-ALTO quindi vede solo la variazione da 5V a -5V.

Es. 3



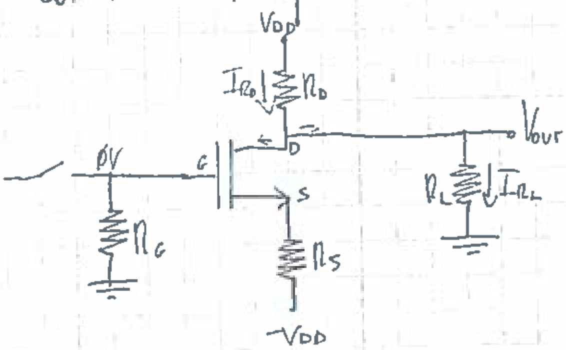
$V_{DD} = |-V_{DD}| = 6V$

$K = 0{,}5\ mA/V^2$

$V_T = 2V$

a) Trovare il valore di R_S per avere una tensione di uscita in CONTINUA pari a $V_{out} = 1V$

In continua si aprono tutti i condensatori e il circuito diventa:



Se $V_{OUT} = 1V$ anche V_D è 1V

$$I_{R_D} = \frac{V_{DD} - 1V}{2K\Omega} = \frac{5V}{2K\Omega} = 2{,}5\ mA$$

$$I_D = I_{R_D} - I_{R_L}$$

$$I_{R_L} = \frac{1V}{R_L} = 0{,}5\ mA$$

$$I_D = I_{R_D} - I_{R_L} = 2{,}5\ mA - 0{,}5\ mA = 2\ mA$$

Ipotizzo come sempre il mosfet in saturazione

$$I_D = K(V_{GS} - V_T)^2 = 2\ mA \rightarrow V_{GS} = 4V$$

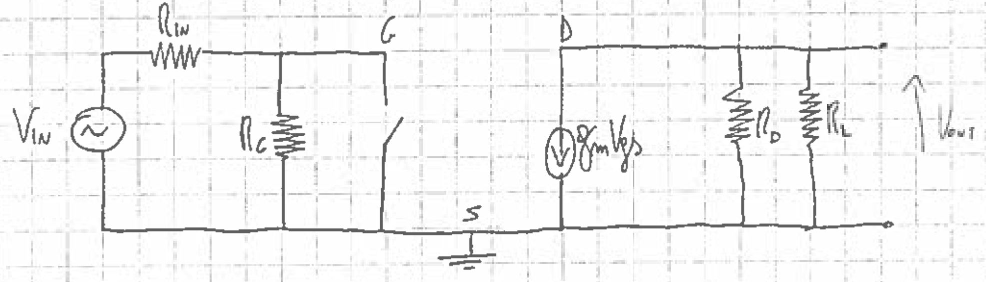
Essendo $V_{GS} = 4V$ e $V_G = \emptyset$ allora $V_S = -4V$

$$R_S = \frac{-4V - (-6V)}{I_D} = 1K\Omega$$

b) Circuito equivalente per piccoli segnali

Cortocircuito tutti i gen. di tensione, apro tutti i generatori di corrente, cortocircuito i condensatori e uso il circuito eq. per piccoli segnali

li del transistor.
Il circuito equiv. è il seguente:



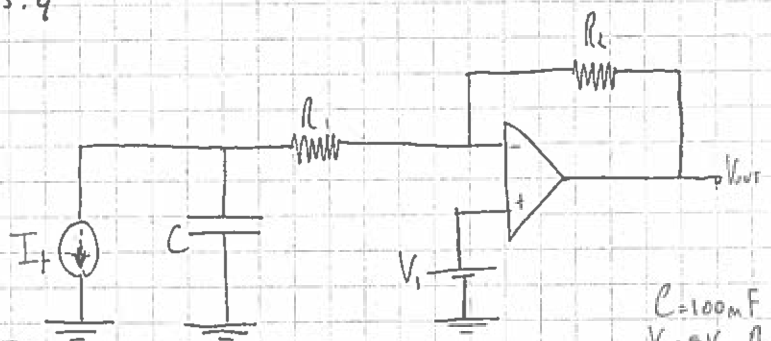
$g_m = 2K(V_{GS}-V_T) = 2 \cdot \frac{1}{2}(4-2) = 2\ mA/V$

$$A_V = \frac{V_{OUT}}{V_{IN}} = \frac{-g_m V_{gs} R_D // R_L}{V_{IN}}$$

$$V_{gs} = V_{IN} \frac{R_G}{R_G + R_{IN}} \simeq V_{IN} \rightarrow A_V = \frac{-g_m \cancel{V_{gs}} R_D // R_L}{\cancel{V_{gs}}} = -g_m R_D // R_L$$

$R_G = 10k\Omega$
$R_{IN} = 50\Omega$ quindi trascurabile

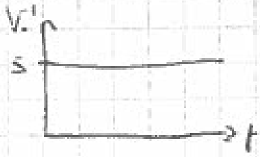
Es. 4



C = 100 mF
$V_1 = 5V$ $R_1 = 2k\Omega$ $R_2 = 8k\Omega$

Ho I_t e V_1 quindi uso il principio di sovrapposizione degli effetti.

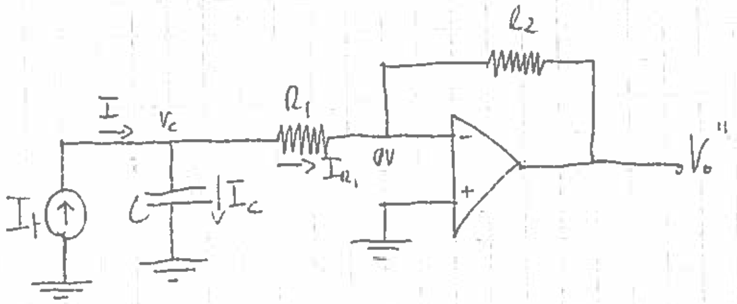
- Annullo I_t
  Ho V_1 costante quindi è tutto in continua, C è aperto
  Ho 2 circuiti aperti a sinistra di R_1, dunque non scorre corrente.



$$V_o' = V^-\left(1+\frac{R_2}{R_1}\right) = V_1\left(1+\frac{R_2}{\infty}\right) = V_1 = 5V$$

- Annullo V_1
  Quindi ho $V^+ = V^- = 0V$

il circuito è il seguente:



$V_o'' = V_c\left(-\frac{R_2}{R_1}\right)$ cioè la V_{IN} che vede la configurazione è V_C

V_c?

Ho C e R_1 in parallelo. $I = I_C + I_{R_1}$

$I = I_C + \frac{V_C}{R_1}$

Inizialmente $I_C = I$ e $I_{R_1} = \emptyset$

Più aumenta V_C, più diminuisce I_C e aumenta I_{R_1}

Quando C si è caricato tutto si ha $I_{R_1} = I$ e $V_C = 2mA \cdot 2K\Omega = 4V$

$V_o'' = V_C\left(-\frac{R_2}{R_1}\right) = 4V\left(-\frac{6K\Omega}{2K\Omega}\right) = -12V$

$\tau = CR_{eq} = CR_1 = 0{,}2\ ms$

Mettendo il tutto insieme