

Riassunto di Fondamenti di Elettronica - prof. Gaudenzio Meneghesso

Ho scritto questo riassunto come raccolta di tutto ciò che è stato affrontato durante il corso. Non è stato pensato come un materiale con cui si può preparare il corso da zero, semplicemente può essere usato per ricordare i concetti principali affrontati, in modo abbastanza orientato a quelli che sono gli esercizi da svolgere all'esame. Ho cercato di non tralasciare nulla. Faccio notare che il capitolo sulla fisica dei semiconduttori è molto più esteso di ciò di cui ha trattato il prof, di solito basta sapere molto meno. In ogni caso, spero che questo lavoro vi sia utile.

In bocca al lupo,
Matteo "Top G" Grigolon

Indice:

- 1) Richiami di Teoria dei circuiti
- 2) La fisica dei semiconduttori
- 3) La Giunzione PN e i diodi
- 4) Il transistor MOSFET
- 5) Introduzione agli amplificatori elettronici
- 6) Stadi elementari
- 7) L'amplificatore operazionale ideale
- 8) Non idealità degli OPAMP
- 9) Studio in frequenza - filtri attivi
- 10) Bonus: tutorial esercizi da esame

(1) Richiami di Teoria dei Circuiti

Componenti elettronici

IN QUESTO CORSO SI STUDIANO:

- **COMPONENTI PASSIVI:** NON GENERANO ENERGIA, MA POSSONO IMMAGAZZINARLA O DISSIPARLA. NON NECESSITANO DI ALIMENTAZIONE MA "SUBISCONO" GLI EFFETTI DELLA RETE. ESSI SONO:

- RESISTENZE
- CONDENSATORI
- INDUCTORI

$$R = \frac{V}{I}$$
$$i_C = C \frac{dV_C}{dt}$$
$$V_L = L \frac{di_L}{dt}$$

- **COMPONENTI ATTIVI:** POSSONO GENERARE, AMPLIFICARE O CONTROLLARE TENSIONI / CORRENTI. NECESSITANO DI ALIMENTAZIONE PER FUNZIONARE.

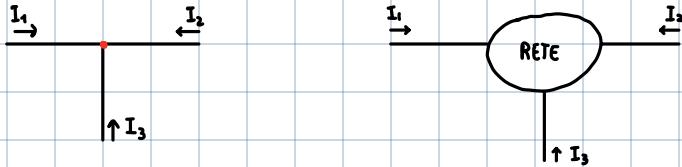
- DIODI
- TRANSISTOR
- AMPLIFICATORI OPERAZIONALI



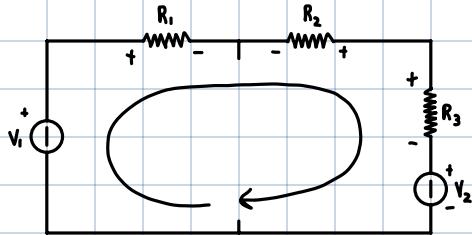
CONCETTO FONDAMENTALE: LA TENSIONE AI CAPI DI UN GENERATORE DI CORRENTE E LA CORRENTE EROGATA O ASSORBITA DA UN GENERATORE DI TENSIONE DIPENDONO SOLO DALLA RETE A CUI SONO CONNESSI.

Leggi di Kirchhoff

LEGGE DI KIRCHHOFF DELLE CORRENTI: LA SOMMA ALGEBRICA DELLE CORRENTI ENTRANTI IN UN NODO (O DI UNA QUAISIASI PORZIONE DI RETE CONTENUTA IN UNA LINEA CHIUSA) DEVE ESSERE PARI A 0



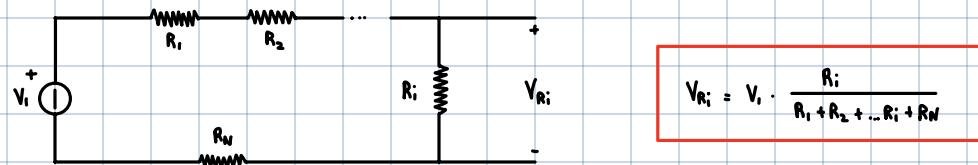
LEGGE DI KIRCHHOFF DELLE TENSIONI: LA SOMMA ALGEBRICA DI TUTTE LE DIFFERENZE DI POTENZIALE VALUTATE LUNGO UN PERCORSO CHIUSO COSTITUITO DA RAMI DI UN CIRCUITO DEVE ESSERE PARI A 0



$$-V_1 + V_{R_1} - V_{R_2} + V_{R_3} + V_2 = 0$$

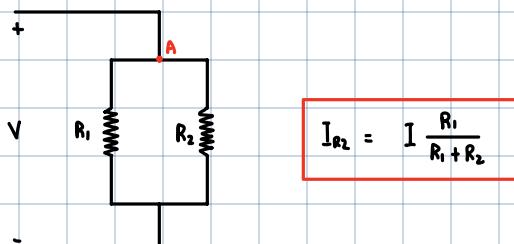
Partitori

PARTITORE DI TENSIONE



N.B. LA FORMULA VALE SOLO SE LE RESISTENZE SONO PERCORSE DALLA STESSA CORRENTE

PARTITORE DI CORRENTE

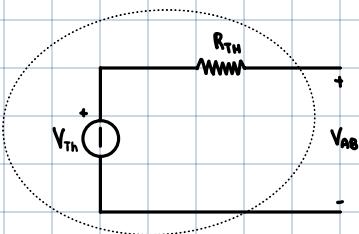
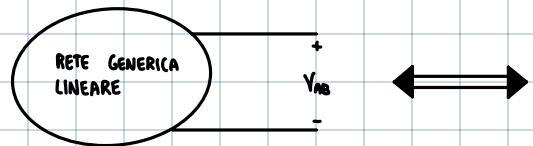


N.B. LA FORMULA VALE SOLO SE LE RESISTENZE HANNO LA STESSA TENSIONE AI LORO CAPI

Teoremi dei generatori equivalenti

TEOREMA DI THEVENIN

VALE SOLO SE LA RETE ELETTRICA E' LINEARE



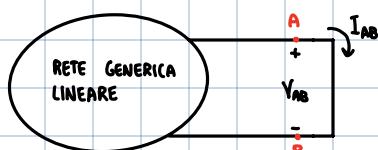
DOVE:

$$V_{Th} = V_{AB}^{\text{vuoto}}$$

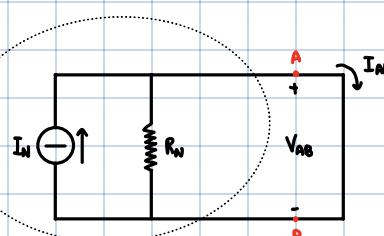
$$R_{Th} = \frac{V_{Th}}{I_{AB}^{\text{cortocircuito}}}$$

TEOREMA DI NORTON

VALE SOLO SE LA RETE ELETTRICA E' LINEARE



N.B. $R_{Th} = R_N$



DOVE:

$$I_N = I_{AB}^{\text{cortocircuito}}$$

$$R_N = \frac{V_{AB}^{\text{vuoto}}}{I_{AB}^{\text{cortocircuito}}}$$

COME SI CALCOLA R_{eq}

- SE LA RETE E' COMPOSTA DA SOLE RESISTENZE E GENERATORI INDIPENDENTI $\longrightarrow R_{eq}$ E' LA RESISTENZA "A VUOTO" VISTA DAI MORSETTI
- SE LA RETE CONTIENE ANCHE GENERATORI PILOTATI \longrightarrow SI SUPpone DI APPLICARE UN GENERATORE V_x AI MORSETTI E SI CALCOLA I_x IN FUNZIONE DI V_x . INFINE SARÀ

$$R_{eq} = \frac{V_x}{I_x}$$

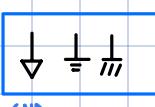
POTENZA DISSIPATA SU UNA RESISTENZA

LA POTENZA DISSIPATA SU UNA RESISTENZA R VALE:

$$P = \frac{V_{rms}^2}{R} = R I_{rms}^2$$

Nodo di massa - riferimento di tensione

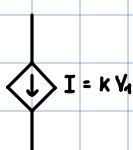
PER CONVENZIONE SI INDICA IL NODO DI MASSA, CHE SI ASSUME AL POTENZIALE DI 0V CON UNO DEI SEGUENTI SIMBOLI:



LA MASSA DI PER SE' NON ASSORBE CORRENTE. TUTTAVIA SE PIU' NODI DELLA RETE HANNO INDICATO IL SIMBOLo DI MASSA, SI PUO' IMMAGINARE COME TUTTI QUESTI NODI CONNESSI A UN UNICO FILO, DA CUI ENTRA O ESCHE UNA CORRENTE.

Reti con generatori pilotati

NEI MODELLI AI PICCOLI SEGNAli DEI TRANSISTOR CI SI RITROVA A RISOLVERE RETI CON GENERATORI PILOTATI, DEL TIPO



DOVE V_1 E' UN'ALTRA GRANDEZZA DELLA RETE E K SI ASSUME NOTO.

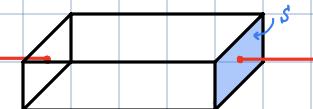
ESSA SI RISOLVE PRIMA DETERMINANDO IL VALORE DI V_1 E Poi SI DETERMINA I

N.B. NEL CALCOLO DI RESISTENZE EQUIVALENTI O NELL'APPLICARE LA SOVRAPPOSIZIONE DEGLI EFFETTI, QUESTI GENERATORI NON SI POSSONO SPEGNERE DIRETTAMENTE COME I GENERATORI INDIPENDENTI MA BISOGNA SPEGNERE IL SEGNALE DI CONTROLLO.

(2) La fisica dei semiconduttori

LA RESISTENZA ELETTRICA DI UN PARALLELEPIPEDO E' DATA DA

$$R = \frac{V}{I} = \rho \frac{L}{S}$$



DOVE ρ [$\Omega \cdot \text{cm}$] E' LA RESISTIVITA' DEL MATERIALE.

I MATERIALI SONO CLASSIFICATI IN BASE A:

- $\rho < 1 \text{ m}\Omega \cdot \text{cm}$: CONDUTTORI
- $\rho > 100 \text{ k}\Omega \cdot \text{cm}$: ISOLANTI
- $1 \text{ m}\Omega \cdot \text{cm} < \rho < 100 \text{ k}\Omega \cdot \text{cm}$: SEMICONDUTTORI

VOGLIAMO CAPIRE COME MAI I MATERIALI PRESENTANO RESISTIVITA' E CARATTERISTICHE ELETTRICHE COSÌ DIVERSE

TEORIA DEI SOLIDI

SI POSSONO SUDDIVIDERE I SOLIDI IN → SOLIDI CRYSTALLINI
→ SOLIDI AMORFI

IN QUESTO CORSO CI OCCUPEREMO DEI SOLIDI CRYSTALLINI, IN PARTICOLARE DEL SILICIO.

ESSO HA 4 ELETTRONI NEL LIVELLO PIU' ESTERNO, MA POTREBBE OSPITARNE 6. ESSO FORMA UN RETICOLO CRYSTALLINO REGOLARE, CON GLI ATOMI DISPOSTI AI VERTICI DI UN TETRAEDRO.

A: $T = 0$ → ELETTRONI FISSI NEI LEGAMI, NON SI MUOVE NULLA

T > 0 → ALCUNI ELETTRONI PASSANO DALLA BANDA DI VALENZA A QUELLA DI CONDUZIONE, SI POSSONO MUOVERE LUNGO IL RETICOLO

CONDUZIONE DI CORRENTE

NEI SEMICONDUTTORI VI SONO 2 COMPONENTI DELLA CORRENTE, ASSOCIATE AL MOVIMENTO DI 2 DIVERSE CARICHE:

- **ELETTRONI:** ALCUNI ELETTRONI A CAUSA DELL'AUMENTO DELL'ENERGIA CINETICA RIESCONO A PASSARE DALLA BANDA DI VALENZA A QUELLA DI CONDUZIONE, QUINDI DIVENTANO ELETTRONI LIBERI CHE SI MUOVONO TRA I LEGAMI. SONO CHIAMATI n (NEGATIVE)
- **LACUNE:** SONO L'ESPRESSIONE DELLA MANCANZA DI UN LEGAME COMPLETO TRA 2 ATOMI A CAUSA DELL'ALLONTANAMENTO DI UN ELETTRONE. EQUIVALGONO AL MOVIMENTO DI UNA CARICA POSITIVA. SONO CHIAMATE p (POSITIVE)

INOLTRE, VI SONO 2 FENOMENI:

- GENERAZIONE DI COPPIE ELETTRONE - LACUNA
- RICOMBINAZIONE: QUANDO UN ELETTRONE TORNA A RIPRISTINARE UN LEGAME MANCANTE

QUESTI 2 PROCESSI SONO DIRETTAMENTE PROPORZIONALI ALLA TEMPERATURA

MODELLO A BANDE DI ENERGIA

GLI ELETTRONI IN UN ATOMO SI POSIZIONANO SOLO A DETERMINATI VALORI DISCRETI DI ENERGIA POTENZIALE, DATI DALLA RELAZIONE:

$$E_m = -\frac{13.6}{n^2} [\text{eV}]$$



LA SOLUZIONE DEL MODELLO A BANDE DI ENERGIA PORTA ALL'EQUAZIONE CHE FORNISCE IL NUMERO DI COPPIE ELETTRONE-LACUNA MEDIANTEMENTE PRESENTI NEL CRYSTALLO A UNA DATA TEMPERATURA E :

$$M_i^2 = BT^3 e^{-\frac{E_g}{kT}}$$

- M_i : NUMERO DI PORTATORI LIBERI PER UNITÀ DI VOLUME [cm^{-3}]
- B : COSTANTE TIPICA DEL MATERIALE [$\text{K}^{-3} \text{cm}^{-6}$]
- E_g : ENERGY GAP DEL MATERIALE [J]
- K : COSTANTE DI BOLTZMANN = $1.38 \cdot 10^{-23} \text{ J/K}$
- T : TEMPERATURA ASSOLUTA [K]

DROGGAGGIO

IL DROGGAGGIO DEL SILICIO CONSISTE NELLA SOSTITUZIONE DI ALCUNI ATOMI DEL III GRUPPO (BORO \rightarrow ACCESSIONI, LACUNE) O DAL II GRUPPO (FOSFORO, ARSENICO \rightarrow DONATORI, ELETTRONI)

$$n = N_D$$

$$p = N_A$$

LEGGE DELL'AZIONE DI MASSA

SIA

$$G = \frac{dp_n}{dt} = \frac{dM_i^2}{dt} [\text{cm}^{-3}] \quad \text{TASSO DI COPPIE ELETTRONE-LACUNA GENERATE}$$

$$R = \frac{dp_n}{dt} = \frac{dM_i^2}{dt} [\text{cm}^{-3}] \quad \text{TASSO DI COPPIE ELETTRONE-LACUNA RICOMBINATE}$$

IN EQUILIBRIO TERMODINAMICO:

$$R = G$$

$$M \cdot P = M_i^2 \quad \text{LEGGE DELL'AZIONE DI MASSA}$$

IN UN SEMICONDUTTORE DROGATO CON N_D DONATORI:

$$\begin{aligned} n &\approx N_D \\ p &= \frac{M_i^2}{n} \approx \frac{M_i^2}{N_D} \end{aligned}$$

Caratteristiche elettriche dei semiconduttori

IN UN SEMICONDUTTORE, DIVERSAMENTE DA METALLI, VI SONO 2 TIPI DI CORRENTE:

- **CORRENTE DI DERIVA (DRIFT):** CORRENTE INDOTTA DA UNA DIFFERENZA DI POTENZIALE (come nei metalli)
- **CORRENTE DI DIFFUSIONE:** CORRENTE DOVUTA ALLA REDISTRIBUZIONE DELLE CARICHE CAUSATA DA UNA DIFFERENTE COMPOSIZIONE DEL MATERIALE

CORRENTE DI DRIFT

$$V_m = -M_m E$$

$$V_p = M_p E$$

VELOCITÀ MEDIE

$M_{m,p}$: MOBILITÀ LACUNE/ELETTRONI

$$J_{\text{DRIFT}} = J_p + J_m = q(p_{\text{MP}} + m_{\text{MM}})E = \sigma E$$

CORRENTE DI DRIFT

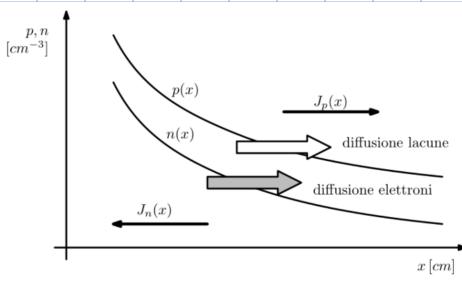
CON

$$\sigma = q(p_{\text{MP}} + m_{\text{MM}})E$$

CONDUCIBILITÀ ELETTRICA

CORRENTE DI DIFFUSIONE

SE IN UN MATERIALE È PRESENTE UNA CONCENTRAZIONE DI DROGANTE NON UNIFORME, LA DENSITÀ DI CARICHE LIBERE TENDE A UNIFORMARSI:



SI PUÒ SCRIVERE:

$$J_m = q D_m \frac{dm(x)}{dx}$$

$$J_p = -q D_p \frac{dp(x)}{dx}$$

$D_m, D_p \left[\frac{\text{cm}^2}{\text{s}} \right]$ SONO I COEFFICIENTI DI DIFFUSIVITÀ

CORRENTE TOTALE

$$J_m(x) = q m(x) \mu_m E(x) + q D_m \frac{dm(x)}{dx}$$

$$J_p(x) = q p(x) \mu_p E(x) - q D_p \frac{dp(x)}{dx}$$

VALE LA RELAZIONE DI EINSTEIN:

$$\frac{D_m}{\mu_m} = \frac{D_p}{\mu_p} = \frac{kT}{q} = V_T$$

DOVE V_T È IL POTENZIALE TERMICO

DIFERENZA DI POTENZIALE INDOTTA DA UNA CONCENTRAZIONE NON UNIFORME

SE TRA 2 PUNTI DI UN SEMICONDUTTORE VI È UNA DIFFERENZA DI CONCENTRAZIONE DI DROGANTE, TRA DI ESSI SI INSTAURA UNA DIFFERENZA DI POTENZIALE pari a:

$$V(x_2) - V(x_1) = V_T \ln \left(\frac{m(x_2)}{m(x_1)} \right)$$

PER UN DROGAGGIO M

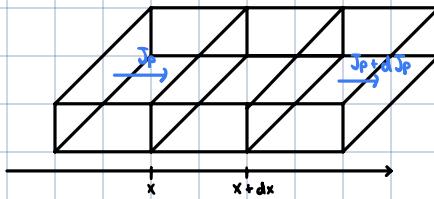
$$V(x_2) - V(x_1) = V_T \ln \left(\frac{p(x_2)}{p(x_1)} \right)$$

PER UN DROGAGGIO P

EQUAZIONE DI CONTINUITÀ DELLA CARICA

CONSIDERIAMO UN VOLUME ELEMENTARE :

$$J_p$$



$$\frac{dp(x,t)}{dt} = -\frac{1}{q} \frac{dJ_p(x,t)}{dx} - \frac{P(x,t) - P_{mo}}{\tau_p}$$

EQUAZIONE DI CONTINUITÀ DELLA CARICA

SOLUZIONE NEL CASO DI BASSO VALORE DEL CAMPO ELETTRICO E DROGGAGGIO UNIFORME

L'EQUAZIONE DIVENTA:

$$\frac{dp(t)}{dt} = -\frac{P(t) - P_{mo}}{\tau_p}$$

CHE HA COME SOLUZIONE :

$$P(t) = P_{mo} + [P(0) - P_{mo}] e^{-\frac{t}{\tau_p}}$$

SOLUZIONE NEL CASO DI BASSO VALORE DEL CAMPO ELETTRICO E CONDIZIONE STAZIONARIA

L'EQUAZIONE DIVENTA:

$$D_p \frac{d^2 P(x)}{dx^2} - \frac{P(x) - P_{mo}}{\tau_p}$$

LA CUI SOLUZIONE È

$$P(x) = A e^{x/L_p} + B e^{-x/L_p} + P_{mo}$$

DOVE

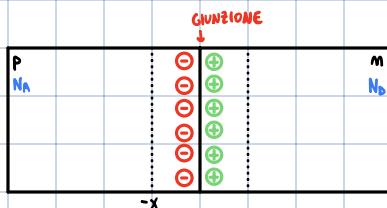
$$L_p = \sqrt{D_p \tau_p}$$

LIBERO CAMMINO MEDIO LACUNE

sarebbe la distanza media che una lacuna percorre prima di ricombinarsi con un elettrone.

(3) La giunzione PN e i diodi

Alla base dei diodi vi è la **giunzione PN**, ovvero una barretta di silicio avente 2 zone, drogata rispettivamente p e n:

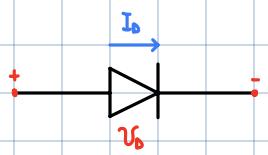


In **Polarizzazione inversa** → si alza la barriera di potenziale, non passa corrente (se non una piccola corrente di saturazione inversa)

In **Polarizzazione diretta** → la barriera di potenziale diminuisce, passa corrente

Diodi

Il diodo è un dispositivo formato da una giunzione PN che lascia passare corrente in un verso ma non nel verso opposto



La corrente sul diodo obbedisce all'**equazione di Shockley**:

$$i_D = I_S \left[e^{\frac{V_D}{nV_T}} - 1 \right]$$

V_g è la tensione di accensione del diodo

Modello equivalente: lineare a tratti

- OFF: circuito aperto



DEVE VALERE $V_b < V_g$

- ON: generatore di tensione di valore V_g



DEVE VALERE $i_D > 0$

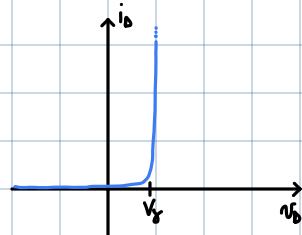
V_T : potenziale termico ($T=25^\circ \rightarrow V_T = 25 \text{ mV}$)

I_S : corrente di saturazione inversa.

dipende dalla struttura e geometria della giunzione

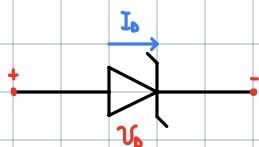
n : coefficiente di idealità, varia tra 1 e 2

↪ direttamente proporzionale alla tensione di soglia V_g



Diodi Zener

Sono diodi che hanno un ulteriore stato: il **breakdown**



Quando sono in breakdown, per $i_D < 0$, si comportano come un generatore di valore $-V_Z$



Un diodo al piccolo segnale si può modellare con una conduttanza

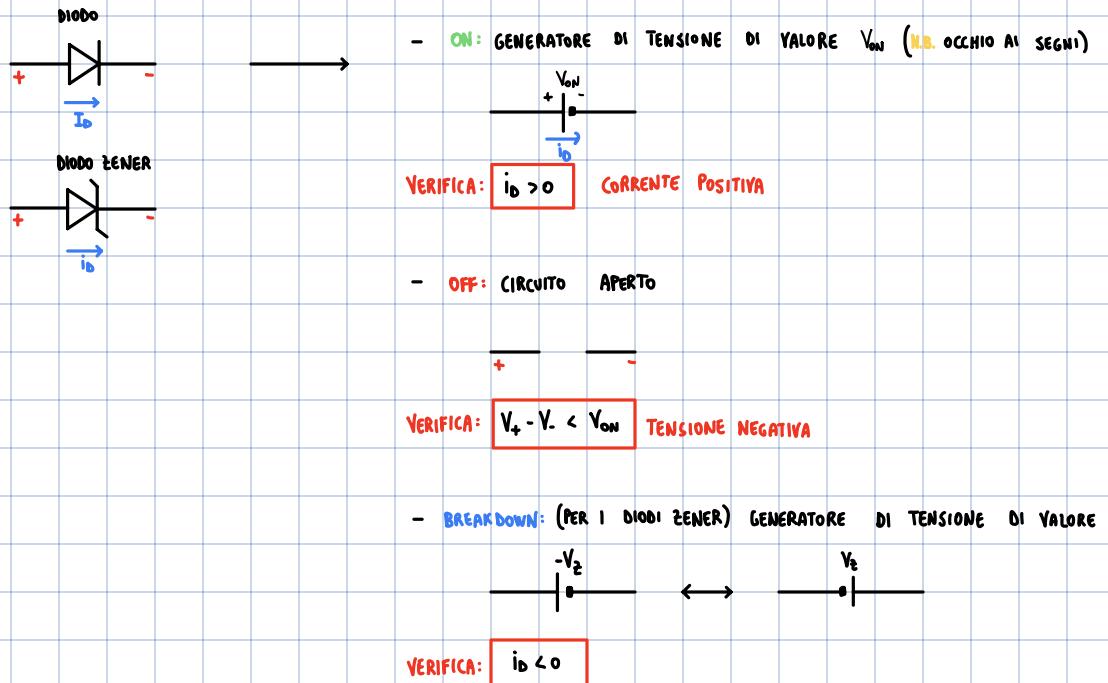
$$i_D = \frac{V_D}{r_d}$$

con $r_d = \frac{nV_T}{I_D}$

Circuiti a diodi

PER RISOLVERE UNA RETE A DIODI (METODO LINEARE A TRATTI)

1) SI FORMULA UNA IPOTESI SULLO STATO DEL DIODO, SOSTITUENDOLO CON IL SUO MODELLO EQUIVALENTE:



2) a) SI VERIFICA CHE LO STATO IPOTIZZATO PER QUEL DIODO SIA CORRETTO, SECONDO LE CONDIZIONI RIPORTATE.

OPPURE, SE IL GENERATORE DELLA TENSIONE DI INGRESSO È VARIABILE IN UN CERTO INTERVALLO,
SI DEVE VERIFICARE PER QUALI VALORI DI V_{in} IL DIODO SI TROVA IN QUELLO STATO.

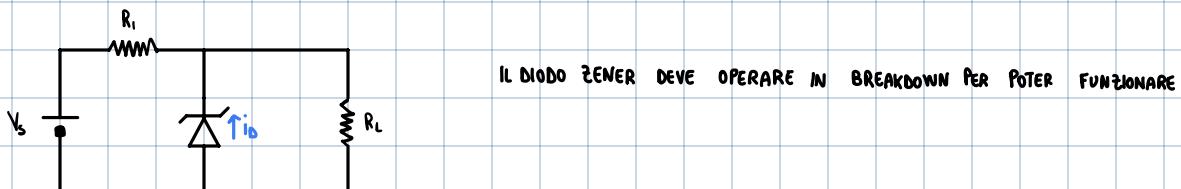
b) COME SPESO RICHIESTO DAGLI ESERCIZI, SI CALCOLA LA TENSIONE DI USCITA PER TALE CONFIGURAZIONE DEI DIODI

3) SI ITERA IL PROCEDIMENTO FINCHÉ NON SI ESAURISCONO TUTTE LE POSSIBILI CONFIGURAZIONI.

OVVERO, SE UNA RETE HA N DIODI VI SONO 2^N CASI.

Circuito tosatore

questo circuito può essere usato per ottenere una tensione di uscita controllata di valore V_z se si ha a disposizione un generatore V_s di un altro valore. In altre parole è un regolatore di tensione

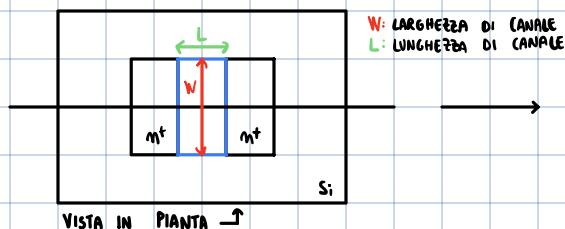


(4) Il transistor MOSFET

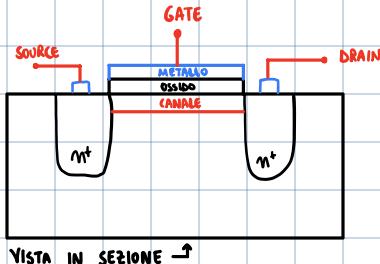
IL TRANSISTOR MOSFET È IL DISPOSITIVO A SEMICONDUTTORE ALLA BASE DEGLI AMPLIFICATORI

METAL
OXIDE
SEMICONDUCTOR
FIELD
EFFECT
TRANSISTOR

STRUTTURA:



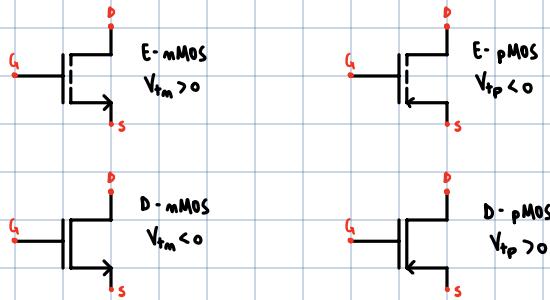
SI DISTINGUONO:



- TRANSISTOR mMOS
 - AD ARRICCHIMENTO (NORMALLY OFF)
 - A SVUOTAMENTO (NORMALLY ON)
- TRANSISTOR pMOS
 - AD ARRICCHIMENTO (NORMALLY OFF)
 - A SVUOTAMENTO (NORMALLY ON)

SIMBOLI

N.B. LA SIMBOLOGIA NON È UNIVERSELLE



- LA FRECCIA INDICA IL TERMINALE DI SOURCE
- "E" = ENHANCEMENT (ARRICCHIMENTO)
- "D" = DEPLETION (SVUOTAMENTO)

REGIONI DI FUNZIONAMENTO

m-MOS	CONDIZIONE	VALORE CORRENTE I_D
INTERDIZIONE	$V_{GS} < V_{t_m}$	$I_D = 0$
REGIONE LINEARE	$0 < V_{DS} < V_{GS} - V_{t_m}$	$I_D = K_m \left[V_{GS} - V_{t_m} - \frac{V_{DS}}{2} \right] V_{DS}$
SATURAZIONE	$V_{DS} > V_{GS} - V_{t_m}$	$I_D = K_m (V_{GS} - V_{t_m})^2$

p-MOS	CONDIZIONE	VALORE CORRENTE I_D
INTERDIZIONE	$V_{GS} > V_{t_p}$	$I_D = 0$
REGIONE LINEARE	$0 > V_{DS} > V_{GS} - V_{t_p}$	$I_D = K_p \left[V_{GS} - V_{t_p} - \frac{V_{DS}}{2} \right] V_{DS}$
SATURAZIONE	$V_{DS} < V_{GS} - V_{t_p}$	$I_D = K_p (V_{GS} - V_{t_p})^2$

CAPACITÀ OSSIDO DI GATE

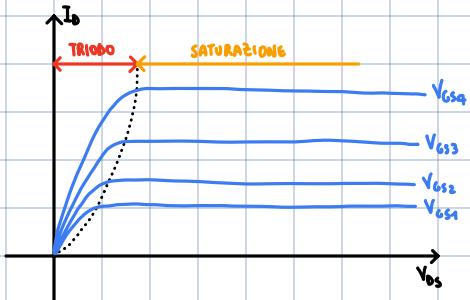
$$K_m = M_m C_{ox} \cdot \frac{W}{L} = K_m \frac{W}{L}$$

MOBILITÀ ELETTRONI

MODELLO EQUIVALENTE

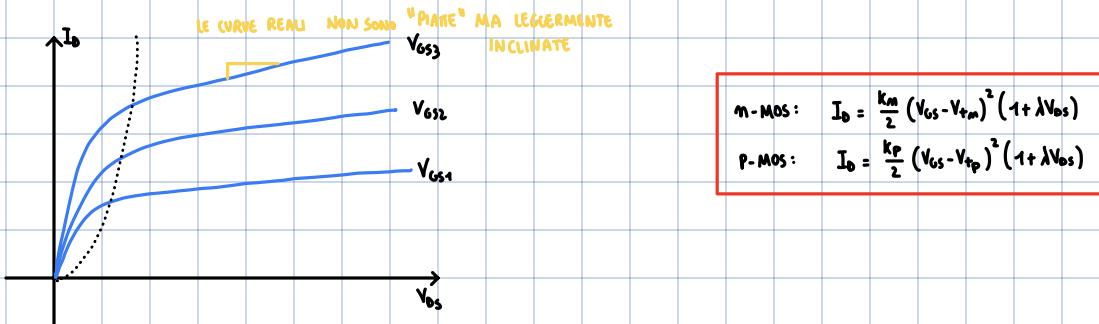
- SPENTO → CIRCUITO APERTO
- LINEARE → RESISTENZA
- SATURAZIONE → GENERATORE DI CORRENTE CONTROLLATO IN TENSIONE

CARATTERISTICA DEL MOSFET



EFFETTO DELLA MODULAZIONE DELLA LUNGHEZZA DI CANALE: IDEALMENTE IN SATURAZIONE LA CORRENTE I_d DOVREBBE RIMANERE COSTANTE ANCHE SE AUMENTA V_{dS} .

NELLA REALITÀ DEI FATTI PERO', I_d AUMENTA LEGGERMENTE CON LA V_{dS} . CIÒ SI TRADUCE NELL'AGGIUNGERE UN TERMINE ALL'EQUAZIONE DELLA CORRENTE IN SATURAZIONE:



POLARIZZAZIONE

RISOLVERE LA POLARIZZAZIONE DI UN TRANSISTOR MOSFET SIGNIFICA DETERMINARE IL SUO PUNTO DI LAVORO.

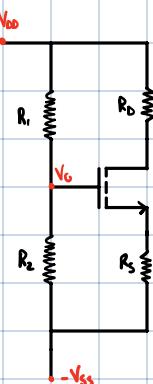
IN PARTICOLARE VANNO DETERMinate V_{gS} , V_{dS} , I_d .

COME SI FA:

- 1) SI FORMULA UN'IPOTESI SULLA REGIONE DI FUNZIONAMENTO. SE IL TRANSISTOR E' USATO COME AMPLIFICATORE, AL 99% SARÀ IN SATURAZIONE
- 2) SI RISOLVE IL CIRCUITO CONSIDERANDO COME EQUAZIONE DI I_d QUELLA PER TALE REGIONE OPERATIVA.
 - 2.1) SI DETERMINA V_{dS} RISOLVENDO LA MAGLIA DI INGRESSO
 - 2.2) SI DETERMINA LA CORRENTE I_d SCRIVENDO L'EQUAZIONE DELLA MAGLIA DI USCITA.
- 3) BISOGNA RISOLVERE UNA EQUAZIONE DI 2° GRADO, PERTANTO SI DEVE PRENDERE LA SOLUZIONE COERENTE CON LE IPOTESI (AD ES. PER UN m-MOS, $I_d > 0$)
- 2.3) TROVATA I_d , SI DETERMINA V_{gS}
- 3) SI VERIFICA CHE L'IPOTESI FORMULATA SIA CORRETTA

POLARIZZAZIONE A 4 RESISTENZE

E' LO SCHEMA DI POLARIZZAZIONE PIÙ COMUNE. SERVE A RENDERE PIÙ STABILE IL PUNTO DI LAVORO



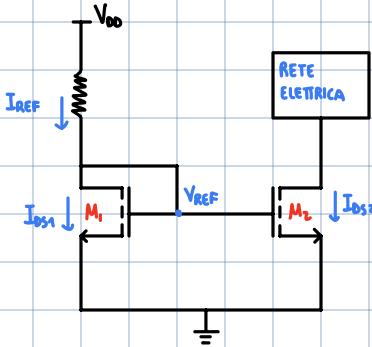
- R_1 E R_2 : SERVONO A POLARIZZARE IL GATE
- R_D : DETERMINA LA CORRENTE CHE SCORRE NEL DISPOSITIVO E LA V_{dS}
- R_S : STABILIZZA IL PUNTO DI LAVORO

POTENZE

LA POTENZA DISSIPATA DA UN MOSFET E': $P_D = V_{DS} \cdot I_D$

Specchio di corrente

E' UN CIRCUITO DI GRANDE INTERESSE APPLICATIVO E MOLTO DIFFUSO, CHE PERMETTE DI "SPECCHIARE" LA CORRENTE PRESENTE SU UN RAMO SULL'ALTRO RAMO



CONDIZIONI NECESSARIE:

- $V_{TM1} = V_{TM2}$
- I MOSFET LAVORANO IN SATURAZIONE

Allora vale che:

$$\frac{I_{D2}}{I_{D1}} = \frac{k_m2}{k_m1}$$

N.B. QUANDO GATE E DRAIN SONO CORTOCIRCUITATI SI PARLA DI CONNESSIONE A DIODO

questo perché se $V_{GS} = V_{DS} > V_m$, il transistor è equivalente a un diodo che lascia passare corrente

ANALISI AC: AL PICCOLO SEGNALE UNO SPECCHIO DI CORRENTE E' EQUIVALENTE A UNA RESISTENZA r_o TRA DRAIN E MASSA:



$$r_o = \frac{1}{\lambda_{1,2}} + |V_{DS}|$$

se ci si pensa, è perfettamente intuitivo che sia cost. V_{GS}, V_{DS}, I_D al grande segnale sono direttamente imposte dalle alimentazioni DC, quindi applicando un piccolo segnale non lo si "schiida" neanche se uno Wole. Al massimo è una resistenza equivalente

(5) Introduzione agli amplificatori elettronici

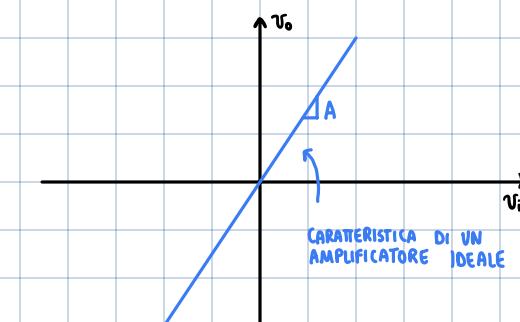
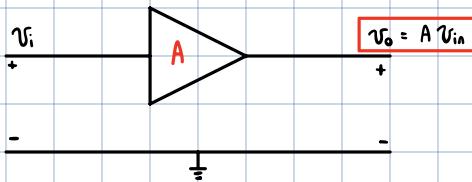
ENTRIAMO NEL VIVO DELLA MATERIA, OVVERO VEDIAMO COME SI POSSANO USARE I TRANSISTOR MOSFET PER REALIZZARE GLI AMPLIFICATORI ELETTRONICI.

PRIMA PERO' BISOGNA INTRODURRE ALCUNI CONCETTI PRELIMINARI CHE SONO DI IMPORTANZA FONDAMENTALE PER QUESTA PARTE DEL CORSO:

- 1) AMPLIFICAZIONE
- 2) DISTORSIONE
- 3) SATURAZIONE
- 4) POLARIZZAZIONE
- 5) PICCOLO SEGNALE

1) **AMPLIFICAZIONE:** UN AMPLIFICATORE E' UN SISTEMA CHE, DATO IN INGRESSO UN SEGNALE V_{in} , RESTITUISCE IN USCITA IL VALORE V_{out} MOLTIPLICATO

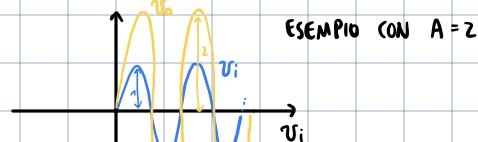
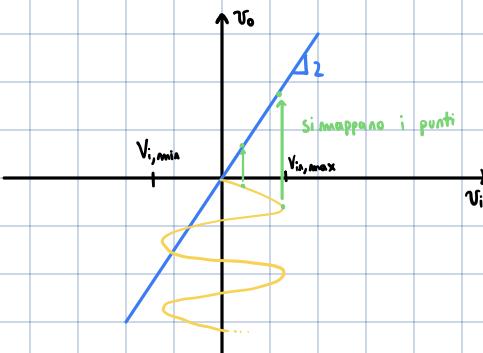
PER UNA COSTANTE A :



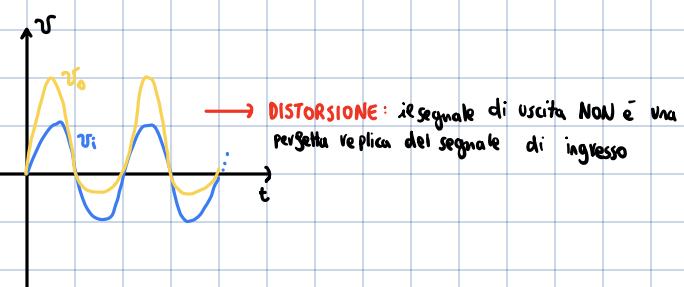
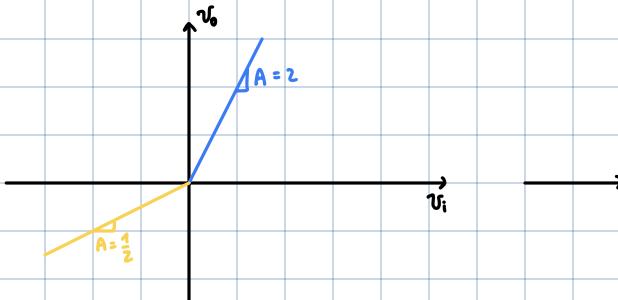
TIPICAMENTE, $A \gg 1$

MA ANCHE $0 \leq A \leq 1$

OPPURE, $A < 0$ (GUADAGNO INVERTENTE)

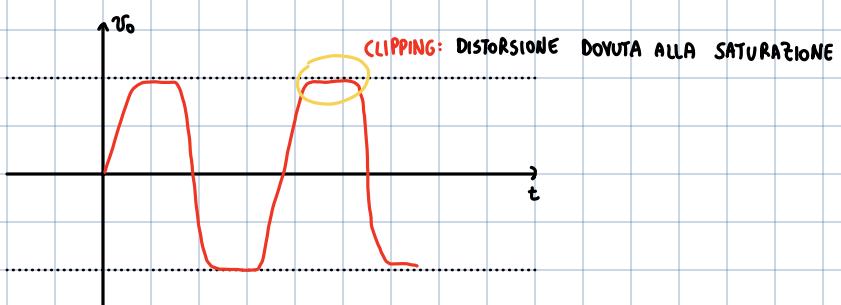
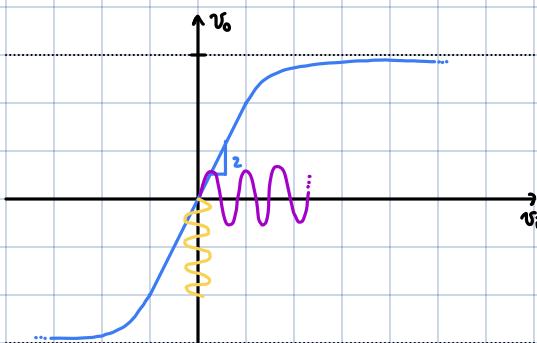


2) **DISTORSIONE:** SE IL GUADAGNO NON E' LINEARE, SI VERIFICA IL FENOMENO DELLA DISTORSIONE, OVVERO IL SEGNALE DI USCITA NON E' UNA PERFETTA COPIA DEL SEGNALE DI INGRESSO, MA E' DISTORTO



3) **SATURAZIONE:** TUTTI GLI AMPLIFICATORI SONO ALIMENTATI. NON SI PUO' AMPLIFICARE AL DI FUORI DELL'INTERVALLO DELLE TENSIONI DI ALIMENTAZIONE.

QUALORA LO SI PROVASSE A FARE, SI VERIFICA IL FENOMENO DEL CLIPPING



4) **POLARIZZAZIONE:** SI CHIAMA PUNTO DI POLARIZZAZIONE IL PUNTO DI LAVORO DELL'AMPLIFICATORE. LO SI DETERMINA SPEGNENDO I GENERATORI DI TENSIONE ALTERNATI E TENENDO ACCESI SOLO QUELLI DI TENSIONE CONTINUA

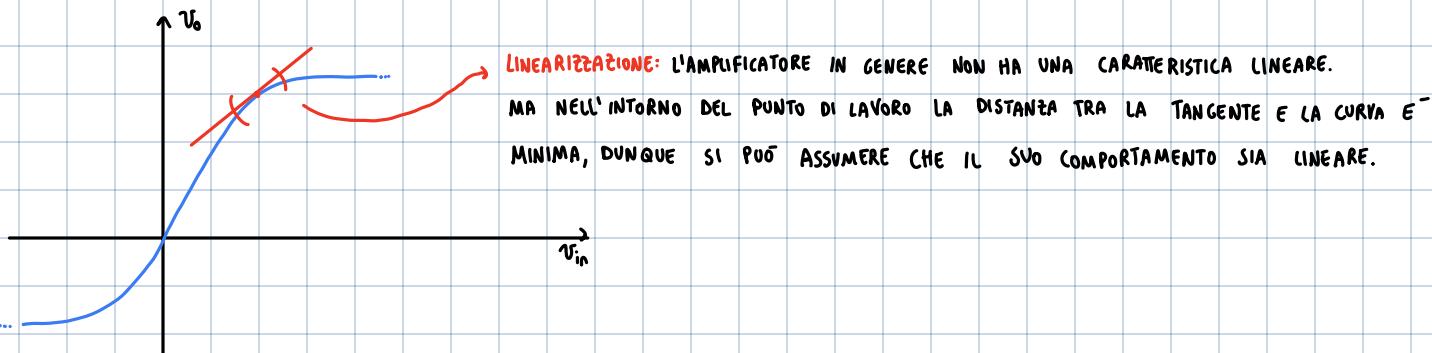
ESEMPIO: AMPLIFICATORE AUDIO

- QUANDO LO ACCENDO, LO POLARIZZO
- QUANDO SI FA PARTIRE LA MUSICA, SI DÀ UNA COMPONENTE DI PICCOLO SEGNALE

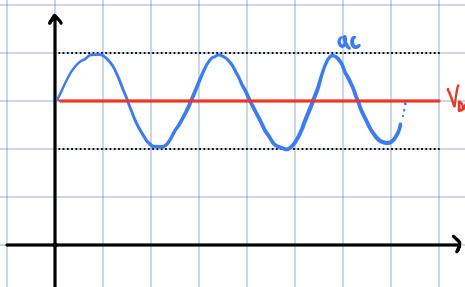
5) **PICCOLO SEGNALE:** AMPIETTA DEL SEGNALE PER LA QUALE TANGENTE E CURVA SI DISCOSTANO DI POCO

GRANDE SEGNALE → POLARIZZAZIONE

PICCOLO SEGNALE → CARATTERISTICA LINEARE



UNA NOTA SULLA SIMBOLOGIA:



COMPONENTE CONTINUA: V_{DD}, V_{SS}

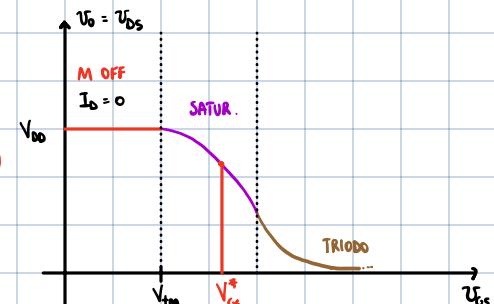
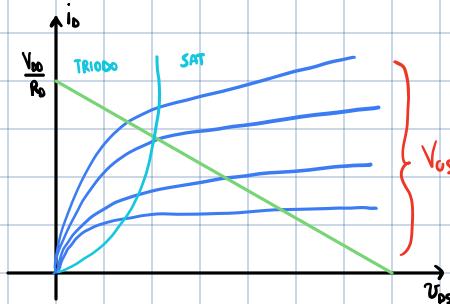
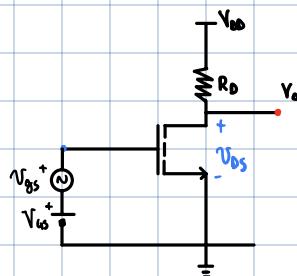
COMPONENTE AC: $V_{D_{AS}}, V_{gs}$

SIMBOLO GRANDE, PEDICE GRANDE

SIMBOLO PICCOLO, PEDICE PICCOLO

SOMMA DEI 2 (DC + AC): $V_{D_{AS}}, i_D$ SIMBOLO PICCOLO, PEDICE GRANDE

ESEMPIO:



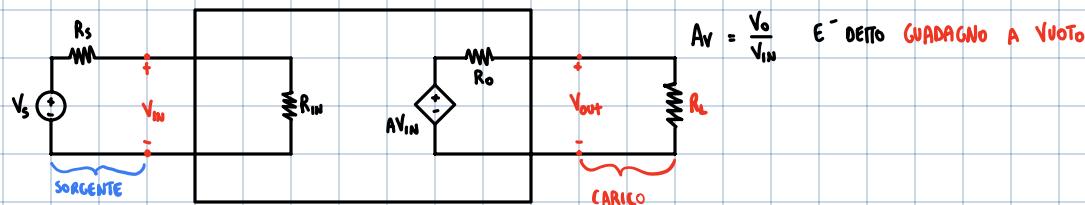
$$\text{MAGLIA DI USCITA: } V_{DD} = R_D i_D + V_{D_{AS}} \rightarrow i_D = \frac{V_{DD}}{R_D} - \frac{V_{D_{AS}}}{R_D}$$

$$V_{D_{AS}} = V_{DD} - R_D i_D = V_{DD} - R_D \frac{k_m}{2} (V_{GS} - V_{tm})^2$$

$$\frac{\partial i_D}{\partial V_{D_{AS}}} = - R_D k_m (V_{GS} - V_{tm})$$

DOPPI BIPOLI

UN GENERICO AMPLIFICATORE DI TENSIONE SI PUO' MODELLARE CON UN DOPPIO BIPOLIO:



IN REALTA NOI SIAMO INTERESSATI AL GUADAGNO TOTALE:

$$A = \frac{V_o}{V_s} = A_V \cdot \frac{R_{in}}{R_s + R_{in}} \cdot \frac{R_L}{R_o + R_L}$$

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

$$V_o = A_V V_{in} \cdot \frac{R_L}{R_o + R_L}$$

IDEALMENTE VORREI:

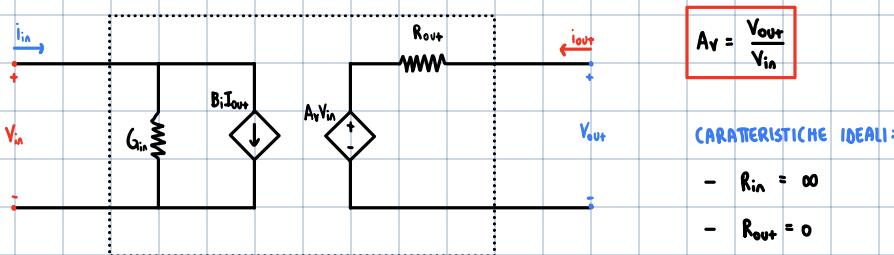
- $R_{in} = \infty$ (MOLTO GRANDE)
 - $R_o = 0$
- } CARATTERISTICHE DI UN BUON AMPLIFICATORE DI TENSIONE

Tipologie di amplificatori e caratteristiche

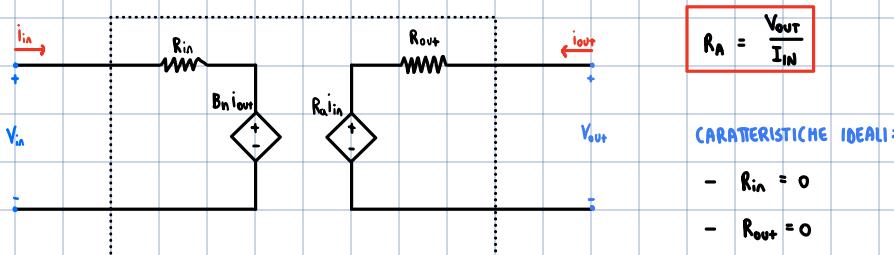
VI SONO 4 TIPOLOGIE DI AMPLIFICATORI DOVUTI ALLE 4 POSSIBILI COMBINAZIONI DI CORRENTE / TENSIONE TRA INGRESSI E USCITE:

- AMPLIFICATORI DI TENSIONE CON INGRESSO IN TENSIONE (AMPLIFICATORI DI TENSIONE)
- AMPLIFICATORI DI TENSIONE CON INGRESSO IN CORRENTE (AMPLIFICATORI A TRANSRESISTENZA)
- AMPLIFICATORI DI CORRENTE CON INGRESSO IN TENSIONE (AMPLIFICATORI A TRANSCONDUTTANZA)
- AMPLIFICATORI DI CORRENTE CON INGRESSO IN CORRENTE (AMPLIFICATORI DI CORRENTE)

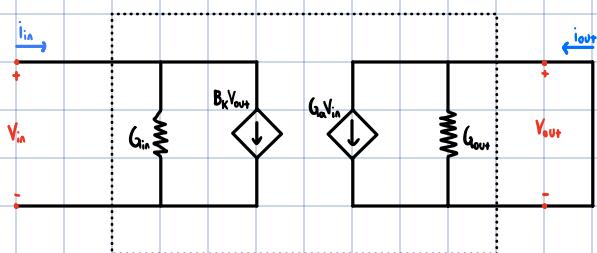
1) AMPLIFICATORI DI TENSIONE CON INGRESSO IN TENSIONE (AMPLIFICATORI DI TENSIONE)



2) AMPLIFICATORI DI TENSIONE CON INGRESSO IN CORRENTE (AMPLIFICATORI A TRANSRESISTENZA)



3) AMPLIFICATORI DI CORRENTE CON INGRESSO IN TENSIONE (AMPLIFICATORI A TRANSCONDUTTANZA)

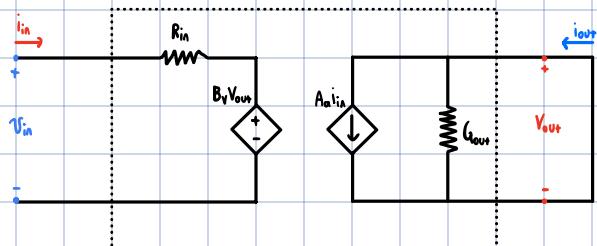


$$G_a = \frac{I_{out}}{V_{in}}$$

CARATTERISTICHE IDEALI:

- $R_{in} = \infty$
- $R_{out} = \infty$

4) AMPLIFICATORI DI CORRENTE CON INGRESSO IN CORRENTE (AMPLIFICATORI DI CORRENTE)



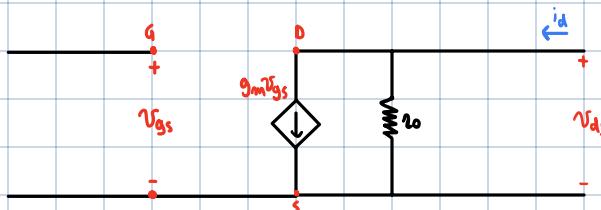
$$A_i = \frac{I_{out}}{I_{in}}$$

CARATTERISTICHE IDEALI:

- $R_{in} = 0$
- $R_{out} = \infty$

Modello ai piccoli segnali del Mosfet

PER LO STUDIO AL PICCOLO SEGNALE SI SOSTITUISCE IL TRANSISTOR MOSFET CON IL SUO MODELLO EQUIVALENTE AL PICCOLO SEGNALE:



$$g_m = \frac{2I_d}{|V_{gs} - V_{th}|}$$

$$r_o = \frac{1}{\lambda} + \frac{|V_{gs}|}{I_d}$$

Condensatori di accoppiamento/bypass

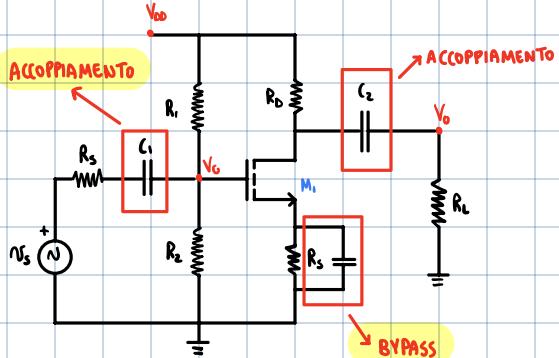
CONDENSATORI DI ACCOPPIAMENTO: SERVONO A BLOCCARE I SEGNALI AC, LASCIANDO PASSARE QUELLI DC

↳ SERVONO A DIVIDERE LO STABIO DI POLARIZZAZIONE DALL'INGRESSO/USCITA IN AC

CONDENSATORI DI BYPASS: BLOCCANO AC, LASCIANO PASSARE LA DC

↳ SERVONO AD ESEMPIO A BYPASSARE LA RESISTENZA DI SOURCE E AUMENTARE IL GUADAGNO

ESEMPIO:

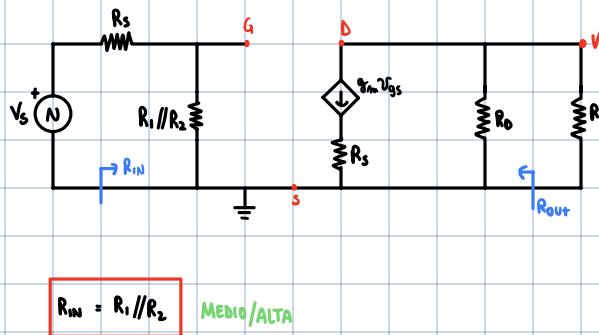
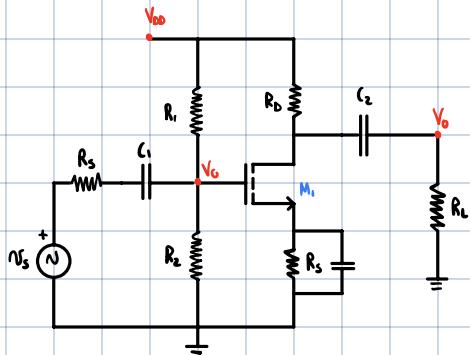


(6) Stadi elementari

VI SONO 4 STADI DI AMPLIFICATORI ELEMENTARI, ALLA BASE DEI CIRCUITI AMPLIFICATORI. ESSI SONO:

- SOURCE COMUNE (CS)
- GATE COMUNE (CG)
- DRAIN COMUNE (CD)
- STADIO DIFFERENZIALE

1) SOURCE COMUNE (CS): STADIO AMPLIFICATORE



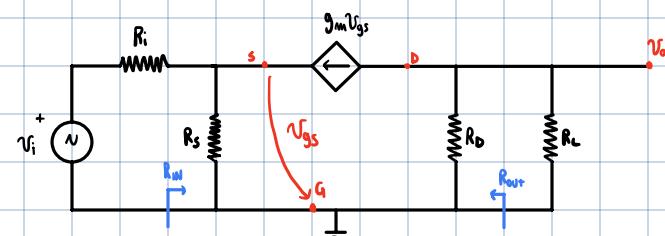
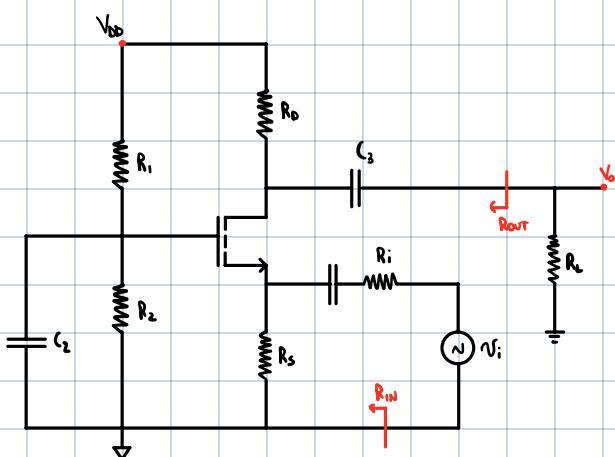
$$A_v = -g_m (V_o / R_D)$$

GUADAGNO DI TENSIONE A VUOTO

$$A_v = -\frac{R_D}{R_S}$$

CS + R

2) GATE COMUNE



$$A_v = g_m R_D$$

ALTO

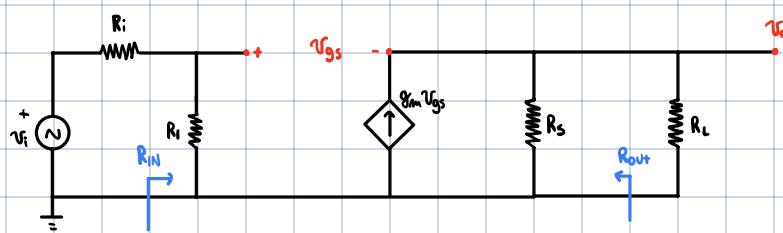
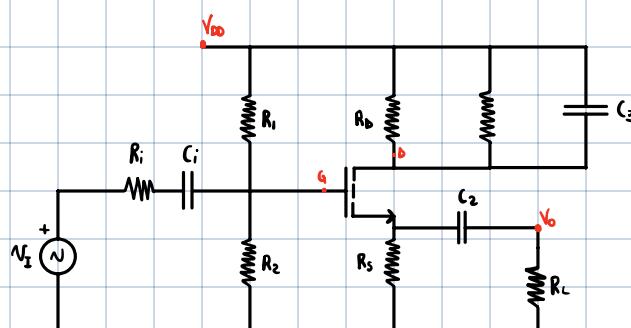
$$R_{in} = \frac{1}{g_m}$$

BASSA

$$R_{out} = R_D$$

MEDIA

3) DRAIN COMUNE (CD): BUFFER DI TENSIONE



$A_V = 1$

BASSO

$R_{IN} = R_1 // R_2$

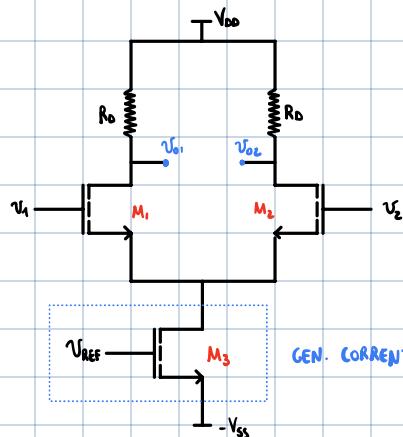
MEDIO/ALTA

$R_{OUT} = R_D$

BASSA

Amplificatore differenziale

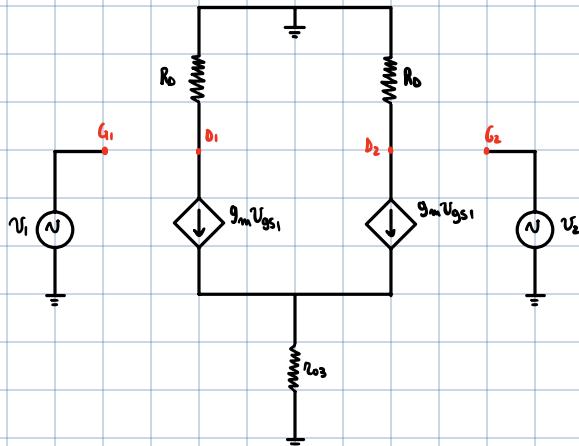
MERITA UNA TRATTAZIONE PIÙ APPROFONDITA



CARATTERISTICHE NECESSARIE:

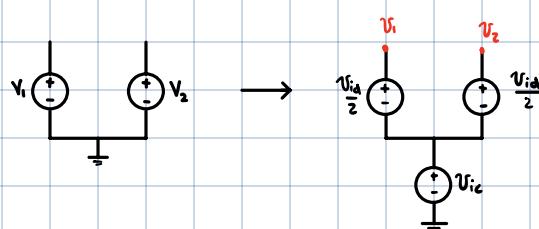
- $M_1 \equiv M_2$ UGUALI IN TUTTO
- M_1 E M_2 DEVONO LAVORARE IN SATURAZIONE E AVERE LO STESSO PUNTO DI LAVORO

ANALISI AC



OPERIAMO UNA TRASFORMAZIONE DI VARIABILI:

$$\begin{cases} v_{ic} = \frac{v_i1 + v_i2}{2} \\ v_{id} = v_i1 - v_i2 \end{cases} \rightarrow \begin{cases} v_i1 = v_{ic} + \frac{v_{id}}{2} \\ v_i2 = v_{ic} - \frac{v_{id}}{2} \end{cases}$$



SI APPLICA LA SOVRAPPOSIZIONE DEGLI EFFETTI

- SI ATTIVA v_{id} E SI SPEGNE v_{ic} → ANALISI DI MODO DIFFERENZIALE
- SI ATTIVA v_{ic} E SI SPEGNE v_{id} → ANALISI DI MODO COMUNE

a) MODO DIFFERENZIALE

$$A_d = \frac{g_m R_D}{2}$$

GUADAGNO DI MODO DIFFERENZIALE

$$v_{o1} = A_d v_{id}$$

$$v_{o2} = -A_d v_{id}$$

b) MODO COMUNE

$$A_c = -\frac{g_m R_D}{1 + 2g_m V_{o3}}$$

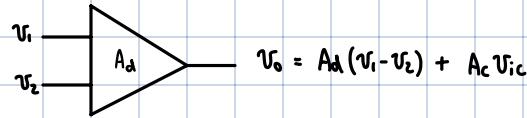
GUADAGNO DI MODO COMUNE

$$V_{o1} = V_{o2} = A_c V_{ic}$$

$R_{IN} = \infty$ OTTIMA

$R_{OUT} = R_D$ NE' BUONA NE' PESSIMA

IN CONCLUSIONE: $V_o = A_d V_{id} + A_c V_{ic}$



IDEALMENTE VORREMMO A_d MOLTO GRANDE, $A_c = 0$

SI DEFINISCE $CMRR = \frac{|A_d|}{|A_c|}$ RAPPORTO DI REIEZIONE DEL MODO COMUNE

LO VORREMMO PIÙ GRANDE POSSIBILE (IDEALMENTE ∞)

Amplificatori multistadio

ABBIAMO VISTO I PRINCIPALI STADI ELEMENTARI E COME NESSUNO DI ESSI PRESO SINGOLARMENTE ABbia LE CARATTERISTICHE IDEALI DI UN BUON AMPLIFICATORE DI TENSIONE

	CS	CS (+R source)	CD	CG	Differenziale
Guadagno di tensione a vuoto	$-g_m(r_o \ R_D)$ ALTO	$-\frac{R_D}{R_S}$ ABBASTANZA ALTO	1 BASSO	$g_m R_D$ ALTO	$A_{dd} = -g_m R_D$ ALTO $A_{cc} = -R_D / r_o$ BASSO
Resistenza di ingresso	$R_1 \ R_2$ MEDIO-ALTA	$R_1 \ R_2$ MEDIO-ALTA	$R_1 \ R_2$ MEDIO-ALTA	$\frac{1}{g_m}$ BASSA	$R_{id} = R_{ic} = \infty$ ALTA
Resistenza di uscita	R_D MEDIA	R_D MEDIA	$\frac{1}{g_m}$ BASSA	$R_{od} = 2R_D$ $R_{oc} = R_D$ MEDIA	

COME SI RISOLVE QUESTO PROBLEMA?

→ SI COMPONGONO PIÙ STADI ASSIEME IN MODO TALE DA OTERNERE UN CIRCUITO COMPLESSIVO CON LE CARATTERISTICHE DESIDERATE

AD ESEMPIO:

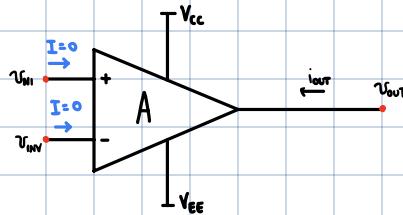


(7) Amplificatore operazionale ideale (OPAMP)

FINO AD ORA ABBIANO VISTO COME METTENDO INSIEME PIÙ STADI POSSIANO COSTRUIRE DEGLI AMPLIFICATORI A TRANSISTOR AVVENTI CARATTERISTICHE DI GUADAGNO, RESISTENZA DI INGRESSO E RESISTENZA DI USCITA IN PRINCIPIO MOLTO BUONE.

ORA CI MUOVIAMO AD UN LIVELLO DI ASTRAZIONE SUPERIORE. IMMAGINIAMO DI "RINCHIUDERE" IL NOSTRO BUON AMPLIFICATORE MULTISTADIO IN UNA "SCATOLA" A FORMA DI TRIANGOLO E DI IDEALIZZARE PORTANDO AL LIMITE LE SUE CARATTERISTICHE. ABBIANO COSÌ OTTENUTO L'AMPLIFICATORE OPERAZIONALE IDEALE.

UN AMPLIFICATORE OPERAZIONALE IDEALE È UN DISPOSITIVO AVENTE LE SEGUENTI CARATTERISTICHE:



$$V_o = A(V_{in} - V_{inv}) = AV_d$$

NELLA REALTÀ SONO DEI DISPOSITIVI CHE SI POSSONO COMPRARE COME BLACK BOX, COSTANO POCHISSIMO E VANNO BENE PER COSTRUIRE SEMPLICI CIRCUITI SENZA DOVER PROGETTARE AMPLIFICATORI A TRANSISTOR

CARATTERISTICHE OPAMP IDEALE

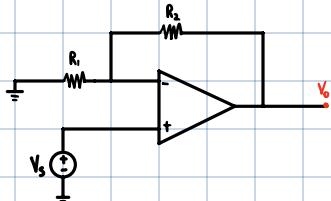
- $A_o = \infty$
- BANDA INFINTA
- $R_i = \infty \rightarrow$ DAI MORSETTI DI INGRESSO NON ASSORBE CORRENTE
- $R_o = 0 \rightarrow$ DALLA PORTA DI USCITA PUÒ EROGARE E/O ASSORBIRE (IDEALMENTE) UNA CORRENTE INFINTA

SICCOME $A = \infty$, L'UNICO MODO IN CUI PUÒ FUNZIONARE È TRAMITE RETROAZIONE NEGATIVA E CORTOCIRCUITO VIRTUALE TRA GLI INGRESSI.

IDEA ALLA BASE DEL FEEDBACK: SICCOME GLI INGRESSI DEVONO ESSERE ALLO STESSO POTENZIALE, L'OPAMP EROGA UNA CORRENTE TALE DA MANTENERE L'USCITA A UN POTENZIALE PER CUI L'INGRESSO INVERTENTE È ALLO STESSO POTENZIALE DI QUELLO NON INVERTENTE

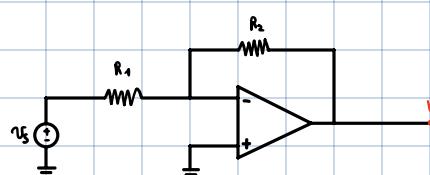
VI SONO LE SEGUENTI CONFIGURAZIONI NOTEVOLI:

CONFIGURAZIONE NON INVERTENTE



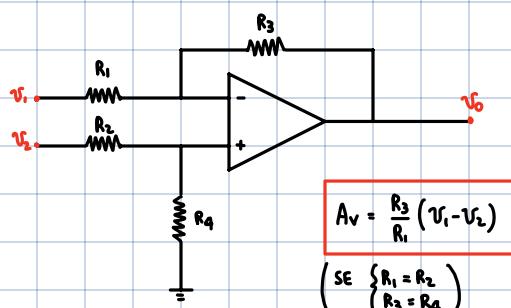
$$V_o = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) V_{in}$$

CONFIGURAZIONE INVERTENTE



$$V_o = -\frac{R_2}{R_1} \cdot V_s$$

CONFIGURAZIONE DIFFERENZIALE

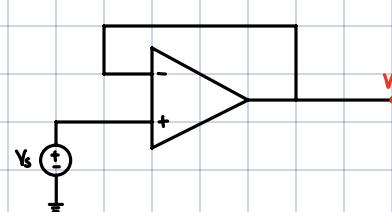


$$A_v = \frac{R_3}{R_1} (V_1 - V_2)$$

$$\left(\text{SE } \begin{cases} R_1 = R_2 \\ R_3 = R_4 \end{cases} \right)$$

BUFFER DI TENSIONE

LA TENSIONE IN USCITA HA LO STESSO VALORE DELLA TENSIONE DI INGRESSO, MA VIENE ASSORBITA UNA CORRENTE NULLA

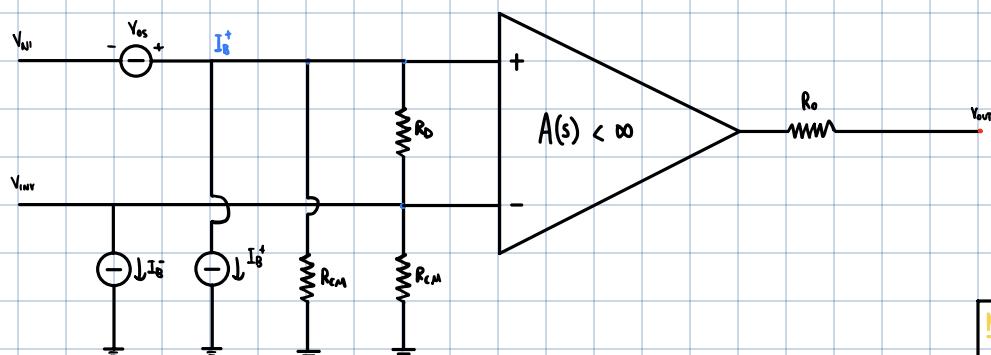


$$V_o = V_s$$

(8) L'amplificatore operazionale reale

NELLA PRATICA, NESSUNA DELLE CARATTERISTICHE DEGLI AMPLIFICATORI OPERAZIONALI IDEALI È VERIFICATA. UN AMPLIFICATORE OPERAZIONALE **REALE** È FATTO PIÙ O MENO

COSÌ:



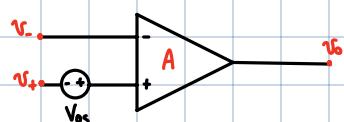
LE NON IDEALITÀ SONO:

- TENSIONE DI OFFSET
- CORRENTI DI INGRESSO NON NULLI, I_{BIAZ} E I_{OFS}
- LIMITAZIONE DI GUADAGNO $|A| < \infty$ → CMRR FINITO
- RESISTENZE DI INGRESSO R_B E R_{CM}
- RESISTENZA DI USCITA NON NULLA R_O

N.B. NELLA PRATICA NON ESISTE UN AMPLIFICATORE REALE "PERFETTO", CHE ECCELE SU TUTTI I FRONTI. BISOGNA SAPER SELEZIONARE CORRETTEMENTE IL MODELLO CHE HA LE CARATTERISTICHE BUONE PER IL TIPO DI APPLICAZIONE.

QUELLE CHE VEDIAMO IN DETTAGLIO SONO

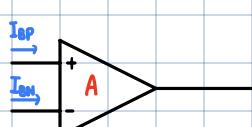
- EFFETTO DELLA TENSIONE DI OFFSET: $V_o = V_+ - V_-$ NON È NULLA MA VALE UNA CERTA TENSIONE DI OFFSET V_{OFS} (N.B. IL SEGNO DI V_{OFS} POTREBBE NON ESSERE NOTO)



SOLUZIONE: GLI OPAMP A VOLTE HANNO DEI MORSETTI DEDICATI PROPRIO PER CORREGGERE L'OFFSET.

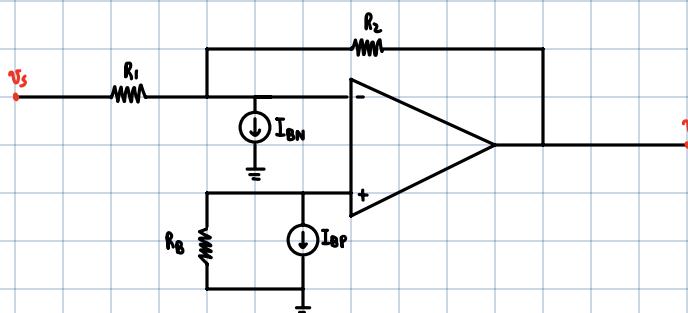
→ SI COLLEGANO UN POTENZIOMETRO TRA I MORSETTI DI OFFSET NULL FINCHE' NON SI MISURA $V_o = 0$

- EFFETTO DELLE CORRENTI DI BIAS I_B E OFFSET I_{OFS} : L'OPAMP ASSORBE UNA CORRENTE NON NULLA. SI PUÒ MODELLARE CON DEI GENERATORI I_{BP} E I_{BN}



$$\text{SI DEFINISCE: } \begin{cases} I_B = \frac{I_{BN} + I_{BP}}{2} \\ I_{OFS} = I_{BP} - I_{BN} \end{cases}$$

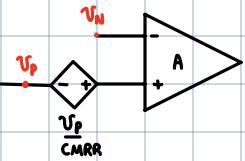
SOLUZIONE: SI AGGIUNGE UNA RESISTENZA $R_B = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}$ IN PARALLELLO A I_B



$$\text{COSÌ } V_o = -I_{OFS} R_2 \quad (I_{OFS} \ll I_B)$$

SICCOME $I_{OFS} \ll I_B$, HO RIDOTTO NOTEVOLMENTE GLI EFFETTI

- LIMITAZIONE DI GUADAGNO: $CMRR < \infty$: SI MODELLA CON UN GENERATORE PILOTATO DI VALORE $\frac{V_p}{CMRR}$



L'USCITA SI CALCOLA CON LA FORMULA GENERALE CON $A < \infty$: (IN CASO DI RETROAZIONE NEGATIVA)

$$Av = \frac{V_o}{V_i} = \frac{A}{1+AB}$$

Dove B è il guadagno del feedback

(Ad esempio abbiamo visto che nel caso di config. non inverteente vale $B = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)$)

AO ideale e reale a confronto

	Ideale	Reale	
Tensione di offset	$V_{OS} = 0$	$V_{OS} \neq 0$	Generatore di tensione costante in serie al terminale +
Corrente di bias	$I_{BIAS} = 0$	$I_{BN} \neq I_{BP} \neq 0$ $I_{OS} = I_{BP} - I_{BN} \neq 0$, ma $ I_{OS} \ll I_{BN}, I_{BP} $	Coppia di generatori di corrente costante tra i terminali +/- e la massa
Guadagno di modo comune	$A_c = 0$	$A_c > 0$	Generatore di tensione pilotato in tensione in serie al terminale +
Resistenza di uscita	$R_O = 0$	$R_O > 0$	Resistenza in serie al generatore di uscita
Resistenza di ingresso	infinita	$R_{IC} > 0$ $R_{ID} > 0$	Resistenza R_{ID} tra + e - Resistenza R_{IC} tra +/- e massa
Tensione di uscita	$-\infty < V_O < +\infty$	$V_{SS} < V_O < V_D < V_{MAX} < V_{DD}$	Uscita schematizzabile come un generatore di tensione costante: $V_O = V_{MIN} \circ V_O = V_{MAX}$
Corrente di uscita	$-\infty < I_O < +\infty$	$ I_O < I_{MAX}$	Uscita schematizzabile come un generatore di corrente costante: $I_O = I_{MAX} \circ I_O = -I_{MAX}$

(9) Filtri attivi e diagrammi di Bode

AGGIUNGIANO AI CIRCUITI CON AMPLIFICATORI OPERAZIONALI DEI COMPONENTI REATTIVI, OVVERO COMPONENTI IL CUI COMPORTAMENTO VARIA CON LA FREQUENZA.

ESSI SONO I CONDENSATORI E GLI INDUCTORI

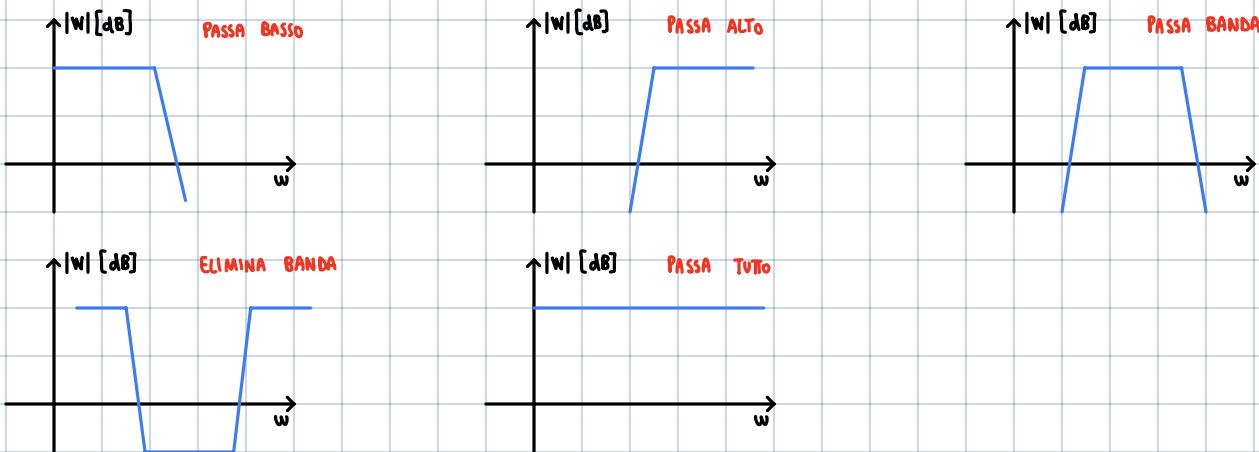
$$\frac{Z_c}{||} \quad Z_c = j\omega C$$

$$\frac{Z_L}{\text{---}} \quad Z_L = j\omega L$$

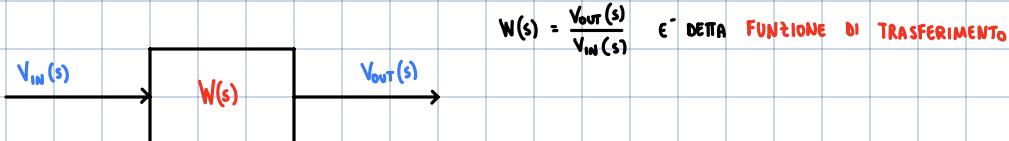
QUESTI CIRCUITI SI POSSONO STUDIARE NEL DOMINIO DELLA FREQUENZA TRAMITE LA TRASFORMATO DI LAPLACE

$$S = j\omega$$

Filtri



SI PUÒ VEDERE UN FILTRO COME:



Diagrammi di Bode

SONO STRUMENTI MOLTO UTILI PER VALUTARE IL COMPORTAMENTO IN FREQUENZA DEI FILTRI.

VI SONO 2 DIAGRAMMI DA DISEGNARE:

→ DIAGRAMMA DI BODE DEL MODULO

→ DIAGRAMMA DI BODE DELLA FASE

CARATTERISTICHE:

- SULL'ASSE X E' RIPORTATA O LA PULSAZIONE w IN SCALA LOGARITMICA O $\log(w)$ IN SCALA LINEARE
 - SULL'ASSE Y E' RIPORTATO, IN SCALA LINEARE
- DIAGRAMMA DEL MODULO: MODULO DEL GUADAGNO ESPRESSO IN dB
- DIAGRAMMA DELLA FASE: LA FASE IN GRADI O RADIANTI

COME SI DISEGNA IL DIAGRAMMA DI BODE DI UN FILTRO

1) SI DETERMINA LA RISPOSTA IN FREQUENZA DEL FILTRO $\frac{V_{out}(s)}{V_{in}(s)}$ NEL DOMINIO DI LAPLACE, ALLO STESSO MODO DI COME SI E' FATTO CON GLI OPAMP

2) RIPORTO TRAMITE MAGHEGGI ALGEBRICI (SI, E' COST...) L'ESPRESSIONE DEL GUADAGNO IN FORMA DI BODE:

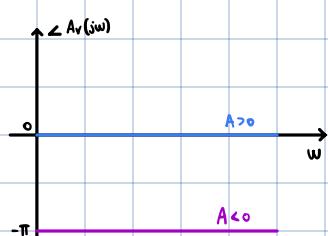
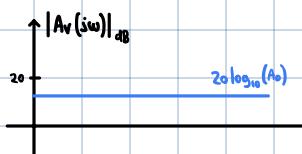
$$\frac{V_{out}(s)}{V_{in}(s)} = K \frac{s\zeta_1}{s\zeta_2} \cdot \frac{(1+s\zeta_3)}{(1+s\zeta_4)} \cdot \frac{\left(1+2s\frac{1}{\omega_m} + \frac{s^2}{\omega_n^2}\right)}{\left(1+2s\frac{1}{\omega_p} + \frac{s^2}{\omega_p^2}\right)}$$

3) SOSTITUISCO $s = j\omega$ E TRACCIO I DIAGRAMMI DI BODE DI MODULO E FASE DEI TERMINI ELEMENTARI

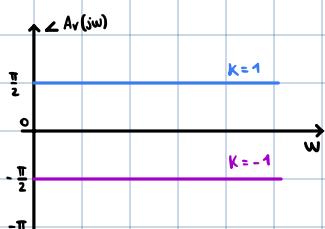
4) SI SOMMANO GRAFICAMENTE I VARI TERMINI ELEMENTARI

Diagrammi di Bode dei termini elementari

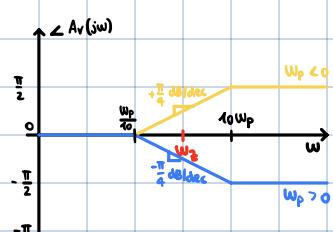
- COSTANTE A_0



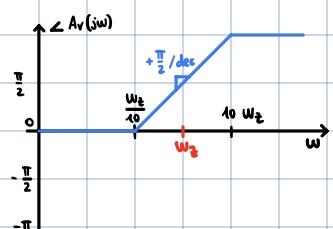
- ZERO/POLO NELL'ORIGINE: $(j\frac{\omega}{\omega_z})^k$ (E' UN POLO PER $k < 0$)



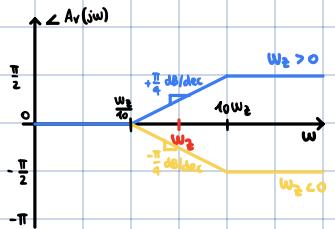
- POLO REALE $\frac{1}{(1+j\frac{\omega}{\omega_p})}$



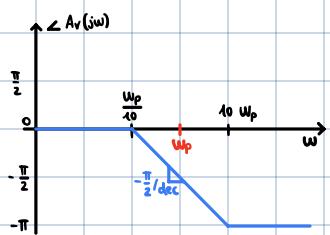
- COPPIA DI ZERI COMPLESSI CONIUGATI: $\left(1+2s\frac{j\omega}{\omega_z} - \frac{\omega^2}{\omega_z^2}\right)$



- ZERO REALE: $(1 + j\frac{\omega}{\omega_z})$



- COPPIA DI POLI COMPLESSI CONIUGATI: $(1 + 2\xi \frac{j\omega}{\omega_p} - \frac{\omega^2}{\omega_p^2})^{-1}$



BONUS: tutorial su come si fanno gli esercizi dell'esame di FDE

Esercizio 1: analisi di un circuito amplificatore a transistor

PROCEDURA

PER TROVARE IL GUADAGNO DI UN AMPLIFICATORE SOSTANZIALMENTE SI APPLICA LA SOVRAPPOSIZIONE DEGLI EFFETTI: PRIMA SI TROVA IL PUNTO DI LAVORO DC, POI SI SPENGONO I GENERATORI DC E NELL'INTORNO DEL PUNTO DI LAVORO SI APPLICA UN SEGNALE AC.

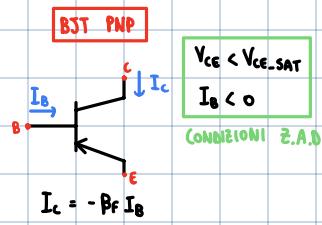
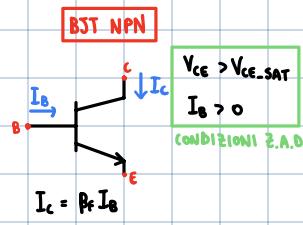
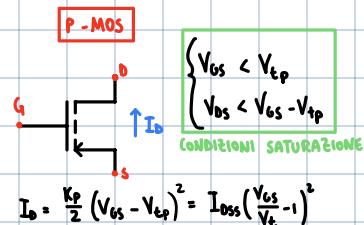
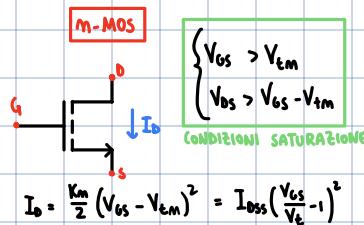
1. ANALISI DC: (PUNTO DI LAVORO)

a1) ANNULLA TUTTI I GENERATORI AC

a2) CONSIDERO TUTTI I CONDENSATORI → CIRCUITI APERTI
INDUTTORI → CORTO CIRCUITI

a3) SUPPOSSO: MOSFET → SATURAZIONE
BJT → ZONA ATTIVA DIRETTA } siccome stiamo studiando un amplificatore,
} sicuramente i transistor lavoreranno in queste regioni operative!

SI RICORDA IL COMPORTAMENTO EQUIVALENTE AI GRANDI SEGNALI DEI TRANSISTOR:



COSÌ FACENDO CALCOLO: - V_{GS}, V_{DS}, I_D DI TUTTI I TRANSISTOR MOSFET
- I_C, V_{CE} DI TUTTI I TRANSISTOR BIPOLARI

a4) VERIFICA CHE I TRANSISTOR SIANO EFFETTIVAMENTE NELLE REGIONI IPOTIZZATE (NON DIMENTICARSI!)

2. CALCOLO PARAMETRI DI PICCOLO SEGNALE

MOSFET:

$$g_m = \frac{2I_D}{|V_{GS} - V_{TM}|}$$

$$r_0 = \frac{1}{g_m} + |V_{GS}|$$

BJT:

$$g_m = \frac{|I_C|}{V_T} = \frac{|I_C|}{25 \text{ mV}}$$

$$r_{\pi} = \frac{\beta_F V_T}{|I_C|}$$

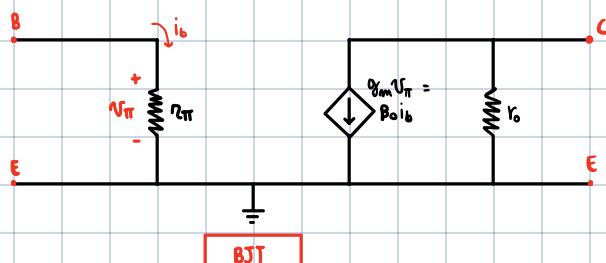
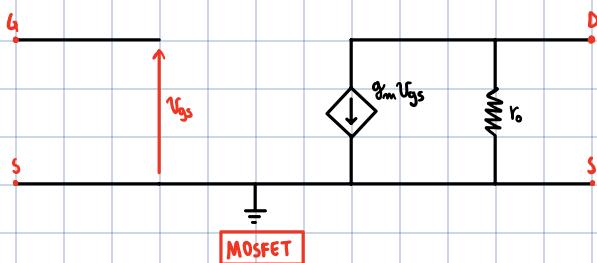
$$r_o = \frac{V_A + V_{CE}}{I_C}$$

3. ANALISI AC (PICCOLO SEGNALE)

b1) ANNULLA TUTTI I GENERATORI DC

b2) CONSIDERA TUTTI I CONDENSATORI → CORTO CIRCUITI
INDUTTORI → CIRCUITI APERTI

b3) SOSTITUISCO I TRANSISTOR CON CIRCUITI EQUIVALENTI AL PICCOLO SEGNALE, CHE SI RICORDANO ESSERE:



b4) TROVO CIO' CHE E' RICHIESTO DALL'ESERCIZIO, SOLITAMENTE:

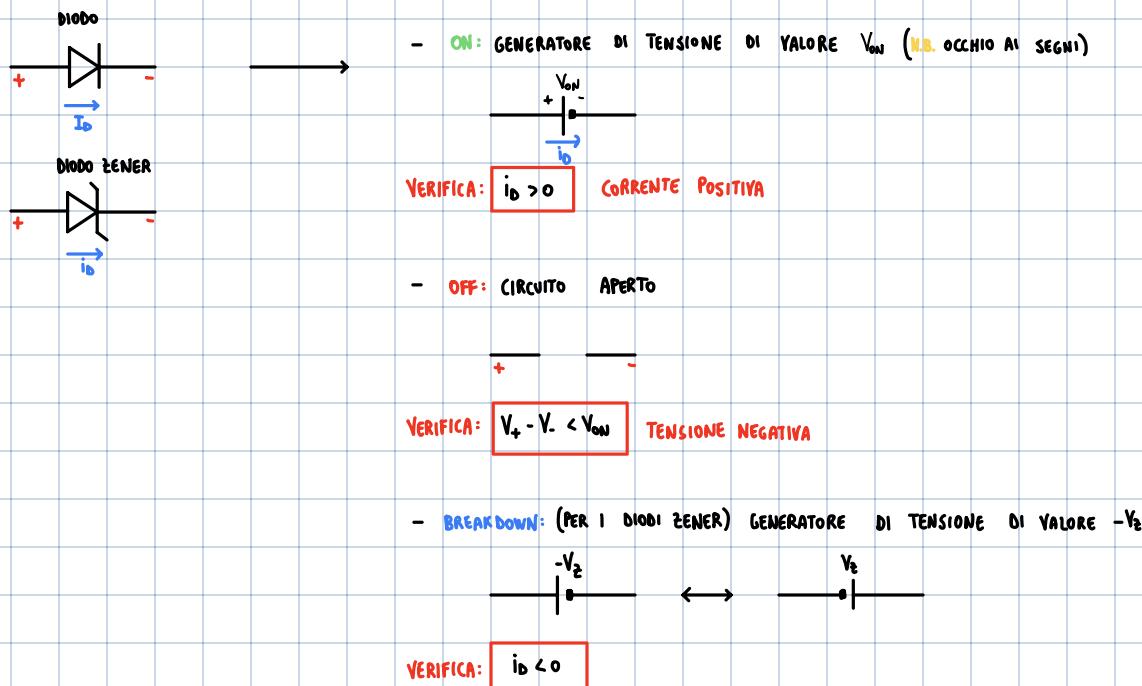
- $A_V = \frac{V_o}{V_i}$
- $R_{IN} \rightarrow$
- $A_I = \frac{i_o}{i_i}$
- $R_{OUT} \rightarrow$

N.B. SI RICORDA CHE PER TROVARE R_{IN} O R_{OUT} SI SPENGONO TUTTI I GENERATORI INDEPENDENTI, SI APPLICA UN GENERATORE V_x AI MORSETTI DI R E SI MISURA I_x

Esercizio 2: determinare la caratteristica di uscita di una RETE A DIODI

PER RISOLVERE UNA RETE A DIODI:

1) SI FORMULA UNA IPOTESI SULLO STATO DEL DIODO, SOSTITUENDOLO CON IL SUO MODELLO EQUIVALENTE:



2) a) SI VERIFICA CHE LO STATO IPOTIZZATO PER QUEL DIODO SIA CORRETTO, SECONDO LE CONDIZIONI RIPORTATE.

OPPURE, SE IL GENERATORE DELLA TENSIONE DI INGRESSO E' VARIABILE IN UN CERTO INTERVALLO,

SI DEVE VERIFICARE PER QUALI VALORI DI V_{in} IL DIODO SI TROVA IN QUELLO STATO.

b) COME SPESO RICHIESTO DAGLI ESERCIZI, SI CALCOLA LA TENSIONE DI USCITA PER TALE CONFIGURAZIONE DEI DIODI

3) SI ITERA IL PROCEDIMENTO FINCHE' NON SI ESAURISCONO TUTTE LE POSSIBILI CONFIGURAZIONI.

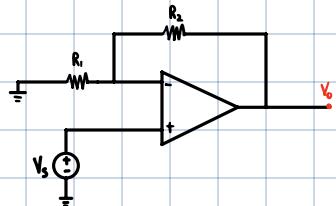
OVVERO, SE UNA RETE HA N DIODI VI SONO 2^N CASI.

Esercizio 3: OPAMP/DIAGRAMMI DI BODE

1) DETERMINARE LA RISPOSTA IN FREQUENZA $\frac{V_{out}(s)}{V_{in}(s)}$ NEL DOMINIO DI LAPLACE:

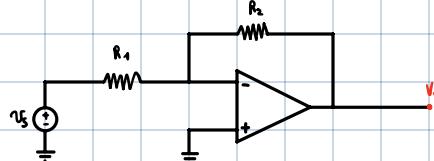
NON VI SONO RICETTE GENERALI, CI VUOLE OCCHIO E ESPERIENZA. TUTTAVIA MOLTE VOLTE È UTILE APPLICARE LA SOVRAPPOSIZIONE DEGLI EFFETTI, E/O RICONDURSI ALLE CONFIGURAZIONI NOTEVOLE, CHE SONO:

CONFIGURAZIONE NON INVERTENTE



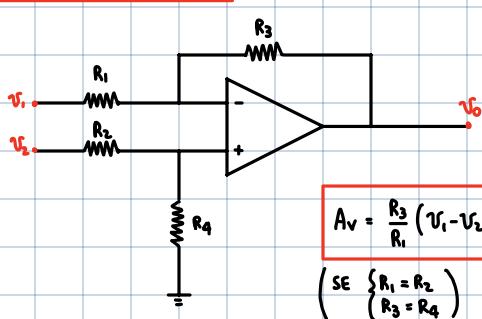
$$V_o = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) V_{in}$$

CONFIGURAZIONE INVERTENTE



$$V_o = -\frac{R_2}{R_1} \cdot V_s$$

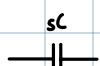
CONFIGURAZIONE DIFFERENZIALE



$$A_v = \frac{R_3}{R_1} (V_{in1} - V_{in2})$$

$$\text{(SE } \begin{cases} R_1 = R_2 \\ R_3 = R_4 \end{cases} \text{)}$$

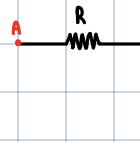
IMPEDENZE:



$$Z_s = \frac{1 + sC}{sC}$$



$$Z_{sh} = \frac{R}{1 + sRC}$$



$$Y_{sh} = \frac{1}{1 + sRC}$$



$$Y_s = \frac{sRC}{1 + sRC}$$

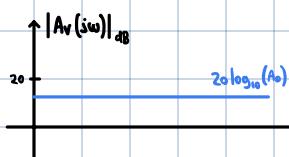
2) RIPORTO TRAMITE MAGHEGGI ALGEBRICI (SI, E' COST...) L'ESPRESSIONE DEL GUADAGNO IN FORMA DI BODE:

$$\frac{V_{out}(s)}{V_{in}(s)} = K \frac{s^2 \zeta_1}{s^2 \zeta_2} \frac{(1 + s\zeta_3)}{(1 + s\zeta_4)} \frac{\left(1 + 2s \frac{\omega_m}{\omega_p} + \frac{s^2}{\omega_p^2}\right)}{\left(1 + 2s \frac{\omega_m}{\omega_r} + \frac{s^2}{\omega_r^2}\right)}$$

3) SOSTITUISCO $s = j\omega$ E TRACCIO I DIAGRAMMI DI BODE DI MODULO E FASE:

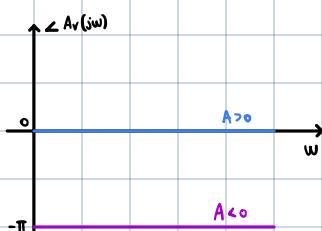
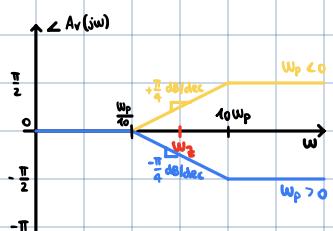
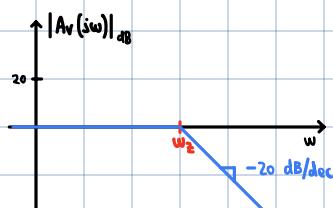
DIAGRAMMI DI BODE

- COSTANTE A_0



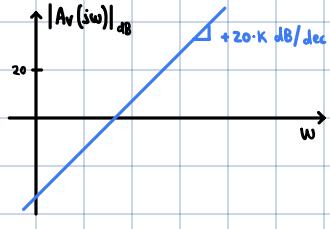
$$\text{MODULO: } 20 \log_{10}(|A|)$$

- POLO REALE $\frac{1}{(1 + j\frac{\omega}{\omega_p})}$



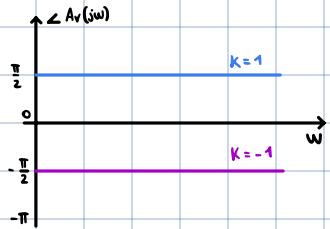
$$\text{FASE: } \begin{aligned} &\bullet A > 0 : \angle A = 0 \\ &\bullet A < 0 : \angle A = -\pi \end{aligned}$$

- ZERO/POLO NELL'ORIGINE: $(\pm \frac{w}{w_z})^k$ (E' UN POLO PER $K < 0$)



MODULO: RETTA DI PENDENZA

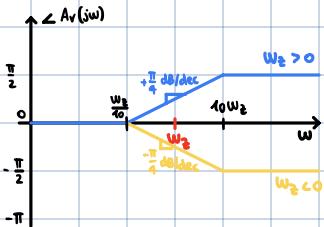
$20 \cdot K \text{ dB/dec}$



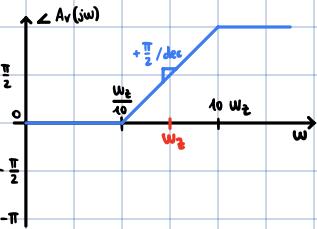
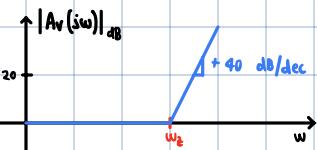
FASE: COSTANTE DI VALORE

$K \cdot \frac{\pi}{2}$

- ZERO REALE: $(1 + j\frac{w}{w_z})^k$



- COPPIA DI ZERI COMPLESSI CONIUGATI: $(1 + 2j\frac{w}{w_z} - \frac{w^2}{w_z^2})^{-1}$



- COPPIA DI POLI COMPLESSI CONIUGATI: $(1 + 2j\frac{w}{w_p} - \frac{w^2}{w_p^2})^{-1}$

