

$$V(t) = V_M \sin \omega t$$

$$V_{MEL} = \frac{V_M}{\pi} \quad \leftarrow \text{SINGOLA SEMIONDA}$$

$$= \frac{2 \cdot V_M}{\pi} \quad \text{DOPPIA SEMIONDA}$$

$$V_{EFF} = \frac{V_M}{2} \quad \leftarrow \text{SINGOLA SEMIONDA}$$

$$= \frac{V_M}{\sqrt{2}} \quad \text{DOPPIA SEMIONDA}$$

Checking Units

After we have found an expression for the gain or impedance, it is a good idea to check to see whether the units of the expression are correct. Voltage or current gain should be unitless. Input or output impedance should have units of ohms. In case the units do not check as expected, we should look for errors in writing the original equations or algebraic errors.

Small-signal equivalent circuit analysis is not as troublesome as it might seem from this discussion. We have tried to mention all of the common problems encountered with the technique so that you will not waste too much time if they come up.

The Common-Base Amplifier

The common-base amplifier is noninverting and potentially has high voltage gain. The current gain is less than unity. The input impedance is low and the output impedance is moderate, compared with the corresponding impedances of other BJT amplifiers.

Figure 4.38 shows another BJT amplifier known as a common-base amplifier. The common-base amplifier is noninverting and potentially has high voltage gain. The current gain is less than unity. The input impedance is low and the output impedance is moderate compared with the corresponding impedances of other BJT amplifiers.

EXERCISE

4.22 Consider the common-base amplifier shown in Figure 4.38. Derive expressions for the voltage gain, input resistance, and output resistance in terms of β , r_π , and the resistor values.

Answer $A_v = \beta R'_L / r_\pi$, where $R'_L = R_L \parallel R_C$; $R_{in} = R_E \parallel [r_\pi / (\beta + 1)]$; $R_o = R_C$

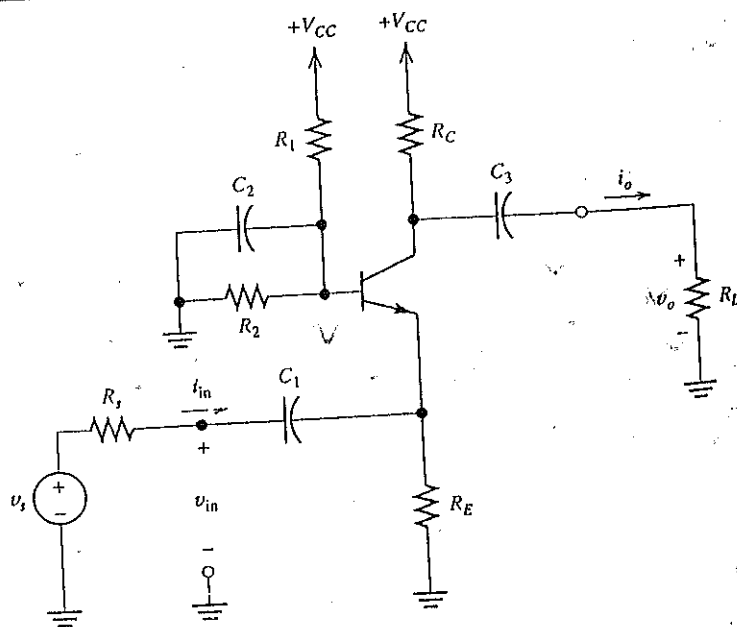
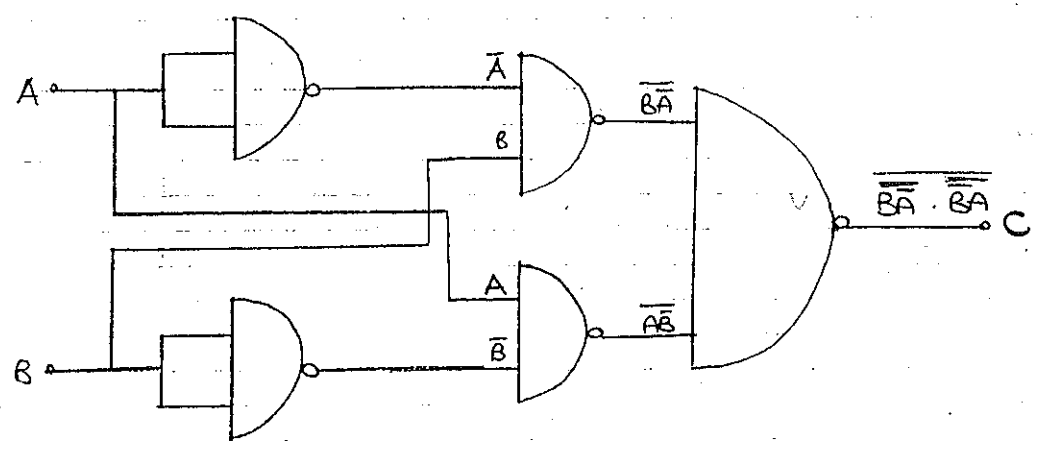


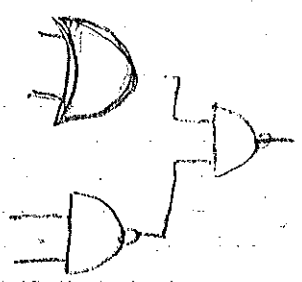
Figure 4.38 Common-base amplifier.

SE VOLESSI FARE UNA XOR CON SOLE PORTE NAND:

SAPPIAMO CHE $A + B = \overline{\overline{A} \cdot \overline{B}}$
 $C = x + y = \overline{\overline{x} \cdot \overline{y}} \rightarrow C = \overline{\overline{A} \cdot \overline{B}} \cdot \overline{\overline{B} \cdot \overline{A}}$



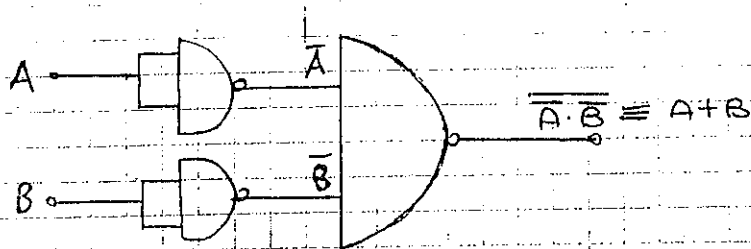
A/B
0/1
1/0



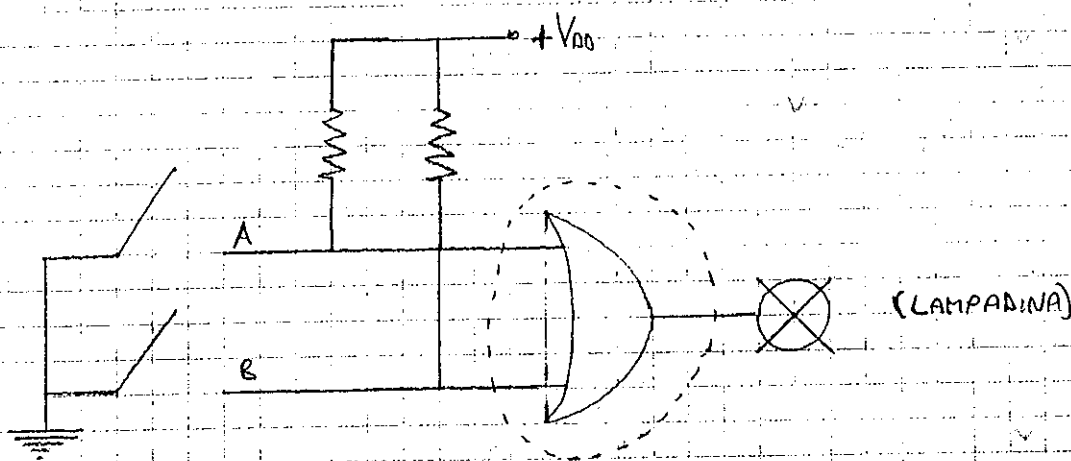
$\overline{A} \cdot \overline{B} \cdot \overline{C}$
 $\overline{A} \cdot \overline{B} \cdot \overline{C}$
 $\overline{A} \cdot \overline{B} \cdot \overline{C}$

SE FACCIO IL COMPLEMENTO DEL TEOREMA DI DE MORGAN:

$$A+B = \overline{\overline{A} \cdot \overline{B}}$$



VOGLIAMO REALIZZARE UN SISTEMA DI ANTIFURTO PER UNA PORTA PROTETTA, CON UN LED CHE SI ILLUMINA QUANDO LE 2 PORTE NON SONO ENTRAMBE CHIUSE CORRETTAMENTE.



GLI INTERRUPTORI SONO APERTI QUANDO LE PORTE NON SONO CHIUSE.

A	B	Y
0	0	0
0	1	1
1	0	1
1	1	1

SPENTA

ACCESA

ACCESA

ACCESA

$Y=1$ (SITUAZIONE DI ALLARME)

www.ingonline.biz

TRADUCCO IN EQUAZIONE LA TABELLA DI VERITÀ

HO 1 QUANDO $Y = \overline{A}B + A\overline{B} + AB$ (3 CASI)

POSSO EFFETTUARE UNA SEMPLIFICAZIONE:

$$AB + A\overline{B} = A$$

$$\rightarrow Y = \overline{A}B + A = A+B \quad \left[\begin{array}{l} \text{BASTA UNA PORTA} \\ \text{LOGICA OR} \end{array} \right]$$

NAND

REALIZZA IL NEGATO DELLA MOLTIPLICAZIONE: $C = \overline{A \cdot B}$

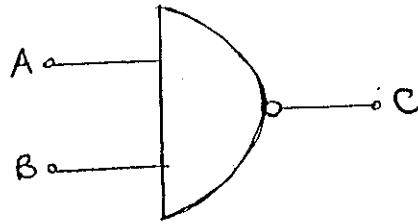
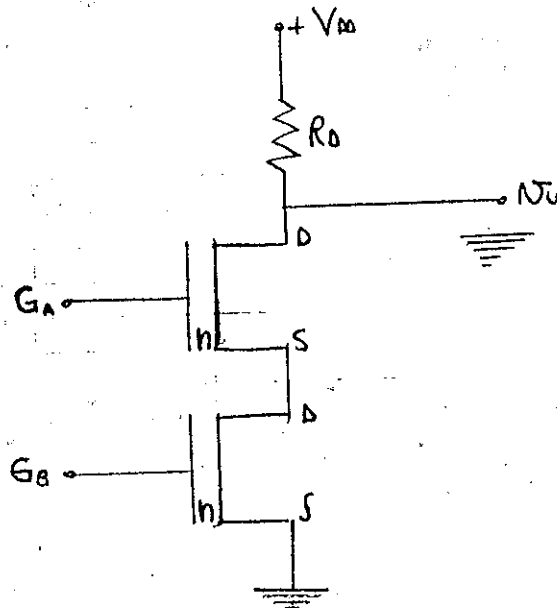


TABELLA DI VERITÀ:

A	B	C
0	0	1
0	1	1
1	0	1
1	1	0

È LA PORTA LOGICA PIÙ IMPORTANTE, ALLA BASE DI TUTTE LE ALTRE.

PORTA NAND REALIZZATA CON MOSFET

www.ingonline.biz

È COMPOSTA DA 2 MOSFET A CANALE n ARRICCHIMENTO.
 G_A, G_B SONO GLI INGRESSI A E B DELLE VARIABILI DI INGRESSO.

PRENDIAMO COME VALORI: BASSO $\emptyset \rightarrow \emptyset V$
 ALTO $1 \rightarrow 5V$

OR

REALIZZA L'ADDIZIONE LOGICA, 2 O PIÙ INGRESSI ED UN'UNICA USCITA.
PRESENTA UN LIVELLO ALTO QUANDO UNO QUALSIASI DEGLI INGRESSI È ALTO.

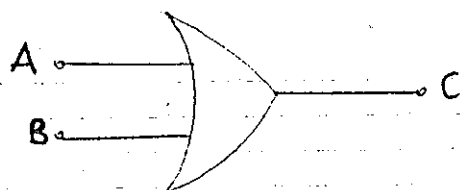


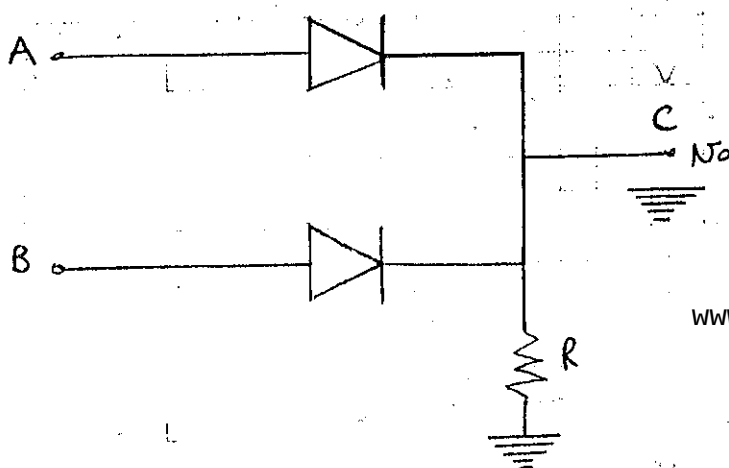
TABELLA DI VERITÀ:

A	B	C
ϕ	ϕ	ϕ
ϕ	1	1
1	ϕ	1
1	1	1

SI TRADUCE ANCHE:

$$C = A + B$$

- $A + \phi = A$
- $A + 1 = 1$
- $A + \bar{A} = 1$
- $A + A = A$

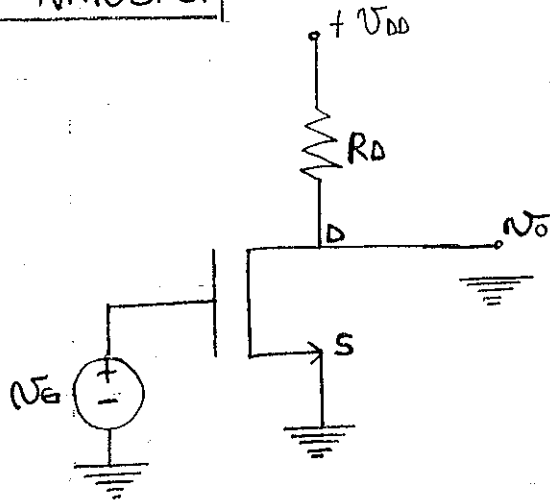


www.ingonline.biz

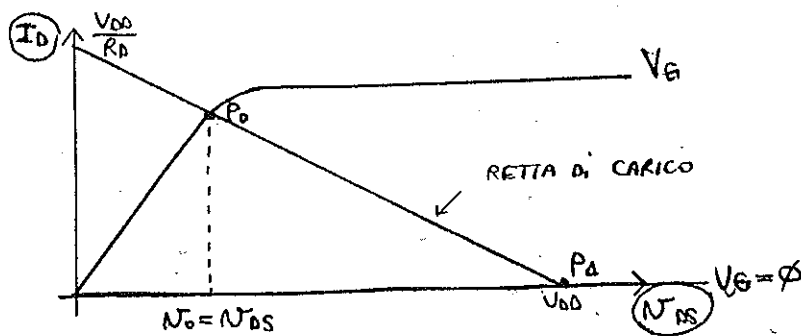
È UNA PORTA OR FATTA CON DUE DIODI:

BASTA CHE UN SOLO INGRESSO SIA ALTO PERCHÉ C LO SIA

INVERTITORE NMOSFET



VOGLIAMO VEDERE SE È UN INVERTITORE!



$$N_{DD} = R_D I_D + N_O$$

$\downarrow$
 N_{DS}

SUPPONIAMO CHE $N_G \rightarrow \text{ALTO}$

$\rightarrow$ IL PUNTO DI LAVORO È P_0

$\rightarrow N_O = \phi$

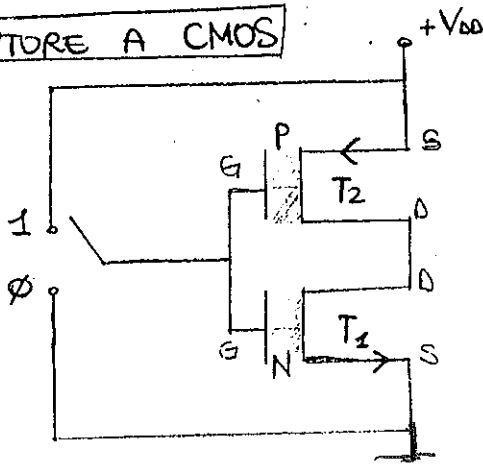
$$N_G = \phi$$

PUNTO DI LAVORO IN P_0 , NON PASSA
CORRENTE $\rightarrow N_O \equiv$ CON QUELLA DELLA
BATTERIA $\rightarrow N_O = \text{ALTO}$

$$A \cdot \bar{A} = \phi$$

$$\bar{\bar{A}} = A$$

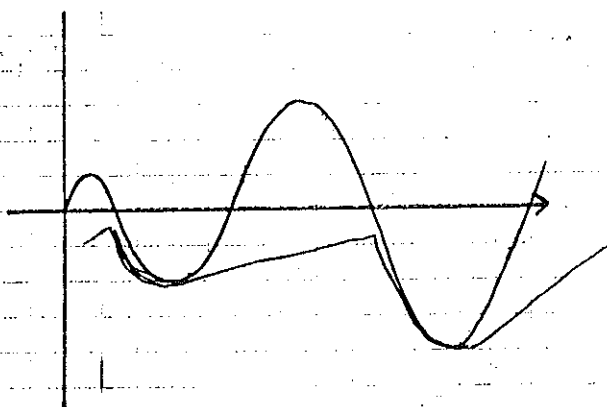
INVERTITORE A CMOS



[COMPRENDE 2 MOSFET COMPLEMENTARI
AD ARRICCHIAMENTO]

PRELEVO LA CORRENTE CONTINUA NEGATIVA E LA MANDO SUL GATE.

→ AUMENTA R_1 E IL SISTEMA SI AUTOCORREGGE.



ELETTRONICA DIGITALE

I CIRCUITI ELETTRONICI USATI PER REALIZZARE FUNZIONI LOGICHE SONO NOTI COME CIRCUITI DIGITALI (LOGICI) O PORTE LOGICHE.

VENGONO USATI 2 NUMERI BINARI → 0 SEGNALE BASSO

1 SEGNALE ALTO

SONO RAPPRESENTATI DA 2 VALORI DI TENSIONE

1 → V_H

0 → V_L

SI DICE DI OPERARE IN LOGICA POSITIVA QUANDO $\begin{cases} V_H = 5V \\ V_L = 0V \end{cases}$

IN REALTÀ NEI CIRCUITI LOGICI È UN PROBLEMA, DOBBIAMO DARE DELLE TOLLERANZE:

1 → QUANDO V_H RIENTRA IN UN MARGINE $2.4V < V_H < 5V$

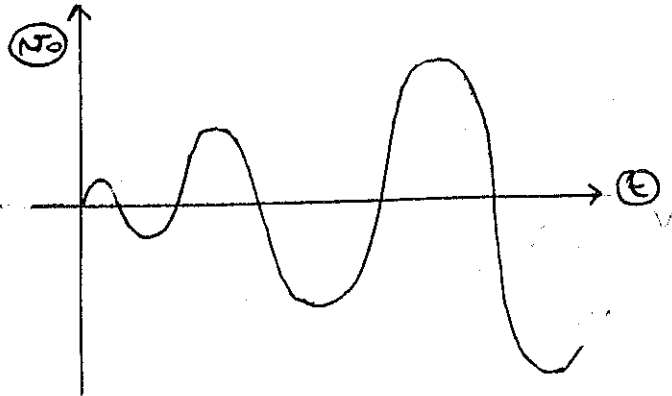
0 → QUANDO $0V < V_L < 0.8V$

PORTE LOGICHE

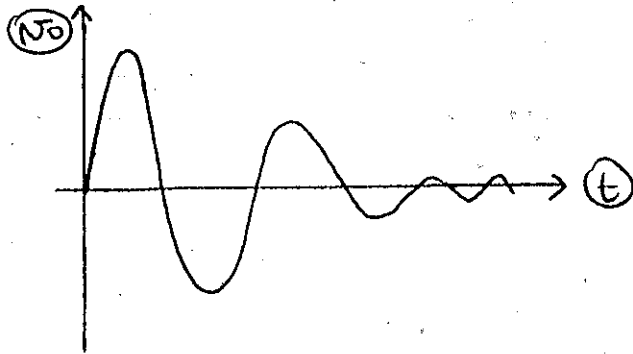
www.ingonline.biz

- NOT (inverter)
- OR - NOR
- AND - NAND
- XOR (usata nei sommatore)

UN QUALUNQUE SQUILIBRIO DELLE 2 REAZIONI COMPORTA PROBLEMI:
SE PREVALE LA REAZIONE POSITIVA, L'OSCUILLAZIONE COMINCIA AD
ESALTARSI, A NON ESSERE PIÙ COSTANTE, E VA A FINIRE ALLA
SATURAZIONE.



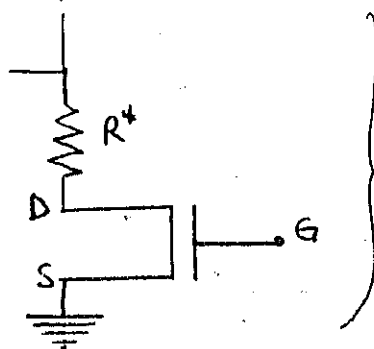
SE PREVALE LA REAZIONE NEGATIVA, L'OSCUILLAZIONE SI SMOZZA E VA A ϕ



→ HO BISOGNO DI UN CONTROLLO PER MANTENERE L'EQUILIBRIO.

13/5

R_1 SARÀ DATA DA UNA RESISTENZA R^* + UNA RESISTENZA DOVUTA
AD UN ELEMENTO VARIABILE, USIAMO UN MOSFET A SVUOTAMENTO DI CANALE



$$R_1 = R^* + R_{\text{MOSFET}}$$

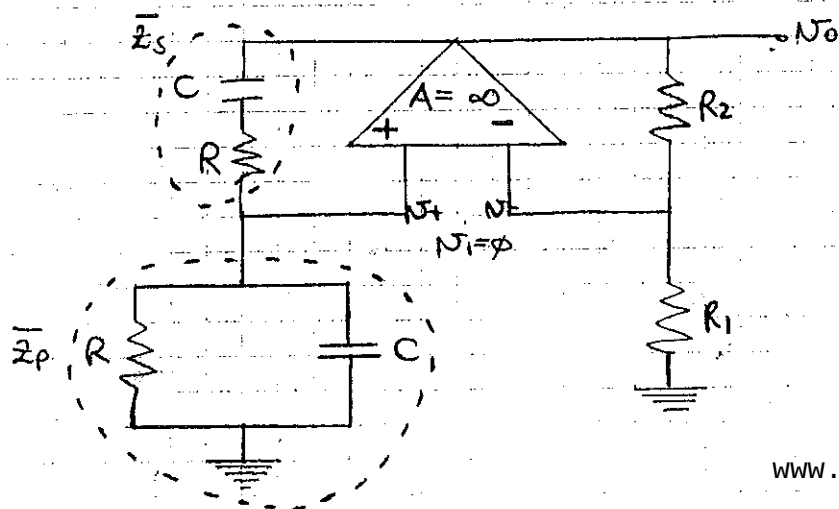
www.ingonline.biz

RICORDIAMO LE CARATTERISTICHE DEL MOSFET:

OSCILLATORI

L'AMPLIFICATORE OPERAZIONALE PUÒ ESSERE USATO COME CIRCUITO OSCILLANTE.
 RIESCO AD AVERE UN SEGNALE IN USCITA SENZA AVERE SEGNALE IN INGRESSO.

OSCILLATORE A PONTE DI WIEN



www.ingonline.biz

DANDO OPPORTUNI VALORI A R_1 E R_2 SI METTE A OSCILLARE CON UN CERTO $\omega_0 = \frac{1}{RC}$

QUESTO DISPOSITIVO LO IMMAGINO ALIMENTATO DAL MORSETTO + (N_+)

→ È UNA CONNESSIONE NON INVERTENTE.

L'ALIMENTAZIONE È LA TENSIONE DI USCITA RIPORTATA AL MORSETTO TRAMITE IL PARTITORE $\bar{Z}_P$

PER AVERE UN'OSCILLAZIONE BISOGNA EFFETTUARE UNA DOPPIA REAZIONE.

CONDIZIONE DI OSCILLAZIONE → $N_1 = \phi$

$$\text{MA } N_- = N_0 \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$

← RIPARTITO ATTRAVERSO 2 RESISTENZE

$$\text{VEDIAMO LA TENSIONE AL MORSETTO + : } N_+ = \frac{\bar{Z}_P}{\bar{Z}_S + \bar{Z}_P} \cdot V_0$$

← RIPARTITO ATTRAVERSO 2 IMPEDENZE

$$\Rightarrow R_p = \frac{R}{3}$$

$$\Rightarrow N_o = \frac{N_a + N_b + N_c}{3} \left[1 + \frac{R_F}{R_i} \right]$$

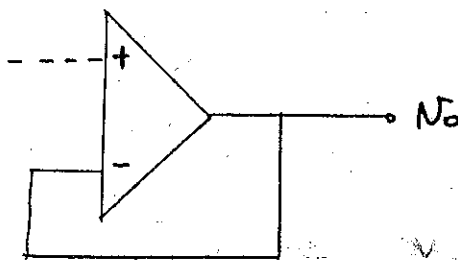
IN QUESTO CASO SI DICE CHE N_o È LA MEDIA ARITMETICA PER IL GUADAGNO DI ANELLO CHIUSO.

SE MI BASTA LA SOMMA DEI SEGNALE, CIOÈ SE NON SONO INTERESSATO ALL'AMPLIFICAZIONE DI TALE SOMMA $\left(\left[1 + \frac{R_F}{R_i} \right] \right) \rightarrow$ FACCO UN INSEGUITORE, PONGO:

$$\bullet R_F = \emptyset$$

$$\bullet R_i = \infty$$

SICCOME $A_f = 1 + \frac{R_F}{R_i} \rightarrow \underline{A_f = 1}$



$$\Rightarrow N_o = \frac{N_a + N_b + N_c}{3}$$

www.ingonline.biz

SE INVECE FISSIAMO $1 + \frac{R_F}{R_i} = n^{\circ}$ DI SEGNALE IN INGRESSO ($= 3$)

$$\Rightarrow N_o = N_a + N_b + N_c$$

CIOÈ SE VOLESSI CHE IL MIO CIRCUITO RESTITUISCA ESATTAMENTE LA SOMMA DEI SEGNALE IN INGRESSO COME N_o , DEVO AVERE:

$$\bullet R_A = R_B = R_C = R$$

$$\bullet 1 + \frac{R_F}{R_i} = n^{\circ} \text{ SEGNALE IN INGRESSO } (= 3)$$

SE ADESSO FACCO UNA CONNESSIONE INVERTENTE:

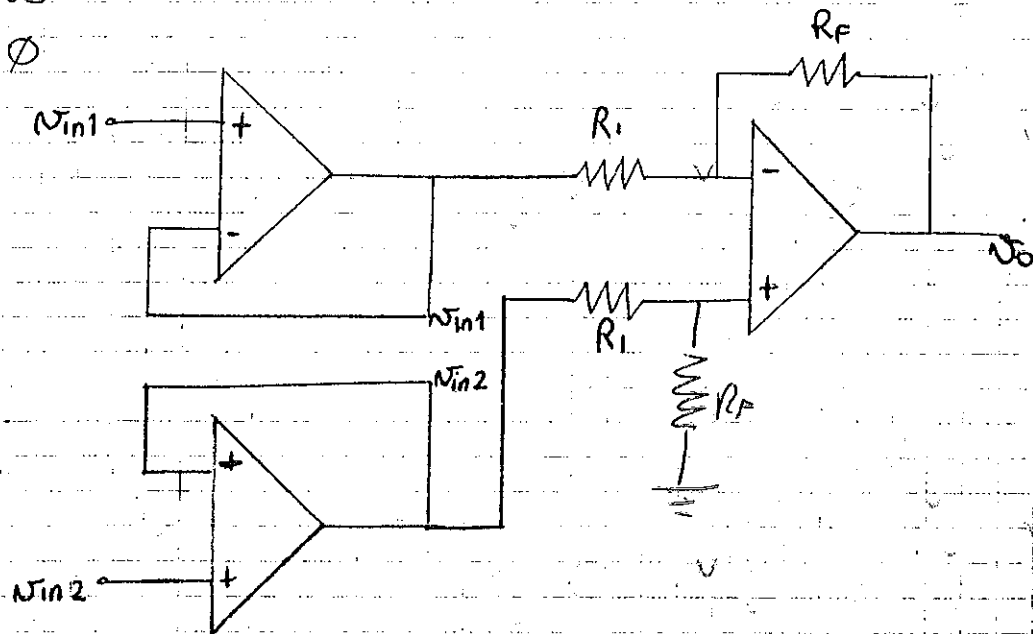
SOSTITUISCO N_{od} :

$$N_o = (N_{in2} - N_{in1}) \left(1 + \frac{2R}{R_g} \right) \frac{R_F}{R_1}$$

SE NON MI INTERESSA AMPLIFICARE ULTERIORMENTE MA MI BASTA CHE NON ASSORBA CORRENTE POSSO ELIMINARE IL TERMINE $\frac{2R}{R_g}$

• $R_g = \infty$

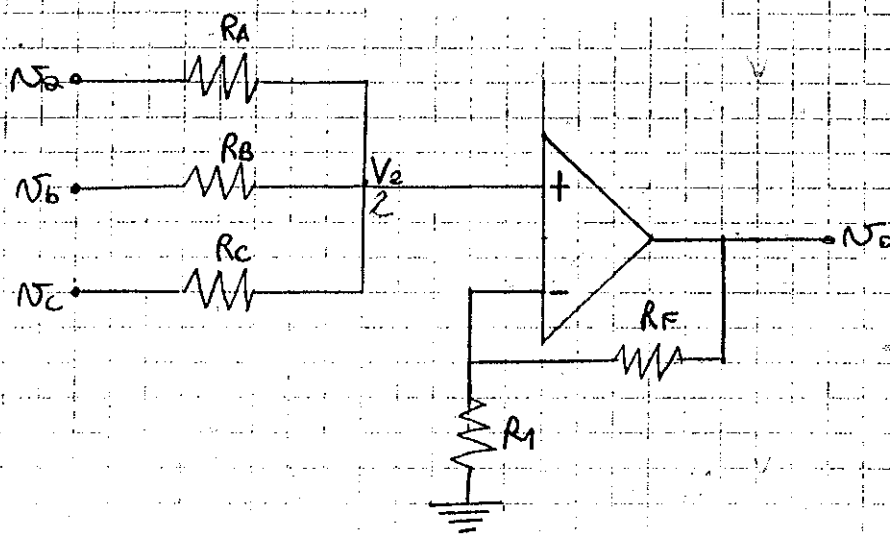
$R = \emptyset$



www.ingonline.biz

$N_o = (N_{in2} - N_{in1}) \frac{R_F}{R_1}$

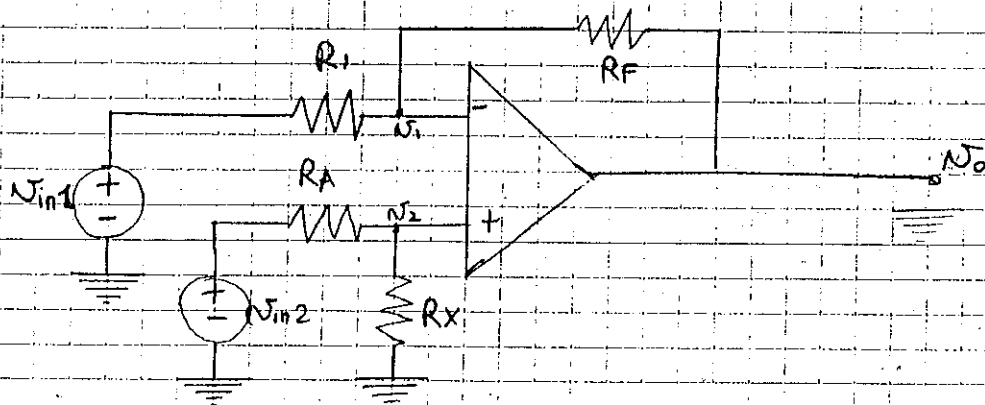
SOMMATORE



RIESCE A FARE LA SOMMA DELLE TENSIONI DI INGRESSO:

NON AMPLIFICA PIÙ A ∞ , DIFENDE DA A_0 , È UN INTEGRATORE SOLO DOPO LA FREQUENZA DI TAGLIO f_T (IN POI), MA PERLOMENO HO ELIMINATO I DISTURBI.

AMPLIFICATORE DIFFERENZIALE



C'È DA SPERARE CHE N_0 SIA LEGATA ALLA DIFFERENZA DEI SEGNALE N_{I01} E N_{I02} .

VOGLIAMO TROVARE UN LEGAME TRA LE 4 RESISTENZE IN MANIERA
CHE NO SIA PROPORZIONALE UNICAMENTE A K'VOTRE LA DIFFERENZA DEL
SEGNALE www.ingonline.biz

www.ingonline.biz

ABBIAMO ANCORA LA SOVRAPPOSIZIONE DEGLI EFFETTI:

CONSIDERIAMO $N_{in} = 1$:

CONSIDERANDO N_{in 1}:
$$V_{os} = -V_{in1} \cdot \frac{R_F}{R_1} \quad \text{com } V_2 = 0$$

$$v_{o2} = \left(1 + \frac{R_F}{R_1}\right) \cdot v_2 \quad \text{con} \quad v_2 = \frac{v_{in2} R_x}{R_A + R_x}$$

$$V_{O2} = \frac{V_{in2} R_x}{R_A + R_x} \left(1 + \frac{R_F}{R_1} \right) \quad V_{O1} = -V_{in1} \frac{R_F}{R_1}$$

$\rightarrow N_o = \left(\frac{1+R_F}{1+R_1} \right) \frac{N_{in2}}{R_1+R_x} R_x - \frac{R_F}{R_1} N_{in1}$

$$V_o = \frac{V_{in} Z_{R_F}}{R_1} - \frac{R_F}{R_1} V_{in} \quad V_o =$$

$$V_o = \frac{R_F}{R_1} (V_{in2} - V_{in1})$$

PER CALCOLARE QUANTO VALE L'AMPLIFICAZIONE:

$$A = \frac{N_o(s)}{N_i(s)}$$

[DOBBIAMO USARE LA TRASFORMATA DI LAPLACE]

$$Z_2 = \frac{1}{sC} \quad \text{IMPIEDENZA DEL CONDENSATORE}$$

$$S = j\omega \rightarrow A = -\frac{Z_2}{Z_1} = -\frac{\frac{1}{sC}}{R_1} = -\frac{1}{R_1 s} \rightarrow A = -\frac{1}{j\omega R_1 C}$$

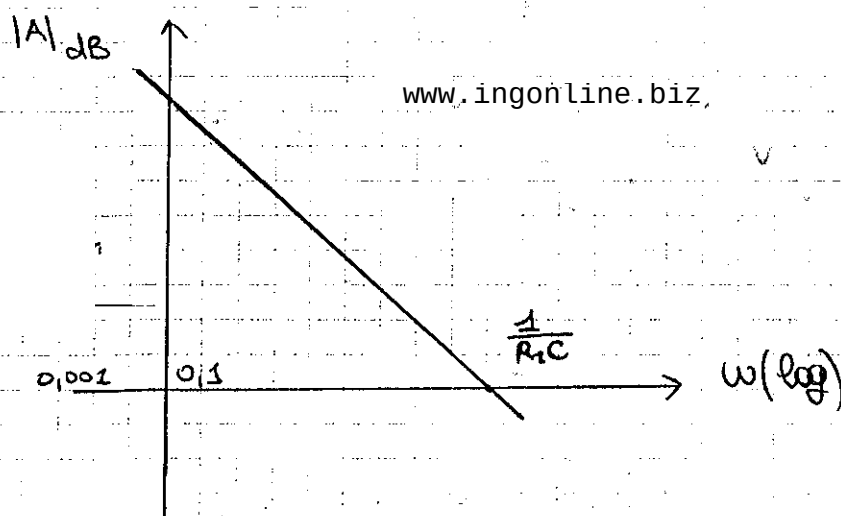
RESISTENZA

$$\omega_0 = \frac{1}{R_1 C} \rightarrow A = j\frac{\omega_0}{\omega} = \frac{j}{R_1 \omega C} = \frac{1}{j\omega R_1 C}$$

RAPPRESENTIAMO SUL DIAGRAMMA DI BODE:

$$\left| \frac{N_o}{N_i} \right| = \frac{\omega_0}{\omega}$$

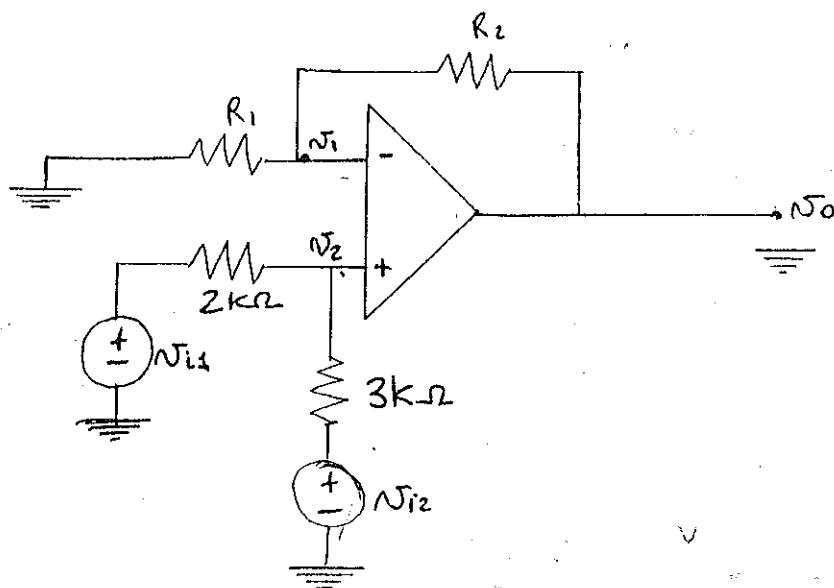
$$\left| \frac{N_o}{N_i} \right|_{dB} = -20 \log \frac{\omega}{\omega_0} \quad \text{IL SEGNO - PERCHÉ HO GIROTO } \frac{\omega_0}{\omega}$$



PER FREQUENZE BASSE ($\omega \rightarrow 0$), L'INTEGRATORE MI MANDA L'AMPLIFICAZIONE ALL'INFINITO.

FISICAMENTE: $Z_2 \rightarrow 0 \rightarrow$ DIVENTA UN CORTOCIRCUITO $\rightarrow$ È COME PRENDERE N_o IN $V_1 \equiv V_2 \equiv$ A MASSA $= 0$

LA RISPOSTA È SIMILE AL FILTRO PASSA-BASSO $\rightarrow$ LA FREQUENZA DI TAGLIO È NULLA (PERCHÉ NON DIVENTA MAI COSTANTE).



APPLICHIAMO LA SOVRAPPOSIZIONE DEGLI EFFETTI:

$$R_1 = 1 \text{ k}\Omega$$

$$R_2 = 9 \text{ k}\Omega$$

www.ingonline.biz

L'AMPLIFICATORE OPERAZIONALE È IDEALE

SOMMO L'EFFETTO CHE HO SULLA V_o DOVUTO ALLA V_{i1} E POI SEPARATAMENTE GLI EFFETTI DOVUTI A V_{i2} :

FACCIAMO AGIRE (V_{i1}):

$$V_{o1} = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) V_2 = 10 V_2$$

V_2 È UN PARTITORE:

$$\frac{3 V_{i1}}{5} \leftarrow (3+2)$$

$$\rightarrow V_{o1} = 6 V_{i1}$$

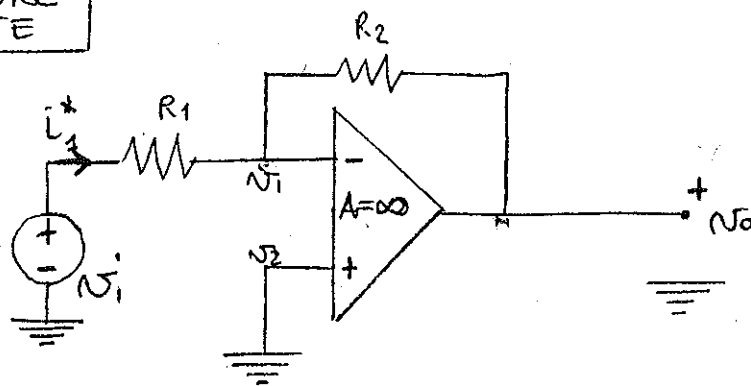
ORA FACCIAMO AGIRE (V_{i2}):

$$V_{o2} = 10 V_2$$

$$V_2 = \frac{2}{5} V_{i2} \rightarrow V_{o2} = 4 V_{i2}$$

$$\rightarrow V_o = 6 V_{i1} + 4 V_{i2} = V_2 \cdot \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)$$

CONNESSIONE INVERTENTE



NON ASSORBE CORRENTE $\rightarrow i_1 = 0$

$$i_2 = 0$$

LA TENSIONE TRA I PUNTI È 0 COME PRIMA

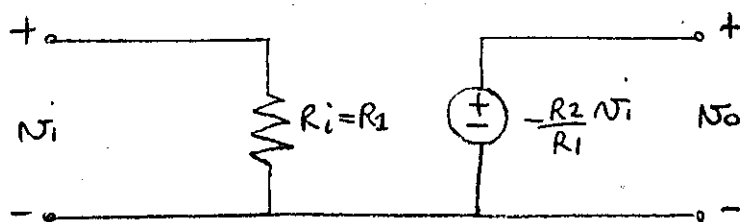
$\rightarrow i_1^*$ SCORRE IN R_1 E ANCHE IN R_2 E VALE: $i_1^* = \frac{V_i}{R_1}$

$$V_i = i_1 R_1$$

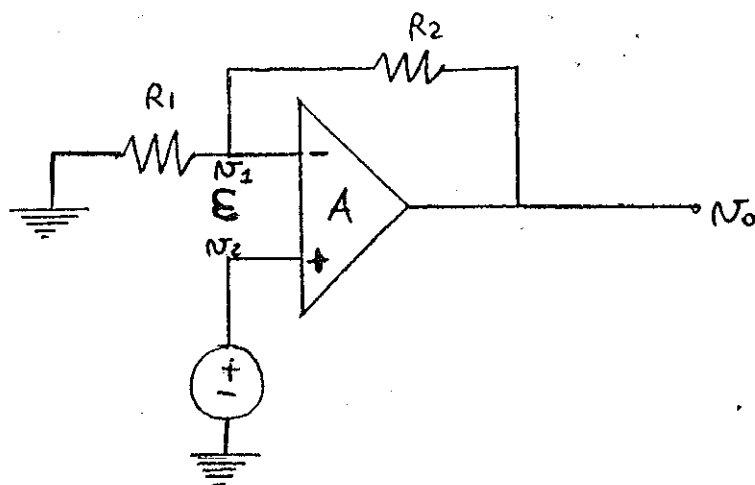
$$V_o = -i_1 R_2$$

www.ingonline.biz

$$\rightarrow \frac{V_o}{V_i} = -\frac{R_2}{R_1}$$



VEDIAMO ORA IL CASO DI AMPLIFICATORE OPERAZIONALE NON IDEALE:



TRA N_1 E N_2 NON C'È CIRCUITO VIRTUALE MA UNA

LA TENSIONE V_0 CHE LEGGO È INDIPENDENTE, CHE CI SIA O
 MELO UN CARICO $R_L \rightarrow$ LA RESISTENZA DI USCITA È NULLA: $R_0 = \phi$

① $\rightarrow$ MORSETTO INVERTENTE (SE $V_2 = \phi \rightarrow V_0 = -A V_1$)

② $\rightarrow$ MORSETTO NON INVERTENTE (SE $V_1 = \phi \rightarrow V_0 = A V_2$)

$A \rightarrow$ GUADAGNO DI ANELLO APERTO PERCHÉ NON C'È NESSUNA REAZIONE
 TRA L'USCITA E L'INGRESSO (NESSUNA RETROAZIONE)

[È UNA AMPLIFICAZIONE INTRINSECA DELL'OPERAZIONALE]

$A = \infty \rightarrow$ AMPLIFICATORE OPERAZIONALE IDEALE (IN REATTI $10^4 - 10^6$)

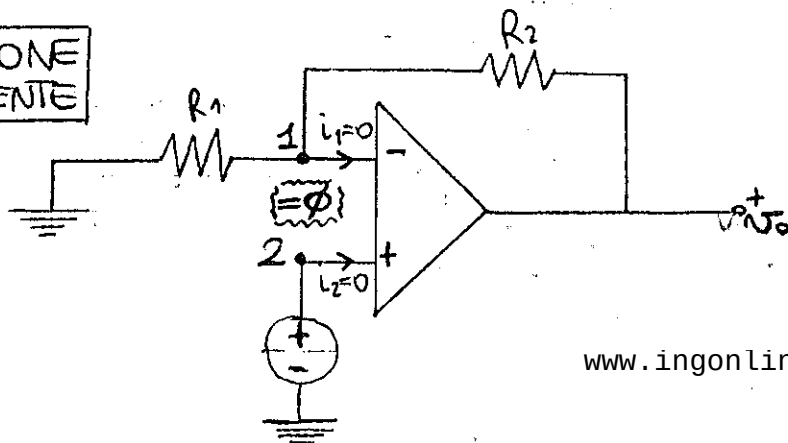
A PARI A ∞ È UN PROBLEMA, NEL SENSO CHE QUALUNQUE

DISTURBO COMPORTA UNA V_0 CHE PUÒ ARRIVARE A $\begin{cases} +E & \text{SATURAZIONE POSITIVA} \\ -E & \text{SATURAZIONE NEGATIVA} \end{cases}$

IN REATTI NON È PROPRIO E, UN PO' MELO

DEVO COLLEGARE L'USCITA CON L'INGRESSO ATTRAVERSO UNA REAZIONE:

CONNESSIONE
NON INVERTENTE



www.ingonline.biz

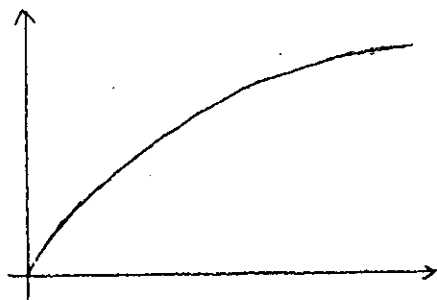
REAZIONE NEGATIVA $\rightarrow$ PRENDO IL SEGNALE DI USCITA IN INGRESSO,
 SUL MORSETTO $\ominus$

$$(V_2 - V_1) = \frac{V_0}{A}$$

$$A_f = \frac{V_0}{V_2} \quad \text{QUELLA INTRINSECA CON FEED-BACK}$$

N.B.

$$A_f \neq A$$



VEDIAMO ADESSO COL DIAGRAMMA DI BODE:

$$V_u = \frac{V_i}{R + \frac{1}{CS}} \cdot R = \frac{RCS}{1 + RCS} = \frac{\frac{S}{\omega_0}}{1 + \frac{S}{\omega_0}}$$

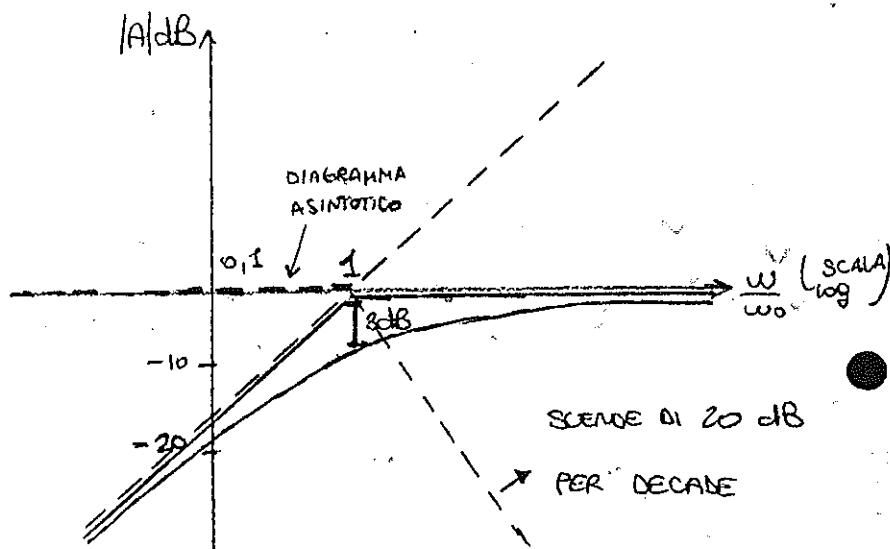
$$\omega_0 = \frac{1}{RC}$$

$$S = j\omega$$

$$A = \frac{V_u}{V_i} = \frac{\frac{j\omega}{\omega_0}}{1 + \frac{j\omega}{\omega_0}}$$

www.ingonline.biz

$$|A| = \frac{\frac{\omega}{\omega_0}}{\sqrt{1 + \left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2}}$$



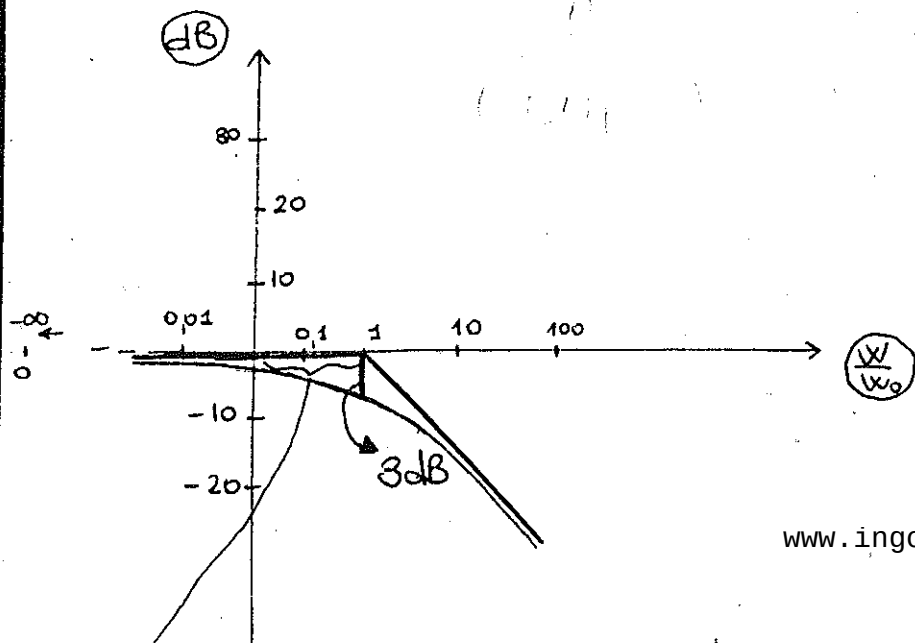
FACCIAMO IL DIAGRAMMA DEL NUMERATORE E POI CI SOMMIAMO QUELLO DEL DENOMINATORE.

$\frac{\omega}{\omega_0} \rightarrow$ RETTA INCLINATA DI 20 dB CHE TAGLIA IN 1

NEL PUNTO DI FREQUENZA DI TAGLIO IL DIAGRAMMA DISTA 3 dB DAL DIAGRAMMA ASINTOTICO.

PONIAMO $\omega_0 = \frac{1}{RC} \rightarrow \frac{V_u}{V_i} = \frac{1}{1 + j\frac{\omega}{\omega_0}} = \frac{1}{1 + j\omega RC}$

$$|A| = \left| \frac{V_u}{V_i} \right| = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2}}$$



www.ingonline.biz

dB → si calcola

$$20 \log A = -10 \log \left[1 + \left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2 \right]$$

SULLE ASSISSE C'È LA SCALA LOGARITMICA

$$|A|_{dB} = 20 \log \left[1 + \left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2 \right]^{-\frac{1}{2}}$$

$$|A|_{dB} = -10 \log \left[1 + \left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2 \right]$$

PER $\omega \ll \omega_0 \rightarrow |A|_{dB} = 0$

PER $\omega \gg \omega_0 \rightarrow |A|_{dB} = -20 \log \left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)$

È INCLINATA DI -20 dB PER DECADE

ω_0 È LA FREQUENZA DI TAGLIO, E DISTA RISPETTO ALLO SPI-

GOLO → 3 dB

BANDA.

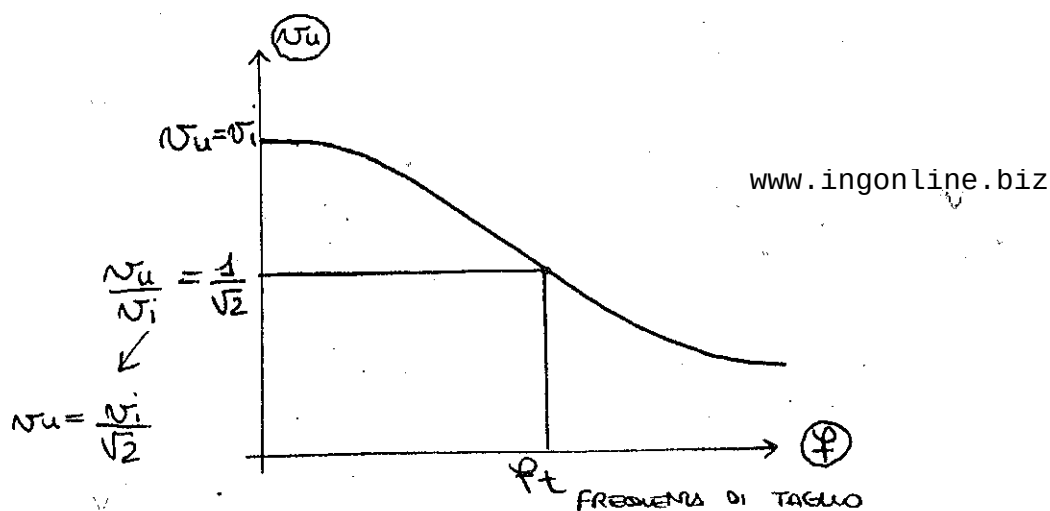
TRATTEREMO SOLO I FILTRI PASSIVI (QUELLI CONTENENTI RESISTENZE, CAPACITÀ, INDUTTANZA)

IL FILTRO ATTENUA UN SEGNALE IN INGRESSO QUANDO LA FREQUENZA NON È NEL CAMPO DI LAVORO

PER CONVENZIONE SI DICE CHE LA TENSIONE IN USCITA DI UN FILTRO NON È PIÙ APPREZZABILE QUANDO DIVIENE $\sqrt{2}$ VOLTE PIÙ PICCOLA.

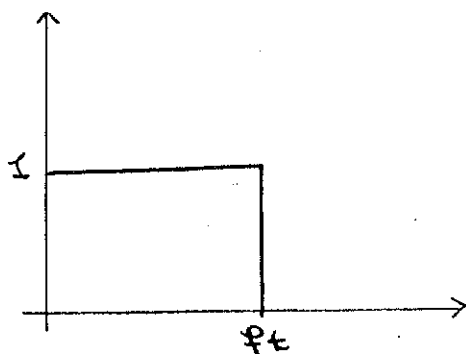
FREQUENZA DI TAGLIO → FREQUENZA ALLA QUALE È SODDISFATTA QUESTA CONDIZIONE.

FILTRI PASSA-BASSO



ATTENUA LE FREQUENZE $> f_t$ E LASCIA PASSARE LE FREQUENZE A BASSA FREQUENZA.

UN PASSA-BASSO IDEALE SAREBBE:



VUOLU CALCOLARE L'AMPLIFICAZIONE TOTALE:

$$A_{TOT} = \frac{V_u}{V_{seg}}$$

$$V_u = -g_m V_{gs} \cdot R_p (R_D // R_L)$$

$$\frac{V_u}{V_{seg}} = \frac{V_u}{V_{gs}} \cdot \left(\frac{V_{gs}}{V_{seg}} \right)$$

$$\frac{V_{u1}}{V_{gs}} = -g_m V_{gs} \cdot R_D$$

$$\frac{V_{gs}}{V_{seg}} = \frac{R_1 // R_2}{R_1 // R_2 + R_{seg}}$$

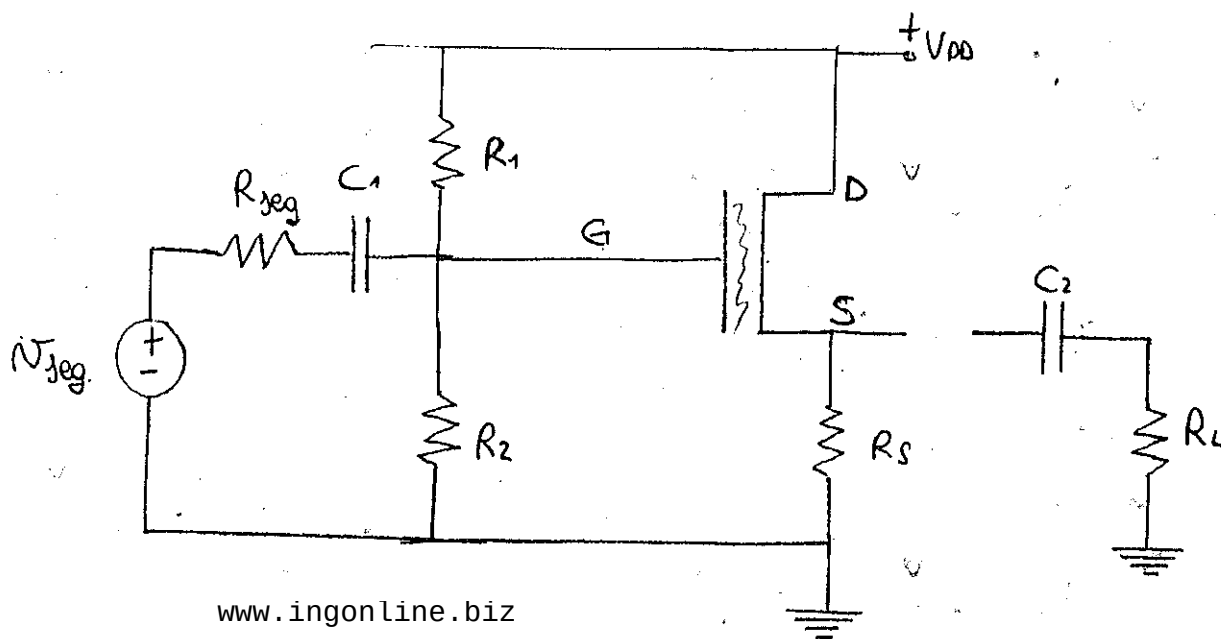
$$A = \frac{V_u}{V_{seg}} = \frac{-g_m R_D \cdot R_1 // R_2}{R_1 // R_2 + R_{seg}}$$

$$\frac{V_{gs}}{V_{seg}} = \frac{R_1 // R_2}{R_1 // R_2 + R_{seg}} = \alpha$$

COEFFICIENTE
DI ATTENUAZIONE

MONTAGGIO A DRAIN COMUNE

29/4



www.ingonline.biz

QUESTO MONTAGGIO È DETTO ANCHE INSEGUITORE DI SOURCE; NON AMPLIFICA, È USATO COME STADIO SEPARATORE (BUFFER). COME IL BJT LA TENSIONE DI SOURCE È UNA RIPRODUZIONE FEDELE DELLA TENSIONE DI GATE.

IL SEGNALE VIENE INVIATO TRA DRAIN E MASSA, LA PORTA IN INGRESSO È TRA GATE E DRAIN $\equiv$ MASSA.

IL SEGNALE IN USCITA SI PRELEVA TRA SOURCE E MASSA $\equiv$ DRAIN

g_m $\rightarrow$ PENDENZA DI $I_D - V_{GS}$ NEL PUNTO DI LAVORO.

85

$$I_d = g_m V_{gs}$$

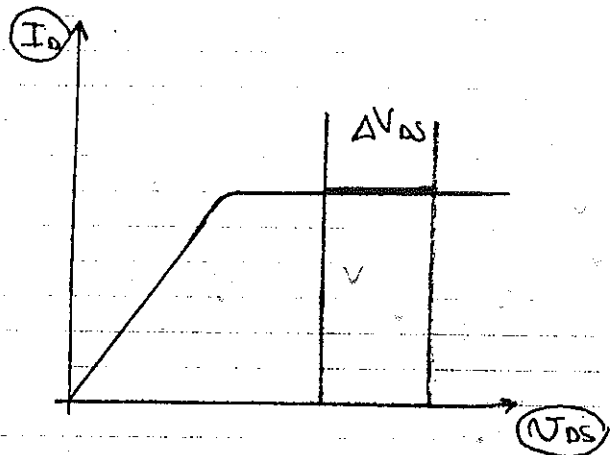
MOSFET $\rightarrow$ GENERATORE DI CORRENTE CONTROLLATO IN TENSIONE
(RICEVE UN SEGNALE V_{gs} TRA GATE E SOURCE E FORNISCE UNA CORRENTE PROPORZIONALE A V_{gs} SUL TERMINALE DRAIN)

LA CORRENTE i_g È SEMPRE NULLA $\rightarrow$ LA RESISTENZA DI INGRESSO DI QUESTO GENERATORE CONTROLLATO È IDEALMENTE ∞ .

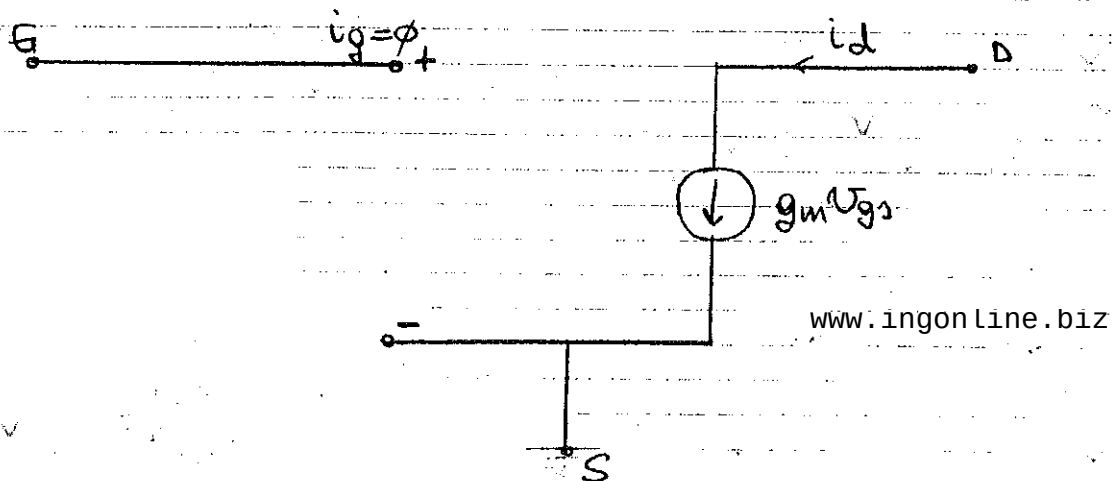
ANCHE LA RESISTENZA DI USCITA È IDEALMENTE INFINITA.

$$R_o = \frac{\Delta V_{DS}}{\Delta I_D} \rightarrow = \infty$$

POICHÉ LA CARATTERISTICA È PRATICAMENTE ORIZZONTALE.

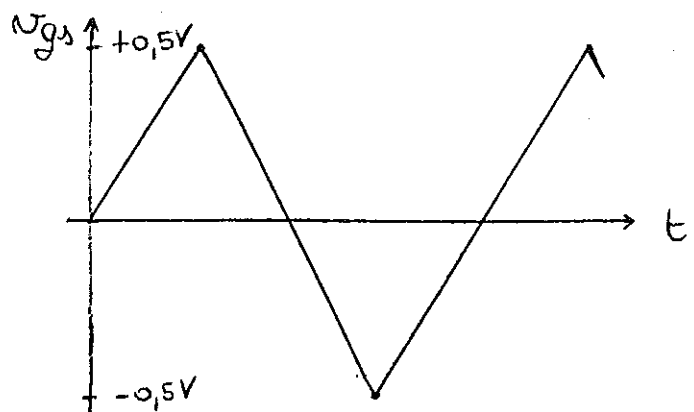


ORA ARRIVIAMO AL CIRCUITO EQUIVALENTE



www.ingonline.biz

ALLE QUANTITÀ CONTINUE SONO SOVRAPPOSTE LE QUANTITÀ DI SEGNALE.



PER EFFETTO DI QUESTO SEGNALE, IL PUNTO DI LAVORO P_0 DEVE SEGUIRE I NUOVI PUNTI DELLA V_{gs} , P_0 SI SPOSTA SULLA RETTA DI CARICO.

$P_1 \rightarrow$ QUANDO $V_{gs} = +0.5V$

$P_0 \rightarrow$ QUANDO $V_{gs} = 0$

$P_2 \rightarrow$ QUANDO $V_{gs} = -0.5V$

NOTIAMO PERÒ CHE P_1 VA A FINIRE NELLA ZONA RESISTIVA, E QUESTO RIDUCE DRASTICAMENTE LA GUITA DEL DISPOSITIVO, IN QUANTO SIAMO FUORI DALLA ZONA DI SATURAZIONE.

QUINDI ANCHE LA TENSIONE TRA D ED S SUBISCE OSCILLAZIONI INTORNO AL PUNTO $V_{DS} = 8V$ (TRA 12V E 4V).

ANCHE I_{DS} SUBISCE OSCILLAZIONI NEL TEMPO. www.ingonline.biz

IN DEFINITIVA IL SEGNALE È ANCORA TRANSGONALE $\rightarrow$ A PATTO OVVIAMENTE CHE IL PUNTO DI LAVORO SIA IN POSIZIONE OPPORTUNA E CHE LE OSCILLAZIONI SIANO PICCOLE [CONDIZIONI NEL BJT]

↓
FUNZIONAMENTO LINEARE.

LA CORRENTE i_D TOTALE È $i_D = I_D + i_d$

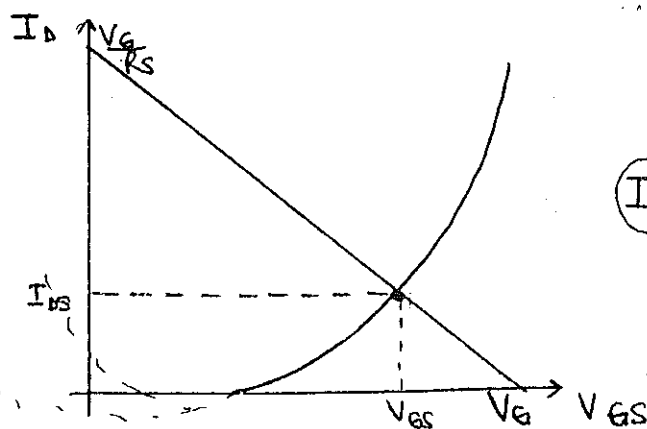
LA TENSIONE v_{DS} TOTALE È $v_{DS} = V_{DS} + v_{ds}$

L'ONDA v_{ds} È TRANSGONALE ED HA UN'OSCILLAZIONE PICCO-PICCO DI 8V.

DOPO DI CHE SCRIVO L'EQUAZIONE ALLA MANO:

$$\textcircled{V_G} = \cancel{I_D R_G} + V_{GS} + I_{DS} \cdot R_S$$

RICORDIAMO LA CARATTERISTICA $I_D - V_{GS}$ (È UNA PARABOLA)



$$\textcircled{I_{DS}} = \frac{K}{2} (V_{GS} - V_T)^2$$

HO TRACCIATO ANCHE LA RETTA DI CARICO, E IL PUNTO DI INCONTRO

MI DA V_{GS} E I_{DS}

- ATRAVERSO LA V_{GS} VERIFICO SE IL MOSFET È ACCESO ($V_{GS} > V_T$)
- QUINDI CONTROLLA CHE IL MOSFET LAVORI IN ZONA DI SATURAZIONE

$$(\underline{V_{DS} > V_{GS} - V_T})$$

$$[V_{DS} = V_{DD} - (R_S + R_D) I_{DS}]$$

SO CHE $V_{GS} = V_G - V_S \rightarrow$ MA $V_S = I_{DS} R_S$

$$\Rightarrow \textcircled{I_{DS}} = \frac{K}{2} (V_G - I_{DS} R_S - V_T)^2 \quad [\text{ABBIAMO 2 SOLUZIONI}]$$

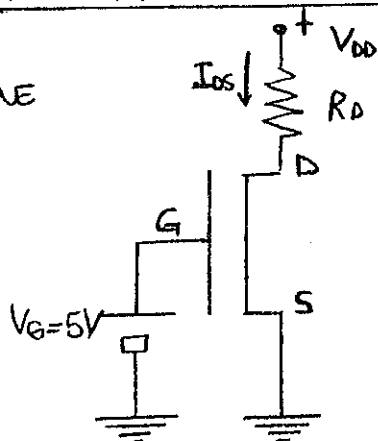
PERCHÉ LA PARABOLA POTREBBE CONTINUARE A SX DI V_T

MOSFET COME AMPLIFICATORE DI SEGNALE

SCHEMATIZZAZIONE

DEL MOSFET

IN CONTINUA

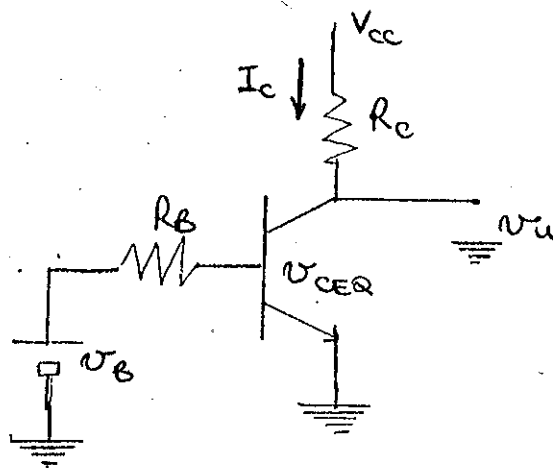
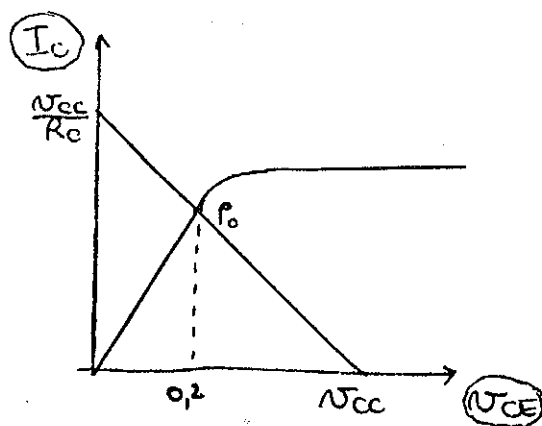


P_0 è il punto di lavoro $\rightarrow$ RICAUIAMO V_{DS} [QUASI ϕ], LA TENSIONE DI USCITA (V_u)

MOSFET SPENTO

ORA FACCIAMO $V_{GS} = \phi$, IL TRANSISTORE LAVORA IN V_{DD} (P_0 PER $V_{GS} = \phi$)
COSÌ SE NON MANDO SEGNALE DI GATE, LA TENSIONE TRA S E D È TUTTA LA BATTERIA $\rightarrow$ LA TENSIONE V_u DI USCITA È $V_{DD} \rightarrow$ È COME UN INTERRUOTORE COMANDATO DALLA TENSIONE DI CONTROLLO V_G

PER AVERE V_{DS} QUASI ϕ FACCIAMO UNA R_D PIÙ GRANDE.



www.ingonline.biz

VOGLIO FARE LA STESSA COSA CON IL BJT:

$$V_{CC} = I_C R_C + V_{CE} \quad (\text{ANCH' ESSA È UNA RETTA})$$

QUANDO HO V_B È QUASI UN CORTOCIRCUITO.

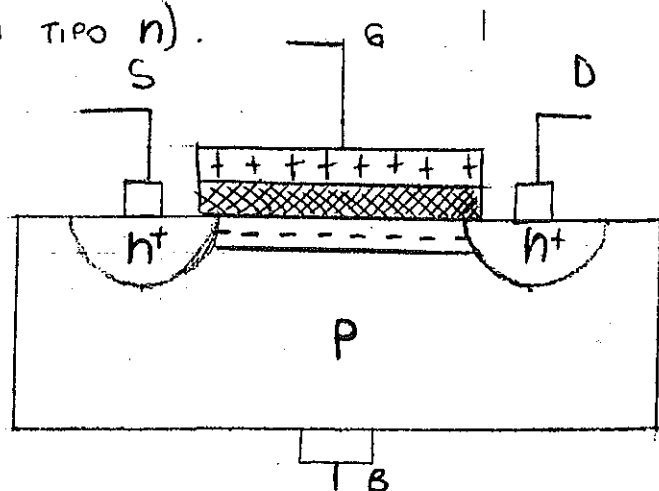
QUANDO INVECE SPENGO V_B LA TENSIONE DI USCITA VALE V_{CC} , ANCHE

IL BJT QUINDI PUÒ AVERE $\left. \begin{array}{l} \rightarrow \text{TENSIONE DI BATTERIA} \\ \rightarrow \phi \end{array} \right\} \begin{array}{l} \text{INTERRUPTORE} \\ \text{COMANDATO} \end{array}$

MOSFET A SVUOTAMENTO

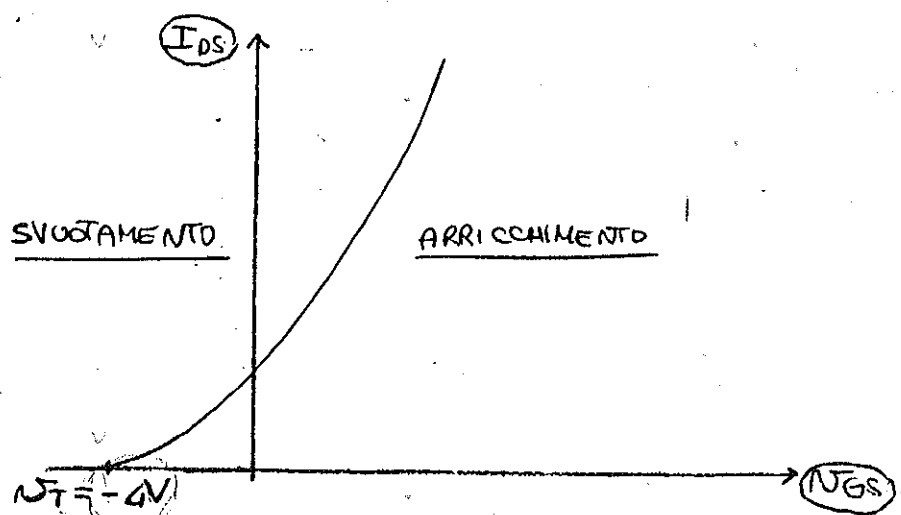
72

C'È UNA PRIMA DIFFERENZA ALL'ATTO DELLA COSTRUZIONE: PRIMA NON C'ERA CANALE INIZIALMENTE, ORA INNECE FIN DALL'INIZIO VIENE CREATO UN CANALE (DI TIPO n).



IN PRATICA, ANCHE PER $V_{GS} = \phi$ SCORRE CORRENTE TRA D E S
 SE $V_{GS} > \phi$ → SCORRONO ANCORA PIÙ ELETTRONI, ABBIAMO UN ISPES-
 SAMENTO DEL CANALE (FUNZIONA DA ARRICCHIMENTO)
 SE $V_{GS} < 0$ → IL CANALE TENDE AD ESSERE SVUOTATO.

$V_{GS} > 0$ → ARRICCHIMENTO
 $V_{GS} = 0$
 $V_{GS} < 0$ → SVUOTAMENTO



www.ingonline.biz

V_{GS} SVUOTA IL CANALE FINO AD UNA V_T [NEGATIVA] E IL CANALE NON C'È PIÙ.

➔ L'AUMENTO DI V_{GS} FA AUMENTARE LA CONDUTTANZA DEL CANALE. 70

➔ LA CONDUTTANZA È PROPORZIONALE ALLA DIFFERENZA $(V_{GS} - V_T)$

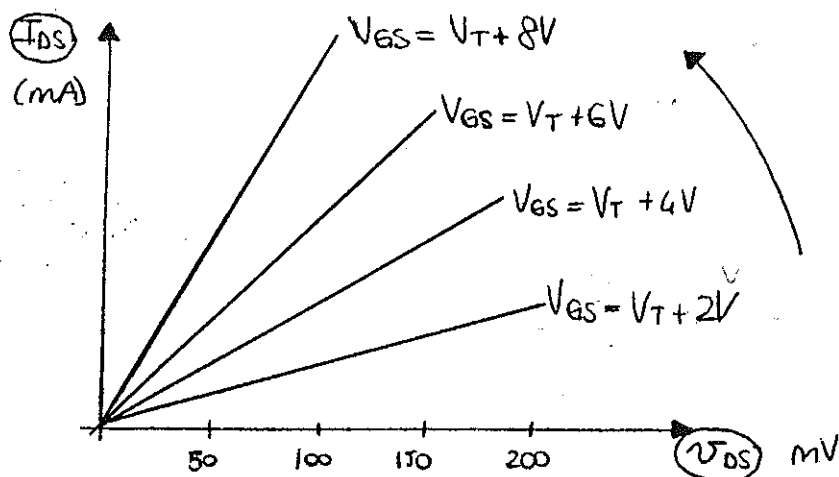
↓
ECESSO DI TENSIONE SUL GATE

A QUESTO PUNTO LA ^{CORRENTE} TENSIONE CHE SCORRE NEL CANALE È PROPORZIONALE ALLA TENSIONE APPLICATA:

$$I = \frac{V}{R} \rightarrow \text{[FISSATA]}$$

↓
CUI ABBIAMO FISSATO LO SPESSORE DEL CANALE

QUESTO DISPOSITIVO FUNZIONA COME UNA RESISTENZA VARIABILE



ABBIAMO UNA RESISTENZA IN DIMINUIZIONE

C'È UN LEGAME LINEARE TRA LA TENSIONE APPLICATA E LA CORRENTE

CIRCULANTE; SE AUMENTA V_{GS} HO UN ANDAMENTO VIA VIA PIÙ ALTO

→ IL DISPOSITIVO È UN RESISTORE VARIABILE.

MOSFET AD ARRICCHIMENTO

[IL CANALE È ARRICCHITO DALLA TENSIONE POSITIVA DEL GATE]

IL DISCORSO DI LINEARITÀ VALE SOLO PER $V_{DS} \approx 0.1 \div 0.2 V$

$I_g = \emptyset$ PERCHÉ C'È L'ISOLANTE SiO_2 www.ingonline.biz

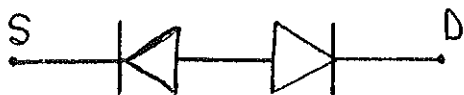
SUPPONIAMO DI AUMENTARE V_{DS} , FACENDO SUPERARE I VALORI VISTI IN PRECEDENZA → SE V_{DS} È DISTRIBUITA TRA D ED S → LA DIFFERENZA DI POTENZIALE TRA G ED I PUNTI DEL CANALE NON È PIÙ UGUALE →

- V_{DS} MASSIMA SUL DRAIN
- V_{DS} MINIMA ($= \emptyset$) SUL SOURCE

PER LE SUE CARATTERISTICHE SI CHIAMA ANCHE IGFET.

GATE ISOLATO $\rightarrow$ NON PASSERA' MAI CORRENTE IN QUANTO ISOLATO DAL BODY.
ATTRAVERSO LO STRATO DI OSSIDO ($=\phi$).

ABBIAMO UN DOPIA GIUNZIONE: $\begin{cases} n^+ (\text{SOURCE}) - p \\ p - n^+ (\text{DRAIN}) \end{cases}$ 2 GIUNZIONI
DORSO - DORSO

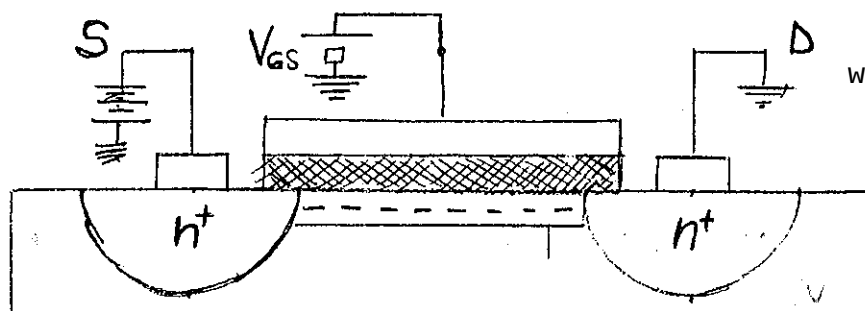


SE PROViamo AD AUMENTARE TRA D ED S CON QUALUNQUE TENSIONE

$\rightarrow$ TROVIAMO UNA POLARIZZAZIONE INVERSA $\rightarrow$ QUESTO DISPOSITIVO NON CONDUCE MAI!

$\rightarrow$ L'ELETTRODO CHE FA CONDUCE E' IL GATE.

SE POLARIZZO IL GATE POSITIVAMENTE:



$V_{GS} \rightarrow$ E' UNA TENSIONE POSITIVA SUL GATE CHE ATTRAIE, SOTTO L'OSSIDO, ELETTRONI DALLE ZONE n^+ E LE CARICHE MINORITARIE DEL BODY.

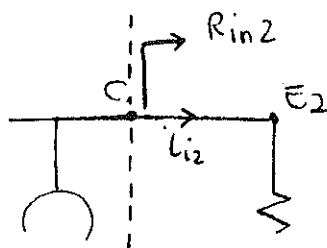
$\rightarrow$ INTRODUCO SOTTO L'OSSIDO UNA REGIONE TUTTA PIENA DI ELETTRONI, CONTINUA.

$\rightarrow$ NON C'E' PIU' INTERRUZIONE TRA LE ZONE n^+ C'E' UN CANALE CONTINUO.

SERVE UNA TENSIONE DI SOGLIA (V_T MINIMA (1-3 VOLTS),

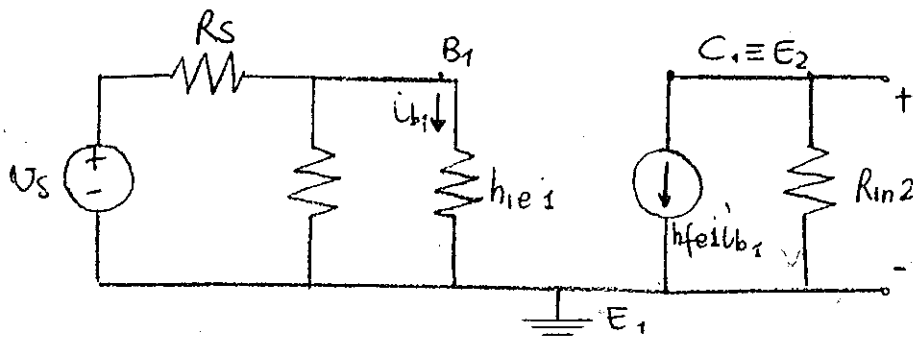


CHIARAMENTE POSITIVA, DATO FORNITO DAL COSTRUTTORE.



$$R_{in2} = \frac{V_{in2}}{i_{in2}} = \frac{V_{E2}}{i_{in2}} = \frac{h_{ie2} i_{b2}}{i_{b2} + h_{fe2} i_{b2}}$$

A QUESTO PUNTO TOLGO TUTTO IL 2° STADIO E MI SOSTITUISCO LA RESISTENZA EQUIV.



$$A_1 = \frac{V_{E2}}{V_i} = \frac{-R_{in2} h_{fe1} i_{b1}}{i_{b1} h_{ie1}} = \frac{-h_{fe1}}{h_{ie1}} R_{in2}$$

$$A_2 = \frac{-R_c h_{fe2}}{h_{ie2}}$$

www.ingonline.biz

$$\Rightarrow A_{vo} = \underbrace{\frac{R_c h_{fe2}}{h_{ie2}}}_{A_2} \times (-) \underbrace{\frac{h_{fe1} R_{in2}}{h_{ie1}}}_{A_1}$$

IL 2° STADIO È UN BASE COMUNE → AMPLIFICA $\frac{h_{fe} R_c}{h_{ie}}$
(AMPLIFICAZIONE PROPRIA DEL BASE COMUNE)

IL 1° STADIO È UN EMETTITORE COMUNE → AMPLIFICA $-\frac{h_{fe} R_c}{h_{ie}}$
(UGUALE IN MODULO MA CON SEGNO ⊖ ??)

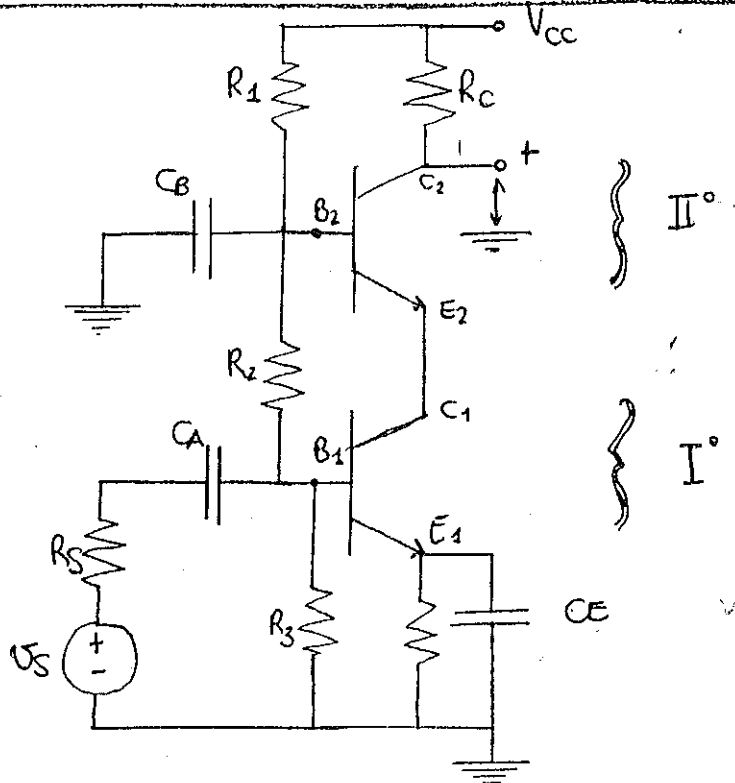
IN REALTÀ IL 1° STADIO NON HA R_c COME IL SECONDO, HA R_{in2} .

CHI AMPLIFICA DI PIÙ?

AMMESSO CHE h_{fe} E h_{ie} SIANO LE STESS E PER ENTRAMBI, ABBIAMO UNA DIFFERENZA TRA R_{in2} E R_c , LE RESISTENZE CHE LE DANO.

MONTAGGIO CON 2 TRANSISTORI (DOPPIO STADIO)

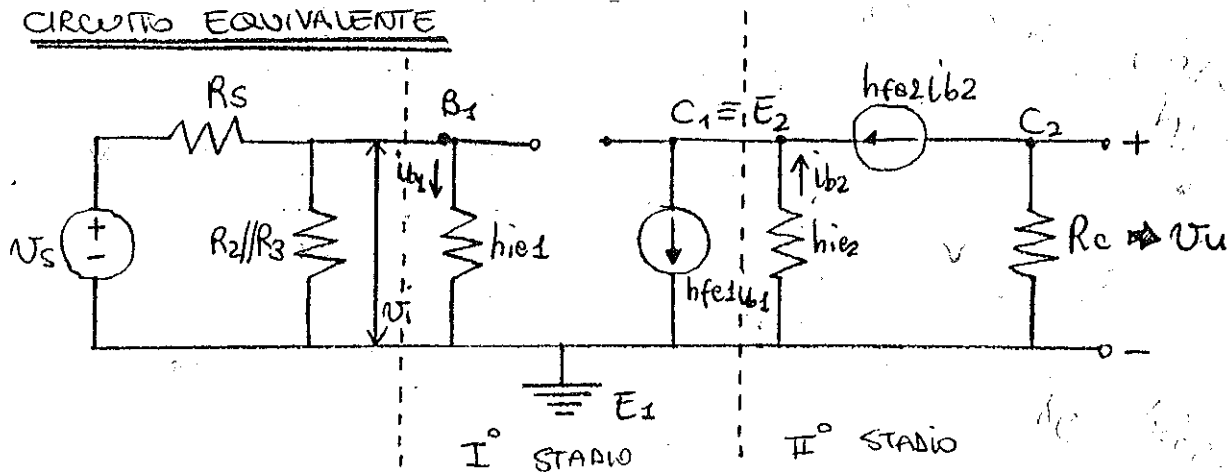
7/4



ABBIAMO UN PRIMO MONTAGGIO IN INGRESSO E' UN SECONDO IN USCITA:
IL (I°) E' UN MONTAGGIO A EMETTITORE COMUNE E RICEVE IL SEGNALE;
IL (II°) (USCITA TRA C₂ E MASSA) E' UN MONTAGGIO A BASE COMUNE.
[CONNESSIONE A CARBONE]

www.ingonline.biz

CIRCUITO EQUIVALENTE



R_1 NON FIGURA PERCHÉ E' TRA MASSA E MASSA, E' CORTOCIRCUITATA.
 B_2 E' A MASSA ATTRAVERSO C_B .

CALCOLO DELL'AMPLIFICAZIONE:

$$A_{V_0} = \frac{U_u}{U_i}$$

$$U_u = -h_{fe2} I_{b2} R_c \quad ; \quad U_i = I_{b1} h_{ie1}$$

DAL MOMENTO CHE V_{cc} IN DINAMICA È A MASSA. ED R_1 E R_2 SONO TRA V_{cc} E MASSA (CUI È A POTENZIALE NULLO) ED R_1 E R_2 SONO CORTOCIRCUITATE.

VEDIAMO QUANTO VALE L'AMPLIFICAZIONE A_{vo} DI QUESTO CIRCUITO:

$$A_{vo} = \frac{v_u}{v_i} = \frac{-h_{fe} i_b R_c}{-h_{ie} i_b} = \frac{h_{fe} R_c}{h_{ie}} \quad \text{AMPLIFICAZIONE}$$

[È LO STESSO RISULTATO DELL'EMITTORE COMUNE COL SEGNO $\ominus$ DI DIFFERENZA]

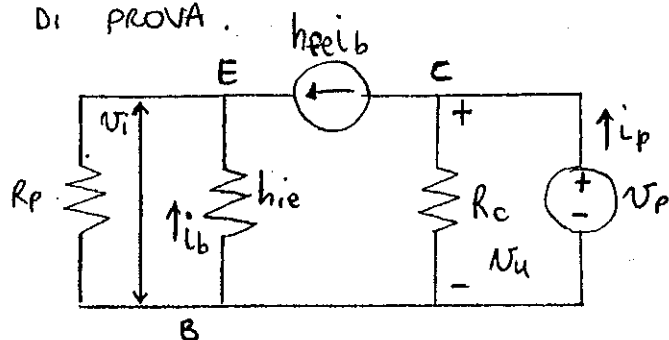
RESISTENZA DI INGRESSO:

$$R_i = \frac{v_i}{i_i} = \frac{-h_{ie} i_b}{-(i_b + h_{fe} i_b)} = \frac{h_{ie}}{1 + h_{fe}} \rightarrow \text{RESISTENZA DI INGRESSO PICCOLA.}$$

QUESTO CIRCUITO È POCO USATO NELL'AMPLIFICAZIONE, INFATTI AVEVAMO VISTO COME R_i POSSA RICHIEDERE GROSSA.

RESISTENZA IN USCITA:

PER CALCOLARE R_o DISCONNETTO IL CARICO R_L E CI METTO UN GENERATORE DI PROVA.



www.ingonline.biz

$$P_E [\text{POTENZIAGE POTENZA DI E RISPETTO ALLA MASSA}] = -h_{ie} i_b$$

$$\text{MA } P_E \text{ È ANCHE: } P_E = (i_b + h_{fe} i_b) R_p$$

QUESTE QUANTITÀ DEVONO ESSERE UGUALI:

$$-h_{ie} i_b = (i_b + h_{fe} i_b) R_p$$

È VERA SOLO SE

$$i_b = 0$$

RE PENSO CHE NON CI SIA PERCHÉ È IN PARALLELO, MA TENGO IN CONSIDERAZIONE IL RISULTATO, CHE METTERÒ IN PARALLELO A RE:

$$R_p = R_s // [R_1 // R_2]$$

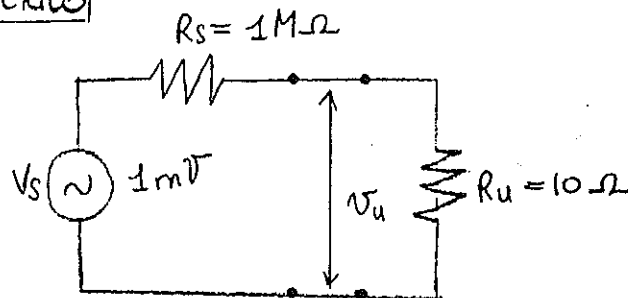
$$R_o = \frac{v_p}{i_p} = \frac{-(h_{ie} + R_p) i_b}{-i_b} = \frac{h_{ie} + R_p}{1 + \beta}$$

- ➡ • AMPLIFICA ≈ 1 → SI CHIAMA INSEGUITORE DI EMETTITORE, POICHÉ IL SEGNALE DI INGRESSO LO TROVO PARI PARI IN USCITA.
- LA RESISTENZA DI INGRESSO R_i È ELEVATA.
 - R_o È PICCOLA.

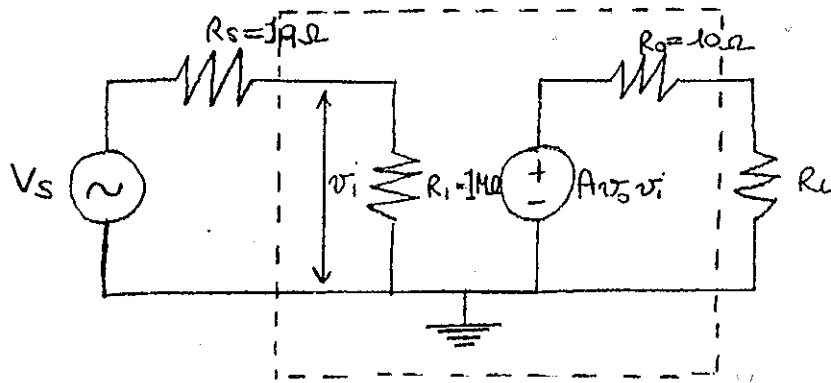
SENZA COME SEPARATORE DI STADI.

CASO NUMERICO

www.ingonline.biz



ABBIAMO UN SEGNALE E VOGLIAMO ALIMENTARE UN APPARECCHIO UTILIZZATORE PICCOLO: SE LO ATTACCASSI DIRETTAMENTE, SU V_u NON ARRIVEREBBE NIENTE (10^{-5} mV) → PRENDO LO STADIO CHE HO VISTO PRIMA:



NON ATTACCO DIRETTAMENTE, CI METTO UN BUFFER, UNO STADIO INTERMEDIO.

ADESSO L'EMITTORE NON È A MASSA, CI VA TRAMITE R_E .

TRA COLLETTORE ED EMITTORE C'È UN GENERATORE DI TENSIONE COMANDATO DA i_b ($h_{fe} i_b$)

$$A' v_o = \frac{v_u}{v_i}$$

$$v_u = - h_{fe} i_b \cdot R_c \quad (\text{IL SEGNO PER IL RIFERIMENTO FISSATO})$$

$$v_i = h_{ie} i_b + (i_b + h_{fe} i_b) R_E$$

ORA FACCIO IL RAPPORTO E TROVO $A' v_o = - \frac{h_{fe} R_c}{h_{ie} + (1+h_{fe}) R_E}$

h_{fe} VALE CIRCA 120-180 $\rightarrow$ POSSO TOGLIERE IL 1, $h_{fe} \sim 150$

h_{ie} VALE $\sim 1-10 \text{ k}\Omega$, FACCIAMO 1000Ω

$R_E \sim 400 \rightarrow$ POTREI ANCHE TRASCURARE h_{ie}

$$\rightarrow - \frac{h_{fe} R_c}{h_{fe} R_E} \rightarrow \text{L'AMPLIFICAZIONE È SGANCIATA DAI PARAMETRI}$$

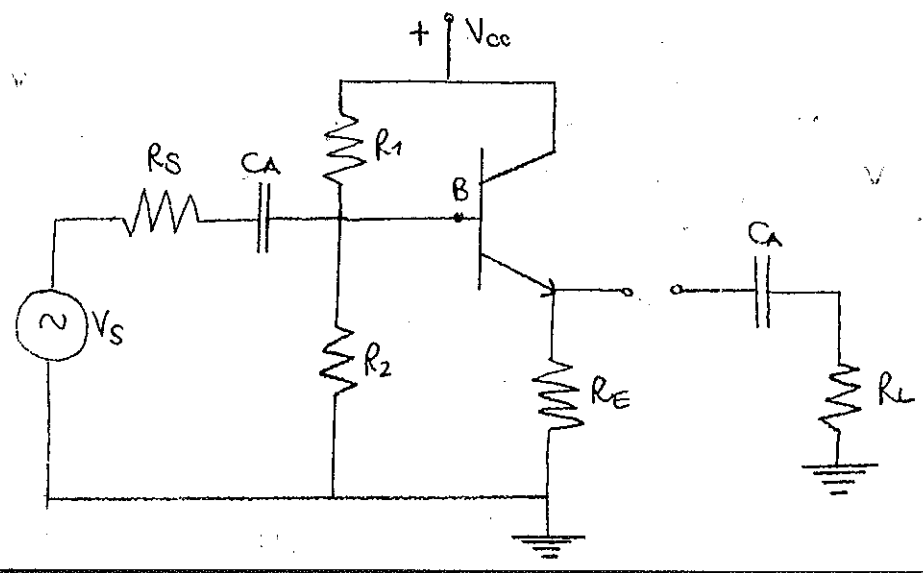
AMPLIFICA $\frac{R_c}{R_E}$

www.ingonline.biz

ORA VEDIAMO L'ALTRA USCITA: $A'' v_o = \frac{v_u}{v_i}$

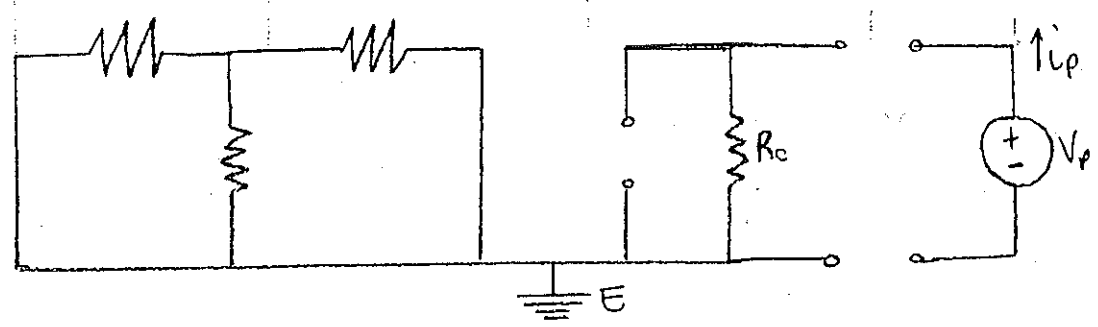
$$A'' v_o = \frac{(i_b + h_{fe} i_b) R_E}{h_{ie} i_b + (i_b + h_{fe} i_b) R_E} = \frac{(1+h_{fe}) R_E}{h_{ie} + (1+h_{fe}) R_E} \rightarrow \sim 1 \quad \text{NON AMPLIFICA!}$$

MONTAGGIO AL COLLETTORE COMUNE



RESISTENZA DI USCITA (R_o)

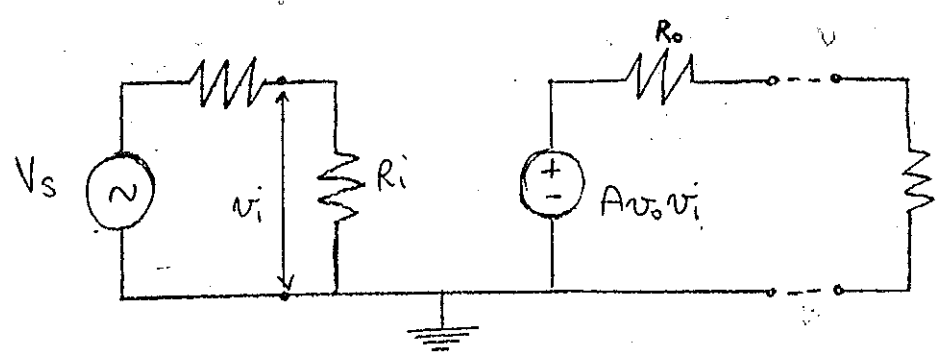
SCHEMATIZZA IL CIRCUITO VEDENDO DALL'USCITA, DISCONNETTO R_L E METTO AL SUO POSTO UN GENERATORE DI PROVA $\rightarrow V_p$



CALCOLO IL RAPPORTO $R_o = \frac{V_p}{i_p}$ QUANDO NEL CIRCUITO VENGONO CORTOCIRCUITATI I GENERATORI DI TENSIONE INDIPENDENTI (IN QUESTO CASO V_s) E APERTI I GENERATORI DI CORRENTE INDIPENDENTI (È UN'APPLICAZIONE DEL TEOREMA DI THEVENIN)
IN QUESTO CASO $R_o = R_c$

31/3

ABBIAMO INDIVIDUATO R_i E $R_o \rightarrow$ POSSIAMO SCHEMATIZZARE, QUALUNQUE SIA IL NOSTRO AMPLIFICATORE, CON UN CIRCUITO:



www.ingonline.biz

$$A_{v_o} = \frac{V_u}{V_i}$$

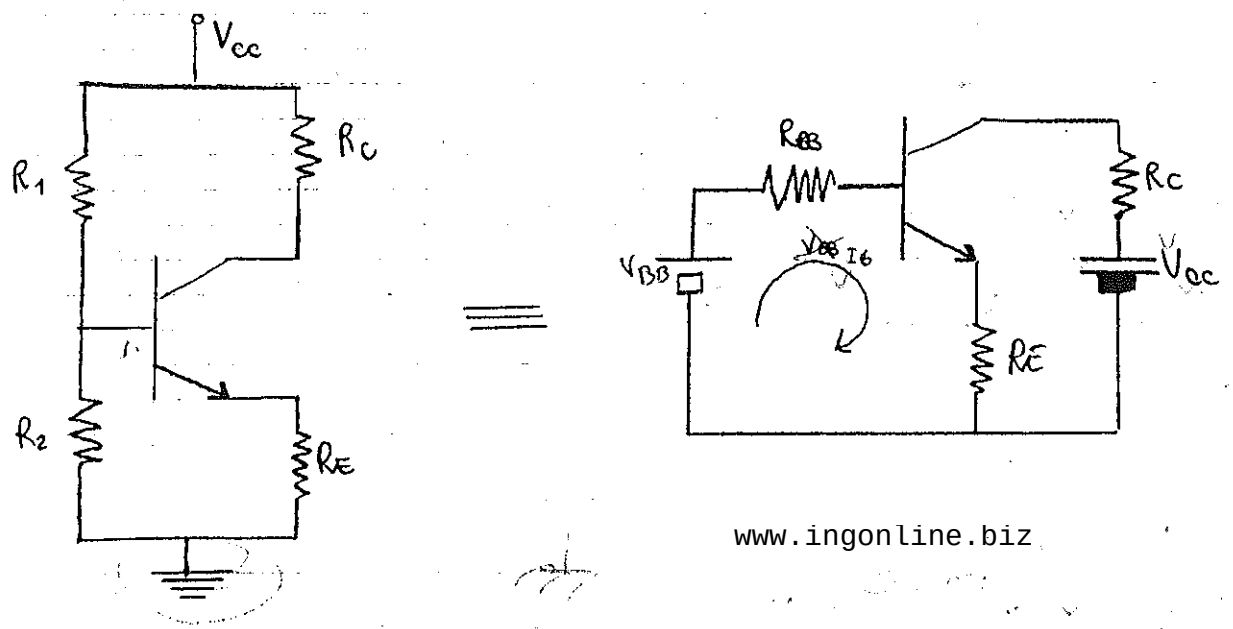
SE DISCONNETTO IL CARICO, POSSO VEDERE COME: RESISTENZA EQUIVALENTE + GENERATORE DI TENSIONE (THEVENIN) $\rightarrow V_u$

DOPOICHE' RIATTACCO R_i $\begin{bmatrix} \circ & \cdots & \circ \\ \vdots & & \vdots \\ \circ & \cdots & \circ \end{bmatrix}$

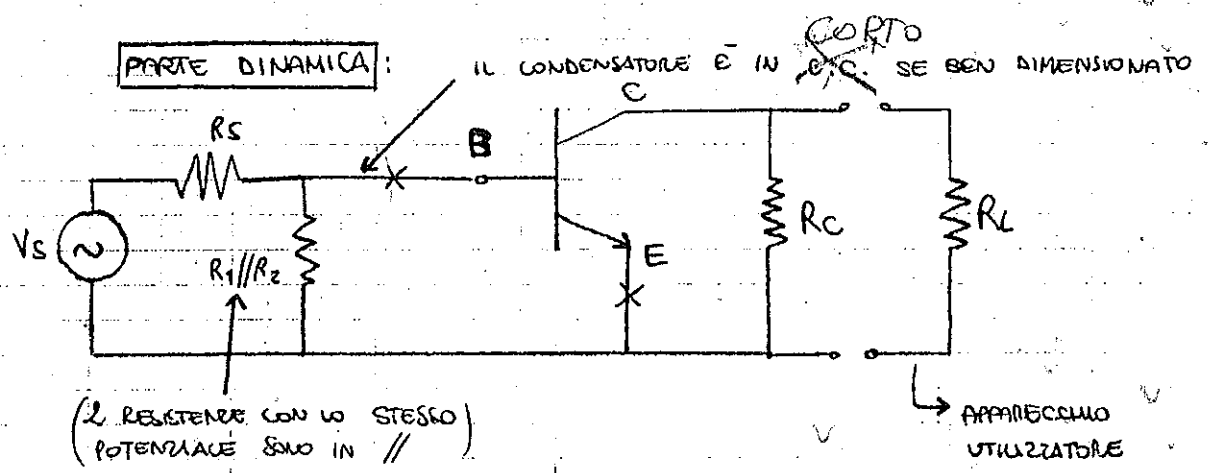
I CONDENSATORI VANNO DIMENSIONATI IN MODO CHE LA LORO REATTANZA $X_C = \frac{1}{\omega C} \rightarrow \phi$ E TENENDO A ϕ SIA UN CORTOCIRCUITO. LA BANDA E' DETTA BANDA PASSANTE.

STUDIO DEL CIRCUITO:

ANALISI DELLA **PARTE STATICA** PER TROVARE P_0 :



PARTE DINAMICA:



L'EMETTITORE E' IN COMUNE PERCHE' IL SEGNALE ARRIVA E VIENE APPLICATO TRA BASE E MASSA (EMETTITORE).

L'USCITA LA PRELEVO AI CAPI DI $R_C (V_u)$, L'EMITTITORE E' IN COMUNE SIA ALLA PORTA D'INGRESSO CHE DI USCITA.

PER VEDERE QUANTO AMPLIFICA SI METTE IL CIRCUITO DI PRIMA (LEVO IL TRANSISTORE E CI METTO IL CIRCUITO DI PRIMA).

h_{ie} = RESISTENZA DI INGRESSO PER TENSIONE DI USCITA NULLA

$$h_{ie} = \left. \frac{\partial P_1}{\partial i_B} \right|_{V_{CE}=0} = \left. \frac{\partial V_{BE}}{\partial i_B} \right|_{V_{CE}=0} \rightarrow \text{cost. } V_{CE} \text{ è costante}$$

h_{xe} = COEFFICIENTE DI RETROAZIONE

$$h_{fe} = \text{COEFFICIENTE DI AMPLIFICAZIONE DI CORRENTE} = \left. \frac{\partial i_c}{\partial i_B} \right|_{V_{CE}=0}$$

h_{oe} = CONDUTTANZA DI USCITA PER CORRENTE DI INGRESSO NULLA.

25/03

• $V_{be} = h_{ie} i_b + h_{xe} V_{ce}$

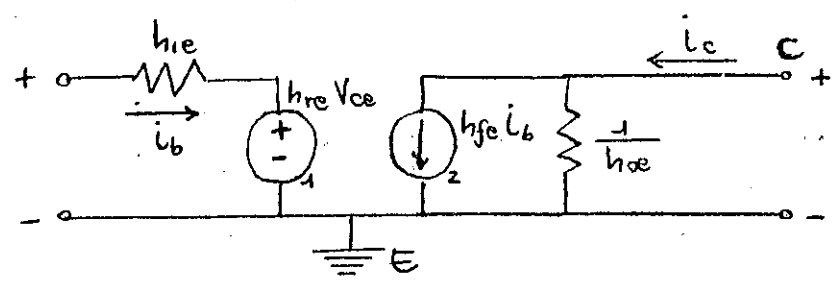
www.ingonline.biz

• $i_c = h_{fe} i_b + h_{oe} V_{ce}$

I COEFFICIENTI DELLE DUE EQUAZIONI SONO IBRIDI, PERCHÉ NON HANNO LA STESSA DIMENSIONE.

LE 2 EQUAZIONI HANNO SENSO SOLO NEL CASO DI PICCOLI SEGNALE

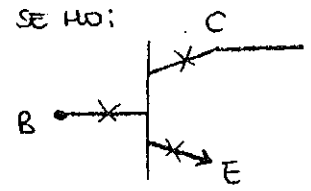
CIRCUITO EQUIVALENTE CHE RAPPRESENTA LE 2 EQUAZIONI:



MONTAGGIO A EMISSORE COMUNE (CE)

1. GENERATORE DI TENSIONE COMANDATO DA V_{ce}
2. GENERATORE DIPENDENTE COMANDATO DALLA i_b , CHE SCORRE DALLA BASE DELL'EMITTORE.

QUESTO SIGNIFICA CHE SE HO:



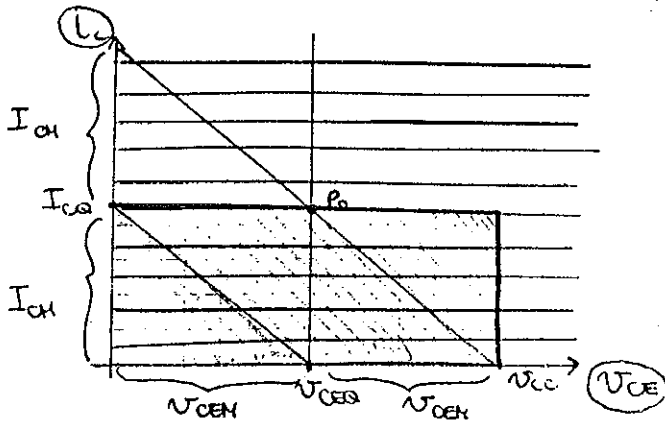
LO POSSO TAGLIARE NEI 3 PUNTI (X) E METTERCI IL CIRCUITO EQUIVALENTE CHE MI PERMETTE DI VEDERE COME SI COMPORTA IL TRANSISTORE DAL PUNTO DI VISTA DINAMICO.

$$P_{TR} = \frac{1}{T} \int_0^T V_{CE} i_c dt = \frac{1}{T} \int_0^T (I_{CO} + I_{CH} \sin \omega t) (V_{CEQ} - V_{CEQ} \sin \omega t) dt \quad [50]$$

$$\Rightarrow P_{TR} = V_{CEQ} I_{CO} - \frac{I_{CH} V_{CEQ}}{2} = P_u$$



IN CONDIZIONI DINAMICHE IL TRANSISTORE È MENO GRAVATO, DISSIPA MENO POTENZA IN AULENZA DI SEGNALE → È UN CONVERTITORE DI POTENZA: PARTE DELLA POTENZA IN C. CONTINUA È DISSIPATA A RIPOSO → IN POTENZA UTILE SUL CARICO QUANDO SI È IN AULENZA DI SEGNALE.



www.ingonline.biz

VEDIAMO ORA IL RENDIMENTO EFFETTIVO:

$$\eta = \frac{P_u}{P_{AL}}$$

NELLA MIGLIORE DELLE IPOTESI, IL PUNTO DI RIPOSO P_0 SI TROVA AD ESSERE AL CENTRO DELLA RETTA DI CARICO (PER PERMETTERE MAGGIORI OSCILLAZIONI)

LE MASSIME ESCURSIONI DI TENSIONE V_{CEQ} SONO UGUALI;

LE MASSIME ESCURSIONI DI CORRENTE I_{CH} SONO UGUALI;

POTENZA UTILE:

$$P_u = \frac{V_{CEQ} I_{CH}}{2} \quad (\text{AREA DEL TRIANGOLO})$$

⇒ QUÒ NELLE MIGLIORI CONDIZIONI IL RENDIMENTO È PARI AL 25% DELLA

POTENZA IN ENTRATA

Dobbiamo trovare un sistema più veloce per vedere quanto ANAPLOA:

ARRIVIAMO A DISEGNARE UN CIRCUITO EQUIVALENTE CHE NI RAPPRESENTA

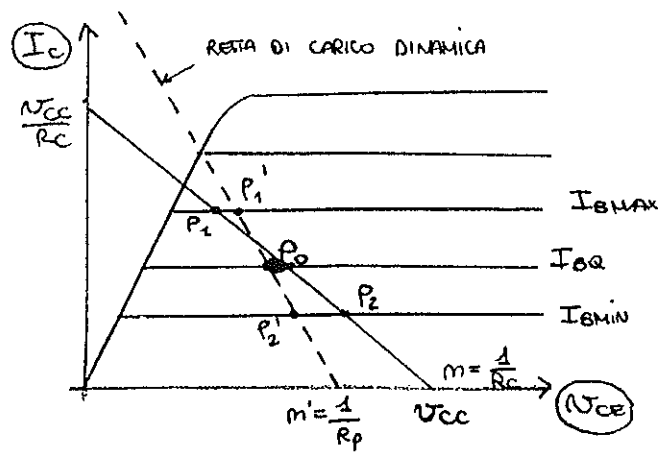
LE VARIAZIONI DEL CIRCUITO ED È DA SOSTITUIRE AL TRANSISTORE.

→ VOGLIO TROVARE UN SISTEMA PER MANDARE SOLO LA COMPONENTE DI SEGNALE AMPLIFICATA (LA PARTE DINAMICA)
↓
SI INSERISCE UN CONDENSATORE DI ACCOPIAMENTO (C_A)
↓
SI COMPORTA COME UN CIRCUITO APERTO SE ABBIAMO UNA CORRENTE CONTINUA, CIOÈ BLOCCA IL PASSAGGIO A V_{CEQ} NEL CONDENSATORE; AL CONTRARIO V_{CE} PASSA, A PATTO CHE IL CONDENSATORE SI COMPORTI COME CORTOCIRCUITO *
↓
 V_{CE} CADE TUTTA SU R_{U1} .

* IL CONDENSATORE ANDRÀ DIMENSIONATO CORRETTAMENTE, IN MODO DA AVERE LA f DI RISONANZA $\approx f$ DEL GENERATORE DI SEGNALE IN INGRESSO.

DEFINIAMO REATTANZA DEL CONDENSATORE → $X_C = \frac{1}{\omega C_A}$

DOBBIAMO DIMENSIONARE IN MODO CHE $\frac{1}{\omega C_A} \rightarrow \phi$ (CORTO CIRCUITO)

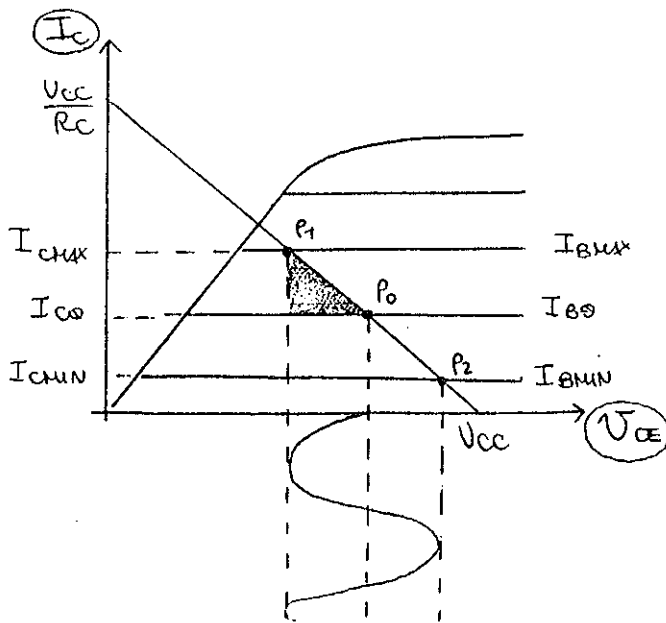


www.ingonline.biz

ORA CHE HO AGGIUNTO R_U DEVO RITROVARE IL PUNTO DI RIPOSO? NO, DA UN PUNTO DI VISTA STATICO NON È CAMBIATO NIENTE (P_0 RESTA FERMO, NON È INFLUENZATO DALL'UTILIZZATORE R_U). IL CARICO È COLLEGATO TRAMITE CONDENSATORE E, IN ASSENZA DI SEGNALE IN ING, RISULTA COME SCOLLEGATO. E, SIAMO SICURI CHE DA UN PUNTO DI VISTA DINAMICO LA RETTA DI CARICO SIA LA STESSA? NO, PERCHÉ I_C VARIABILE, DI SEGNALE, VEDE R_C MA ANCHE R_U

→ IL PUNTO DI LAVORO NON PUÒ STARE SULLA RETTA CON INCLINAZIONE $-\frac{1}{R_C}$ (RETTA DI CARICO STATICA), CI SARÀ UN'ALTRA RETTA CON INCLINAZIONE $m' = -\frac{1}{R_p}$ DOVE R_p È IL PARALLELO TRA R_C E R_U .

I NUOVI PUNTI DI LAVORO SONO P'_1 E P'_2 , MENTRE P_0 RESTA COSTANTE, POICHÉ QUANDO TOLGO IL SEGNALE (LA PARTE DINAMICA) VADO NEL PTO DI RIPOSO. ABBIAMO UNA V_{CE} PIÙ PICCOLA RISPETTO A PRIMA.

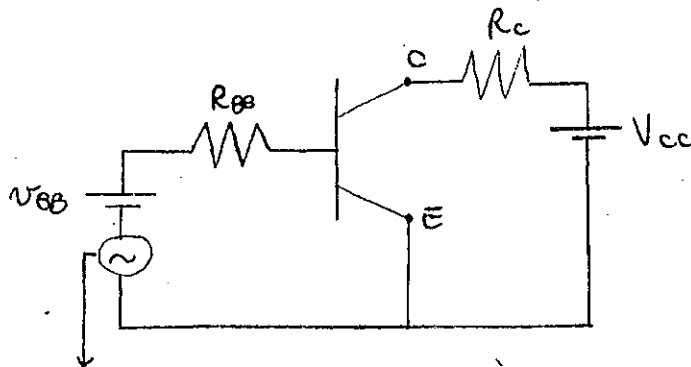


QUANDO NEL CIRCUITO IN INGRESSO SI INSERISCE UN SEGNALE (NELLE IPOTESI CHE SIA PICCOLO ~~E~~ CON P_0 IN POSIZIONE OPPOSITA) $\rightarrow$ LA CORRENTE DI BASE FA CENA VARIARE UN MAX E UN MIN INTORNO AL VALORE I_{CQ} .

LA POTENZA UTILE È:

$$P_u = \frac{V_{CEQ} \cdot I_{CQ}}{2}$$

GRAFICAMENTE È RAPPRESENTATA DALL'AREA DEL TRIANGOLO EVIDENZIATO.



www.ingonline.biz

IN PRESENZA DI SEGNALE ABBIAMO UN'AMPLIFICAZIONE CHE DIPENDE DALL'OSCILLAZIONE.

POSSIAMO PARLARE DI AMPLIFICAZIONE DI POTENZA SE FACCIAMO IL RAPPORTO TRA LA POTENZA UTILE E LA POTENZA IN INGRESSO DEL SEGNALE, IN REAZIONE È V_{CE} CHE IMMETTE POTENZA NEL SEGNALE.

QUANDO I_B CRESCE $\rightarrow$ IL PUNTO P_0 SI SPOSTA VERSO L'ALTO $\rightarrow I_C$ CRESCE CON LA $I_B \rightarrow I_C$ E I_B SONO IN FASE;

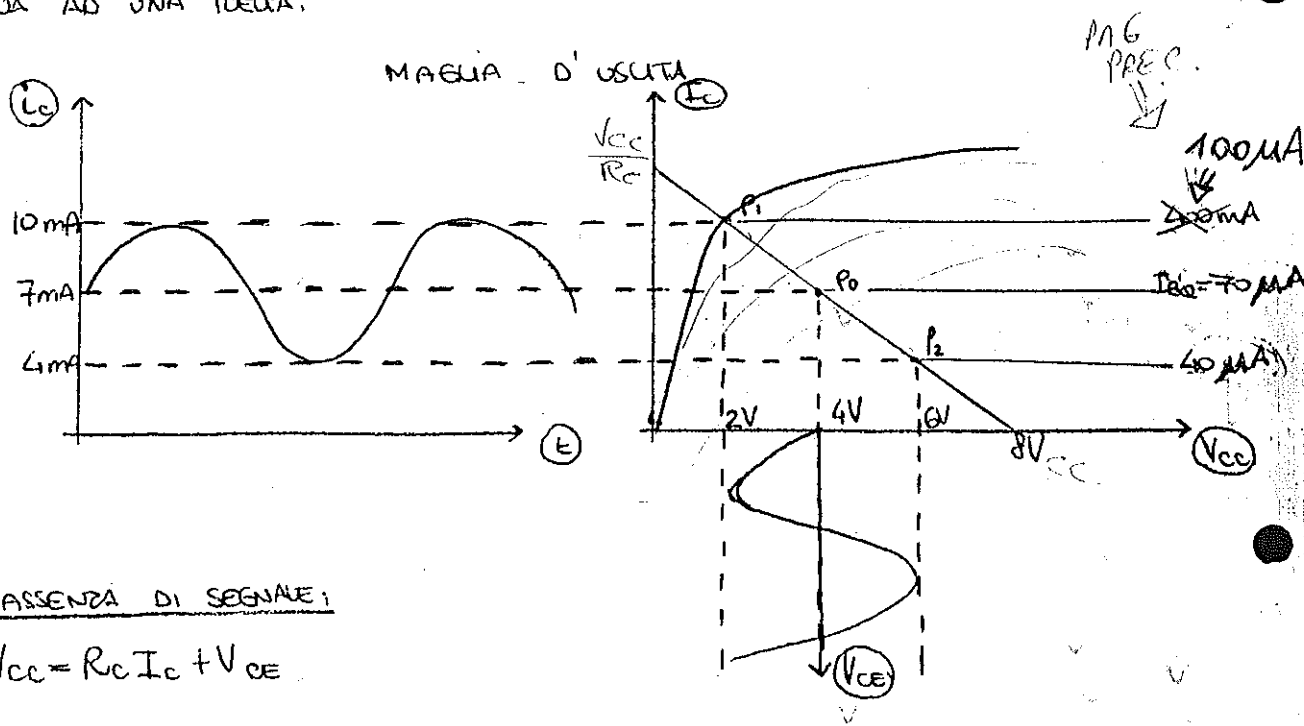
SE CRESCE $I_B \rightarrow I_C$ E V_B SONO IN FASE;

LA CORRENTE DI BASE OSCILLA QUINDI TRA 100 E 40 μA .

LA CORRENTE TOTALE È QUINDI COMPOSTA DA UNA COMPONENTE CONTINUA RELATIVA A P_0 (I_{BQ}) E UN SEGNALE SINUSOIDALE (i_B)

$$I_B = I_{BQ} + i_B$$

NON È SEMPRE VERO CHE AD UN SEGNALE SINUSOIDALE IN INGRESSO CORRISPONDA UNA RISPOSTA SINUSOIDALE, MA È VERO SOLO SE IL SISTEMA È LINEARE, P_0 È LONTANO DAL GINOCCHIO E IL LAVORO TRA P_1 E P_2 AVVIENE SULLA PARTE PIÙ LINEARE DELLA CARATTERISTICA E QUEST'ULTIMA CONDIZIONE SI HA PER PICCOLI SEGNALE, CHE ABBIANO UNA V_i DI AMPIEZZA PICCOLA, TALE DA APPROSSIMARE LA CURVA AD UNA RETTA.



IN ASSENZA DI SEGNALE:

$$V_{CC} = R_C I_C + V_{CE}$$

CON SEGNALE:

$$i_B = I_{BQ} + i_B$$

$$V_{CE} = V_{CEQ} + v_{ce}$$

$$i_C = I_{CQ} + i_c$$

ANCHE PER V_{CC} E i_C VALE IL FATTO CHE SONO SINUSOIDALI SOLO SE:

- P_0 SITUA IN UN PUNTO TALE DA PERMETTERE OSCILLAZIONI SIMMETRICHE RISPETTO A QUEL PUNTO

- P_0 È LONTANO DAL PUNTO DI SATURAZIONE E INTERDIZIONE

SENZA R_E SAREBBE LO STESSO CIRCUITO DELLA LEZIONE PRECEDENTE, CHE IN REALTÀ NON ESISTE, MA È SOLO UNA RAPPRESENTAZIONE DI QUESTO CIRCUITO. INFATTI NON SERVONO 2 GENERATORI, MA NE BASTA UNO SOLO PER POLARIZZARE IL TRANSISTORE.

R_E SERVE A STABILIZZARE IL PUNTO DI RIPOSO P_0 , INFATTI SE SCRIVIAMO LE EQUAZIONI DELLA MAGLIA DI INGRESSO:

$$V_{BB} = R_{BB} \cdot I_B + V_{BE} + R_E I_E = R_{BB} \cdot I_B + V_{BE} + R_E (\underbrace{I_B}_{(I_B + I_C)} + \underbrace{I_C}_{\text{TRASCURABILE}})$$

$$I_C = \beta I_B$$

$$\Rightarrow V_{BB} = R_{BB} \cdot \frac{I_C}{\beta} + V_{BE} + R_E I_C$$

$$I_C = \frac{V_{BB} - V_{BE}}{R_E + \frac{R_{BB}}{\beta}}$$

V_{BB} È FISSA, DIPENDE DALLA BATTERIA

V_{BE} È FISSA $\approx 0,7$

PER RENDERE STABILE LA I_C BASTA FARE UNA R_E MOLTO PIÙ GRANDE DI $\frac{R_{BB}}{\beta}$ E PRATICAMENTE RENDO I_C INDIPENDENTE DA β

$$\Rightarrow R_E \gg \frac{R_{BB}}{\beta}$$

POSSIAMO RISCRIVERE LA 1^a EQUAZIONE:

$$V_{BB} = R_{BB} I_B + V_{BE} + R_E (I_B + \beta I_B)$$

$$I_B = \frac{V_{BB} - V_{BE}}{R_{BB} + R_E (\beta + 1)}$$

www.ingonline.biz

DOVUTO ALLA CONSIDERAZIONE DELLA I_B , MA CAMBIA POLO (DA β A $\beta + 1$)

$$\Rightarrow I_C = \beta I_B$$

SE AUMENTA IL β LA I_B DIMINUISCE, E I_C RESTA COSTANTE.

R_E È UN SISTEMA DI CONTROLLO E APPARTIENE SIA ALL'INGRESSO CHE ALL'USCITA.

EQUAZIONI ALLE MAGIE:

$$\begin{array}{l} \text{INGRESSO: } V_{BB} = R_{BB} \cdot I_B + V_{BE} \\ \text{USCITA: } V_{CC} = R_C I_C + V_{CE} \end{array} \left. \begin{array}{l} \text{RETTA NEL PIANO } I_B, V_{BE} \\ \text{QUESTE SONO DUE RETTE} \\ \text{RETTA NEL PIANO } I_C, V_{CE} \end{array} \right\}$$

I_C E V_{CE} SONO LEGATE ALLA CARATTERISTICA, PRENDENDO QUELLA RELATIVA ALLA MIA I_{BQ} .

IL PUNTO DI LAVORO È L'INTERSEZIONE TRA LA RETTA E LA CARATTERISTICA

$$I_B = \frac{V_{BB} - V_{BE}}{R_{BB}} \quad \text{DI RIPOSO}$$

$$I_C = \beta I_B \quad \Rightarrow \quad V_{CC} = R_C \beta I_B + V_{CE}$$

FORMA ANALITICA
PER TROVARE IL PUNTO
DI LAVORO:

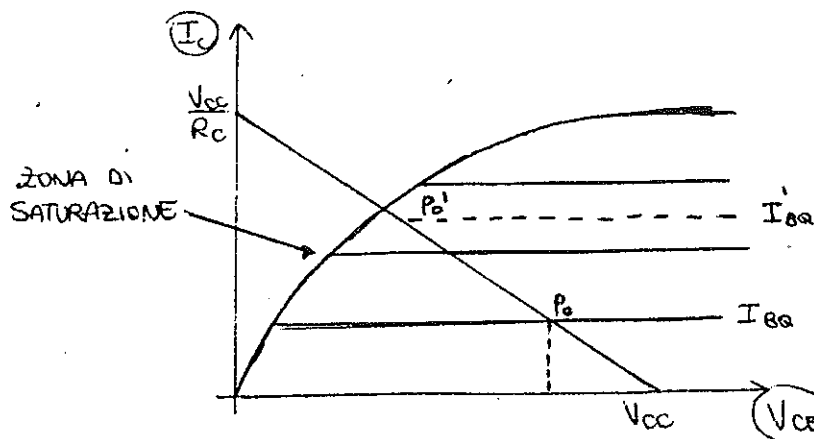
$$I_{BQ} = \frac{V_{BB} - V_{BE}}{R_{BB}}$$

$$I_{CQ} = I_{BQ} \beta$$

$$V_{CEQ} = V_{CC} - I_{CQ} R_C$$

18/3

www.ingonline.biz



NELLA MAGLIA DI INGRESSO PASSA IL SEGNALE DI INGRESSO, QUESTO PROVOCA INTORNO A P_Q DELLE OSCILLAZIONI SIMMETRICHE DI V_{CE} .

LA POSIZIONE OTTIMALE DI P_Q È QUINDI AL CENTRO DELLA RETTA, PER CONSENTIRE LE MASSIME OSCILLAZIONI POSSIBILI.

P_Q DEVE RESTARE LONTANO SIA DALLA ZONA DI SATURAZIONE CHE DA QUELLA DI INTERDIZIONE.

PER QUESTO IL TRANSISTORE VA PROGETTATO BENE, MA CI POSSONO COMunque ESSERE DEI PROBLEMI.

DOVUTI AL FATTO CHE β NON È UN PARAMETRO NOTO PRECISAMENTE (IL COSTRUTTORE CI DICE IL SUO VALORE MASSIMO, IL VALORE MINIMO E IL VALORE TIPICO).

QUESTO PROBLEMA È NOTO COME PROBLEMA DELLA DISPERSIONE DEI PARAMETRI.

CHE PUÒ CAUSARE SPOSTAMENTI DAL PUNTO P_Q .

INFATTI SE I_B RESTA COSTANTE E β VARIA, POICHÉ $I_C = \beta I_B$, I_C VARIA E PROVOCA

EFFICIENZA DI EMETTITORE

$$\gamma = \frac{I_{PB}}{I_E} \quad \left[\text{RAPPORTO TRA CORRENTE DI LACUNE E CORRENTE TOTALE DI EMETTITORE} \right]$$

PER RENDERE $\gamma \approx 1 \rightarrow$ BASTA FARE LA BASE POCO DROGATA IN MODO DA RENDERE I_{NE} PICCOLA.

β^* $\rightarrow$ RAPPORTO TRA LA CORRENTE DI LACUNE E QUELLA CHE È PARTITA (FRAZIONE DI LACUNE CHE ARRIVANO ALLA SECONDA GIUNZIONE) $\beta^* = \frac{\text{LACUNE INIZIALI}}{\text{LACUNE FINALI}}$
FATTORE DI TRASPORTO $\rightarrow$ SE LA BASE È PICCOLA $\beta^* \approx 1$

SE $\beta^* I_{PB}$ È LA FRAZIONE DI CORRENTE CHE PASSA, $(1 - \beta^*) I_{PB}$ È LA FRAZIONE DI CORRENTE CHE SI RICOMBINA DENTRO LA BASE E VA A FORMARE PARTE DELLA CORRENTE DI BASE.

NELLA GIUNZIONE B-C ABBIAMO UNA CORRENTE DOVUTA ALE CARICHE MINORITARIE I_{CO} , QUESTA È LA CORRENTE DI SATURAZIONE DOVUTA AGLI ELETTRONI MINORITARI CHE DA P VANNO VERSO N E LACUNE MINORITARIE CHE DA N VANNO VERSO P.

$$I_C = \beta^* I_{PB} + I_{CO}$$

$$I_{PB} = \gamma I_E \rightarrow I_C = \gamma \beta^* I_E + I_{CO}$$

$\alpha \rightarrow$ FATTORE DI AMPLIFICAZIONE DELLA CORRENTE DI EMETTITORE

$$\Rightarrow I_C = \alpha I_E + I_{CO}$$

LEGAME TRA I_B E I_C :

$$I_E = I_B + I_C$$

$$\Rightarrow I_C = \alpha (I_B + I_C) + I_{CO}$$

$$I_C (1 - \alpha) = \alpha I_B + I_{CO}$$

$$I_C = \frac{\alpha}{1 - \alpha} I_B + \frac{I_{CO}}{1 - \alpha} = \beta I_B + \cancel{(\beta + 1) I_{CO}}$$

$\downarrow$
SI PUÒ TRASCURARE, È MOLTO PICCOLO

$$\boxed{\frac{\alpha}{1 - \alpha} = \beta}$$

($\neq$ DA β^*)

COEFFICIENTE FONDAMENTALE CHE SI CHIAMA:

COEFFICIENTE DI AMPLIFICAZIONE DELLA CORRENTE DI BASE

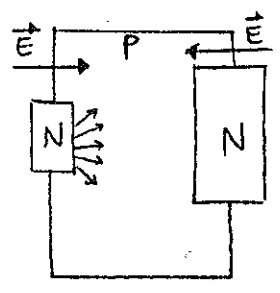
POLARIZZAZIONE :

- LA GIUNZIONE BASE-EMITTORE È SEMPRE POLARIZZATA DIRETTAMENTE.
- LA GIUNZIONE COLLETTOR- BASE È SEMPRE POLARIZZATA IN MODO INVERSO.

www.ingonline.biz

NPN

POICHÈ LA PRIMA GIUNZIONE EMITTORE-BASE È POLARIZZATA DIRETTAMENTE, HO UNA FORTE INIEZIONE DI ELETTRONI DALL' EMITTORE VERSO LA BASE.



LO SPESSORE DELLA BASE DEVE ESSERE MOLTO SOTTILE E MOLTO DEBOLMENTE DOPATA, COSÌ MOLTI ELETTRONI, CHE DIFFONDONO DENTRO LA BASE HANNO LUNGHEZZA DI DIFFUSIONE PIÙ GRANDE DELLO SPESSORE DELLA BASE. LA MAGGIOR PARTE DEGLI ELETTRONI NON SI RICOMBINANO NELLA BASE.

E QUANDO ARRIVANO A CONTATTO CON LA SECONDA GIUNZIONE INCONTRANO UN CAMPO ELETTRICO FAVOREVOLE CHE LI CATTURA E PERMETTE LORO DI ATRAVERSARE LA GIUNZIONE BASE - COLLETTORE.

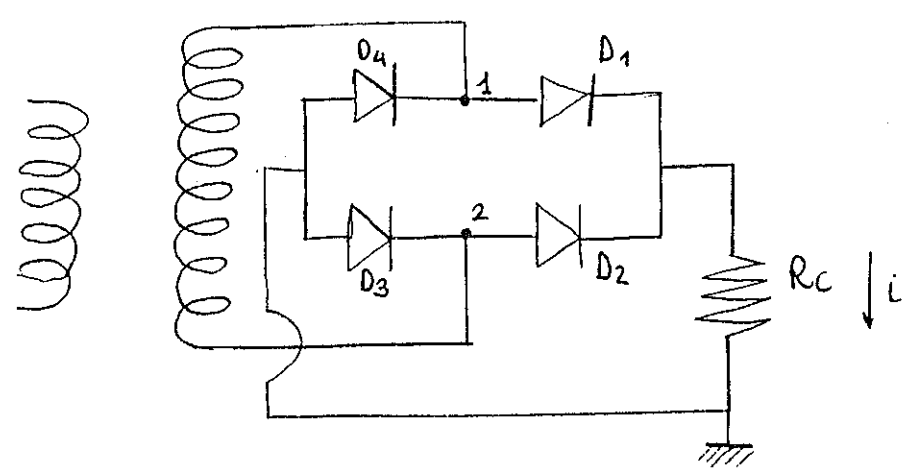
QUANDO SONO NEL COLLETTORE VENGONO CONVOGLIATI NEL POLO POSITIVO DELLA BATTERIA. QUESTO PASSAGGIO DI CORRENTE IN GIUNZIONE POLARIZZATA INVERSAMENTE PRENDE IL NOME DI EFFETTO TRANSISTORE.

GLI ELETTRONI CHE NON RIESCONO A SUPERARE LA GIUNZIONE "MUOIONO" DURANTE L'ATRAVERSAMENTO DELLA BASE E SI RICOMBINANO NELLA BASE RICOSTITUENDO UNA PARTE DELLA CORRENTE DI BASE, PERCHÈ QUANDO ABBIAMO UNA GIUNZIONE DI QUESTO C'È UN FLUSSO DI LACUNE DELLA BASE VERSO L' EMITTORE OLTRE CHE DI ELETTRONI.

IL FLUSSO DI LACUNE CONTRIBUISCE ALLA CORRENTE DI EMITTORE MA NON ALLA CORRENTE DI COLLETTORE (CHE È QUELLA CHE DEVO PRELEVARE).

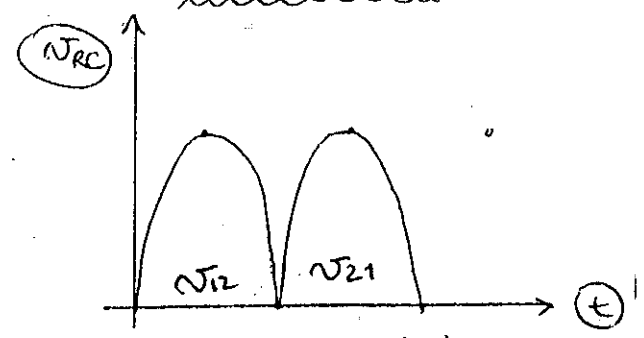
NELLA GIUNZIONE BASE - COLLETTORE C'È LA CORRENTE INVERSA DI SATURAZIONE DOVUTA AI PORTATORI MINORITARI, ESSENDO POLARIZZATA INVERSAMENTE (ELETTRONI CHE DA P VANNO VERSO N E LACUNE CHE DA N VANNO VERSO P).

PER VERIFICARE QUESTA SITUAZIONE DEVO PERÒ DISPORRE DI UN TRASFORMATORE A PRESA CENTRALE → PER SOSTITUIRLO UTILIZZIAMO UN DISPOSITIVO A 4 DIODI
IL PONTE DI GRAETZ



DUNQUE ABBIAMO 4 DIODI!

DURANTE LA SEMIONDA POSITIVA $V_{12} > 0 \rightarrow$ CONDUCONO I DIODI ① E ③



LA TENSIONE SU R_c COINCIDE CON V_{12} .

DURANTE LA SEMIONDA NEGATIVA $V_{21} > 0 \rightarrow$ VANNO IN CONDUZIONE I DIODI ② E ④ E LA CORRENTE PERCORRE ANCORA R_c NELLO STESSO VERSO (↓), CIOÈ LA CORRENTE VA DAL ALTO VERSO IL BASSO.

NB: IL PONTE DI GRAETZ HA SOSTITUITO LA PRESA CENTRALE, POICHÉ OFFRE LA MEDESIMA TENSIONE SUL CARICO.

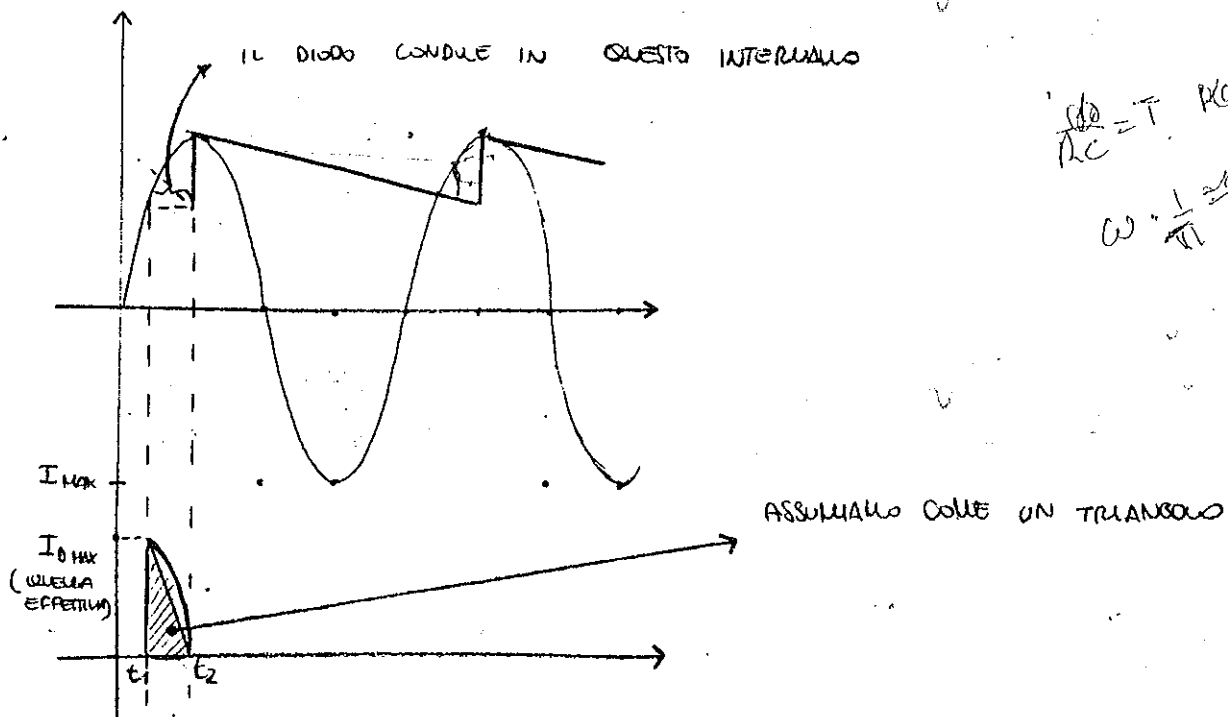
QUINDI $I_d = \frac{V_M}{R} \sin \omega t + \omega C V_M \cos \omega t$

PER SFASARE: $i_d = a \sin x + b \cos x$
 $i_d = \sqrt{a^2 + b^2} \cdot \sin(x + \varphi)$
 $\varphi = \arctg \frac{b}{a}$

$$I_{\max} = \sqrt{\frac{V_M^2}{R^2} + \omega^2 C^2 V_M^2} \rightarrow I_{\max} = \frac{V_M}{R} \sqrt{1 + \omega^2 C^2 R^2}$$

$\varphi = \arctg \omega R C \rightarrow$ ANGOLO DI SFASAMENTO $\approx \frac{\pi}{2}$

QUINDI LA CORRENTE NEL DIODO È SFASATA DI $\frac{\pi}{2}$ RISPETTO ALLA TENSIONE DI ALIMENTAZIONE



SE $\omega R C \gg 1 \rightarrow I_{\max} = \frac{V_M}{R} \sqrt{1 + \omega^2 C^2 R^2} = \frac{V_M \omega C}{\omega R}$

L'AREA DEL TRIANGOLO:

$$Q_c = \frac{I_{0 \max}}{2} (t_2 - t_1) \rightarrow t_2 - t_1 = T'$$

QUANDO SI SCARICA IL CONDENSATORE:

$Q_s = I_{\text{MED}} (T - T') \approx I_{\text{MED}} T$
 QUANTITÀ DI SCARICA

IL CONDENSATORE SI SCARICHERÀ ESPONENZIALMENTE SULLA RESISTENZA.

IN t_1 LA TENSIONE AI CAPI DEL DIODO TORNA POSITIVA, IL DIODO SI RIACCENDI E IL CONDENSATORE TORNA A CARICARSI COME PRIMA, DOPO DI CHE SI RISCARICA E COSÌ VIA...

→ LA TENSIONE È ABBASTIANZA CONTINUA.

IL SEGRETO PER AVERE LA TENSIONE IL PIÙ LIEVITA POSSIBILE È DI FAR SCARICARE IL CONDENSATORE MOTO LENTAMENTE.

→ DOBBIAMO FARE IN MODO CHE $RC \gg T$ → TEMPO DEL PERIODO DI TENSIONE.

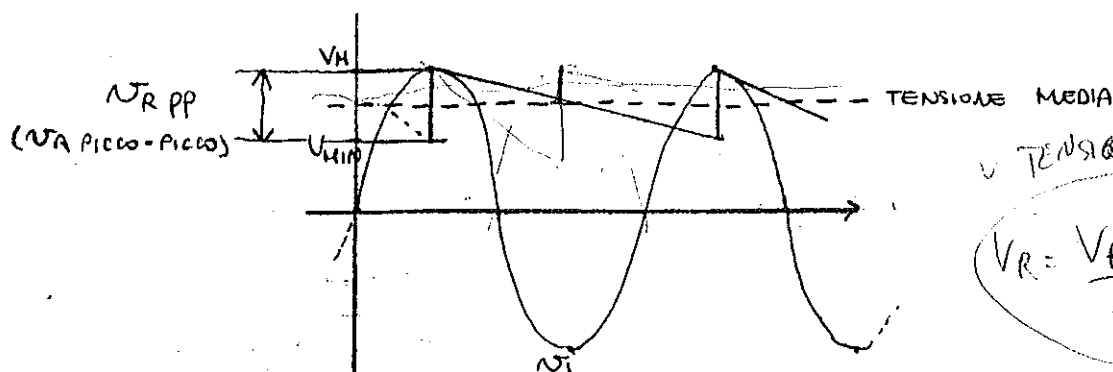
CONSTANTE DI SCARICO
DEL CONDENSATORE

$V_C = V_M e^{-\frac{t}{RC}}$ → (RC) DEVE ESSERE GROSSO AFFINCHÉ SI SCARICHI LENTAMENTE

[NB] LE DIMENSIONI DEL CONDENSATORE INFLUISCONO.

ANZICHÉ CONSIDERARE N_U COME

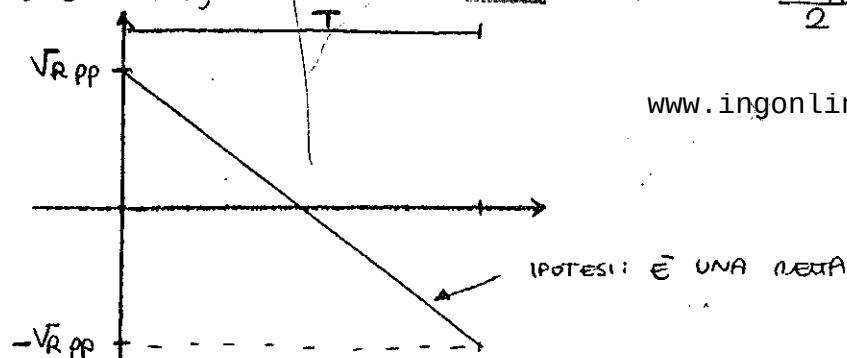
CONSIDERIAMO L'INTERVALLO $t_1 \rightarrow t_2$ COME UN TRATTO VERTICALE



TENSIONE DI RIPPLO

$$V_R = \frac{V_{RPP}}{2} + \frac{1}{T} V_{RPP}$$

IN QUESTE NUOVE IPOTESI, LA TENSIONE MEDIA OSCILLA TRA $+\frac{V_{RPP}}{2}$ E $-\frac{V_{RPP}}{2}$



www.ingonline.biz

IPOTESI È UNA RETTA

ADESSO CALCOLO IL FATTORE DI RIPPLO R_F L'ONDAZIONE CHE SI SOVRAPPONE ALLA TENSIONE MEDIA:

Sviluppando in serie di Fourier:

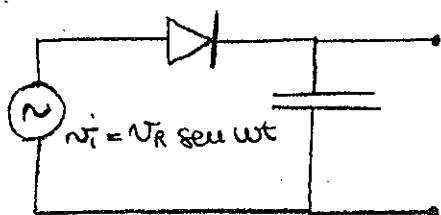
$$v_u(t) = \underbrace{\frac{2V_H}{\pi}}_{V_u \text{ MED}} - \underbrace{\frac{4}{3} \frac{V_M}{\pi} \cos 2\omega t - \frac{4}{15} \frac{V_M}{\pi} \cos 4\omega t \dots}_{\text{ONDUAZIONE RESIDUA}}$$

Calcoliamo il FAATORE DI RIPPARE:

$$V_u \text{ eff} = \frac{V_M}{\sqrt{2}} \quad V_u \text{ MED} = \frac{2V_H}{\pi}$$

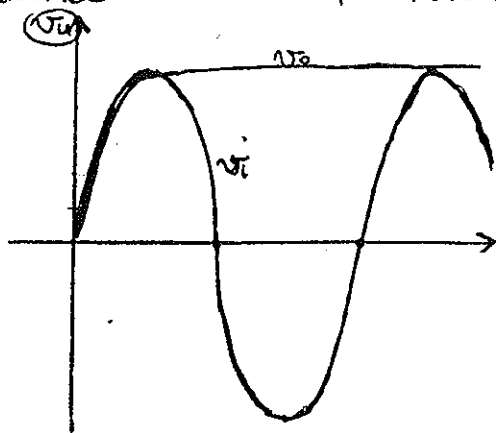
$$\Rightarrow \textcircled{RF} = \sqrt{\left(\frac{V_M}{\sqrt{2}} \cdot \frac{\pi}{2V_H}\right)^2 - 1} \approx \underline{\underline{48\%}}$$

È notevolmente più basso ma siamo ancora lontani da un valore accettabile.



Quanto vale v_{uscita} ?

Nel grafico sottostante, è tracciata in blu la v_i iniziale:



www.ingonline.biz

Quando v_i diminuisce $\rightarrow$ il condensatore si scarica $\rightarrow$ non potendo condurre in senso contrario, il diodo si stacca, non riesce più ad agganciarsi. È v_u rimane sempre sul valore massimo (nel grafico v_u è rappresentata in rosso).

$$\rightarrow V_{R\text{ eff}} = \sqrt{V_{u\text{ eff}}^2 - V_{u\text{ med}}^2}$$

$$(RF) = \frac{\sqrt{V_{u\text{ eff}}^2 - V_{u\text{ med}}^2}}{V_{u\text{ med}}} = \sqrt{\left(\frac{V_{u\text{ eff}}}{V_{u\text{ med}}}\right)^2 - 1}$$

NUOVA SINGOLA SEMIONDA $\rightarrow V_{u\text{ eff}}^2 = \frac{1}{T} \int_0^{T/2} V_R^2 \sin^2 \omega t + dt$

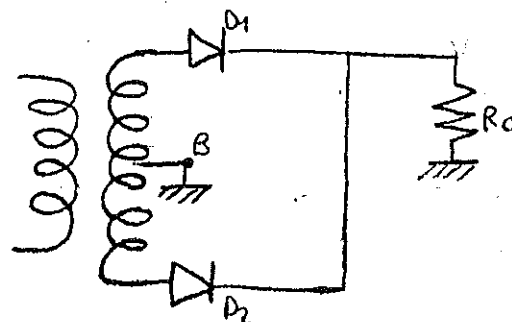
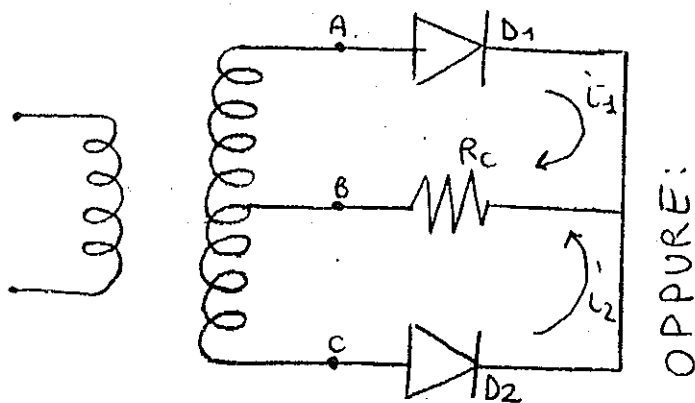
$$V_{u\text{ eff}} = \frac{V_M}{2}$$

MA AVEVAMO GIÀ TROVATO $V_{u\text{ med}} = \frac{V_M}{\pi}$

$$\Rightarrow RF = \sqrt{\left(\frac{V_M}{2} \cdot \frac{\pi}{V_M}\right)^2 - 1} = 121\%$$

FATTORE DI RIPRE PER UN RADDRIZZATORE A SINGOLA SEMIONDA.

RADDRIZZATORE A DOPPIA SEMIONDA

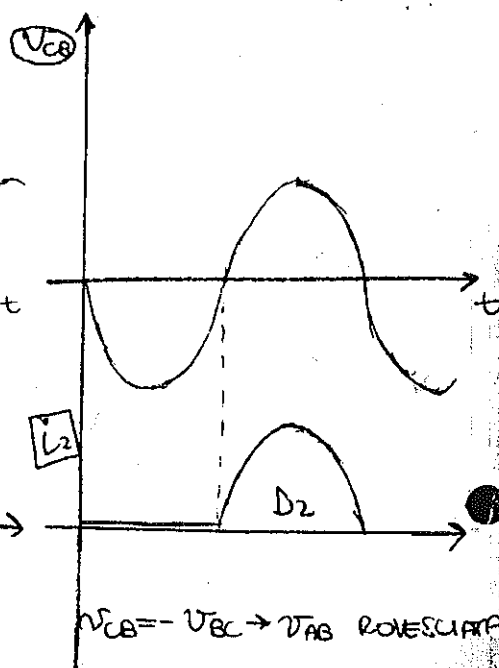
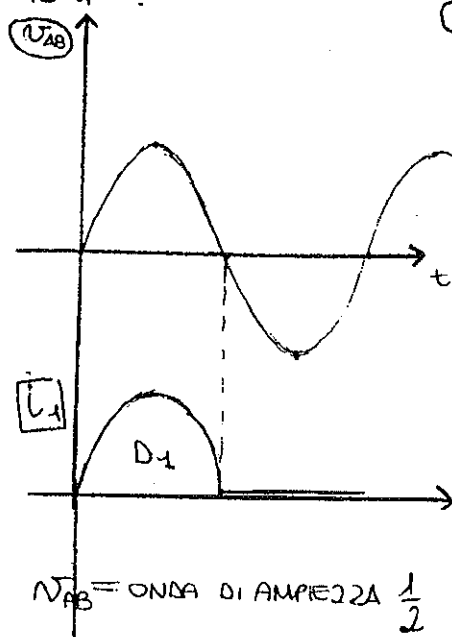
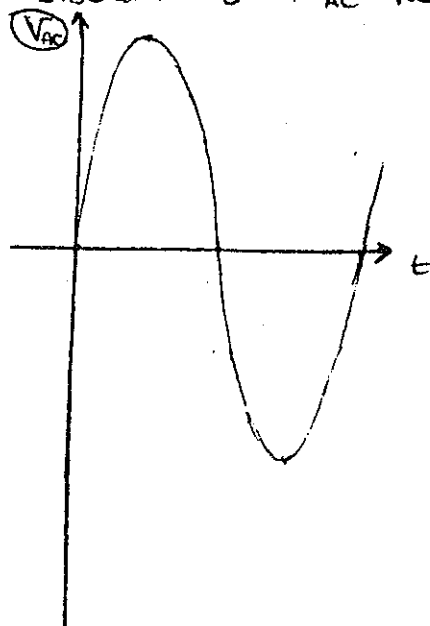


$$V_{AC} = 2 V_M \text{ (DI PRIMA)}$$

$$V_{AB} = V_M \sin \omega t$$

www.ingonline.biz

DISEGNO LA V_{AC} NEL TEMPO:



$$V_L = V_D + R_C i_D$$

IN UN Istante $t_1 \rightarrow V_L$

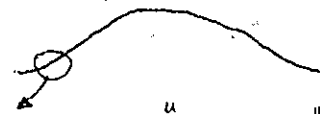
SUL PIANO V_D L'EQUAZIONE È UNA RETTA CHE INCONTRA, PER $i_D = 0$, L'ASCISSA, PER $V_D = 0$ INCONTRA L'ORDINATA IN $\frac{V_i}{R_C}$

LA RETTA HA PENDENZA COSTANTE $\frac{V_i}{R_C} \rightarrow$ TRASLA PARALLELAMENTE VERSO L'ALTO E OTTIENGO $P_1 \rightarrow \text{MAX}$ INTERSEZIONE.

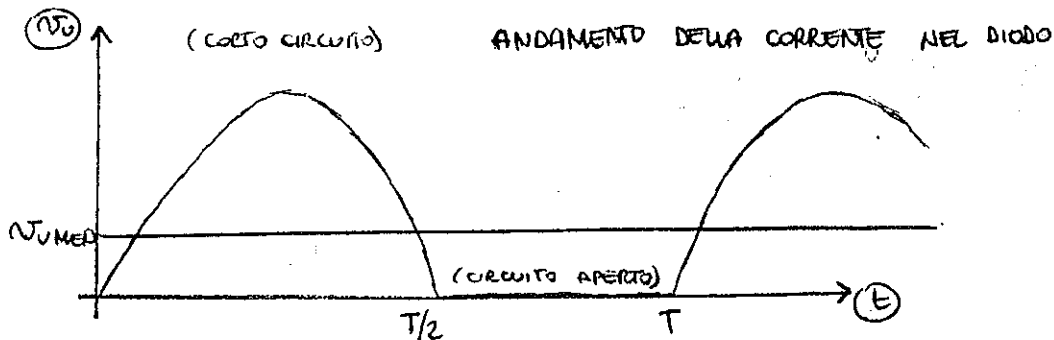
DOPODICHÉ COMINCIA A CALARE E RIFERCORRE GLI STESSI PUNTI DELLA CARATTERISTICA IN SENSO INVERSO.

$\rightarrow$ ANDAMENTO DELLA TENSIONE SUL DIODO:

NELLA REALTÀ COMUNQUE NON SONO PRESENTI QUESTE "GIROCURVA"



ABBIAMO STUDIATO LA TENSIONE IN TUTTA LA SEMIONDA POSITIVA; NEL SECONDO SEMIPERODO LA CORRENTE È NULLA.



HA UNA TENSIONE DI AUMENTAZIONE, IL DIODO CONDUCE QUANDO SI AFFACCIA LA SEMIONDA POSITIVA.

DIODO IDEALE = • CORTO CIRCUITO QUANDO CONDUCE (CORRENTE NONA)

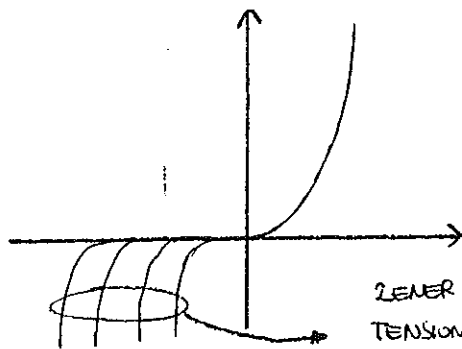
• CIRCUITO APERTO QUANDO HA TENSIONE NEGATIVA

QUANTO VALE LA V_u MEDIA SUL CARICO?

FATTORE DI ONDAZIONE
DEFINISCE LA BORSA DEL DIODO

$$\underline{V_u \text{ med}} = \frac{1}{T} \int_0^T V_D(t) dt = \frac{1}{2\pi} \int_0^\pi V_i \sin \omega t d(\omega t) = \left(\frac{V_{\text{MAX}}}{\pi} \right) \rightarrow \approx \frac{1}{3} V_{\text{MAX}}$$

$$\underline{I_{\text{MED}}} = \frac{V_M}{\pi} \cdot \frac{1}{R_C}$$

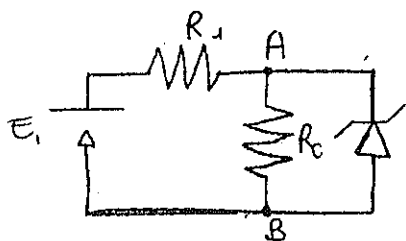


ZENER CORRISPONDENTI A VARIE TENSIONI, A SECONDA DEL DOPPIAGGIO

SIMBOLOGIA



POLARIZZAZIONE DIRETTA
↓
NORMALE DIODO



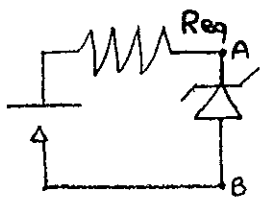
www.ingonline.biz

VOGLIAMO AUMENTARE IL CARICO IN MODO CHE LA TENSIONE AI LAPI AB SIA COSTANTE

→ METTIAMO UNO ZENER IN PARALLELO.

APPLICHIAMO IL TEOREMA DI THEVENIN:

TAGLIO LA RETE IN A E B E SOSTITUISCO CON UN GENERATORE EQUIVALENTE E UNA RESISTENZA EQUIVALENTE.



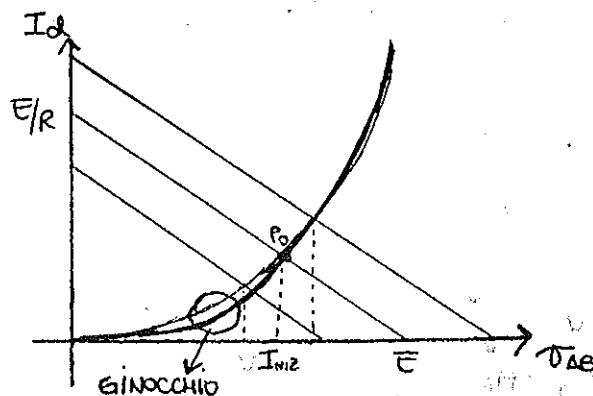
QUANTO VALE E DI THEVENIN? È LA TENSIONE CHE LEGGO TOGLIENDO IL DIODO

→ È UN PARTITORE DI ~~CORRENTE~~ TENSIONE

$$R_{di\ Thevenin} = \frac{R_1 R_c}{R_1 + R_c}$$

$$\Rightarrow E = RI + V_{AB} \quad \text{TENSIONE}$$

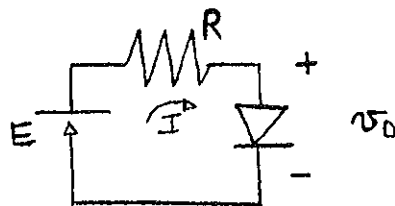
$$E = \frac{E_1}{R_1 + R_c} \cdot R_c$$



NB IN REACTA È LA CORRENTE INVERSA DEL III QUADRANTE RIPORTATA NEL I PER COMODITÀ!

OSCUANDO DI $\pm \Delta E$ LA TENSIONE DEL GENERATORE, IL PUNTO DI LAVORO VARIA, MA LA TENSIONE AUMENTA DI POCCHISSIMO → UN BUON PROGETTISTA CERCA DI TENERE P_0 LONTANO DAL GINOCCHIO

GENERANO NUOVI PORTATORI, CHE A LORO VOLTA ACCELERATI NE PRODUCONO ALTRI PER EFFETTO DI NUOVE COLLESSIONI (MOLTIPLICAZIONE A VALANGA)



www.ingonline.biz

COME POSSIAMO CAVALCARE LA CORRENTE CHE CIRCOLA?

1° METODO:

RISOLVIAMO PER VIA ANALITICA (DIFFICILE).

EQUAZIONE ALLA MAGLIA: $E = RI + V_D$ (SOMMA DELLE CADUTE)

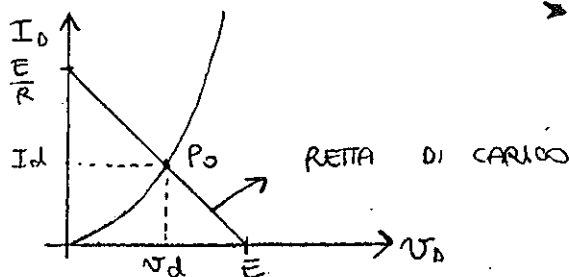
E SO ANCHE CHE: $I = I_0 \left(e^{\frac{V_D}{V_T}} - 1 \right)$

2° METODO

È UN METODO GRAFICO SCARSAMENTE USATO.

VALE LA EQUAZIONE $E = RI_D + V_D$

NEL PIANO $I_D V_D$ È UNA RETTA



PER $V_D = \phi \longrightarrow I_D = \frac{E}{R}$

PER $I_D = 0 \longrightarrow E = V_D$

IL PUNTO DI INCONTRO P_0 SARA' IL PUNTO DI LAVORO, E LE SUE PROIEZIONI SONO V_D E I_D

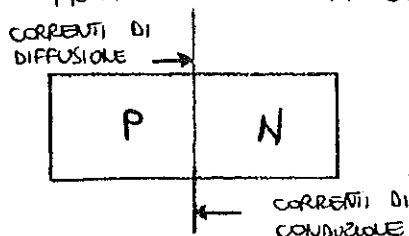
SE CAMBIA LA R DEL CIRCUITO CON E COSTANTE COSA SUCCEDE?

$\rightarrow$ LA RETTA RUOTA INTORNO AD E .

SE INVECE CAMBIASSE E CON R COSTANTE? LA RETTA DI CARICO TRASVEREBBE PARALLELAMENTE A QUELLA ORIGINARIA.

UNA POLARIZZAZIONE INVERSA.

I PORTATORI MINORITARI SONO DOVUTI ALL'EFFETTO TERMICO $\rightarrow$ IL LORO NUMERO NON VARIA PERCHÉ LA LORO CONCENTRAZIONE DIPENDE DALLA TEMPERATURA $\rightarrow$ NON DIPENDE DALLA TENSIONE APPLICATA, NE' LORE VALORE, NE' LORE VERSO, È LEGATA SOLO ALLA VELOCITÀ DI GENERAZIONE.



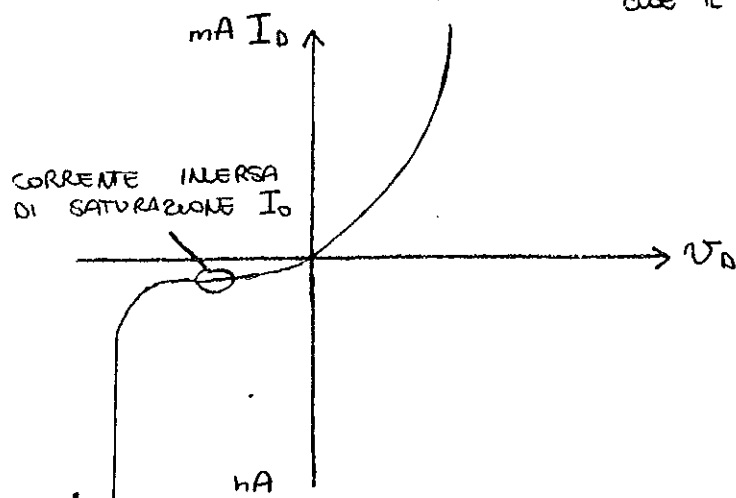
ALL'EQUILIBRIO, QUÈ SENZA TENSIONI ESTERNE ABBIAMO:

$$I_{\text{TOTALE DI DIFFUSIONE}} = I_{\text{TOTALE DI CONDUZIONE}} \quad \left. \vphantom{I_{\text{TOTALE DI DIFFUSIONE}}} \right\} \text{EQUILIBRIO DINAMICO}$$

• POLARIZZAZIONE DIRETTA $\rightarrow I \approx I_{\text{DIFFUSIONE}}$ ($I_{\text{CONDUZIONE}}$ È BASSA)

• POLARIZZAZIONE INVERSA $\rightarrow I \approx I_{\text{CONDUZIONE}}$ ($I_{\text{DIFFUSIONE}} \approx 0$)

QUÈ IL DIODO È INTERDETTO, NON CONDUCE NULLA

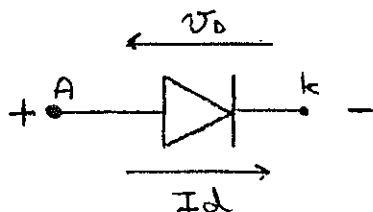


EQUAZIONE:

$$I = I_0 \left(e^{\frac{qV_D}{kT}} - 1 \right)$$

(kT) $\rightarrow$ SI INDICA CON $V_T \rightarrow I = I_0 \left(e^{\frac{V_D}{V_T}} - 1 \right)$
26 mV

www.ingonline.biz



SIMBOLO DEL DIODO (GIUNZIONE)

NOTIAMO CHE LA CORRENTE AUMENTA, IN POLARIZZAZIONE DIRETTA, ALL'AUMENTARE DELLA TENSIONE APPLICATA.

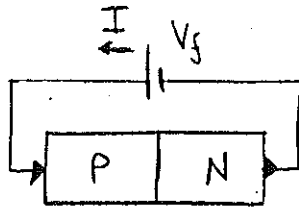
LA ZONA DI TIPO N SITA' VERSO IL BASSO IN MODO DA AUMENTARE IL LIVELLO DI FERMÌ DI UNA QUANTITÀ $\Delta E_F + \Delta E'_F$

→ LA BARRIERA CHE NASCE È qV_0 . IN QUESTE CONDIZIONI LA CORRENTE TOTALE DI CONDUZIONE = CORRENTE TOTALE DI DIFFUSIONE.

2 TIPI DI POLARIZZAZIONE → 1. DIRETTA
2. INVERSA

DIRETTA

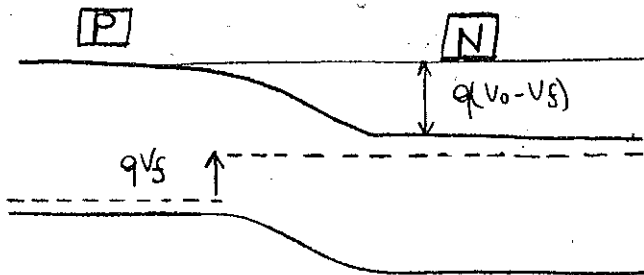
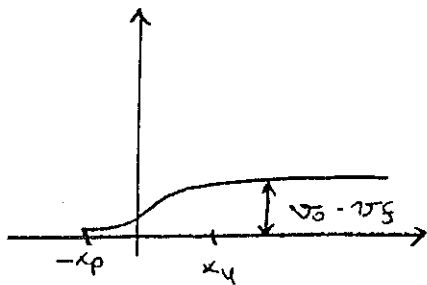
POTENZIALE POSITIVO



POTENZIALE POSITIVO

www.ingonline.biz

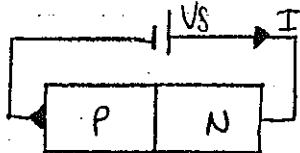
LA V_0 IN QUESTO CASO VIENE ABBASSATA, SARÀ $V_0 - V_f$



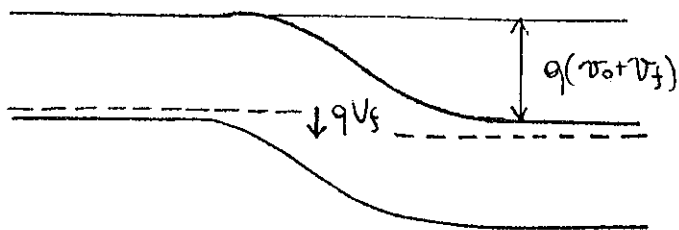
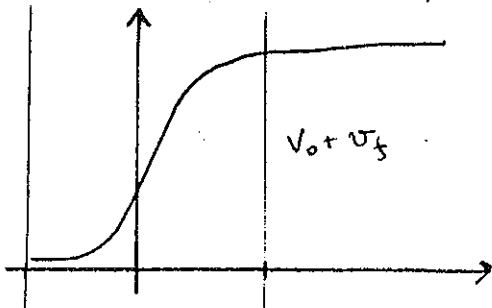
C'È UN PASSAGGIO DI CORRENTE

Diodo in conduzione

INVERSA



GLI ELETTRONI IN N SI ABBASSANO ULTERIORMENTE DI ENERGIA → IL LIVELLO DI FERMÌ SI ABBASSA DI qV_f E V_0 SI ALZA: $V_0 + V_f$



NON C'È PASSAGGIO DI CORRENTE

Diodo interdetto

ENERGIA $\rightarrow$ SAREBBE COME SE QUESTA ENERGIA FOSSE NATA DAL NULLA
 $\rightarrow$ CONTRADDIZIONE CON IL PRINCIPIO DELL'ENERGIA.

QUANDO COLLEGHI IL NOSTRO DIODO A UN FILLO NASCONO DELLE TENSIONI DI CONTATTO CHE ANNULLANO V_0 .
 $\Rightarrow V_0 \approx 0,8V$

IL CAMPO ELETTRICO E SI OPPONE A UNA ULTERIORE DIFFUSIONE DEI PORTATORI, CI SARANNO COMunque PORTATORI CON ENERGIA SUFFICIENTE A SUPERARE QUESTO E CHE SI OPPONE, E CONTINUARE LA DIFFUSIONE; POICHE' NON DEVE CIRCOLARE CORRENTE $\rightarrow$ UNA CORRENTE COSTANTE AVRA' UN VALORE TALE DA OPPORSI AL VALORE DI E , DATO DAI PORTATORI MINORITARI (QUELLI CHE NASCONO NELLA ZONA DI SVUOTAMENTO)

RIASSUMENDO LE CORRENTI:

P



N



1. MOTO DI LACUNE MAGGIORITARIE NELLA ZONA P CON E SUFFICIENTE A SUPERARE LA BARRIERA DI POTENZIALE E DIFFONDERE IN N (CORRENTE DI DIFFUSIONE) $\rightarrow$

3. MOTO DI ELETTRONI MAGGIORITARI NELLA ZONA N CON E SUFFICIENTE A SUPERARE LA BARRIERA DI POTENZIALE E DIFFONDERE IN P. (CORRENTE DI DIFFUSIONE)

4. MOTO DI ELETTRONI MINORITARI CHE NASCONO NELLA ZONA DI SVUOTAMENTO DELLA ZONA P PER EFFETTO TERMICO, ANCH'ESSI SPINTI DAL CAMPO ELETTRICO (CORRENTE DI CONDUZIONE) $\leftarrow$

2. MOTO DI LACUNE MINORITARIE (QUELLE CHE SI FORMANO NELLA ZONA DI SVUOTAMENTO PER EFFETTO TERMICO), SONO SPINTE DAL CAMPO ELETTRICO FAVORLEVOLTE (CORRENTE DI CONDUZIONE) $\leftarrow$

V_0 E' UNA BARRIERA DI POTENZIALE PER LE CORRENTI DI DIFFUSIONE, AVUTA INVECE QUELLA DI CONDUZIONE.

www.ingonline.biz

E' EVIDENTE CHE PER FAR CONDURRE I DISPOSITIVI E' NECESSARIO ABBASSARE V_0 (SI POLARIZZA ESTERNAMENTE) $\rightarrow$ IL DIODO CONDUCE
 SE INVECE SI ESALTA V_0 IL DIODO NON CONDUCE PIU', CHE' NON CI SONO PIU' PORTATORI IN GRADO DI SUPERARE V_0 .

IN ASSENZA DI CAMPI ELETTRICI ESTERNI E' STABILITO UN EQUILIBRIO DINAMICO

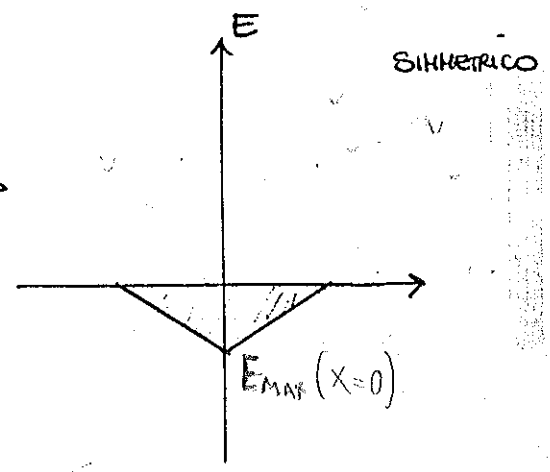
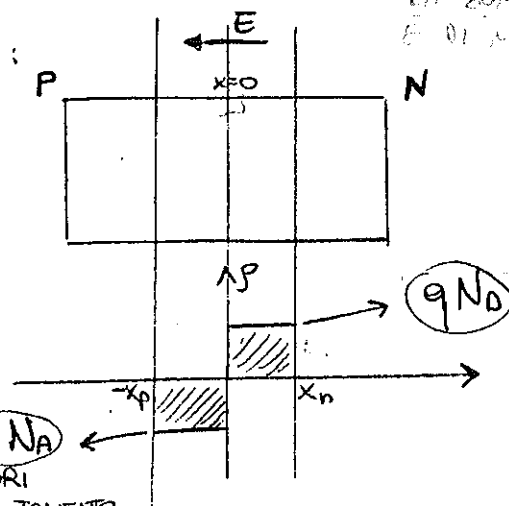
UNA REGIONE DI SPESORE MOLTO PICCOLO, NEVA QUALE NON SONO PIU' PRESENTI I PORTATORI LIBERI (ELETTRONI E LACUNE), HA SOLO CARICHE FISSE, CIOE' ATOMI IONIZZATI.

QUESTA REGIONE SI CHIAMA ANCHE REGIONE DI SVUOTAMENTO, OPPURE REGIONE DI TRANSIZIONE.

ASSOCIATO A QUESTA NUOVA DISTRIBUZIONE DI CARICA, CI SARA' UN CAMPO ELETTRICO E , DIRETTO DA N VERSO P. QUESTO VERSO SI OPpone ALLA DIFFUSIONE DEI PORTATORI MAGGIORITARI, QUINDI IL PROCESSO DI DIFFUSIONE SI ARRESTA QUANDO IL CAMPO ELETTRICO CHE SI FORMA RAGGIUNGE UN VALORE DA EQUILIBRARE ESATTAMENTE IL GRADIENTE DI DENSITA' (LE FORZE DI DIFFUSIONE)

LA ZONA DI SVUOTAMENTO E' DI MEZZO MICRON

ANALIZZIAMO E :



DENSITA' DI PORTATORI NELLA ZONA DI SVUOTAMENTO

ρ E' LA DENSITA' DI CARICA CHE SI VERIFICA IN QUESTA REGIONE.

USIAMO LA LEGGE DI POISSON DEL SISTEMA MONODIMENSIONALE:
PER CALCOLARE IL C.C.

$$\frac{dE}{dx} = \frac{\rho}{\epsilon}$$

www.ingonline.biz

DISTINGUIAMO 2 CASI: $\rightarrow$ DA ϕ A x_n
 $\rightarrow$ DA $-x_p$ A ϕ

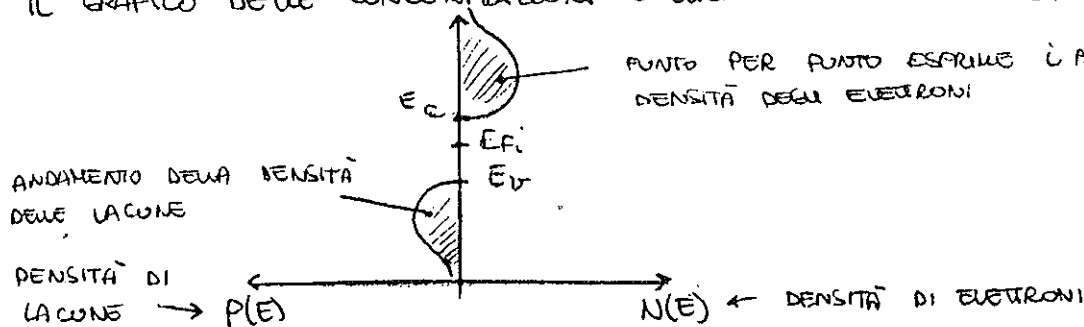
$$\begin{cases} \frac{dE}{dx} = \frac{q N_D}{\epsilon} & 0 < x < x_n \\ \frac{dE}{dx} = -\frac{q N_A}{\epsilon} & -x_p < x < 0 \end{cases}$$

ϵ : COSTANTE DIELETTRICA DEL MATERIALI

$$\rightarrow E = \frac{q N_D}{\epsilon} (x - x_n)$$

$$E = \frac{q N_A}{\epsilon} (x + x_p)$$

IL GRAFICO DELLE CONCENTRAZIONI È OTTENUTO DAL PRODOTTO DEI DUE PRECEDENTI:



PER GLI ESTRINSECHI DI TIPO N:

$N_D \rightarrow$ NUMERO DI ATOMI DONATORI

DROGGAGGIO $\rightarrow$ ELEMENTI PENTAVALENTI $\rightarrow$ ELETTRONI IN BC.

A TEMPERATURA AMBIENTE GLI ATOMI DONATORI N_D SONO TUTTI IONIZZATI, CIOÈ HANNO PERSO L'ELETTRONE $\rightarrow$ I PRIMI N_D STATI DELLA BANDA DI CONDUZIONE SONO OCCUPATI.

$\rightarrow$ È PIÙ DIFFICILE, PER UN ELETTRONE CHE SI TROVA IN BV, SUPERARE PER EFFETTO TERMICO, POICHÉ L'INTERVALLO DI ENERGIA CHE LO SEPARA DAGLI STATI LIBERI DELLA BANDA DI CONDUZIONE È PIÙ AMPIO A CAGIONA PER LA PRESENZA DEGLI N_D ELETTRONI NELLE PRIME POSIZIONI DI BC.

$$E_F = E_{Fi} + \Delta E_F$$

GI È SPOSTATO VERSO L'ALTO IL LIVELLO DI FERMI (NON È PIÙ A METÀ);

LA NUOVA CONCENTRAZIONE $n = n_i \cdot e^{\frac{\Delta E_F}{kT}} \rightarrow \approx N_D$

PER GLI ESTRINSECHI DI TIPO P:

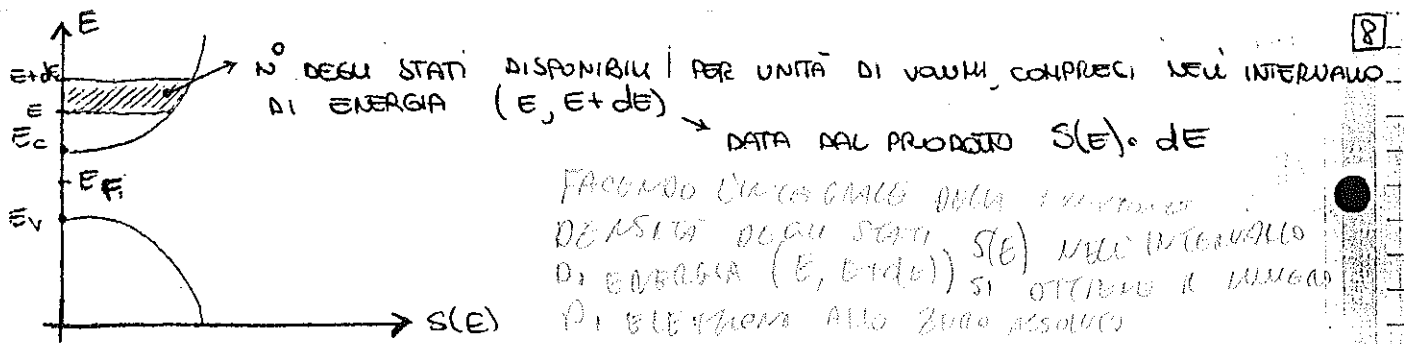
www.ingonline.biz

$N_A \rightarrow$ NUMERO DI ATOMI ACCETTORI

$$p = p_i \cdot e^{-\frac{\Delta E_F}{kT}} \approx N_A \quad \text{È LA NUOVA CONCENTRAZIONE DI LACUNE}$$

IL LIVELLO DI FERMI SCENDE VERSO IL BASSO DI UN CERTO ΔE_F
 $\rightarrow$ ABBIAMO UN MINOR NUMERO DI LACUNE FORMATESI PER EFFETTO TERMICO.

IL PRODOTTO DELLE NUOVE CONCENTRAZIONI $n \cdot p \rightarrow$ È UNA COSTANTE
 (LEGGE DI AZIONE DI MASSA)



RAPPRESENTA IL GRADO DI ADDENSAMENTO → CIOÈ IL NUMERO DEGLI STATI PER UNITÀ DI VOLUME, PER UNITÀ DI ENERGIA.

www.ingonline.biz

INTEGRANDO OTENIAMO IL NUMERO DI ELETTRONI ALLO 0 ASSOLUTO

2. LA PROBABILITÀ CHE GLI STATI SIANO OCCUPATI A UNA DATA TEMPERATURA:

È DATA LA FUNZIONE DI FERMI-DIRAC → ESPRIME LA PROBABILITÀ CHE UNO STATO A UN LIVELLO ENERGETICO E , IN CONDIZIONI DI EQUILIBRIO TERMICO, SIA EFFETTIVAMENTE OCCUPATO → CIOÈ È LA PROBABILITÀ DI TROVARE L'ELETTRONE AD UN DETERMINATO LIVELLO ENERGETICO CON UNA CERTA TEMPERATURA T .

$$F(E) = \frac{1}{1 + e^{\frac{(E-E_F)}{kT}}}$$

È EVIDENTEMENTE COMPRESA TRA 0 E 1

k : TEMPERATURA DI BOLZMANN

T : TEMPERATURA ASSOLUTA

$F(E)$ È INDIPENDENTE DA $S(E)$, CIOÈ DALLA DENSITÀ DEGLI STATI.

ABBIAI GIÀ VISTO CHE $S(E) \cdot dE$ ESPRIME IL N° DI STATI DISPONIBILI

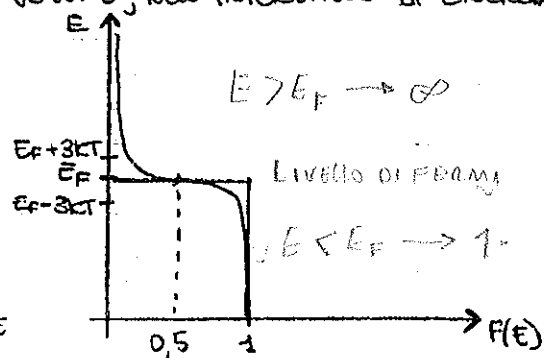
→ SE FACCIAMO $F(E) \cdot S(E) \cdot dE$ → RAPPRESENTO IL NUMERO DI STATI OCCUPATI,

OSSIA IL NUMERO DI ELETTRONI, PER UNITÀ DI VOLUME, NELL'INTERVALLO DI ENERGIA $(E, E+dE)$

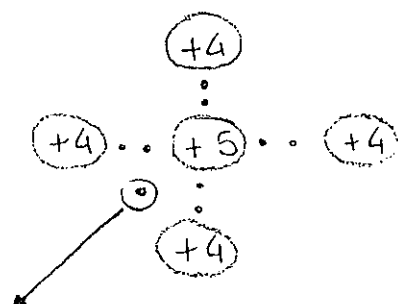
VEDIAMO COM'È FATTA LA FUNZIONE $F(E)$:

PREVISIONE → A 300°K: $kT = 400$ m.e.v.

PONIAMO $t=0$: $E > E_F \rightarrow \infty$
 $E < E_F \rightarrow 1$ } CURVA DEGENERE



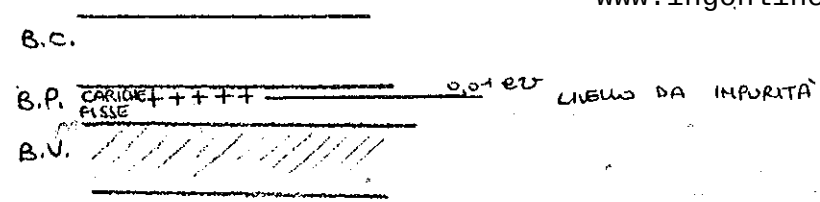
E_F → RAPPRESENTA IL LIVELLO DI FERMI = MAX LIVELLO DI ENERGIA CHE PUÒ ASSUMERE UN ELETTRONE ALLA TEMPERATURA DI 0°K (0 ASSOLUTO)



il 5° ELETTRONE e^- LIBERO, CHE' SCARSAMENTE LEGATO AL PROPRIO NUCLEO

VEDIAMO COSA SUCCEDDE A LIVELLO DI BANDE:

www.ingonline.biz



SE EFFETTIVO UN DROGGAGGIO INTORNO A $10^{14} - 10^{16}$ ATOMI DI IMPURITA' / cm^3
 → LA STRUTTURA A BANDE RESTA INVARIATA. L'ATOMO CHE SI IMPURE PER IL DROGGAGGIO NON INTERAGISCE CON GLI ATOMI DELLA STRUTTURA CRYSTALLINA.
 L'EFFETTO DELL'ELEMENTO PENTAVALENTE E' QUELLO DI INTRODURRE UN LIVELLO DI ENERGIA DOVUTO ALL'IMPURITA' CHE STA SOTTO ALLA BANDA DI CONDUZIONE.
 L'ELETTRONE LIBERO STA PROPRIO SU QUESTO LIVELLO DI IMPURITA' (A BASSA TEMPERATURA).

AUMENTANDO LA TEMPERATURA → GLI ELETTRONI SALTANO NELLA B.C.
 IL DISERTO VOLONTARIAMENTE ELETTRONI CON ENERGIA FACILE DA ESSERE VICINI ALLA F.C. PERCHÉ POSSO PER FARLI ENTRARE IN CONDUZIONE.
 PERCHÉ HO DISEGNATO LE CARICHE Fisse? PERCHÉ NON CI POSSANO SALTARE ELETTRONI (DATO CHE NON SI FORMANO LACUNE MA PROPRIO CARICHE Fisse).

DROGGAGGIO → GLI ELETTRONI IN BC PER IL FATTO CHE IL PENTAVALENTE HA RESO DISPONIBILE UN ELEMENTO.

EFFETTO TERMICO → CI SONO COMunque ANCORA ELETTRONI CHE SALTANO IN BC, CON RELATIVE LACUNE, MA IL NUMERO DEI PORTATORI DI ELETTRONI E' MAGGIORE DEI PORTATORI DI LACUNE.



SEMICONDUTTORE ESTRINSECO DI TIPO N

CON Nd INDICHIAMO GLI ATOMI DONATORI (PENTAVALENTI)

LA CONDUZZIUNITA' DIPENDE DALLA CONCENTRAZIONE DI ATOMI DONATORI.

LA BANDA DI CONDUZIONE HA QUESTO NOME PERCHÉ L'ELETTRONE DEVE AVERE LA POSSIBILITÀ DI MUOVERSI (ASSORBO ENERGIA E SI MUOVO VERSO STATI QUANTI LIBERI).
 ALTO ϕ ASSOLUTO $\rightarrow$ PERFETTO ISOLANTE.

LA CONDIZIONE PER LA CONDUZIONE È FORNIRE ENERGIA AGLI ELETTRONI AFFINCHÉ SALTINO DALLA BANDA DI VALENZA A QUELLA DI CONDUZIONE.

LA CONDUZIONE DIPENDE DALLA TEMPERATURA MA ANCHE DAL GAP DI ENERGIA CHE SEPARA LE 2 BANCHE.

NELLA FAMIGLIA DEL CARBONIO:

• DIAMANTE: $\text{GAP} = 7 \text{ eV} \rightarrow$ PERFETTO ISOLANTE

• SILICIO: $\text{GAP} = 1,2 \text{ eV} \rightarrow$ GIÀ A TEMPERATURA AMBIENTE CI SARANNO ELETTRONI CON ENERGIA SUFFICIENTE A SALTARE IL GAP E RAGGIUNGERE LA BANDA DI CONDUZIONE, DIVENTANDO ELETTRONI LIBERI.

($\text{GAP} < 2 \text{ eV} \Rightarrow$ SEMICONDUCTOR)

OGNI ELETTRONE CHE SALTA DA BANDA A BANDA LASCIA DENTRO DI SÉ UNO SPAZIO ASSUMENDO CARICA POSITIVA-
 CHE, ORIGINARIAMENTE NEUTRO, VIENE CARICATO POSITIVAMENTE, LASCIA UN LUGUO LUOGO CHE PUÒ ESSERE OCCUPATO DA UN ALTRO ELETTRONE.

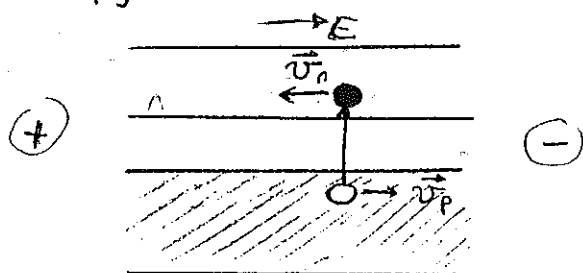
SI MUOVONO GLI ELETTRONI NEI LUOGHI LASCIATI VUOTI (È COME SE SI MUOVESSE

QUESTE CARICHE FITTIZIE POSITIVE, DETTE LACUNE, E NON GLI ELETTRONI)

DEFINIZIONE DI LACUNA: CARICA FITTIZIA POSITIVA CHE IN VALORE ASSOLUTO È UGUALE A QUELLA

SE APPLICHIAMO UN CAMPO ELETTRICO $\vec{E}$, QUESTE LACUNE SI MUOVERANNO

CON VELOCITÀ $\vec{v}_p$, GLI ELETTRONI INVECE CON $\vec{v}_n \gg \vec{v}_p$



www.ingonline.biz

ANCHE NELLA BANDA DI VALENZA C'È UN MOTO DI ELETTRONI, MA È PIÙ SEMPRE SAREBBANO COME IL MOTO DELLE LACUNE (CON DIREZIONE DEL CAMPO ELETTRICO ESTERNO).

QUINDI LA CORRENTE TOTALE È DOVUTA ALLA SOMMA DEI CONTRIBUTI DEGLI ELETTRONI E DELLE LACUNE.

2
CHE DETERMINA I LIVELLI DI ENERGIA RISULTA MODIFICATO, COSÌ COME LO SPETTRO DEI VALORI CONSENTITI.

QUESTO MODELLO RICHIEDE ANCORA IL PRINCIPIO D'ESCLUSIONE DI PAULI.
QUANDO 2 ATOMI VENGONO AVVICINATI IN MANIERA TALE DA FORMARE UN SOLO SISTEMA DI 2 ATOMI INTERAGENTI, L'ORIGINARIO LIVELLO DI ENERGIA CONSENTITA PUÒ COMPETERE ANCORA SOLO A 2 SOLI ELETTRONI CON ~~SPIN~~ SPIN OPPOSTI
→ IL LIVELLO ORIGINARIO E_n SI SCINDE IN 2 LIVELLI DI ENERGIA (LEGGERMENTE DIVERSI) IN MODO DA CONSENTIRE LA COESISTENZA DI 4 ELETTRONI.

CONCLUSIONE: L'EFFETTO DELL'INTERAZIONE È DI AVER SCOPPIO E_n IN LIVELLI DI ENERGIA.
ABBIAMO UNO SDOPPIAMENTO ENERGETICO PER SOTTOPORRE PIÙ ELETTRONI

IV) PIÙ ATOMI RAGGRUPPATI IN UNA STRUTTURA CRISTALLINA:

È ANCORA VALIDO IL PRINCIPIO D'ESCLUSIONE DI PAULI (OGNI LIVELLO DI ENERGIA E_n HA CAPACITÀ INVERSA) NELLA STRUTTURA CRISTALLINA CIASCUNO LIVELLO PERMESSO E_n AURÀ UN'ENERGIA DI VALORE LEGGERMENTE DIVERSO → IL CRISTALLO RISULTERÀ CARATTERIZZATO DA NUMEROI LIVELLI DISTINTI (MA MOLTO PROSSIMI TRA LORO) DI ENERGIA.

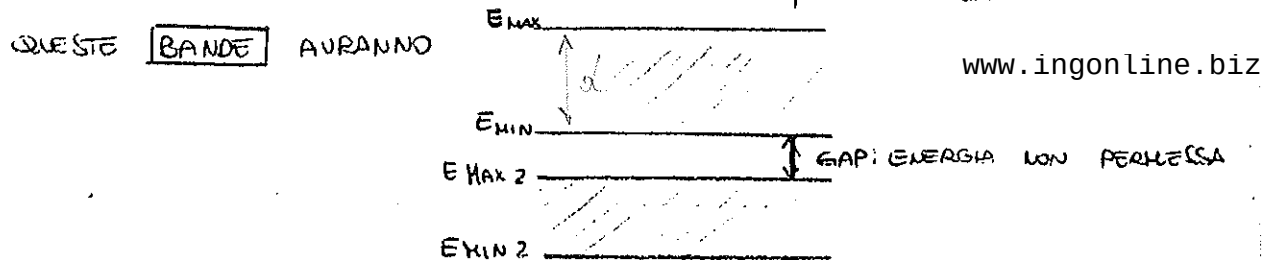
OGNI LIVELLO QUANTIZZATO CORRISPONDE ALL'ATOMO ISOLATO; SI SCINDE IN PIÙ LIVELLI, CIASCUNO CORRISPONDENTE A UN ATOMO DEL SISTEMA.

SE HO (n) ATOMI/ cm^3 → L'ORIGINARIO E_n SI SCINDE IN (n) LIVELLI PERMESSI
→ COSTITUENDO UNA BANDA DI ENERGIA CHE CONTIENE AL PIÙ $(2n)$ ELETTRONI

PRECISAZIONE: IL NUMERO DI LIVELLI È PARI AL NUMERO TOTALE DI ATOMI CONTENUTI

NEL CRISTALLO E DANNO LUOGO A $2n$ STATI → $2n$ ELETTRONI

LA DENSITÀ ATOMICA DEL SILICIO = 10^{22} ATOMI/ cm^3 → BANDA CONTINUA DI ENERGIA



IL COMPORTAMENTO DEI MATERIALI DIPENDE PROPRIO DALLA STRUTTURA DELLE BANDE.
LE BANDE PIÙ VICINE AL NUCLEO HANNO δ PICCOLI E INVECE DI BANDA SI POSS PARLARE DI VALORI DISCRETI