

DOCENTE: DANIELE SANTERINI

INIZIAMO A VEDERE COM'E FATTA LA MATERIA, IN PARTICOLARE INDIVIDUIAMO ALCUNI CASI DI INTERAZIONE NUCLEO-ELETTRONI:

I) ATOMO ISOLATO (SITUAZIONE IDEALE). ABBIAMO UN SOLO NUCLEO ATOMICO.

L'ELETTRONE PUO' ASSUMERE SOLO VALORI DISCRETI DI ENERGIA, QUESTI VALORI SONO DOVUTI ALL'INTERAZIONE FRA NUCLEO ED ELETTRONE, IN PARTICOLARE IL VALORE DI ENERGIA ASSUNTO E' DETERMINABILE:

$$E_n = - \frac{Z^2 m_0 q^4}{8 \epsilon_0 h^2 n^2}$$

- $Z \rightarrow$ CARICA DEL NUCLEO
- $m_0 \rightarrow$ MASSA DELL'ELETTRONE
- $q \rightarrow$ CARICA DELL'ELETTRONE
- $\epsilon_0 \rightarrow$ COSTANTE DIELETTRICA DEL VUOTO
- $h \rightarrow$ COSTANTE DI PLANCK
- $n \rightarrow$ NUMERO INTERO POSITIVO

$$V = \frac{q}{r} \Rightarrow$$

$$\text{ENERGIA} = P \cdot t = V \cdot I \cdot t \Rightarrow V \cdot \frac{dq}{dt} \cdot t$$

$$V \cdot q = \text{ENERGIA} \quad q = e \Rightarrow \text{UNITA' ENERGIA ELETTRONVOLT}$$

QUESTE ENERGIE SI MISURANO IN [eV ($= 1,6 \cdot 10^{-19}$ JOULE)]
GLI ELETTRONI OCCUPANO I LIVELLI DI ENERGIA DISPONIBILI, A PARTIRE DA QUELLI CON MINOR ENERGIA.

www.ingonline.biz

PRINCIPIO D'ESCLUSIONE DI PAULI

AL MASSIMO 2 ELETTRONI ^{CON SPIN DIVERSO} POSSONO OCCUPARE UN LIVELLO ENERGETICO E_n

NB: PONIAMO MAGGIORE ATTENZIONE SUGLI ELETTRONI DEI LIVELLI PIU' ESTERNI, CIOE' QUELLI MAGGIORMENTE INFLUENZABILI.

II) SISTEMA BIATOMICO IDEALE (ATOMI A DISTANZA TALE DA NON INTERAGIRE TRA LORO). E LO SPIN DI UN ELETTRONE E DATO DA $E = - \frac{Z^2 m_0 q^4}{8 \epsilon_0 h^2 n^2}$

L'ELETTRONE ASSOCIATO A CIASCUN ATOMO POSSIODE ANCORA UN'ENERGIA DATA DALLA NOSTRA FORMULA $E_n = \dots$

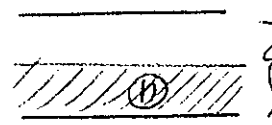
III) MODELLO BIATOMICO INTERAGENTE. SUFFICIAMO UNA DISTANZA PIU' RIDOTTA TALE CHE CI SIA, UNA MUTUA INTERAZIONE $\rightarrow$ GLI ELETTRONI SONO SOGGETTI SIA ALLA FORZA DEL PROPRIO NUCLEO CHE DELL'ALTRO, QUINDI, IL POTENZIALE

AI LIVELLI DI ENERGIA PIÙ ELEVATI (ELETTRONI PIÙ ESTERNI), GLI ELETTRONI SONO POCO LEGATI AL NUCLEO → POSSONO ALLONTANARSI DI PIÙ, HANNO UN RAGGIO DI ESCURSIONE MAGGIORE RISPETTO A QUELLI VICINI AL NUCLEO → SONO PIÙ PERTURBATI GLI ATOMI ESTERNI.

QUESTA MAGGIORE INTERAZIONE CAUSA UNA PIÙ AMPIA SEPARAZIONE DEI LIVELLI ORIGINARI → GLI ELETTRONI PIÙ ESTERNI HANNO UOGO A BANDE PIÙ ESTESE.

ABBIAMO UN METALLO ALCALINO CON UN CERTO NUMERO (n) DI ATOMI / cm^3
↓
1 ELETTRONE IN ORBITA ESTERNA NELLA ORBITA PIÙ ESTERNA AVEREMO n LIVELLI PERMESSI REGOLARI DA 2m STAGIONI

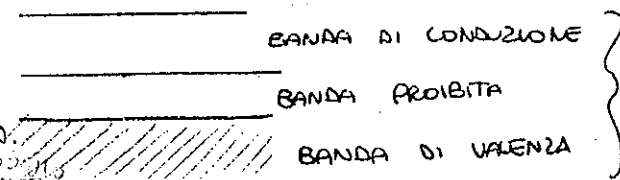
IL LIVELLO ENERGETICO RELATIVO ALL'ORBITA PIÙ ESTERNA DEGENERAVA IN UNA BANDA

DI ENERGIA CHE CONTIENE $(2n)$ STATI  } $2n$ STATI CHE POSSONO OSPITARE $2n$ ELETTRONI

MA ASSURTO
QUINDI GLI (n) ELETTRONI OCCUPERANNO I PRIMI (n) STATI DELLA BANDA (QUELLI PIÙ BASSI), CI SARANNO ANCORA (n) STATI VUOTI → A TEMPERATURA AMBIENTE CI SARANNO GLI n ELETTRONI CHE POSSONO SALTARE NEGLI STATI VUOTI SUPERIORI (SE HANNO ENERGIA SUFFICIENTE) E DIVENTARE ELETTRONI LIBERI → STRUTTURA TIPICA DEI METALLI. (CONDUTTORI, SEMICONDUCTORI) $AT > T_{AMB}$ www.ingonline.biz

APPENA SI APPUGA UN CAMPO ELETTRICO ESTERNO, GLI ELETTRONI LIBERI PROVOCANO UNA CORRENTE ELETTRICA (ECCO PERCHÉ I METALLI SONO BUONI CONDUTTORI).

CONSIDERIAMO ORA GLI ELEMENTI DELLA FAMIGLIA DEL CARBONIO → HO 4 ELETTRONI NELL'ORBITA PIÙ ESTERNA → HO $8n$ STATI E UNA STRUTTURA A BANDE:

 } SONO 2 BANDE DI ENERGIA SEPARATE DA UNA BANDA PROIBITA.

LA TEMPERATURA AMBIENTE
I 4 ELETTRONI DI EQUIVALENZA SATURANO LA BANDA DI VALENZA ($4n$ STATI / $4n$ ELETTRONI), E I $4n$ STATI SUPERIORI RESTANO COMPLETAMENTE VUOTI.

IN ASSENZA DI SOVECCITAZIONI QUESTA È LA STRUTTURA DELLA FAMIGLIA DEL CARBONIO. LA TEMPERATURA MODIFICA IL RIEMPIMENTO, NON LA STRUTTURA A BANDE!

UN MATERIALE CON UGUAL NUMERO DI ELETTRONI E LACUNE È DETTO SEMICONDUCTORE INTRINSECO.

● GLI ELETTRONI LIBERI NEL CRISTALLINO, POICHÉ SOTTOPOSTI A URTI, PERDONO ENERGIA E TORNANO NELLA BANDA DI VALENZA.

FENOMENO DI RICOMBINAZIONE

L'ELETTRONE LIBERO DUNQUE MUORE, MA MUORE ANCHE LA LACUNA.

TEMPO DI RICOMBINAZIONE

FENOMENO DI RICOMBINAZIONE

TEMPO IN CUI SI VERIFICA IL FENOMENO DI RICOMBINAZIONE.

NELO STESSO MOMENTO PERÒ ALTRI ELETTRONI LIBERI SI FORMANO

→ SI RAGGIUNGE UNO STATO DI EQUILIBRIO A UNA CERTA TEMPERATURA.

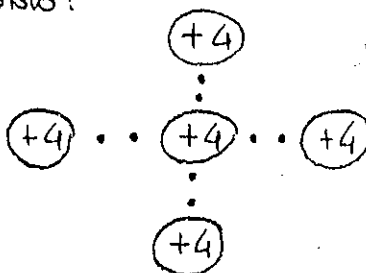
$$n = p = n_i \quad \text{NUMERO PORTATORI DELL'INTRINSECO}$$

ESEMPIO: SILICIO = $1,45 \cdot 10^{10} \text{ cm}^{-3}$ A TEMPERATURA = 300°K

CONCENTRAZIONE: 10^{10} } 1 ATOMO OGNI 10^{12} FORNISCE UNA COPPIA
DENSITÀ ATOMICA: 10^{22} } ELETTRONE / LACUNA

VEDIAMO LA FAMIGLIA DEL CARBONIO:

www.ingonline.biz



● QUANDO LA BANDA DI VALENZA È SATURATA SIGNIFICA CHE I 4 LEGAMI COVALENTI SONO INTEGRI

● IN PRESENZA DI ELETTRONI LIBERI VOL DIRE CHE SI È ROTTO UN LEGAME COVALENTE.

25/2

PUÒ CHE UN SEMICONDUCTORE, IL SILICIO SI COMPORTA

QUASI COE UN ISOLANTE, MA ORA, PER FARLO COMPORTARE COE UN CONDUTTORE, POSSIAMO EFFETTUARE UN DROGGAGGIO

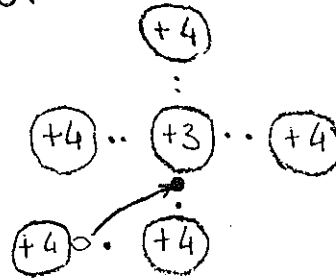
● UN PRIMO TIPO DI DROGGAGGIO VIENE EFFETTUATO CON ELEMENTI PENTAVALENTI

(5 ELETTRONI NELL'ORBITA PIÙ ESTERNA), AD ESEMPIO: FOSFORO, ANTIMONIO, ARSENIO → NEL RETICOLO CRISTALLINO.

TIPO DI DROGAGGIO: → ELEMENTO DROGANTE TRIVALENTE AD

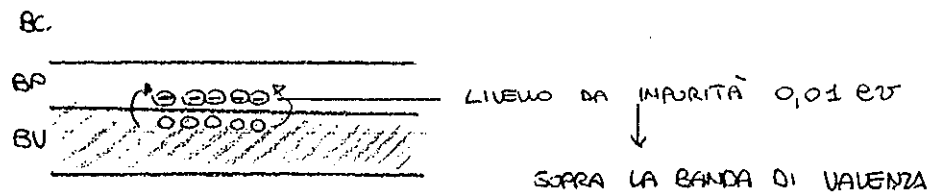
171

ESEMPIO IL BORO O IL GALIO.



L'ELEMENTO TRIVALENTE NON È AUTOSUFFICIENTE PER FARE TUTTI I LEGAMI COVALENTI → LO PRENDE DA UN ATOMO VICINO, LASCIANDO UN VUOTO.

VEDIAMO COSA SUCCEDERÀ A LIVELLO DI BANDE:



UN ELETTRONE È SALTATO DA UN LEGAME ALL'ALTRO, HA UN LIVELLO ENERGETICO DISPONIBILE; GLI ELETTRONI SALTANO GIÀ A TEMPERATURA AMBIENTE, DALLA BV AD UN PUNTO IMMEDIATAMENTE SOPRA, QUINDI AUREMO MOLTE LACUNE.

ADESSO I PORTATORI MAGGIORITARI SONO LE LACUNE.

INDICHIAMO CON NA → ATOMI ACCETTORI (CHE ACCETTANO E DA ATOMI INTORNO)

www.ingonline.biz

QUESTO MATERIALE È DETTO: SEMICONDUTTORE ESTRINSECO DI TIPO P

TORNIAMO ALL'ELEMENTO INTRINSECO:

CI PONIAMO 2 QUESITI, RIFERITI ALLA TEORIA DELLE BANDE:

1. COME SONO DISTRIBUITI GLI STATI?
2. CON CHE PROBABILITÀ SONO OCCUPATI CON UNA DETERMINATA TEMPERATURA?

ABBIAMO LA FUNZIONE DENSITÀ DEGLI STATI:

$$S(E) = \gamma_c (E - E_c)^{1/2} \quad \text{PER } E > E_c \quad (\text{CUI È VALIDA PER LA BANDA DI CONDUZIONE})$$

$$S(E) = \gamma_v (E_v - E)^{1/2} \quad \text{PER } E < E_v \quad (\text{CUI È VALIDA PER LA BANDA DI VALENZA})$$

QUALUNQUE SIA LA TEMPERATURA, TUTTE LE CURVE PASSANO PER $\frac{1}{2}$.

UNA SECONDA DEFINIZIONE DEL LIVELLO DI FERMÌ $\rightarrow$ CONTIENE GLI STATI CON PROBABILITÀ 0,5 DI ESSERE OCCUPATI.

NOTIAMO DAL GRAFICO, CHE PER SPOSTAMENTI BREVISSIMI RIMANE PROSSIMO A 1 (FINO A $E_F - 3kT$), E POI VA SUBITO VERSO LO 0 (GIÀ DA $E_F + 3kT$)
GLI STATI CON ENERGIA INFERIORE A $E_F - 3kT \rightarrow$ ALTA PROBABILITÀ CHE SIA PIENO.

SE $E - E_F \gg kT \rightarrow$ POSSO SCRIVERE $F(E) = e^{-\frac{(E-E_F)}{kT}}$
TRASCURABILE

VORIAMO CALCOLARE LA CONCENTRAZIONE DEI PORTATORI IN UN INTRINSECO!

ELETTRONI

$$n_i = \int_{BC} F(E) \cdot S(E) \cdot dE = \int_{BC} e^{-\frac{(E-E_F)}{kT}} \cdot dE$$

$$n_i = N_c e^{-\frac{(E_c-E_F)}{kT}}$$

$$\text{cost} = 2,5 \cdot 10^{19} \left[\frac{T}{300} \right]^{3/2} \text{ cm}^{-3}$$

LACUNE

$$p_i = \int_{BV} S(E) \cdot [1 - F(E)] dE$$

$$p_i = N_v e^{-\frac{(E_F-E_v)}{kT}}$$

www.ingonline.biz

DOE $E_F = \frac{E_c + E_v}{2}$

IN UN INTRINSECO IL LIVELLO DI FERMÌ STA AL CENTRO DELLA BANDA PROIBITA

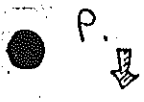
$$n_i = p_i = \sqrt{n_i p_i} = \sqrt{N_c N_v} e^{-\frac{(E_c-E_v)}{2kT}}$$

$$n_i^2 = N_c N_v e^{-\frac{E_g}{kT}} \quad \text{DOE } (E_g) + e^- \text{ L'ENERGIA DEL GAP}$$

LA CONCENTRAZIONE QUINDI È LEGATA:

1. ALLA TEMPERATURA
2. AL GAP DI ENERGIA CHE DEVE SUPERARE

METTIAMO IN CONTATTO UN MATERIALE DI TIPO N CON UNO DI TIPO



ABBIAMO LA GIUNZIONE, CHE SAREBBE LA SUPERFICIE DI SEPARAZIONE TRA 2 REGIONI CONTIGUE DI UN CRISTALLO AVENTI CONCENTRAZIONI DI IMPURITÀ OPPOSITE.

GIUNZIONE P-N → DIODO



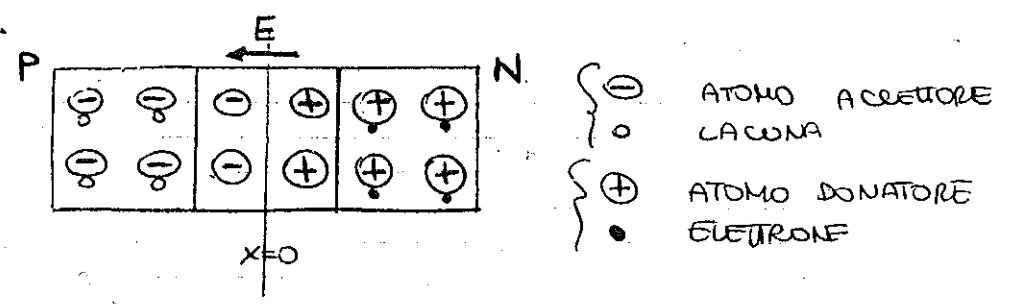
GIUNZIONE

www.ingonline.biz

LEGGE DI DIFFUSIONE

IN UN CRISTALLO OMogeneo, le densità medie dei portatori sono uniformi. QUANDO INVECE METTO A CONTATTO N E P → le loro concentrazioni non sono uniformi → nasce un flusso di cariche che vanno dalla regione ad alta densità verso le regioni a bassa densità.

QUESTO FLUSSO SI CHIAMA CORRENTE DI DIFFUSIONE ED HA FUNZIONE DI RIEQUILIBRARE.



$x=0$ È LA SUPERFICIE DI SEPARAZIONE → È UN PUNTO DI GIUNZIONE.

NELL'UNIONE ABBIAMO 2 TIPI DI FLUSSI DI CARICHE:

- 1. ELETTRONI CHE DA N SI MUOVONO VERSO P
 - 2. LACUNE DA P A N
- } MIGRAZIONE DI CORRENTE DI DIFFUSIONE

OGNI ELETTRONE CHE DIFFONDE NELLA ZONA P LASCIA UNA CARICA POSITIVA DIETRO DI SE', UNO CHE POSITIVO NON NEUTRALIZZATO IN N.

ANALOGAMENTE OGNI LACUNA CHE SI DIFFONDE IN N LASCIA DIETRO DI SE' UNO CHE ACCETTORE NEGATIVO.

→ NELLA ZONA CENTRALE IL PROCESSO DI DIFFUSIONE PRODUCE 2 ZONE IN

IMPONIAMO DELLE CONDIZIONI DI CONTORNO $\rightarrow$ AL DI FUORI DEL CAMPO DI SVUOTAMENTO

IL CAMPO ELETTRICO È $E=0$

ABBIAMO INVECE UN ANDAMENTO REGOLARE NELLA ZONA DI TRANSIZIONE.

IL VALORE MASSIMO SI HA IN $x=0$ E SI CALCOLA:

$$E_{\max}(x=0) = -\frac{qN_D x_n}{\epsilon} - \frac{qN_A x_p}{\epsilon}$$

DA QUESTA RICEVIAMO:

$$N_D x_n = N_A x_p$$

$\rightarrow$ STA A INDICARE LA NEUTRALITÀ DELLA CARICA NEL CAMPO DI SVUOTAMENTO

LA CARICA FISSA NON COMPENSATA DA UNA PARTE EQUILIBRA LA CARICA FISSA NON COMPENSATA DALL'ALTRA PARTE.

www.ingonline.biz

CIOÈ IL MIO DISEGNO PRESUPPONE

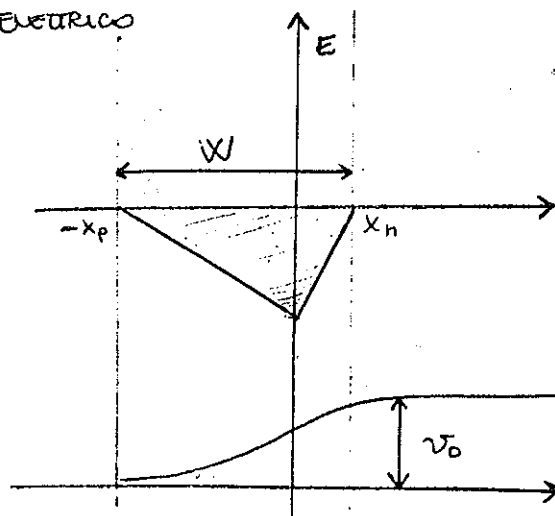
$$N_D = N_A$$

SE INVECE ACCENTUASSI $N_D \rightarrow$ $N_D \gg N_A \rightarrow$ LA ZONA DI SVUOTAMENTO SAREBBE QUASI TUTTA DALLA PARTE DI P

SEMICONDUCTOR
6510 VIA DI TIPO

N: 110 ATOMI DOPANTI

ASSOCIATO A UN CAMPO ELETTRICO C'È UN POTENZIALE $\rightarrow$ CHE SI OTTENE INTEGRANDO IL CAMPO ELETTRICO



CASO: $N_D \gg N_A$

$$x_p \gg x_n$$

L'ANDAMENTO È DATO DALL'INTEGRALE

IL VALORE DI V_0 È DETTO POTENZIALE DI CONTATTO, E CORRISPONDE ALL'AREA

DEL TRIANGOLO EVIDENZIATO DA

$$V_0 = \frac{E_{\max} W}{2}$$

$$V_0 = -\int_{-x_p}^{x_n} E(x) dx$$

W: LARGHEZZA
ZONA DI
SVUOTAMENTO

LA V_0 È CHIAMATA BARRIERA DI POTENZIALE

PROBLEMA:

SE HO UNA DIFFERENZA DI POTENZIALE NELLA GIUNZIONE, POSSO SFRUTTARE

PER OTTENERE UNA CORRENTE? NO $\rightarrow$ PERCHÉ SE AVESSI CORRENTE

IN UN CIRCUITO ESTERNO COLLEGATO, QUESTO SI RISCALDEREBBE $\rightarrow$ AUREI

2 CORRENTI DI CONDUZIONE
&
2 CORRENTI DI DIFFUSIONE

EQUILIBRIO DINAMICO



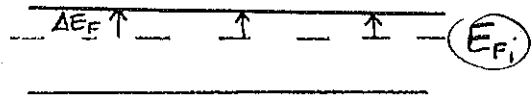
$$I_{\text{TOT}} \text{ DI CONDUZIONE} = I_{\text{TOT}} \text{ DI DIFFUSIONE}$$

VEDIAMO COSA ACCADE A LIVELLO DI BANDE:

P

N

BC



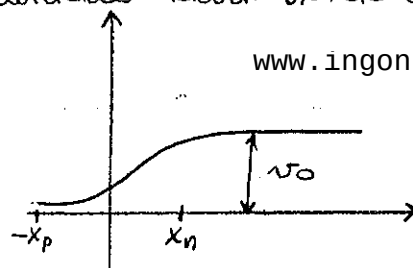
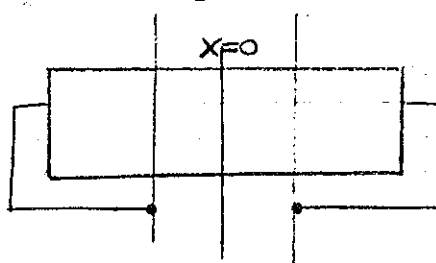
LIVELLO DI
FERMI NEVE
L'INTRINSECO

BV

QUANDO FACCO UNA GIUNZIONE, IL MATERIALE DI TIPO P HA ACQUISTATO UNA CARICA $\ominus$, N SI È INVECE CARICATO POSITIVAMENTE $\oplus$.

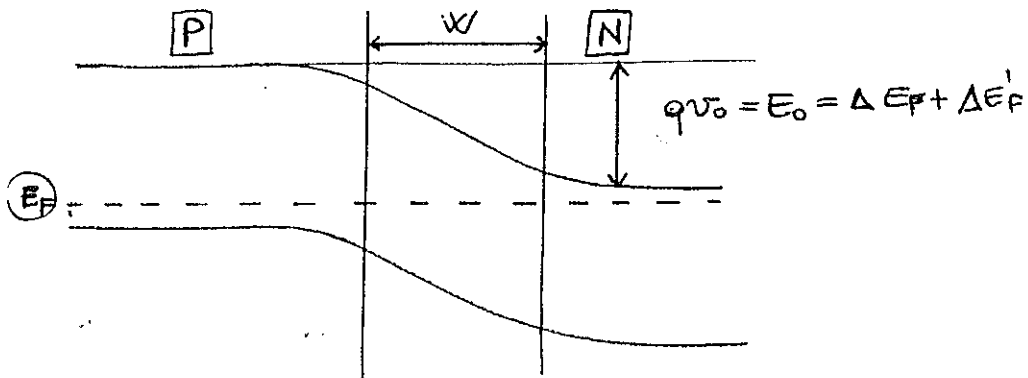
QUESTA DIFFERENZA DI POTENZIALE FA AUMENTARE L'ENERGIA DEGLI ELETTRONI NELLA ZONA P, E LA FA DIMINUIRE NELLA ZONA DI TIPO N

⇒ ABBIAMO UN ABBASSAMENTO VERSO IL BASSO DELL'ENERGIA DELLE BANDE → TALE CHE IL LIVELLO DI FERMI ALL'EQUILIBRIO RISULTI UNIFORME IN TUTTO IL CRISTALLO.



www.ingonline.biz

AVVIENE UNO SPOSTAMENTO RECIPROCO DELLE BANDE:



ABBIAMO VISTO CHE, A SECONDA DEL TIPO DI POLARIZZAZIONE, (4/3)

LA BARRIERA PUO' POTERLA SCENDERE O SALIRE:

- POLARIZZAZIONE DIRETTA $\rightarrow$ BARRIERA: $q(V_0 - V_f)$
- POLARIZZAZIONE INVERSA $\rightarrow$ BARRIERA: $q(V_0 + V_f)$

SEMPRE NELLA POLARIZZAZIONE DIRETTA, COSA SUCCEDE AL CAMPO ELETTRICO?
DIMINUISCE IN QUANTO IL CAMPO ELETTRICO APPLICATO DALL'ESTERNO SI OPPONE A QUELLO ORIGINARIO INTERNO.

POLARIZZAZIONE INVERSA $\rightarrow$ I DUE CAMPI HANNO LO STESSO VERSO $\rightarrow$ SI ESAULTA AUMENTA.

NB COMunque IL VERSO DI QUELLO ORIGINARIO NON CAMBIA MAI.

ANALIZZIAMO LE CORRENTI DI DIFFUSIONE

$\downarrow$
SONO DOVUTE AUE CARICHE MAGGIORITARIE.

CON LA POLARIZZAZIONE DIRETTA LA BARRIERA È RIDOTTA A $q(V_0 - V_f)$

$\rightarrow$ UN MAGGIOR NUMERO DI ELETTRONI MAGGIORITARI AURA È SUFFICIENTE A SUPERARE LA BARRIERA DI POTENZIALE E DIFFONDERE NELLA ZONA P

ANALOGAMENTE CI SARÀ UN MAGGIOR NUMERO DI LACUNE MAGGIORITARIE

CON È SUFFICIENTE A SUPERARE LA BARRIERA DI POTENZIALE E DIFFONDERE

IN N

www.ingonline.biz

$\rightarrow$ ESALTATE LE CORRENTI DI DIFFUSIONE, DIRETTE DA P A N (1 E 3)

POLARIZZAZIONE INVERSA:

IL PROCESSO È OPPOSTO, LA BARRIERA È ESALTATA A $q(V_0 + V_f)$

$\rightarrow$ HO UN NUMERO ESIGUO (≈ 0) DI PORTATORI MAGGIORITARI IN GRADO DI SUPERARE QUESTA BARRIERA $\rightarrow$ LA CORRENTE È PRATICAMENTE NULLA.

CORRENTI DI CONDUZIONE

$\downarrow$
SONO DOVUTE AUE CARICHE MINORITARIE E SONO INDIPENDENTI DALLA BARRIERA

DI POTENZIALE. $\rightarrow$ NON CAMBIA SE FACCO UNA POLARIZZAZIONE DIRETTA O

LA CORRENTE CHE FUISCE, A PARITÀ DI TENSIONE APPLICATA, DIPENDE DAL VERSO DELLA TENSIONE STESSA.

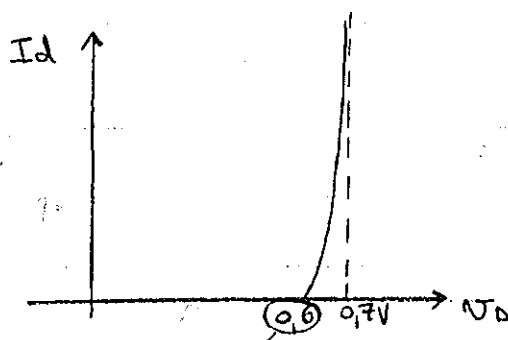
PER $V_D > 0$ È COME SE NON CI FOSSE -1 NELLA PARENTESI.

APPENA POLARIZZO INVERSAMENTE, CIOÈ PER $V_D < 0 \rightarrow I \approx I_0$

CIOÈ LA CORRENTE IN QUESTA POLARIZZAZIONE NON DIPENDE DA V_D

[NB] QUESTA CARATTERISTICA È IDEALE

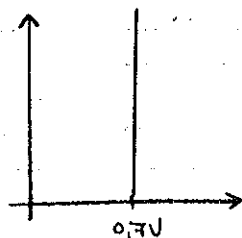
NELLA REALTÀ, AD ESEMPIO PER IL SILICIO:



TENSIONE DI SGUATTO

FINO A CHE NON SI RAGGIUNGE LA TENSIONE DI SGUATTO (≈ 0.6 V), LA CORRENTE È NULLA, DOPO DI CUI È QUASI UNA VERTICALE SU 0.7 V

PROPRIO PER QUESTA CARATTERISTICA SPESSE IL MODO VIENE RAPPRESENTATO COME SEGUE:



www.ingonline.biz

LA TENSIONE INVERSA SI CHIAMA TENSIONE DI ZENER $\rightarrow$ RAGGIUNGE UN VALORE E SI MANTIENE QUASI VERTICALE VERSO IL BASSO.

PER FORTI TENSIONI INVERSE, I PORTATORI MINORITARI CHE SI GENERANO NELLA ZONA DI TRANSIZIONE PER EFFETTO TERMICO VENGONO NOTEVOLMENTE ACCELERATI NEL MOTO DI ATRAVERSAMENTO DELLA GIUNZIONE.

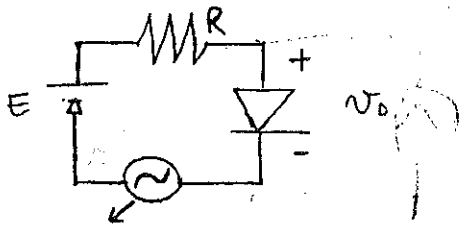
GLI URTI CONTRO GLI ATOMI DELLA STRUTTURA CRISTALLINA, CAUSATI DALL'ELEVATA VELOCITÀ, PROVOCANO LA ROTTURA DEI LEGAMI COVALENTI, QUINDI SI

3° METODO

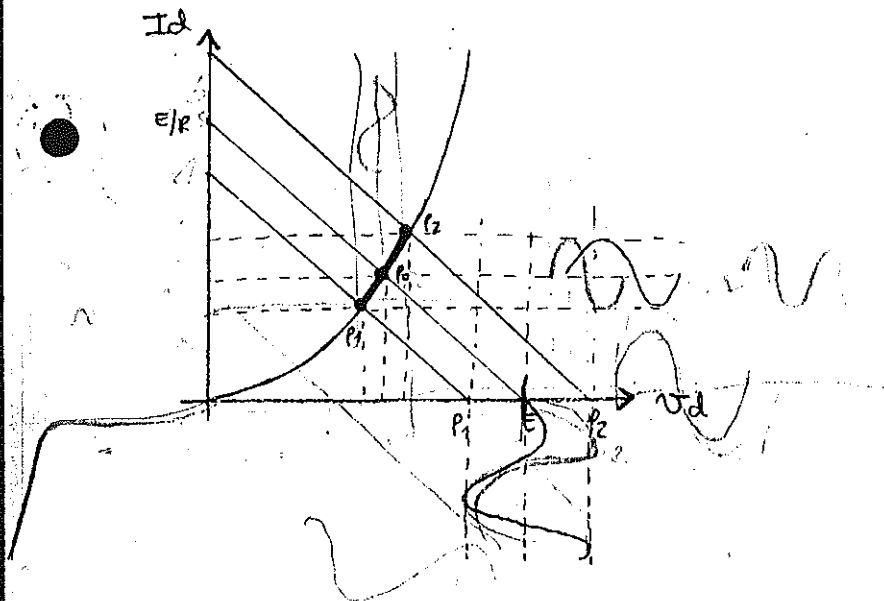
PER TROVARE LA TENSIONE AI CAPI DEL DIODO:

● $I = \frac{E - 0,7}{R}$ (METODO ESRIGATIVO RELATIVO AL MODELLO $\uparrow \downarrow$
0,7)

SE AGGIUNGESSIMO UN SEGNALE SINUSOIDALE?



GENERATORE DI SEGNALE $\rightarrow v_i = V_m \sin \omega t$



ALLA E SI SOVRAPPONE L'ONDA SINUSOIDALE POSITIVA E NEGATIVA, TOCCANDO VALORI

● TRA UN MAX E UN MIN $\rightarrow$ ABBIAMO UNA ESCURSIONE MASSIMA E UNA ESCURSIONE MINIMA DELLA RETTA DI CARICO.

www.ingonline.biz

IL PUNTO DI CARICO SI SPOSTA TRA P_1 E P_2 ; SE ABBIAMO UN SEGNALE PICCOLO $\rightarrow P_0$ SI MUOVE LUNGO UN TRATTO ASSIMILABILE COME TRATTO DI UNA RETTA.

ANCHE I_D OSCILLA CON ANDAMENTO SINUSOIDALE, COSI' CHE LA TENSIONE AI CAPI DEL DIODO V_D

QUANDO SI POLARIZZA INVERSAMENTE, LA CARATTERISTICA DEL DIODO DIVENTA COSTANTE ANCHE ALL'AUMENTARE DELLA CORRENTE CHE L'ATTRAVERSA.

● DIODO ZENER $\rightarrow$ STABILIZZATORI DELLA TENSIONE AI CAPI DI UN CARICO

ALTRO DISTURBO → IL CARICO VARIA, CIOÈ VARIA R_c .

CAMBIANO LA R E LA E DI THEVENIN, MA VOGLIO V_{AB} COSTANTE:

● FACENDO IL RAPPORTO $\frac{E}{R} = \frac{E_1}{R_1} \rightarrow \frac{E}{R}$ RIMANE COSTANTE, FERMO SUL GRAFICO

→ LA RETTA VARIA OSCILLANDO CON ROTAZIONI INTORNO A $\frac{E}{R}$

(10/3)

1 DIODI NORMALI POSSONO ESSERE USATI COME RADDRIZZATORI:

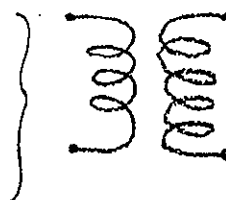
CORRENTE ALTERNATA SINUSOIDALE → CORRENTE CONTINUA

(Molti dispositivi richiedono una tensione il più possibile continua su un carico)

● PARTIAMO DAL CIRCUITO PIÙ SEMPLICE:

USEREMO UN TRASFORMATORE (2 INDUTTORI)

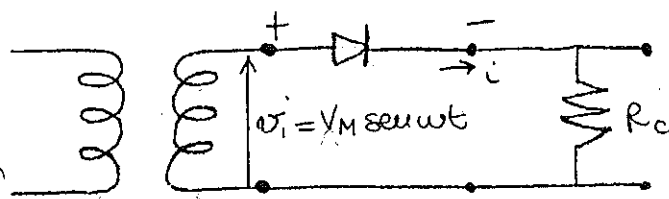
↓
ABBASSA (O ALZA) LA TENSIONE



NB LA TENSIONE DI RETE, PARI A 220 VOLT, VA PRIMA ABBASSATA, E POI RADDRIZZATA

RADDRIZZATORE A SINGOLA SEMIONDA

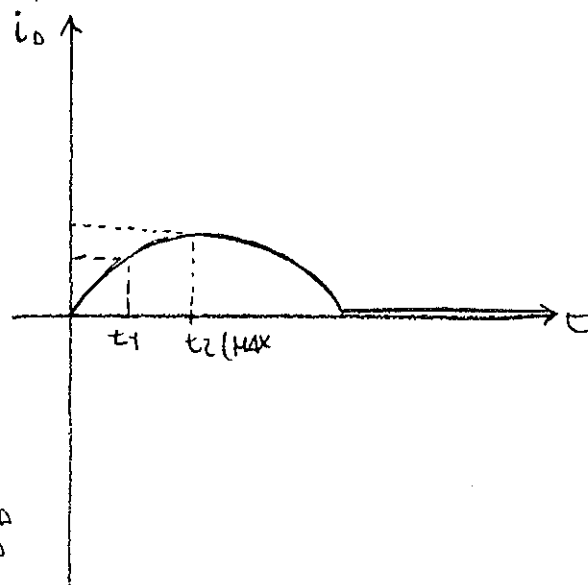
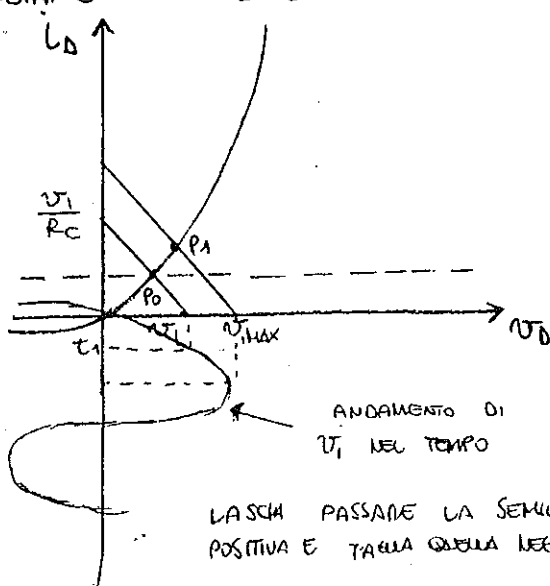
www.ingonline.biz



$V_{USCITA}?$

● LA TENSIONE, UNA VOLTA ABBASSATA, È MANDATA SU R_c (CARICO) IL PIÙ CONTINUA POSSIBILE;

VEDIAMO COME SI COMPORTA IL CIRCUITO:

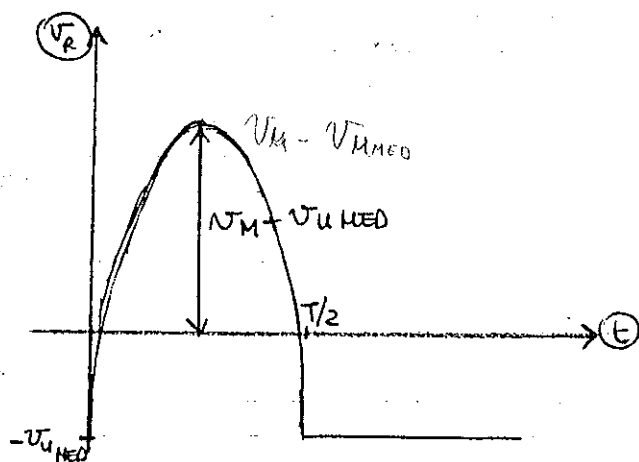


LASCI PASSARE LA SEMIONDA POSITIVA E TAGLIA QUELLA NEGATIVA

LA TENSIONE IN USCITA PUO' ESSERE VISTA COME SOMMA DI DUE COMPONENTI:

1. UNA TENSIONE MEDIA
2. UNA TENSIONE DI ONDULAZIONE RESIDUA (V_R)

→ V_R ISTANTE PER ISTANTE SARA': $V_R(t) = v_u(t) - v_{u \text{ MED}}$



V_A → RESIDUO ARMONICO

SVILUPPANDO IN SERIE DI FOURIER OTTIENGO:

$$v_u(t) = \underbrace{\frac{V_M}{\pi}}_{V_{u \text{ MED}}} + \underbrace{\frac{V_M}{2} \sin \omega t - \frac{2}{3} V_M \cos \omega t \dots}_{\text{SOMMA DI ARMONICHE}}$$

$V_{u \text{ MED}}$ + SOMMA DI ARMONICHE → MI DEVE DARE V_R

www.ingonline.biz

FATTORE DI RIPPLE

E' UN FATTORE DI ONDULAZIONE: $RF = \frac{V_R \text{ eff}}{V_{u \text{ MED}}} \cdot 100$

SE RF E' PICCOLO ALLORA SI HA UN RIPPLE DI TENSIONE IN USCITA MINORE

E' MIGLIORE TANTO PIU' E' PICCOLO.

$$V_{\text{EFF}} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T [v(t)]^2 dt}$$

$$\rightarrow V_{\text{EFF}}^2 = \frac{1}{T} \int_0^T [v(t)]^2 dt$$

$$V_R \text{ eff}^2 = \frac{1}{T} \int_0^T [v_u(t) - v_{u \text{ MED}}]^2 dt =$$

$$= \frac{1}{T} \int_0^T [v_u^2(t) - 2v_u(t) \cdot v_{u \text{ MED}} + v_{u \text{ MED}}^2] dt =$$

$$V_{u \text{ EFF}} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T v_u^2(t) dt}$$

$$= \frac{1}{T} \left(\int_0^T v_u^2(t) dt - \frac{2}{T} v_{u \text{ MED}} \int_0^T v_u(t) dt + v_{u \text{ MED}}^2 \int_0^T dt \right)$$

$$V_R \text{ eff}^2 = V_{u \text{ EFF}}^2 - 2 v_{u \text{ MED}} \cdot \frac{1}{T} \int_0^T v_u(t) dt + v_{u \text{ MED}}^2 = V_{u \text{ EFF}}^2 - v_{u \text{ MED}}^2$$

$$\begin{aligned} & \frac{1}{T} \int_0^T V_{u \text{ MED}} \cdot V_M \sin \omega t dt \\ & 2 V_{u \text{ MED}} \left(\frac{1}{T} \int_0^T V_M \sin \omega t dt \right) \\ & \Delta (2 V_{u \text{ MED}}^2) \end{aligned}$$

NELLA PRIMA SEMIONDA POSITIVA: $V_{AB} > 0$

$V_{CB} < 0$

IN V_{AC} , DURANTE LA PRIMA SEMIONDA:

- D_2 È INTERDETTO

- D_1 È IN CONDUZIONE

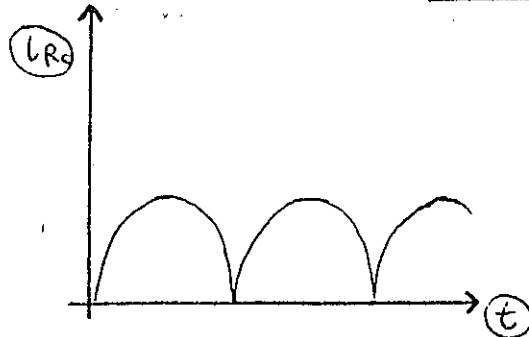
LA CORRENTE i_L SCORRE IN R_C

DOPPOCHÉ IL DIODO 2 SI INTERDICE PERCHÉ È LA V_{CB} CHE È > 0

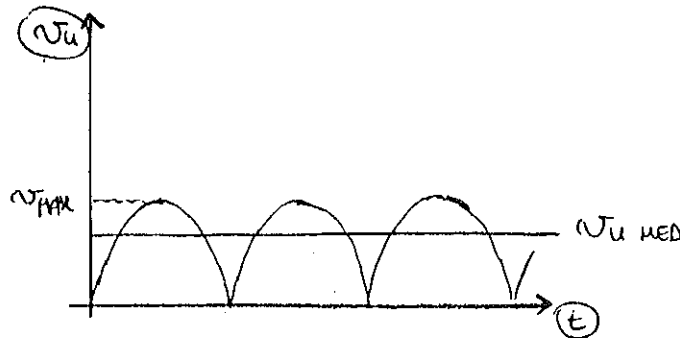
ADORA: - D_1 È INTERDETTO

- D_2 È IN CONDUZIONE

QUINDI IL GRAFICO RELATIVO ALLA CORRENTE CHE SCORRE NEL CARICO È:



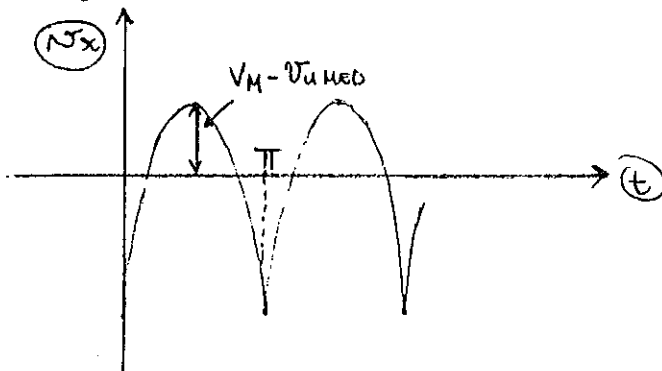
DUNQUE È PRESENTE CORRENTE NEL CARICO ANCHE NELLA SEMIONDA NEGATIVA, CON QUESTA CORRENTE CHE HA LO STESSO VERSO DI QUELLA PRESENTE NELLA SEMIONDA POSITIVA.



$$V_{u \text{ MED}} = \frac{2V_{\text{MAX}}}{\pi}$$

www.ingonline.biz

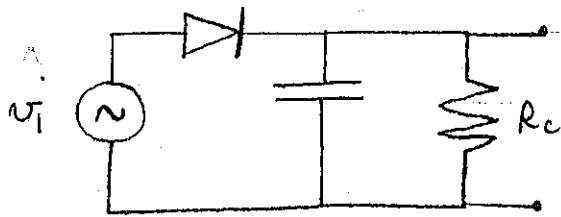
LA TENSIONE IN USCITA V_u È DOVUTA AL VALORE MEDIO + L'ONDUAZIONE.



SE AL NOSTRO SEMPLICE DISPOSITIVO AGGIUNGEREMO UN CARICO

RESISTIVO R_c OTTIENIAMO UN:

RADDRIZZATORE A SINGOLA SEMIONDA CON FILTRO CAPACITIVO



$$v_i = V_m \sin \omega t$$

www.ingonline.biz

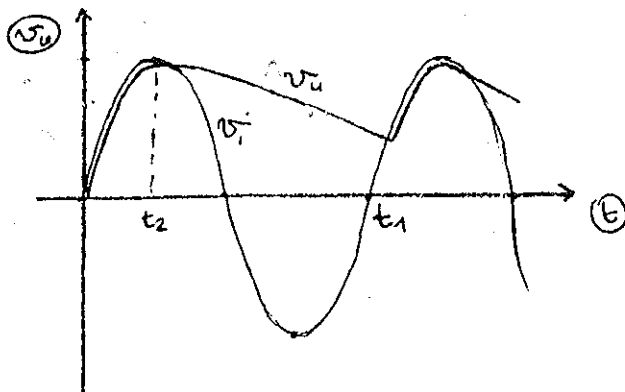
IN CHE COSA SI DIFFERENZIA QUESTO RADDRIZZATORE DA QUELLO SENZA R_c ?

IL DIODO, CONSIDERATO IDEALE, INIZIA SUBITO A CONDUZIONE $\rightarrow$ LA TENSIONE AI CAPI DEL

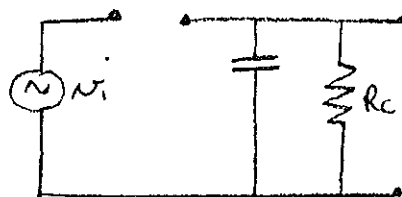
DIODO È UGUALE $\rightarrow v_i$ SI RIPRODURRE PARI PARI SU R_c ;

QUINDI TRA 0 E $\frac{\pi}{4}$ NON CAMBIA NULLA.

QUANDO RAGGIUNGEREMO IL VALORE MASSIMO, LA TENSIONE COMINCIA A DIMINUIRE, MA ANCHE LA TENSIONE AI CAPI DEL CONDENSATORE COMINCIA A SCENDERE $\rightarrow$ IL CONDENSATORE È OBBLIGATO A SCARICARSI MANDANDO CORRENTE SULLA RESISTENZA R_c :



COME POSSIAMO VEDERE NEL GRAFICO, LA TENSIONE DEL CONDENSATORE DIMINUISCE PIÙ LENTAMENTE DI QUANTO DIMINUISCA QUELLA DI AUMENTAZIONE $v_i \rightarrow$ IL DIODO RISULTA POLARIZZATO IN MODO INVERSA $\rightarrow$ ESSO SI SGANCIA E LA CONFIGURAZIONE DEL SISTEMA È LA SEGUENTE:



SE CHIAMIAMO ΔQ LA QUANTITÀ DI CARICA CHE PERDE IL CONDENSATORE

$\rightarrow \Delta Q = C V_{RPP}$ (C È LA CAPACITÀ DEL CONDENSATORE)

LA CORRENTE MEDIA CHE SCORRE SUL CARICO È: $I_{MED} = \frac{\Delta Q}{T} = \frac{C V_{RPP}}{T}$

$\Rightarrow V_{RPP} = \frac{I_{MED} T}{C}$

$I_{MED} = \frac{V_{MED}}{R_C}$

$V_{RPP} = \frac{V_{MED} T}{R_C C}$

CALCOLIAMO IL VALORE EFFICACE DI V_R :

$V_R = \frac{V_{RPP}}{2} - \frac{t}{T} V_{RPP}$ (che sarebbe poi l'equazione della retta sull'ultimo grafico)

$V_{R eff} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T v_R^2(t) dt} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T \left(\frac{V_{RPP}}{2} - \frac{t}{T} V_{RPP} \right)^2 dt} = V_{RPP} \sqrt{\frac{1}{3}}$

$\rightarrow V_{R eff} = \frac{V_{RPP}}{2\sqrt{3}}$ $\rightarrow$ SOSTITUISCO $V_{RPP} = \frac{V_{MED} T}{R_C C}$ OK

$\rightarrow V_{R eff} = \frac{V_{MED} T}{2\sqrt{3} R_C C}$

IN CONCLUSIONE $FR\% = \frac{V_{R eff}}{V_{MED}} = \frac{1}{R_C C \sqrt{3}}$

QUINDI DIPENDE STRETTAMENTE DAL CONDENSATORE

C ELEVATO $\rightarrow$ RF BASSO

QUANDO IL DIODO CONDUCE, LA CORRENTE VA UN PO' NEL CONDENSATORE, UN PO' IN R

$\rightarrow$ L'EQUAZIONE DELLA CORRENTE:

$I_d = I_C + I_R$

www.ingonline.biz

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

$\rightarrow$ MA SE IL DIODO CONDUCE $\rightarrow \frac{dv_C}{dt} = v_i(t)$

$I_C = C \omega V_M \cos \omega t$

$I_R = \frac{V_M \sin \omega t}{R}$

$V_i = V_M \sin \omega t$

$\int_0^T \left(\frac{1}{4} - \frac{t}{T} + \frac{t^2}{T^2} \right) dt = \left[\frac{1}{4}t - \frac{1}{2} \frac{t^2}{T} + \frac{1}{3} \frac{t^3}{T^2} \right]_0^T$
 $= \frac{1}{4}T - \frac{1}{2} \frac{T^2}{T} + \frac{1}{3} \frac{T^3}{T^2}$
 $= \frac{1}{4}T - \frac{1}{2}T + \frac{1}{3}T = \frac{1}{12}T$
 $\& C = \pi, T = 2\pi$
 $\frac{1}{4}\pi - \frac{1}{2} \frac{\pi^2}{2\pi} + \frac{1}{3} \frac{\pi^3}{(2\pi)^2}$
 $\frac{1}{4}\pi - \frac{1}{4}\pi + \frac{1}{12}\pi = \frac{1}{12}\pi$

DEVE ESSERE $Q_S = Q_C \rightarrow \frac{I_{D\max}}{2} T = I_{MED} T \rightarrow I_{D\max} = 2 I_{MED} \frac{T}{T}$

$t_2 = \frac{1}{4}$ DI PERIODO $\rightarrow T = \frac{2\pi}{\omega} \rightarrow \boxed{t_2 = \frac{\pi}{2\omega}}$

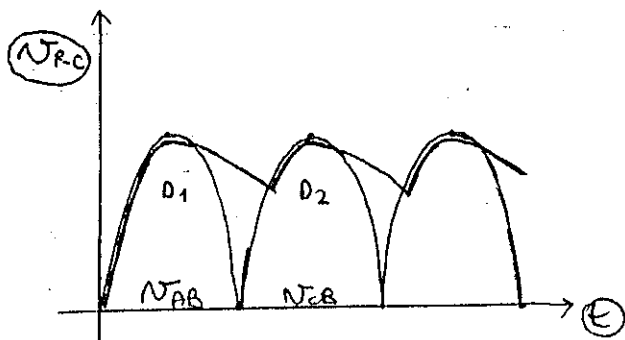
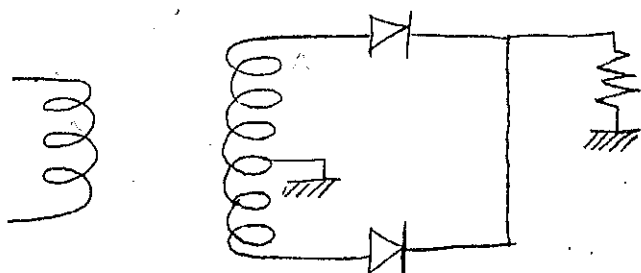
$t_1 \rightarrow$ È L'ISTANTE IN CUI LA TENSIONE DI AUMENTAZIONE RAGGIUNGE IL VALORE $[V_M - V_{RPP}] \rightarrow V_M \text{ sen } \omega t_1 = V_M - V_{RPP}$

$\rightarrow \text{sen } \omega t_1 = \frac{V_M - V_{RPP}}{V_M} \rightarrow \boxed{t_1 = \frac{1}{\omega} \arcsen \frac{V_M - V_{RPP}}{V_M}}$

$\rightarrow \textcircled{T} = t_2 - t_1 = \frac{\pi}{2\omega} - \frac{1}{\omega} \arcsen \frac{V_M - V_{RPP}}{V_M}$

$\left. \begin{array}{l} T' \rightarrow 0 \\ \updownarrow \\ I_{D\max} \rightarrow \infty \end{array} \right\}$ PIÙ SI RIDUCE IL TEMPO CONCESSO PER RIPRISTINARE LA CARICA, PIÙ AUMENTA LA $I_{D\max} \rightarrow$ ABBIAMO CORRENTI DI PICCO RIPETTIVE

RADDRIZZATORE A DOPPIA SEMIONDA



www.ingonline.biz

SE IN QUESTO NOSTRO DISPOSITIVO INSERIAMO UN CONDENSATORE OBTENIAMO ON:

RADDRIZZATORE A DOPPIA SEMIONDA CON FILTRO CAPACITIVO

IL CONDENSATORE HA LA METÀ DEL TEMPO (RISPETTO A QUELLO A SINGOLA SEMIONDA) PER SCARICARSI, POICHÉ È SUBITO PRESENTE L'ALTRA SEMIONDA CHE FA CONDURRE L'ALTRO DIODO.

TRANSISTORE

(17/3)

(BJT $\rightarrow$ BIPOLAR JUNCTION TRANSISTOR)

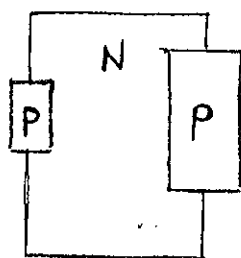
SOSTANZIALI DIFFERENZE COL DIODO:

1. IL DIODO È UN DISPOSITIVO BIPOLARE A SEMICONDUCTORE A DUE TERMINALI
2. IL TRANSISTORE È UN DISPOSITIVO BIPOLARE A SEMICONDUCTORE A TRE TERMINALI

[BIPOLARE $\rightarrow$ LA CORRENTE È TRASPORTATA SIA DAGLI ELETTRONI CHE DALLE LACUNE]

IL TRANSISTORE PUÒ ESSERE PNP O NPN:

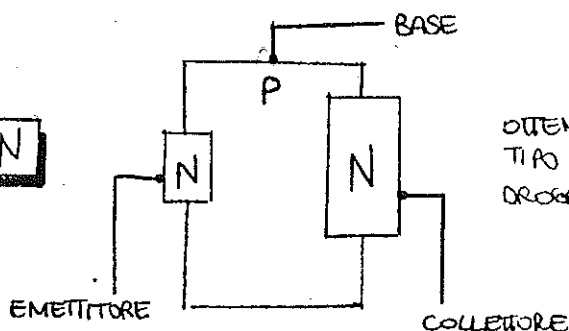
PNP



COMPOSTO DA DUE GIUNZIONI OTTENUTE INTERPONENDO UN SEMICONDUCTORE DI TIPO N MOLTO SOTTILE E MOLTO DEBOLMENTE DROGATO TRA 2 SEMICONDUCTORI DI TIPO P.

www.ingonline.biz

NPN

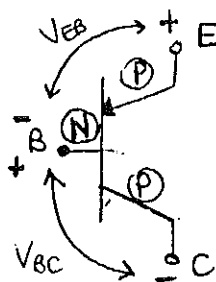


OTTENUTO INTERPONENDO UN SEMICONDUCTORE DI TIPO P MOLTO SOTTILE E MOLTO DEBOLMENTE DROGATO, TRA DUE SEMICONDUCTORI DI TIPO N

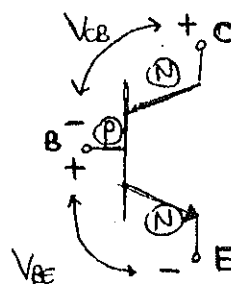
POLARIZZAZIONE DELLE GIUNZIONI

SIMBOLOGIA DEL TRANSISTORE:

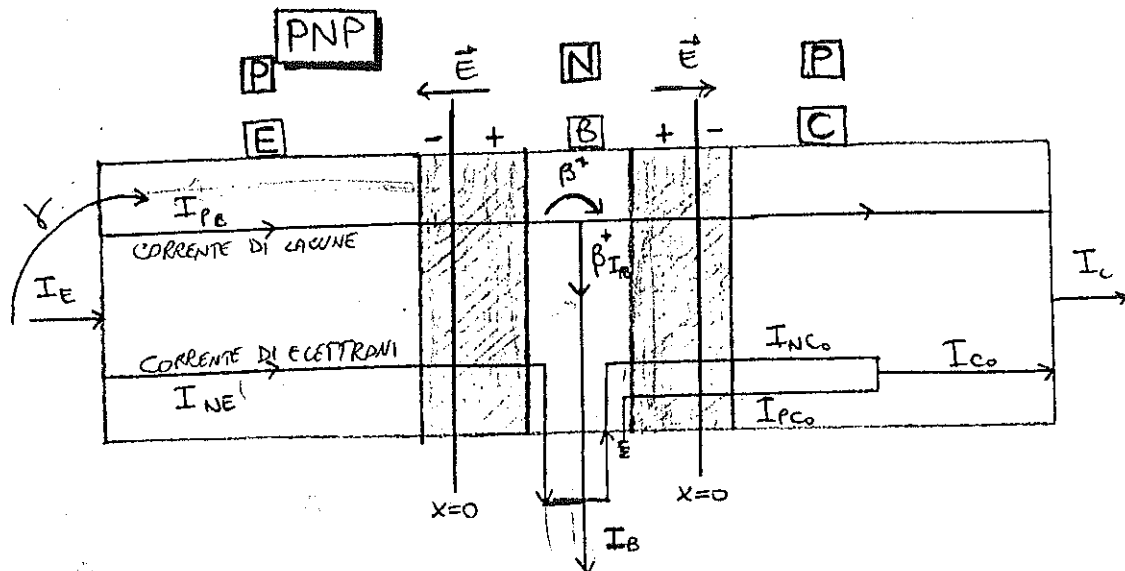
PNP



NPN



LA FRECCE NELLA GIUNZIONE PN CI DICE SE IL TRANSISTORE È DI TIPO PNP OPPURE NPN.



E → EMETTORE

B → BASE

C → COLLETORE

[Hatched Box] → ZONA DI SVUOTAMENTO (INTERNA ALLA BASE CHE È MENO DROGATA)

LA GIUNZIONE E-B È POLARIZZATA DIRETTAMENTE, QUINDI SI HA INIEZIONE DI LACUNE DA E VERSO B E LA BASE INietta ELETTRONI NELL'EMETTORE:

$$I_E = I_{PB} + I_{NE}$$

(I_{PB}) → CORRENTE DI LACUNE DA E A B. SOLO QUESTA CONTRIBUISCE ALLA CORRENTE DI COLLETORE.

(I_{NE}) → CORRENTE DI ELETTRONI DA B A E. QUESTA CORRENTE RAPPRESENTA SOLO LA CORRENTE DI EMETTORE.

I_{PB} RAGGIUNGE LA SECONDA GIUNZIONE SOLO SE LA B È SOTTILE (< DELLA LUNGHEZZA DI DIFFUSIONE).

LA SECONDA GIUNZIONE È POLARIZZATA INVERSA, MA IL CAMPO ELETTRICO È FAVOREVOLE ALLE CARICHE DI I_{PB} CHE LE SPAZZA VIA E VENGONO RACCOLTE NEL COLLETORE

EFFETTO TRANSISTORE: PASSAGGIO DELLE LACUNE INIETATE DALL'EMETTORE

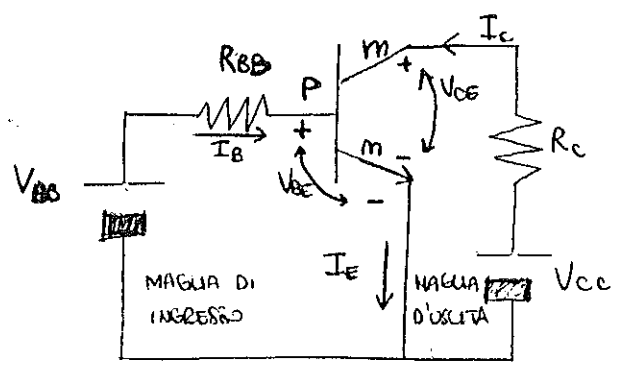
ATTRAVERSO LA BASE IN UNA GIUNZIONE POLARIZZATA INVERSA.

IL COEFFICIENTE DI AMPLIFICAZIONE DELLA CORRENTE DI BASE $\rightarrow$ ESPRIME
DI QUANTE VOLTE LA CORRENTE DI COLLETTORE È PIÙ GRANDE DELLA CORRENTE DI BASE

NB $40 < \beta < 400$ CIRCA (È UN NUMERO PARI)

ANALISI DI TENSIONE E CORRENTE DEL TRANSISTORE

PRENDIAMO IN CONSIDERAZIONE IL CASO NPN, MA LA TRATTAZIONE È IDENTICA.



PER PRIMA COSA CONTROLLIAMO SE LE
GIUNZIONI SONO POLARIZZATE CORRETTAMENTE

$\rightarrow$ B-C: POLARIZZATA INVERSA MENTE

$\rightarrow$ B-E: POLARIZZATA DIRETTAMENTE

$\downarrow$

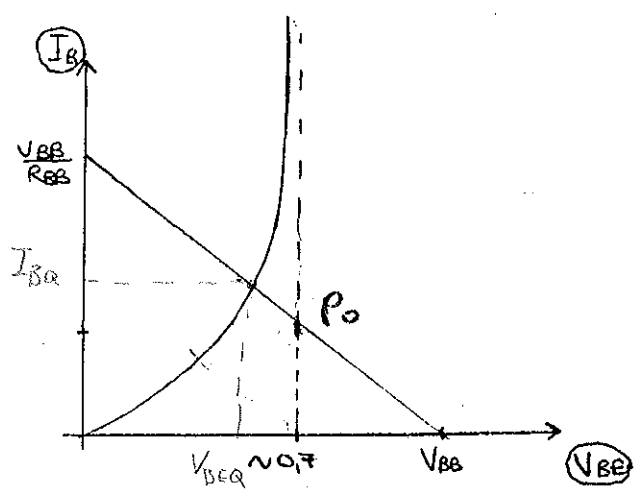
LE BATTERIE SONO MESSE CORRETTAMENTE

ANALIZZIAMO PER VIA GRAFICA (CONOSCENDO LE CARATTERISTICHE)

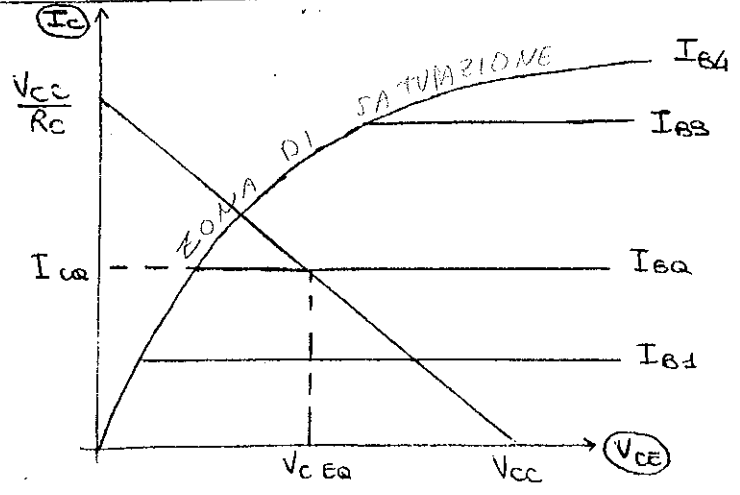
• CARATTERISTICA DI INGRESSO:

ESPRIME I_B IN FUNZIONE DI V_{BE} .
È QUASI IDENTICO A QUELLO DI UN
DIODO E DA $V_{BE} \approx 0,7$ SI PUÒ APPROSSI-
MARE AD UNA RETTA.

• ABBIAMO QUINDI V_{BEQ} COSTANTE
($\approx 0,7$) E I_B VARIABILE.
 $\uparrow$ DIODO IDEALE



• CARATTERISTICA IN USCITA:



I_B CRESCENTE VERSO L'ALTO

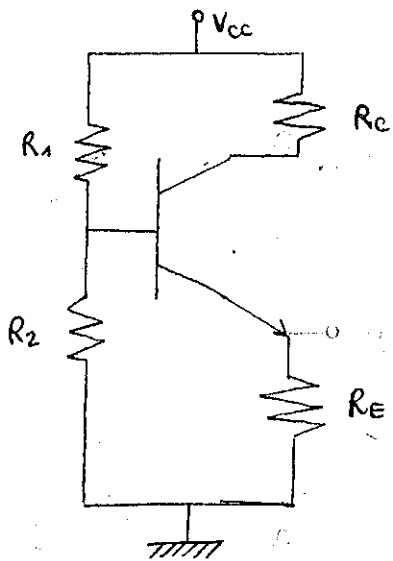
LO SPOSTAMENTO DI P_0 DOWTO ALLA TRASLAZIONE DELLE CARATTERISTICHE.

PER RISOLVERE QUESTO PROBLEMA DEVO TROVARE UN MODO PER PORNIZZARE IL CIRCUITO

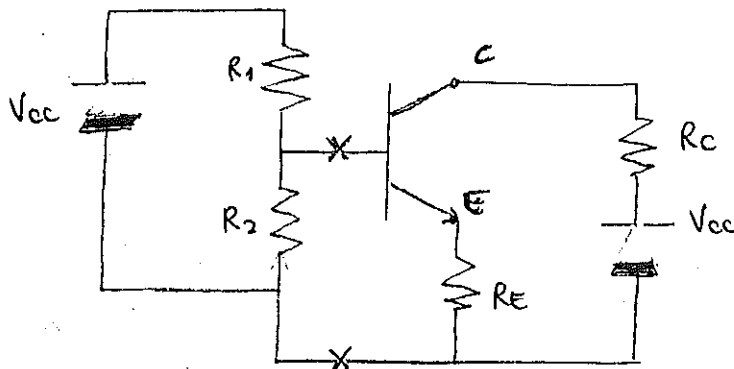
IN MODO CHE SIA IL P_0 POSSIBILE INDIPENDENTE DA β .

CIRCUITO ADATTO ALLO SCOPO:

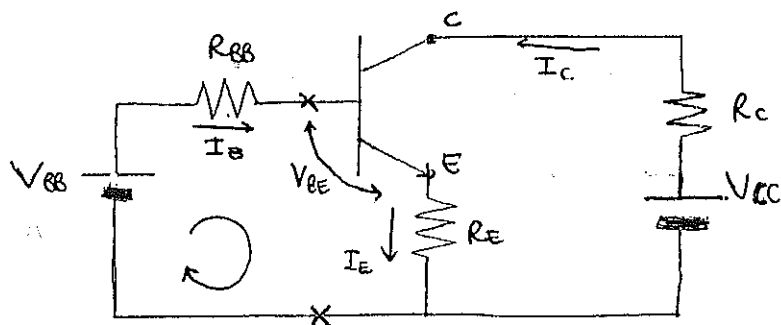
05/04/2005



SE SDOPIAMO IL GENERATORE (V_{CC} AUMENTA LE DUE MAGNIE)



APPLICANDO IL TEOREMA DI THEVENIN TRA I DUE PUNTI (X):



HO DISEGNATO A DESTRA LO STESSO CIRCUITO, A SINISTRA L'EQUIVALENTE DI THEVENIN (CON LA $R_{EQUIVALENTE}$ E LA $V_{EQUIVALENTE}$)

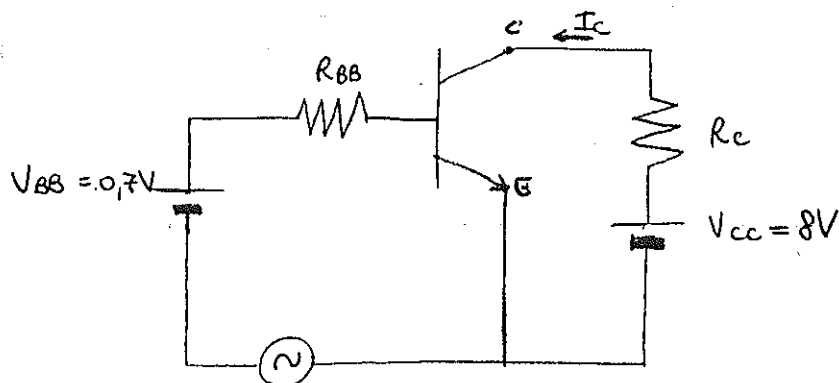
LA CORRENTE CHE CIRCOLO È PARIA A $\rightarrow \frac{V_{CC}}{R_1 + R_2}$

$$V_{BB} = \frac{V_{CC}}{R_1 + R_2} \cdot R_2$$

SE ALL'INGRESSO METTO UN GENERATORE DI UN SEGNALE SINUSOIDALE V_i CHE VIENE AMPLIFICATO DAL SISTEMA USANDO FRA COLLETTORE ED INVERTORE.

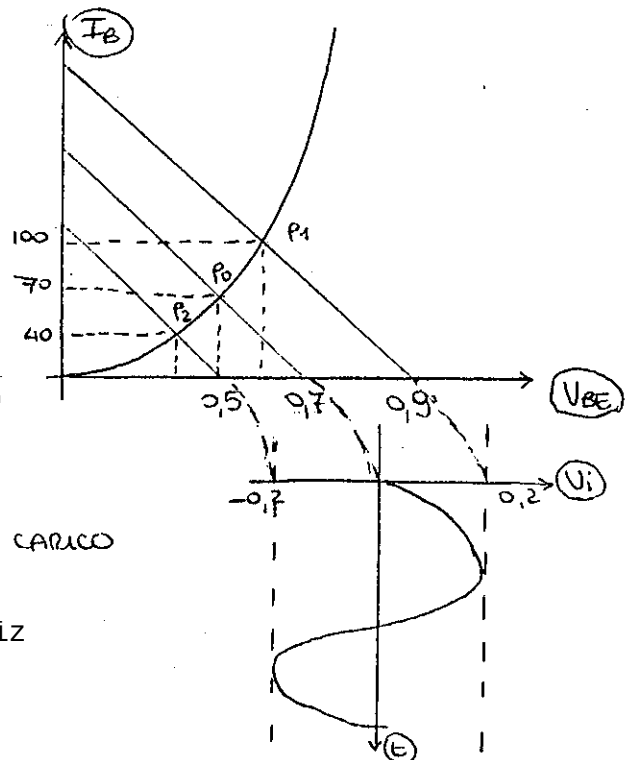
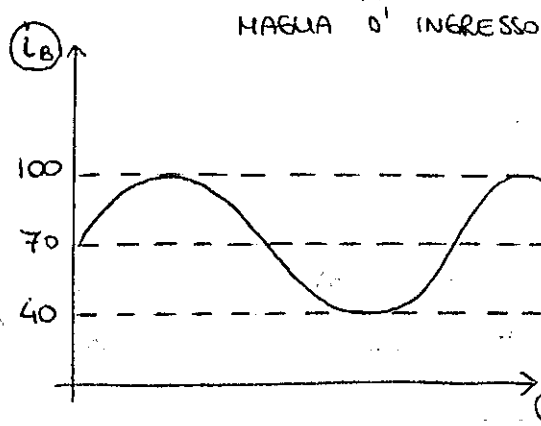
ESEMPIO NUMERICO

[RE SI TOGLIE PER SEMPLICITÀ]



$$V_i = V_{sen} \sin \omega t = 0,2 \sin \omega t$$

ANALISI GRAFICA:



• SENZA SEGNALE IN INGRESSO:

$$V_{BB} = I_B R_{BB} + V_{BE} \rightarrow \text{RETTA DI CARICO}$$

$$I_{BB} = 70 \text{ mA}$$

www.ingonline.biz

• CON SEGNALE D'INGRESSO:

LA RETTA DI CARICO TRASLA, MANTENENDOSI PARALLELA A SE STESSA, A DESTRA E A SINISTRA DI 0,2 V;

- DURANTE LA SEMIONDA POSITIVA ARRIVA A 0,9 V

- DURANTE LA SEMIONDA NEGATIVA ARRIVA A 0,5 V

$P_1 \rightarrow$ VALORE MASSIMO

$P_2 \rightarrow$ VALORE MINIMO

I_B È PICCOLO.

⇒ IN QUESTO CASO i_c E V_{ce} SONO SINUSOIDALI.

VALUTAZIONE DELL'AMPLIFICAZIONE DI CORRENTE:

SI CONSIDERANO LE VARIAZIONI DI i_c (ΔI_c) E DI i_b (ΔI_b) E SI NOTA UN AUMENTO DI VALORE:

$$\text{AMPLIFICAZIONE} \rightarrow A_i = \frac{\Delta I_c}{\Delta I_b} = \frac{3 \text{ mA}}{30 \cdot 10^{-3} \text{ A}} = 100$$

↑ uscita
↓ ingresso

LA CORRENTE ESSE QUINDI AMPLIFICATA DI 100 VOLTE!

VALUTAZIONE DELL'AMPLIFICAZIONE DI TENSIONE:

SI CONSIDERANO LE VARIAZIONI DI V_{ce} (ΔV_{ce}) E DI V_i (ΔV_i)

$$A_v = \frac{\Delta V_{ce}}{\Delta V_i} = \frac{2}{0,2} = 10$$

LA TENSIONE È QUINDI AMPLIFICATA DI 10 VOLTE

⇒ IN TERMINI DI POTENZA:

$$(P_M) = \frac{I_{cm}}{\sqrt{2}} \cdot \frac{V_{cm}}{\sqrt{2}} = 3 \text{ mW}$$

(P_u) → POTENZA UTILE

$$\text{VALORE EFFICACE} = \frac{\text{VALORE MAX}}{\sqrt{2}}$$

www.ingonline.biz

POTENZA DEL GENERATORE:

$$(P_g) = \frac{I_{cm}}{\sqrt{2}} \cdot \frac{V_{im}}{\sqrt{2}} = 3 \cdot 10^{-3} \text{ mW}$$

ANCHE IN QUESTO CASO ABBIAMO UN'AMPLIFICAZIONE DI POTENZA DI 1000 VOLT

$$A_p = \frac{3}{3 \cdot 10^{-3}} = 10^3 = 1000$$

LA POTENZA CHE SERVE AD AMPLIFICARE IL SEGNALE È FORNITA DALLA BATTERIA (V_{cc}).

POTENZA DELL'ALIMENTAZIONE: $V_{cc} \cdot I_{cc} = 56 \text{ mW}$

⇒ È QUESTO CHE FORNISCE LA POTENZA, MA QUESTO TRANSISTORE HA UN RENDIMENTO BASSISSIMO.

VICEVERSA QUANDO I_B CRESCE $\rightarrow V_{CE}$ DIMINUISCE $\rightarrow V_i$ E V_{CE} SONO IN CONTROFASE (IL SEGNALE È SFASATO DI 180°)

SEGNALE ELETTRICO È UN'INFORMAZIONE, UN MESSAGGIO CODIFICATO TRAMITE UNA CORRENTE (O UNA TENSIONE) CHE VARIA NEL TEMPO.

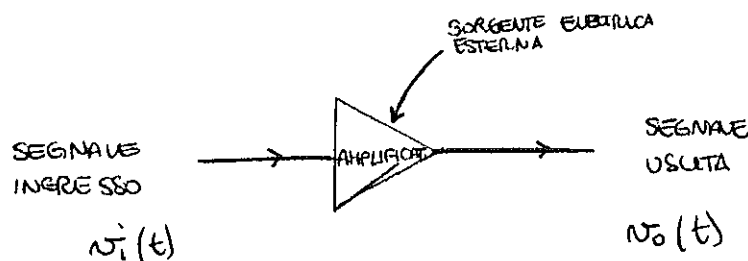
DA DOVE DERIVA? PUÒ ESSERE OTTENUTO TRAMITE UN TRASDUTTORE, STRUMENTI CHE TRASFORMANO UNA FORMA DI ENERGIA IN UNA GRANDEZZA ELETTRICA (IN UN SEGNALE). (ES: MICROFONO: SUONO $\rightarrow$ TENSIONE; TERMOCOPIA: TEMP $\rightarrow$ TENSIONE)

QUESTI SEGNALE OTTENUTI SONO MOLTO PICCOLI $\rightarrow$ NASCE IL PROBLEMA DI AMPLIFICARLI

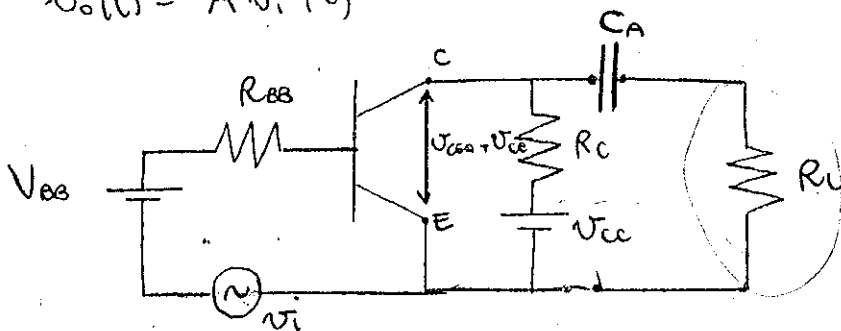
$\rightarrow$ VOGLIAMO AMPLIFICARE L'AMPIEZZA DEL SEGNALE $\odot$ APERIODICO PER UN FATTORE

COSTANTE CHE RISPETTO NEL TEMPO IL SEGNALE IN INGRESSO AMPLIFICATO.

UN AMPLIFICATORE, A RIGORE, NON AMPLIFICA L'ENERGIA DEL SEGNALE, MA VIENE PIÙ FORTE DAL SEGNALE DI INGRESSO E RIPRODUCE UN SEGNALE DI USCITA ENERGETICAMENTE PIÙ FORTE A SPESE DI UNA SORENTE ESTERNA (LA BATTERIA V_{CC})



$$v_o(t) = A v_i(t)$$



V_{CE} RIPRODUCE IL SEGNALE V_i AMPLIFICATO A VOCE $\rightarrow$ VOGLIO INVIARE QUESTO SEGNALE AMPLIFICATO A UN CARICO R_L (AGGIUNTO IN PARALLELO) SE LA ATTACCHIAMO DIRETTAMENTE IN PARALLELO, SUI APPARECCHI VANNO A FINIRE SIA V_{CE} CHE V_{CE} $\rightarrow$ MI INTERESSA SOLO QUESTA.

CASO STATICO:

EQUAZIONE DELLA MAGLIA D'USCITA:

$$V_{CC} I_{CQ} = I_{CQ}^2 R_C + V_{CEQ} I_{CQ}$$

POTENZA DI ALIMENTAZIONE ESTERNA $\swarrow$ CORRENTE DI RIPOSO

QUESTO È IL BILANCIO ENERGETICO IN CONDIZIONI STATICHE $\rightarrow$ LA POTENZA SI VA A DISSIPARE IN PARTE SULLA RESISTENZA R_C E IN PARTE SUL NOSTRO TRANSISTORE $V_{CEQ} I_{CQ}$ (RISCALDAMENTO DELLE GIUNZIONI)

SE COMINCIAMO A MANDARE IL SEGNALE $(v_i) = V_m \sin \omega t$

$$\rightarrow i_c = I_{CQ} + i_c = I_{CQ} + I_{cm} \sin \omega t$$

LA i_c DI SEGNALE È ANCORA UNA SINUSOIDE (SOLO IPOTESI...)

LINEARITÀ

VEDIAMO LA POTENZA DI ALIMENTAZIONE:

$$(P_{AL}) = \frac{1}{T} \int_0^T V_{CC} [I_{CQ} + I_{cm} \sin \omega t] dt = V_{CC} I_{CQ}$$

$\Rightarrow$ LA SORGENTE ESTERNA ERoga LA MEDESIMA POTENZA ANCHE IN PRESENZA DI UN SEGNALE.

CHIAMEREMO (P_C) LA POTENZA CHE SI DISSIPA SU R_C :

$$(P_C) = \frac{1}{T} \int_0^T R_C i_c^2 dt = \frac{1}{T} R_C \int_0^T [I_{CQ}^2 + 2 I_{CQ} I_{cm} \sin \omega t + I_{cm}^2 \sin^2 \omega t] dt$$

$$\Rightarrow (P_C) = \frac{R_C I_{CQ}^2}{2} + \frac{R_C I_{cm}^2}{2} \rightarrow \text{NUOVA POTENZA DOVUTA AL SEGNALE}$$

www.ingonline.biz

$$P_{u1} = \frac{V_{CEM} I_{cm}}{2}$$

$\downarrow$
AUMENTA

POTENZA UTILE (AREA DEL TRIANGOLO)

DISSIPA UNA POTENZA MINORE SUL TRANSISTORE.

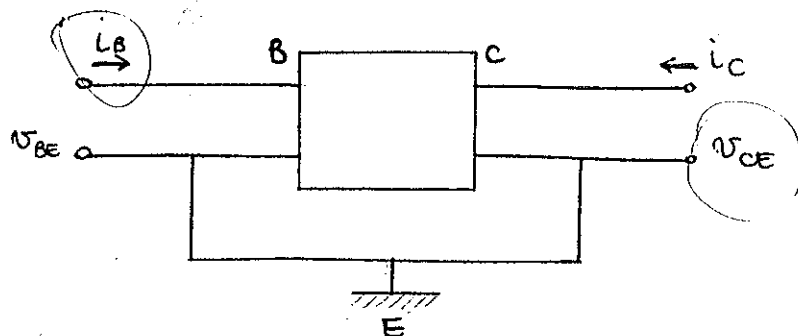
$$\left[\begin{array}{l} v_{ce} = V_{CEQ} - V_{CEM} \sin \omega t \\ i_c = I_{CQ} + I_{cm} \sin \omega t \end{array} \right. \quad (\text{POICHÉ IN CONTROFASE})$$

UTILIZZIAMO LE PROPRIETÀ DEI QUADRIPOLI, CLASSIFICHIAMO IL TRANSISTORE COME UN QUADRIPOLO.

4 MORSETTI: 2 TENSIONI E 2 CORRENTI (4 GRANDEZZE)

2 VARIABILI INDIPENDENTI E 2 IN FUNZIONE DI QUESTE.

MODELLO EQUIVALENTE DEL TRANSISTORE MONTATO A EMISSIONE COMUNE:



QUESTE SONO LE GRANDEZZE TOTALI (PARTE STATICA + QUELLA DI SEGNALE) ISTANTANEE COME VARIABILI INDIPENDENTI SCEGLIAMO I_B E $V_{CE} \rightarrow V_{BE} = f_1(I_B, V_{CE})$

$$I_C = f_2(I_B, V_{CE})$$

SVILUPPIAMO IN SERIE DI TAYLOR, NEGLI INTORNO DEL PUNTO DI RIPOSO:

$$V_{BE} = V_{BEQ} + \left. \frac{\partial f_1}{\partial I_B} \right|_{V_{CEQ}} \Delta I_B + \left. \frac{\partial f_1}{\partial V_{CE}} \right|_{I_{BQ}} \Delta V_{CE}$$

www.ingonline.biz

$$I_C = I_{CQ} + \left. \frac{\partial f_2}{\partial I_B} \right|_{V_{CEQ}} \Delta I_B + \left. \frac{\partial f_2}{\partial V_{CE}} \right|_{I_{BQ}} \Delta V_{CE}$$

IN PRESENZA DI PICCOLI SEGNALE TRASCIORIAMO GLI ORDINI $> 2 \rightarrow$ QUESTE EQUAZIONI SONO LINEARI $\rightarrow$ TRATTIAMO I BJT COME ELEMENTI LINEARI

$$V_{BE} = V_{BEQ} + v_{be}$$

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

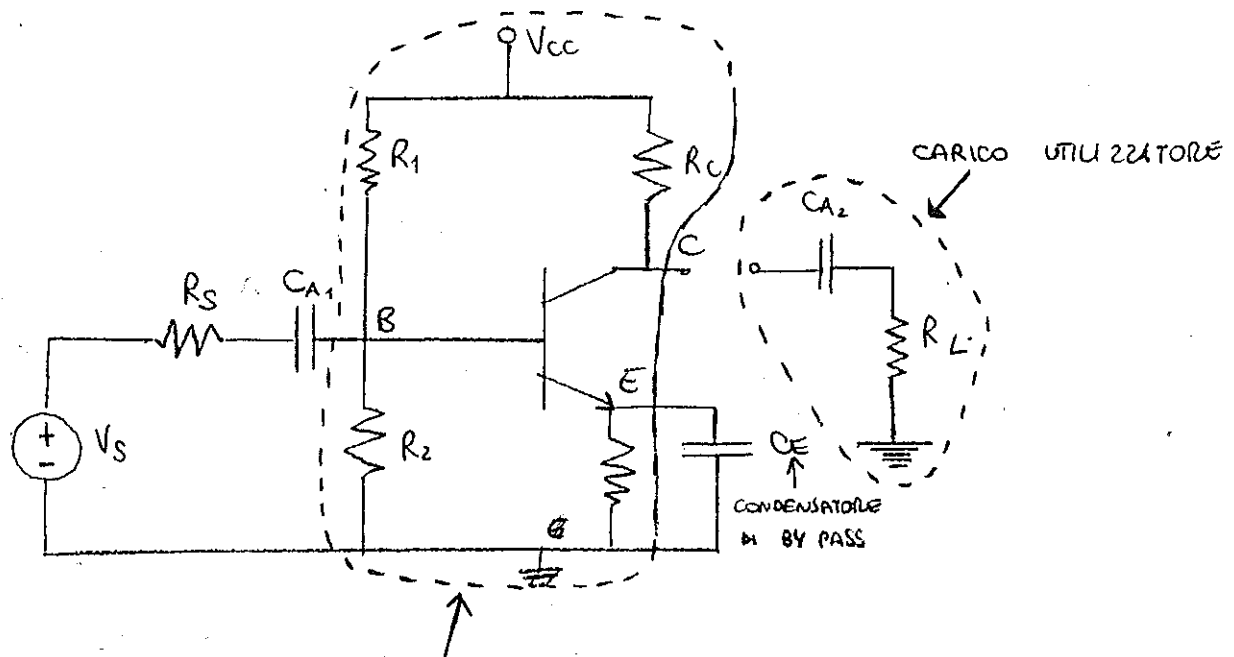
$$\begin{aligned} V_{BE} &= h_{ie} i_b + h_{oe} V_{CE} \\ i_c &= h_{fe} i_b + h_{oe} V_{CE} \end{aligned}$$

SEGNALI

NB → I PARAMETRI HANNO I SEGUENTI VALORI:

- h_{ie} → RESISTENZA CHE VALE DA 1 A 10 k Ω
- h_{fe} → RESISTENZA CON VALORE $\approx \beta$ (10 - 400 k Ω)
- h_{xe} → NUMERO PURO, COEFFICIENTE PICCOLO (10^{-3} - 10^{-4})
- $\frac{1}{h_{oe}}$ → RESISTENZA MOLTO GRANDE

ORA POSSIAMO ANALIZZARE IL CIRCUITO COMPLETAMENTE:

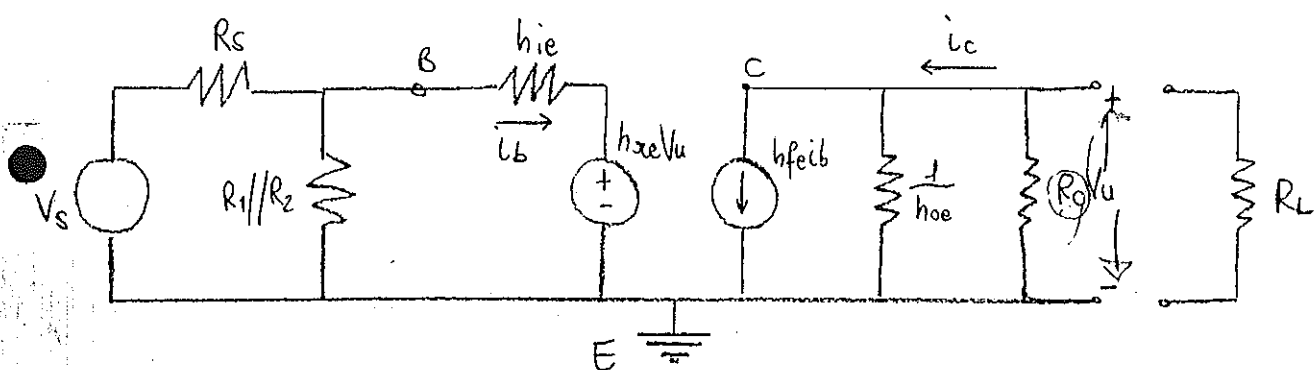


PARTI STATICA → SERVE A POLARIZZARE IL CIRCUITO E STABILIZZARE E DETERMINARE IL PUNTO DI RIPOSO.

www.ingonline.biz

GRAZIE ALLA PRESENZA DEI CONDENSATORI DI BLOCCO, LA PARTE STATICA (CONTINUA) DELLA CORRENTE, NON PUÒ ANDARE OLTRE QUESTO CONFINE.

- C_{A1} → CONDENSATORE DI ACCOPPIAMENTO: LA PARTE STATICA, SE NON CI FOSSE QUESTI CONDENSATORI, POTREBBE ATRAVERSARE ANCHE L'ALTRA PARTE ED IL PUNTO DI RIPOSO CAMBIEREBBE PER L'INFLUENZA DEL SEGNALE
- C_{A2} → CONDENSATORE DI ACCOPPIAMENTO: SERVE PER FAR ANDARE SOLO LA COMPONENTE DI SEGNALE SU R_L
- C_E → CONDENSATORE DI BYPASS: SERVE A BYPASSARE LA R_E (CHE A SUA VOLTA SERVE A STABILIZZARE P_0), QUINDI BYPASSA LA CORRENTE DINAMICA. L'EMITTORE STA A MASSA TRAMITE C_E CHE È A MASSA



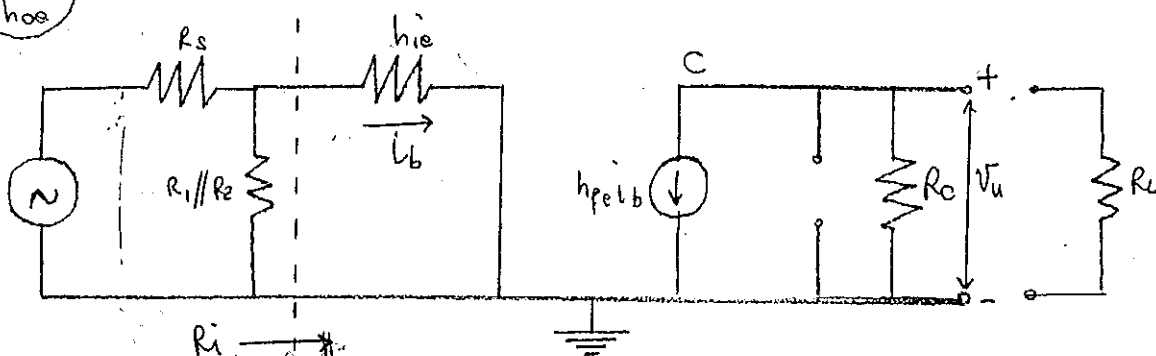
$V_u \rightarrow$ TENSIONE DI USCITA DA PRELEVARE AI CAPI DI R_c

$$V_u = V_{ce}$$

SI RICORRE AD UN CIRCUITO SEMPLIFICATO:

h_{re} : $V_u \approx 0$ QUINDI SI CONSIDERANO CORTOCIRCUITI (h_{re} È MOLTO PICCOLO DELL'ORDINE DI $10^{-3} - 10^{-4}$)

$\frac{1}{h_{oe}}$ È COME SE FOSSE UN CIRCUITO APERTO $\rightarrow$ HO SOLO 2 PARAMETRI ANZICHÉ 4



AMPLIFICAZIONE:

www.ingonline.biz

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

$$V_u = -h_{\beta} i_b R_c$$

$$V_i = i_b h_{ie}$$

$$\Rightarrow A_{v_o} = \frac{-h_{\beta} i_b R_c}{i_b h_{ie}} = -\frac{h_{\beta} R_c}{h_{ie}}$$

TUTTI I DATI SONO NOTI, DOBBIAMO SOLO SOSTITUIRE.

RESISTENZA DI INGRESSO (R_i)

SERVE AD ELIMINARE TUTTO IL CIRCUITO CHE VEDO DALLA FRECCE IN POI.

METTO AL POSTO DEL CIRCUITO LA SUA RESISTENZA EQUIVALENTE.

$$R_i = \frac{V_i}{i_i} = \frac{h_{ie} i_b}{i_b} = h_{ie} \text{ (IN QUESTO CASO PARTICOLARE)}$$

QUANTO DOVREBBERO ESSERE (R_i) E (R_o) ?

LO SCOPO DELL'AMPLIFICATORE È QUELLO DI PRENDERE UN SEGNALE IN

INGRESSO V_s E MANDARLO AMPLIFICATO SU UN CARICO R_L .

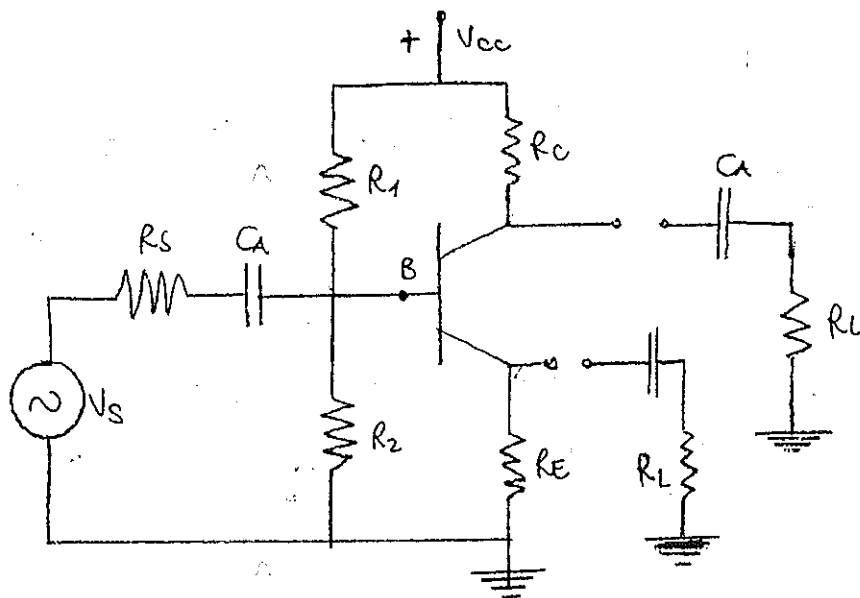
V_s DEVE ESSERE MANDATO AL CUORE DELL'AMPLIFICATORE, UNA PARTE DI V_s SI PERDE, NON ARRIVA TUTTO, ARRIVA $V_i \rightarrow R_i$ DEVE ESSERE GRANDE, IDEALMENTE SE FOSSE ∞ , ARRIVEREBBE TUTTA V_s ($V_s = V_i$).

SU R_s CI DEVE ANDARE POCO TENSIONE ($R_s \ll R_i$).

V_i VIENE AMPLIFICATO $A_{V0} V_i$ VOLTE $\rightarrow$ VA AD AUMENTARE IL CARICO R_L

C'È ANCORA UN PARTITORE DI RESISTENZE $\rightarrow R_o$ DEVE ESSERE MOLTO PICCOLA (IDEALMENTE 0) PER FAR ARRIVARE IL PIÙ POSSIBILE DEL SEGNALE.

MONTAGGIO A DOPPIO CARICO

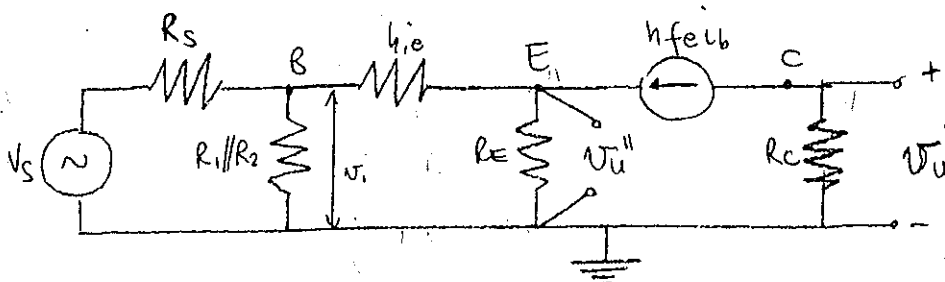


www.ingonline.biz

È IL CIRCUITO DI PRIMA SENZA C_E .

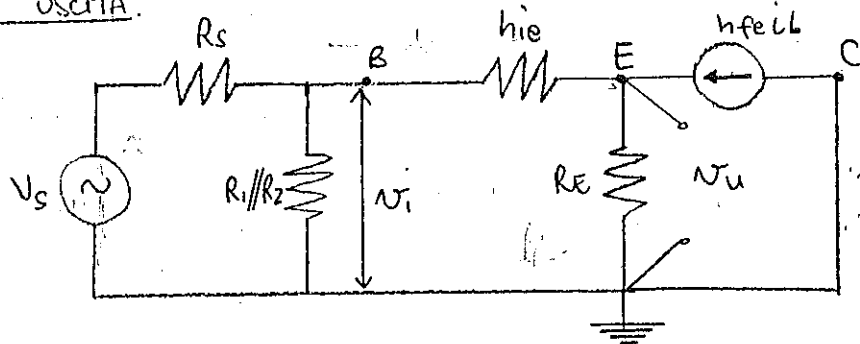
L'USCITA SI PÒ PRENDERE DA DUE PARTI, ANCHE FRA EMETTITORE E MASSA. (SIA COLLETTORE SIA EMETTITORE).

FACCIAMO SOLO LA PARTE DINAMICA; CIRCUITO EQUIVALENTE AL POSTO DEL TRANSISTORE.



IL SEGNALE ARRIVA TRA BASE E MASSA, IL COLLETTORE È A MASSA ($V_{cc} \rightarrow$ CORTOCIRCUITO IN DINAMICA). $\leftarrow$ DINAMICAMENTE

IL SEGNALE NELLA PORTA DI INGRESSO È TRA BASE E COLLETTORE, QUINDI TRA BASE E MASSA, IL SEGNALE NELLA PORTA DI USCITA È TRA EMETTITORE E COLLETTORE $\rightarrow$ IL COLLETTORE È IN COMUNE TRA LA PORTA DI INGRESSO E LA PORTA DI USCITA.



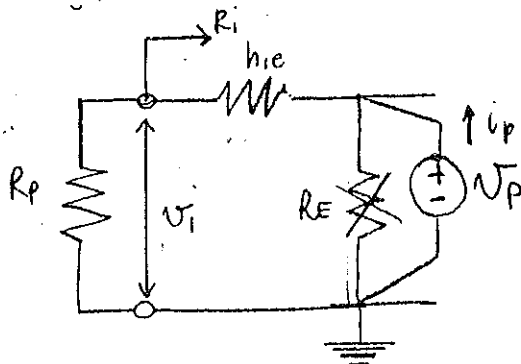
$$A_{v_o} = \frac{v_u}{v_i} = \frac{(h_{fe} i_b + i_b) R_e}{h_{ie} i_b + (h_{fe} i_b + i_b) R_e} \approx 1$$

IL RISULTATO È LO STESSO, CHE DIFFERENZA C'È? NOTIAMO CHE MANCA R_c , MA È RISULTATA LA STESSA AMPLIFICAZIONE PERCHÉ R_c È IN SERIE A UN GENERATORE IDEALE DI CORRENTE, IN PRATICA QUESTO GENERATORE EROGA LA MEDESIMA CORRENTE, COME SE NON CI FOSSE LA RESISTENZA.

CALCOLIAMO LA RESISTENZA D'INGRESSO:

$$(R_i) = \frac{v_i}{i_i} = \frac{h_{ie} i_b + (h_{fe} i_b + i_b) R_e}{i_b} = h_{ie} + R_e (1 + h_{fe})$$

PER CALCOLARE LA RESISTENZA D'USCITA DEVO DISCONNETTERE IL CARICO IN PARALLELO R_L , AL SUO POSTO METTO UN GENERATORE DI PROVA V_p



www.ingonline.biz

$V_i = 0,5 \text{ mV}$ (si ripartisce $\frac{1}{2}$ perché $R_s = R_i$)

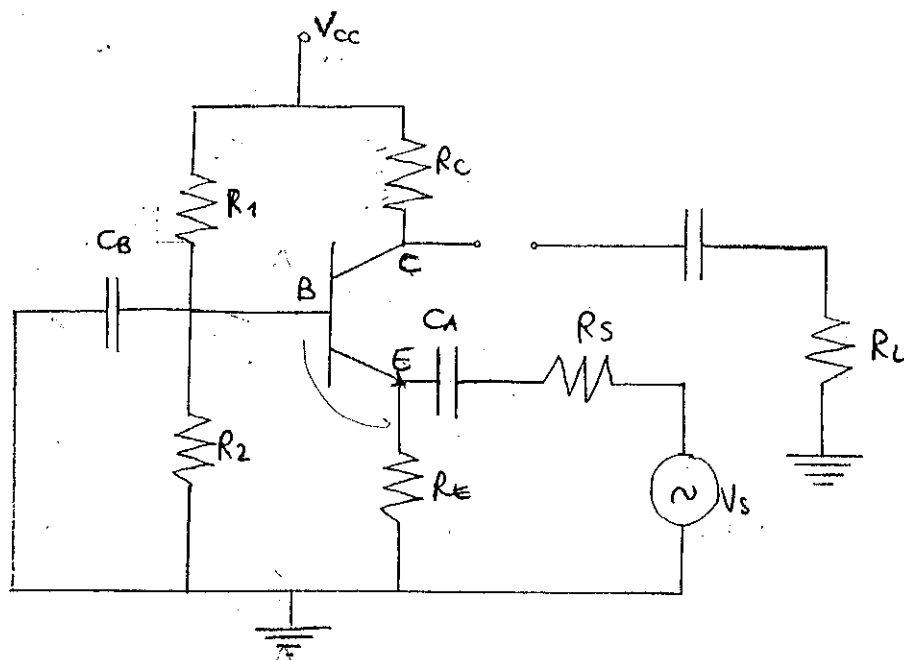
● $A_{V0} = 1$

$\Rightarrow V_u = V_i \rightarrow$ ADESSO DI QUESTI $0,5 \text{ mV}$ CE NE VANNO LA METÀ SUL CARICO (SI RIPARTISCONO ANCORA PERCHÉ $R_o = R_L$)

$\rightarrow$ RESO A MANDARE $0,25 \text{ mV}$

MONTAGGIO A BASE COMUNE

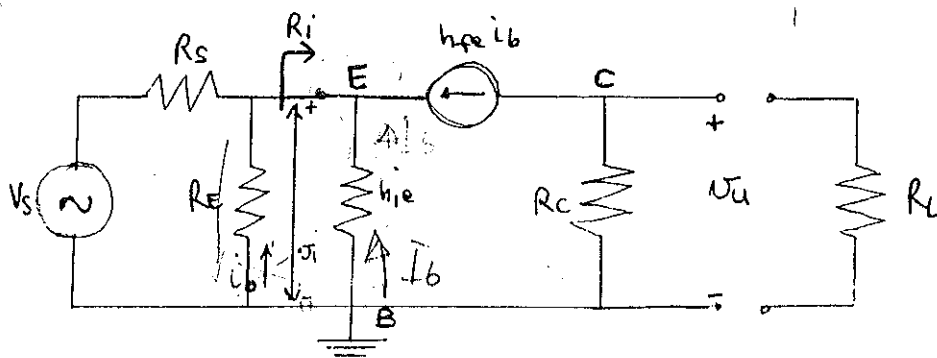
1/4



- LA BASE È POSTA DINAMICAMENTE A MASSA MEDIANTE IL CONDENSATORE C_B . IL SEGNALE IN INGRESSO ARRIVA FRA L'EMITTATORE E MASSA = BASE. L'USCITA SI PRELEVA TRA COLLETTORE E MASSA = BASE.
- LA BASE SI TROVA, SIA SULLA PORTA DI INGRESSO CHE SULLA PORTA DI USCITA [COMUNE]

CIRCUITO EQUIVALENTE IN DINAMICA

www.ingonline.biz

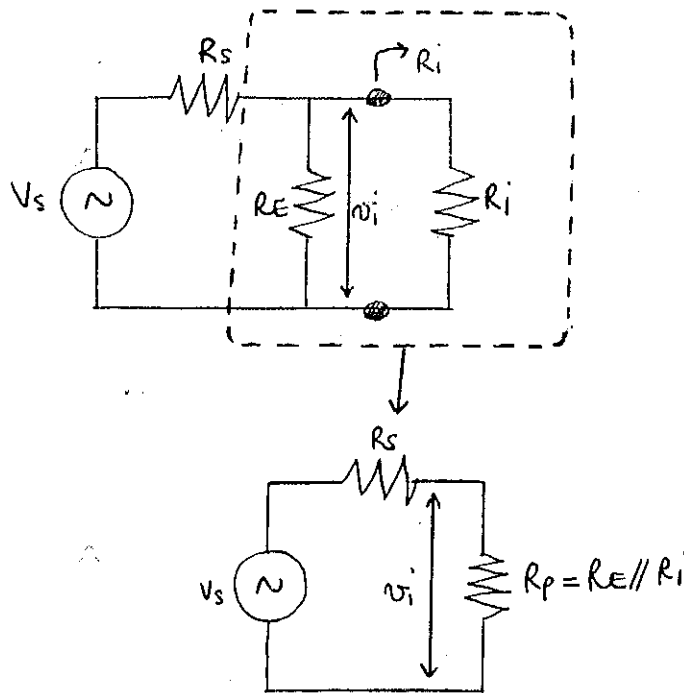


$h_{fe} L_b$ È APERTO $\Rightarrow R_o = \frac{V_p}{I_p} = R_c$

A VOLTE VIENE CHIESTO, ANZICHÉ CALCOLARE $\frac{V_u}{V_i}$, DI CALCOLARE TUTTA L'AMPLIFICAZIONE, CIOÈ PROPRIO IL SEGNALE PARTITO ALL'INIZIO:

$$A_{Tot0} = \frac{V_u}{V_s} = \frac{V_u}{V_i} \cdot \frac{V_i}{V_s} = A_{V0} \cdot \frac{V_i}{V_s}$$

PER CALCOLARLA DOBBIAMO USARE LA RESISTENZA IN INGRESSO: SERVE A SCHEMATIZZARE IL CIRCUITO A VALLE DEI PONTI EVIDENZIATI;



LA CORRENTE CHE PASSA NELLA MAGLIA: $\frac{V_s}{R_s + R_p}$

$$\rightarrow \frac{V_i}{V_s} = \frac{R_p}{R_s + R_p} = \alpha \quad (\text{È UN PARTITORE})$$

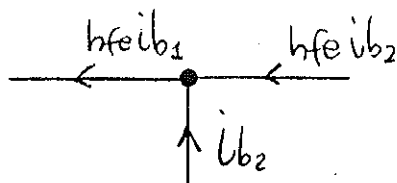
www.ingonline.biz

$\rightarrow$ L'AMPLIFICAZIONE TOTALE È PIÙ PICCOLA DI QUELLA PARZIALE.

IL PROBLEMA È CHE IL CALCOLO NON È SEMPLIFICABILE, ABBIAMO SIA

i_{b1} CHE $i_{b2} \rightarrow$ DEVO TROVARE UN MODO DIVERSO PER ESPRIMERE

LE 2 CORRENTI:



SPRUTO I CONCETTI DEI CIRCUITI DI ELETTRONICA:

$$hfe_2 i_{b2} + i_{b2} = hfe_1 i_{b1}$$

$$i_{b2} (hfe_2 + 1) = hfe_1 i_{b1}$$

$$\frac{v_u}{v_i}$$

$$\text{RICAVO } i_{b2} = \frac{-v_u}{hfe_2 R_c} \rightarrow \frac{-v_u}{hfe_2 R_c} (hfe_2 + 1) = hfe_1 \frac{v_i}{hie_1}$$

AMPLIFICAZIONE

[metodo "elettronico"]

$$A_{v0} = \frac{v_u}{v_i} = - \frac{hfe_1 hfe_2 R_c}{hie_1 (hfe_2 + 1)}$$

ADesso ci RICALCOIAMO L'AMPLIFICAZIONE CON UN ALTRO METODO:

IMMAGINIAMO DI SCORPORRE GLI EFFETTI PROVOCATI DAI 2 STADI:

$$\text{II}^\circ) A_2 = \frac{v_u}{v_{E2}} \rightarrow \text{TENSIONE CHE ENTRA NEL 1^\circ \text{ STADIO}}$$

$$\text{I}^\circ) A_1 = \frac{v_{E2}}{v_i}$$

$$\Rightarrow A_{v0} = \frac{v_u}{v_i} = \underbrace{\frac{v_u}{v_{E2}}}_{A_2} \cdot \underbrace{\frac{v_{E2}}{v_i}}_{A_1} \Rightarrow \underbrace{A_{v0}}_{\text{DEL DUE STADI}} \text{ È IL PRODOTTO DELLE AMPLIFICAZIONI}$$

$$A_2 = \frac{v_u}{v_{E2}} = \frac{R_c hfe_2 i_{b2}}{hie_2 i_{b2}}$$

www.ingonline.biz

MA MI ACCORGO CHE PER SERVENE A_1 AVO' POI SIA i_{b1} CHE i_{b2}

LA SOLUZIONE A QUESTO PROBLEMA È QUELLA DI ELIMINARE, SOSTITUIRE

IL 2° STADIO (UNA VOLTA RISOLTO) CON UN CIRCUITO EQUIVALENTE,

CHE LO SIMULA. [INSERISCO UNA RESISTENZA DI INGRESSO CHE VERO

AL SECONDO STADIO] $\rightarrow R_{in2}$

AVEVAMO APPUNTO VISTO CHE UN MONTAGGIO A BASE COMUNE HA COME PRINCIPALE DIFETTO LA PICCOLA RESISTENZA IN INGRESSO $\rightarrow R_{in2}$ È PICCOLA.

ABBIAMO UN PRIMO STADIO CHE ALIMENTA UN SECONDO
 $\rightarrow$ È IL 2° STADIO CHE AMPLIFICA TRA I DUE, POICHÉ IL 1°, CON R_{in2} , NON SI PORTA DIETRO QUASI NIENTE)

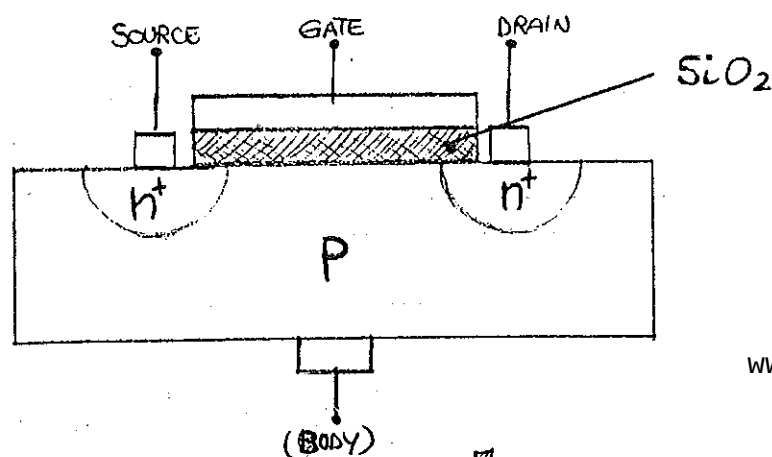
TRANSISTORI AD EFFETTO DI CAMPO $\rightarrow$ F.E.T.

SONO TRANSISTORI UNIPOLARI (LA CORRENTE VIENE TRASPORTATA, O DAGLI ELETTRONI ^{out.} DALLA LACUNA)

PONIAMO LA NOSTRA ATTENZIONE SUL

M.O.SFET.

METALLO OSSIDO SEMICONDUCTORE

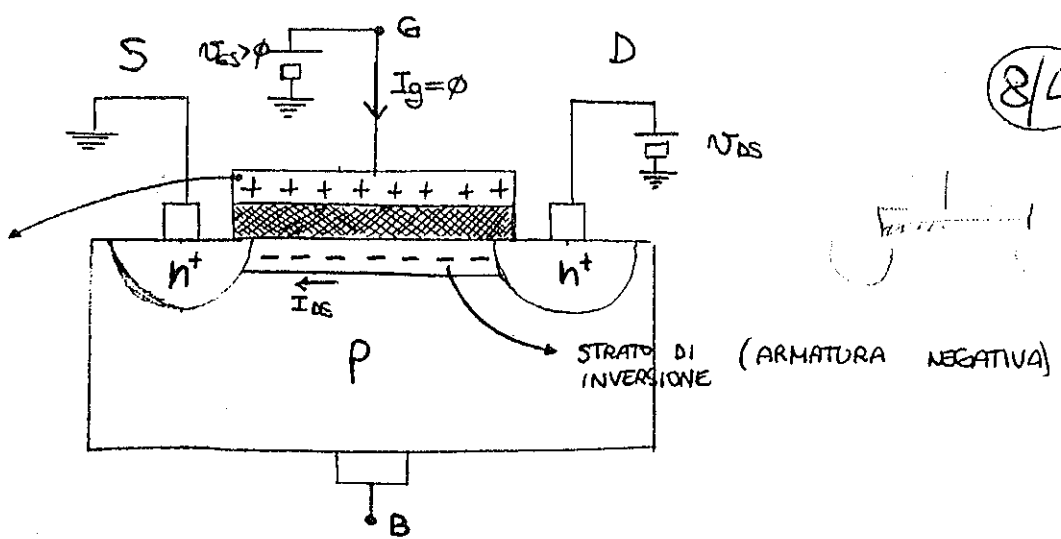


www.ingonline.biz

TRANSISTORE NMOS AD ARRICCHIMENTO

PRENDIAMO UN SUBSTRATO DI SILICIO DI TIPO P (CHE FA ANCHE DA SUPPORTO AL TRANSISTORE STESSO); IN ESSA SONO COSTITUITE 2 ZONE n^+ A FORTE DROGGAGGIO n .

TRA LE 2 REGIONI VIENE FATTO "POSARE", CRESCERE UNO STRATO DI OSSIDO, IN PARTICOLARE DI BIOSSIDO DI SILICIO (ISOLANTE $\approx 1\mu m$). SOPRA LO STRATO DI OSSIDO ABBIAMO UN CONTATTO METALLICO, COSÌ POSSIAMO COLLEGARE AD UN CIRCUITO I 4 ELETTRODI (SOURCE, BODY, DRAIN, GATE).

ARMATURA
SUPERIORE

$V_{GS} > \phi$ INDUCE, NELLA REGIONE A CONTATTO CON SiO_2 , UN ACCUMULO DI ELETTRONI.

- IL GATE E IL SUBSTRATO FORMANO UN CONDENSATORE A FACCE PIANE E PARALLELE, E LO STRATO DI OSSIDO FUNGE DA DIELETTRICO (C'È UN ACCUMULO DI CARICA POSITIVA NEL GATE).

APPLICHIAMO UNA TENSIONE V_{DS} (0.1 + 0.2 VOLTS)

IN QUESTO MODO POTRÒ SCORRERE UN FLUSSO DI ELETTRONI DA SOURCE A DRAIN (ATTRAVERSO IL CANALE), ATTIRATI DALLA $V_{DS} > \phi$ APPLICATA TRA I DUE ELETTRODI.

www.ingonline.biz

- A QUESTO MOTO DI ELETTRONI CORRISPONDE UNA CORRENTE I_{DS} DAL DRAIN AL SOURCE.

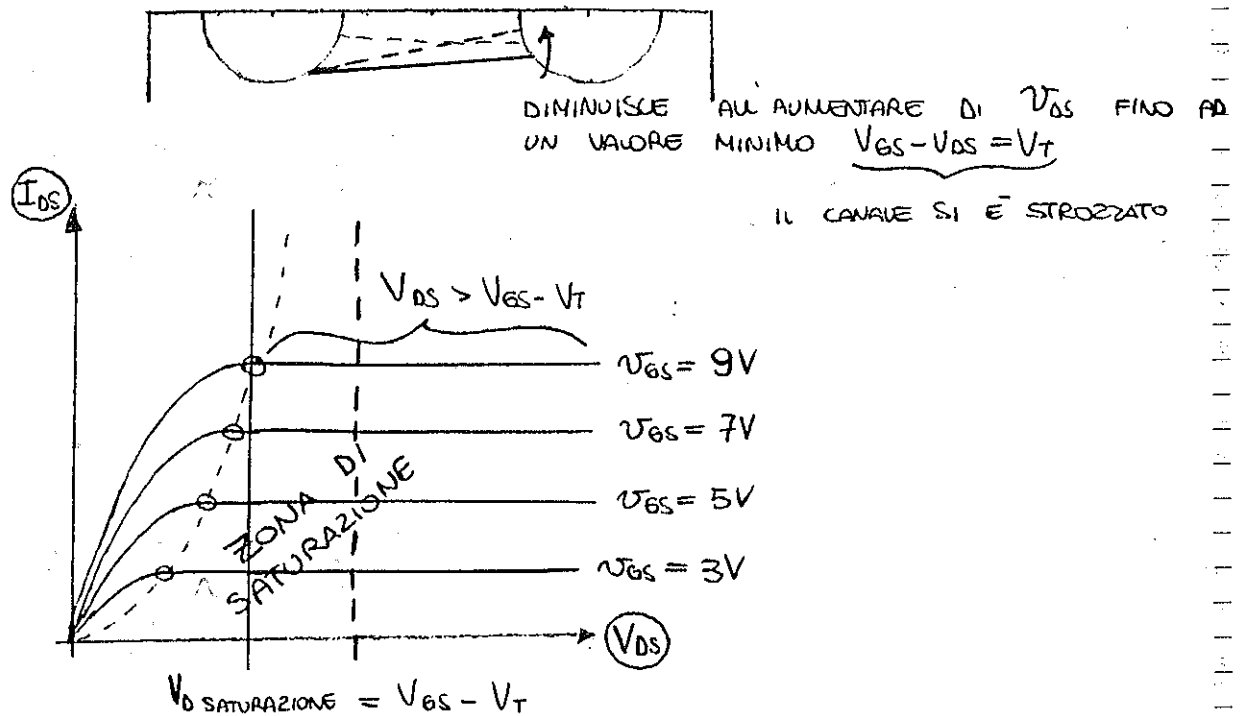
DA COSA DIPENDE L'AMPIEZZA DELLA CORRENTE? DALLO SPESSORE DEL CANALE (CIOÈ DALLA DENSITÀ DEGLI ELETTRONI DENTRO IL CANALE STESSO).

$V_{GS} < V_T \rightarrow$ NON C'È CANALE
 $V_{GS} = V_T \rightarrow$ APPENA ACCENNUATO
 $V_{GS} > V_T \rightarrow$ GRANDE (TANTO PIÙ V_{GS} È > DI V_T)

- PERCUI L'INCREMENTO DI V_{GS} PORTA PIÙ ELETTRONI E UN CONSEGUENTE AUMENTO DELLO SPESSORE.

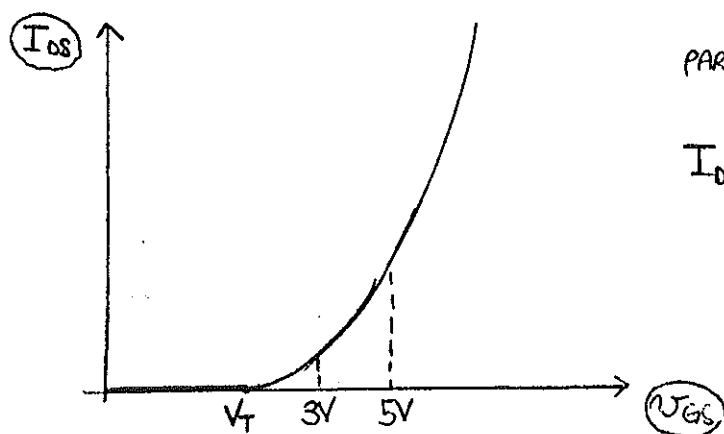
➡ SUL SOURCE AVREMO TUTTA LA V_{GS} , SUL DRAIN AVREMO $V_{GS} - V_{DS}$,
 CHE NON SARÀ COSTANTE MA VARIERÀ PUNTO PER PUNTO.

➡ LO SPESSORE DEL CANALE NON È PIÙ COSTANTE



AUMENTA LA RESISTENZA, LA LINEA SI PIEGA, PERCHÉ ALL'AUMENTARE DI V_{DS} SI RESTRINGE IL CANALE. www.ingonline.biz

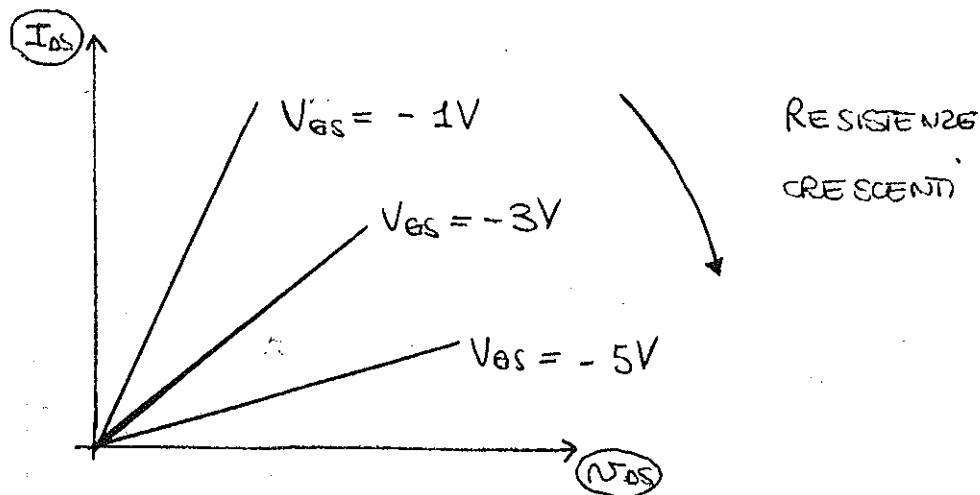
A PARTIRE DAL PUNTO IN CUI $V_{GS} - V_{DS} = V_T$ NON AUMENTA PIÙ LA CORRENTE [PUNTO DI SATURAZIONE]



PARABOLA

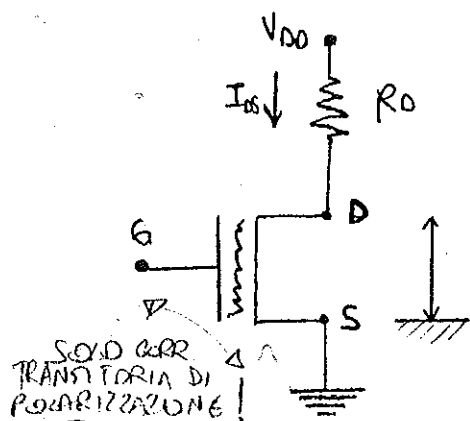
$$I_D = \frac{K}{2} (V_{GS} - V_T)^2$$

NELLA ZONA DI SATURAZIONE, A PARTITA DI V_{DS} (LINEA VERTICALE TRATTEGGIATA), LEGGO QUANTO VALE I_{DS} PER LE VARIE V_{GS}

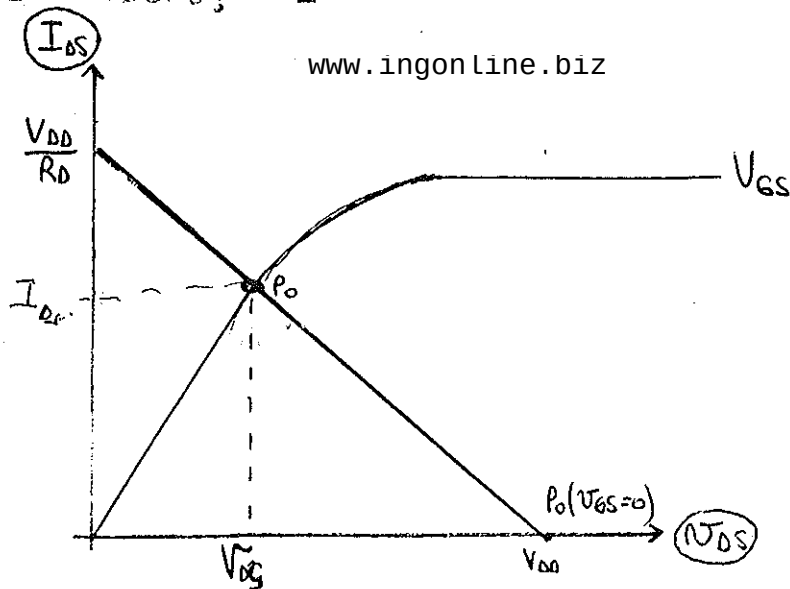


• DUNQUE ANCHE IN QUESTO CASO ABBIAMO RESISTENZE VARIABILI, CHE CRESCONO ALL'AUMENTARE DELLE V_{GS} NEGATIVE.

SIMBOLO DEL MOSFET



NELL'ELETTRODO DI GATE NON ENTRA MAI CORRENTE, LA CORRENTE SCORRE SOLO NEL CANALE $I_G = 0$



www.ingonline.biz

• LA V_{DD} APPLICATA DEVE EQUILIBRARE $R_D I_{DS} + V_{DS}$

$$V_{DD} = R_D I_{DS} + V_{DS}$$

MOSFET ACCESO

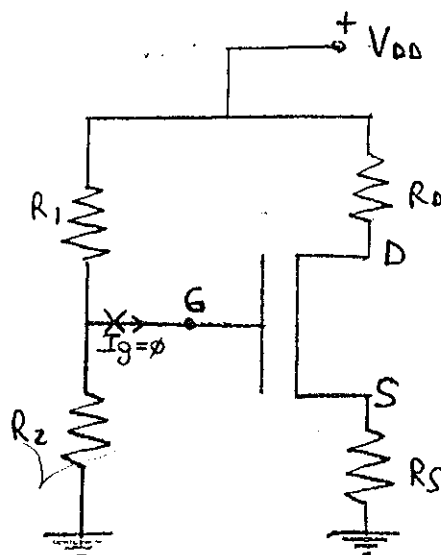
ABBIAMO VISTO COME I MOSFET VENGANO UTILIZZATI:

1. INTERRUTTORI COMANDATI

MA VEDIAMO COME POSSANO COMPORTARSI ANCHE DA:

2. AMPLIFICATORI DI SEGNALE

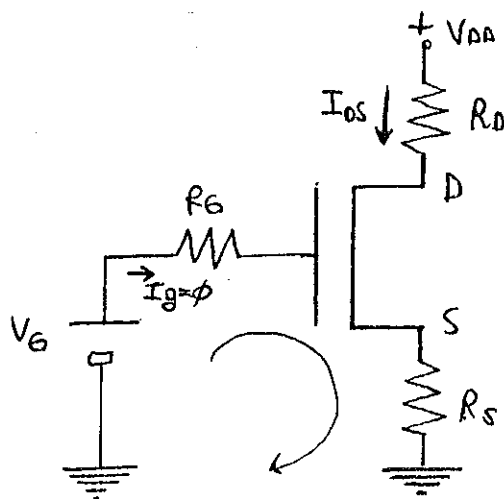
RAPPRESENTIAMO GRAFICAMENTE IL CIRCUITO DI POLARIZZAZIONE DEL MOSFET, CHE DEVE INDIVIDUARE IL PUNTO DI RIPOSO.



www.ingonline.biz

LA CORRENTE DI GATE I_g È NULLA (POICHÉ C'È UN ISOLANTE)

APPLICHIAMO THEVENIN TRA X E MASSA:

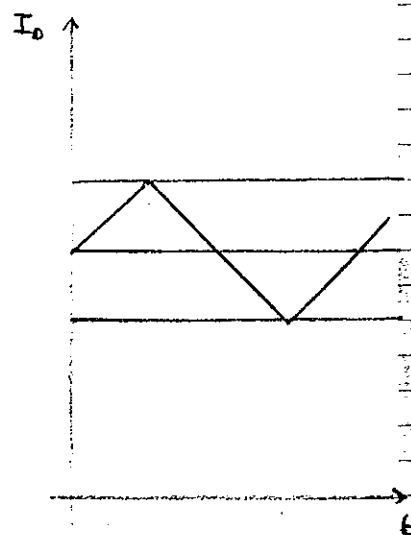
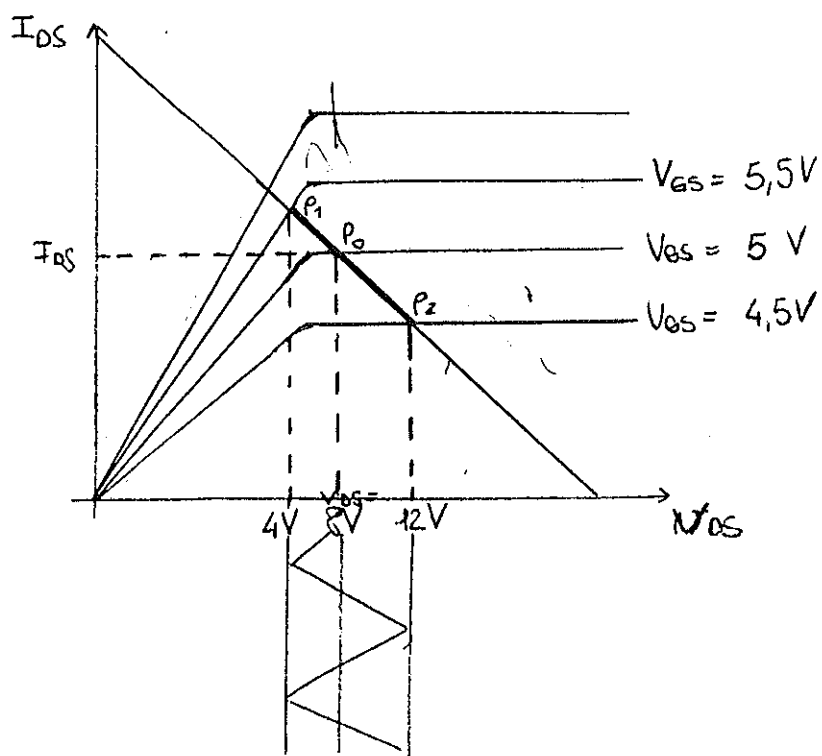


$$V_G = \frac{V_{DD}}{R_1 + R_2} \cdot R_2$$

$$R_G = R_1 \parallel R_2$$

R_G È STATO OMESSO PERCHÉ NON CI PASSA CORRENTE, QUINDI NON C'È CADUTA.

77



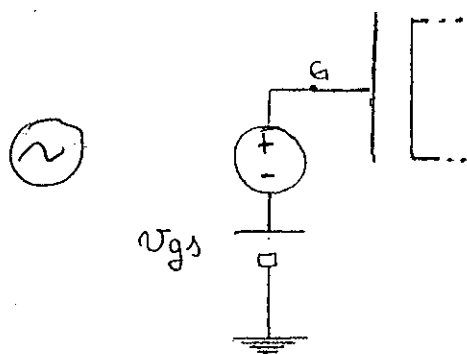
L'EQUAZIONE DA V_{DD} A MASSA È:

$$V_{DD} = I_{DS} R_D + V_{DS}$$

IL PUNTO DI RIPOSO P_0 È DATO DALL'INTERSEZIONE CON LA RETTA DI CARICO, E FISSA I VALORI V_{DS} E I_{DS} .

V_{DS} NEL NOSTRO ESEMPIO È $V_{DS} = 8V$

A QUESTO PUNTO METTIAMO UN SEGNALE IN INTERESSO CHE VA AMPLIFICATO:

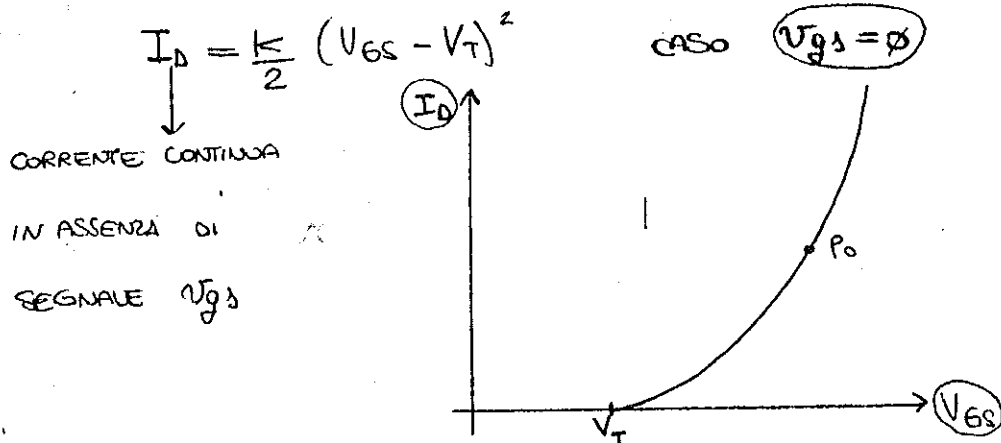


www.ingonline.biz

V_{GS} OSCILLA TRA $+0,5V$ E $-0,5V$, CON UN PICCO-PICCO DI $1V$
[SEGNALE A DENTE DI SEGHA]

CONCLUSIONE: MANDO UN SEGNALE PICCO-PICCO DA 1 VOLT E
 NE RITROVO UNO 8 VOLTE PIÙ GRANDE → AMPLIFICAZIONE
di 8 VOLTE

VEDIAMO UN CIRCUITO EQUIVALENTE A QUESTO COMPORTAMENTO:



A QUESTA V_{GS} HO SOMMATO UNA COMPONENTE VARIABILE ($v_{gs} \neq \phi$)

$$V_{GS} = V_{GS} + v_{gs}$$

$$I_D = \frac{k}{2} [V_{GS} + v_{gs} - V_T]^2 = \frac{k}{2} [(V_{GS} - V_T) + v_{gs}]^2 =$$

$$= \underbrace{\frac{k}{2} (V_{GS} - V_T)^2}_{I_D} + \underbrace{k (V_{GS} - V_T) v_{gs}}_{\text{TERMINE COSTANTE}} + \underbrace{\frac{k}{2} v_{gs}^2}_{\text{TERMINE DI DISTORSIONE, DATO CHE È AL QUADRATO MI ELIMINA LA LINEARITÀ}}$$

www.ingonline.biz

NEW IPOTESI CHE $v_{gs} \ll 2(V_{GS} - V_T) \rightarrow$ ELIMINO L'ULTIMO TERMINE

LA i_D TOTALE È $i_D = I_D + i_d$

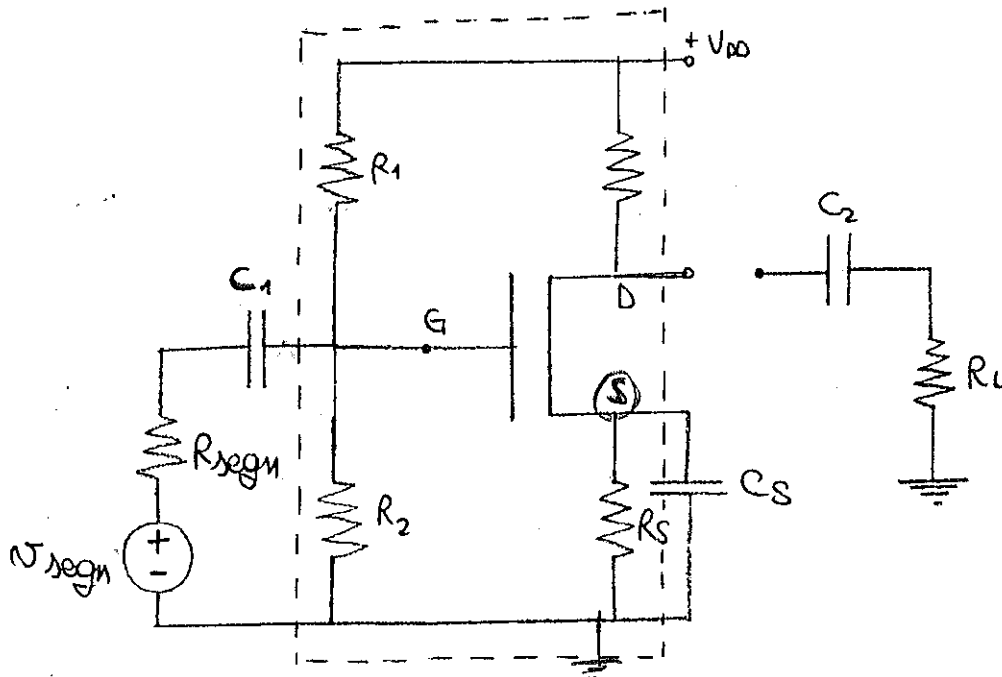
$$i_d = \boxed{k(V_{GS} - V_T)} v_{gs}$$

TRANSCONDUTTANZA $[mA/V] \rightarrow g_m$

$$g_m = \frac{\partial i_D}{\partial v_{gs}} \bigg|_{v_{gs} = 0} \quad \text{LA } V_{GS} \text{ È CALCOLATA NEL PUNTO STATICO } P_0$$

AMPLIFICATORE A SOURCE COMUNE

81



PARTE STATICA

www.ingonline.biz

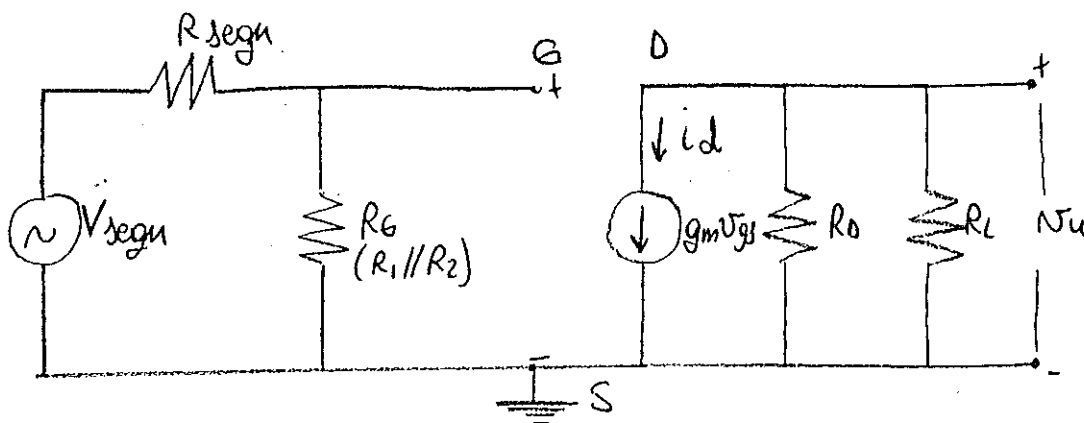
C_1 E C_2 SONO I CONDENSATORI DI ACCOPPIAMENTO

R_L È IL CARICO

C_S È IL CONDENSATORE DI BYPASS

IL SOURCE È PORTATO A MASSA ATTRAVERSO C_S , IL SEGNALE DI INGRESSO È APPLICATO AL GATE (PORTA DI INGRESSO TRA GATE E MASSA, QUINDI TRA GATE E SOURCE).

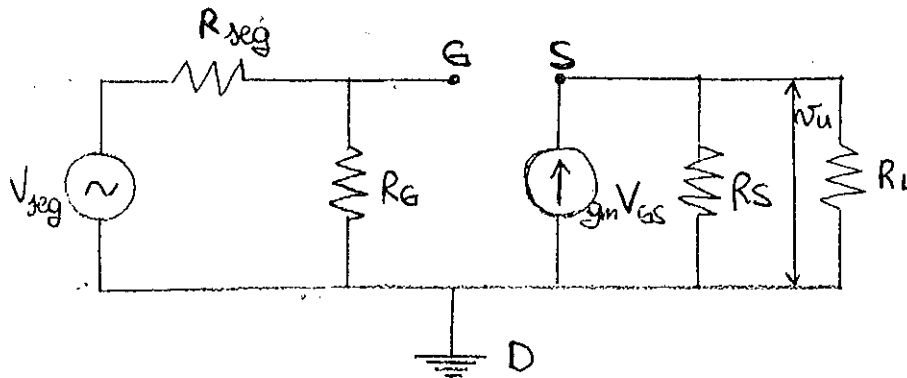
L'USCITA È TRA DRAIN E MASSA, QUINDI TRA DRAIN E SOURCE → SOURCE SULLA PORTA DI INGRESSO MA ANCHE DI USCITA.



→ PERTANTO IL DRAIN APPARTIENE SIA ALLA PORTA DI INGRESSO CHE DI USCITA.

CALCOLIAMO L'AMPLIFICAZIONE:

$$A_v = \frac{V_u}{V_{seg}}$$



$$A = \frac{V_u}{V_{in}}$$

$$V_u = g_m V_{GS} \cdot R_p \quad (R_p = R_S // R_L)$$

$$V_{GS} = V_G - V_S = V_G - V_u$$

$$V_u = g_m (V_G - V_u) R_p$$

$$V_u + V_u g_m R_p = V_G g_m R_p$$

$$V_u (1 + g_m R_p) = V_G g_m R_p$$

www.ingonline.biz

$$V_G = \frac{V_{seg}}{R_{seg} + R_G} R_G$$

poiché

$$i = \frac{V_{seg}}{R_{seg} + R_G}$$

$$V_G = V_{segn} \alpha$$

$$\rightarrow \frac{R_G}{R_S + R_G} = \alpha \rightarrow \frac{R_G}{R_S + R_G}$$

FATTORE DI ATTENUAZIONE

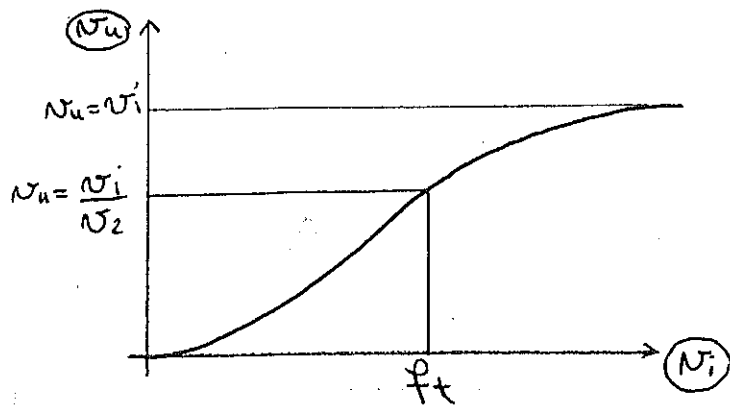
$$V_u (1 + g_m R_p) = (V_G (g_m R_p) \alpha V_{segn} \alpha$$

FILTRI

$$A = \frac{V_u}{V_{segn}} = \frac{g_m R_p \cdot \alpha}{1 + g_m R_p} = \frac{g_m R_p R_G}{(1 + g_m R_p) R_S + R_G}$$

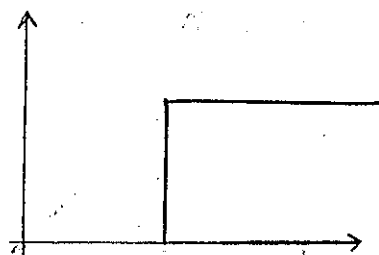
I FILTRI SONO CIRCUITI SELETTIVI IN SEQUENZA: LASCIA PASSARE I SEGNALI AD UNA CERTA BANDA DI FREQUENZA, MENTRE DOVREBBE BLOCCARLE (IN REALTÀ ATTENUA) I SEGNALI FUORI DA QUESTA

FILTRI PASSA-ALTO

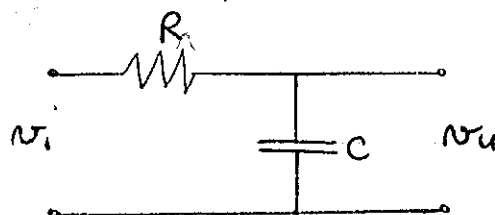


LASCIA PASSARE LE FREQUENZE $> f_t$

UN FILTRO PASSA-ALTO IDEALE SAREBBE:



• ANALISI CIRCUITALE DI UN PASSA-BASSO



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

REATTANZA DEL CONDENSATORE

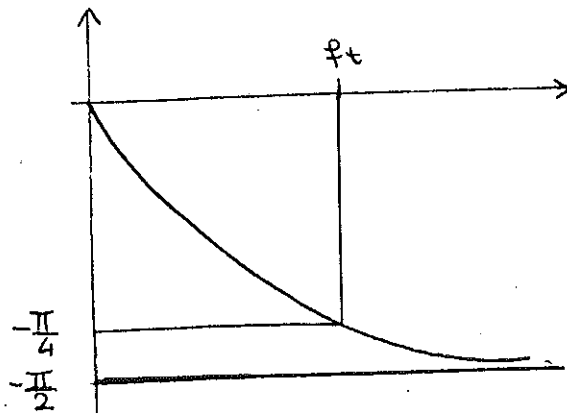
www.ingonline.biz

$$j\omega = s$$

$$N_u = \frac{N_i}{R + \frac{1}{j\omega C}} \cdot \frac{1}{j\omega C} \rightarrow \frac{N_u}{N_i} = \frac{1}{1 + j\omega RC}$$

$$A = \frac{N_u(\omega)}{N_i(\omega)} = \frac{1}{1 + j\omega RC}$$

SE VOLESSI FARE LA FASE:

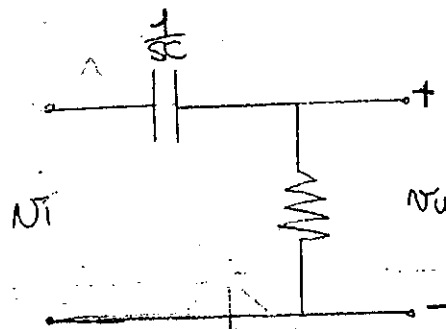


$$\varphi = -\arctan \omega RC$$

5/5

FILTRI PASSA-ALTO

LASUA PASSARE LE SINUSOIDI AD ALTA FREQUENZA, ATTENUA QUELLE A BASSA FREQUENZA.



$$\frac{V_u}{V_i} = \frac{1}{\frac{1}{sC} + R}$$

$$A = \frac{sRC}{sRC + 1} = \frac{j\omega RC}{j\omega RC + 1}$$

www.ingonline.biz

QUANDO ABBASSO LA FREQUENZA DI N_i , IL CONDENSATORE RAPPRESENTA UN BLOCCO, UN'IMPEDENZA MOLTO ELEVATA.

LA REATTANZA DEL CONDENSATORE È $X_C = \frac{1}{\omega C}$

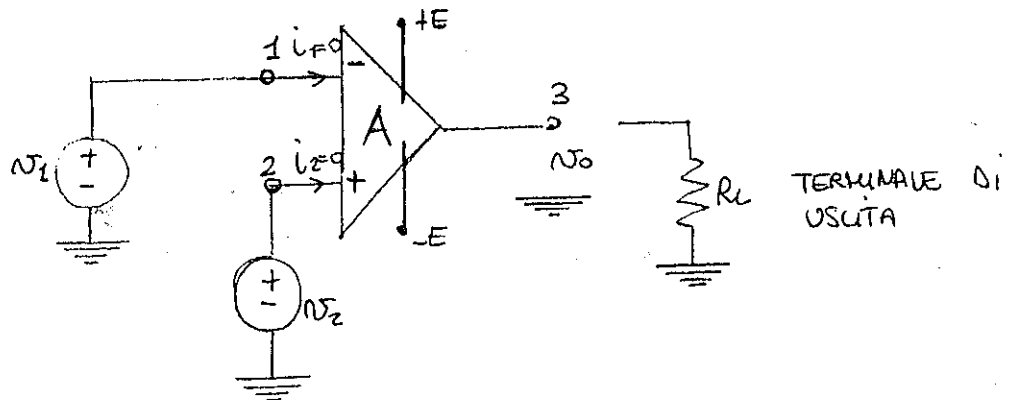
È COME SE FOSSE, IL CONDENSATORE, UNA RESISTENZA INFINITA

→ V_u È PRATICAMENTE NULLA. ALE BASSE FREQUENZE!

SE AUMENTO ω → È COME UN CORTOCIRCUITO ($X_C \rightarrow 0$)

AMPLIFICATORI OPERAZIONALI

È UN AMPLIFICATORE MOLTO VERSATILE, LO STUDIAMO DAL PUNTO DI VISTA DELLE CARATTERISTICHE:



1 }
2 } MORSETTI DI INGRESSO

$\pm E \rightarrow$ SONO 2 BATTERIE (ALIMENTAZIONE IN CONTINUA)

SI FANNO CARICO DELLA DIFFERENZA DI AMPLIFICAZIONE

- PRENDE LA DIFFERENZA DI TENSIONE TRA I MORSETTI 1 E 2 ($V_2 - V_1$)
- LI MOLTIPLICA PER UN COEFFICIENTE $A \rightarrow$ GUADAGNO DI ANELLO APERTO DELL'AMPLIFICATORE OPERAZIONALE

$$(V_2 - V_1) A = V_0$$

www.ingonline.biz

V_1 e V_2 SONO RIFERITE RISPETTO ALLA MASSA.

VEDIAMO LE CORRENTI: $i_1 = 0$ } L'AMPLIFICATORE OPERAZIONALE
 $i_2 = 0$ } NON ASSORBE MAI CORRENTE.

PROPRIETÀ IMPORTANTISSIMA:

LA RESISTENZA IN INGRESSO È ∞ ; $R_{in} = \infty$

SE $A \rightarrow \infty$ E N_0 È FINITA $\rightarrow (V_2 - V_1) = \phi$

TENSIONE AI MORSETTI DI INGRESSO $= \phi$ (SE $A \rightarrow \infty$)

CORTO CIRCUITO VIRTUALE

È COME SE POSSERO COLLEGATI 1 E 2

SONO AGGANCIATI IN POTENZIALE

• $A = \infty \rightarrow N_2 - V_1 = \phi$

• A MOLTO GRANDE $\rightarrow N_2 - V_1 = E -$

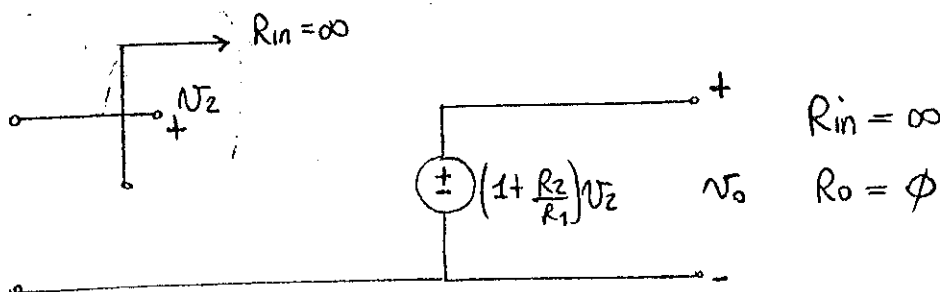
$\rightarrow A_f = \frac{N_0}{N_2}$

$N_1 = N_2 = \frac{N_0}{R_1 + R_2} \cdot R_1$

LA CORRENTE NON ENTRA NEL MORSETTO, PASSA PER R_2 E R_1

$A_f \rightarrow \boxed{\frac{N_0}{N_2} = 1 + \frac{R_2}{R_1}}$

POSSO SCEGLIERE QUANTO AMPLIFICARE, INDIPENDENTEMENTE ^{DA "A"} NEL CASO IDEALE. ($V_1 = V_2$)



SE FACCESSI $R_2 = \phi$
 $R_1 = \infty \downarrow$

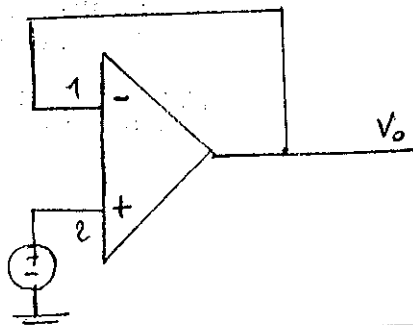
www.ingonline.biz

$V_1 = V_2$ (COME SOPRA)

ORA PERÒ $V_1 = V_0$

QUINDI

$V_2 = V_1 = V_0 \Rightarrow V_2 = V_0!$



È UN INSEGUITORE
↓
L'USCITA RIPRENDE
FEDELMENTE LA
TENSIONE IN INGRESSO.

PICCOLISSIMA TENSIONE $\epsilon \rightarrow A \neq \infty$ È COMUNQUE GRANDISSIMA.

$$V_2 - V_1 = \epsilon$$

$$V_1 + \epsilon = V_2$$

$$(V_2 - V_1)A = V_0 \rightarrow \underline{V_0 = \epsilon A}$$

$$V_1 + \frac{V_0}{A} = V_2$$

$$V_1 = \frac{V_0}{R_1 + R_2} \cdot R_1$$

$$\frac{V_0}{R_1 + R_2} \cdot R_1 + \frac{V_0}{A} = V_2$$

$$V_2 = V_0 \left(\frac{R_1}{R_1 + R_2} + \frac{1}{A} \right)$$

$$A_f = \frac{V_0}{V_2} = \frac{1}{\frac{R_1}{R_1 + R_2} + \frac{1}{A}} = \frac{A(R_1 + R_2)}{AR_1 + R_1 + R_2} \quad (\text{DIVIDO PER } \underline{AR_1})$$

$$\rightarrow A_f = \frac{V_0}{V_2} = \frac{1 + \frac{R_2}{R_1}}{1 + \frac{(1 + \frac{R_2}{R_1})}{A}}$$

È TANTO PIÙ IDEALE QUANTO PIÙ $\frac{1 + \frac{R_2}{R_1}}{A} \rightarrow \phi$ (QUINDI PER $A \approx \infty$)

ESEMPIO

① $V_2 = \phi$

~~$V_2 = 2V$~~ $V_0 = 2V$
 $A = 10^3$

$$A(V_2 - V_1) = V_0$$

$$0 - V_1 \cdot A = V_0$$

QUESTO È UN CASO DI CONNESSIONE INVERTENTE $\rightarrow V_1 = -0,002V$

$$\left[V_1 = \frac{-V_2 A + V_0}{A} \right]$$

www.ingonline.biz

② $A = 10^3$

$V_0 = 10V$

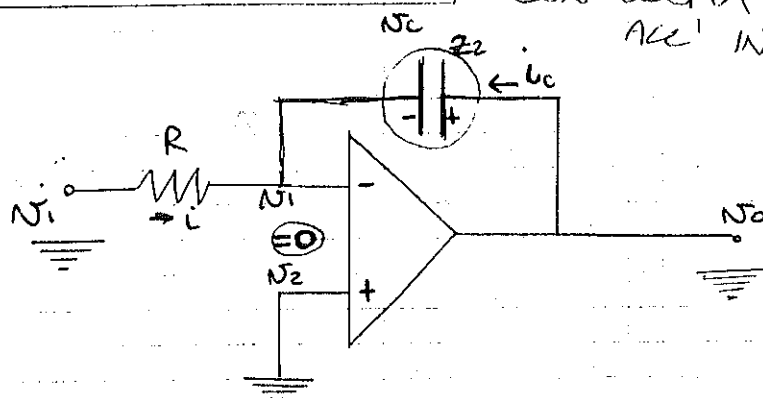
$V_2 = 5,01V$

$V_1 = ?$

$V_1 = -5V$

CIRCUITO INVERTENTE

CON USCITA INTEGRALE RISPETTO ALL'INGRESSO



QUESTO CIRCUITO RESTITUISCE IN USCITA L'INTEGRALE DEL SEGNALE IN L'INGRESSO (AD ESEMPIO SE IL SEGNALE È COSTANTE RESTITUISCE UNA RAMPA).

È UN AMPLIFICATORE IDEALE

$$i = \frac{N_i}{R}$$

$$i_c = C \cdot \frac{dV_c}{dt}$$

[N_c È LA TENSIONE AI CAPI DEL CONDENSATORE]

$$N_c = N_o \rightarrow i_c = C \frac{dN_c}{dt} = C \frac{dN_o}{dt}$$

PERCHÉ N_o VA A MASSA DA TUTTE E DUE LE PARTI, CIOÈ ANCHE A SINISTRA, NEL SENSO CHE $N_1 = N_2$, N_2 È A MASSA.

$$i = -i_c$$

$$\rightarrow \frac{N_i}{R} = - \frac{C dN_o}{dt} \rightarrow - \frac{dN_o}{dt} = \frac{1}{RC} N_i$$

www.ingonline.biz

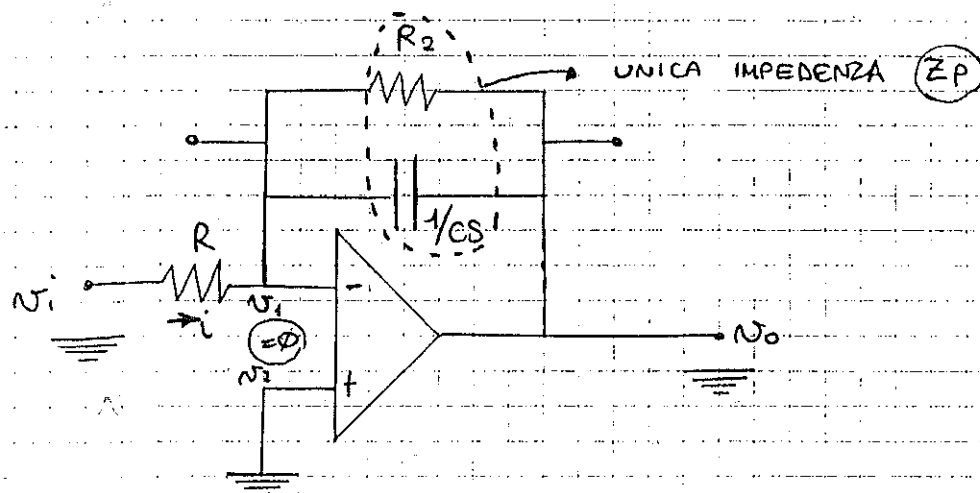
SE INTEGRO AMBO I MEMBRI

$$N_o = - \frac{1}{RC} \int_0^t N_i dt + (K) \rightarrow \text{LEGATA ALLA TENSIONE INIZIALE } N_o$$

$$K = N_c(\phi)$$

ALL'ISTANTE ϕ POSSO ELIMINARE IL TERMINE K

SI METTE UNA RESISTENZA R_2 IN PARALLELO AL CONDENSATORE:



$$Z_p = R_2 \parallel \frac{1}{sC} \rightarrow Z_p = \frac{R_2}{1 + R_2 sC}$$

$$\frac{v_o}{v_i} = -\frac{Z_p}{R} = -\frac{R_2}{1 + R_2 sC} = \frac{-R_2}{1 + R_2 sC}$$

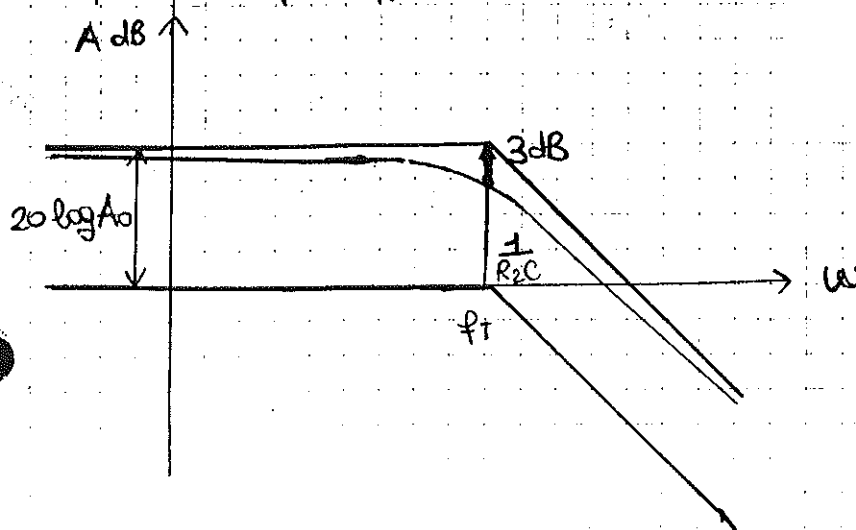
QUANDO FACCIAMO TENDERE $\omega \rightarrow \phi$

L'AMPLIFICAZIONE VALE $\frac{R_2}{R}$ $\rightarrow$ VEDIAMO L'AMPLIFICAZIONE DELLA NOSTRA CONNESSIONE IN CONTINUA [DIVERTE UNA CONNESSIONE INVERTENTE]

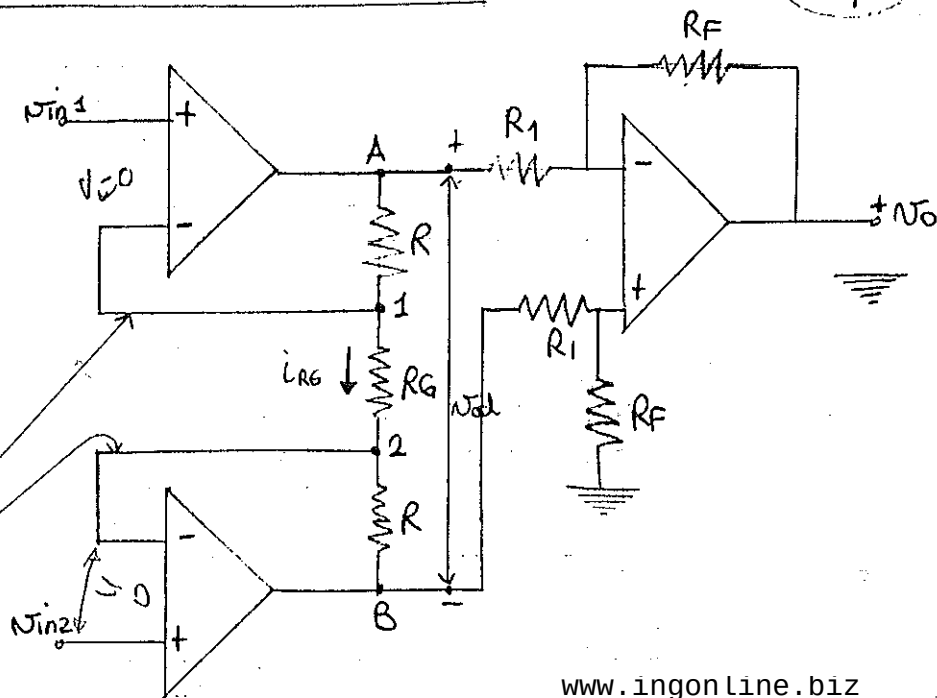
$$A_0 = -\frac{R_2}{R}$$

$$\omega_p = \frac{1}{R_2 C} \rightarrow \omega_p = \frac{A_0}{1 + \frac{s}{\omega_p}}$$

$$\left| \frac{v_o}{v_i} \right| = \frac{|A_0|}{\sqrt{1 + \left(\frac{\omega}{\omega_p} \right)^2}}$$



NB



www.ingonline.biz

NEI PARTITORI 1 E 2 NON ENTRA CORRENTE NEI MORSETTI, QUINDI LA CORRENTE CHE SCORRE IN R_G SCORRE ANCHE IN R E R

ABBIAMO UNO STADIO ANTICIPATO DA UNO STADIO DI INGRESSO;
IL 2° STADIO HA IL DIFETTO DI ASSORBIRE CORRENTE, ALLORA LO SI FA ANTICIPARE DA UN ALTRO STADIO CHE NON ASSORBE CORRENTE, RITROVE = REMO UNA TENSIONE DI USCITA N_O .

ABBIAMO UNA ELEVATA RESISTENZA IN INGRESSO.

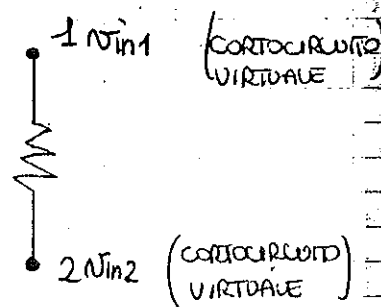
I_{RG} : DEVO SAPERE LA TENSIONE AI SUOI CAPI.

$$\rightarrow I_{RG} = \frac{V_{in1} - V_{in2}}{R_G}$$

N_{od} : CARICA DI POTENZIALE TRA A E B

$$N_{od} = I_{RG} (2R + R_G) = \frac{V_{in1} - V_{in2}}{R_G} [2R + R_G]$$

$$N_O = - N_{od} \cdot \frac{R_F}{R_1}$$



COMINCIAMO A VEDERE IL POTENZIALE DEL PUNTO 2 RELATIVO AD (A). 101

R_A È IN SERIE AL PARALLELO TRA R_B E R_C :

$$V_{2a} = V_a \cdot \frac{R_B // R_C}{R_A + R_B // R_C}$$

POSSIAMO FARE UN DISCURSO SIMILE PER (B) E (C):

$$V_{2b} = V_b \cdot \frac{R_A // R_C}{R_B + R_A // R_C}$$

$$V_{2c} = V_c \cdot \frac{R_B // R_A}{R_C + R_B // R_A}$$

PER LA SOVRAPPOSIZIONE DEGLI EFFETTI → SOMMIAMO I SINGOLI CONTRIBUTI

$$V_{2 \text{ tot}} = V_{2a} + V_{2b} + V_{2c}$$

CONSIDERIAMO IL PARALLELO TRA 3 RESISTENZE:

$$R_p = \frac{R_A R_B R_C}{R_A R_B + R_A R_C + R_B R_C}$$

È CHE:

$$V_{2a} = \frac{\left(\frac{R_B R_C}{R_B + R_C} \right)}{R_A + \frac{R_B R_C}{R_B + R_C}} = \frac{R_B R_C}{R_A R_B + R_A R_C + R_B R_C} = \left(\frac{R_p}{R_A} \right)$$

$$\Rightarrow V_{2 \text{ tot}} = V_a \cdot \frac{R_p}{R_A} + V_b \cdot \frac{R_p}{R_B} + V_c \cdot \frac{R_p}{R_C}$$

È IN CONNESSIONE NON INVERTENTE (+) RISPETTO AL PUNTO 2

$$\rightarrow \text{AMPLIFICA } \left(1 + \frac{R_F}{R_1} \right) \rightarrow V_o = V_2 \left[1 + \frac{R_F}{R_1} \right]$$

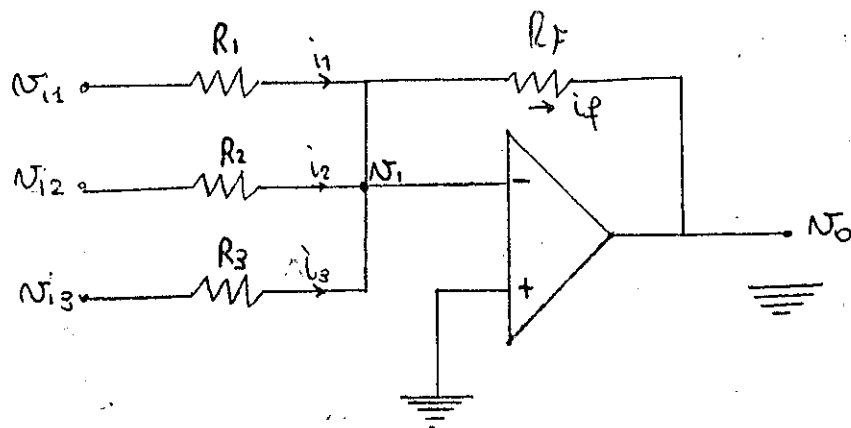
SOSTITUISCO IL V_2 CHE HO TROVATO:

$$V_o = \left(V_a \cdot \frac{R_p}{R_A} + V_b \cdot \frac{R_p}{R_B} + V_c \cdot \frac{R_p}{R_C} \right) \cdot \left[1 + \frac{R_F}{R_1} \right]$$

SE PONIAMO PER IPOTESI:

www.ingonline.biz

$$\underline{R_A = R_B = R_C = R}$$



CALCOLIAMO I VALORI DELLE CORRENTI:

$$i_1 = \frac{V_{i1}}{R_1}$$

$$i_2 = \frac{V_{i2}}{R_2}$$

$$i_3 = \frac{V_{i3}}{R_3}$$

LE 3 CORRENTI, CHE ARRIVANO IN V_1 , NON POSSONO ENTRARE NEL MORSETTO -, MA DEVONO CIRCUIRE CON R_F :

$$\rightarrow i_f = \frac{V_{i1}}{R_1} + \frac{V_{i2}}{R_2} + \frac{V_{i3}}{R_3} = \left(-\frac{V_o}{R_F} \right) \rightarrow \text{if LA POSSO CALCOLARE ANCHE RISPETTO A } V_o.$$

$$\rightarrow V_o = - \left(\frac{R_F}{R_1} V_{i1} + \frac{R_F}{R_2} V_{i2} + \frac{R_F}{R_3} V_{i3} \right)$$

QUESTO VALORE POTEVA ESSERE TROVATO SUBITO, INFATTI CON LA SEMPLICE

POSIZIONE DEGLI EFFETTI, V_o È UNA SOMMA PESATA DELLE TENSIONI:

IN INGRESSO $\rightarrow$ SOMMATORE CON PESI

SE FACCIAMO: $R_1 = R_2 = R_3 = R_F$

$$\rightarrow V_o = - (V_{i1} + V_{i2} + V_{i3})$$

CHIAMO $C = \frac{1}{CS}$ (COSTI NON PORTO DIETRO ω_0)

$$\bar{Z}_p = \frac{R \cdot \frac{1}{CS}}{R + \frac{1}{CS}} = \frac{R}{RCS + 1}$$

$$\bar{Z}_s = R + \frac{1}{CS} = \frac{RCS + 1}{CS}$$

$$\Rightarrow \frac{\bar{Z}_p}{\bar{Z}_s + \bar{Z}_p} = \frac{\frac{R}{RCS + 1}}{\frac{R}{RCS + 1} + \frac{RCS + 1}{CS}}$$

FACCIO IL M.C.M.:

$$= \frac{R}{RCS + 1} \cdot \frac{CS}{RCS + 1} = \frac{RCS}{R^2 C^2 S^2 + 3RCS + 1}$$

→ RISOSTITUISCO $S = j\omega$

$$\rightarrow = \frac{j\omega RC}{1 - \omega^2 R^2 C^2 + 3j\omega RC}$$

QUESTO RISULTATO SARÀ REALE QUANDO $[1 - \omega^2 R^2 C^2] = 0 \rightarrow \omega_0 = \frac{1}{RC}$

SOTTO QUESTA CONDIZIONE, PER $\omega = \omega_0$, $\frac{\bar{Z}_p}{\bar{Z}_p + \bar{Z}_s} = \left(\frac{1}{3}\right)$

$$\text{CIOÈ } N_+ = \frac{N_0}{3} = N_- = N_0 \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$

$$\frac{R_1}{R_1 + R_2} = \frac{1}{3} \rightarrow R_2 = 2R_1$$

SE PONGO LE CONDIZIONI PER IL PONTE:

www.ingonline.biz

$$\bullet 1 - \omega^2 R^2 C^2 = 0$$

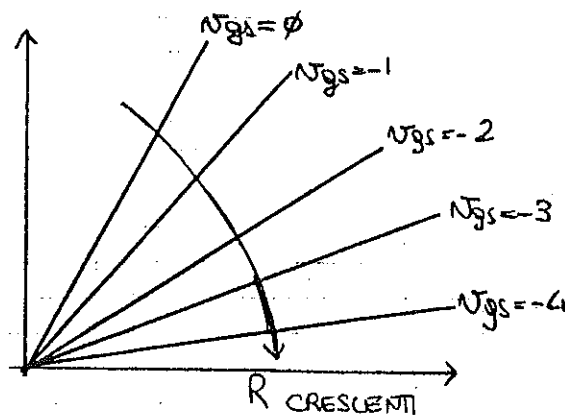
$$\left[\begin{array}{l} \bullet \omega_0 = \frac{1}{RC} \\ \bullet R_2 = 2R_1 \rightarrow \end{array} \right.$$

CONTROBILANCIAMENTO TRA REAZIONE POSITIVA E NEGATIVA, IMPOSSIBILE DA MANTENERE.

IL CIRCUITO È OSCILLANTE CON TENSIONE IN USCITA OSCILLANTE CON ω_0 .

DEVE ESSERE MANTENUTO IL PERFETTO EQUILIBRIO TRA N^+ E N^-

OSCILLAZIONE ETERNA

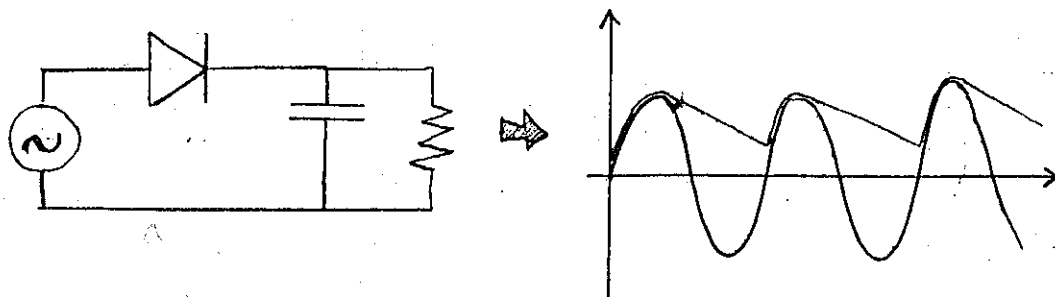


SE PRENDIAMO UN MOSFET A SVUOTAMENTO A CANALE N, LE RESISTENZE AUMENTANO FACENDO TENSIONI DI GATE VIA VIA PIÙ NEGATIVE.

Ip QUANDO V_0 TENDE AD ESALTARSI $\rightarrow$ IL MORSETTO $+$ PREVALE SUL $-$ (NON C'È PIÙ EQUILIBRIO NEL PONTE) $\rightarrow$ DOBBIAMO AUMENTARE LA REAZIONE $-$
 $\rightarrow$ DOBBIAMO AUMENTARE R_1 .

DOVREI MANDARE UNA V_{gs} VIA VIA CRESCENTE TANTO PIÙ GRANDE È L'OSCUILLAZIONE.

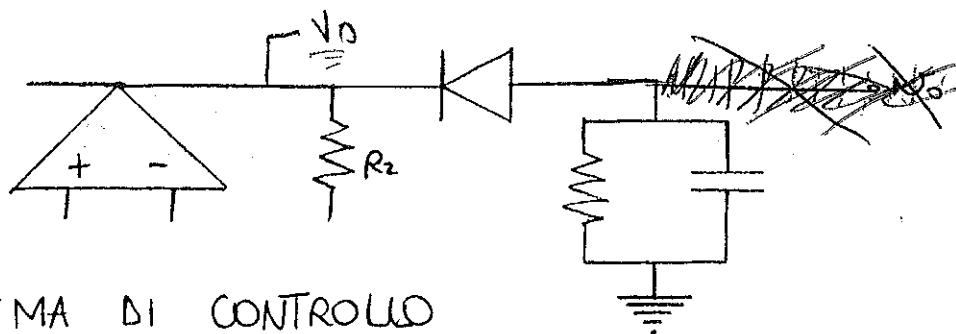
PROBLEMA COME FACCO A MANDARE UNA TENSIONE NEGATIVA PROPORZIONALE?
 TENSIONE SINUSOIDALE $\rightarrow$ CONTINUA $\Rightarrow$ DEVO USARE UN RADDRIZZATORE.



NON VOGLIO I PICCHI POSITIVI, MI SERVE LA PARTE NEGATIVA (POICHÉ È A CANALE N E NON P).

www.ingonline.biz

È SUFFICIENTE INVERTIRE IL DIODO:

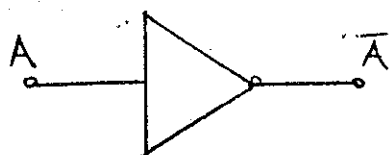


SISTEMA DI CONTROLLO

NOT

o INVERTER

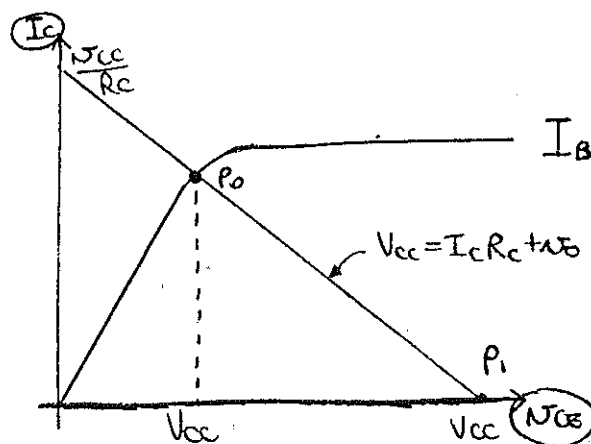
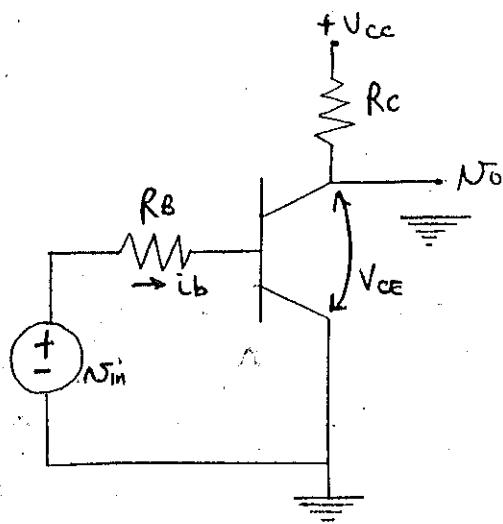
109



NEGAZIONE DELLA VARIABILE CHE È IN INGRESSO.

SE ENTRA LA VARIABILE A , NE ESCE IL SUO NEGATO $\bar{A}$:

A	$\bar{A}$
0	1
1	0



SE MANDO UN SEGNALE AVO' UNA CERTA CORRENTE DI BASE I_B CHE CIRCOLA NELLA MAGLIA:

$$\begin{cases} V_{in} = A \text{ (1)} \\ I_B \neq 0 \end{cases}$$

www.ingonline.biz

VEDIAMO L'EQUAZIONE ALLA MAGLIA DI USCITA:

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

IL PUNTO DI LAVORO DEVE STARE SU QUESTA RETTA E SULLA CARATTERISTICA.

→ L'USCITA È 0 (V_{CC} IN REALTÀ NON È PROPRIO 0)

SE FACESSI INVECE:

$$\begin{cases} V_{in} = 0 \\ I_B = 0 \end{cases}$$

LA RETTA DI CARICO STA SULL'ASSE DELLE ASCISSE, → $P_1 \equiv V_{CC}$ È IL PUNTO DI LAVORO → $V_O = \text{TENSIONE DELLA BATTERIA} = A \text{ (1)}$

QUANDO IL TASTO È MESSO IN POSIZIONE 1, COLLEGA IL GATE ALLA BATTERIA, INVECE IN POSIZIONE 0 È COLLEGATO A MASSA.

CON UN MOSFET A CANALE n (T_1), HO BISOGNO DI UNA TENSIONE POSITIVA PER METTERLO IN CONDUZIONE (FORMAZIONE DEL CANALE)

$$\begin{cases} \text{CONDUZIONE} \\ V_{GS} > \phi \end{cases}$$

CON UN MOSFET A CANALE P (T_2), HO BISOGNO DI UNA TENSIONE NEGATIVA PER METTERLO IN CONDUZIONE.

$$\begin{cases} \text{CONDUZIONE} \\ V_{GS} < \phi \end{cases}$$

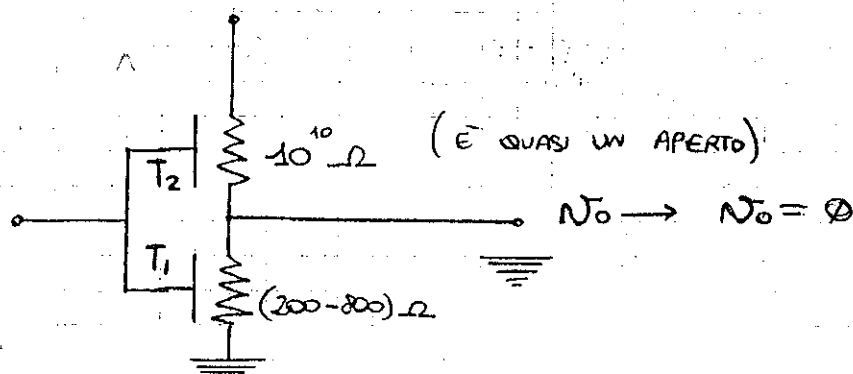
(T_2 ENTRA IN CONDUZIONE SE ATTRAIE LACUNE)

ALTO

IL BOTONE È IN POSIZIONE 1; VEDIAMO LA DIFFERENZA DI POTENZIALE TRA G E S:

$$V_{GS} = \phi \rightarrow T_2 \text{ È INTERDETTO}$$

$$T_1 \text{ È IN CONDUZIONE POICHÉ } V_{GS} > \phi$$



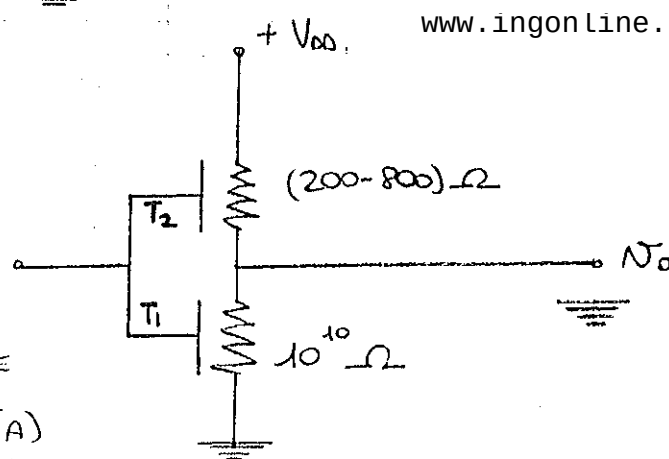
BASSO

$$V_{GS} = \phi$$

$T_2 \rightarrow$ CONDUZIONE

$T_1 \rightarrow$ INTERDETTO

$N_0 = \text{ALTO}$ (QUASI COME LA TENSIONE DI BATTERIA)

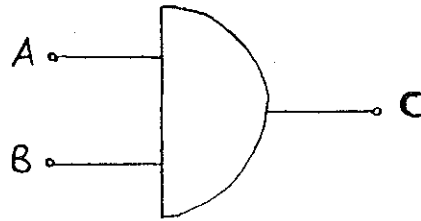


AND

19/5

REALIZZA UNA MOLTIPLICAZIONE: $C = A \cdot B$

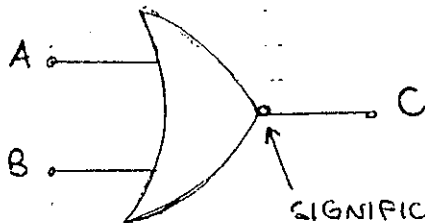
È CARATTERIZZATA DA 2 O PIÙ INGRESSI ED UN'UNICA USCITA.



È ALTA SOLO QUANDO TUTTI GLI INGRESSI SONO ALTI, SE UNO SOLO DEGLI INGRESSI È BASSO → L'USCITA È BASSA.

TABELLA DI VERITÀ:

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

NORÈ IL NEGATO DELLA PORTA OR: $C = \overline{A + B}$ 

SIGNIFICA CHE È NEGAZIONE DELLA OR.

TABELLA DI VERITÀ:

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

G_A	G_B	N_U
0	0	5
0	5	5
5	0	5
5	5	0

I SEGNALI A E B SONO QUELI DELLA BATTERIA (DA 5V AD ESEMPIO)

• SE $G_A = G_B = \emptyset V$, NON MANDO TENSIONE $\rightarrow$ I MOSFET SONO ENTRAMBI INTERDETTI (AVREBBERO BISOGNO DI UNA TENSIONE POSITIVA) $\rightarrow$ IN USCITA LEGGO UNA TENSIONE PARI ALLA TENSIONE DI BATTERIA ($= 5V$)

• SE MANDO $G_A = \emptyset V$ E $G_B = 5V \rightarrow G_A$ È APERTO, MA SICCOME SONO

IN SERIE NON PASSA CORRENTE NEMMENO IN QUESTO CASO $\rightarrow N_U = 5V$

• SE FACCIO $G_A = 5V$ E $G_B = \emptyset V \rightarrow$ È LO STESSO CASO DI PRIMA $\rightarrow N_U = 5V$ (DEGRATO DELLE CADUTE, NON SARÀ ESATTAMENTE 5V).

• SE $G_A = G_B = 5V$ SONO TUTTI E DUE ACI $\rightarrow$ ENTRAMBI I MOSFET SONO ABILITATI A CONDURRE $\rightarrow N_U = \emptyset$

TEOREMA DI DE MORGAN

1° TEOREMA: $\overline{AB} = \overline{A} + \overline{B}$ [IL COMPLEMENTO DI UN PRODOTTO = SOMMA COMPLEMENTI]

2° TEOREMA: $\overline{A+B} = \overline{A} \cdot \overline{B}$ [È IL DUALE DEL PRIMO]

OR $A+B$
• $A + A \cdot B = A$

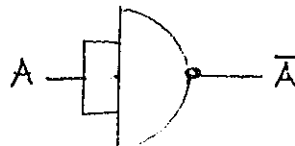
www.ingonline.biz

• $A + \overline{A} \cdot B = (\text{SOSTITUISCO } A = \text{DA SOPRA}) = A + AB + \overline{A}B =$
 $= A + B(\underbrace{A + \overline{A}}_{=1}) = A + B$

• VOGLIO COSTRUIRE UNA PORTA OR CON SOLE PORTE NAND:

SFRUTTO IL 2° TEOREMA DI DE MORGAN $[\overline{A+B} = \overline{A} \cdot \overline{B}]$

E SO CHE POSSO SFRUTTARE UNA NAND PER AVERE IL COMPLEMENTO DI UN INGRESSO:



SE HO UNA QUALUNQUE TABELLA DI VERITÀ $\rightarrow$ RICOVO UNA FUNZIONE

DI COMPUTAZIONE, CHE ESPRIME IL VALORE DELLA VARIABILE DIPENDENTE

Y COME SOMMA LOGICA DEGLI STATI CHE RENDONO TALE VARIABILE = 1

VEDIAMO ORA QUESTA TABELLA:

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

$$C = \overline{AB}$$

È UNA PORTA NAND, L'1 LO OTTENGO 3 VOLTE $\rightarrow$ 3 SOMME:

$$C = \underbrace{\overline{A} \cdot \overline{B} + \overline{A} \cdot B + A \cdot \overline{B}}_A$$

$$\rightarrow C = \overline{A} + A\overline{B}$$

$$\text{SE } A + \overline{AB} = A + B \rightarrow \overline{A} + A\overline{B} = \overline{A} + \overline{B}$$

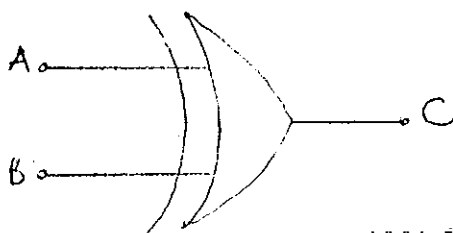
$$C = \overline{AB} \quad (\text{PER IL TEOREMA DI DE MORGAN})$$

XOR [OR ESCLUSIVO]

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

È UTILIZZATA NEI CIRCUITI SWITCHING (IN BINARIO).

$$C = \overline{A}B + A\overline{B} \rightarrow C = A \oplus B$$



The Q -point (I_C and V_{CE}) for the circuit of Figure 4.27a is almost independent of β . However, the circuit is not usually practical in amplifiers. First, it requires two voltage sources, V_{CC} and V_{BB} , but often only one source is readily available. Second, we may want to inject the signal into the base (through a coupling capacitor), but the base voltage is fixed with respect to ground by the V_{BB} source. Because the V_{BB} source is constant, it acts as a short circuit to ground for ac signal currents (i.e., the V_{BB} source does not allow an ac voltage to appear at the base).

Analysis of the Four-Resistor Bias Circuit

A better bias circuit for discrete design is shown in Figure 4.28a. We call this the four-resistor BJT bias circuit. The resistors R_1 and R_2 form a voltage divider that is intended

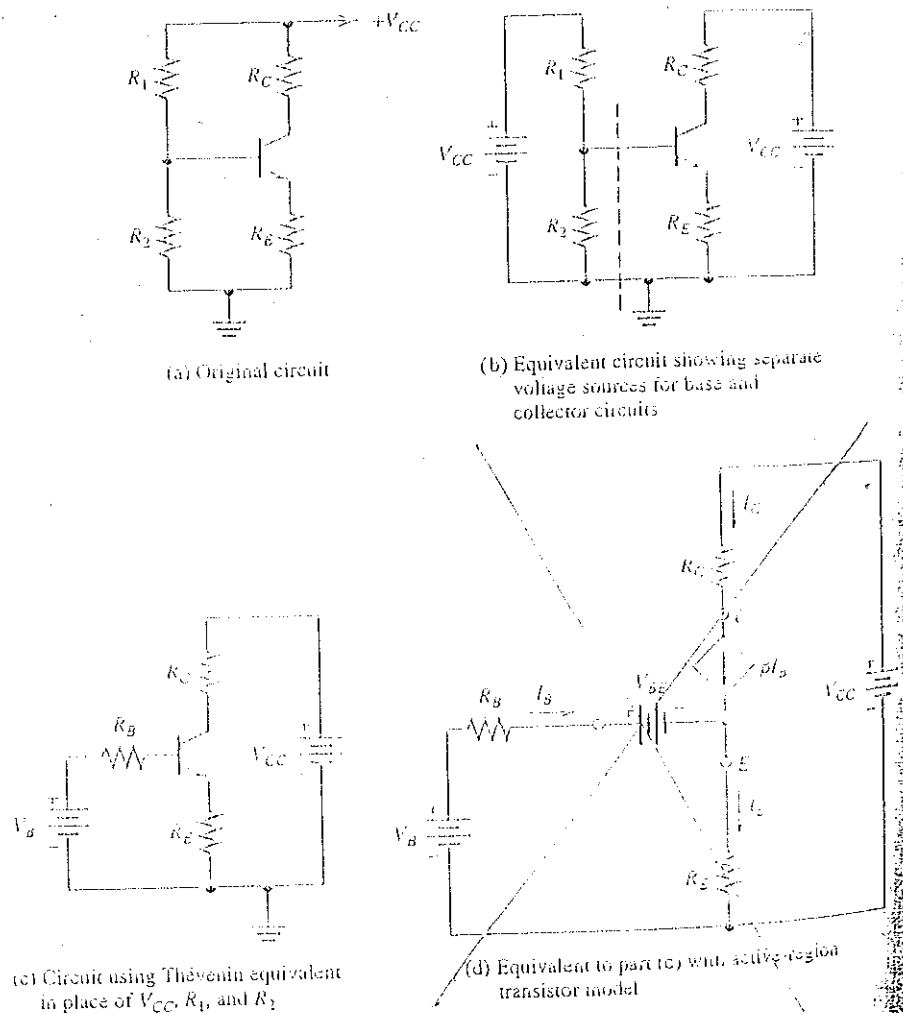
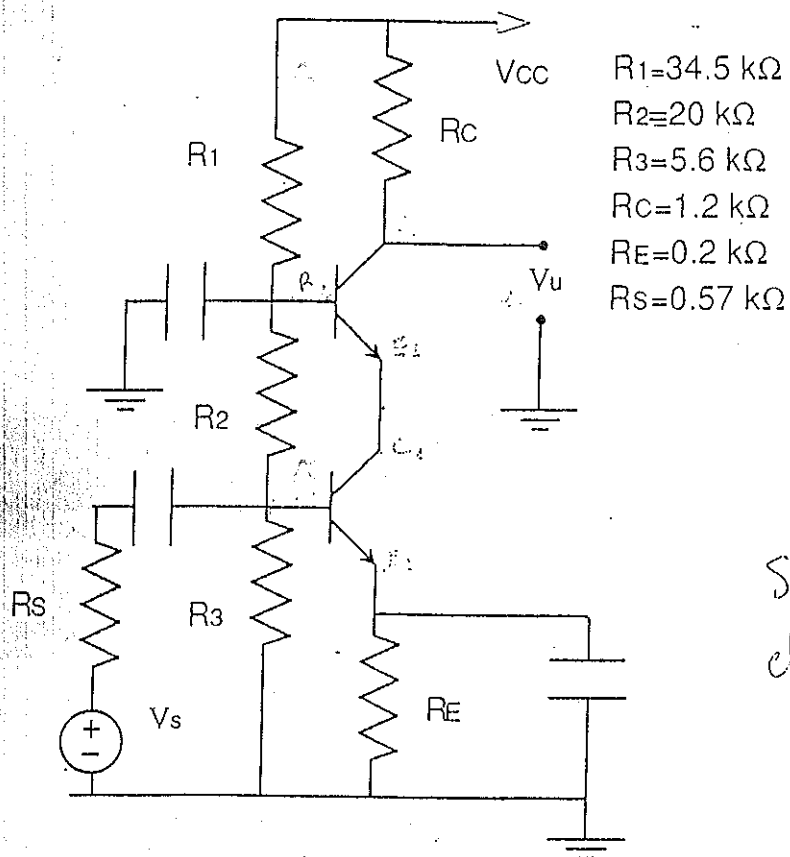


Figure 4.28 Four-resistor bias circuit.



Conversione a Colp
 Stato di iper e emittore e
 che fornisce il primo segnale
 col suo stato e base con

ESERCIZIO 2