

LEZIONE 9

AMPLIFICATORI DIFFERENZIALI CON CARICHI ATTIVI

COME ABBIAMO VISTO, L'AMPLIFICATORE DIFFERENZIALE HA LA CARATTERISTICA DI AMPLIFICARE IN MANIERA DIVERSA E SELETTIVA RUMORE E SEGNALE SFRUTTANDO ~~UNO DEI~~ **gli ingressi differenziali**

~~IN UN SOLO.~~ RISSUMENDO QUANTO DETTO LA VOCE PRECEDENTE

1. GUA DA GUA SO MO NA DA:

$$\cdot \quad g_{diff} = \frac{R_c}{2(r_e + R_E)}$$

$$\bullet \quad g_{m.c.} = \frac{R_c}{R_E + 2R + r_e}$$

$$\bullet \text{ C.M.R.R.} = \frac{R_E + 2R + r_e}{2r_u + 2R_E}$$

LA RESISTENZA R_E , IL CUI RUOLO E' QUELLO DI STABILIZZARE
IN TEMPERATURA IL DISPOSITIVO, PUO' ESSERE ~~ELIMINATA~~

(COME VEDREMO NEGLIO IN SEGUITO) E PERSONTO:
GUARDAGNI DIVENGENDO:

$$G_{\text{dust}} = \frac{1}{2} g_{\text{Dm}} R_c$$

$$G_{m.c.} = \frac{g_m R_c}{2R_{g_m} + 1}$$

$$C.M.R.R. \cong g_m \cdot R$$

LA BONTÀ DEL DISPOSITIVO DIPENDE DA QUANTO È ALTA IL FATTORE DI RIFLESSIONE CHE, A SUA VOLTA, È TANTO

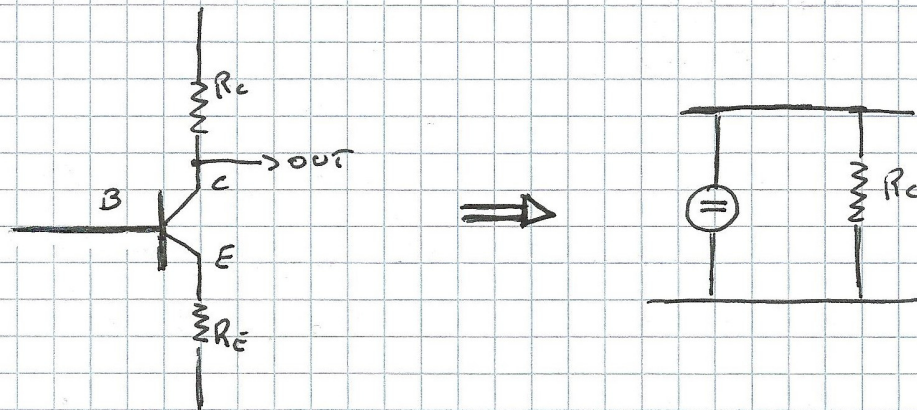
MAGGIORE QUANTO MAGGIORE È IL VALORE DI R .

MA R NON PUÒ ESSERE ALZATA INDEFINITAMENTE POTENDO COSÌ FACENDO, ~~PER QUANTO ADESSO~~, IL PUNTO DI LAVORO DEL DISPOSITIVO FINISCE IN ZONA DI INTERDIZIONE.

PER SUPERARE TALE LIMITAZIONE SI FA RICORSO AD UN CARICO NON LINEARE ~~ohmico~~ IN GRADO DI REALIZZARE UNA RESISTENZA DINAMICA MOLTO GRANDE E, CONTEMPORANEAMENTE, UNA ~~corrente~~ ~~RESISTENZA~~ DI POLARIZZAZIONE (STATICA) DI VALORE

~~CONTINUO.~~ tale da rimanere in regione attiva e con buona dinamica

A TITOLO DI ESEMPIO CONSIDERIAMO UN TRANSISTOR IN CONFIGURAZIONE C.E. SAPPIAMO CHE SI PUÒ SEMPLIFICARE QUESTO CIRCUITO COME UN GENERATORE DI CORRENTE SU UN CARICO R_c :

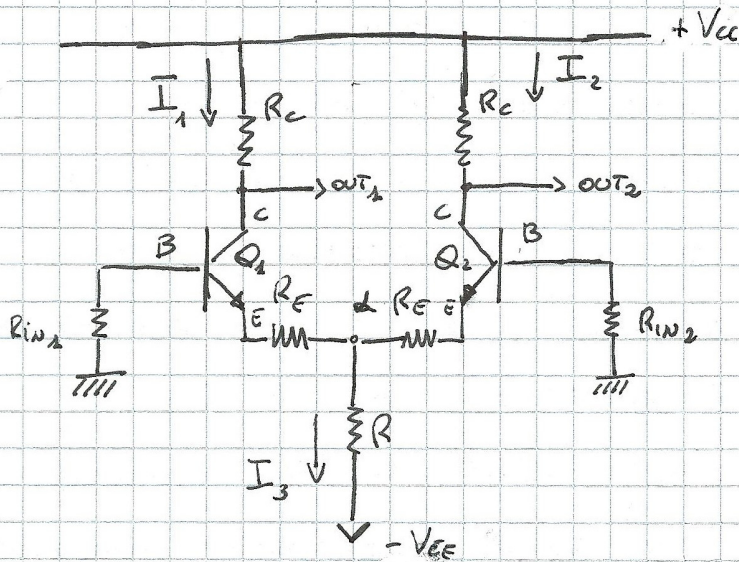


IN QUESTO SCHEMA LA CORRENTE I_c È STABILITA DALLA VARIAZIONE DELLA V_{BE} ~~E NON DALLA VARIAZIONE DI R_c~~ , CONSERVANDO UNA ELEVATA IMPEDENZA DI USCITA.

COME VEDREMO, QUINDI, PER AGGIUNGERE LA LEGGE DI OHM È SUFFICIENTE SOSTITUIRE AL CARICO PASSIVO R UN CARICO ATTIVO COME QUELLO QUI DESCRITTO.

PRIMA DI EFFETTUARE QUESTA SOSTITUZIONE, FACCIAMO UN ESERCIZIO DI POLARIZZAZIONE:

ESERCIZIO



SCELGO PER QUESTO AMPLIFICATORE L'USCITA DIFFERENZIALE, CHE SI DISTINGUE DA QUELLA SINGLE ENDED IN CUI L'USCITA È PRESA SU UNO SOLO DEI DUE RAMI.

PRECISAZIONE

~~L'uscita differenziale è quella che consente l'eliminazione del rumore mentre la single ended, sempre più frequente, non consente l'eliminazione del rumore, oltre a non poter essere utilizzata in presenza di un solo segnale differenziale.~~

PER LA POLARIZZAZIONE SCELGO:

$$V_{CC} = +15V, \quad V_{EE} = -15V; \quad I_1 = 1mA, \quad I_2 = 1mA, \quad I_3 = 2mA.$$

$$V_B(Q_1) = V_B(Q_2) = 0V$$

$$V_E(Q_1) = V_E(Q_2) = -0,7V$$

$$V_d = -2V$$

$$V_c(Q_1) = V_c(Q_2) = 3V$$

$$r_{\pi} = 25 \Omega$$

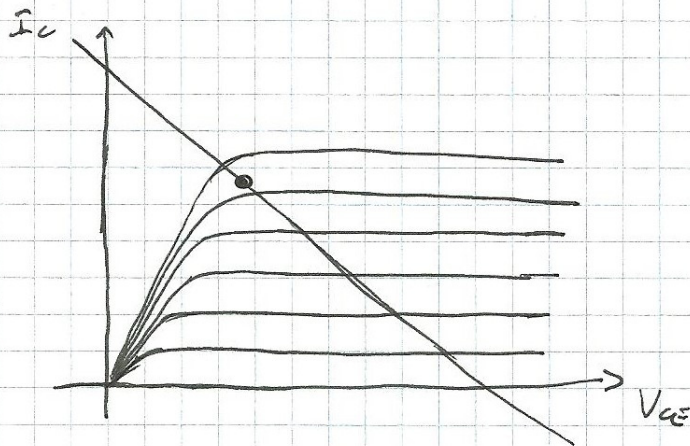
$$R_E = 1,3 k\Omega$$

$$R_c = 12 k\Omega$$

$$R = 6,5 k\Omega$$

OSSERVAZIONE

[SAPPIAMO CHE, PER METTERE AL CENTRO DELLA CARATTERISTICA E FAR LAVORARE IL CIRCUITO IN ZONA A ZVIA E' OPPORTUNO SCEGLIERE UNA TENSIONE DI COLLETORE PARI ALLA META' DELLA TENSIONE DI ALIMENTAZIONE. TUTTAVIA AUMENTANDO IL SALTO DI TENSIONE TRA V_{CC} E V_C AUMENTA IL VALORE DELLA RESISTENZA R_C E, DI CONSEGUENZA, AUMENTA ANCHE IL GUADAGNO. BISOGNA QUINDI TROVARE UN COMPROMESSO TRA FAR LAVORARE IL CIRCUITO IN REGIONE LINEARE E FARE UN GUADAGNO MAGGIORE. IN GENERALE, PER SEGNALI DI PICCOLA ENTITA', SI PRIVILEGIA SEMPRE IL GUADAGNO POICHE', SEPPURE SIAMO IN UNA ZONA BORDER LINE TRA LA REGIONE LINEARE E QUELLA NON LINEARE, LE OSCILLAZIONI DEL PUNTO DI LAVORO LUNGO LA RETTA DI CARICO SONO TRASCURABILI (SEGNALI $\sim$ mV) E NON FANNO USCIRE IL CIRCUITO DALLA REGIONE LINEARE. SCEGLIENDO UNA DIFERENZA DI 3V IL PUNTO DI LAVORO E' :



$$G_{(OUT 1)} = \frac{1}{2} g_m R_C$$

Uscite prese sui rispettivi collettori

$$G_{(OUT 2)} = -\frac{1}{2} g_m R_C$$

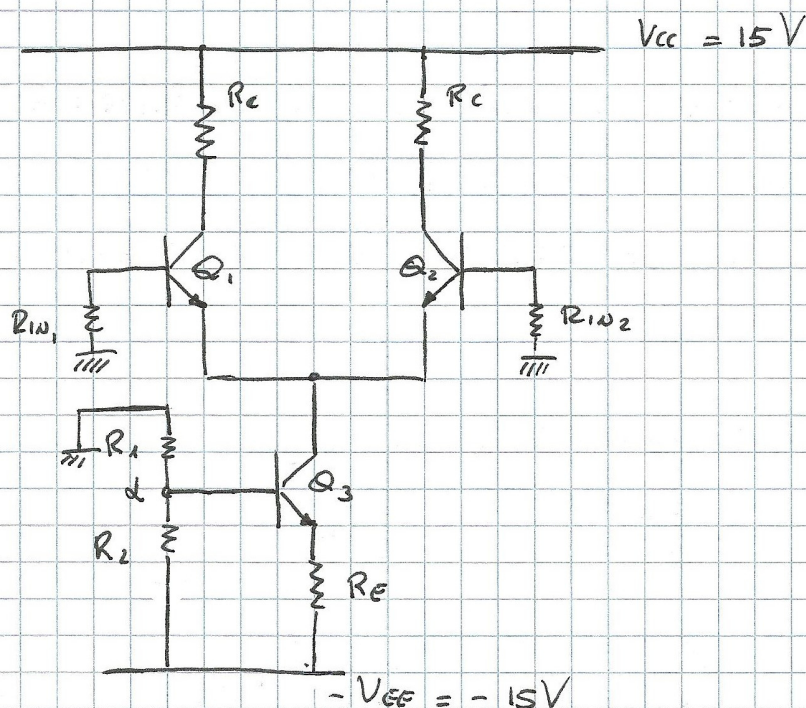
$$4.9 \quad G_{diff} = G_{(OUT 1)} - G_{(OUT 2)} = g_m R_C$$

$$G_{m.c.} = \frac{R_c}{R_E + 2R + R_E} < 1$$

$$C.M.R.R. \approx 7/8$$

NONOSTANTE LA TRIVIALITÀ DI QUESTO CIRCUITO SIAMO RIUSCITI AD OTTENERE UN FATTORE DI REIEZIONE DISCRETO (IL SEGNALE VIENE AMPLIFICATO 7/8 VOLTE PIÙ DEL RUMORE).

L'OBIETTIVO CHE CI PONIAMO È QUELLO DI ABBASSARE IL GUADAGNO DI MODO COMUNE E AUMENTARE IL FATTORE DI REIEZIONE. A TALE SCOPO SOSTITUIAMO RESISTENZA R CON UN GENERATORE DI CORRENTE (COSTITUITO DA UN TRANSISTOR IN CONFIGURAZIONE C.E.) E RINNOVIAMO LE R_E .



LA CORRENTE È STABILITA DALLA V_{BE} DI Q_3 - SCELGO $V_d = 12V$
QUINDI :

$$V_d = -15V \frac{R_1}{R_1 + R_2} = -12V$$

$$R_1 // R_2 \ll h_{fe} R_E$$

$$V_B(Q_3) = -12V$$

$$V_E(Q_3) = -12.7V$$

$$R_E \approx 1k\Omega \Rightarrow h_{fe} R_E = 100k\Omega$$

$$R_1 // R_2 < 10k\Omega$$

A CAUSA DELLA PRESENZA DI $R_E(Q_3)$, CHE ASSICURA LA STABILITÀ IN TEMPERATURA, NON SONO PIÙ NECESSARIE LE R_E

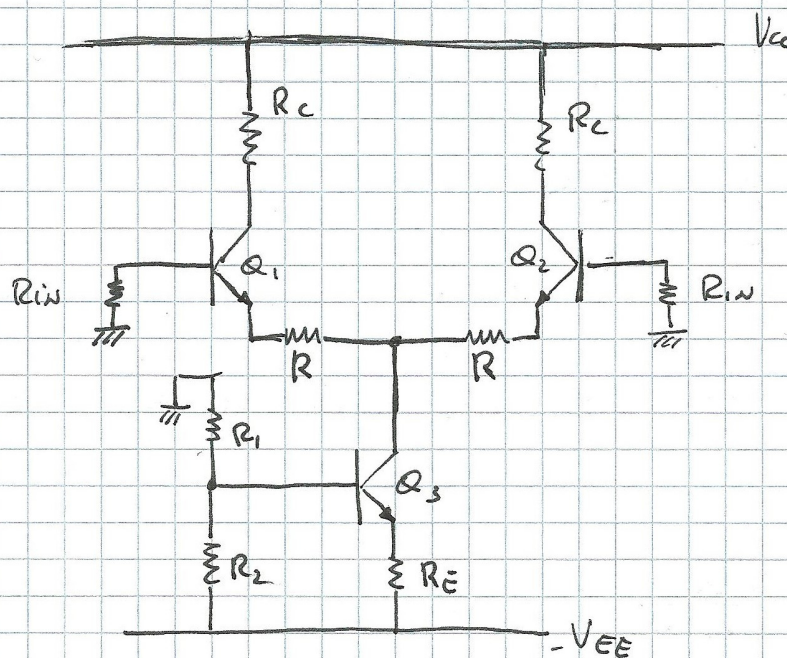
DI Q_1 E Q_2 . ~~VENISSANO CHE LE GUARDANO CONCENTRANO VERAMENTE~~
~~QUESTE~~ **Q3 è stabilizzato in temperatura da R_E , Q1 e Q2 hanno le basi a massa, punto fisso, quindi Q1 e Q2 sono stabilizzati anche senza R_E**

$$G_{diff} = \frac{R_C}{r_{e1}} = g_m R_C \approx 10^3 \quad \text{fra i due collettori}$$

OSSERVAZIONE

abbiamo visto dipende da i_C

[SICCOME LA r_{e1} NON È STABILE SI PUÒ OVVIARE AL PROBLEMA PONENDO UNA PICCOLA RESISTENZA $R \approx \Omega$ SUGLI EMITTITORI DI Q_1 E Q_2 CHE RENDA TRASCURABILE LA DIPENDENZA DEL GUADAGNO DA r_{e1}



IL GUADAGNO DIFFERENZIALE IN QUESTO MODO DIVENTA:

$$g_{diff} = \frac{R_c}{R_E \cdot \cancel{(R_E + R)}} = \frac{R_c}{R_E \cdot \cancel{R}} \approx 10^3$$

IL GUADAGNO DI MODO COMUNE È DATO DAL RAPPORTO TRA R_c E L'IMPIEDENZA VISTA DAL COLLETORE DI Q_3 CHE, COME SAPPIAMO, È DELL'ORDINE DEL $M\Omega$:

$$g_{m.c.} = \frac{R_c}{2(R_E)} \approx \frac{10^3 \Omega}{10^6 \Omega} = 10^{-3}$$

QUINDI IL FATTORE DI REIEZIONE DIVENTA:

$$C.M.R.R. = \frac{g_{diff}}{g_{m.c.}} = 10^6$$

QUELLO QUI RIPORTATO È UN ESEMPIO DI CARICO ATTIVO, MOLTO GREZZO, IL SUO SCOPO È PURAMENTE DIDATTICO. IN GENERALE, QUANDO SI PARLA DI CARICHI ATTIVI O SI RIFERISCE SEMPRE AD USCITE DI COLLETORE (O AD USCITE DI DRAIN NEL CASO DEI MOS)

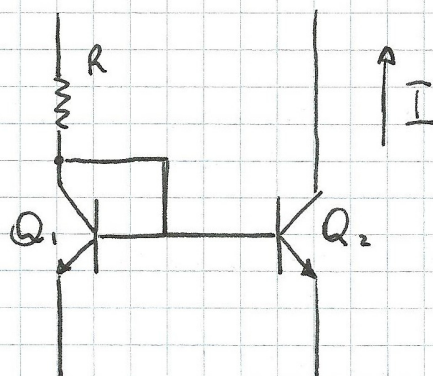
SPECCHIO DI CORRENTE

NELLE LORO APPLICAZIONI PRATICHE, GLI AMPLIFICATORI DIFFERENZIALI VENGONO USATI COME STADIO DI INGRESSO DEGLI AMPLIFICATORI OPERAZIONALI, CHE SONO CIRCUITI INTEGRATI. LA PRESENZA DELLE NUMEROSE RESISTENZE NEI CIRCUITI PRESI IN ESAME FINO AD ORA, NON SI CONCILIA CON TALE NECESSITÀ DI INTEGRAZIONE.

PER OVVIARE A QUESTO PROBLEMA SI INTRODUCONO I COSIDDETI

SPECCHI DI CORRENTE

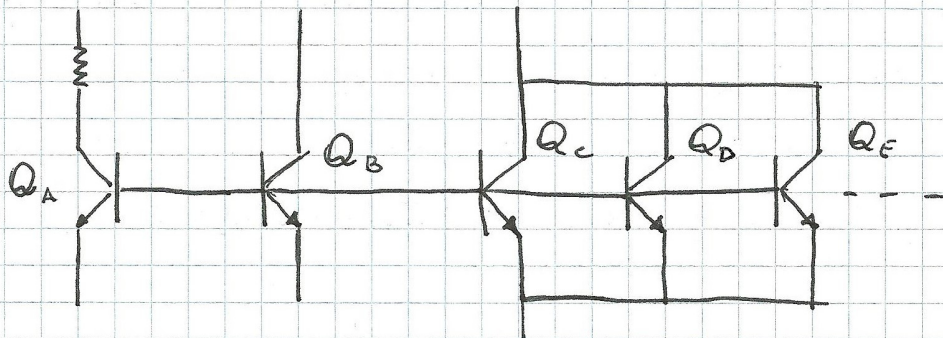
NELLA CONFIGURAZIONE A SPECCHIO DI CORRENTE TUTTI I CARICHI PASSIVI PRESENTI NELLA MAGLIA CHE FA DA GENERATORE DI CORRENTE (CHE NELLO SCHEMA PRECEDENTE ERA COSTITUITO DA Q_3) VENGONO SOSTITUITI DA CARICHI ATTIVI. IL GENERATORE DI CORRENTE IN QUESTA NUOVA CONFIGURAZIONE ASSUME LA SEGUENTE FORMA :



LA CORRENTE GENERATA NEL RAMO DI Q_1 È LA STESSA CHE SI GENERA SUL RAMO DI Q_2 ~~perché~~ ^{perché} $V_{BE}(Q_1) = V_{BE}(Q_2)$ E QUINDI $I_c(Q_1) = I_c(Q_2)$.

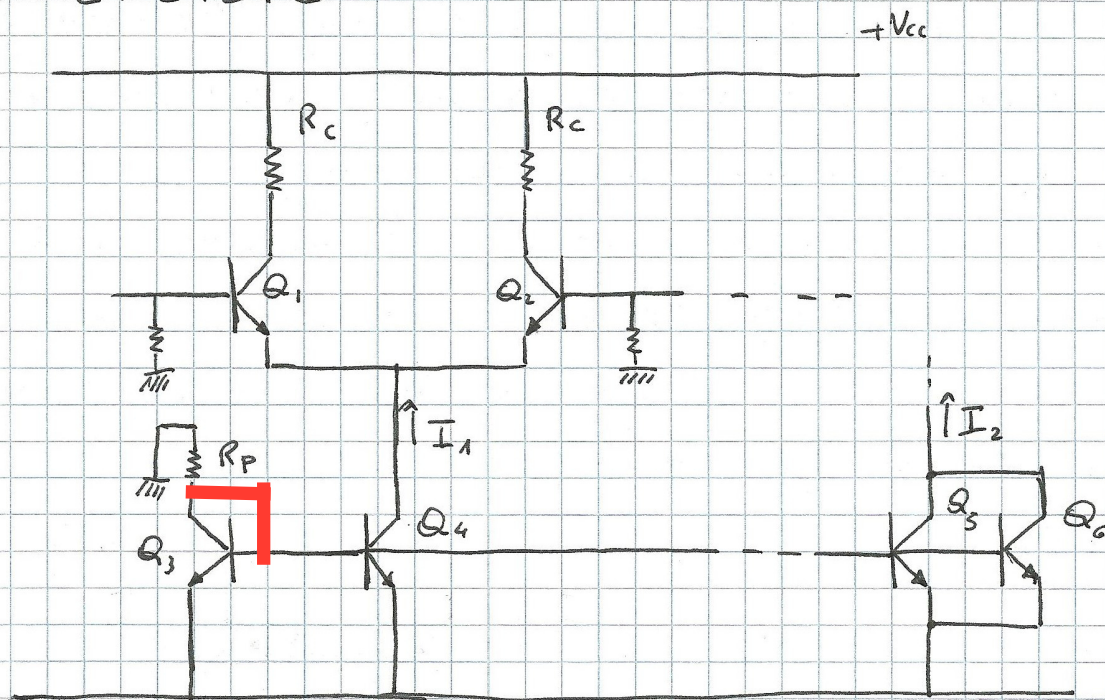
TRA INNUMEROSI VANTAGGI CHE QUESTA CONFIGURAZIONE PRESENTA (A PARTE L'INTEGRABILITÀ) VI È ANCHE LA POSSIBILITÀ DI FARNE UN GENERATORE MULTIPLO.

[UN UNICO SPECCHIO DI CORRENTE FA DA CIRCUITO DI SERVIZIO CHE PUÒ ESSERE UN GENERATORE PER PIÙ STADI CONTIGUI



CON RIFERIMENTO ALLO SCHEMA DI SOPRA, LO SPECCHIO DI CORRENTES
 GENERA UNA CORRENTE NEL RAMO DI Q_B CHE E' LA STESSA
 GENERATA NEL RAMO DI Q_C (SICCOME $V_{BE}(Q_B) = V_{BE}(Q_C)$)
 E PONENDO ALTRI TRANSISTOR IN PARALLELO CON Q_C E' POSSIBILE
 GENERARE, ALLA FINE DELLA COSTOLA, UNA CORRENTE CHE E'
 MULTIPLO DI QUELLA GENERATA SUL TRANSISTOR INIZIALE.
 (3 TRANSISTOR IN PARALLELO MI DANNO $3 \cdot I$; 4 MI DANNO $4 \cdot I$
 E COSI' VIA). QUESTE CORRENTI OVVIAMENTE VENGONO
 GENERATE SU ALTE IMPEDENZE.]

ESERCIZIO



SUPPONIAMO DI VOLER PROGRAMMARE UNA CORRENTE $I_1 = 1 \text{ mA}$

SI $V_{cc} = +15 \text{ V}$, $V_{EE} = -15 \text{ V}$

PER LA POLARIZZAZIONE SI HA:

$$V_E(Q_4) = -0,7 \text{ V}$$

$$V_B(Q_4) = -14,3 \text{ V}$$

POICHE'

~~$$V_E(Q_3) = 0 \text{ V}$$~~

$$V_B(Q_4) = V_C(Q_4) = -14,3 \text{ V}$$

SI HA:

$$R_P \approx 14 \text{ k}\Omega$$

SE IN UN'ALTRA PARTE DEL CIRCUITO HO BISOGNO DI UNA CORRENTE $I_2 = 2 \text{ mA}$ COLLEGO LO SPECCHIO DI CORRENTE AD UNA COPPIA DI TRANSISTOR IN PARALLELO TUTTI CON LA STESSA V_{BE} (COME SI EVINCE DALLA FIGURA)

[E' SEMPRE MEGLIO AVERE UNA GRAN QUANTITA' DI TRANSISTOR PIU' TOSTO CHE UNA SOLA RESISTENZA, DI FINI DELL'INTEGRAZIONE.]

~~VALUTIAMO LA SENSIBILITA' IN TEMPERATURA DI QUESTO CIRCUITO~~

~~IL CONTROLLO IN TEMPERATURA CHE E' OPERATO DAL PIANO~~

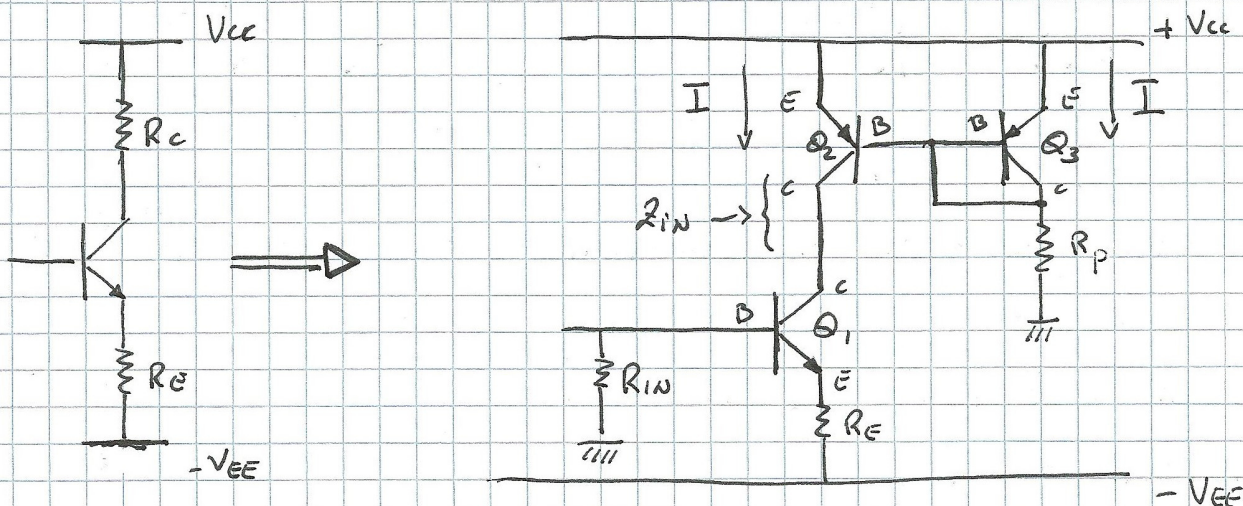
~~CHE SERVA DA Q3 POTRE' ALL'INCONTRO DELLE TEMPERATURE~~

~~STABILIRE IL VALORE DI I_2 AL VALORE DI 2 mA (LA CORRENTE~~

~~E' PROGRAMMATA DALLA RESISTENZA R_P), ANCHE IL~~

~~V_{BE} DI Q3 CHE FORMA UNO SPECCHIO DI CORRENTE~~

SUPPONIAMO, A QUESTO PUNTO, DI ELIMINARE TUTTE LE RESISTENZE RIMASTE NEL CIRCUITO. CONSIDERIAMO, PER SEMPLICITA', IL SINGOLO TRANSISTOR E VEDIAMO COME SOSTITUIRE LA R_C CON UN CARICO ATTIVO:



al posto della classica R_C

METENDO SUL COLLETORE DI Q_1 IL COLLETORE DI Q_2 IL SEGNALE IN INGRESSO VEDE UN'IMPIEDENZA DELL'ORDINE DEI $\text{M}\Omega$ (UTILE PER OTTENERE UN GUADAGNO ELEVATO)

ESERCIZIO

POLARIZZARE IL CIRCUITO IN FIGURA:

$$V_{CC} = +10V$$

$$V_{EE} = -10V$$

$$V_B(Q_1) = 0V$$

$$V_E(Q_1) = -0,7V$$

PER GARANTIRMI UNA BUONA DINAMICA IMPONGO:

$$V_C(Q_1) = 4V = V_C(Q_2)$$

N.B.: PER OTTENERE 4V SUL COLLETORE DI Q_2 A PARTIRE DA UNA $V_{CC} = +10V$ E' NECESSARIO CHE LA POLARITA' DEL TRANSISTOR Q_2 SIA INVERTITA RISPETTO A QUELLI PRESI IN ESAME FINO AD ORA. QUINDI I Q_2, Q_3 DEVONO ESSERE PNP (NON NPN) PER AVERE LA TENSIONE DI COLLETORE PIU' BASSA DI QUELLA DI EMETTORE

PER AVERE UNA CORRENTE $I = 1mA$ DETERMINO IL VALORE DI R_P NELLO SPECCHIO DI CORRENTE. POIENIE':

$$V_B(Q_2) = V_B(Q_3) = 0,7V$$

SI HA:

$$V_C(Q_3) = 9,3V$$

$$R_P = 9,3 K\Omega$$

QUESTA SOLUZIONE GARANTISCE UN GUADAGNO ELEVATISSIMO

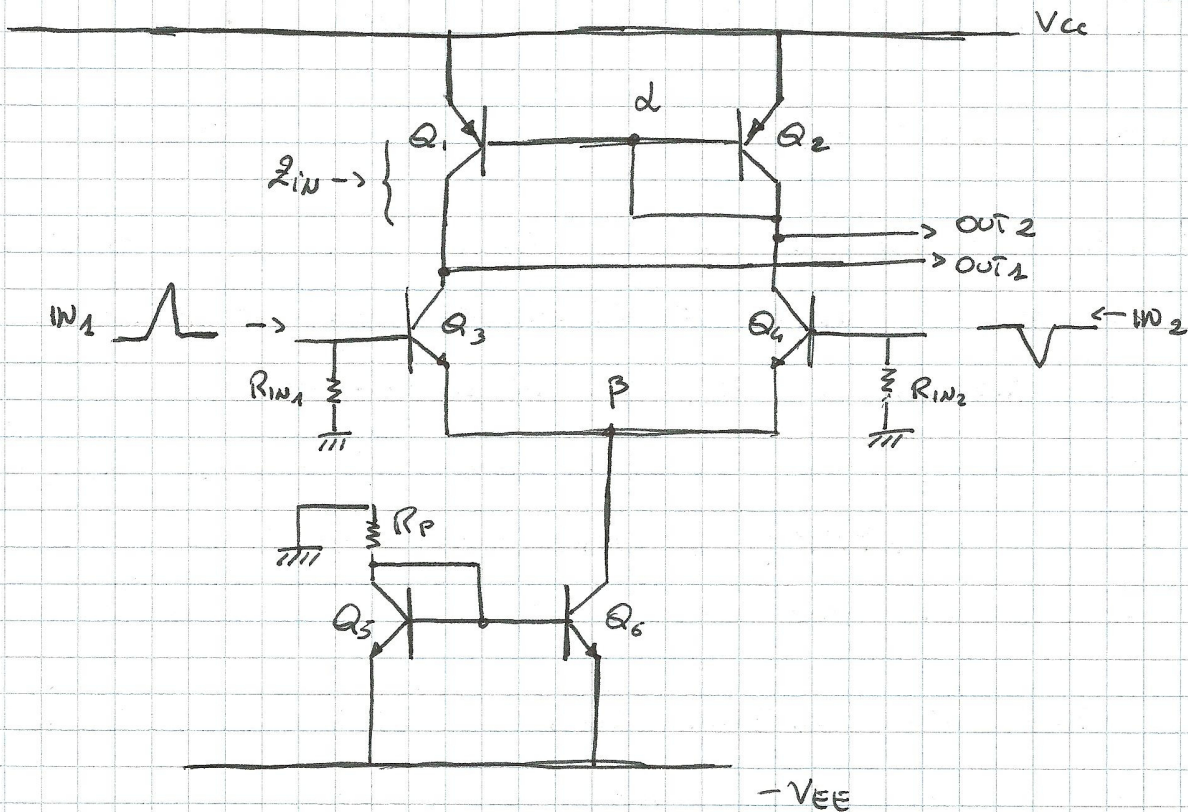
poiché la R_E è ~~costante~~ **lo specchio di corrente e la base di Q_1 fissa**

~~garantiscono la stabilità in temperatura~~

~~il guadagno è dato da:~~

$$G = \frac{Z_{in}}{R_E(Q_1)} = \frac{1M\Omega}{\Omega} \approx 10^5$$

[N.B.: QUESTA SOLUZIONE E' PERFETTA PER L'INTEGRAZIONE POICHE' E' L'UNICA RESISTENZA DA INTEGRARE OBBLIGATORIAMENTE E' ~~LA~~ R_P ~~MA NON~~ R_E ~~E' OBBLIGATORIA~~ ^{mentre} R_{IN} NON RIENTRA NEL CIRCUITO INTEGRATO, MA VIENE MONTATA ALL'ESTERNO APPLICANDO QUESTO CONCETTO ALL'AMPLIFICATORE DIFFERENZIALE INESADME PER RIMUOVERE LE RESISTENZE R_C



PER QUANTO DETTO FINO AD ORA:

$$g(OUT_1) = \frac{Z_{IN}}{2r_{e(Q_3)}} = \frac{M\Omega}{\Omega} \approx 10^5$$

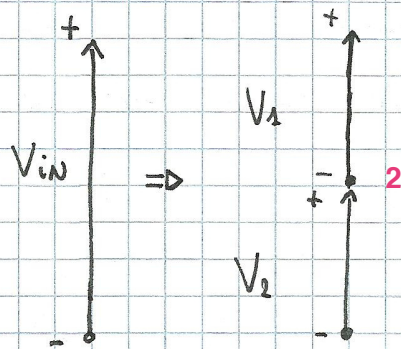
Uscite da singoli collettori

$dV_{be}(Q_2)/dI_C =$

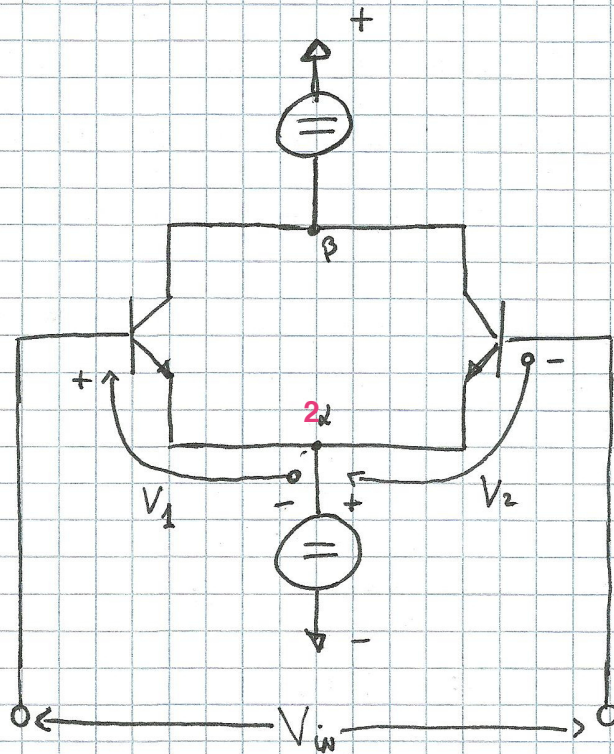
L'USCITA OUT 2 E' PRESA SU UNA BASSA IMPEDENZA ($r_{e(Q_2)}$) QUINDI NON VA PRESA IN CONSIDERAZIONE POICHE' NON AMPLIFICA. PERTANTO IN QUESTO CASO E' OPPORTUNO EVITARE DI PRENDERE LE USCITE DIFFERENZIALI, ~~E' OBBLIGATORIA~~ ^{l'uscita sara'} ~~PER~~ SINGLE ENDED. FACCIAMO UN PASSO INDIETRO →

ANDIAMO A GUARDARE PIÙ NEL DETTAGLIO COME VIENE
REALIZZATO UN INGRESSO DIFFERENZIALE.

IN SOSTANZA, QUELLO CHE SI FA È APPLICARE IL
SEGNALE TRA LE DUE BASI DI Q_1 E Q_2 (CON RIFERIMENTO
ALLA FIGURA SUCCESSIVA), QUESTO SI DIVIDERÀ AUTOMATICAMEN-
TE RISPETTO AL PUNTO ~~2~~ 2 IN DUE SEGNALI V_1 , V_2 DI
POLARITÀ OPPOSTA IN QUESTO MODO:



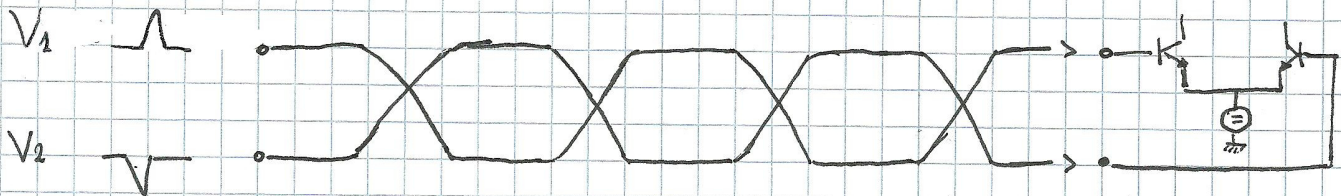
SCHEMATICAMENTE (SEMPLIFICANDO GLI SPECCHI DI CORRENTE
CON I SIMBOLI GRAFICI DEI GENERATORI DI CORRENTE) SI
HA:



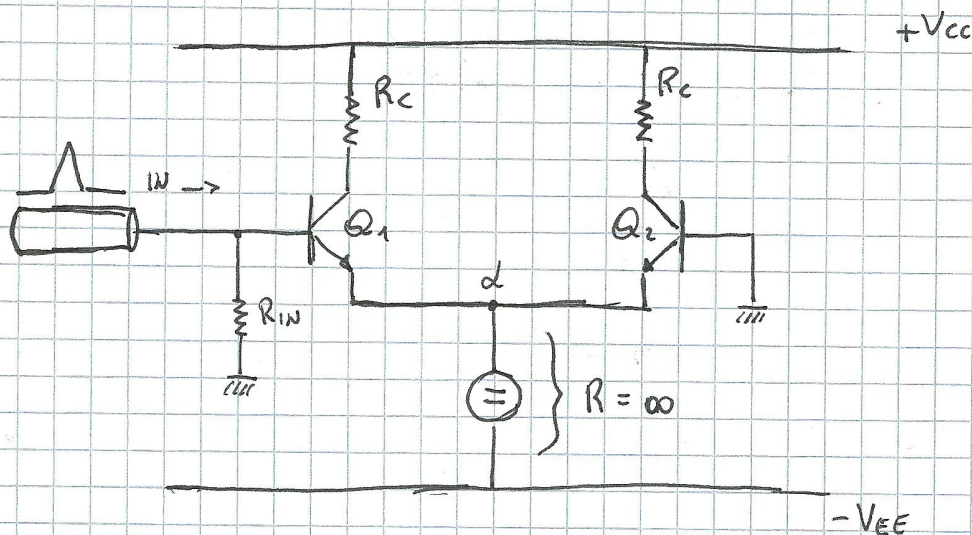
UN METODO PER DIBBARE IL RUMORE SUI SEGNALE E' QUELLO DI RICORRERE ALLE COSIDDETTE "COPPIE DIFFERENZIALI"

[IN QUESTA MODALITA' L'ABBATTIMENTO DEL RUMORE SI OPERA **anche** IN FASE DI TRASMISSIONE: DUE SEGNALE UGUALI IN MODULO ED OPPOSTI IN SEGNO VENGONO INIERTATI SU DUE CONDOTTO RI RITORTI (DOPPIO RITORTO O TWISTED PAIR).

I RUMORI SUI DUE SEGNALE GENERANO CORRENTI ELETTROMAGNETICHE CHE SI COMPENSANO PER LA PARTICOLARE FORMA DEI DUE CONDOTTO RI. LE USCITE DEL TWISTED PAIR VANO POI IN INGRESSO ALL'AMPLIFICATORE DIFFERENZIALE]



NON SEMPRE PERO' C'E' LA POSSIBILITA' DI FARE UN INGRESSO DIFFERENZIALE. [TALVOLTA, E PER I PIU' SVARIATI MOTIVI, CI SI TROVA NELLA CONDIZIONE DI NON POTER SPLITARE IL SEGNALE IN INGRESSO NEI DUE SEGNALE DI POLARITA' OPPOSTA DO MANDARE SULLE BASI DEI DUE TRANSISTOR CHE COSTITUISCONO L'AMPLIFICATORE] IN QUESTI CASI SI PROCEDE IN QUESTO MODO:

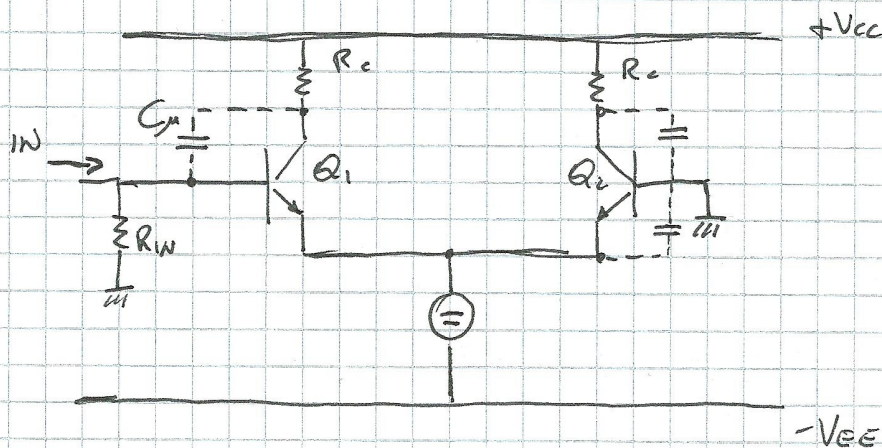


SU Q_1 VIENE INIESTATO IL SEGNALE USCENTE DALLA LINEA DI TRASMISSIONE E Q_2 VIENE COLLEGATO A MASSA. IN QUESTA CONFIGURAZIONE IL PUNTO $\downarrow$ NON E' PIU' FERMO (COME IL FULERO DELL'ALTELENA TRA I DUE SEGNALE DIFFERENZIALI) POICHE' DA UN LOTO HA UN SEGNALE OSCILLANTE E DALL'ALTRO UNA MASSA. TUTTAVIA, POICHE' L'IMPIEDENZA VISTA DAL PUNTO $\downarrow$ VERSO IL GENERATORE DI CORRENTE E' MOLTO ELEVATA, E POICHE' I SEGNALE IN ESAME SONO SEMPRE PIUTOSTO PICCOLI ($\sim mV$), IN PRIMA APPROSSIMAZIONE IL PUNTO $\downarrow$ SI PUO' CONSIDERARE FISSO E PERTANTO TUTTE LE CONSIDERAZIONI FATE IN PRECEDENZA CONTINUANO A VALERE ANCHE IN MANCANZA DELL'INGRESSO DIFFERENZIALE.

A BEN GUARDARE, QUESTO CIRCUITO E' COSTITUITO DA UN TRANSISTOR (Q_1) IN CONFIGURAZIONE C.E. E DA UN TRANSISTOR (Q_2) IN CONFIGURAZIONE B.C.

QUESTO SCHEMA, OLTRE AD ESSERE QUELLO UTILIZZATO QUANDO NON VI E' LA POSSIBILITA' DI FARE INGRESSI DIFFERENZIALI, E' ANCHE QUELLO CHE RISOLVE IL PROBLEMA DELL'EFFETTO MULLER.

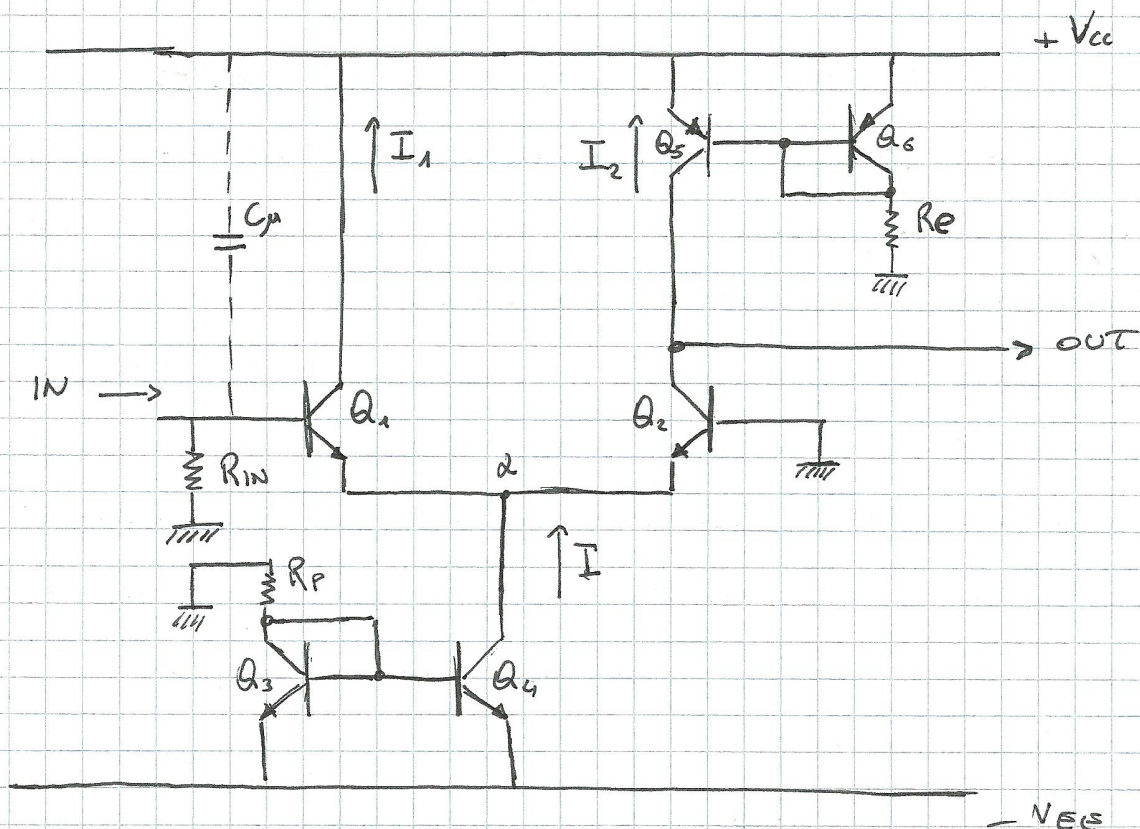
[FINO A QUESTO MOMENTO NON ABBIAMO CONSIDERATO CHE, PREOCCUPATI SOLO DI AVERE IL PIU' POSSIBILE IL GUADAGNO DI QUESTO STADIO, LA CAPACITA' PARASSITA DI MULLER, MOLTIPLICATA PER QUESTO ALTO GUADAGNO, ~~compromette~~ ENORMEMENTE LA BANDA PASSANTE:



PER RISOLVERE IL PROBLEMA DELL'EFFETTO MILLER SI RIMUOVE LA RESISTENZA $R_c(Q_1)$ PER IMPEDIRE AL TRANSISTOR Q_1 IN CONFIGURAZIONE C.E. ~~DI AVERE~~ ^{avere} GUADAGNO. IL GUADAGNO È AFFIDATO AL SECONDO TRANSISTOR CBE, ESSENDO UN B.C., NON DÀ PROBLEMI DI BANDA PASSANTE (LE CAPACITÀ DI MILLER SU Q_2 SONO TUTTE VERSO MASSA E NON AGISCONO SUL SEGNALE). PER FAVORIRE L'INTEGRAZIONE RIMOVIAMO ANCHE $R_c(Q_2)$ E LA SOSTITUIAMO CON UN CARICO ATTIVO.

ESERCIZIO

PROGETTARE E POLDRIZZARE UN AMPLIFICATORE DIFFERENZIALE PER ALTE FREQUENZE.



SIA $V_{cc} = 10 \text{ V}$, $V_{EE} = -10 \text{ V}$, $I = 1 \text{ mA}$; $I_1 = I_2 = \frac{I}{2} = 0.5 \text{ mA}$

$$V_{BE}(Q_1) = -0.7 \text{ V}$$

$$V_Q = -0.7 \text{ V}$$

$$R_p = \frac{(10 - 0.7) \text{ V}}{1 \text{ mA}} = 9.3 \text{ k}\Omega$$

IL GUADAGNO È DATO DALL'IMPIEDENZA DEL CARICO ATTIVO
COSTITUITO DA Q_5, Q_6 FRATTO LA RESISTENZA DI EBERS MOLL
DI Q_2 :

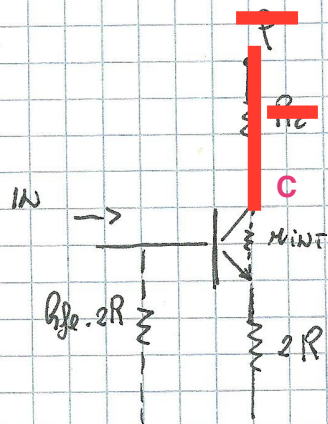
$$G = \frac{2(Q_5, Q_6)}{r_e(Q_2)} \approx \frac{M \Omega}{\Omega} = 10^5$$

IN TERMINI DI IMPEDENZE SI HA:

$$Z_{IN} (DIFF) = [r_e(Q_1) + r_e(Q_2)] \cdot h_{fe}$$

PER QUANTO RIGUARDA IL GUADAGNO DIFFERENZIALE,

L'IMPIEDENZA DAL PUNTO DI VISTA DEL GUADAGNO DI MODO
COMUNE È DIVERSA, ESSENDO ESSO MOLTO MINORE DI 1.
DAL PUNTO DI VISTA DEL RUMORE IL CIRCUITO SI PUÒ
RAPPRESENTARE IN QUESTO MODO:



DOVE r_{int} È L'IMPIEDENZA DEL GENERATORE DI CORRENTE (CHE
È MOLTO ELEVATA), r_{int} È LA RESISTENZA INTERNA DEL
TRANSISTOR CHE VA IN SERIE CON R_e (CHE È UNO DEI
PUNTI C) IL PUNTO C SI PUÒ
CONSIDERARE FISSO IN ALTERNATIVA). QUINDI L'IMPIEDENZA VISTA
DAL RUMORE È ELEVATISSIMA:

$$Z_{IN} (C.M.) = [r_e(Q_1) + r_e(Q_2)] h_{fe} \quad h_{fe} \times (r_{int} // 2R)$$

PER QUANTO RIGUARDA L'IMPEDENZA DI USCITA, ESSA È
UGUALE ALLA RESISTENZA DI CARICO DELLO SPECCHIO DI CORRENTE
COSTITUITO DA Q_3, Q_6 .

$$Z_{out} \approx R_c(Q_6)$$