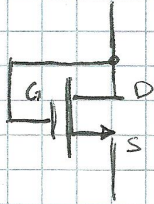


LEZIONE 13

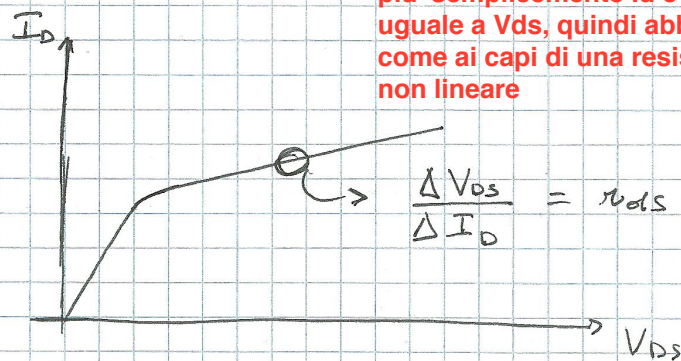
PER QUANTO DETTO PRECEDENTEMENTE, UN MOS IN UNA SIMILE CONFIGURAZIONE:



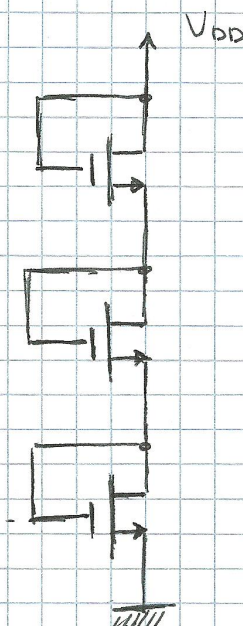
SI COMPORTA COME UNA RESISTENZA

[E' SEMPRE IN SATURAZIONE QUINDI LA SUA CARATTERISTICA ESPRIME UNA RELAZIONE TRA V_{DS} E I_D A CUI CORRISPONDE UNA RESISTENZA INTRINSECA r_{DS}

piu' semplicemente I_D e' funzione di V_{GS} che e' uguale a V_{DS} , quindi abbiamo $I_D = f(V_{DS})$ esattamente come ai capi di una resistenza ma con funzione non lineare



QUESTO IMPLICA CHE, IN UN CIRCUITO INTEGRATO, UN RESISTORE RESISTIVO VIENE REALIZZATO NEL SEGUENTE MODO:



$I_D = f(V_{DS})$ $V_{GS} = V_{DS}$ caduta di tensione come una resistenza $V_{DS} = R_{DS} \times I_{DS}$

3 cadute di tensione

I COMPONENTI DEL PARTITORE SARANNO CARATTERIZZATI DA UN k E DA UNA RESISTENZA INTRINSECA μ_{ds} INDIVIDUATO AL PUNTO DI LAVORO.

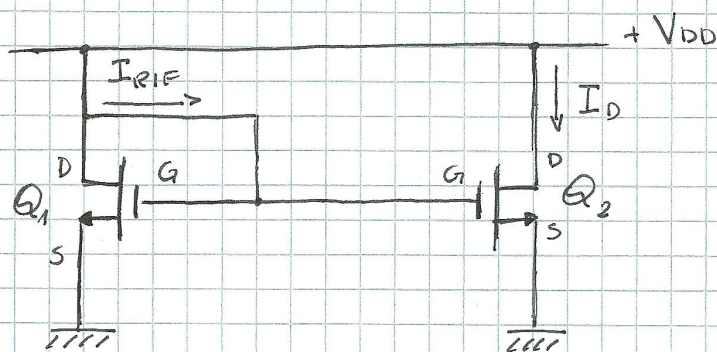
SI PUO' FARE UN DISCORSO ANALOGO PER I MOSFET DEPLETION CASE IN QUESTA CONFIGURAZIONE:



per $V_{gs} = 0$ $I_{ds} = f(V_{ds})$

SI COMPORRANNO COME DELLE RESISTENZE.

L'USO DEI MOS COME CORRENTI ATIVI COMPORRANNO IL FATTO DI POTERLI ADOPERARE NELLA PROGETTAZIONE DEGLI SPECCHI DI CORRENTE:



EVIDENTEMENTE SI HA CHE $V_{GS1} = V_{GS2}$, I TRANSISTOR SARANNO CARATTERIZZATI DAI RISPETTIVI PARAMETRI k_1 E k_2 E LA CORRENTE DI RIFERIMENTO I_{REF} E' DATA DA:

$$I_{REF} = k_1 (V_{GS} - V_{t1})^2$$

NEL TRANSISTOR Q_2 SCORRE UNA CORRENTE PARI A:

$$I_{D2} = k_2 (V_{GS} - V_{t2})^2$$

SE IMPONGO $k_1 = k_2$ AVRO' LA STESSA CORRENTE CHE SCORRE IN ENTRAMBI I DISPOSITIVI. SE I PARAMETRI SONO DIVERSI (AMMESSO CHE $V_{t1} = V_{t2}$) OTTIENIAMO UNA RELAZIONE TRA LA

2.13 CORRENTE DI RIFERIMENTO E LA CORRENTE DI Q_2 :

$$I_{D_2} = I_{REF} \frac{K_2}{K_1} = I_0$$

LA CORRENTE CHE SCORRE IN Q_2 È LA CORRENTE PROGRAMMATA DALL'O SPECCHIO CHE VIENE USATA PER ALIMENTARE CIRCUITI PIÙ GRANDI, ANALOGAMENTE A QUANTO FATTO IN PRECEDENZA CON I BJT.

LA DIFFERENZA È CHE, MENTRE NEL CASO DEI BJT BISOGNAVA AGGIUNGERE DEI BJT IN PARALLELO A Q_2 PER AUMENTARE IL VALORE DELLA CORRENTE PROGRAMMATA NEL PRIMO TRANSISTORE, CON I MOS È SUFFICIENTE MODIFICARE IL PARAMETRO K_2 DI Q_2 SENZA INTRODURRE ALTRI DISPOSITIVI.

RICORDANDO CHE IL PARAMETRO K È DATO DA:

$$K = \frac{1}{2} \mu C_{ox} \frac{W}{L}$$

PER PROGETTARE UNO SPECCHIO DI CORRENTE CHE GENERI UN VALORE DI CORRENTE BISOGNA SCEGLIERE OPPORTUNAMENTE LE DIMENSIONI DEL CANALE DEI DUE MOS CHE LO COSTITUISCONO

$$I_0 = I_{REF} \cdot \frac{\left(\frac{W}{L}\right)_2}{\left(\frac{W}{L}\right)_1}$$

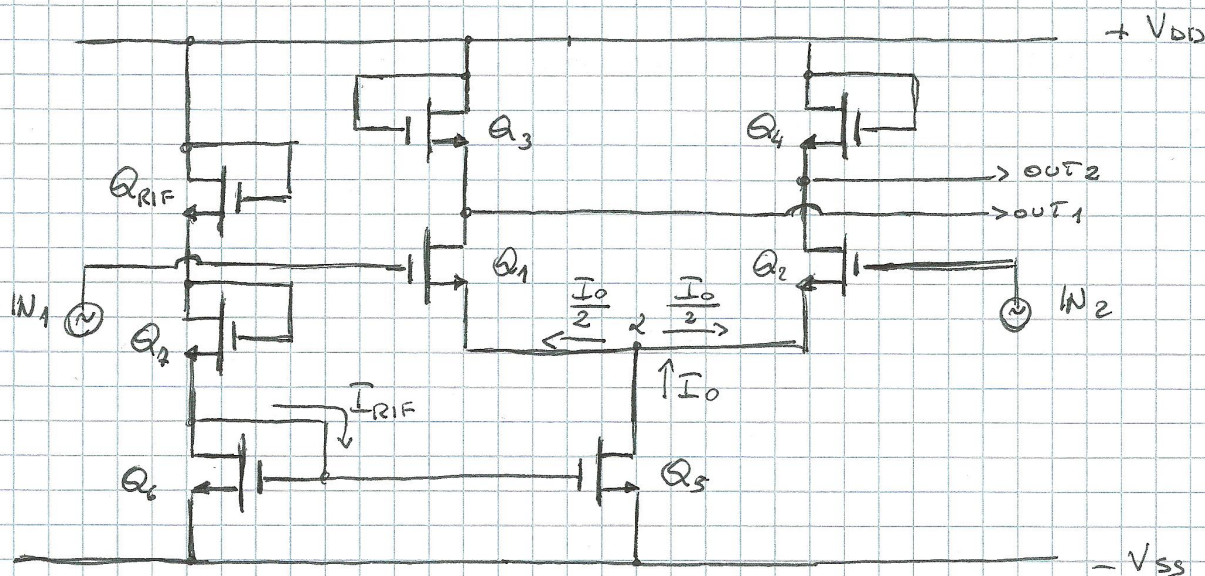
[LA PROGETTAZIONE DI QUESTI CIRCUITI VIENE AFFIDATA A PARTICOLARI PROGRAMMI DI SIMULAZIONE

ESERCIZIO

PROGETTARE UN CIRCUITO DIFFERENZIALE A MOS CHE ABBAIA SOLO CARICHI ATTIVI:

C'È BISOGNO DI DUE MOS AFFACCIAATI TRA LORO, UN GENERATORE DI CORRENTE CHE FORNISCA UN'IMPEREDENZA ELEVATA REALIZZATO COME SPECCHIO DI CORRENTE E INFINE C'È BISOGNO DI CARICHI ATTIVI SUI DRAIN DEI DUE MOS AFFACCIAATI E SUL

DATE DELLO SPECCHIO DI CORRENTE PER FARE DA PARTITORE DI TENSIONE. A SECONDA DEI PARAMETRI CHE SCELGO PER I MOS DEL PARTITORE POSSO DECIDERE LA CORRENTE DI RIFERIMENTO DA DARE ALLO SPECCHIO DI CORRENTE.



QUESTO CIRCUITO HA UN GUADAGNO MODESTO (POICHÉ LE USCITE SONO PRESE SUI SOURCE DEI CARICHI AVALI CONTRO QUELLO CHE NE CONSEGNE IN TERMINI DI IMPEDENZE) TUTTAVIA PRESENTA, PROPRIO PER QUESTO, UNA ELEVATA PANDA PASSANTE (LE CAPACITÀ DI MILLER VENGONO MOLTIPLICATE PER UN GUADAGNO BASSO).

IN FASE DI PROGETTAZIONE È DOPO SCEGLIERE PER Q_3 E Q_4 DEI PARAMETRI K TALI CHE:

$$K_3 = K_4 = \frac{K_{RIF}}{2}$$

QUESTO PERCHÉ IL VALORE DI QUESTI K DEVE ESSERE COMPATIBILE CON LA CORRENTE CHE SCORRE NEI RISPETTIVI RAMI, CHE SAPPIDMO ESSERE LA METÀ DI QUELLO CHE SCORRE IN Q_{RIF} :

$$I_{D3} = I_{D4} = \frac{I_0}{2}$$

INOLTRE SCEGLIAMO $Q_5 = Q_6 = Q_7 = Q_{RIF}$ QUINDI $k_5 = k_6 = k_7 = k_{RIF}$

E PERTANTO $\left(\frac{W}{L}\right)_5 = \left(\frac{W}{L}\right)_6 = \left(\frac{W}{L}\right)_7 = \left(\frac{W}{L}\right)_{RIF}$

QUESTA SCELTA IMPLICA DI CONSEGUENZA CHE:

$V_{GS} = V_{DS}$

$$V_{GS6} = V_{GS7} = V_{GS-RIF} = \frac{V_{DD} - V_{SS}}{3}$$

E INFINE POSSIAMO CALCOLARE LA CORRENTE DI RIFERIMENTO:

$$\begin{aligned} I_{D6} = I_{D7} = I_{D-RIF} &= k_{RIF} (V_{GS-RIF} - V_{tRIF})^2 = \\ &= k_{RIF} \left(\frac{V_{DD} - V_{SS}}{3} - V_{tRIF} \right)^2 \end{aligned}$$

RICORDANDO LA RELAZIONE TRA LA CORRENTE DI RIFERIMENTO E LA CORRENTE DI ALIMENTAZIONE DEL DIFFERENZIALE SI HA:

$$I_{RIF} = I_0 \frac{k_6}{k_5}$$

MA AVENDO SCELTO $k_6 = k_5$ SI HA:

$$I_{RIF} = I_0$$

NOTA I_0 SI PUO' CALCOLARE LA CORRENTE CHE SCORRE NEI MOS DEL DIFFERENZIALE:

$$I_{Q1} = I_{Q2} = I_{Q3} = I_{Q4} = \frac{I_0}{2} = \frac{I_{RIF}}{2}$$

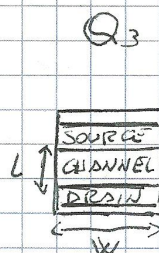
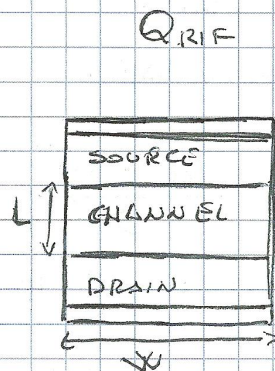
IN CUI DERIVA QUANTO DETTO PRIMA: $k_3 = k_4 = \frac{k_{RIF}}{2}$, PER LA COMPATIBILITA'.

IN FASE DI PROGETTAZIONE QUINDI, IL SIMULATORE DEVE ANCHE FORNIRE I PARAMETRI COSTRUTTIVI DEI DISPOSITIVI

UTILIZZATI AFFINCHE' TUTTA LA STRUTTURA SIA COMPATIBILE CON LE CORRENTI IN GIOCO.

AD ESEMPIO, POIENÉ $K_3 = \frac{K_{RIF}}{2}$, VOLENDO DISEGNARE Q_{RIF} E Q_3

SI HA :



IN CONTINUA SI HA :

$$V_{OUT1} = V_{DD} - V_{DS3}$$

HA POIENÉ :

$$V_{DS3} = \frac{V_{DD} - V_{GS}}{3}$$

SI HA :

$$V_{OUT1} = \frac{V_{DD}}{3} + \frac{V_{SS}}{3}$$

IN ALTERNATIVA SI HA :

$$G_{DIFF}(Q_1) = \frac{1}{2} g_{m1} \cdot \left(\frac{1}{g_{m3}} \parallel r_{o3} \parallel r_{o1} \right)$$

DOVE LE r_{o1} , r_{o3} SONO LE RESISTENZE DI USCITA DEI DISPOSITIVI IN SATURAZIONE. POIENÉ r_{o3} , $r_{o1} \gg \frac{1}{g_{m3}}$ SI

HA :

$$G_{DIFF}(Q_1) \approx \frac{1}{2} \frac{g_{m1}}{g_{m3}}$$

ANALOGAMENTE :

$$G_{DIFF}(Q_2) = \frac{1}{2} \frac{g_{m2}}{g_{m4}}$$

IL GUADAGNO TOTALE SARÀ:

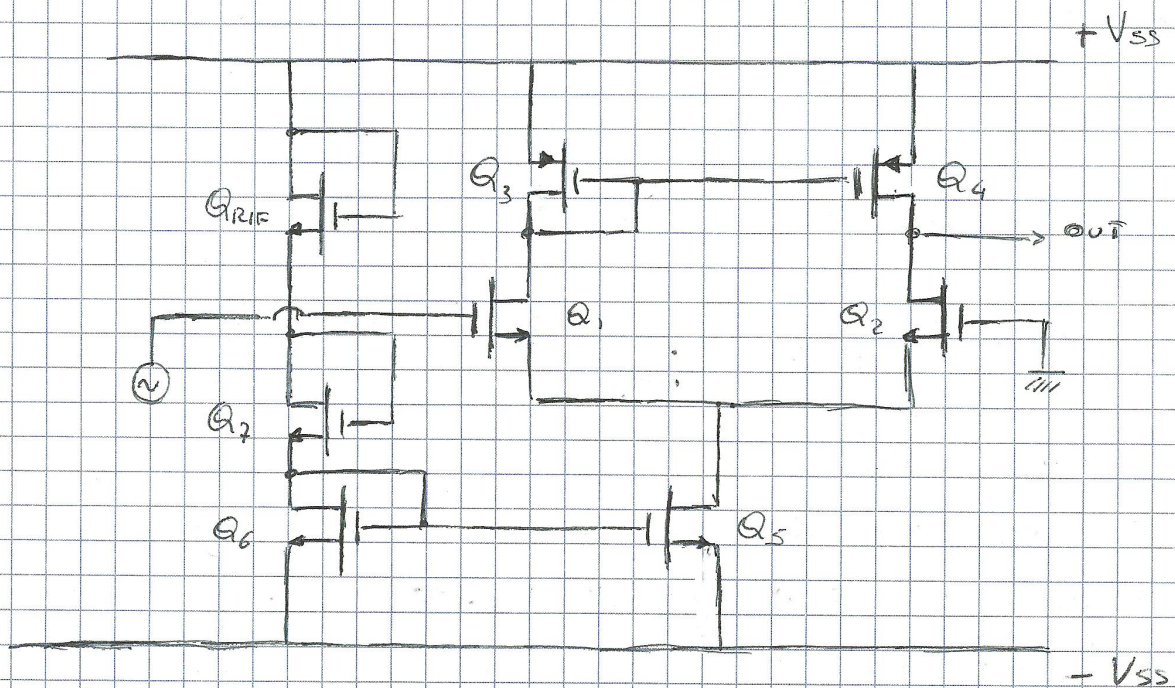
$$G_{DIFF} = \frac{g_{m1}}{g_{m3}} = \frac{g_{m2}}{g_{m4}}$$

IL GUADAGNO DI MODO COMUNE È DATO DA:

$$G_{C.M.} \approx \frac{1}{2\mu_0 g_{m5}}$$

DOVE μ_0 È L'IMPIEDENZA VISTA DAL DRAIN DI Q_5 CHE È MOLTO ELEVATA.

PER INCREMENTARE IL GUADAGNO MODIFICHIAMO IL CIRCUITO IN QUESTO MODO:



PER AUMENTARE IL GUADAGNO È SUFFICIENTE INVERTIRE LA POLARITÀ DEI MOS Q_3 E Q_4 IN MODO DA AVERE UN DRAIN SULL'USCITA INVECE CHE UN SOURCE, CHE OFFRE AL SEGNALE UNA IMPEDENZA MOLTO MIGLIORE CON LE CONSEGUENZE NOTTE SUL GUADAGNO.

INOLTRE, SICCOME IL RAMO DI Q_1 NON GUADAGNA

[QUESTO PERCHÉ, PER COME È FATTA LA CONFIGURAZIONE DI Q_3 , IL DRAIN DI Q_1 VEDE LA VARIAZIONE GATE SOURCE IN ALTERNATA, CHE NON È ALTRO CHE $\frac{1}{g_m} = \frac{\partial V_{GS}}{\partial I_D}$]

L'USCITA È PRESA SINGLE ENDED SUL RAMO DI Q_2 CHE È POSTO IN CONFIGURAZIONE C.G. CON IL GATE A MASSA PER GARANTIRE UNA BANDA PASSANTE INTEGRA.

VALUTIAMO IL GUADAGNO DI QUESTA MIGLIA:

$$I_{Q_3} = g_{m3} V_{GS3}$$

$$I_{Q_4} = g_{m4} V_{GS4}$$

VALE LA SEGUENTE UGUAGLIANZA

$$V_{GS3} = V_{GS4} = V_{D1}$$

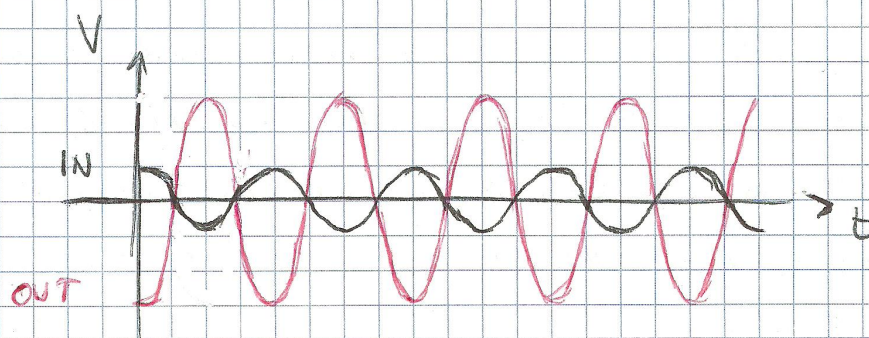
IL GUADAGNO DEL RAMO DI Q_1 È SEMPRE:

$$G_{DIFF}(Q_1) = \frac{1}{2} g_{m1} \left[\frac{1}{g_{m3}} \parallel r_{o3} \parallel r_{o1} \right] = \frac{1}{2} \frac{g_{m1}}{g_{m3}}$$

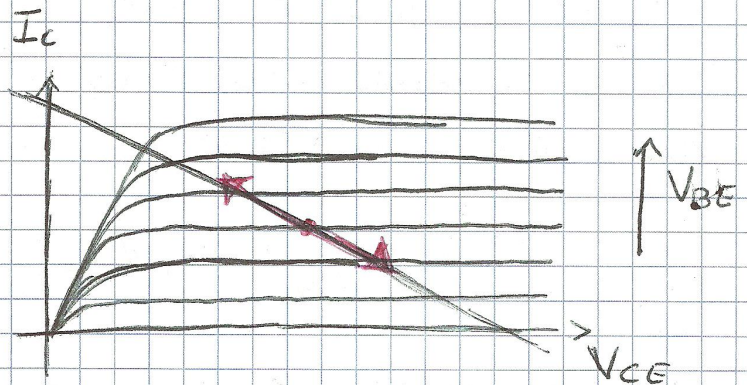
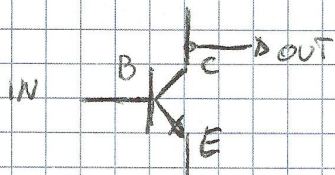
PRECISAZIONE

[FINO AD ORA NON ABBIAMO MAI FATTO CASO AL SEGNO DEL SEGNALE AMPLIFICATO, SICCOME A NOI INTERESSA IL MODULO DELL'AMPLIFICAZIONE.

EBBENE IL SEGNALE IN USCITA RISULTA INVERTITO RISPETTO AL SEGNALE IN INGRESSO



QUESTO PERCHÉ, CONSIDERANDO LE CARATTERISTICHE DI USCITA DI UN TRANSISTOR BJT, AL SACIRE DELLA TENSIONE DEL SEGNALE IN INGRESSO (COME AD ESEMPIO SUL FRONTE DI SALITA DI UNA SINUSOIDE) LA TENSIONE IN USCITA SCENDE, E VICEVERSA:



LE FRECCE ROSSE SUL GRAFICO INDICANO L'OSCILLAZIONE DEL PUNTO DI LAVORO LUNGO LA RETTA DI CARICO PER EFFETTO DI UN SEGNALE ALTERNATO. COME SI EVINCE DALLA FIGURA, AL SACIRE DELLA V_{BE} DIMINUISCE LA V_{CE} E VICEVERSA]

PER QUANTO DETTO NELLA PRECEDENTE, NEL COMPUTO DEL GUADAGNO DEL PAIO DI Q_2 NON TRASCUREREMO DI DARE UN SEGNO NEGATIVO ALLA V_{out} :

$$V_{out} = - \left[\left(g_{m2} \cdot V_{GS2} \right) + \left(g_{m4} \cdot V_{GS4} \right) \right] \cdot (r_{o4} \parallel r_{o2})$$

I TERMINI DELL'ESPRESSIONE DI V_{out} SONO RISPETTIVAMENTE: LA CORRENTE CHE SCORRE IN Q_2 , LA CORRENTE CHE SCORRE IN Q_4 , IL PARALLELO TRA LE RESISTENZE INTRINSECHE DEI DISPOSITIVI Q_2 E Q_4 VISTO DAL SEGNALE. RICORDANDO LE RELAZIONI TRA LE CORRENTI DEI VARI DISPOSITIVI SI HA:

$$g_{m4} V_{GS4} = g_{m3} V_{GS3} = g_{m1} V_{GS1}$$

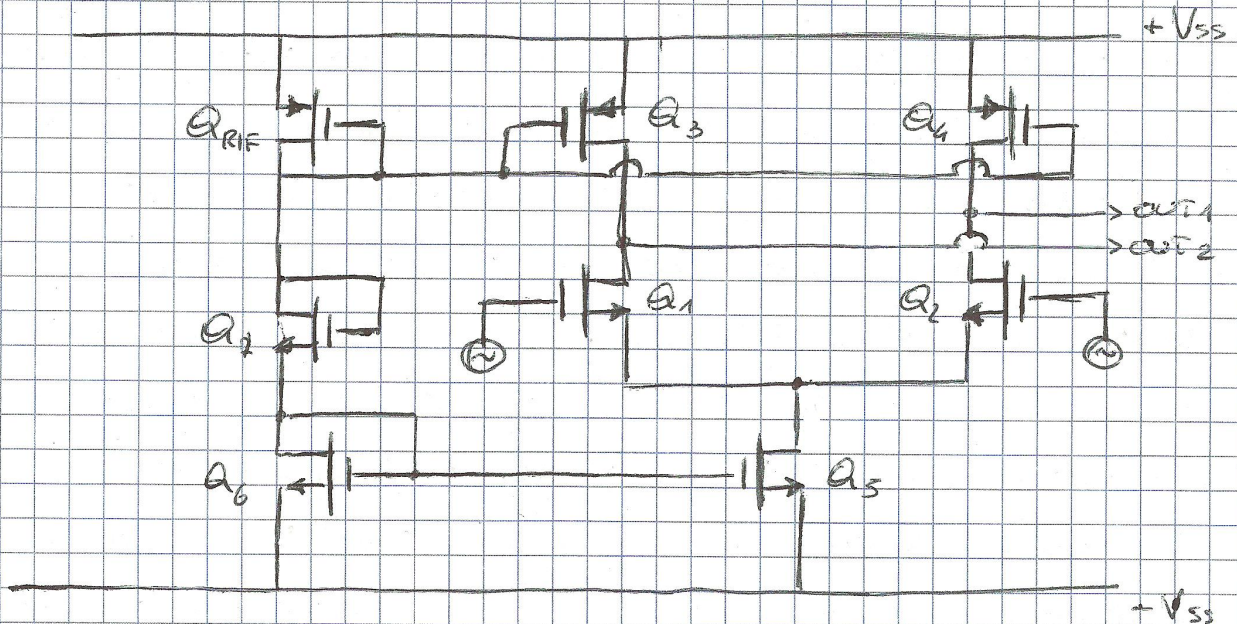
ESPRIMENDO LA V_{D1} IN TERMINI DELLE IMPEDENZE E DELLE TRANSCONDUCANZE CHE CARATTERIZZANO I DISPOSITIVI DEL RAMO DI Q_1 ED IN TERMINI DEL SEGNALE IN INGRESSO È POSSIBILE, CON LE OPPORTUNE SOSTITUZIONI NELL'ESPRESSIONE DI V_{OUT} , GIUNGERE AD UNA ESPRESSIONE PER IL GUADAGNO DEL RAMO DI Q_2 CHE RIPORTIAMO QUI SENZA SCENDERE NEL DETTAGLIO DEI CONTI:

$$G_{DIFF}(Q_2) = g_{om} \cdot (r_{o2} \parallel r_{o4})$$

ABBIDMO ASSUNTO CHE I g_{om} DI TUTTI I TRANSISTOR SIANO UGUALI.

IN QUESTA ESPRESSIONE SI EVINCE CHE IL GUADAGNO DI QUESTO RAMO È PIÙTOSTO ELEVATO POICHÉ r_{o2} , r_{o4} SONO LE RESISTENZE DI DRAIN DEI DISPOSITIVI Q_2 E Q_4 (OSSIA, SONO LE RESISTENZE DI USCITA DEI MOS Q_2 E Q_4 VISTE DAL DRAIN) CHE HANNO VALORI ALTI.

QUESTA SOLUZIONE, SEPPURE GARANTISCE UN ALTO GUADAGNO, NON E' ANCORA QUOTA OTTIMALE PERCHÉ SI PRESENTE UN'USCITA DIFFERENZIALE. MODIFICO NUOVAMENTE IL CIRCUITO:



LA CORRETTA POLARIZZAZIONE DEI MOS Q_3 E Q_4 È AFFIDATA AL Q_{REF} (POICHÉ Q_3 E Q_4 SONO P-MOS ENHANCEMENT È NECESSARIO, AFFINCHÉ SIANO CORRETTAMENTE POLARIZZATI, CHE LA TENSIONE DI SOURCE SIA PIÙ ALTA DI QUELLA DI GATE, COSA CHE È GARANTITA DALLA CAPOTA DI TENSIONE SU Q_{REF} , IN QUESTO MODO LA V_{GS} DEI DUE MOS È NEGATIVA ED ESSI SONO IN REGIME DI CONDUZIONE) A DIFFERENZA DEL CASO PRECEDENTE, QUI IL DRAIN DI Q_1 NON VEDE LA VARIAZIONE $\frac{dV_{GS}}{dI_D}$, MA SOLO IL DRAIN DEL MOS Q_3 CHE OFFRE UNA ELEVATA IMPIEDENZA AL SEGNALE. CON QUESTO ESPEDIENTE IL RAMO DI Q_1 HA UN GUADAGNO ANALOGO A QUELLO DEL RAMO Q_2 ED È PERTANTO POSSIBILE PRENDERE UNA SECONDA USCITA SU Q_1 UTILE PER IL GUADAGNO:

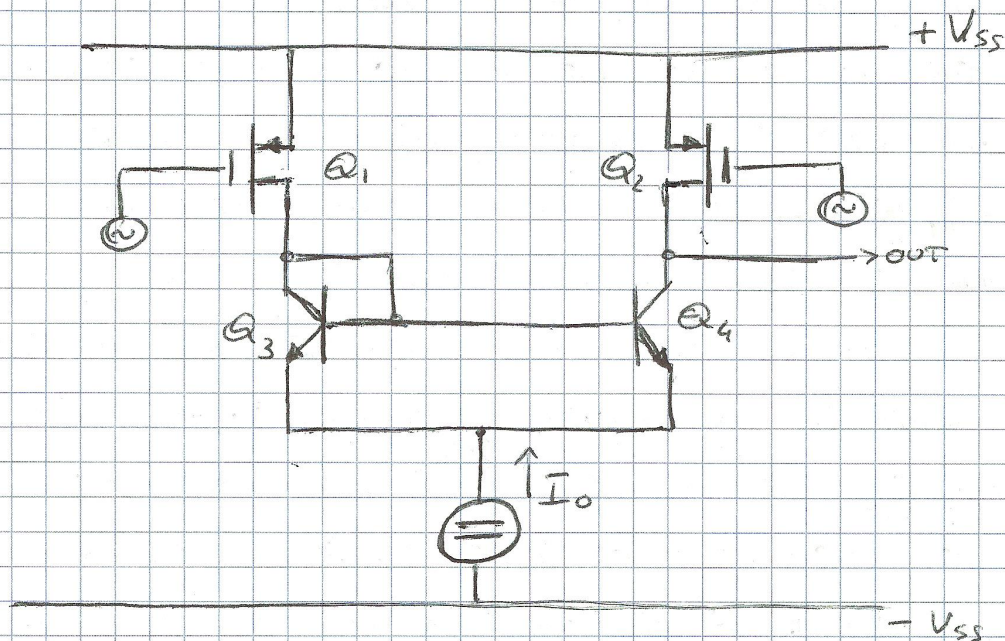
$$g_{m, \text{DIFF}}(Q_1) = \frac{1}{2} g_{m, M_1} (\mu_{03} // \mu_{01})$$

$$g_{m, \text{DIFF}}(Q_2) = \frac{1}{2} g_{m, M_2} (\mu_{04} // \mu_{02})$$

BENCHÉ CON QUESTO SCHEMA SIANO RIUSCITI AD OTTENERE DUE USCITE DIFFERENZIALI AD ALTO GUADAGNO, ESSO PRESENTA ANCORA UN GRAVE DIFETTO: HA UNA PESSIMA BANDA PASSANTE (PER VIA DELLE CAPACITÀ DI MILLER DI Q_1 E Q_2 CHE VENGONO MOLTIPLICATE PER GLI ELEVATI GUADAGNI)

RECENTEMENTE LA TECNOLOGIA SI È MOSSA NELLA DIREZIONE DI UNA FUSIONE TRA LE TECNOLOGIE DEI MOS E DEI BJT PER POTER SFRUTTARE I VANTAGGI DI ENTRAMBE E, CONTEMPORANEAMENTE, COMPENSARNE I DIFETTI PER AVERE CIRCUITI CON LE ALTE IMPEDENZE IN INGRESSO DEI MOS E CON GLI ELEVATI GUADAGNI DEI BJT. INTRODUCIAMO I:

BC-MOS



IN QUESTO SCHEMA L'AMPLIFICAZIONE È AFFIDATA AI BJT Q_3 E Q_4 . ANCHE SE HO PERSO L'USCITA DIFFERENZIALE HO OTTIMIZZATO IMPEDENZA E GUADAGNO POLARE.

$$Z_{IN} = \infty = Z_{GATE}$$

$$g = g_{m_2} \cdot (x_{04} // x_{03})$$

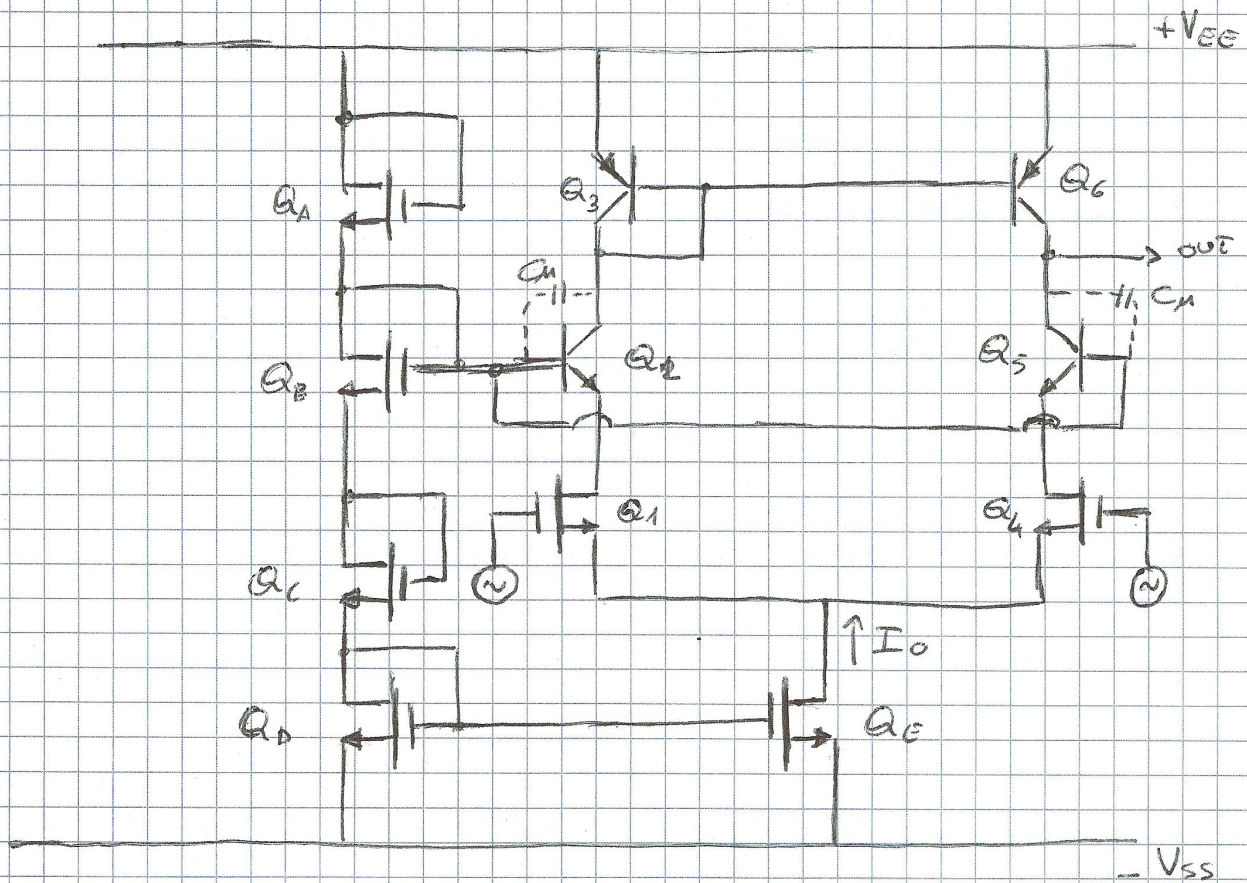
DOVE M_{04} È L'IMPEREDIBILITÀ DI UNA GIUNZIONE INVERSA

(QUINDI ELEVAZIONE) E λ_{03} E' L'IMPIEDENZA DI DRIN DI Q_3

QUESTO SENSORE È LO STEP INTERMEDIO CHE HA DATO ORIGINE

A SCHEMA MOLTO PIÙ COMPLESSO ED EFFICIENTE - UN TIPO

BC-MOS DI USO ATTUALE E' IL SEGUENTE:



1. 1605 CONTRASSEGNAZIONE DELLE LETTERE DELL'ALFABETO

SONO QUELLI CHE PILOTANO LA CORRENTE DI ALIMENTAZIONE

I_0 (PARATOIRE PIÙ SPECCHIO DI CORRENTE) - 1 APOE A1 E

a_4 GARANTISCE L'INGRESSO AD IMPEDENZA INFINITA.

BIT, CAS IN OGNIUNO DEI DUE RAMI DEL DIFFERENZIALE

SONO POSTI IN CONFIGURAZIONE CISCONE CHE, COME

RICORDANDO, GARANTISCE ELEVATO GUADAGNO E AMPIA
BANDA PASSANTE.

TENUTO CONTO CHE Q_2 E Q_5 SONO CORRETTAMENTE
POLARIZZATI DAL PARTITORE FACCIAMO IL COMPUTO DEL
GUADAGNO SULL'USCITA; CONSIDERIAMO IL GUADAGNO DEI
SINGOLI BLOCCHI DEL CIRCUITO:

$$G_1 = g_{m4} \cdot \frac{1}{g_{m5}} = g_{m4} \cdot r_e(Q_5)$$

QUESTO È IL GUADAGNO DEL BLOCCO $Q_4 - Q_5$, g_{m4} È
LA TRANS CONDUTTANZA DEL MOS Q_4 E $r_e(Q_5)$ È LA
RESISTENZA DI EBERS-MOLL DI Q_5 . POICHÉ SAPPIAMO CHE

$$r_e(Q_5) \approx 25 \Omega$$

$$g_{m4} \approx \frac{1}{400 \Omega}$$

$$\text{ALLORA } G_1 < 1; \quad G_1 \approx \frac{1}{10}$$

VALUTIAMO IL GUADAGNO DEL SECONDO BLOCCO

$$G_2 = \frac{r_{o6}}{r_{e5}}$$

È IL GUADAGNO DEL BLOCCO $Q_5 - Q_6$, r_{o6} È LA RESISTENZA
DI COLLETORE DI Q_6 E r_{e5} È LA RESISTENZA DI
EBERS-MOLL DI Q_5 (Q_6 FA DA CARICO PER Q_5 , COME
SE FOSSE UNA RESISTENZA, PER QUESTO, NONOSTANTE I
DUE TRANSISTOR ABBIANO I COLLETTORI AFFACCIAITI, IL GUADAGNO
È DATO DA $\frac{r_{o6}}{r_{e5}}$ E NON DA $r_{o6} // r_{o5}$)

POICHE' SAPPIAMO CHE:

$$R_{06} \approx 1 \text{ k}\Omega$$

$$R_{E5} \approx 25 \text{ }\Omega$$

SI HA $g_2 \approx 10^6$

IL BLOCCO AFFETTO DA ESPEDIENTI DI MILLER G_1 GUADAGNA POCO DA 1 E NON HA PROBLEMI ALLA FREQUENZA PASSANTE E TUTTA L'AMPLIFICAZIONE E' AFFIDATA A G_2 (CHE, DAL PUNTO DI VISTA DELLA CORRENTE ALTERNATA, E' UN BASE A MASSA). QUESTI GUADAGNI SONO MOLTIPLICATIVI EQUIVI, IL GUADAGNO TOTALE E' :

$$G_{TOT} = G_1 \cdot G_2 \approx 10^5$$

IN SOSTANZA, PER OBTENERE UN'AMPIA BANDA PASSANTE, BISOGNA SEMPRE AGGIUNGERE UN ULTERIORE STADIO INTERMEDIO A QUELLI DI AMPLIFICAZIONE.