

LEZIONE 11

TRANSISTOR A EFFETTO DI CAMPO (FET)

SI TRATTA DI UN MATERIALE SEMICONDUCTORE DROGATO (SOLITAMENTE SILICIO) A CUI SONO APPLICATI 3 TERMINALI:

IL GATE (IL CUI ANALOGO NEL TRANSISTOR E' LA BASE); IL SOURCE (IL CUI ANALOGO NEL TRANSISTOR E' L'EMITTORE); IL DRAIN (IL CUI ANALOGO NEL TRANSISTOR E' IL COLLETTORE).

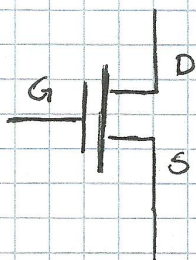
[TALVOLTA E' PRESENTE ANCHE UN QUARTO TERMINALE DETTO BULK, GENERALMENTE CONNESSO AL SOURCE E, SE NON PRESENTE, E' CONNESSO AL TERMINALE ESTERNO DEL GATE.

IL PRINCIPIO DI FUNZIONAMENTO DEL FET SI FONDA SULLA POSSIBILITA' DI CONTROLLARE LA CONDUITIVITA' ELETTRICA DEL DISPOSITIVO, E QUINDI LA CORRENTE ELETTRICA CHE LO TRAVERSA, MEDIANTE LA FORMAZIONE DI UN CAMPO ELETTRICO AL SUO INTERNO. IL PROCESSO DI CONDUZIONE COINVOLGE SOLO I PORTATORI DI CARICA MAGGIORITARI, PERTANTO QUESTO TIPO DI TRANSISTOR E' DETTO UNIPOLARE.

LA DIVERSIFICAZIONE DEI METODI E DEI MATERIALI USATI NELLA REALIZZAZIONE DEL DISPOSITIVO HA PORTATO ALLA DISTINZIONE DI TRE PRINCIPALI FAMIGLIE DI FET: JFET, MES FET, MOS FET. IL JFET (DOVE "J" STA PER "JUNCTION") E' DOTATO DI UNA GIUNZIONE P-N COME ELETTRODO RETIFICANTE; IL MES FET (DOVE "MES" STA PER "METAL SEMICONDUCTOR") E' UNA GIUNZIONE SHOTKY RADDOPPIANTE METALLO-SEMICONDUCTORE. IL MOS FET (DOVE "MOS" STA PER "METAL OXIDE SEMICONDUCTOR") GENERA UN CAMPO ELETTRICO GRAZIE AD UNA STRUTTURA METALLICA ESTERNA, SEPARATA DALLA GIUNZIONE DA UNO STRATO DI DIELETTRICO.

IL PIU' UTILIZZATO DI TALI DISPOSITIVI E' SENZA DUBBIO IL MOSFET (REALIZZATO NEL 1959 MENTRE IL FET FU INVENTATO NEL 1925). IN GENERALE IL FET E' IL TRANSISTOR PIU' DIFFUSO IN ELETTRONICA POICHE', A DIFFERENZA DEL BJT, HA IL TERMINALE DI GATE ISOLATO E NON VI PASSA ALCUNA CORRENTE, HA UNA ELEVATA IMPEDENZA DI INGRESSO A FRONTE PERO' DI UN BASSO GUADAGNO.

SENE MAI ESISTENTE IL MOSFET SI PRESENTA COSI':



A DIFFERENZA DEL BJT, IN CUI ERA PRESENTE UNA CORRENTE I_B DI BASE (SEPPUR PICCOLA), NEL MOSFET VI E' UNA BARRIERA TRA IL GATE E GLI ALTRI DUE TERMINALI PER CUI $I_G = 0$. ANCHE NEL JFET $I_G = 0$ MA TRA IL GATE E GLI ALTRI DUE TERMINALI NON VI E' L'ISOLAMENTO, BENSI' UNA GIUNZIONE INVERSA CHE BLOCCA LA CORRENTE NELLA DIREZIONE DEL GATE. IN SINTESI:

JFET $\longrightarrow$ GIUNZIONE INVERSA TRA G E D/S
 MOSFET $\longrightarrow$ CONDENSATORE TRA G E D/S
 BJT $\longrightarrow$ GIUNZIONE DIRETTA TRA B E C/E.

COME NEL BJT, IL PARAMETRO DI INGRESSO V_{BE} CONTROLLAVA LA I_C CHE ERA IL PARAMETRO DI USCITA, ANCHE NEL MOSFET IL PARAMETRO DI USCITA E' LA I_D CHE E' FUNZIONE ESCLUSIVAMENTE DEL PARAMETRO DI CONTROLLO V_{GS} :

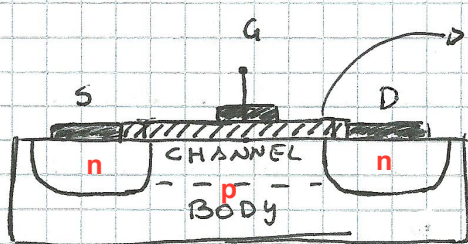
$$I_e = I_c(V_{be}) \longrightarrow I_D = I_D(V_{gs})$$

I DUE DISPOSITIVI HANNO EVIDENTEMENTE DELLE CARATTERISTICHE DUALI. IL PRINCIPIO DI FUNZIONAMENTO DEL MOSFET È DEL TUTTO ANALOGO A QUELLO DEL TRIODO, SICCOME È LEGATO AL CAMPO ELETTRICO GENERATO DAL DISPOSITIVO.

È POSSIBILE, ANCHE NEI MOSFET, AVERE CONDUZIONE DI TIPO N OPPURE DI TIPO P E, ANCHE IN QUESTO CASO, PREDILIGEREMO LA CONDUZIONE DI TIPO N (PER LA MAGGIORE MOBILITÀ DEGLI ELETTRONI RISPETTO ALLE LACUNE).

UN'ULTERIORE CARATTERIZZAZIONE DI QUESTI DISPOSITIVI A EFFETTO CAMPO È LEGATA AL TIPO DI ISOLAMENTO (A GIUNZIONE COME NEI JFET, A CAPACITÀ NEI MOSFET) NON CHÉ AL TIPO DI CONDUZIONE (VI SONO I MOSFET DEPLETION E I MOSFET ENHANCEMENT).

CONSIDERIAMO UN MOSFET ENHANCEMENT (ADARRICCHIMENTO):



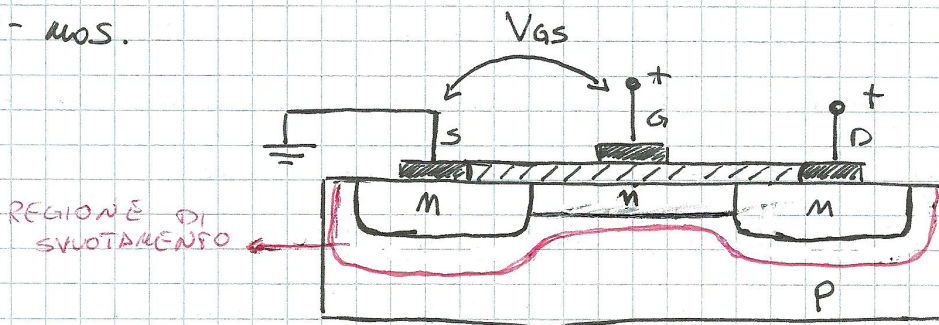
esempio di MOS tipo n, per tipo p situazione ribaltata.

ESSO È COSTITUITO DA UN SUBSTRATO SEMICONDUZIONE, DROGATO N O P A SECONDA CHE IL FET SIA UN P-MOS O UN N-MOS, IN CUI SONO PRESENTI DUE AREE BEN LOCALIZZATE A FORTISSIMO DROGGAGGIO INVERSO RISPETTO A QUELLO DEL SUBSTRATO. IN CORRISPONDENZA DI QUESTE DUE AREE VI SONO GLI ELETTRODI DI SOURCE E DI DRAIN E, AL CENTRO, VI È LO STRATO DI OSSIDO METALLICO SiO_2 CHE ISOLA L'ELETTRODO DI GATE DAL CORPO DEL TRANSISTOR. CONSIDERIAMO, PER SEMPLICITÀ, IL CASO DEL N-MOS: IL SUBSTRATO È DROGATO P, LE REGIONI DI SOURCE E DI DRAIN SONO DROGATE N E, TUTTE INSIEME,

QUESTE REGIONI FORMANO DELLE GIUNZIONI PN.

FINCHÉ IL DRAIN È A TENSIONE POSITIVA RISPETTO AL SOURCE, QUESTE GIUNZIONI POSSONO ESSERE EFFICACEMENTE TENUTE IN INTERDIZIONE. NEL MOMENTO IN CUI VIENE APPLICATA UNA TENSIONE SUL GATE PERÒ, SI ASSISTE ALL'APERTURA DI UN CANALE TRA SOURCE E DRAIN IN CUI SCORRE UNA CORRENTE CONTROLLATA DALLA TENSIONE DI GATE.

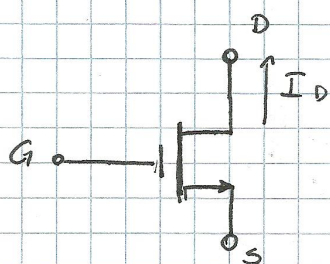
SUPPONIAMO DI AVERE UN P-MOS CON S A MASSA E D A TENSIONE POSITIVA. FINCHÉ S È A MASSA LA TENSIONE DI GATE SI TROVA APPLICATA TRA GATE E SOURCE ED È DENOTA V_{GS} . LA TENSIONE POSITIVA SU G RISPINGE LE CARICHE LIBERE VERSO IL FONDO DEL SUBSTRATO LASCIANDO LA REGIONE CHANNEL SVUOTATA DI PORTATORI P , DI CONSEGUENZA, PIENA DELLE CARICHE NEGATIVE DI LEGAME ASSOCIATE AGLI ATOMI ACCETTORI, PIÙ LE CARICHE NEGATIVE CHE DAL RESTO DEL SUBSTRATO VENGONO ATTRATTE NELLA CHANNEL REGION DALLA TENSIONE POSITIVA DEL GATE. QUANDO UN NUMERO SUFFICIENTE DI ELETTRONI SI ACCUMULA SOTTO IL GATE VIENE INDOTTA NEL SEMICONDUOTTORE UNA NUOVA REGIONE N CHE CREA IL CANALE PER IL PASSAGGIO DI CORRENTE DA DRAIN A SOURCE. SICCOME QUESTO CANALE VIENE REALIZZATO INVERTENDO LA SUPERFICIE DEL SUBSTRATO DA P A N QUESTO STRATO VIENE DETTO "STRATO DI INVERSIONE" E IL DISPOSITIVO A CANALE N VIENE DETTO N-MOS.



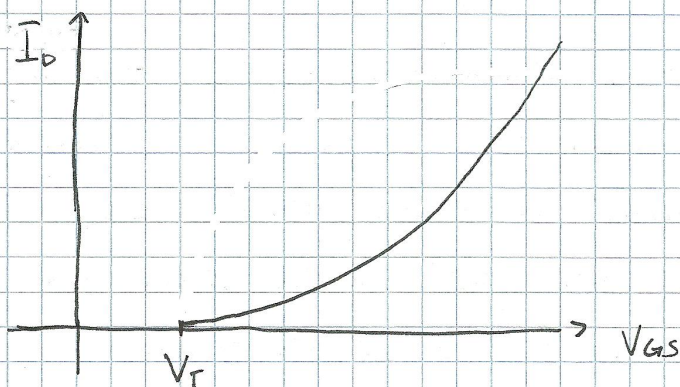
IL VALORE DI V_{GS} PER CUI NELLA REGIONE CHANNEL SI ACCUMULA IL NUMERO DI ELETTRONI LIBERI SUFFICIENTE A FORMARE IL CANALE DI CONDUZIONE E' DETTO "TENSIONE DI SOGLIA" (THRESHOLD) V_T CHE PER UN N-MOS E' TIPICAMENTE DI $1 \div 3$ V.

[IL GATE E IL BODY DEL MOSFET FORMANO UN CONDENSATORE A FACCE PIANE E PARALLELE CON LO STRATO DI SiO_2 CHE FUNGE DA DIELETTRICO. LA V_G POSITIVA PROVOCA UN ACCUMULO DI CARICHE POSITIVE SULL'ARMATURA SUPERIORE DEL CONDENSATORE. IL CANALE INDOTTO FORMA GLI ELETTRONI CHE FUNGONO DA CARICA NEGATIVA PER L'ALTRA ARMATURA DEL CONDENSATORE E QUESTA DIFFERENZA DI POTENZIALE GENERA UN CAMPO ELETTRICO IN DIREZIONE VERTICALE CHE CONTROLLA IL NUMERO DI CARICHE NEL CANALE, LA SUA CONDUABILITA' E QUINDI LA CORRENTE CHE VI SCORRE QUANDO VIENE APPLICATA LA TENSIONE V_{DS}]

IL SIMBOLO CIRCUITALE DELL' N-MOS ENHANCEMENT E':



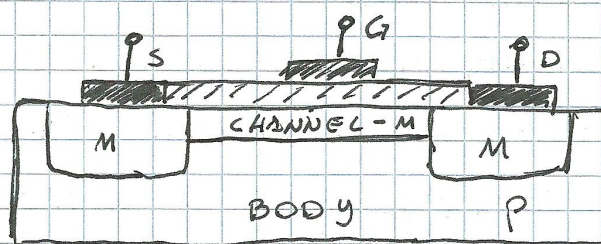
E L'ANDAMENTO DELLA CORRENTE DI DRAIN IN FUNZIONE DI V_{GS} :



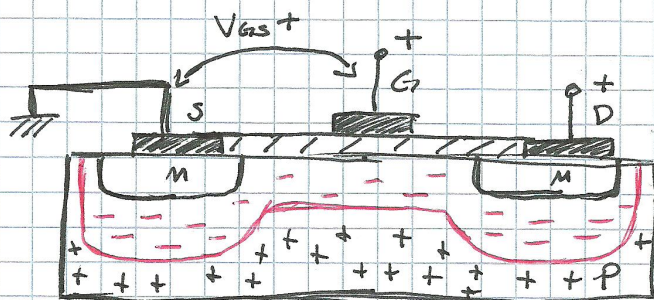
CONSIDERIAMO ADDESSO UN MOSFET DEPLETION (A SVUOTAMENTO)

A DIFFERENZA DEL MOSFET ENHANCEMENT, IL DEPLETION HA IL CANALE REALIZZATO FISICAMENTE, OSSIA C'È UNA ULTERIORE REGIONE A DROGGAGGIO INVERSO RISPETTO A QUELLO DEL SUBSTRATO CHE METTE IN CONTATTO SOURCE E DRAIN, PERENTRATO SEPPURE $V_{GS} = 0$, PUÒ ESSERE UNA $I_D \neq 0$ SE VIENE APPLICATA UNA TENSIONE V_{DS} TRA SOURCE E DRAIN.

CONSIDERIAMO UN N-MOS A SVUOTAMENTO:



LA PROFONDITÀ DEL CANALE, E QUINDI LA SUA CONDUCEBILITÀ PUÒ ESSERE CONTROLLATA DA V_{GS} (ANALOGAMENTE A QUANTO ACCADE NEL COMPONENTE ENHANCEMENT) OVVERO: APPLICANDO UNA TENSIONE V_{GS} POSITIVA, VENGONO ATTRATTI ALTRI ELETTRONI ALL'INTERNO DEL CANALE (CHE RISULTA ARRICCHIATO):

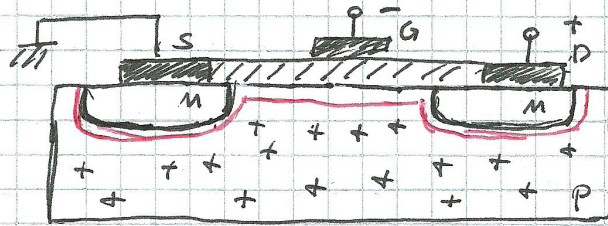


SE AL GATE VIENE DATA TENSIONE NEGATIVA (SEMPRE SUPPONENDO DI AVERE IL SOURCE A MASSA E IL DRAIN A TENSIONE POSITIVA) SI AVRA' UNA V_{GS} NEGATIVA

CHE FARA' ALLONTANARE GLI ELETTRONI DAL CANALE

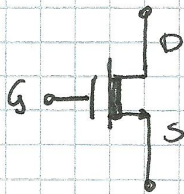
RENDENDOLO PIÙ SOTILE E FACENDO COSÌ DIMINUIRE

LA SUA CONDUCEBILITA'. IN EFFETTI LA V_{GS} SVUOTA
 LATERALMENTE IL CANALE DEI SUOI PORTATORI DI CARICA :

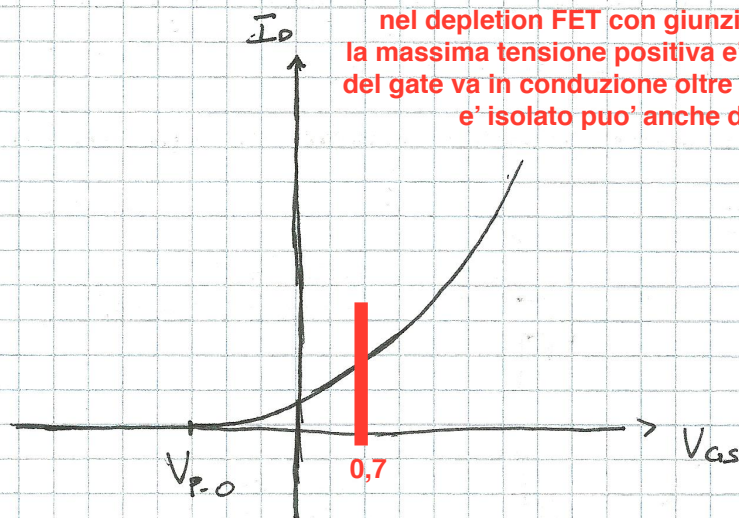


AUMENTANDO IL MODULO DI V_{GS} PER TENSIONI NEGATIVE,
 SI RAGGIUNGE UN VALORE PER CUI IL CANALE E' COMPLETAM-
 ENTE SVUOTATO DEI SUOI PORTATORI E LA CORRENTE DI
 DRAIN I_D E' RIDOTTA A ZERO ANCHE IN PRESENZA DI
 UNA $V_{DS} \neq 0$. QUESTO VALORE DI V_{GS} E' LA TENSIONE
 DI SOGLIA PER CUI IL CANALE E' TOTALMENTE STROZZATO
 ED E' DETTA "TENSIONE DI PINCH OFF."

IL SIMBOLO CIRCUITALE DELL' N-MOS DEPLETION E' :

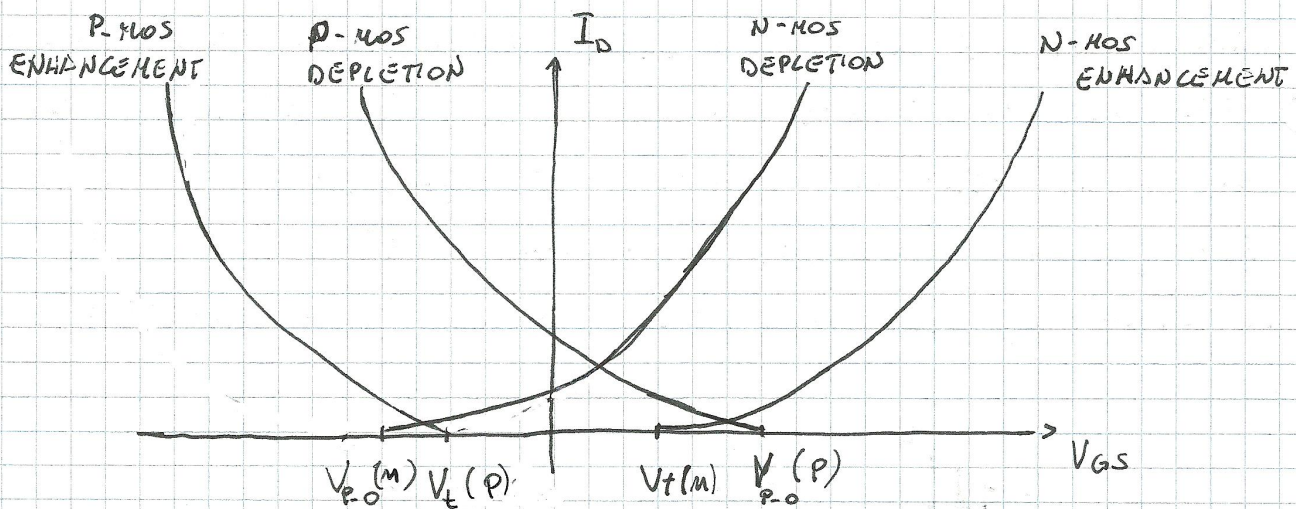


E L'ANDAMENTO DELLA I_D IN FUNZIONE DELLA V_{GS}
 E' :



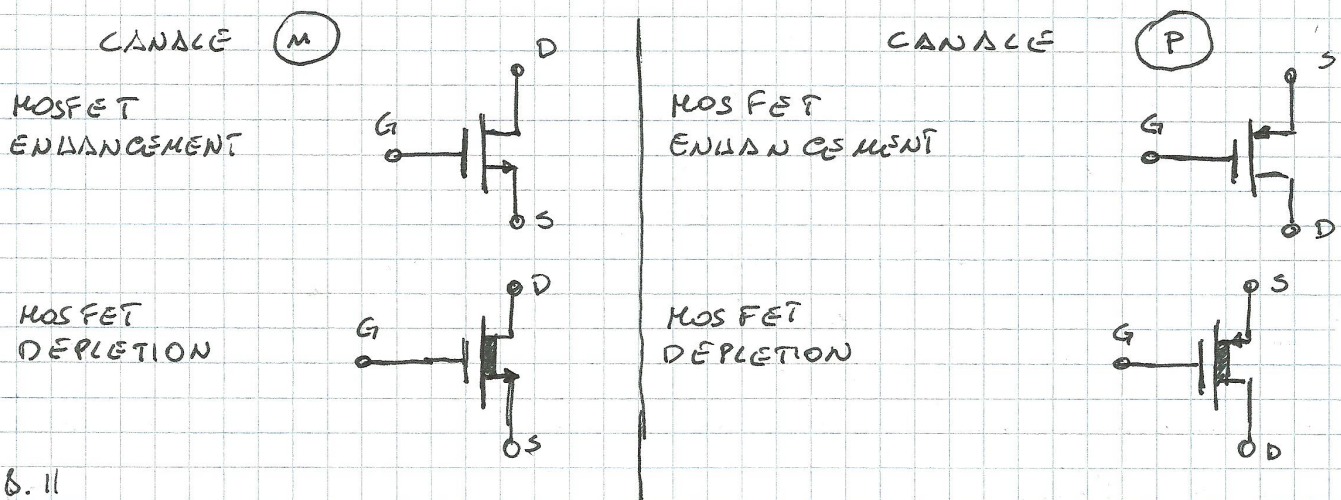
TUTTI I DISCORSI FATTI FINO AD ORA SI APPLICANO IN MANIERA ANALOGA
 ANCHE AI P-MOS.

A CAUSA DELL'ISOLAMENTO DEL GATE, LA CORRENTE CHE SCORRE IN QUESTO TERMINALE È PICCOLISSIMA ($\sim \text{pA}$), PERTANTO SI PUÒ Affermare CHE L'IMPEDENZA DEL GATE (OSSIA L'IMPEDENZA DI INGRESSO) È ELEVATISSIMA, CON TUTTI I VANTAGGI CHE NE DERIVANO. INOLTRE, L'ISOLAMENTO DEL GATE COMPORTA L'ULTERIORE VANTAGGIO DI RENDERE IL DISPOSITIVO IMMUNE AL TEOREMA DELLA RIFLESSIONE (CON TUTTE LE SEMPLIFICAZIONI CHE NE DERIVANO). DAL PUNTO DI VISTA DELLE CARATTERISTICHE IN INGRESSO, RIASSUMENDO QUANTO DETTO IN PRECEDENZA, SI HA:



A SECONDA DELLA POLARITÀ DEL CANALE LE CURVE HANNO SEGNO OPPOSTO, SI NOTI CHE LE TENSIONI DI SOGLIA PER I DISPOSITIVI A CANALE N SONO DIVERSE DA QUELLE PER I DISPOSITIVI A CANALE P.

PER QUANTO RIGUARDA INVECE I SIMBOLI CIRCUITALI SI HA:



IN SOSTANZA, QUINDI, LA CLASSIFICAZIONE DEI DISPOSITIVI A EFFETTO DI CAMPO È PRESTO FATTA: I DEVICE HANNO DUE MODALITÀ DI CONDUZIONE (AD ARRICCHIAMENTO E A SVUOTAMENTO) CHE, A LORO VOLTA, SI DIVIDONO IN N-MOS E P-MOS A SECONDA CHE I PORTATORI DI CARICA SIANO ELETTRONI O LACUNE RISPETTIVAMENTE. TRA QUESTI, I PIÙ USATI SONO GLI N-MOS ENHANCEMENT. FORMALMENTE, COME PER IL TRANSISTOR VI ERA UNA RELAZIONE CHE LEGAVA LA CORRENTE DI COLLETTORE ALLA TENSIONE V_{BE} , OSSIA L'EQUAZIONE DI EBERS-MOLL:

$$I_C = I_S \left(e^{\frac{V_{BE}}{V_T}} - 1 \right)$$

NEL MOS VI È UNA RELAZIONE, TRA LA CORRENTE DI DRAIN E LA V_{GS} , DI PROPORZIONALITÀ DIRETTA:

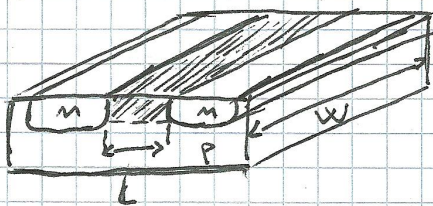
$$I_D \propto (V_{GS} - V_t)^2$$

DOVE V_t È LA TENSIONE DI SOGLIA (THRESHOLD) DESCRITTA IN PRECEDENZA. OSSERVIAMO CHE QUESTA È UNA RELAZIONE QUADRATICA MENTRE QUELLA PER I BJT È UNA RELAZIONE ESPONENZIALE (E QUI SI SPIEGA PERCHÉ I BJT SONO MOLTO PIÙ EFFICIENTI, DAL PUNTO DI VISTA DEL GUADAGNO, RISPETTO AI MOS).

ANDIAMO A GUARDARE ADESSO LE CARATTERISTICHE DI USCITA DI QUESTI DISPOSITIVI, OSSIA COME VARIA I_D IN FUNZIONE DI V_{DS} .

CONSIDERIAMO L'N-MOS ENHANCEMENT. PER COME È FATTO, ESSO SI PUÒ ASSIMILARE AD UN GENERATORE DI CORRENTE CON UNA IMPEDENZA DI USCITA NON MOLTO ELEVATA (LA CORRENTE DI ELETTRONI FLUISCE DAL SOURCE AL DRAIN CON UNA RESISTENZA DI

CONDUZIONE CHE NON È QUELLA DELLA GIUNZIONE INVERSA, COM'ERA NEL BJT), LA CORRENTE I_D DIPENDE FORTEMENTE DAI PARAMETRI COSTRUTTIVI DI NATURA GEOMETRICA DEL COMPONENTE, OSSIA LA LUNGHEZZA DEL CANALE E LA SUAP LARGHEZZA (VALORI TIPICI SONO RISPETTIVAMENTE $L \approx 40 \mu m$ E $W \approx 2 \div 500 \mu m$)



IN PARTICOLARE DEFINIAMO "K" IL PARAMETRO COSTRUTTIVO CHE INTRODUCHE NELL'ESPRESSIONE DI I_D LA DIPENDENZA DA L E W OLTRE CHE DALL'OVERVOLTAGE ($V_{GS} - V_T$)

[UN BUON MOS HA L PICCOLA E W GRANDE, AGGI

ALBORI DI QUESTA TECNOLOGIA SI COSTRUVANO MOS CON $L = 200 \mu m$ MENTRE OGGI SI È ARRIVATI A $L = 40 \mu m$]

INOLTRE OSSERVIAMO CHE, A DIFFERENZA DEL BJT IN CUI COLLETTORE ED EMETTITORE NON POTEVANO ESSERE SCAMBIATI, IL MOS È UN OGGETTO SIMMETRICO, PERTANTO SI POSSONO SCAMBIARE TRA LORO SOURCE E DRAIN SENZA CHE SI VERIFICHINO ALCUNI CAMBIAMENTI NELLE CARATTERISTICHE DEL COMPONENTE.

[QUESTA CARATTERISTICA DI SIMMETRIA FA DEL MOSFET UN OTTIMO INTERRUPTORE. L'USO DEL MOS COME INTERRUPTORE HA RIVOLUZIONATO L'ELETTRONICA DI ACQUISIZIONE DATI E HA CONSENTITO ANCHE UNA MASSICIA EVOLUZIONE DELL'ELETTRONICA DIGITALE]

ANALISI DETAGLIATA DEL FUNZIONAMENTO DEL MOS ENHANCEMENT

[SUPPONIAMO DI AVERE UNA PICCOLA V_{DS} POSITIVA $\approx 0.1 \div 0.2 V$

LA CORRENTE INDOTTA DA QUESTA TENSIONE NEL CANALE HA UNA INTENSITA' CHE DIPENDE DALLA DENSITA' DEGLI ELETTRONI LIBERI PRESENTI CHE A SUA VOLTA DIPENDE DALL'AMPIEZZA DELLA TENSIONE V_{GS} . PER $V_{GS} = V_t$ IL CANALE SI E' APPENA APERTO E PERTANTO VI SCORRE UNA CORRENTE TRASCURABILE.

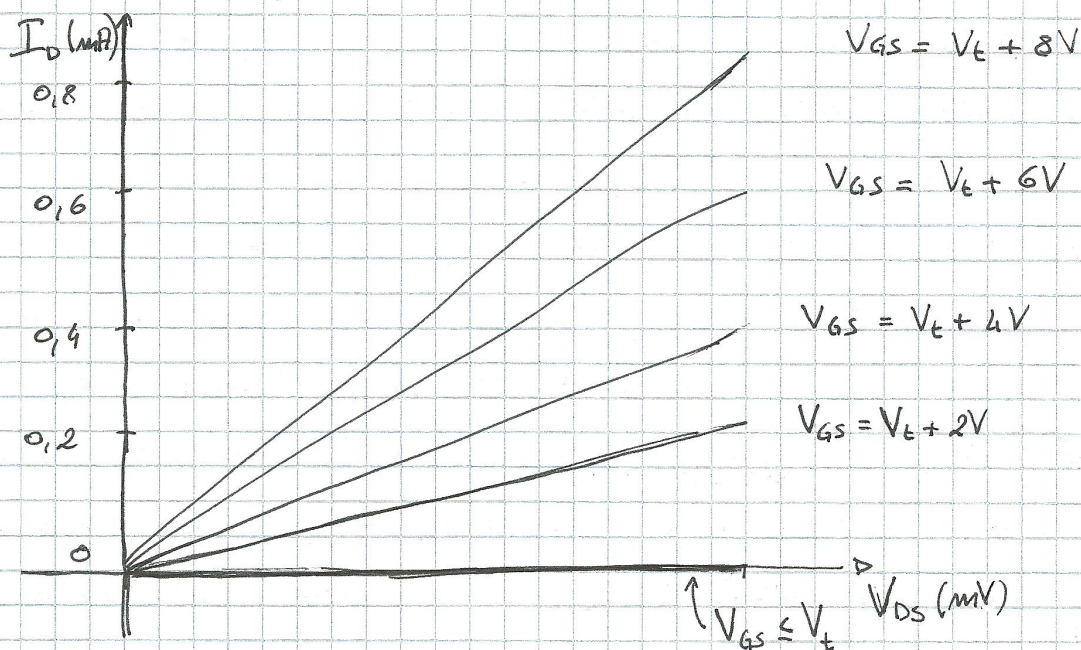
PER $V_{GS} > V_t$ VI E' UN INCREMENTO DEI PORTAFORI DI CARICA NEL CANALE CHE SI TRADUCE IN UN INSPESSIMENTO DI QUEST'ULTIMO. QUESTO FA AUMENTARE LA CONDOTTANZA DEL CANALE (E, DI CONSEGUENZA, NE FA RIDURRE LA RESISTENZA).

PERTANTO LA CONDOTTANZA DEL CANALE RISULTA PROPORZIONALE ALL' OVERVOLTAGE :

$$V_{GS} - V_t$$

QUESTO IMPLICA, COME ABBIAMO GIU' VISTO, CHE LA CORRENTE I_D E' PROPORZIONALE A $(V_{GS} - V_t)$ OLTRE CHE A V_{DS} .

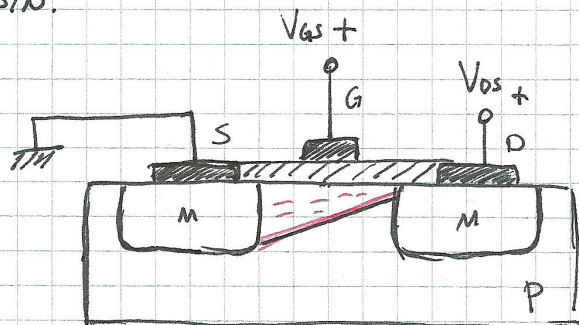
OSSERVIAMO CHE IL MOSFET STA FUNZIONANDO COME UNA RESISTENZA LINEARE IL CUI VALORE E' CONTROLLATO DA V_{GS} : SE $V_{GS} \leq V_t$ LA RESISTENZA E' INFINITA E DECRESCe NON APPENA V_{GS} SUPERA V_t . RAPPRESENTIAMO GRAFICAMENTE L'ANDAMENTO DI I_D IN FUNZIONE DI V_{GS} PER DIVERSI VALORI DI V_{GS}



PER QUANTO DETTO, DUNQUE, AFFINCHÉ IL MOSFET CONDUCA È NECESSARIO CHE VENGA INDOTTO IL CANALE.

SUPPONIAMO DI AUMENTARE LA V_{DS} TENENDO IL VALORE DELLA V_{GS} COSTANTE E SUPERIORE A V_t - IN QUESTO CASO SI HA CHE, SPOSTANDOSI LUNGO IL CANALE DA SOURCE (CHE È A MASSA) A DRAIN (CHE È A V_{DS}), SI HA UN AUMENTO PROGRESSIVO DELLA TENSIONE, DA 0 A V_{DS} , MISURATA RISPETTO AL SOURCE. CONTESTUALMENTE LA TENSIONE TRG IL GATE E I PUNTI DEL CANALE DIMINUISCE DAL VALORE V_{GS} (CHE ASSUME IN CORRISPONDENZA DEL SOURCE) AL VALORE $V_{GS} - V_{DS}$ (CHE ASSUME IN CORRISPONDENZA DEL DRAIN).

POICHÉ LO SPESSORE DEL CANALE DIPENDE DA QUESTA TENSIONE, ESP. NON SARÀ PIÙ UNIFORME MA AVRÀ UNO SPESSORE MAGGIORE IN CORRISPONDENZA DEL SOURCE E MINORE ALL'ESTREMITÀ DI DRAIN:



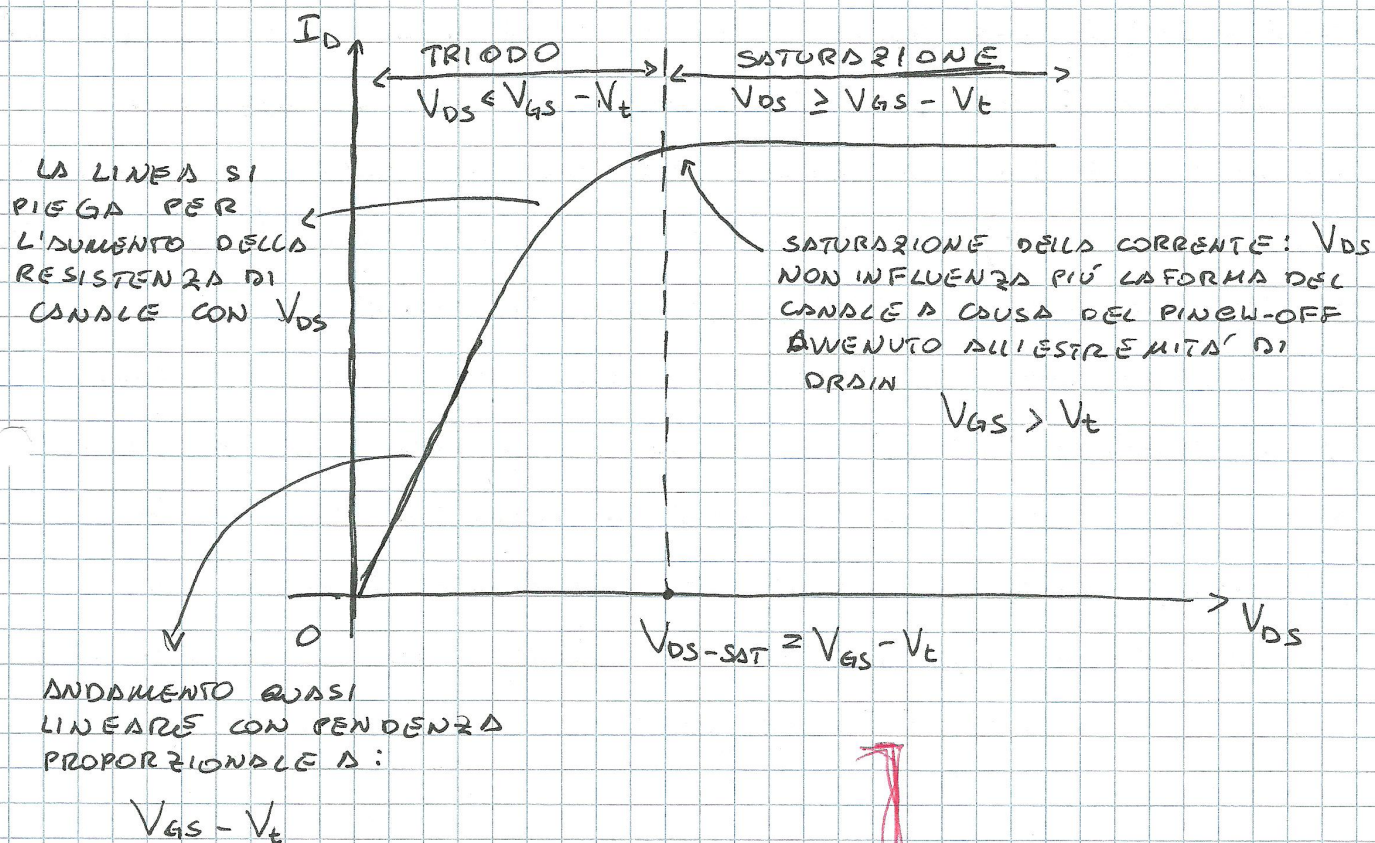
AL CRESCERE DI V_{DS} IL CANALE DIVENTA PIÙ APPUNTITO E LA SUA RESISTENZA AUMENTA CORRISPONDENTEMENTE, LA CARATTERISTICA DI USCITA QUINDI $I_D - V_{DS}$ NON CONTINUA IN MODO RETTILINEO COME NEL CASO DI V_{DS} PICCOLA, MA SI CURVA.

NELL'EVENTUALITÀ IN CUI $V_{GS} - V_{DS} = V_t$ LO SPESSORE DEL CANALE ALL'ESTREMITÀ DI DRAIN DIMINUISCE FINO AD ANNULLORSI, SI DICE CHE IL CANALE È STROZZATO (PINCH OFF).

SE $V_{DS} > V_{GS} - V_t$ LA CORRENTE SI MANTIENE COSTANTE AL VALORE RAGGIUNTO PER $V_{DS} = V_{GS} - V_t$ (QUESTO PERCHÉ AUMENTARE V_{DS} OLTRE QUESTO VALORE NON PRODUCE MODIFICHE APPREZZABILI

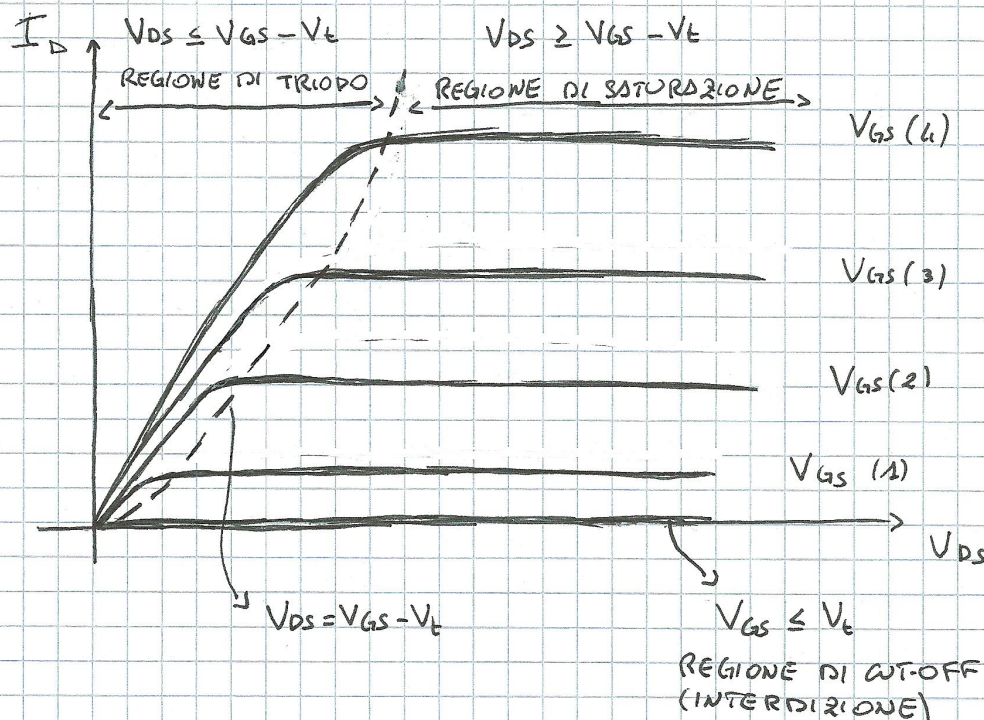
SULLO SPESORE DEL CANALE) - LA CORRENTE DI DRAIN RAGGIUNGE QUINDI UN PUNTO DI SFURAZIONE PER $V_{DS-SAT} = V_{GS} - V_t$.
 CHIARAMENTE AD OGNI VALORE DI $V_{GS} \geq V_t$ CORRISPONDE UN DIVERSO VALORE DI V_{DS-SAT} . PER $V_{DS} > V_{DS-SAT}$ IL COMPONENTE LAVORA IN REGIONE DI SFURAZIONE (ATTENZIONE: NEI MOS FET IL TERMINE "SFURAZIONE" INDICA UN FENOMENO MOLTO DIVERSO DA QUELLO A CUI SI RIFERISCE NEI BJT).

QUESTA TERMINOLOGIA VIENE UNIVERSALMENTE ADOSSATA PER CONVENZIONE). LA REGIONE DELLA CARATTERISTICA OTTENUTA PER $V_{DS} < V_{DS-SAT}$ E' DETTA REGIONE DI TRIODO, MANTENENDO UNA TERMINOLOGIA PROPRIA DEI TUBI A VUOTO, CHE AVEVANO CURVE CARATTERISTICHE SIMILI A QUELLE DEI FET.



VEDIAMO LE CARATTERISTICHE DI USCITA DI UN N-MOS ENHANCEMENT, COSI' COME NEL CASO DEL BJT, SI TRATA DI UNA FAMIGLIA DI CURVE SU UN PIANO I_D / V_{DS}

OGNUNA MISURATA PER UN CERTO VALORE COSTANTE DI V_{GS} :



COME SI EVINCE DALLA FIGURA, ESISTONO 3 REGIONI DI FUNZIONAMENTO PER I MOS : LA REGIONE DI INTERDIZIONE, QUELLA DI TRIODO (CHE SONO UTILIZZATE PER FAR LAVORARE IL DISPOSITIVO COME INTERRUPTORE) E LA REGIONE DI SATURAZIONE (VIENE USATA PER FAR LAVORARE IL FET COME AMPLIFICATORE).

IN SOSTANZA (PER QUANTO DETTO NELLA PARENTESI) IL MOSFET ENHANCEMENT A CANALE N LAVORA NELLA REGIONE DI TRIODO PER $V_{GS} > V_t$ E LA TENSIONE DI DRAIN E' PIU' BASSA DELLA TENSIONE DI GATE DI ALMENO V_t . IN QUESTA REGIONE LE CARATTERISTICHE I_D / V_{DS} POSSONO ESSERE APPROSSIMATIVAMENTE DESCRITTE DA QUESTA RELAZIONE:

$$I_D = K \left[2(V_{GS} - V_t)V_{DS} - V_{DS}^2 \right]$$

IN CUI K E' IL PARAMETRO COSTRUTTIVO DI CUI SOPRA, E' DATO DALL' ESPRESSIONE :

$$K = \frac{1}{2} \mu_n C_{ox} \left(\frac{W}{L} \right) = \left[\frac{A}{V^2} \right]$$

[CON :

$\mu_m \equiv$ MOBILITA' DELL'ELETTRONE

$C_{ox} \equiv$ CAPACITA' DELL'OSSIDO (E' LA CAPACITA' PER UNITA' DI AREA DEL CONDENSATORE FORMATO DAL GATE E DAL BODY)

$L \equiv$ LUNGHEZZA DEL CANALE

$W \equiv$ LARGHEZZA DEL CANALE

SICCOME PER UN DETERMINATO PROCESSO DI FABBRICAZIONE LA QUANTITA' $\frac{1}{2} \mu_m C_{ox}$ E' UNA COSTANTE $\approx 10 \mu A/V^2$ PER UN OSSIDO SPESSO $0,1 \mu m$, IL FATTORE DI FORMA DEL DISPOSITIVO $\left(\frac{W}{L}\right)$ (ASPECT RATIO) DETERMINA IL SUO PARAMETRO DI CONDUCTIBILITA' K]

SUPPONIAMO V_{DS} TALMENTE PICCOLO DA POTER TRASCURARE IL TERMINE QUADRATICO NELL'ESPRESSIONE DI I_D :

$$I_D \approx 2K(V_{GS} - V_t)V_{DS}$$

QUESTA RELAZIONE LINEARE DESCRIVE IL FUNZIONAMENTO DI UN MOS ATTRAVERSO UNA RESISTENZA R_{DS}

$$\frac{V_{DS}}{I_D} = R_{DS} = \frac{1}{2K(V_{GS} - V_t)}$$

PER FAR LAVORARE IL MOS FET NELLA REGIONE DI SATURAZIONE DEVE ESSERE $V_{GS} > V_t$ E LA TENSIONE DI DRAIN NON SCENDE SOTTO LA TENSIONE DI GATE DI UNA QUANTITA' MAGGIORE DI V_t . IL CONFINI TRA LA REGIONE DI TRIODO E QUELLA DI SATURAZIONE E' DESCRITTO DALL'ESPRESSIONE:

$$V_{DS} = V_{GS} - V_t$$

SOSTITUENDO NELL'EQUAZIONE DI I_D SI OTTIENE:

$$I_D = K (V_{GS} - V_t)^2$$

COSÌ COME ERA GIÀ STATO ANTICIPATO NEL CORSO DI QUESTA LEZIONE.

UN MOS FET IN SATURAZIONE FORNISCE UNA CORRENTE IL CUI VALORE È INDIPENDENTE DALLA TENSIONE DI DRAIN V_{DS} ED È TANTO MAGGIORE QUANTO MAGGIORE È K (QUINDI PER VALORI DI W PIÙ GRANDI POSSIBILE E PER VALORI DI L PIÙ PICCOLI POSSIBILE)

IL COMPORTAMENTO DI UN MOS FET SATURATO È ASSIMILABILE A QUELLO DI UN GENERATORE IDEALE DI CORRENTE IL CUI VALORE È CONTROLLATO DA V_{GS} IN ACCORDO CON LA RELAZIONE QUADRATICA DI CUI SOPRA

IN SOSTANZA

[QUANDO LA TENSIONE DRAIN-SOURCE V_{DS} È MAGGIORE DELL'OVERVOLTAGE IL MOS È UN DISPOSITIVO CHE AMPLIFICA, SE V_{DS} È MINORE DELL'OVERVOLTAGE IL MOS SI COMPORTA COME UNA RESISTENZA, È UNA SORTA DI RELÉ]

TIP COSTRUTTIVI

[LA CAPACITÀ DEL MOS C_{ox} CHE COMPARE NELL'ESPRESSIONE DI K È DATA DA :

$$C_{ox} = \epsilon_0 \cdot \frac{S}{d}$$

CON ϵ_0 = COSTANTE DIELETTRICA DELL'OSSIDO; S = SUPERFICIE DELL'ISOLANTE, d = SPESSORE DELL'ISOLANTE.

PER RENDERE MIGLIORI LE PRESTAZIONI DEL DISPOSITIVO

BISOGNA AUMENTARE IL PIÙ POSSIBILE C_{ox} RIDUCENDO LO

SPESSORE DI ISOLAMENTO d .

SICCOME d È BILISSIMO I MOS VANNO SEMPRE MANEGGIATI CON LE PINZE, TOCCARLI CON LE MANI NE PROVOCA LA ROTURA SICCOME LA DIFFERENZA DI POTENZIALE INDOCA NELLA PELLE UMANA BUA LO STRATO DI OSSIDO.]

VEDREMO MEGLIO IN SEGUITO COME COMBINARE LE DUE FAMIGLIE N-MOS E P-MOS NEL BEN PIÙ EFFICACE C-MOS (COMPLEMENTARY MOS).

ADDESSO RIESAMINO LA TRANS CON DUE ANZ A :

$$\frac{\partial I_D}{\partial V_{GS}} = 2K(V_{GS} - V_t)$$

QUINDI :

$$g_m = 2 \sqrt{K \cdot I_D}$$

RICORDANDO CHE NEL TRANSISTOR ERA :

$$g_m = \frac{\partial I_C}{\partial V_{BE}} = \frac{\partial}{\partial V_{BE}} \left(I_S e^{\frac{V_{BE}}{V_T}} \right) = \frac{1}{V_T} I_C$$

SI HA CHE :

$$g_m (\text{MOS}) \ll g_m (\text{BJT})$$

PERCHÉ L'UNO VA COME LA RADICE DELLA CORRENTE E L'ALTRO VA COME LA CORRENTE.

QUESTO FA DEL MOS UN DISPOSITIVO AMPLIFICATORE SEDENTE, TUEAVIA VI SONO INNUMERABILI VANTAGGI DEL

MOS RISPETTO AL BJT CHE NE HANNO FATTO UN

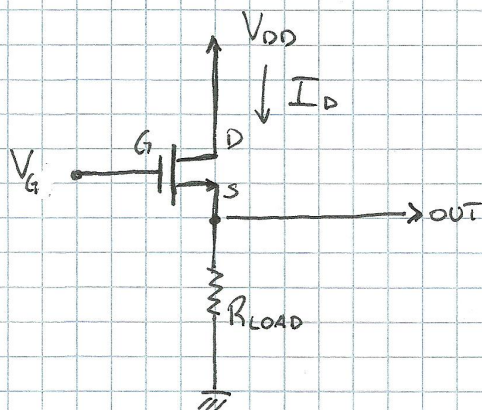
OGGETTO DI LORGINISSIMO CONSUMO (SENZA CONPARARE

CHÉ IL GUADAGNO PÙ ESSERE AUMENTATO CON DEGLI

OPPORTUNI ESPEDIENTI CIRCUITALI DI GRAN LUNGA FUS

ESERCIZIO

VALUTARE IL GUADAGNO DEL SEGUENTE CIRCUITO



INNANZITUTTO, QUANTO VALE V_S ?

$$V_S = R_L \cdot I_D$$

DOVE:

$$I_D = g_m \cdot V_{GS} = g_m (V_G - V_S) = \frac{V_S}{R_L}$$

PERTANTO:

$$V_S = \left[\frac{g_m R_L}{1 + g_m R_L} \right] V_G$$

E' POSSIBILE FARE UN PARALLELISMO CON I DISPOSITIVI BJT:

ANCHE NEI MOS ABBIAMO TRE CONFIGURAZIONI CHE SONO DEL TUTTO ANALOGHE A QUELLE DEI BJT A PARTE QUALCHE PICCOLA DIFFERENZA:

COMMON EMITTER $\longrightarrow$ COMMON SOURCE

EMITTER FOLLOWER $\longrightarrow$ SOURCE FOLLOWER

COMMON BASE $\longrightarrow$ COMMON GATE

IN QUESTO CASO SPECIFICO ABBIAMO UN SOURCE FOLLOWER

E ANCHE SE NON POSSIAMO SERVIRE

$$V_S = V_G - 0,7$$

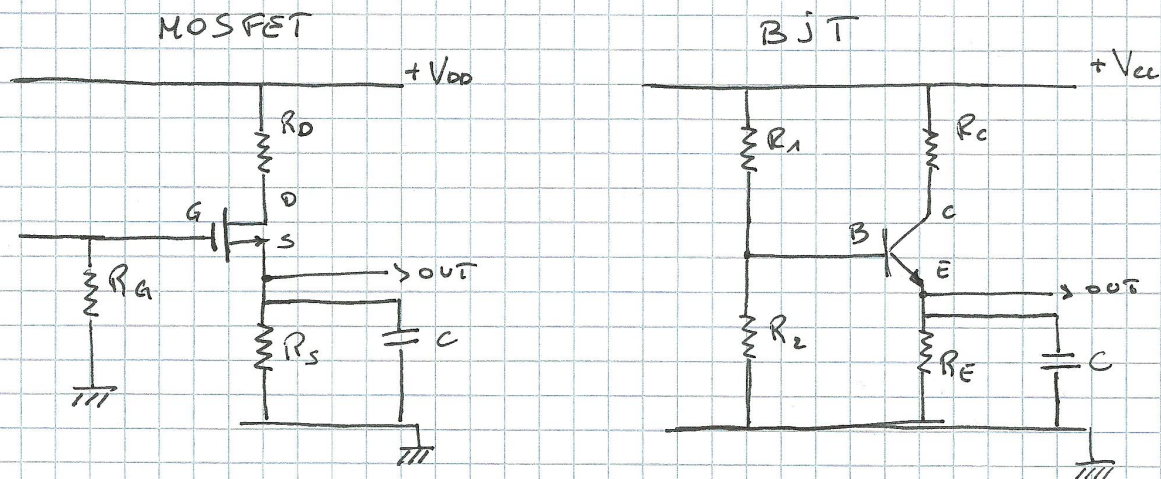
COME FACEVAMO PER LA V_E DEL BJT (SICCOME QUI NON SI HA UN DIODO), ABBIAMO COMUNQUE RILEVATO UNA SEMPLICE RELAZIONE TRA V_S E V_G CHE CI DICE CHE:

$$V_S \approx V_G$$

PER QUANTO RIGUARDA IL GUADAGNO SI HA:

$$G = \frac{V_D}{V_{GS}} = \frac{R_D \cdot I_D}{V_{GS}} = g_m \cdot R_D$$

A QUESTO PUNTO FACCIAMO UN CONFRONTO TRA I SEGUENTI CIRCUITI:



TRANSCONDUZIONE

$$g_m (\text{MOS}) = 2 \text{ mS}$$

$$g_m (\text{BJT}) = 40 \text{ mS}$$

RESISTENZA DI EBERS-MOLL

$$r_e = 25 \Omega$$

non si chiama resistenza di ebers moll
ma e' $1/g_m$

NO r_e

C'E' UN FATTORE 20 TRA LA $g_m (\text{MOS})$ E $g_m (\text{BJT})$ CHE

DERIVA DAL FATTO CHE C'E' UNA RELAZIONE QUADRATICA

TRA I_D E V_{GS} MENTRE C'E' UNA RELAZIONE ESPONENZIALE

TRA I_C E V_{BE} - QUINDI C'E' UNA RELAZIONE LINEARE TRA

I_c e g_m (BJT) E UNA RELAZIONE RADICALE QUADRATICA TRA

I_D e g_m (MOS)

IMPEDENZA DI USCITA

$$Z_{out} (MOS) = \left(\frac{1}{g_m (MOS)} \right) \parallel R_s$$

$$Z_{out} (BJT) = \left(\frac{R_1 \parallel R_2 + r_{\pi}}{\beta} \right) \parallel R_E$$

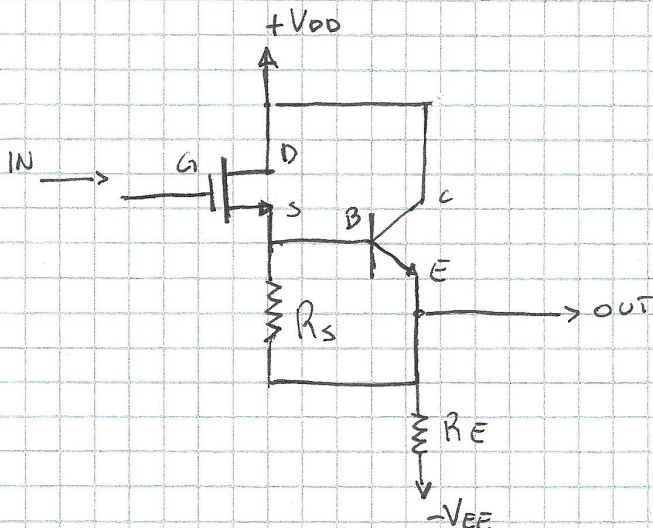
POICHE' $\frac{1}{g_m (MOS)} = \frac{1}{2mS} = 500 \Omega$ (CHE E' UNA RESISTENZA MOLTO

GRANDE) IL CIRCUITO A MOS (PRIVATO DELLA CAPACITA' C)

E' UN PESSIMO EMITTER FOLLOWER PERCHE' PRESENTA UNA IMPEDENZA DI USCITA DI UN ORDINE DI GRANDEZZA PIU' ELEVATO RISPETTO A QUELLA OFFERTA DAL CIRCUITO A BJT.

COME SI EVINCE DA QUESTO PARAGONE, MOS E BJT PRESENTANO VANTAGGI E SVANTAGGI CHE SI COMPENSANO TRA LORO. PER QUESTO, IN TEMPI RECENTI, SONO STATE SPERIMENTATE SOLUZIONI CHE PREVEDONO IL MISCOGLIAMENTO DELLE DUE TECNOLOGIE NELLO STESSO CIRCUITO:

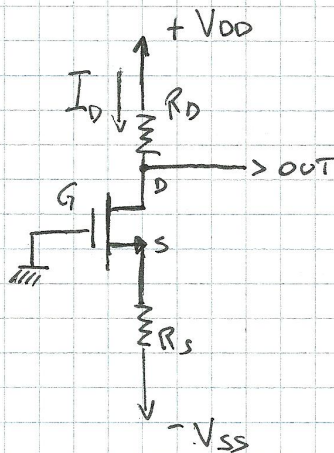
BIFET



QUESTO CIRCUITO E' UN OTTIMO LINE DRIVER SICCOME NON GUADAGNA (NON ESSENDO CI RESISTENZE DI COLLETORE) MA HA UNA ELEVATISSIMA IMPEDENZA IN INGRESSO (QUELLA DEL MOS) E UNA BASSISSIMA IMPEDENZA IN USCITA (DATA DA $\frac{1}{g_m} \cdot \frac{1}{\beta_{pe}} = 2 \Omega$)

ESERCIZIO

POLARIZZARE IL SEGUENTE MOSFET IN CONFIGURAZIONE COMMON GATE:



SUPPONENDO CHE IL MOS SIA UN ENHANCEMENT CON LE SEGUENTI CARATTERISTICHE:

$$V_t = 2V$$

$$k = 0,4 \frac{mA}{V^2}$$

E SIA:

$$V_{DD} = +5V$$

$$V_{SS} = -5V$$

$$I_D = 0,4 mA$$

VERIFICANDO LA CONDIZIONE DI SATURAZIONE

$$I_D = k(V_{GS} - V_t)^2$$

QUINDI POSSO RILEVARE LA V_{GS} :

$$0,4 \text{ mA} = 0,4 \frac{\text{mA}}{\text{V}^2} (V_{GS} - 2\text{V})^2$$

QUESTA CONDIZIONE È SODDISFATTA SIA PER $V_{GS} = 1\text{V}$, SIA PER $V_{GS} = 3\text{V}$; TUTTAVIA, SICCOME LA MIA SOGLIA È $V_t = 2\text{V}$, NON POSSO PRENDERE IN CONSIDERAZIONE LA SOLUZIONE $V_{GS} = 1\text{V}$ CHE MI FAREBBE FINIRE IN INTERDIZIONE. PERTANTO SI HA :

$$V_S = -3\text{V}$$

$$R_S = \frac{2\text{V}}{0,4 \text{ mA}} = \frac{(V_S - V_{SS})}{I_D} = 4 \text{ k}\Omega$$

A QUESTO PUNTO DEVO LA GIUSTA DINAMICA AL CIRCUITO TENENDO CONTO DELLA CONDIZIONE $V_{DS} > (V_{GS} - V_t)$. SE IMPONGO :

$$V_D = 1\text{V}$$

OTTIENGO :

$$V_{DS} = (V_D - V_S) = 4\text{V}$$

E POI È :

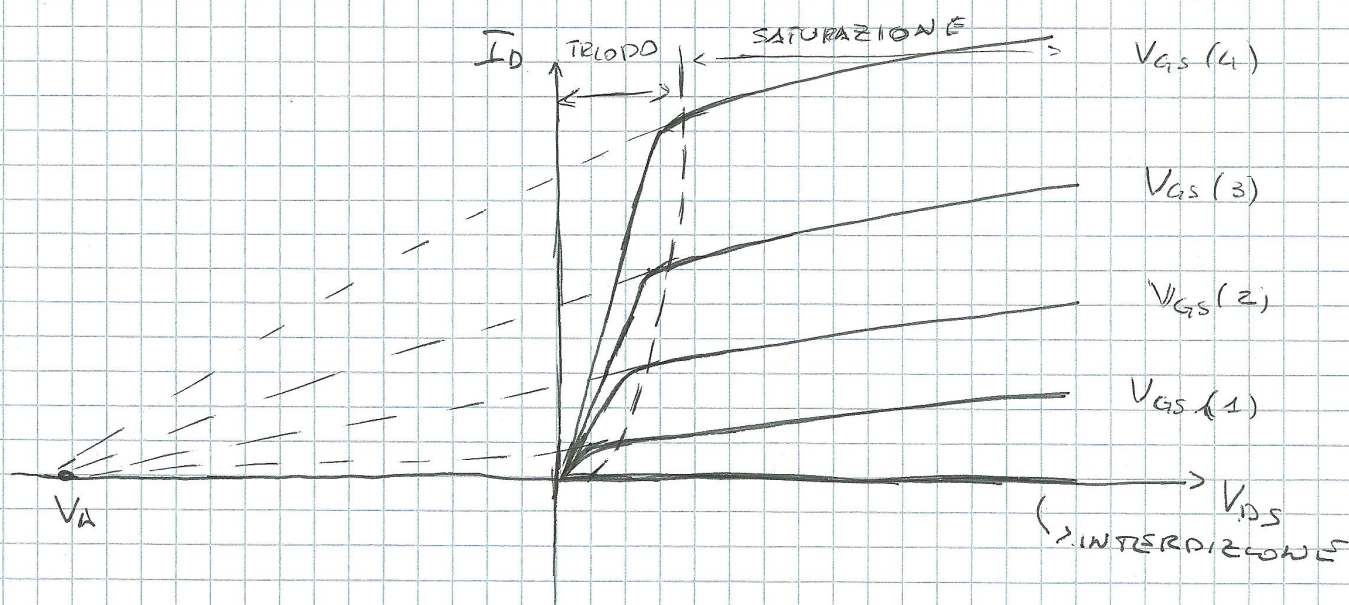
$$V_{GS} - V_t = 3\text{V} - 2\text{V} = 1\text{V} < 4\text{V}$$

LA CONDIZIONE È SODDISFATTA. A QUESTO PUNTO RIESCO IL VALORE DELLA RESISTENZA R_D :

$$R_D = \frac{V_{DD} - V_D}{I_D} = \frac{4\text{V}}{0,4 \text{ mA}} = 10 \text{ k}\Omega$$

PRECISAZIONE

ABBINIAMO ASSUNTO, NELLA DESCRIZIONE DELLE CARATTERISTICHE DI USCITA DEL MOS, CHE L'AUMENTO INDISCRIMINATO DELLA V_{DS} NON ABBIÀ EFFETTO SULLA FORMA DEL CANALE UNA VOLTA RAGGIUNTA LA TENSIONE DI SATURAZIONE V_{DS-SAT} . QUESTO NON È DEL TUTTO VERO, ALL'AUMENTARE DI V_{DS} SI VERIFICA UNA MODULAZIONE DELLA LUNGHEZZA DEL CANALE E, POICHÉ k È INVERSAMENTE PROPORZIONALE ALLA LUNGHEZZA DEL CANALE, SI VERIFICA ANCHE UN AUMENTO DI k E, CONSEGUENTEMENTE, DELL' I_D . SENZA SENDERE NEI METODI ANALITICI, MOSTRIAMO L'EFFETTO DELLA MODULAZIONE DELLA LUNGHEZZA DEL CANALE SULLE CARATTERISTICHE DI USCITA DI UN MOS:



LE CARATTERISTICHE $I_D - V_{GS}$ NELLA REGIONE DI SATURAZIONE HANNO UN ANDAMENTO RETTILINEO E SI INTERSECCANO TUTTE IN UN UNICO PUNTO SULL'ASSE V_{GS} , QUESTO PUNTO INDIVIDUA UNA TENSIONE V_A SIMILE A QUELLA CHE PER IL TRANSISTOR BJT ERA LA TENSIONE DI EARLY.

LA PENDENZA DELLE CARATTERISTICHE IN SATURAZIONE È DATA

DA :

$$\frac{1}{\mu_0}$$

DOVE r_o È LA RESISTENZA DI USCITA DEL TRANSISTOR CHE HA UN VALORE FINITO ED È INVERSAMENTE PROPORZIONALE ALLA CORRENTE I_D DI POLARIZZAZIONE:

$$r_o = \left[\frac{\partial I_D}{\partial V_{DS}} \right]^{-1}$$

QUESTA RESISTENZA IN CREMENTALE È RESPONSABILE DELL'INCLINAZIONE VERSO L'ALTO DELLE CARATTERISTICHE IN SATURAZIONE]