MASTER COPY
Tel. 050 8312126
Cell. 388 9837745

# DIGITALE

LEZIONE 1

## PROGRAMMA DEL CORSO

① CIRCUITI DIGITALI (>50% DEL CORSO)
- VOCABOLARIO
- COMPONENTI A MOS
- COMPONENTI A BIPOLARE
- FAMIGLIE LOGICHE [INTEGRATI]

↕ METODOLOGIE DI ANALISI

② MEMORIE A SEMICONDUTTORE
- CARATTERISTICHE
- MODI D'USO

③ CIRCUITI AUSILIARI
- FORMATORI D'IMPULSO
- GENERATORI DI SINCRONISMO
- ALIMENTATORI

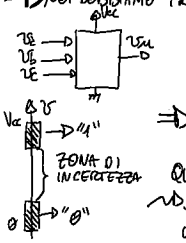
## VOCABOLARIO

"DIGITALE" → DIGIT → CIFRA, QUINDI FA RIFERIMENTO A QUALCOSA DI INTRINSECAMENTE DEFINITO (FINITO). IN ELETTRONICA DIGITALE SI SCEGLIE, TRA TUTTI I MONDI DIGITALI, IL BINARIO, CIOÈ GRANDEZZE CHE ASSUMONO ESCLUSIVAMENTE 2 VALORI. IL MONDO DELL'ELETTRONICA DIGITALE LAVORA IN BINARIO PERCHÈ TROVA DELLE SOLUZIONI TECNOLOGICHE CHE CI CONSENTONO DI OTTENERE I NOSTRI SCOPI (MACCHINE CHE LAVORANO IN DIGITALE)

- SE LE GRANDEZZE BINARIE SONO VARIABILI LOGICHE, ENTRA IN GIOCO BOOLE CHE HA SVILUPPATO UN'ALGEBRA (PER TRATTARLE), DEGLI OPERATORI, DELLE FUNZIONI LOGICHE. QUINDI SE INTRODUCIAMO IN UNA APPLICAZIONE DELLE VARIABILI LOGICHE ABBIAMO DEGLI STRUMENTI ANALITICI PER POTER OPERARE TRA QUESTE GRANDEZZE PER TIRAR FUORI DELLE FUNZIONI LOGICHE E CI APPIAMO AL MONDO DELLE RETI LOGICHE, CIOÈ ALLE APPLICAZIONI DI CONTROLLO DIGITALE
- CON UNA GRANDEZZA BINARIA SI PUÒ FARE UNA RAPPRESENTAZIONE DI NUMERI IN BASE 2. QUINDI SI POSSONO REALIZZARE MACCHINE CHE LAVORANO SU QUESTE RAPPRESENTAZIONI E SI PUÒ ALLORA SVILUPPARE UN' ARITMETICA BINARIA. QUINDI ABBIAMO I CALCOLATORI ELETTRONICI (BINARI)
- UN ALTRO MODO DI UTILIZZARE LE GRANDEZZE BINARIE È QUELLO DI RAPPRESENTAZIONE DI SEGNALI, CIOÈ CAMPIONAMENTO DI UN SEGNALE PER PASSARE DA UN SEGNALE CONTINUO AD UNO DISCRETO (SENZA PERDITA D'INFORMAZIONE, O QUASI). QUINDI SI APRE IL MONDO DELL'APPLICAZIONE DEI DSP (DIGITAL SIGNAL PROCESSING) ⇒ ELABORAZIONE DEI SEGNALI

⇒ LA TECNOLOGIA INGEGNERISTICA CHE CI CONSENTE DI REALIZZARE MACCHINE DIGITALI NELLA MANIERA MIGLIORE POSSIBILE, È QUELLA "ELETTRONICA". QUESTO PERCHÈ L'ELETTRONICA PORTA VANTAGGI COME: DIMENSIONI RIDOTTE; VELOCITÀ DI ELABORAZIONE ELEVATA; CONSUMI, POTENZA DISSIPATA, BASSA; COSTI BASSI. (QUESTI HANNO PORTATO ANCHE ALLA PORTABILITÀ DELLE MACCHINE DIGITALI)

⇒ NOI DOBBIAMO TROVARE UN MODO, DEI CIRCUITI ELETTRONICI, CHE CI CONSENTONO DI LAVORARE NEL MONDO BINARIO




MA UN DISPOSITIVO ELETTRONICO È UN OGGETTO NEL QUALE SCORRONO CORRENTI E SI MISURANO TENSIONI, QUINDI È UN OGGETTO INTRINSECAMENTE ANALOGICO. QUINDI NASCE SUBITO UN PRIMO PROBLEMA: COME SI RAPPRESENTANO GRANDEZZE CONTINUE CON VALORI DISCRETI, QUINDI UN PROBLEMA DI ATTRIBUZIONE DEI LIVELLI LOGICI

⇒ SI PUÒ PENSARE DI ASSOCIARE AL LIVELLO LOGICO "1", VALORI DI TENSIONI PROSSIMI A $V_{CC}$. ANALOGAMENTE SI ASSOCIA "0" A VALORI PROSSIMI A 0 V

QUINDI SE APPLICHIAMO QUESTA CONVENZIONE ABBIAMO REALIZZATO UN CIRCUITO ELETTRONICO CHE PUÒ LAVORARE NEL MONDO DIGITALE (BINARIO)

↝ SI DEVE TROVARE UN MODO PER RAPPRESENTARE I LIVELLI LOGICI CON DEGLI INTERVALLI DI VALIDITÀ DELLE TENSIONI. AL DI FUORI DI QUESTI SI HA UNA ZONA DI INCERTEZZA, DOVE IL LIVELLO DI TENSIONE NON RAPPRESENTA ALCUN LIVELLO LOGICO

LEZIONE 2

UTILIZZANDO LA CONVENZIONE DI ASSOCIARE UN INTERVALLO AD UN LIVELLO LOGICO, POSSIAMO MANDARE INGRESSI ANALOGICI (CHE RAPPRESENTANO LIVELLI LOGICI) AD UN CIRCUITO DIGITALE ED OTTENERE UN'USCITA ANALOGICA (CHE RAPPRESENTA LIVELLI LOGICI)

MA CHE PROPRIETÀ CI PIACEREBBE CHE UN CIRCUITO ELETTRONICO CHE LAVORA NEL MONDO DIGITALE AVESSE?

① IL CIRCUITO ELETTRONICO DEVE REALIZZARE UNA FUNZIONE LOGICA, CIOÈ L'USCITA BINARIA DEVE ESSERE LEGATA ALLE GRANDEZZE BINARIE IN INGRESSO.

UN BUON CIRCUITO DIGITALE DOVREBBE, PER QUANTO POSSIBILE, CERCARE DI RENDERE QUESTE GRANDEZZE ANALOGICHE (TENSIONI) IL QUANTO PIÙ POSSIBILE GRANDEZZE DIGITALI. CIOÈ, IDEALMENTE MI PIACEREBBE CHE IL LIVELLO LOGICO ASSOCIATO ALLA GRANDEZZA ANALOGICA D'INGRESSO, VENISSE IL PIÙ POSSIBILE QUANTIZZATO (USO IL PIÙ DIGITALE POSSIBILE). QUINDI SE $V_{IN}$ VARIA TRA 0 E $V_{CC}$, VORREI CHE L'USCITA NON FOSSE DISTRIBUITA UNIFORMEMENTE, MA FOSSE SCHIACCIATA VERSO "1" E "0". QUINDI VUOL DIRE CHE QUEL CIRCUITO TENDE A DIGITALIZZARE I VALORI ANALOGICI ⇒ ② QUANTIZZABILITÀ DEI LIVELLI, QUINDI FARÒ IN MODO CHE IL CIRCUITO DOVRÀ SCHIACCIARE LE TENSIONI CHE ESSO GENERA VERSO "0" E "1", OVVERO CHE GENERINO TENSIONI NON APPARTENENTI ALLA ZONA DI INCERTEZZA [CIOÈ CHE VARIANDO $V_{IN}$ ↝ $V_{OUT} < \frac{V_{CC}}{2}$]

[QUESTA PROPRIETÀ RICHIEDE UN COMPORTAMENTO, VISTO COME CIRCUITO ELETTRONICO, UN PO' PARTICOLARE PERCHÈ SCHIACCIA I VALORI A "0" E "1". QUINDI DEVE ESSERE UN CIRCUITO NON LINEARE]

UN LIVELLO ELETTRICO CHE APPARTIENE AD UN LIVELLO LOGICO, PUÒ AVERE QUALITÀ DIVERSA RISPETTO AD UN ALTRO LIVELLO ELETTRICO CHE APPARTIENE ALLO STESSO LIVELLO LOGICO?

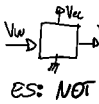
↝ OVVIO CHE SI, PERCHÈ SE FOSSI AL LIMITE DI QUELLA ZONA DI VALIDITÀ DEL LIVELLO LOGICO, UNA QUALUNQUE ALTERAZIONE POTREBBE PORTARMI NELLA ZONA DI INCERTEZZA

⇒ QUINDI TANTO PIÙ SONO VICINO ALLO 0 ELETTRICO E TANTO PIÙ SONO VICINO AL $V_{CC}$ ELETTRICO, TANTO MIGLIORI SONO QUEI VALORI LOGICI. QUINDI UN BUON CIRCUITO ELETTRICO È QUANDO GLI ARRIVA IN INGRESSO UN LIVELLO LOGICO RAPPRESENTATO DA UN LIVELLO ELETTRICO AL LIMITE DELLA VALIDITÀ E CHE LA QUALITÀ DEL LIVELLO LOGICO GENERATO IN USCITA FOSSE MIGLIORE DELLA QUALITÀ DEL LIVELLO LOGICO CHE ARRIVA IN INGRESSO ⇒ ③ RIGENERAZIONE DEI LIVELLI

④ IMPLICITAMENTE SI VEDE: MONODIREZIONALITÀ, PERCHÈ CON QUESTO CIRCUITO VOGLIO RAPPRESENTARE UN OPERATORE LOGICO (CHE HANNO 1 INGRESSO E 1 USCITA).

CON QUESTI CIRCUITI VOGLIAMO REALIZZARE UNA RETE LOGICA, CHE È UNA COMBINAZIONE DI OPERATORI LOGICI. QUINDI DOBBIAMO FARE IN MODO CHE QUEL CIRCUITO SIA IN GRADO DI PILOTARE ALTRI CIRCUITI SENZA MALFUNZIONAMENTI ⇒ ⑤ CAPACITÀ DI PILOTAGGIO

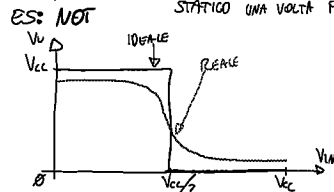
- SU QUESTE CARATTERISTICHE ANDREMO A DEFINIRE DEI PARAMETRI NUMERICI CHE CI CONSENTIRANNO DI CAPIRE QUANTO STIAMO SODDISFATTE QUESTE PROPRIETÀ




IL COMPORTAMENTO DI QUESTO CIRCUITO, DAL PUNTO DI VISTA DIGITALE, SI STUDIA MANDANDO UN LIVELLO DI TENSIONE IN INGRESSO E SI GUARDA COSA ESCE IN USCITA.

⇒ QUINDI SI COSTRUISCE LA CARATTERISTICA DI TRASFERIMENTO STATICA, CIOÈ UN VALORE DELL'USCITA STATICA IN FUNZIONE DELL'INGRESSO STATICO UNA VOLTA FINITI TUTTI I TRANSITORI

ES: NOT




- IDEALMENTE CI PIACEREBBE UNA ZONA DI INCERTEZZA IN INGRESSO PICCOLISSIMA, IN MODO DA POTER INTERPRETARE IN MANIERA COMPLETA QUALUNQUE SEGNALE IN INGRESSO CON UN LIVELLO LOGICO
  - ↝ SE $V_{IN} = \frac{V_{CC}}{2}$ QUESTA VIENE INTERPRETATA CON 0 PERCHÈ IL CIRCUITO RISPONDE CON UN "1" [IL CIRCUITO LEGGE UNO 0 LOGICO E RISPONDE CON UN 1 LOGICO, ED ANCHE 1 ELETTRICO ($V_{CC}$); ANALOGAMENTE PER 1 → 0]
- IL CIRCUITO È CHIARAMENTE NON LINEARE; LA FUNZIONE LOGICA È SVOLTA; I LIVELLI LOGICI SONO RIGENERATI (POSSO METTERE UN 1 LOGICO PESSIMO IN INGRESSO ($\frac{V_{CC}}{2}^+$) E OTTENERE UNO 0 LOGICO OTTIMO (0 ELETTRICO) IN USCITA), ECC... (TUTTO IDEALE)
- MA NELLA REALTÀ FORSE NON AVREMO $V_{CC}$ PIENO O 0 ELETTRICO PIENO, E MAGARI NON SI AVRÀ UNA BRUSCA DISCESA. MA IL NOSTRO TENTATIVO È CERCARE DI APPROSSIMARE, PER QUANTO POSSIBILE, LA RISPOSTA IDEALE CHE VOGLIAMO

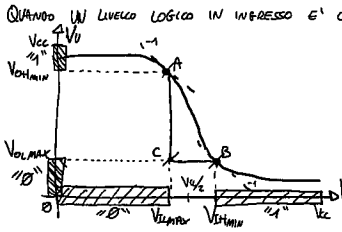
⇒ UN MODO DI POTER QUALIFICARE, CARATTERIZZARE, IL COMPORTAMENTO DI UN CIRCUITO ELETTRONICO CHE VOGLIAMO FAR LAVORARE NEL MONDO DIGITALE È CALCOLARE, VALUTARE O MISURARE SPERIMENTALMENTE LA CARATTERISTICA DI TRASFERIMENTO STATICA. PERÒ QUESTA RIMANE UNA VALUTAZIONE QUALITATIVA, PERCUI SERVONO DEI PARAMETRI DI BONTÀ (NUMERICI) CHE FANNO UNA VALUTAZIONE QUANTITATIVA

- LA PRIMA COSA DA FARE È DEFINIRE LA CONVENZIONE CHE ASSEGNA LA ZONA DEI LIVELLI LOGICI IN VALORI NUMERICI

MASTER COPY
Tel. 050 8312126
Cell. 388 9837745

# DIGITALE

QUANDO UN LIVELLO LOGICO IN INGRESSO E' CONSIDERATO UNO "0" o 1 LOGICO? ⇝ SI FISSANO DUE PUNTI SULLA CARATTERISTICA COME LIMITI




- LA CONVENZIONE E' PRENDERE I PUNTI SULLA CARATTERISTICA A TANGENTE -1
  - ⇒ QUANDO LA $V_{IN}$ E' MINORE DELL'ASCISSA DEL PUNTO A, LA RISPOSTA DEL CIRCUITO $V_U$ E' SICURAMENTE SUPERIORE ALL'ORDINATA DEL PUNTO A ⇝ [$V_{IN}$ = "0" LOGICO ⇒ $V_U$ = "1" LOGICO]
  - ⇒ SE $V_{IN}$ E' COMPRESO TRA L'ASCISSA DEL PUNTO B E $V_{CC}$, LA RISPOSTA DEL CIRCUITO E' INFERIORE ALL'ORDINATA DEL PUNTO B [$V_{IN}$ = "1" LOGICO → $V_U$ = "0" LOGICO]

⇝ QUESTA E' LA PROCEDURA DELL'ASSEGNAZIONE CHE CI PERMETTE DI PASSARE DA LIVELLI CONTINUI A LIVELLI DISCRETI

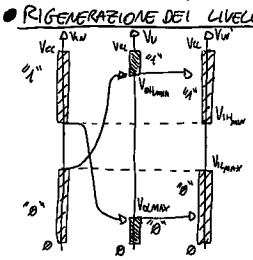
- LA SCELTA DELLA TANGENTE A COEFFICIENTE -1 E' DATA DAL FATTO CHE SICURAMENTE LE CARATTERISTICHE NELLE QUALI NON SI HA MAI PENDENZA -1 (CIOE' BANALI), SI ESCLUDONO A PRIORI PERCHE' TROPPO DISTANTI DALLA CARATTERISTICA IDEALE, QUINDI SI CONSIDERANO I CIRCUITI CON CARATTERISTICHE CON PENDENZA MAGGIORE IN MODULO DI -1 AL CENTRO. LA TANGENTE, CHE RAPPRESENTA LA PENDENZA DELLA CURVA ⇒ $\frac{\Delta V_U}{\Delta V_{IN}}$ ⇝ CHE E' PROPRIO IL GUADAGNO DEL CIRCUITO IN UN PUNTO DELLA CARATTERISTICA (PT DI LAVORO)

⇒ IL PUNTO A TANGENTE UNITARIA (IN MODULO) SEPARA LA CURVA IN 3 ZONE: $\left|\frac{\Delta V_U}{\Delta V_{IN}}\right|$ $\begin{cases} <1 \text{ IN } [0,A] \text{ ⇝ IL CIRCUITO SI COMPORTA DA ATTENUATORE} \\ \geq 1 \text{ IN } [A,B] \text{ ⇝ IL CIRCUITO SI COMPORTA DA AMPLIFICATORE} \\ <1 \text{ IN } [B,V_{CC}] \text{ ⇝ IL CIRCUITO SI COMPORTA DA ATTENUATORE} \end{cases}$ } PER PICCOLI SEGNALI

⇒ L'ELETTRONICA DIGITALE VALUTA LA RISPOSTA DEL CIRCUITO AI GRANDI SEGNALI (FACENDO VARIARE $V_{IN}$ DA 0 A $V_{CC}$).

⇒ LA ZONA CORRETTA DAL PUNTO DIGITALE E' LA ZONA DOVE IL CIRCUITO ATTENUA I PICCOLI SEGNALI, PERCIO' I CIRCUITI DIGITALI REIETTANO I RUMORI

- CONTROLLIAMO LE PROPRIETA': LA FUNZIONE LOGICA E' REALIZZATA; SI HA QUANTIZZAZIONE DEI LIVELLI PERCHE' VARIANDO $V_{IN}$ TRA 0 E $V_{CC}$, LA RISPOSTA E' ADDENSATA MAGGIORMENTE NELLE ZONE DI 1 E 0; NON LINEARE
- RIGENERAZIONE DEI LIVELLI: IMMAGINIAMO DI METTERE ALL'INGRESSO LO "0" PIU' SCHIFOSO CHE SI PUO' ≡ VALORE PEGGIORE DELLO 0 ELETTRICO ≡ ASCISSA DEL PUNTO A ⇝ LA RISPOSTA E' L'ORDINATA DEL PUNTO A ≡ PEGGIOR "1" GENERATO IN USCITA




LA STESSA COSA SUCCEDE CON IL PEGGIOR "1" IN INGRESSO, RIFERITO AL PUNTO B

⇒ LO "0" LOGICO IN USCITA E' MIGLIORE DELLO "0" LOGICO IN INGRESSO, E SI VEDE PENSANDO CHE L'USCITA SIA MANDATA AD UN SECONDO CIRCUITO $V_{IN}'$. SI VEDE INFATTI CHE SONO MIGLIORI PERCHE' PIU' VICINI ALLO 0 o $V_{CC}$ ELETTRICO

⇒ QUINDI STIAMO PARTITI DA UN LIVELLO LOGICO AL LIMITE DELLA VALIDITA' E NE ABBIAMO OTTENUTO UNO DI MIGLIOR QUALITA' ⇒ RIGENERAZIONE DEI LIVELLI

- SI HA RIGENERAZIONE DEI LIVELLI PERCHE' LA ZONA DI INCERTEZZA DELL'USCITA E' MAGGIORE DI QUELLA DELL'INGRESSO (DALLA CARATTERISTICA → $\overline{AC} > \overline{CB}$). QUINDI, PER AVERE RIGENERAZIONE DEI LIVELLI, IL CIRCUITO ELETTRONICO DEVE AVERE LA PENDENZA IN MODULO MAGGIORE DI 1 NELLA ZONA CENTRALE DELLA CARATTERISTICA (PER GARANTIRE $\overline{AC} > \overline{CB}$)

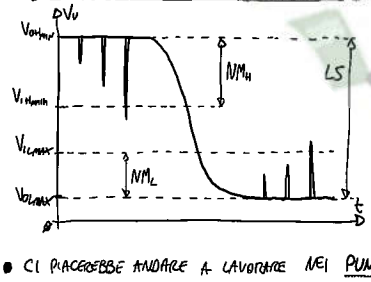
⇒ IL CIRCUITO ELETTRONICO CHE VOGLIO FAR LAVORARE NEL MONDO DIGITALE, IN REALTA' DEVE AMPLIFICARE PER PICCOLI SEGNALI IN QUELLA ZONA DALLA QUALE SI DEVE STARE LONTANI PER LAVORARE IN DIGITALE

- $V_{ILmax}$ = MASSIMA TENSIONE D'INGRESSO INTERPRETATA COME 0 LOGICO
- $V_{OHmin}$ = MINIMA TENSIONE D'USCITA GENERATA COME 1 LOGICO ⇒ $A = (V_{ILmax}, V_{OHmin})$
- $V_{IHmin}$ = MINIMA TENSIONE D'INGRESSO INTERPRETATA COME 1 LOGICO
- $V_{OLmax}$ = MASSIMA TENSIONE D'USCITA GENERATA COME 0 LOGICO ⇒ $B = (V_{IHmin}, V_{OLmax})$

MASTER COPY
Tel. 050 8312126
Cell. 388 9837745

- CONFRONTO TRA ANALOGICO E DIGITALE (CIOE' PERCHE' SI USA IL DIGITALE PER L'ELABORAZIONE ELETTRONICA): SE NEL MONDO ANALOGICO, IN UN SEGNALE, SI SOVRAPPONE UN DISTURBO, QUESTO PORTA A DANNEGGIARE L'INFORMAZIONE, PERCHE' NE ALTERA IL CONTENUTO ANALOGICO [CHE RISIEDE NEL VALORE FISICO DI QUELLA GRANDEZZA]

⇒ DISTURBO IN UN CIRCUITO DIGITALE [NEL CASO PEGGIORE POSSIBILE] [NEL MONDO DIGITALE L'INFORMAZIONE RISIEDE NEL VALORE LOGICO]

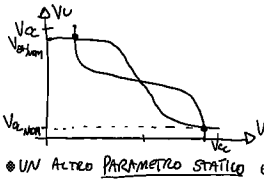



L'USCITA AFFETTA DA DISTURBI, PORTA L'INFORMAZIONE CORRETTA FINCHE' IL DISTURBO NON FA CAMBIARE IL LIVELLO LOGICO. CIOE' UN LIVELLO LOGICO E' INTERPRETATO CORRETTAMENTE FINCHE' UN INGRESSO A VALLE (2° STADIO) LO LEGGE CON QUEL LIVELLO LOGICO ⇝ OVVERO UN INGRESSO A VALLE LEGGE LA TENSIONE COME QUEL LIVELLO LOGICO FINO A $V_{IHmin}$ (SE ERA 1 LOGICO) O $V_{ILmax}$ (SE ERA 0). E SICCOME $V_{IHmin}$ E' MINORE DI $V_{OHmin}$ ⇒ IMMUNITA' AI DISTURBI (AL DI SOTTO DI UN CERTO LIMITE)

PARAMETRI STATICI

- LOGIC SWING (ESCURSIONE LOGICA) = $V_{OHmin} - V_{OLMAX}$ (VALORI NEL CASO PEGGIORE SUI QUALI OSCILLA L'USCITA)
- NOISE MARGIN (RUMORE ACCETTABILE) = $\begin{cases} NM_H = V_{OHmin} - V_{IHmin} \\ NM_L = V_{ILmax} - V_{OLmax} \end{cases}$ (ENTITA' MASSIMA DEI DISTURBI CHE CONSENTE DI NON PERDERE L'INFORMAZIONE)

- CI PIACEREBBE ANDARE A LAVORARE NEI PUNTI NOMINALI DELLA CARATTERISTICA (IDEALMENTE 0 ELETTRICO E $V_{CC}$). SI DEFINISCONO CON UNA COSTRUZIONE GEOMETRICA




SUPPONIAMO DI PRENDERE LA CARATTERISTICA E DI PRENDERE L'USCITA DI UNA PORTA E APPLICARLA A UN'ALTRA. QUINDI SI PRENDONO LE USCITE GENERATE E SI RIPORTANO SULL'INGRESSO DI UNA PORTA A VALLE. IMMAGINANDO UNA SERIE INFINITA DI QUESTE PORTE, SI VEDE LA TENSIONE CHE SI VA A STABILIZZARE SULL'USCITA DI QUESTE PORTE. QUINDI E' COME SE PRENDESSI LA CARATTERISTICA E LA RIBALTASSI SULL'ASSE DEGLI INGRESSI ⇒ QUESTI PUNTI DI INTERSEZIONE SONO I PUNTI NOMINALI

⇝ SI FA QUESTO PER POTER DARE, ALL'INTERNO DELLA ZONA DI VALIDITA', DUE PUNTI DI LAVORO (PIU' O MENO SIGNIFICATIVI)

- UN ALTRO PARAMETRO STATICO E' DATO DALLA POTENZA (UN CIRCUITO CHE DISSIPA MENO POTENZA E' MIGLIORE). NELLA SCATOLINA ABBIAMO 3 SCAMBI DI POTENZA: PORTA D'INGRESSO, LA PORTA D'USCITA E LA PORTA DELL'ALIMENTATORE. TIPICAMENTE LA PORTA DI INGRESSO E D'USCITA SONO A TENSIONE ALTA O BASSA. SE LA TENSIONE E' BASSA, LA POTENZA SCAMBIATA NELLE PORTE IN E OUT, E' TRASCURABILE; POSSIAMO CONSIDERARE IL CIRCUITO A VUOTO, PERCIO' LO SCAMBIO DI POTENZA IN USCITA NON C'E' [$I_{OUT}$=0]; ALLORA L'UNICO CASO POTREBBE ESSERE QUANDO $V_{IN}$ ALTA E VIENE ASSORBITA CORRENTE IN INGRESSO, MA CASO RARO. ⇒ QUINDI SI PUO' IMMAGINARE, DAL PUNTO DI VISTA STATICO, CHE L'UNICA POTENZA SCAMBIATA DAL CIRCUITO SIA ATTRAVERSO LA PORTA DI ALIMENTAZIONE. QUESTA POTENZA E' QUELLA CHE IL CIRCUITO DEVE DISSIPARE (PERCHE' NON CI SONO SORGENTI DI ACCUMULO DI ENERGIA STATICAMENTE). SI IPOTIZZA CHE IL CIRCUITO STIA AL 50% DEL TEMPO CON USCITA ALTA E IL 50% BASSA [VALORI NOMINALI]

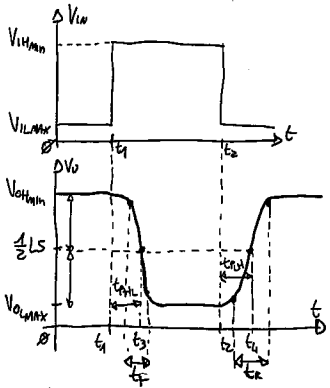
⇒ POTENZA STATICA = $\frac{1}{2}\left(V_{CC} \cdot I_{CCH} + V_{CC} \cdot I_{CCL}\right) = \frac{V_{CC}}{2}\left(I_{CCH} + I_{CCL}\right)$

- ADESSO DOBBIAMO VEDERE COME IL CIRCUITO RISPONDE DINAMICAMENTE, AL VARIARE DEL TEMPO, E QUINDI OCCORRERA' DEFINIRE DEI PARAMETRI DINAMICI.
  - ⇝ SI DOVRA' VALUTARE LA TENSIONE D'INGRESSO NEL TEMPO E CONFRONTARLA CON LA TENSIONE D'USCITA NEL TEMPO

[COMUNQUE SIA FATTO IL CIRCUITO ELETTRONICO, NON POSSIAMO PRESCINDERE DAL FATTO CHE CI POSSANO ESSERE DEGLI EFFETTI INERZIALI, CONDENSATORI E INDUTTANZE, SIA FISICI CHE PARASSITI, SICURAMENTE INFLUENZANO IL COMPORTAMENTO (TEMPO PER CARICARSI)]

MASTER COPY
Tel. 050 8312126
Cell. 388 9837745

# DIGITALE




SI IPOTIZZA CHE $V_{IN}$ ABBIA DELLE BRUSCHE TRANSIZIONI NEGLI ISTANTI $t_1$ E $t_2$, MA REALISTICAMENTE (PER EFFETTI INERZIALI) LA RISPOSTA SCENDERÀ CON UN CERTO RITARDO E CON UNA TRANSIZIONE NON BRUSCA.
LA STESSA COSA SI HA PER LA TRANSIZIONE OPPOSTA.

## PARAMETRI DINAMICI

CONVENZIONALMENTE SI RITIENE AVVENUTA LA TRANSIZIONE IN USCITA QUANDO IL SEGNALE ATTRAVERSA LA META' DELL'ESCURSIONE LOGICA (SCELTA SPERIMENTALMENTE COMODA)

- TEMPO DI PROPAGAZIONE (RITARDO): $\begin{cases} t_{PHL} = t_3 - t_1 \\ t_{PLH} = t_4 - t_2 \end{cases}$ (IN GENERALE DIVERSI) • PER DEFINIRE UN UNICO TEMPO DI PROPAGAZIONE, CHE NON HA SENSO FISICO MA E' COMODO $\Rightarrow t_p = \frac{t_{PHL} + t_{PLH}}{2}$
- FALL TIME: $t_F$ = TEMPO PER ANDARE DAL 90% AL 10% DELL'ESCURSIONE LOGICA
- RAISE TIME: $t_R$ = TEMPO PER ANDARE DAL 10% AL 90% DELL'ESCURSIONE LOGICA

IL PROPAGATION DELAY DIPENDE DAGLI EFFETTI INERZIALI, PERCIÒ HA SENSO PARLARE DI $t_p$ DA SOLO, SENZA COLLEGARLO AD ALTRE GRANDEZZE ?

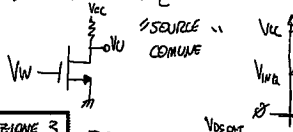
SE PRENDO UNA CAPACITÀ E VOGLIO FAR VARIARE LA SUA TENSIONE DEVO PER FORZA MANDARGLI UNA CORRENTE $\Rightarrow C\frac{dV_C}{dt} = i_C$. CIOÈ LA VELOCITÀ CON CUI RIESCO A SODDISFARE QUEL CERTO EFFETTO INERZIALE DIPENDE SOPRATTUTTO DALLA CORRENTE CHE SI HA A DISPOSIZIONE NEL CIRCUITO. QUINDI I PARAMETRI DINAMICI DIPENDONO DALLA CORRENTE (PIÙ E' ALTA, PRIMA GLI EFFETTI INERZIALI VANNO A REGIME). ALLORA PARLARE DI RITARDO DI PROPAGAZIONE SENZA COLLEGARLO ALLE CORRENTI NEL CIRCUITO E' FUORVIANTE

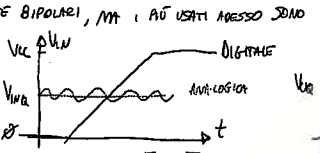
- ALLORA IL PARAMETRO $t_p$ E' COMPENSATO DA UN'ALTRO PARAMETRO CHE TIENE CONTO DELLE CORRENTI IN GIOCO NEL CIRCUITO $\rightsquigarrow P_S$ CHE CI DÀ UN'IDEA DELLE CORRENTI STATICHE CHE "TIRIAMO VIA" DALL'ALIMENTAZIONE. QUINDI SI DEFINISCE UN PARAMETRO CHE TIENE CONTO DEL RITARDO DI PROPAGAZIONE E DELLE CORRENTI (QUINDI DELLA POTENZA DISSIPATA STATICAMENTE)

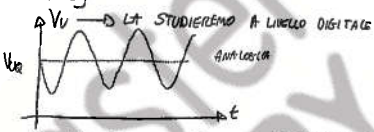
$\Rightarrow$ **POWER DELAY PRODUCT: $PDP = t_p \cdot P_S$** $[s \cdot W = J]$

- CERCHIAMO DI CAPIRE COSA C'È DENTRO QUELLA SCATOLINA. NOI VOGLIAMO UN CIRCUITO NON LINEARE CHE AMPLIFICA PER PICCOLI SEGNALI, ANCHE SE POI EVITEREMO QUELLA ZONA.

$\Rightarrow$ TRANSISTORI [STORICAMENTE BIPOLARI, MA I PIÙ USATI ADESSO SONO I MOS]

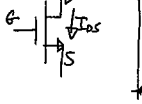


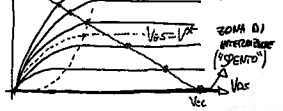




LEZIONE 3

MOS: M




$[I_G = 0]$

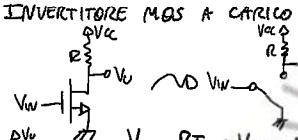
$$I_{DS} = \begin{cases} 0 & \text{PER } V_{GS} < V_T \text{ [INTERDIZIONE]} \rightsquigarrow \text{NON SI FORMA IL CANALE} \\ \beta\left[2(V_{GS}-V_T)V_{DS} - V_{DS}^2\right] & \text{PER } \begin{matrix} V_{GS} > V_T \\ V_{DS} < V_{GS} - V_T \end{matrix} \text{ [ZONA TRIODO]} \\ \beta(V_{GS}-V_T)^2 & \text{PER } \begin{matrix} V_{GS} > V_T \\ V_{DS} > V_{GS} - V_T \end{matrix} \text{ [ZONA DI SATURAZIONE]} \end{cases}$$

$\left(\text{CON } K = \frac{\mu_n C_{ox}}{2} \rightsquigarrow \beta = K\frac{W}{L}\right)$

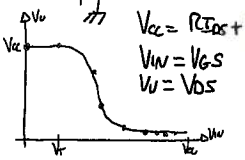
PERCHÈ K E' UN FATTORE TECNOLOGICO, CHE UN PROGETTISTA DIGITALE NON GESTISCE. IL PROGETTISTA DIGITALE PUÒ CONTROLLARE IL FATTORE GEOMETRICO $\frac{W}{L}$ E QUINDI IL $\beta$

$V_{DS_{SAT}} \rightsquigarrow$ PARABOLA CHE UNISCE I PUNTI DOVE IL CANALE SI STROZZA $(V_{GS} - V_T)$ [$I_{DS}$ "AL PRIMO ORDINE"]

INVERTITORE MOS A CARICO RESISTIVO $\rightsquigarrow$ CERCHIAMO DI ESTRARRE LE PRESTAZIONI DIGITALI DI QUESTO CIRCUITO (NEL MONDO ANALOGICO SI USA QUESTO CIRCUITO PER SFRUTTARNE LE SUE PRESTAZIONI DI AMPLIFICATORE). NEL MONDO DIGITALE SI SFRUTTA LE PROPRIETÀ DA INTERRUTTORE.




$\Rightarrow$ COME SEMPRE SI DEVE RICAVARE LA CARATTERISTICA DI TRASFERIMENTO STATICA, PERCHÈ DA QUESTA DISCENDONO TUTTI I PARAMETRI CHE CI INTERESSANO




$V_{cc} = RI_{DS} + V_{DS}$ $\Rightarrow$ RETTA DI CARICO. QUESTA EQUAZIONE, TRASPORTATA NELLA CARATTERISTICA $I_{DS}(V_{DS})$ CI DÀ IL PUNTO DI LAVORO (POLARIZZAZIONE) [INTERSEZIONE TRA RETTA E CARATTERISTICA DI QUEL TRANSISTORE QUANDO SI METTE SUL GATE UNA TENSIONE CONTINUA. ALLORA ABBIAMO UN'EQUAZIONE ANALITICA CHE LEGA LE DUE GRANDEZZE $I_{DS}$ E $V_{DS}$ E UN'EQUAZIONE GRAFICA CHE LEGA $I_{DS}$ E $V_{DS}$. PER CUI SI COSTRUISCE LA CARATTERISTICA DI TRASFERIMENTO STATICA FONDENDO LE DUE EQUAZIONI [UN PRIMO METODO]: SI OTTIENE TRACCIANDO LA RETTA DI CARICO SUL PIANO DELLE CARATTERISTICHE DEL MOS. QUESTO PRIMO PASSAGGIO E' QUELLO CHE SI FA PER CALCOLARE IL PUNTO DI RIPOSO, SOLO CHE ADESSO NON C'È SOLO UN PUNTO DI RIPOSO, MA UN'INFINITÀ CIOÈ QUELLI CHE VENGONO FUORI FACENDO VARIARE LA $V_{IN}$ DA 0 A $V_{cc}$.

$V_{IN} = V_{GS}$

$V_U = V_{DS}$

QUINDI FINCHÈ $V_{IN} < V_T \rightsquigarrow V_O = V_{cc} \Rightarrow$ CARATTERISTICA COINCIDENTE CON L'ASCISSA. AUMENTANDO $V_{IN}(V_{GS})$ SI LASCIA LA ZONA D'INTERDIZIONE E SI ENTRA IN SATURAZIONE, IL PUNTO DI LAVORO SI SPOSTA SEMPRE PIÙ FINO AD ARRIVARE ALLA ZONA DOVE SI RADDRIZZA, CIOÈ ALL'AUMENTARE DI $V_{IN}$ CAMBIA DI POCHISSIMO (TRIODO)

$\Rightarrow$ CI SIAMO COSTRUITI IN MANIERA GRAFICA LA CARATTERISTICA DI TRASFERIMENTO STATICA DELL'INVERTITORE

- MA SAREBBE PIÙ COMODO AVERE UNA METODOLOGIA DI ANALISI CHE PERMETTE DI TIRARE FUORI I PARAMETRI, OVVERO COSTRUIRE LA CARATTERISTICA DI TRASFERIMENTO ANALITICAMENTE $\rightsquigarrow$ COME SI PUÒ RISOLVERE IN MANIERA SISTEMATICA L'ANALISI A GRANDI SEGNALI DI CIRCUITO DOVE SONO PRESENTI DEI DISPOSITIVI NON LINEARI ?

L'IDEA PARTE DA QUESTA CONSIDERAZIONE: IL COMPORTAMENTO DEL MOS È SEPARATO NELLE SUE ZONE DI FUNZIONAMENTO, PER LE QUALI SI HA UNA CERTA EQUAZIONE.

$\Rightarrow$ QUINDI SI SOSTITUISCE L'OPPORTUNO MODELLO IN CIASCUNA ZONA E RISOLVERÀ LE EQUAZIONI E VERIFICHERÒ CHE SIAMO COERENTI CON LE IPOTESI FATTE

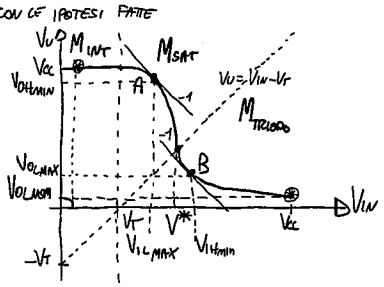
① INDIVIDUAZIONE DELLE ZONE:

$$M: \begin{cases} \text{INTERDETTO} \rightsquigarrow V_{GS} < V_T \Rightarrow V_{IN} < V_T \text{ (SEMIPIANO A SX DI } V_T) \\ \text{SATURO} \rightsquigarrow V_{GS} > V_T,\ V_{DS} > V_{GS} - V_T \Rightarrow V_{IN} > V_T,\ V_U > V_{IN} - V_T \rightsquigarrow \text{RETTA "CONFINE"} \\ \text{TRIODO} \rightsquigarrow V_{GS} > V_T,\ V_{DS} < V_{GS} - V_T \Rightarrow V_{IN} > V_T,\ V_U < V_{IN} - V_T \end{cases}$$

② PER OGNI ZONA SI VA AD UTILIZZARE IL MODELLO ANALITICO OPPORTUNO DEL DISPOSITIVO

- $0 < V_{IN} < V_T \rightsquigarrow M_{INT} \rightarrow I_{DS} = 0 \Rightarrow V_U = V_{cc} - RI_{DS} \Rightarrow V_U = V_{cc}$
- $V_{IN} > V_T \rightsquigarrow$ MI ASPETTO $M_{SAT} \rightarrow I_{DS} = \beta(V_{GS} - V_T)^2 \Rightarrow V_U = V_{cc} - R\beta(V_{IN} - V_T)^2$ (QUESTA E' L'ESPRESSIONE ANALITICA IN QUELLA ZONA)

QUINDI NELLA ZONA DI SATURAZIONE LA CARATTERISTICA DI TRASFERIMENTO È UNA PARABOLA CON CONCAVITÀ VERSO IL BASSO E VERTICE IN $V_T$ (LA VELOCITÀ CON CUI SCENDE DIPENDE DA $R\beta$). QUESTA EQUAZIONE VALE FINCHÈ $V_{DS} = V_{DS_{SAT}}$, OLTRE IL QUALE SIAMO IN ZONA TRIODO. $\Rightarrow V_U = V_{IN} - V_T = V^* - V_T \rightsquigarrow$ ORA VA SOSTITUITA QUESTA CONDIZIONE NELL'EQUAZIONE: $V_{IN} - V_T = V_{cc} - R\beta(V_{IN} - V_T)^2$




$R\beta(V_{IN} - V_T)^2 + (V_{IN} - V_T) - V_{cc} = 0 \rightsquigarrow V_{IN} - V_T = \frac{-1 \pm \sqrt{1 + 4R\beta V_{cc}}}{2R\beta}$ (SI CONSIDERA SOLO IL $\oplus$ PERCHÈ IL $\ominus$ PORTEREBBE A $V_{IN} < V_T$)

$$\Rightarrow V_{IN} = \boxed{V^* = V_T + \frac{\sqrt{1 + 4R\beta V_{cc}} - 1}{2R\beta}} \rightsquigarrow \text{TENSIONE D'INGRESSO PER LA QUALE SI HA PASSAGGIO DALLA ZONA DI SATURAZIONE ALLA ZONA TRIODO}$$


MASTER COPY
Tel. 050 8312126
Cell. 388 9837745

# DIGITALE

- $V_{IN} > V^*$ ⇝ $M_{TRIODO}$ ⇒ $I_{DS} = \beta\left[2(V_{GS}-V_t)V_{DS} - V_{DS}^2\right]$ ⇒ $I_{DS} = \beta\left[2(V_{IN}-V_t)V_U - V_U^2\right]$ ⇒ $V_U = V_{CC} - R\beta\left[2(V_{IN}-V_t)V_U - V_U^2\right]$ ⇝ EQUAZIONE CHE LEGA $V_U$ CON $V_{IN}$, QUINDI QUESTA È L'EQUAZIONE DELLA CARATTERISTICA DI RIFERIMENTO IN FORMA IMPLICITA. ⇝ $R\beta V_U^2 - \left[2R\beta(V_{IN}-V_t)+1\right]V_U + V_{CC} = 0$

⇒ $V_U = \dfrac{1+2R\beta(V_{IN}-V_t) \pm \sqrt{\left[1+2R\beta(V_{IN}-V_t)\right]^2 - 4R\beta V_{CC}}}{2R\beta}$ ESPRESSIONE ESPLICITA DELLA CARATTERISTICA DI TRASFERIMENTO (CI SI IMMAGINA CHE ABBIA UNA FORMA SIMILQUADRICA) ⇝ QUINDI CI ASPETTIAMO UN ANDAMENTO COME DA GRAFICO) [FACENDO I CONTI, LA SOLUZIONE CON + PORTA A $V_U > V_{CC}$ — DIVEN ACCETTABILE]

- PONENDO $V_{IN} = V_{CC}$, SI OTTIENE $V_U = V_{OL\,NOM}$ (CIOÈ VALORE NOMINALE), CHE RIMESSO IN INGRESSO RIOTTENGO $V_U = V_{CC}$ LA QUALE RIPORTA A QUEL PUNTO ⇒ SI SONO OTTENUTI I PUNTI NOMINALI $V_{OL\,NOM}$ E $V_{CC}$

PER TROVARE $V_{OL\,NOM}$ SI PONE $V_{IN} = V_{CC}$ ALL'EQUAZIONE: $V_U = V_{CC} - R\beta\left[2(V_{IN}-V_t)V_U - V_U^2\right]$ CI ASPETTIAMO UN VALORE DI $V_U$ BASSO ⇝ SI APPROSSIMA: $V_U \ll 2(V_{CC}-V_t)$

$V_U = V_{CC} - 2R\beta V_U(V_{CC}-V_t)$ ⇝ $V_U\left[1+2R\beta(V_{CC}-V_t)\right] = V_{CC}$ ⇒ $V_U = \boxed{V_{OL\,NOM} = \dfrac{V_{CC}}{1+2R\beta(V_{CC}-V_t)}}$

CERCHIAMO ORA, CON QUESTA METODOLOGIA, DI ESTRARRE I PUNTI COSPICUI DELLA CARATTERISTICA (QUELLI A TANGENTE −1)

- PUNTO A ⇝ MI ASPETTO CHE SIA NEL TRATTO DELLA CARATTERISTICA DOVE IL MOS È IN SATURAZIONE. SI DEVE IMPORRE LA DERIVATA DELL'ESPRESSIONE ANALITICA DI $M_{SAT}$ UGUALE A −1

$V_U = V_{CC} - R\beta(V_{IN}-V_t)^2$ ⇝ $\dfrac{dV_U}{dV_{IN}} = -2R\beta(V_{IN}-V_t) = -1$ ⇒ $V_{IN} = \boxed{V_{IL\,MAX} = V_t + \dfrac{1}{2R\beta}}$ ⇝ ASCISSA DEL PUNTO A. ORA POSSIAMO TROVARE ANCHE LA SUA ORDINATA ANDANDO A SOSTITUIRE QUESTA $V_{IN}$ ALL'ESPRESSIONE

⇝ $V_U = V_{CC} - R\beta\left(V_t + \dfrac{1}{2R\beta} - V_t\right)^2 = V_{CC} - R\beta\left(\dfrac{1}{4R^2\beta^2}\right)$ ⇒ $V_U = \boxed{V_{OH\,min} = V_{CC} - \dfrac{1}{4R\beta}}$ [FORMA ANCHE GRAFICAMENTE CHE $V_{IL,MAX} > V_t$ E $V_{OH,min} < V_{CC}$]

- PUNTO B ⇝ SI APPLICA L'OPERATORE $\dfrac{\partial}{\partial V_{IN}}$ ALLA FORMA IMPLICITA DELLA CARATTERISTICA DI TRASFERIMENTO IN ZONA TRIODO (FARE $\dfrac{dV_U}{dV_{IN}} = -1$ DELLA FORMA ESPLICITA È DIFFICILE)

$V_U = V_{CC} - R\beta\left[2(V_{IN}-V_t)V_U - V_U^2\right]$ $\xrightarrow{\frac{\partial}{\partial V_{IN}}}$ $\dfrac{\partial V_U}{\partial V_{IN}} = 0 - R\beta\left[2(V_{IN}-V_t)\dfrac{\partial V_U}{\partial V_{IN}} + 2V_U - 2V_U\dfrac{\partial V_U}{\partial V_{IN}}\right]$ $\left(\dfrac{d}{dt}[x(t)\cdot y(t)] = x(t)\dfrac{dy(t)}{dt} + \dfrac{dx(t)}{dt}y(t)\right)$ [IMMAGINIAMO $\dfrac{dV_U}{dV_{IN}} = -1$]

⇝ $-1 = -R\beta\left[2(V_{IN}-V_t)(-1) + 2V_U - 2V_U(-1)\right]$ ⇒ $1 = R\beta\left[4V_U - 2(V_{IN}-V_t)\right]$ ⇝ LUOGO DEI PUNTI (RETTA) PER I QUALI LA TANGENTE ALLA CARATTERISTICA È −1

ORA SI DEVE TROVARE L'INTERSEZIONE TRA LA CARATTERISTICA DI TRASFERIMENTO E LA CONDIZIONE DI TANGENZA A −1 APPENA TROVATA ⇝ SI TROVANO LE COORDINATE DEL PUNTO B

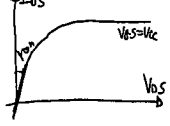
⇒ $4R\beta V_U = 1 + 2R\beta(V_{IN}-V_t)$ ⇒ QUESTA CONDIZIONE VA SOSTITUITA ALL'ESPRESSIONE DELLA CARATTERISTICA, E NOTANDO CHE IL TERMINE AL SECONDO MEMBRO COINCIDE CON IL COEFFICIENTE "b" DELLA FORMA IMPLICITA DELLA CARATTERISTICA. QUINDI CI SOSTITUIAMO $4R\beta V_U$ ⇒ $R\beta V_U^2 - 4R\beta V_U^2 + V_{CC} = 0$

$3R\beta V_U^2 = V_{CC}$ ⇒ $V_U = \boxed{V_{OL\,MAX} = \sqrt{\dfrac{V_{CC}}{3R\beta}}}$ ⇝ ORDINATA DEL PUNTO B. QUESTA $V_U$ SI VA A SOSTITUIRE NELLA CONDIZIONE DI TANGENZA A −1, OTTENENDO L'ASCISSA DEL PUNTO B.

⇝ $4R\beta V_U = 1 + 2R\beta(V_{IN}-V_t)$ ⇝ $V_{IN} - V_t = 2V_U - \dfrac{1}{2R\beta}$ ⇒ $V_{IN} = \boxed{V_{IH\,min} = V_t + 2\sqrt{\dfrac{V_{CC}}{3R\beta}} - \dfrac{1}{2R\beta}}$

**LEZIONE 4**

DALL'ANALISI ANALITICA DELL'INVERTITORE MOS A CARICO RESISTIVO È VENUTA FUORI UNA CARATTERISTICA DI TRASFERIMENTO STATICA BUONA, PERCHÉ IL VALORE LOGICO ALTO È IL PIENO 1 ELETTRICO ($V_{CC}$) E UN ANDAMENTO GENERICO BUONO. SI NOTA INOLTRE CHE I PARAMETRI DIGITALI DI QUESTO CIRCUITO DIPENDONO TUTTI DAL PRODOTTO $R\beta$, IN PARTICOLARE MIGLIORANO ALL'AUMENTARE DI $R\beta$. DI SOLITO CHI FABBRICA DISPOSITIVI, CI DÀ ANCHE UN PARAMETRO: RESISTENZA DIFFERENZIALE NELL'ORIGINE (CON $V_{GS} = V_{CC}$)




⇝ È UN BUON PARAMETRO PERCHÉ SE VOGLIAMO USARE IL MOS COME INTERRUTTORE POSSIAMO POLARIZZARE CON $V_{GS} = 0$ (CARATTERISTICA NELL'ORIGINE) E QUINDI RESISTENZA → ∞. OPPURE $V_{GS} = V_{CC}$, ALLORA LA RESISTENZA DIFFERENZIALE NELL'ORIGINE = $r_{ON}$

⇒ NELL'ORIGINE IL MOS È IN ZONA TRIODO ⇒ $I_{DS} = \beta\left[2(V_{GS}-V_t)V_{DS} - V_{DS}^2\right]$ ⇒ $\dfrac{1}{r_{ON}} = \dfrac{\partial I_{DS}}{\partial V_{DS}}\Big|_{\substack{V_{GS}=V_{CC}\\ V_{DS}=0}}$

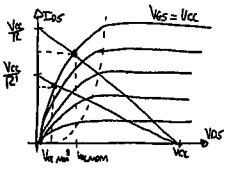
⇒ $\beta\left[2(V_{GS}-V_t) - 2V_{DS}\right]\Big|_{\substack{V_{GS}=V_{CC}\\ V_{DS}=0}}$ ⇒ $\boxed{\dfrac{1}{r_{ON}} = 2\beta(V_{CC}-V_t)}$ ⇒ ALLORA, ESSENDO $\beta \propto \dfrac{1}{r_{ON}}$, LE PRESTAZIONI DELL'INVERTITORE A CARICO RESISTIVO DIPENDONO DA $\dfrac{R}{r_{ON}}$ ⇒ DETERMINA LA QUALITÀ DA INTERRUTTORE

- ECCO PERCHÉ QUESTO INVERTITORE (E ALTRI CHE VEDREMO) SI CHIAMANO INVERTITORI A RAPPORTO, NEL SENSO CHE LE PRESTAZIONI DI QUESTI INVERTITORI DIPENDONO DA UN RAPPORTO RESISTIVO. QUESTO RAPPORTO DEVE ESSERE ALTO, QUINDI SI DEVE AVERE UN MOS POCO RESISTIVO IN CONFRONTO ALLA RESISTENZA DI CARICO
- PER RENDERE IL RAPPORTO ALTO (PER OTTENERE BUONE PRESTAZIONI DIGITALI) SI PUÒ RIDURRE $r_{ON}$ O AUMENTARE $R$

⇝ RIDURRE $r_{ON}$ SIGNIFICA AUMENTARE $\beta$. MA QUESTO SIGNIFICA RENDERE IL MOS PIÙ CONDUTTORE ($I_{DS} \propto \beta$). PER AUMENTARE $\beta$ SI PUÒ OPERARE SOLO SUL FATTORE GEOMETRICO, IN PARTICOLARE RENDERE I MOS CON L PIÙ PICCOLA POSSIBILE E ALLARGARE CON W. LA TECNOLOGIA IMPONE DEI LIMITI PER L, OLTRE I QUALI SI HA TROPPA DISPERSIONE, ALLORA POSSIAMO AUMENTARE LA W A SECONDA DI QUALE $r_{ON}$ VOGLIAMO. DAL PUNTO DI VISTA STATICO LE COSE MIGLIORANO; MA AUMENTANDO W SI AUMENTA L'AREA DEL GATE (WL), MA L'AREA DEL GATE CORRISPONDE ALLA CAPACITÀ D'INGRESSO. QUINDI AVERE UNA CAPACITÀ D'INGRESSO MAGGIORE PORTA A RIPERCUSSIONI A LIVELLO DINAMICO.

⇝ AUMENTARE R SIGNIFICA SPOSTARE LA RETTA DI CARICO "PIÙ IN BASSO" [$R' > R$]. QUINDI AVREMO UNA SUCCESSIONE DEI PUNTI DI LAVORO CHE PORTANO AD UNA CARATTERISTICA DIVERSA. MA PER $V_{GS} = V_{CC}$ ABBIAMO MIGLIORATO PERCHÉ ABBIAMO ABBASSATO LA $V_{DS} = V_U$.

MA DINAMICAMENTE ABBIAMO CORRENTI (CHE POSSIAMO SMISTARE SULLE CAPACITÀ DA CARICARE), IN UN CASO PIÙ ELEVATE DI QUELLE CON R MAGGIORI. QUESTE CORRENTI PIÙ PICCOLE CARICHERANNO PIÙ LENTAMENTE LE CAPACITÀ CHE DOVRANNO ANDARE A REGIME ⇝ PEGGIORAMENTO DELLA DINAMICA



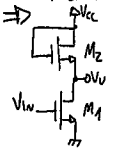

⇒ DOVREMO FARE DEI COMPROMESSI ("COPERTA CORTA")

[COMMENTO FINALE] ⇝ COMPORTAMENTO BUONO, TRANNE PER IL FATTO CHE ABBIAMO UNO 0 LOGICO CHE NON È UNO 0 ELETTRICO. QUANDO IL TRANSISTORE CONDUCE, PRENDENDO AD ESEMPIO LO 0 LOGICO, ABBIAMO UNA TENSIONE BASSA, MA ANCHE UNA CORRENTE E QUINDI UNA POTENZA STATICA DISSIPATA DAL CIRCUITO.

$I_{CCH} = 0$ PERCHÉ MOS INTERDETTO; $I_{CCL} = \dfrac{V_{CC}}{R}$ QUANDO SI HA 0 LOGICO

UN ALTRO ASPETTO NEGATIVO È NELL'AMBITO DELL'ELETTRONICA INTEGRATA, PERCHÉ INTEGRANDO PER I TRANSISTORI NON C'È PROBLEMA, MA LE RESISTENZE INGOMBRANO

- POSSIAMO SOSTITUIRE QUELLA RESISTENZA CON UN DISPOSITIVO PIÙ FACILMENTE INTEGRABILE? ⇒ ELETTRONICA DIGITALE INTEGRATA. ALLORA CERCHIAMO UN MODO PER SOSTITUIRE LA RESISTENZA CON UN TRANSISTORE (CHE È IL PIÙ SEMPLICE DA INTEGRARE)

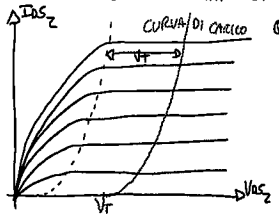



⇒ [SICCOME SIAMO IN CIRCUITI INTEGRATI, MI ASPETTO LA SOLITA TECNOLOGIA ⇒ $M_{n1} = M_{n2}$; $C_{ox1} = C_{ox2}$; $V_{t1} = V_{t2}$. MA POSSIAMO VARIARE LA GEOMETRIA, QUINDI $\beta_1 \neq \beta_2$]

$V_{GS_2} = V_{DS_2}$ ⇝ $V_{GS_2} - V_t = V_{DS_2} - V_t$ ⇝ $V_{DS_2\,SAT} = V_{DS_2} - V_t$ ⇒ $V_{DS_2} = V_{DS_2\,SAT} + V_t$ ⇒ $V_{DS_2} > V_{DS_2\,SAT}$ OVVERO $M_2$ LAVORA SEMPRE IN ZONA DI SATURAZIONE

⇒ PER QUESTO MOTIVO, QUESTO CIRCUITO È CHIAMATO INVERTITORE nMOS A CARICO SATURO

PER L'INVERTITORE A CARICO RESISTIVO, ABBIAMO MESSO LA RETTA DI CARICO NELLE CARATTERISTICHE DEL MOS. QUINDI SI PUÒ PENSARE DI FARE UNA COSA ANALOGA: BISOGNA TROVARE LA RELAZIONE TRA TENSIONE E CORRENTE DEL BIPOLO CHE C'È AL CARICO ($M_2$) ⇒ CURVA DI CARICO




QUESTE SONO LE GENERICHE CURVE DI $M_2$, MA SAPPIAMO CHE È VINCOLATO AD AVERE SEMPRE $V_{DS_2} = V_{DS_2\,SAT} + V_t$.

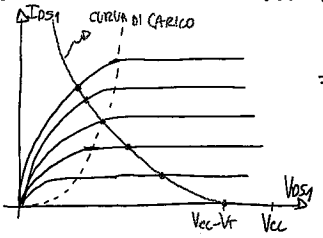
QUINDI LA CURVA DI CARICO È UGUALE ALLA PARABOLA, CHE RAPPRESENTA $V_{DS_2\,SAT}$, È TRASLATA VERSO DESTRA DI $V_t$

ALLORA ORA POSSIAMO SOVRAPPORRE LA CURVA DI CARICO SULLE CARATTERISTICHE DEL MOS-1, PER SVOLGERE L'ANALISI GRAFICA

MASTER COPY
Tel. 050 8312126
Cell. 388 9837745

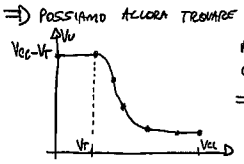
# DIGITALE

EQUAZIONI RISOLVENTI DEL CIRCUITO: $I_{DS1} = I_{DS2}$ (STIAMO VALUTANDO A VUOTO); $V_{IN} = V_{GS1}$ ; $V_U = V_{DS1}$ ; $V_{DS1} = V_{CC} - V_{DS2}$




⇝ DAL PUNTO DI VISTA GRAFICO SIGNIFICA SOVRAPPORRE I DUE GRAFICI DI $M_1$ E $M_2$ PERCHÉ LE DUE CORRENTI SONO UGUALI, POI SI DEVE PRENDERE $V_{DS1}$ E MOLTIPLICARLO PER $-1$ (COSÌ RIBALTARLO) E SOMMARCI $V_{CC}$ (TRASLARE VERSO DESTRA)

⇒ POSSIAMO ALLORA TROVARE LA CARATTERISTICA DI TRASFERIMENTO PER VIA GRAFICA (QUALITATIVA) VARIANDO $V_{IN}$ ($V_{GS}$) DA 0 A $V_{CC}$




MAN MANO CHE LA $V_{GS}$ AUMENTA, LA SUCCESSIONE DEI PUNTI DI LAVORO CONTINUA A DETERMINARE DELLE USCITE CHE SCENDONO (ASCISSA ⇝ $V_{DS1}$), FINO A QUANDO SIAMO NELLA ZONA TRIODO DOVE IL PUNTO NON CAMBIA TANTO

⇒ SE LA CURVA DI CARICO È MESSA BENE, SI RIESCE AD ANDARE A VALORI DI $V_{DS1}$ BASSI, QUINDI $V_{OLNOM}$ COSÌ UN COMPORTAMENTO DIGITALE BUONO (ANCHE SE PERDIAMO IL LIVELLO LOGICO 1 PIENO, COSÌ NON SI ARRIVA ALL'1 ELETTRICO MA A $V_{CC}-V_T$)

- ANALITICAMENTE: SI DEVE TROVARE LE ZONE DI FUNZIONAMENTO

$M_2$ ⇝ SATURAZIONE

$M_1$: INTERDETTO ⇝ $V_{GS1} < V_T \Rightarrow V_{IN} < V_T$ ⇝ (SEMIPIANO A SX DI $V_T$)
SATURO ⇝ $V_{GS1} > V_T$, $V_{DS1} > V_{GS1} - V_T \Rightarrow V_{IN} > V_T$, $V_U > V_{IN} - V_T$ ⇝ RETTA A CONFINE
TRIODO ⇝ $V_{GS1} > V_T$, $V_{DS1} < V_{GS1} - V_T \Rightarrow V_{IN} > V_T$, $V_U < V_{IN} - V_T$

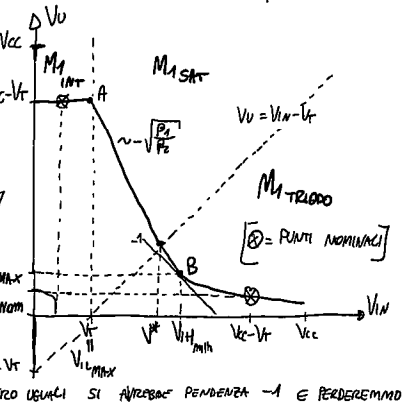
- $0 < V_{IN} < V_T$ ⇝ $M_1$ INT, $M_2$ SAT ⇝ $I_{DS2} = \beta_2 (V_{GS2} - V_T)^2 = \beta_2 (V_{CC} - V_U - V_T)^2$ [LA CORRENTE DI $M_2$ SARÀ SEMPRE QUESTA]

$I_{DS1} = 0$ MA $I_{DS1} = I_{DS2} \Rightarrow 0 = \beta_2 (V_{CC} - V_U - V_T)^2 \Rightarrow V_U = V_{CC} - V_T$

- $V_{IN} > V_T$ ⇝ $M_2$ SAT E MI ASPETTO ANCHE $M_1$ SAT ⇝ $\beta_2 (V_{CC} - V_U - V_T)^2 = \beta_1 (V_{GS1} - V_T)^2$

$\Rightarrow \beta_2 (V_{CC} - V_U - V_T)^2 = \beta_1 (V_{IN} - V_T)^2$ POSSIAMO TOGLIERE I QUADRATI SE $V_{CC} - V_U - V_T > 0$ ⇝ $V_U < V_{CC} - V_T$ E $V_{IN} > V_T$

$\sqrt{\frac{\beta_1}{\beta_2}} (V_{IN} - V_T) = V_{CC} - V_U - V_T \Rightarrow V_U = V_{CC} - V_T - \sqrt{\frac{\beta_1}{\beta_2}} (V_{IN} - V_T) \Rightarrow$ CARATTERISTICA DI TRASFERIMENTO LINEARE (RETTA) CON PENDENZA $-\sqrt{\beta_1/\beta_2}$




TANTO PIÙ $\beta_1$ È MAGGIORE DI $\beta_2$ E TANTO PIÙ SARÀ PENDENTE. QUINDI È IMPORTANTE CHE $\beta_1 \neq \beta_2$, PERCHÉ SE FOSSERO UGUALI SI AVREBBE PENDENZA $-1$ E PERDEREMMO LA ZONA DI GUADAGNO, NELLA ZONA CENTRALE, CHE CI PERMETTE DI RIGENERARE I LIVELLI.

⇝ QUESTA ESPRESSIONE È VALIDA FINCHÉ SONO RISPETTATE LE CONDIZIONI, COSÌ $M_1$ SAT. $M_1$ ENTRA NELLA ZONA TRIODO QUANDO $V_{DS2} = V_{DS1,SAT} = V_{GS1} - V_T = V_{IN} - V_T$.

⇒ $V_{IN} - V_T = V_{CC} - V_T - \sqrt{\frac{\beta_1}{\beta_2}} (V_{IN} - V_T) \Rightarrow (V_{IN} - V_T)\left(1 + \sqrt{\frac{\beta_1}{\beta_2}}\right) = V_{CC} - V_T \Rightarrow \boxed{V^* = V_T + \frac{V_{CC} - V_T}{1 + \sqrt{\frac{\beta_1}{\beta_2}}}}$ TORNA IL FATTO CHE PIÙ $\beta_1 > \beta_2$, $V^*$ SI AVVICINA A $V_T$ PERCHÉ VUOL DIRE CHE FA PRIMA A SCENDERE

- $V_{IN} > V^*$ ⇝ $M_2$ SAT, $M_1$ TRIODO $\Rightarrow I_{DS2} = \beta_2 (V_{CC} - V_U - V_T)^2 = \beta_1 \left[2(V_{GS1} - V_T) V_{DS1} - V_{DS1}^2\right] = I_{DS1}$

⇒ $\beta_2 \left[(V_{CC} - V_T)^2 - 2V_U (V_{CC} - V_T) + V_U^2\right] = \beta_1 \left[2(V_{IN} - V_T) V_U - V_U^2\right] \Rightarrow (\beta_1 + \beta_2) V_U^2 - 2\left[\beta_1 (V_{IN} - V_T) + \beta_2 (V_{CC} - V_T)\right] V_U + \beta_2 (V_{CC} - V_T)^2 = 0$ ⇝ FORMA IMPLICITA DELLA CARATTERISTICA DI TRASFERIMENTO

$\Rightarrow V_U = \frac{\beta_1 (V_{IN} - V_T) + \beta_2 (V_{CC} - V_T) \pm \sqrt{\left[\beta_1 (V_{IN} - V_T) + \beta_2 (V_{CC} - V_T)\right]^2 - \beta_2 (\beta_1 + \beta_2)(V_{CC} - V_T)^2}}{\beta_1 + \beta_2}$ ⇝ SIMILE ALLA CARATTERISTICA TROVATA NELL'INVERTITORE A CARICO RESISTIVO, NEL SENSO CHE SI HA UN TERMINE LINEARE PIÙ UN TERMINE RADICE ⇒ CI SI ASPETTA CHE ABBIA QUELLA FORMA

- PER TROVARE I VALORI NOMINALI SI METTE IN INGRESSO LA TENSIONE MASSIMA POSSIBILE ($V_{IN} = V_{CC} - V_T$) SI OTTIENE UN VALORE IN USCITA CHE RIBALTATO IN INGRESSO CI PORTA A $V_{CC} - V_T$, IL QUALE RIBALTATO SULL'INGRESSO CI RIPORTA AL SOLITO PUNTO. QUINDI I PUNTI NOMINALI SARANNO $V_{CC} - V_T$ E $V_{OLNOM}$

⇝ SI SOSTITUISCE $V_{IN} = V_U - V_T$ ALL'ESPRESSIONE IN FORMA IMPLICITA ⇒ $\beta_2 (V_{CC} - V_U - V_T)^2 = \beta_1 \left[2(V_{CC} - 2V_T) V_U - V_U^2\right]$ SI FA L'APPROSSIMAZIONE RAGIONEVOLE $V_U << V_{CC} - V_T$

⇒ $\beta_2 (V_{CC} - V_T)^2 = \beta_1 \left[2(V_{CC} - 2V_T) V_U\right] \Rightarrow \boxed{V_{OLNOM} \simeq \frac{\beta_2 (V_{CC} - V_T)^2}{2\beta_1 (V_{CC} - 2V_T)}}$ ⇝ TANTO PIÙ È PICCOLO, TANTO È MEGLIO, NEL SENSO CHE CI AVVICINIAMO ALLO 0 ELETTRICO. QUINDI, ANCHE QUI, $\frac{\beta_1}{\beta_2}$ DEVE ESSERE ALTO

- $\frac{\beta_1}{\beta_2} = \frac{\mu_n C_{ox} \frac{W_1}{L_1}}{\frac{\mu_n C_{ox}}{2} \frac{W_2}{L_2}} = \frac{W_1}{L_1} \frac{L_2}{W_2}$ QUINDI $\frac{\beta_1}{\beta_2}$ È IL RAPPORTO DEI FATTORI DI FORMA ⇒ $M_1$ DEVE ESSERE MENO RESISTIVO (PIÙ LARGO A PARITÀ DI LUNGHEZZA) DI $M_2$

⇝ OVVERO, A PARITÀ DI LUNGHEZZA ($L_1 = L_2$), $W_1 > W_2$ (LARGHEZZA)

$\frac{\beta_1}{\beta_2} \propto \frac{I_{ON2}}{I_{ON1}}$ ⇒ PER AVERLO ALTO BISOGNA CHE LA RESISTENZA EQUIVALENTE DEL TRANSISTORE DI CARICO SIA MAGGIORE DI QUELLA PILOTA

CERCHIAMO I PUNTI CRITICI DELLA CARATTERISTICA (PUNTI A TANGENTE $-1$)

- PUNTO A: NON SI TROVA PUNTO A TANGENZA $-1$, PERCHÉ PER $V_{IN} < V_T$ SI HA PENDENZA 0, PER $V_{IN} > V_T$ SI HA PENDENZA $|\sqrt{\beta_1/\beta_2}| > 1$. QUINDI NON SI PUÒ APPLICARE LA DEFINIZIONE ⇝ ALLORA PER IL PUNTO A SI PRENDE LO SPIGOLO ⇒ $\boxed{V_{OH_{min}} = V_{CC} - V_T}$ $\boxed{V_{IL_{MAX}} = V_T}$

- PUNTO B: SI APPLICA L'OPERATORE $\frac{d}{dV_{IN}}$ ALLA FORMA IMPLICITA DELLA CARATTERISTICA DI TRASFERIMENTO, QUANDO $M_1$ È IN ZONA TRIODO

$\beta_1 \left[2(V_{IN} - V_T) V_U - V_U^2\right] = \beta_2 (V_{CC} - V_U - V_T)^2 \longrightarrow \beta_1 \left[2(V_{IN} - V_T)\frac{dV_U}{dV_{IN}} + 2V_U - 2V_U \frac{dV_U}{dV_{IN}}\right] = 2\beta_2 (V_{CC} - V_U - V_T)\left(-\frac{dV_U}{dV_{IN}}\right)$ ORA IMPONIAMO $\frac{dV_U}{dV_{IN}} = -1$

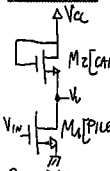
$\left[-2(V_{IN} - V_T) + 2V_U + 2V_U\right] = 2\frac{\beta_2}{\beta_1}(V_{CC} - V_U - V_T)$ SE L'INVERTITORE FUNZIONA BENE $\frac{\beta_2}{\beta_1} << 1$, QUINDI SI PUÒ TRASCURARE IL SECONDO MEMBRO

⇒ $2V_U = V_{IN} - V_T$ ⇝ CONDIZIONE PER LA TANGENZA $-1$ CHE VA INCROCIATA CON L'ESPRESSIONE DELLA CARATTERISTICA (COSÌ CI SOSTITUIAMO $2V_U$ AL POSTO DI $V_{IN} - V_T$)

⇝ $\beta_1 \left[2(2V_U) V_U - V_U^2\right] = \beta_2 (V_{CC} - V_U - V_T)^2 \Rightarrow 3\beta_1 V_U^2 = \beta_2 (V_{CC} - V_U - V_T)^2$ $\sqrt{3\beta_1/\beta_2}\, V_U = V_{CC} - V_U - V_T \Rightarrow V_U = \boxed{V_{OL_{MAX}} = \frac{V_{CC} - V_T}{1 + \sqrt{3\beta_1/\beta_2}}}$

⇝ DANDO A SOSTITUIRE NELLA CONDIZIONE DI TANGENZA ⇒ $V_{IN} = 2V_U + V_T \Rightarrow \boxed{V_{IH_{min}} = V_T + 2\frac{V_{CC} - V_T}{1 + \sqrt{3\beta_1/\beta_2}}}$

**LEZIONE 5** RIEPILOGO: AVEVAMO FATTO QUESTO CIRCUITO PERCHÉ VOLEVAMO CERCARE DI FARE ELETTRONICA DIGITALE INTEGRATA




TUTTE LE GRANDEZZE IN GIOCO DIPENDONO DA QUANTO SIA GRANDE IL RAPPORTO $\beta_1/\beta_2$, PERCHÉ PIÙ È ELEVATO E MIGLIORI SONO LE PRESTAZIONI DIGITALI. MA CHE ORDINE DI GRANDEZZA HA QUESTO RAPPORTO CHE DECIDE IL PROGETTISTA?

⇝ $V_{OH} = V_{CC} - V_T$ ; $V_{OL} = \frac{V_{CC} - V_T}{1 + \sqrt{3\beta_1/\beta_2}} \Rightarrow \frac{V_{OH}}{V_{OL}} = \frac{V_{CC} - V_T}{V_{CC} - V_T}\left(1 + \sqrt{\frac{3\beta_1}{\beta_2}}\right)$ E VOGLIAMO AD ESEMPIO $\frac{V_{OH}}{V_{OL}} = 5 \Rightarrow \sqrt{\frac{3\beta_1}{\beta_2}} = 4 \Rightarrow \frac{\beta_1}{\beta_2} = \frac{16}{3} \simeq 5, \ldots$

PER FARE UN INVERTENTE TUTTO INTEGRATO ABBIAMO RINUNCIATO ALL'"1" ELETTRICO PIENO. QUESTO È NECESSARIO PER TENERLE ACCESO $M_2$, COSÌ CI DEVE ESSERE CADUTA TRA GATE E SOURCE, MA IL GATE È A $V_{CC}$ E ALLORA IL SOURCE DEVE ESSERE PIÙ BASSO DI UNA SOGLIA.

QUESTO INVERTITORE È ANCORA DEL TIPO A RAPPORTO

- POTREMMO PENSARE DI USARE ANCORA QUESTA TIPOLOGIA, MA TROVARE UN MODO PER ALZARE IL LIVELLO ALTO FINO AD AVERLO PIENO A $V_{CC}$. COSÌ DOBBIAMO MODIFICARE LA MODALITÀ DI LAVORO DEL TRANSISTOR DI CARICO. SICCOME SI DEVE AVERE $M_2$ COMUNQUE ACCESO, COSÌ $V_{GS2} > 0$, MA POSSIAMO PORTARE IL GATE A TENSIONE PIÙ ALTA DI $V_{CC}$


MASTER COPY
Tel. 050 8312126
Cell. 388 9837745