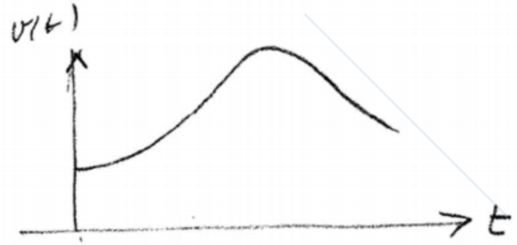
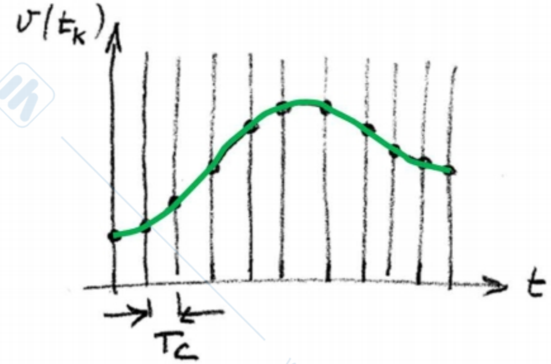
Sample & Hold

Da segnale ANALOGICO a DIGITALE



Tempo continuo
Ampiezze continue

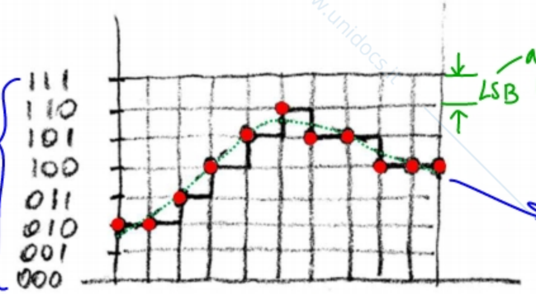


CAMPIONAMENTO

$t = k T_c$ — TEMPO DI CAMPIONAMENTO

Tempo discreto
Ampiezze continue

Discretizzo, quantifico, digitalizzo



Ampiezza livelli

QUANTIZZAZIONE (DIGITALIZZAZIONE)

Tempo discreto
Ampiezze discrete

discretizzo però perdo precisione

↳ però ogni punto corrisponde a un numero

codifica a 3 bit ↳ $2^3 = 8$ campioni

010	010	011	100	....	segnale

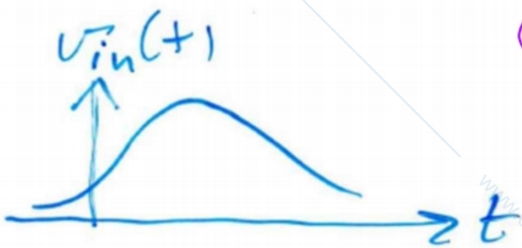
parallelo

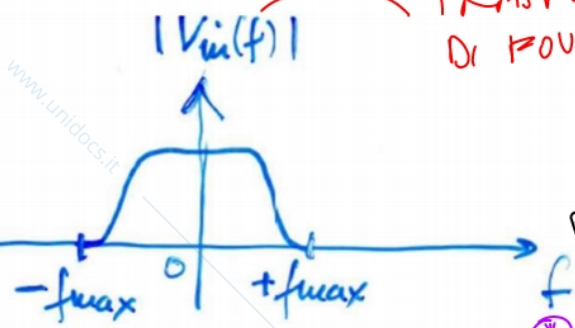
trasformata di Fourier

Principio del campionamento

- frequenza di campionamento del segnale analogico ($fc=1/Tc$)
- Nel dominio della frequenza: la TdF del segnale campionato e' pari alla sovrapposizione di infinite repliche dello spettro del segnale analogico, spaziate in frequenza di $fc=1/Tc$.
  - Rammentiamoci che la TdF di un segnale periodico con periodo A e' uno spettro a righe (come un segnale campionato!) spaziate (nel dominio trasformato) di 1/A. → armonica fondamentale → righe = impulsi
  - Per funzioni pari $f(-x)=f(x)$, risulta $TdF=(TdF)^{-1}$, ovvero se conosco la TdF di una funzione del tempo $f(t)$, $F(\omega)=TdF\{f(t)\}$, allora conosco anche la $(TdF)^{-1}$ della medesima funzione della frequenza: $F(t)=ATdF\{f(\omega)\}$
  - Quindi: righe spaziate nel tempo di Tc → funzione periodica con periodo 1/Tc in frequenza

(*) con Tc che indica la "precisione" con cui campioniamo influenzando anche il periodo di ripetizione della trasformata del segnale campionato

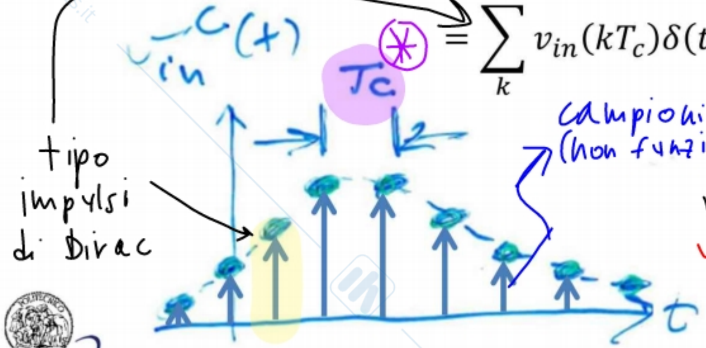




TRASFORMATA DI FOURIER

$$v_{in}^{c}(t) \overset{(*)}{=} \sum_k v_{in}(kT_c)\delta(t-kT_c)$$

campioni (non funzione continua)

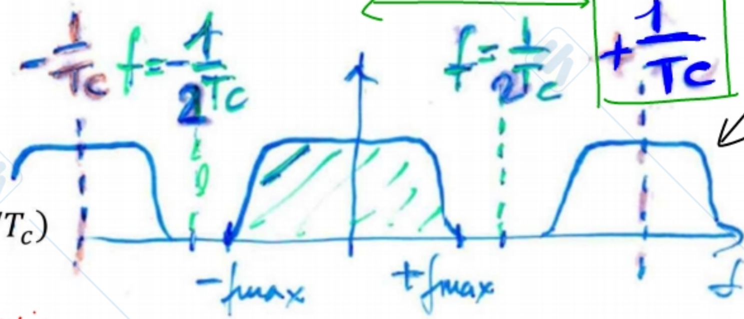


$$V_{IN}^{c}(f) \propto \sum_J V_{IN}(f - f_c)$$

$$\propto \sum_j V_{in}(f - j/T_c)$$

trasformata di Fourier (V_{IN} mainsolo)

PERIODO DI RIPETIZIONE (*)



Replica periodica come trasf. di Fourier del segnale campionato

Teorema di Shannon (1949)

Dobbiamo fare in modo che le "repliche" non si tocchino campionando adeguatamente il segnale (quindi in base a T_c, riducendolo (campionando + precisamente) in caso sia + grande di un valore max.)

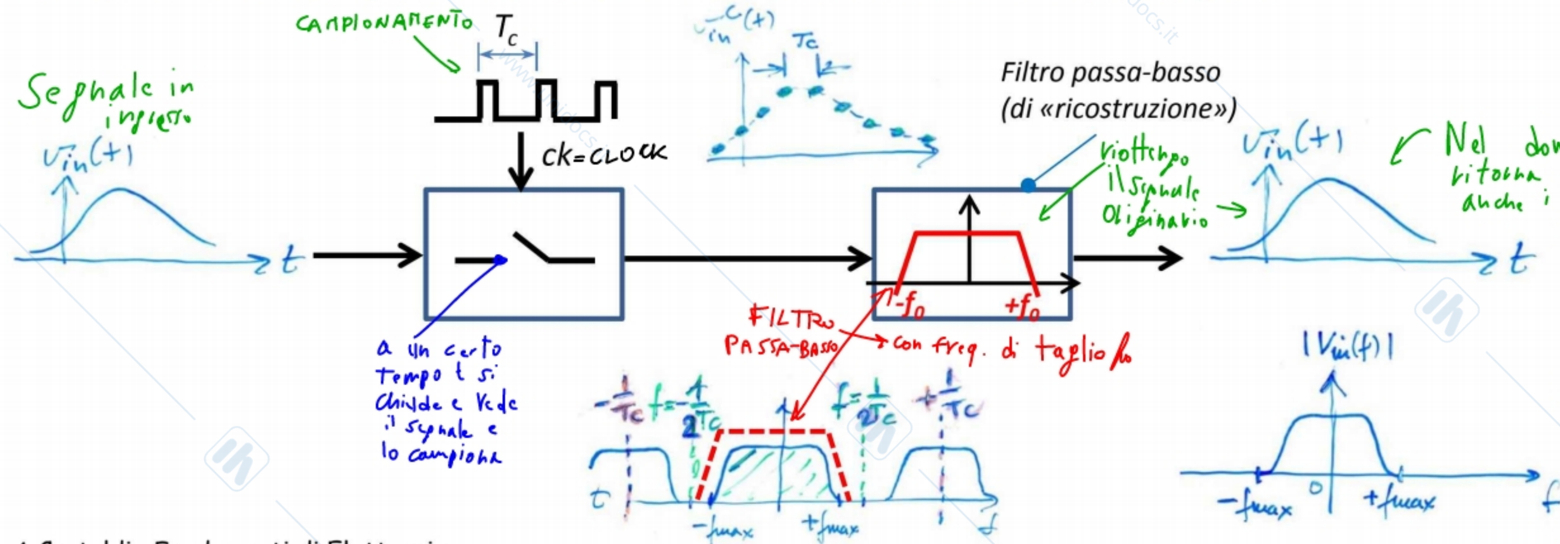
$\boxed{\text{"Se s(t) non contiene } f>f_{MAX}\text{, allora e' completamente determinata dai suoi campioni spaziati tra loro di } 1/(2*f_{MAX})\text{."}}$

- Quindi se il tempo (o la frequenza) di campionamento soddisfa la condizione: $\boxed{T_c \le \frac{1}{2f_{MAX}} = T_{c,MAX}}$ allora manteniamo tutta l'informazione della funzione s(t).

$$\frac{1}{T_c} = f_c \ge 2\, f_{MAX} = \frac{1}{T_{c,MAX}}$$

Dunque prendendo T_c opportunamente possiamo campionare il segnale senza perdere alcuna informazione

- Infatti, sotto la condizione di Shannon, le repliche adiacenti allo spettro originale non si sovrappongono e quindi e' possibile ricostruire il segnale originale (analogico!) mediante un opportuno filtraggio passa-basso.
- Nella condizione limite $T_c=1/(2f_{MAX})$, gli spettri adiacenti si toccano a $f=f_{MAX}$, per cui sarebbe necessario un filtro con una pendenza infinita. Nella realta' si usano filtri ad elevato numero di poli per avere una pendenza elevata, che comunque richiede un certo intervallo di frequenza per raggiungere attenuazioni soddisfacenti. Il tempo T_c dovra' essere quindi inferiore al limite con un certo margine.



Nel dominio del tempo ritorna come l'originale anche i punti che non erano stati presi in consid. dal campionamento

ci riesce poiché come ipotesi avevamo considerato il fatto che lo spettro non andava oltre una freq. max

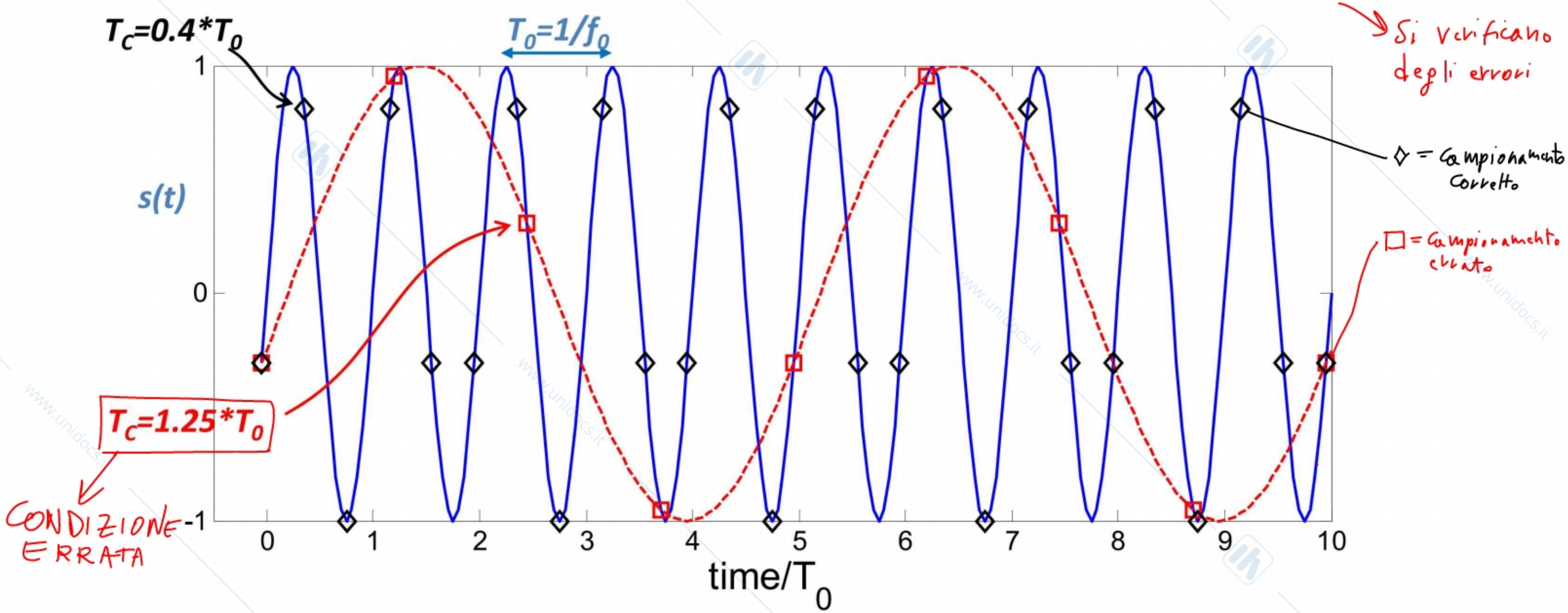
così poi da poter interpolare e scoprire di nuovo i punti non campionati

Ossia non campiono abbastanza (campioni non abbastanza fini)

Aliasing (equivocazione)

- Problema che sorge quando si sotto-campiona ($T_c > 0.5/f_{max} = 0.5*T_0$)
  - dopo la ricostruzione, si ottengono segnali analogici diversi da quello originario

Si verificano degli errori

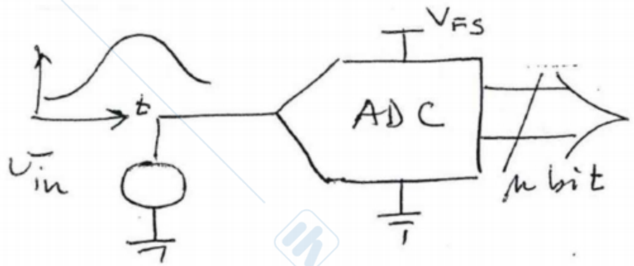


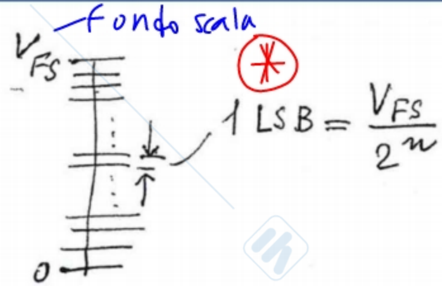
❖ *Tipico effetto visibile in un filmato (ruote della diligenza che parte da ferma, pale dell'elicottero, etc.). In questo caso i fotogrammi campionano la scena a frequenza di campionamento fissata ma il segnale da campionare aumenta di frequenza fino a che si esce dalla condizione di Shannon e si comincia ad equivocare (ruote che girano a velocita' piu' lenta, all'indietro, etc., lo stesso per le pale dell'elicottero). Il filtro di ricostruzione e' dato dal nostro occhio, che ha un limite in frequenza dell'ordine di 30Hz.*

Tempo di conversione A/D

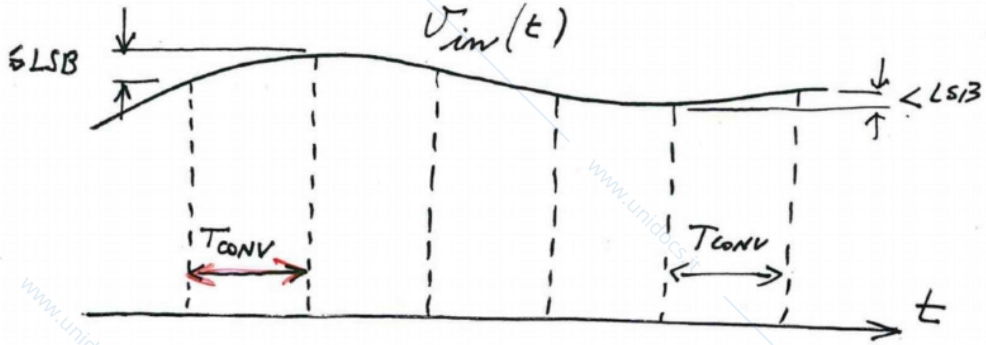
- L'ADC necessita un tempo finito (T_{conv}) per associare il livello digitale corretto ad un campione
- durante la conversione, il segnale Vin(t) non deve variare piu' di 1 LSB (*)
- allora connettere direttamente il segnale da digitalizzare all'input dell'ADC puo' condurre ad errori di conversione se non e' verificata la condizione:

$$\boxed{\left|\frac{dv_{in}}{dt}\right| < \frac{1\ LSB}{T_{conv}}}$$

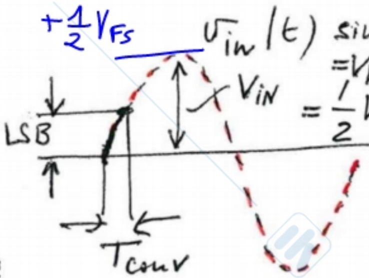




(*) $1\ LSB = \frac{V_{FS}}{2^n}$



- Esempio: $v_{in}(t)$ sinusoidale (che copre l'intero intervallo analogico V_{FS}) FS = Fondo Scala



$v_{in}(t)$ sinusoidale $= V_{IN} \sin \omega_0 t = \frac{1}{2} V_{FS} \sin \omega_0 t$

$$\left.\frac{dv_{in}}{dt}\right|_{MAX} < \frac{1\ LSB}{T_{CONV}} \Rightarrow \frac{1}{2} 2\pi f_0 \cdot V_{FS} < \frac{1\ LSB}{T_{CONV}}$$

FORTE LIMITAZIONE: $\boxed{f_0} < \frac{1}{\pi} \frac{1}{T_{CONV}} \left(\frac{1\ LSB}{V_{FS}}\right) = \boxed{\frac{1}{\pi} \frac{1}{T_{CONV} \cdot 2^n}}$ ($\frac{1\ LSB}{V_{FS}} = 1/2^n$)

- T_{conv} = 10μs
- V_{FS} = 5 V
- n = 12 bit

→ f_0~8 Hz (forte limitazione, l'ADC potenzialmente era in grado di campionare fino a fc=1/Tc=100 kHz e quindi la massima frequenza del segnale di ingresso ($f_{0,max}$) poteva essere 50kHz.

$f_c \geq 2 f_{MAX} \rightarrow f_{MAX} = 50\,kHz$

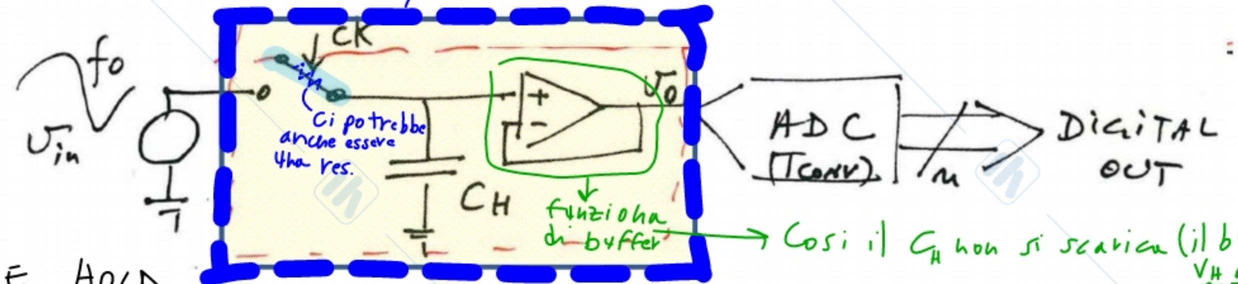
ADC ha $f_0 = 8\,Hz$ ⇓ FORTE LIMITE DOVUTO AL FATTO CHE HA UN TEMPO DI CONVERS. FINITO

VS

L'idea del Sample & Hold (1)

- *Inserendo un blocco, detto di S&H, tra segnale e ADC il problema scompare, ed e' possibile campionare segnali aventi frequenza massima limitata dal teorema del campionamento*

S&H (Sample and Hold = Campionare e mantenere)



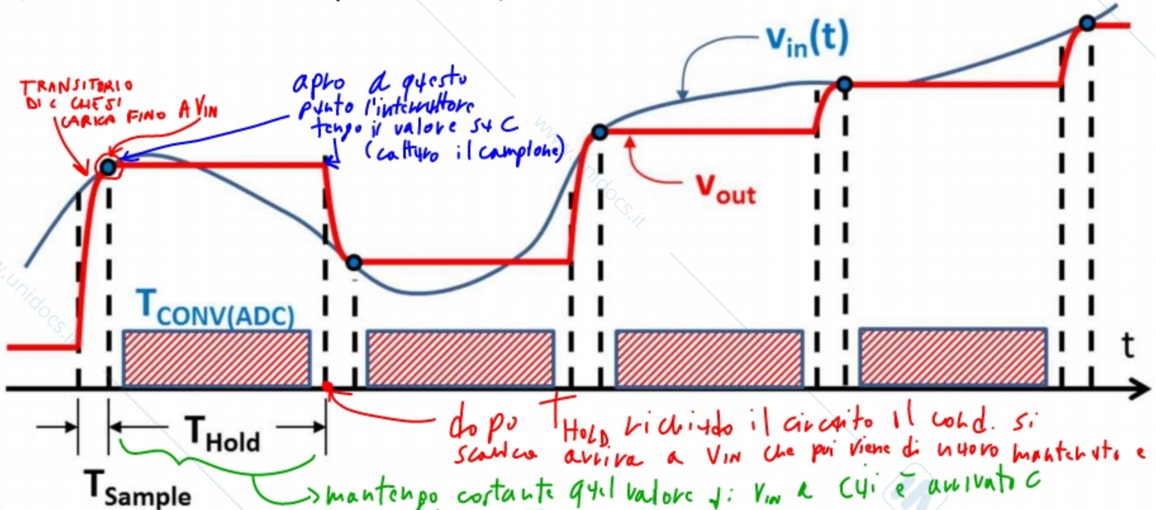
Così il C_H non si scarica (il buffer riporta V_H a V_0 evitando però che si scarichi)

SAMPLE E HOLD SAREBBERO GLI ISTANTI DI TEMPO CHE PERMETTONO DI SVOLGERE IL CAMPIONAMENTO

SAMPLE (SI CHIUDE)

HOLD (SI APRE)

- ***Schema di principio dei segnali nel S&H:***



dopo T_{HOLD} richiudo il circuito il cond. si scarica arriva a V_{IN} che poi viene di nuovo mantenuto e così via

mantengo costante quel valore di V_{in} a cui è arrivato C per un tempo T_{HOLD}

tempo a cui si chiude l'interruttore

- **in genere e' $T_{Sample} << T_{Hold}$**
- **La conversione avviene durante T_{hold} (deve essere $\boxed{T_{conv} < T_{Hold}}$)**

si mantiene per T_{HOLD} il valore fisso a cui C è arrivato così l'ADC ha il tempo necessario per convertire in digitale il campione "catturato"

AVREMO QUINDI

$$f_c = \frac{1}{T_s + T_{hold}} \sim \frac{1}{T_{hold}} \sim \frac{1}{T_{conv}}$$

$$f_{0,max} \leq \frac{f_c}{2} \sim \frac{1}{2}\frac{1}{T_{conv}}$$

con i dati di prima:
f_c=100KHz e
f_{0max}=50KHz

L'idea del Sample & Hold (2)

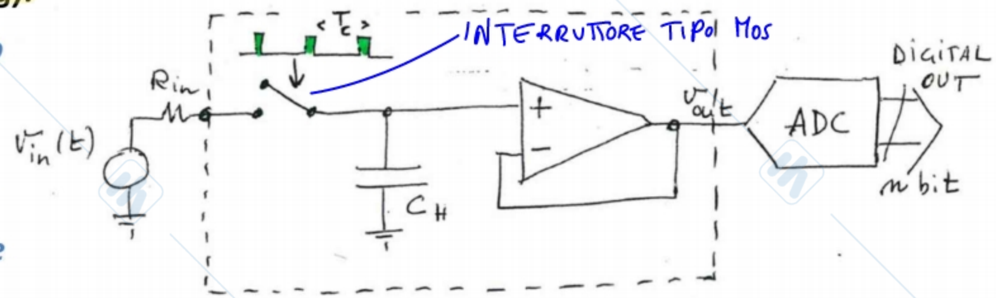
- **1a FASE: campionamento (acquisizione, sampling):**

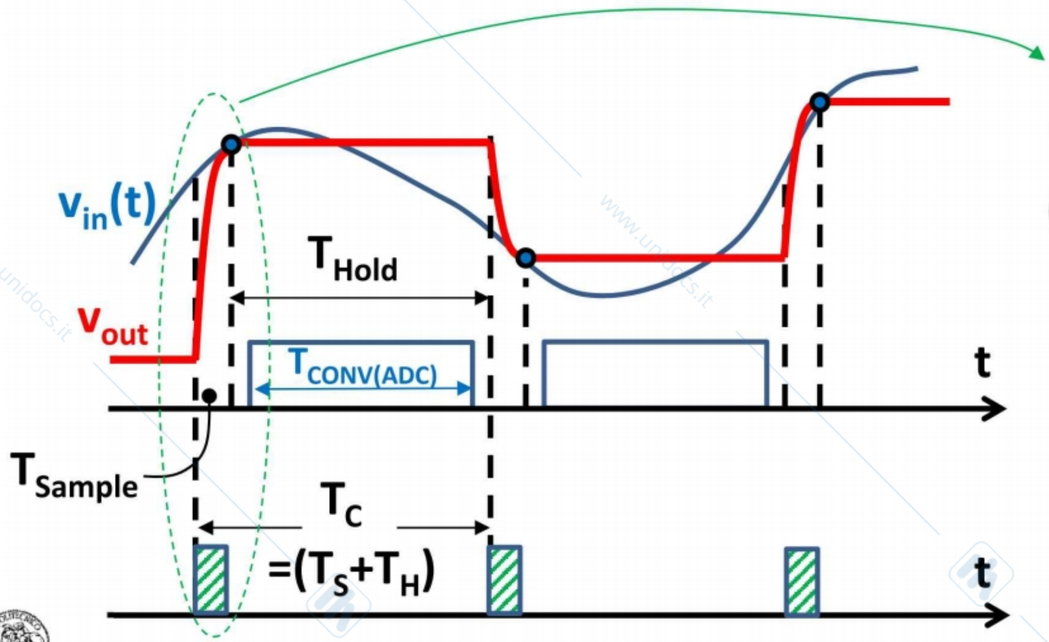
  C_H si carica al valore di ingresso Vin attraverso l'interrutore

- **2a FASE: mantenimento (Hold)**

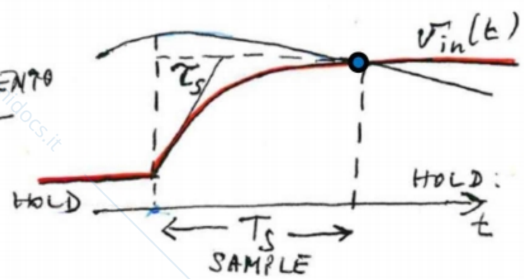
  l'interruttore si apre, C_H e' isolata in modo da mantenere il valore acquisito pecedentemente

Detta anche fase dei Congiunti

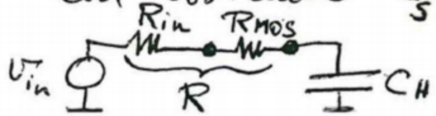




FASE DI CAMPIONAMENTO (DETTAGLIO)

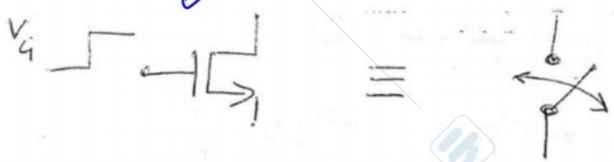


LA capacità C_H si carica dal valore iniziale (campione prec.) al nuovo valore di v_{in} con costante $\tau_S = RC_H$:



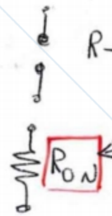
MOSFET come interruttore analogico

MOS = INTERRUTTORE ANALOGICO



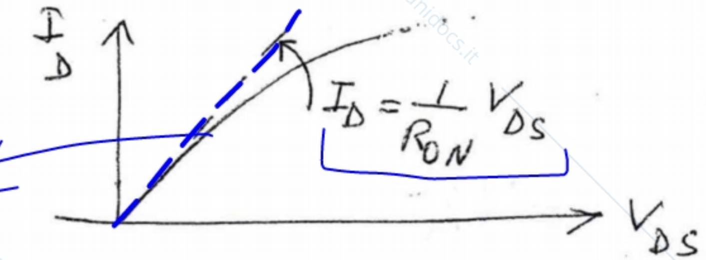
COMANDO CON V_{GS} L'ACCENSIONE E LO SPEGNIMENTO →

- MOSFET OFF $(V_{GS} < V_T)$: $R \to \infty$
- MOSFET ON $(V_{GS} > V_T)$:



DIPENDE DAL PUNTO DI LAVORO DEL MOS

Tipicamente il MOS è in zona triodo



$$I_D = \underbrace{\frac{1}{R_{ON}} V_{DS}}$$

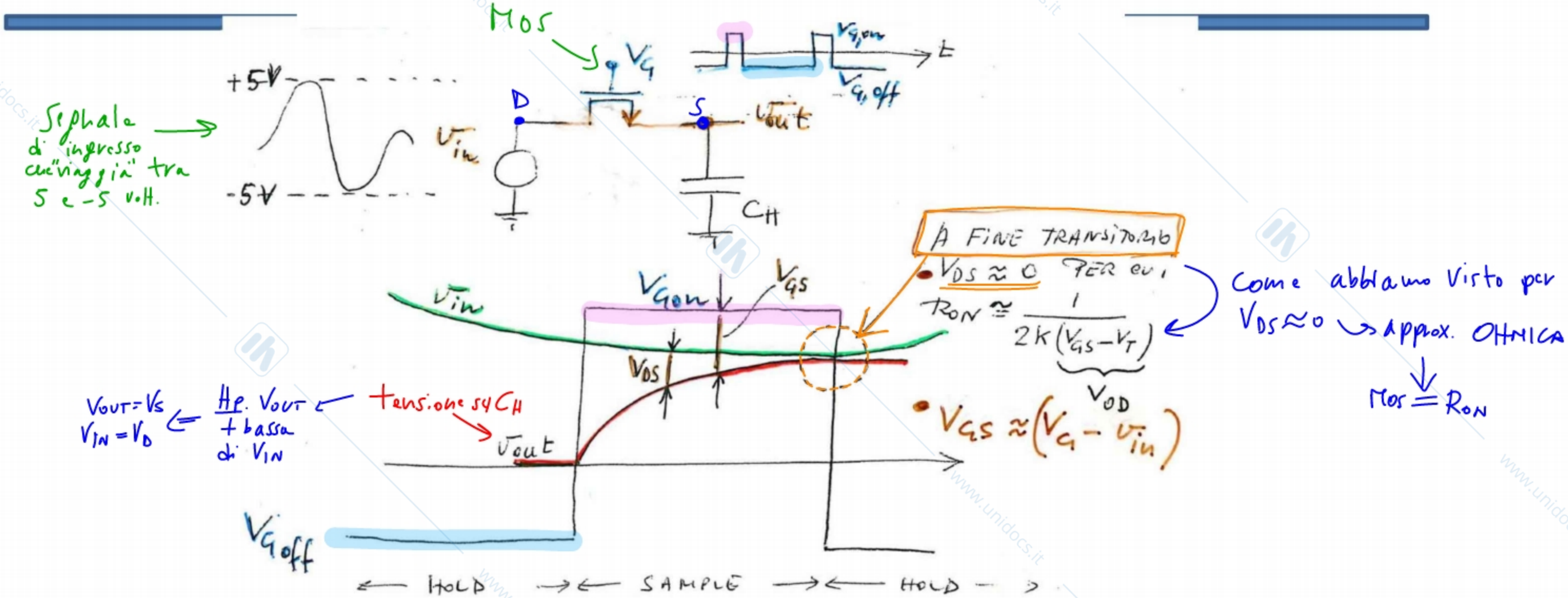
INTORNO ALL'ORIGINE (ZONA OHMICA). QUINDI PER V_{DS} BASSA → CONSIDERIAMO IL MOS ≃ RESISTENZA

R_{ON} è minima per $V_{DS} \simeq 0$:

$$\frac{1}{R_{ON}} = \left.\frac{\partial I_D}{\partial V_{DS}}\right|_{V_{DS}=0} = 2k\underbrace{(V_{GS} - V_T)}_{V_{OD}}$$

- Analogamente si scrivono le relazioni per un pMOS

Funzionamento interrutore MOS



- Il punto di lavoro del MOSFET cambia durante la fase di sampling dato che cambia la tensione VDS
- Bisogna rammentare che in un nMOS la tensione VDS e' positiva per cui la posizione del Drain e' automaticamente determinata dalla polarita' delle tensione applicate (il drain - tra i due - e' il terminale a tensione piu' positiva !)
    - Durante la fase di sampling puo' essere che Vout debba crescere per agganciare un valore di vin piu' positivo. In questo caso il drain sarebbe a sinistra (come in figura). Ovviamente puo' essere anche il contrario e il drain sarebbe a destra.
- L'identificazione del terminale di Source/Drain e' utile per poter verificare lo stato del MOSFET che richiede almeno la VGS(t)= VG –VS(t) per verificare l'accensione/spegnimento.
- Ci viene in aiuto una possibile semplificazione, visibile nel grafico. Al termine del transitorio di aggancio si avra' vout~ vin, ovvero VDS~0, per cui il MOSFET sara' in zona triodo per una porzione del tempo di sampling. Considerando che in questo intervallo e' VS~VD, ai fini della stima della VGS posso assumere VS=vin (ovvero che il Source sia a sinistra) e quindi posso scrivere VGS(t)=VG-vin(t).Cio' vale anche per il pMOS naturalmente.

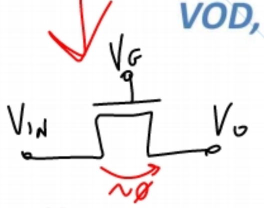
SCELTA DI $V_{G,ON}$ e $V_{G,OFF}$

Tensioni di comando interruttore nMOS

CALCOLO $V_{G,ON}$

SONO IN CONDIZ. DI SAMPLE → $V_O = V_C \simeq V_{IN}$ (quando il cond. si carica e arriva circa a V_{IN})

Parto dalla condizione di accensione di un nMOS, con richiesta di una minima tensione di overdrive VOD, data a sua volta dalla richiesta di una massima RON: VGS>VT+VOD



V_{DS} nulla → APPROX. OHMICA

$$V_{GS} > \underbrace{V_T}_{\text{tensione di soglia nota}} + V_{OD} \qquad \text{dove } V_{OD} \geq \frac{1}{2kR_{ON,max}}$$

tensione di overdrive necessaria per garantire una R_{ON} sufficientemente piccola $\forall V_{in}$

(→ Vin|max e'il caso peggiore) → PRENDO IL CASO PEGGIORE → COSÌ sarà a maggior ragione valida $\forall V_{IN}$

$$V_{G,ON} > V_S + V_T + V_{OD} = V_{in,max} + V_T + V_{OD}$$

$V_{GS} = V_G - V_S$

assumo VS~VD

CALCOLO $V_{G,OFF}$

Parto dalla condizione di spegnimento di un nMOS: VGS<=VT

$$V_{G,OFF} \leq V_S + V_T = V_{in,min} + V_T$$

tensione di gate necessaria per garantire lo spegnimento $\forall V_{in}$

(→ Vin|min e'il caso peggiore)

NOTA:

- *Dato che Vin varia nell'intervallo analogico, scrivo le condizioni di accensione e spegnimento nelle condizioni peggiori. In altre parole si sceglie il valore di Vin tale che che la condizione scritta fornisca garantisca il comportamento voluto del MOSFET per ogni valore di Vin nell'intervallo analogico.*
- *Nel caso di interruttore pMOS si scrivono analoghe relazioni basate sul medesimo ragionamento.*

Esempio:
$$\begin{cases} V_T = 2V \\ K = 2\,mA/V^2 \\ R_{ON} < 50\,\Omega \\ V_{in} = -5 \div +5V \end{cases} \Rightarrow$$

$$\boxed{V_{G,on}} \geq +5V + 2V + 5V = \boxed{+12V}$$

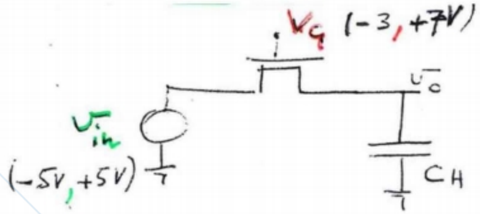
$$V_{OD} \geq \frac{1}{2kR_{ON}} = \frac{1}{2 \times 2\frac{mA}{V^2} \times 50\Omega} = 5V$$

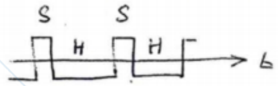
$$\boxed{V_{G,off}} < -5V + 2V = \boxed{-3V}$$

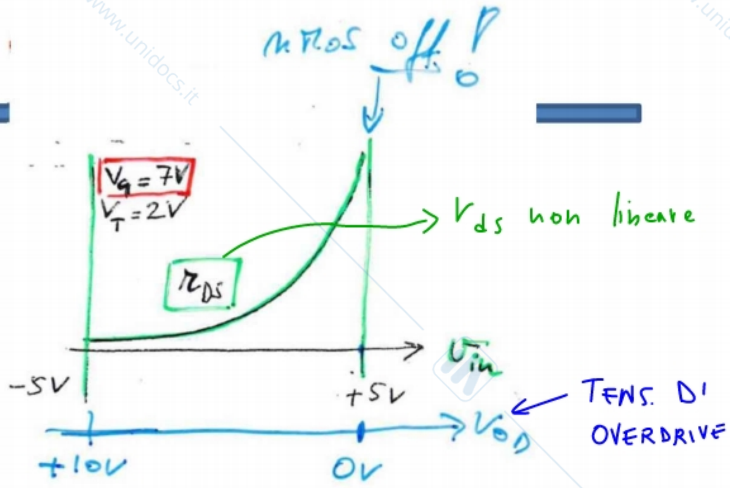
→ $\boxed{V_G = -3V \div +12V}$ SWING DI 15V...!!!

CMOS transmission gate

❑ *Interruttore nMOS*

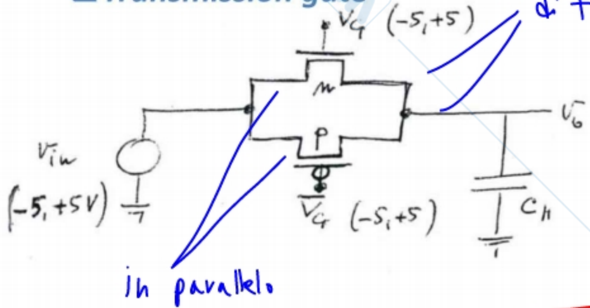


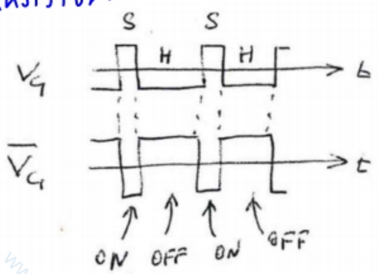




❑ *Transmission gate*

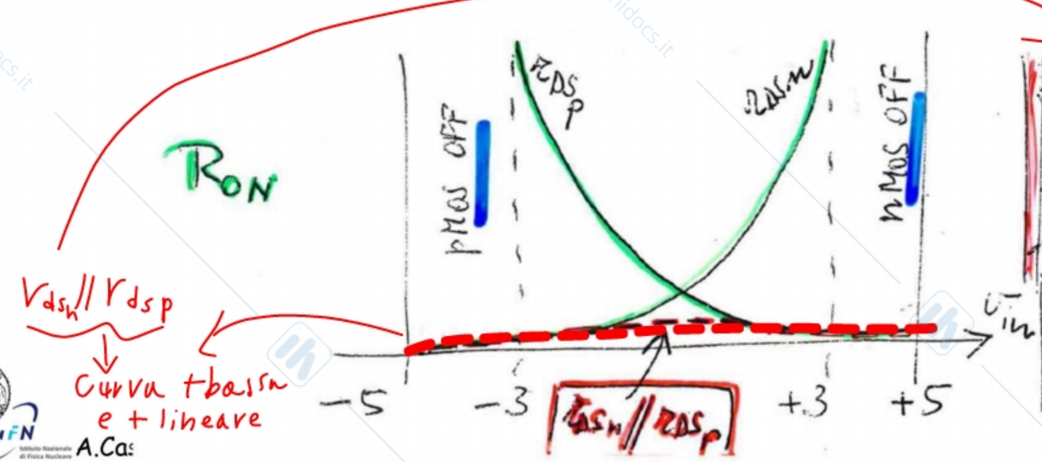
Usiamo una coppia di transistori





$\begin{cases} V_G = -5V \\ \overline{V_G} = +5V \end{cases} \Rightarrow$ nMOS OFF $\forall v_{in}$, pMOS OFF $\forall v_{in}$ **INT. OFF**

$\begin{cases} V_G = +5V \Rightarrow \text{nMOS ON per } v_{in} = -5 \div +3V \\ \overline{V_G} = -5V \Rightarrow \text{pMOS ON per } v_{in} = -3 \div +5V \end{cases}$ **INT. ON**



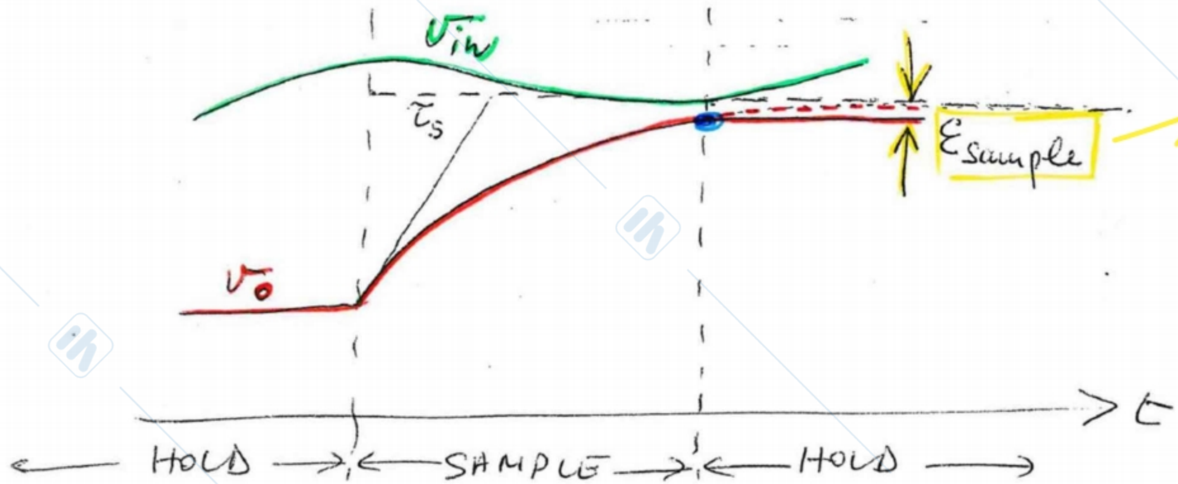
$R_{ON} = r_{DSn} // r_{DSp}$ risulta quasi indipendente da v_{in}

$\Delta V_G = \Delta V_{in}$

Lo "swing" richiesto alla VG e' pari a quello di Vin! (posso usare i medesimi livelli di tensione)

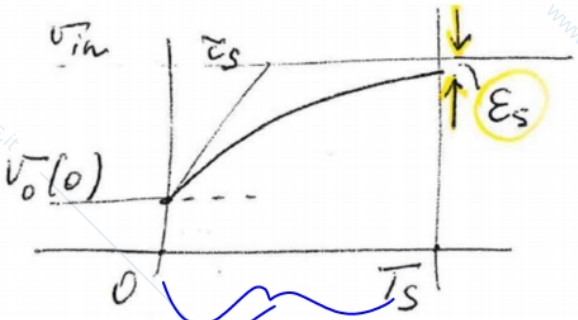
A.Ca

Errore di acquisizione (sampling)



momento in cui stacco il cond. C e lo mantengo al valore di V_{IN} raggiunto prima di aprire il circ.

- Per il calcolo di ε_{sample} schematizziamo Vin costante per tutto il periodo di acquisizione (sample):



$$\varepsilon_s(t) = v_{in} - \left[v_o(0) + \left(v_{in} - v_o(0)\right)\left(1 - e^{-t/\tau_s}\right)\right] = \left(v_{in} - v_o(0)\right) e^{-t/\tau_s}$$

$$\rightarrow \varepsilon_s(T_s) = \varepsilon_s = \left[v_{in} - v_o(0)\right] e^{-T_s/\tau}$$

CASO PEGGIORE $\Rightarrow$ $\boxed{\varepsilon_s\big|_{MAX} = \Delta V_{in}\big|_{MAX}\, e^{-T_s/\tau_s}}$

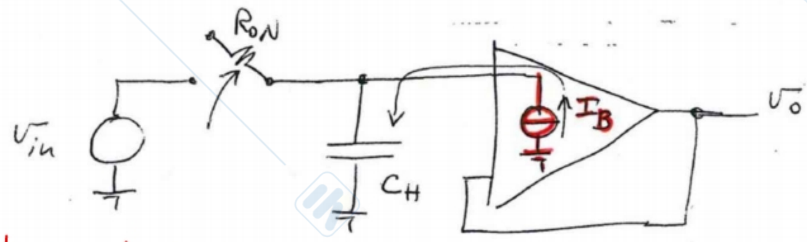
dopo un tempo finito in cui tronchiamo la carica

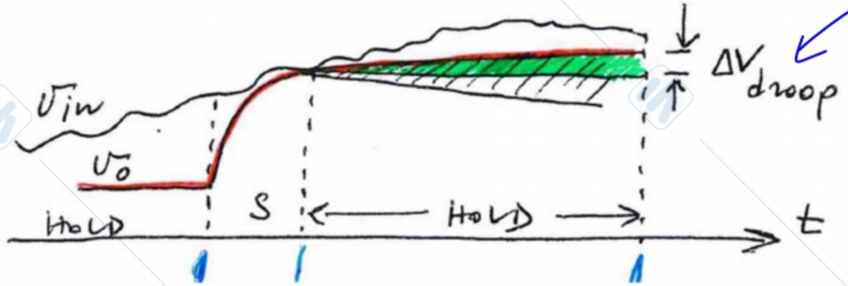
→ CH piccola (ma ci sono gli errori di hold, vedi dopo)

calcoliamo poi l'errore = differenza tra il valore di tens. raggiunto e il valore a regime

Errore di mantenimento (droop) (1)

- durante la fase di hold, il condensatore CH si scarica per diversi motivi. Ad esempio a causa delle correnti Ibias del buffer a A.O. che segue.





Variazione lineare → la vogliamo piccola

I_B cost → derivata costante = rampa

- la Ibias(-), assunta costante, determina una variazione lineare su CH durante tutto il tempo Thold:

$$\Rightarrow \boxed{\left.\frac{dv_o}{dt}\right|_{HOLD} = \frac{I_B}{C_H}}$$

RAMPA

esempio: $I_B = 100\,pA$, $C_H = 9\,nF$

$$\rightarrow \left.\frac{dv_o}{dt}\right|_{HOLD} = \frac{10^{-10}\,A}{9\times10^{-9}\,F} = 0.11\times10^{-1}\,\frac{V}{s} = 11\,\frac{mV}{s}$$

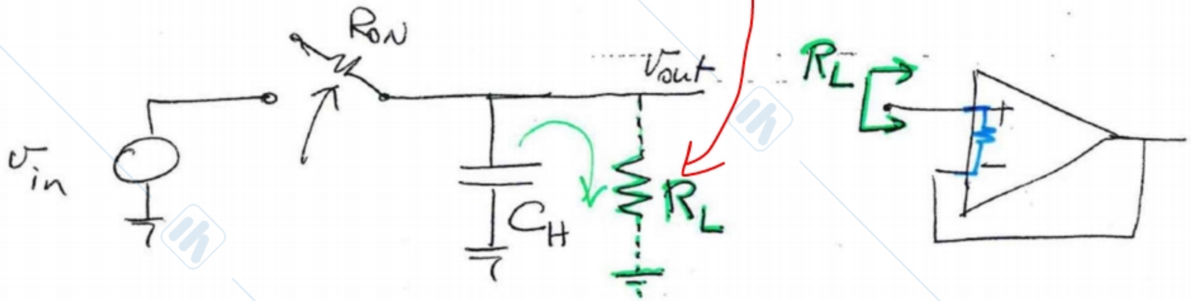
se $f_c = 100\,kHz \rightarrow T_H \approx \frac{1}{f_c} = 10\,\mu s \rightarrow \Delta V_{droop} = 0.11\,\mu V$

- si rammenta anche di valutare l'effetto di Ibias durante la fase di sample. Si vede facilmente (a regime) che il contributo di Ibias sulla tensione di CH e' pari a Ibias*RON (spesso trascurabile).

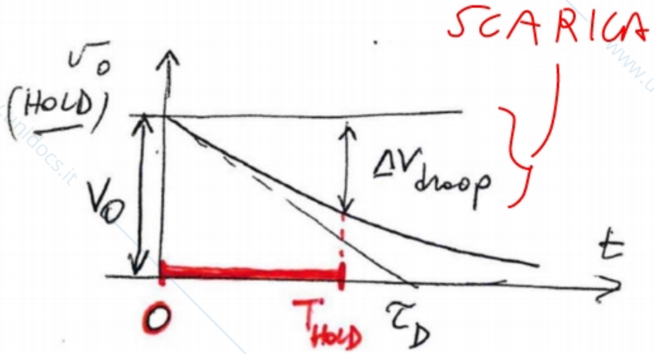
- rimedio: CH grande (ma limita la banda in acquisizione)

Errore di mantenimento (droop) (2)

- ***valutiamo in questo caso l'effetto di una resistenza di ingresso del buffer (vedi calcolo resistenze equivalenti in cricuiti reazionati). Indichiamo la resistenza eq. di ingresso del buffer RL:***



- ***la RL scarica la tensione di CH (memorizzata durante la fase di sample) durante tutto il tempo Thold:***



$$\Delta V_{droop} = V_0 - V_0\, e^{-T_{HOLD}/\tau_D} = V_0 - V_0\, e^{-T_{HOLD}/R_L C_H} = V_0\left(1 - e^{-\frac{T_{HOLD}}{R_L C_H}}\right)$$

se $T_{HOLD} \ll R_L C_H$ (quasi sempre verificato)

$$\rightarrow \Delta V_{droop} \simeq V_0 - V_0\left(1 - \frac{T_H}{R_L C_H}\right) = V_0\, \frac{T_{HOLD}}{R_L C_H}$$

$e^{-x} \simeq 1 - x + \dots$ ($x \ll 1$)

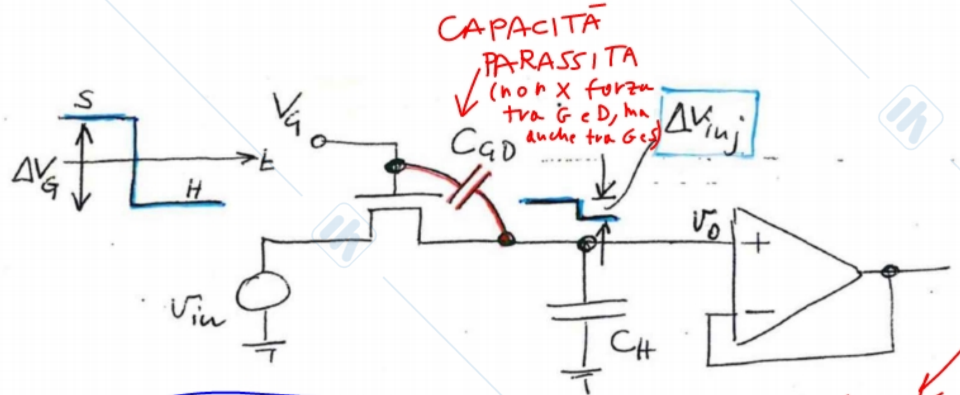
$$\rightarrow \boxed{\Delta V_{droop}\Big|_{MAX} \simeq \Delta V_{in}\Big|_{MAX} \cdot \frac{T_{HOLD}}{R_L C_H}}$$

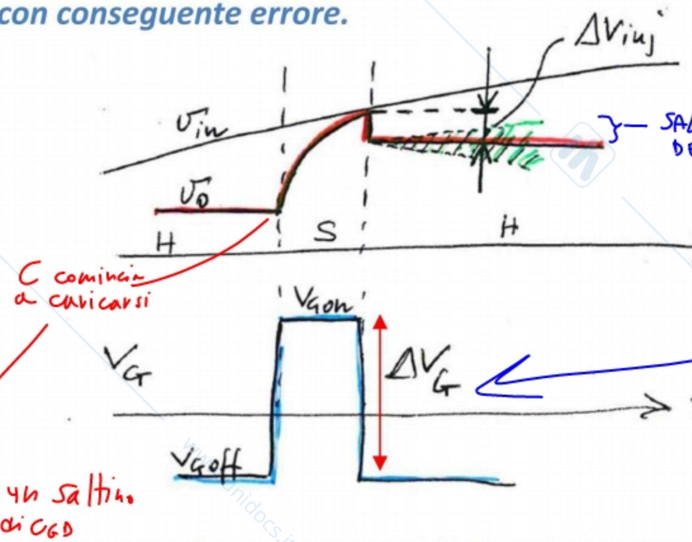
($T_{HOLD} \ll R_L C_H$)

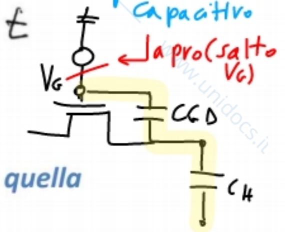
- ***rimedio: CH grande (ma limita la banda in acquisizione)***

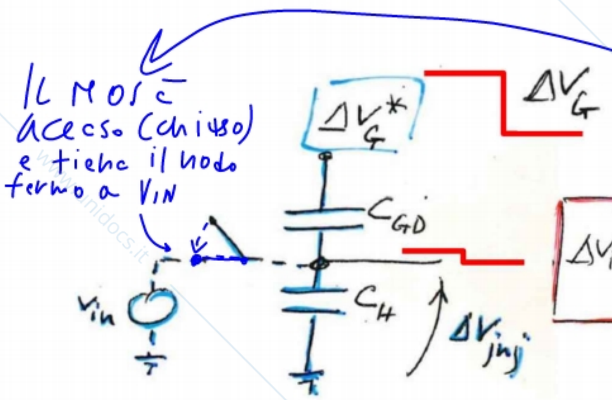
Iniezione di carica

- *la presenza della capacita' parassita tra gate e canale del MOSFET (qui indicata con CGD) fa si' che il segnale applicato al gate si possa trasmettere al nodo di CH, con conseguente errore.*









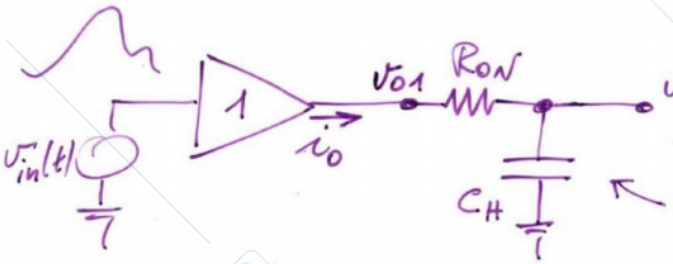
$$\Delta V_{inj}\Big|_{max} = \Delta V_G \frac{C_{GD}}{C_{GD}+C_H}$$

- *il problema si verifica al passaggio dalla fase di sample a quella di hold (attenzione: non viceversa!).*
- *nel caso di interruttore nMOS, si ha un fronte negativo di VG (nel caso di interruttore pMOS e' l'opposto !)*
- *nell'istante di transizione, il MOS si spegne subito e lascia libero il nodo di Vo di muoversi. La tensione di Vg quindi viene attenuata dal partitore CGD-CH. In altre parole il generatore Vg inietta carica sulla CH attraverso la CGD.*
- *Nell'altro fronte (da hold a sample) il MOS e' acceso, Vin e' connessa a bassa impedenza al nodo di CH per cui, in prima approssimazione, il problema non compare (l'iniezione di carica da Vg viene assorbita dal generatore Vin e non da CH)*

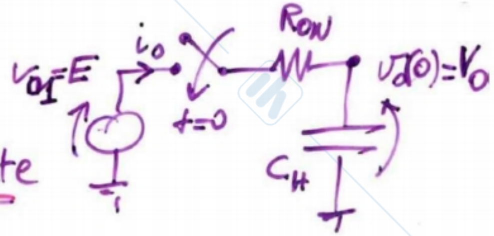
- *rimedio: CH grande >>CGD (ma limita la banda in acquisizione)*

Effetti stadio di ingresso (Iomax)

- si suppone di pilotare ila cella S&H con uno stadio di amplificazione avente corrente in uscita limitata (Iomax)



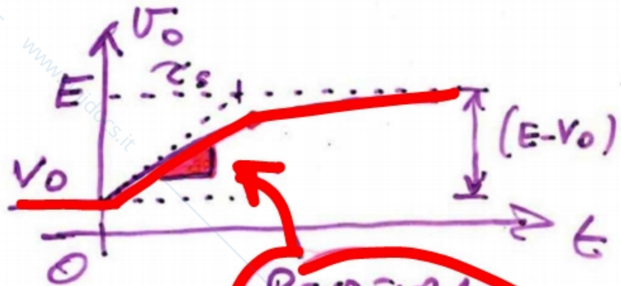
modello semplificato con v_{01} costante



- se |i0|>Iomax ?

Max corrente (i_0) richiesta:

$$\boxed{i_0(0^+)} = \frac{(E-V_0)}{R_{ON}} \overset{\text{CASO PEGGIORE}}{=} \frac{\Delta V_{0MAX}}{R_{ON}}$$

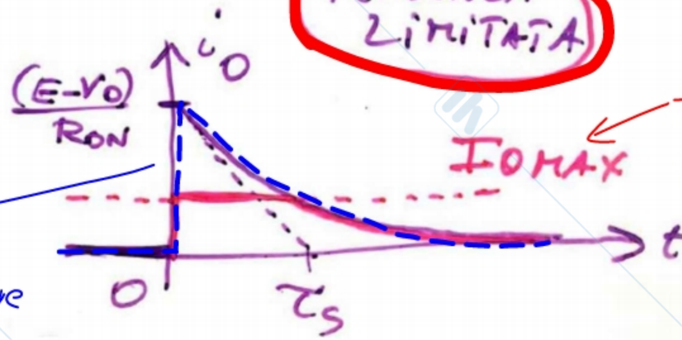


PENDENZA LIMITATA

Limitazione della dv_0/dt:

$$\left.\frac{dv_0}{dt}\right|_{0^+} = \frac{(E-V_0)}{\tau_s} = \frac{i_0(0^+)}{C_H} \rightarrow \boxed{\left.\frac{dv_0}{dt}\right|_{max} = \frac{I_{0MAX}}{C_H}}$$

se $|i_0|>I_{0,\,max}$



tagliata da I_{0MAX}

Corrente richiesta maggiore di $I_{0,MAX}$