

# Generatori di forme d'onda

Verranno trattati i circuiti rigenerativi (multivibratori) e lo Schmitt trigger

I circuiti rigenerativi sono particolari circuiti non lineari caratterizzati dalla presenza di uno o più punti di lavoro di equilibrio stabile o instabile.

Comprendono i circuiti **bistabili**, **monostabili** e **astabili**

**Bistabile**    Circuito con 2 punti di lavoro stabili.

A fronte di impulso in ingresso, passa da uno stato stabile all'altro.

E' importante che la commutazione tra i due stati stabili avvenga nel più breve tempo possibile

E' il circuito più semplice per realizzare elementi di memoria

La teoria e l'implementazione dei circuiti bistabili (flip-flop, latch,...) sono state ampiamente trattate nel corso di Analisi e sintesi dei circuiti digitali

Una realizzazione circuitale verrà analizzata nella parte relativa alle memorie RAM statiche (SRAM)

## **Monostabile**

Circuito con 1 punto di equilibrio stabile.

Una volta perturbato, il circuito si muove dal punto di lavoro stabile ma vi ritorna dopo un certo intervallo di tempo.

L'uscita, bassa quando il circuito è nello stato stabile, diventa alta per tutto il periodo perturbato (metastabilità), per poi tornare bassa.

E' fondamentale che il tempo necessario per ritornare nello stato stabile sia costante  $\Rightarrow$  generatore di ritardo controllabile e costante

## **Astabile**

Circuito con nessun punto di equilibrio stabile.

Una volta acceso, il circuito oscilla in continuazione.

Può essere usato per generare segnali di clock

## Effetto bootstrap

Si basa su un principio fondamentale:

**istantaneamente la carica sulle armature di un condensatore non cambia**

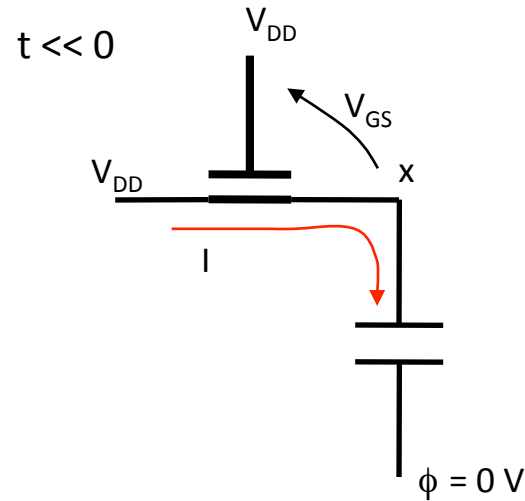
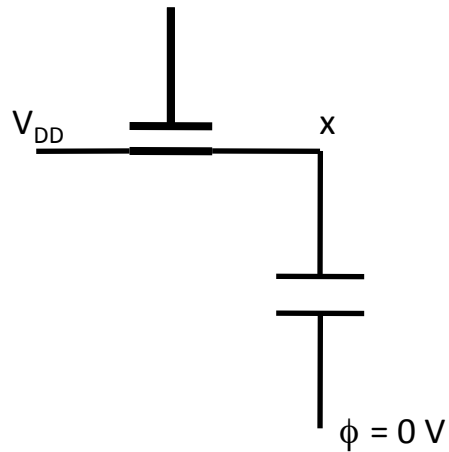
$Q = VC \Rightarrow$  se  $Q$  istantaneamente non cambia  $\Rightarrow$  anche la tensione  $V$  ai capi del condensatore istantaneamente non cambia

Se si modifica istantaneamente la tensione sull'armatura di un condensatore (con l'applicazione di un gradino di tensione), anche la tensione sull'altra armatura varia istantaneamente della stessa quantità

$\Rightarrow$  di fatto, istantaneamente il condensatore si comporta da generatore di tensione ideale

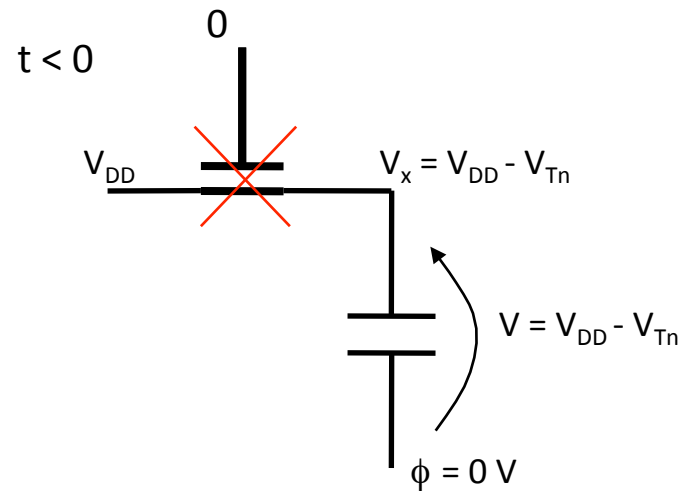
L'effetto è solo **istantaneo**, in quanto a seconda del circuito in cui è inserito il condensatore, le tensioni sulle armature del condensatore possono poi variare

## Esempio

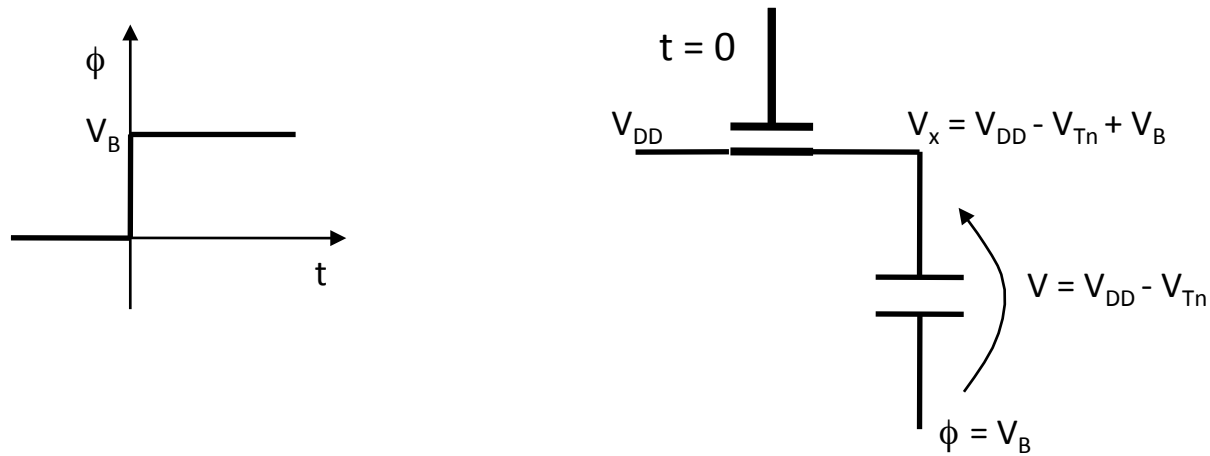


Al termine del transitorio di carica  $V_x = V_{DD} - V_{Tn}$

Nota: il transitorio di carica termina quando  $V_{GS} = V_{Tn}$



Se il condensatore è elettricamente isolato, la carica immagazzinata sulle armature rimane invariata



A tempo  $t = 0$ , dal momento che la tensione ai capi del condensatore non può cambiare istantaneamente  $\Rightarrow V_x = V_{DD} - V_{Tn} + V_B$

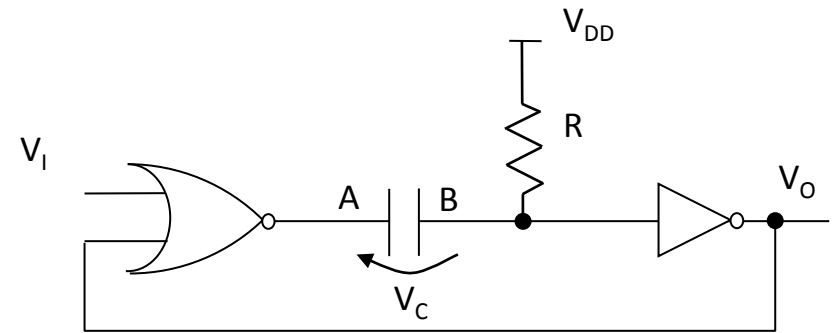
Questo effetto viene sfruttato in molti circuiti elettronici

- multivibratori (monostabile, astabile)
- buffer
- survoltori

Grazie all'effetto bootstrap è possibile avere nodi di un circuito a tensione più alta rispetto a quella dell'alimentazione

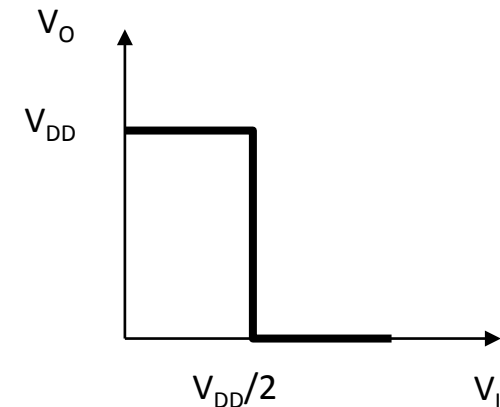
## Monostabile CMOS

In presenza di un impulso in ingresso il circuito esce dal suo stato stabile e genera in uscita un segnale di ampiezza  $V_{DD}$  e durata costante  $T$



Hp:

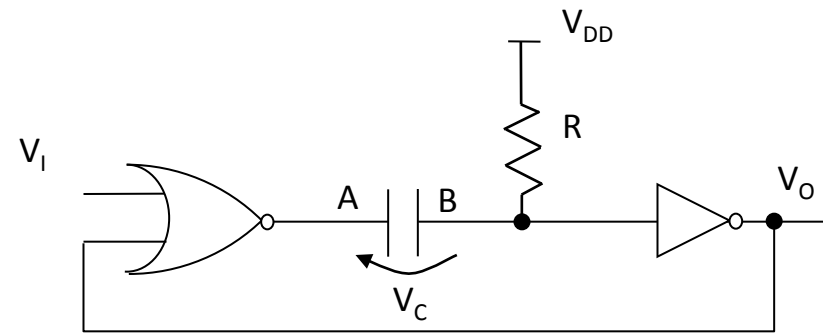
- 1) caratteristica ideale dell'invertitore e del NOR
- 2) ritardi di propagazione attraverso invertitore e NOR trascurabili rispetto al ritardo associato a C



Lo studio del monostabile si effettua determinando dapprima lo stato stabile e valutando poi il comportamento del circuito quando viene applicato un impulso in ingresso

Il comportamento dinamico del circuito dipende da una successione di eventi con una relazione di “causa-effetto” che termina quando il circuito ritorna nel suo stato stabile

## Determinazione stato stabile



In condizioni stazionarie la corrente che attraversa un condensatore è nulla, ed è nulla anche la corrente di ingresso dell'invertitore

Nello stato stabile il segnale di ingresso è 0 V

$$I_C = 0, I_{inv} = 0 \Rightarrow I_R = 0 \Rightarrow V_B = V_{DD} \Rightarrow V_O = 0$$

Per la presenza dell'invertitore

$V_I = 0$

Per la legge di Ohm, se la corrente che attraversa una resistenza è nulla, è nulla anche la tensione ai suoi capi

$$V_A = V_{DD}$$

$$V_B = V_A = V_{DD} \Rightarrow V_C = 0$$

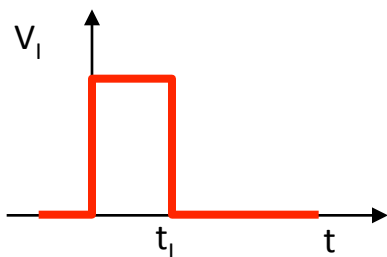
(la tensione ai capi del condensatore è 0 V)



$V_I$	$V_O$	$V_A$
0	0	1
0	1	0
1	0	0
1	1	0

## Funzionamento dinamico

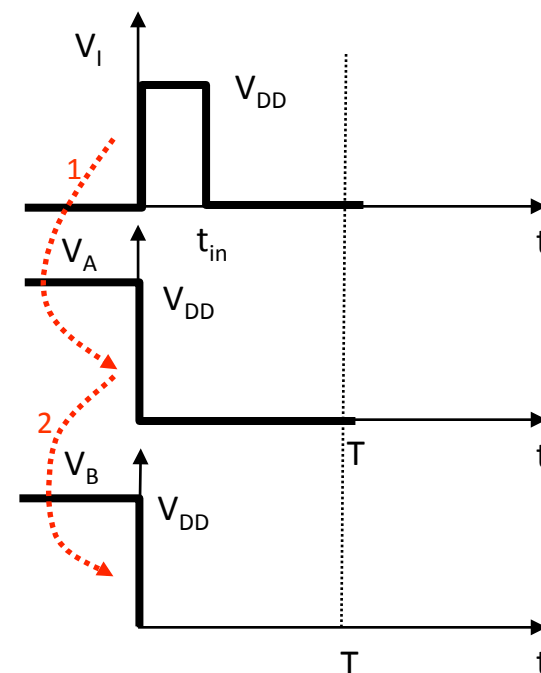
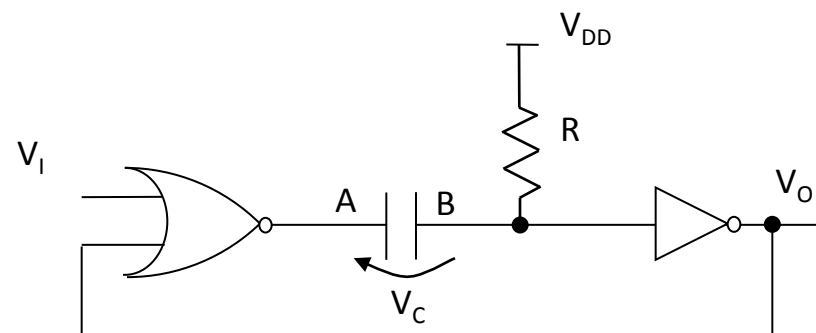
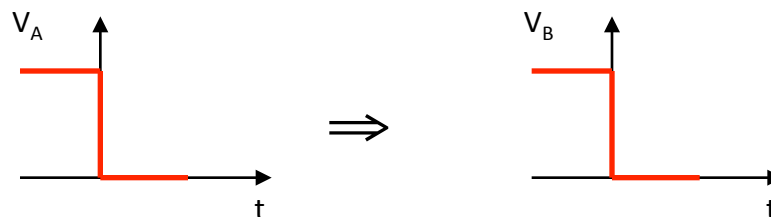
Si applica in ingresso un impulso di durata  $t_i \ll T$



1. La commutazione dell'ingresso fa commutare l'uscita del NOR

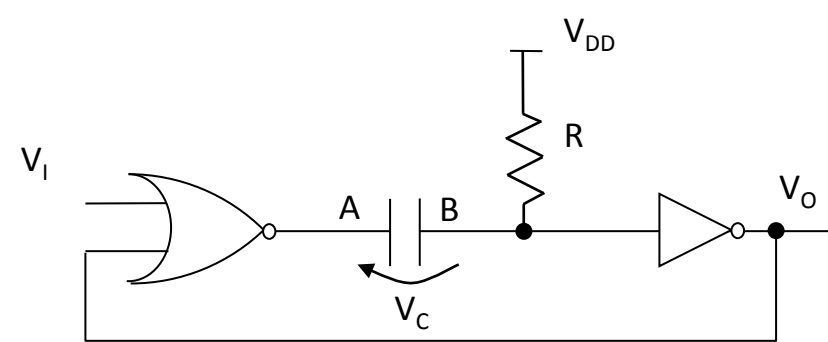
$V_I$	$V_O$	$V_A$
0	0	1
0	1	0
1	0	0
1	1	0

2. La tensione ai capi di un condensatore non può cambiare istantaneamente (se la tensione sull'armatura A varia di  $\Delta V$ , la tensione sull'armatura B deve variare della stessa quantità)  $\Rightarrow V_C(0^+) = V_C(0^-)$





3.  $V_B \downarrow \Rightarrow$  l'invertitore di uscita commuta  $\Rightarrow V_O(0) = V_{DD}$



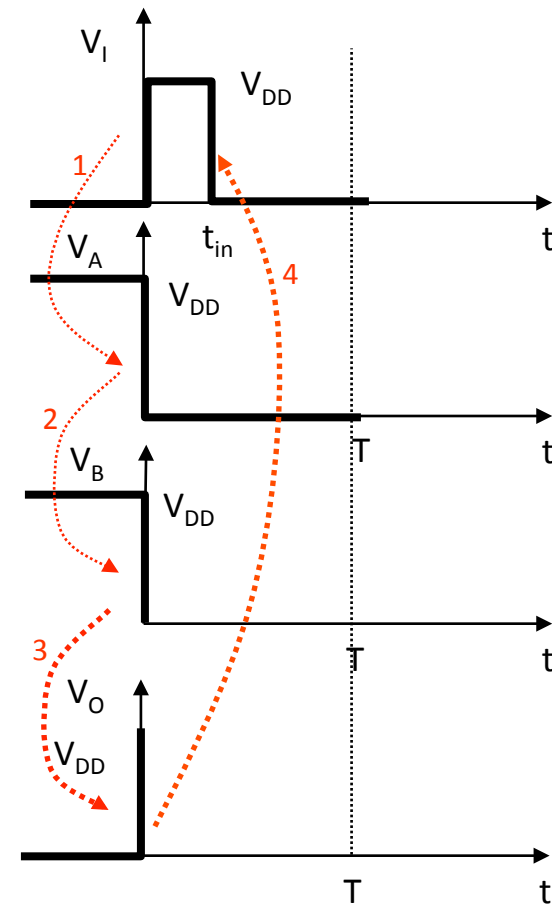
In realtà, a causa del ritardo attraverso il NOR e l'invertitore,  $V_O = V_{DD}$  per  $t = \tau_{NOR} + \tau_{INV}$

4. Quando l'uscita  $V_O$  diventa alta, l'uscita del NOR è 0 V indipendentemente dal valore di  $V_I$   
 $\Rightarrow$  l'impulso di ingresso può terminare.

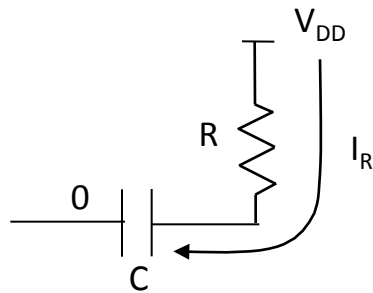
$V_I$	$V_O$	$V_A$
0	0	1
0	1	0
1	0	0
1	1	0

La durata dell'impulso di ingresso deve essere tale da garantire la commutazione dell'uscita ( $\Rightarrow t_i > \tau_{NOR} + \tau_{INV}$ )

L'ingresso deve essere riportato a 0 V entro il tempo T, altrimenti il circuito non potrebbe ritornare nello stato stabile

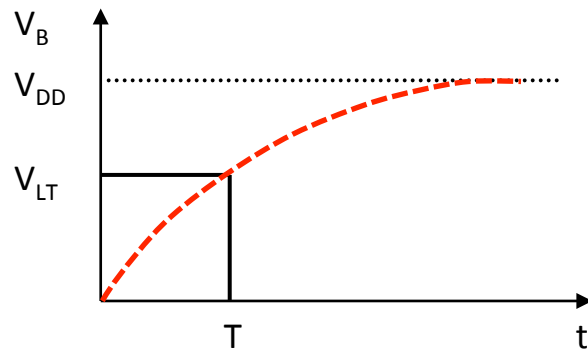


Se  $V_B(0^+) = 0 \Rightarrow I_R \neq 0 \Rightarrow$  carica di C

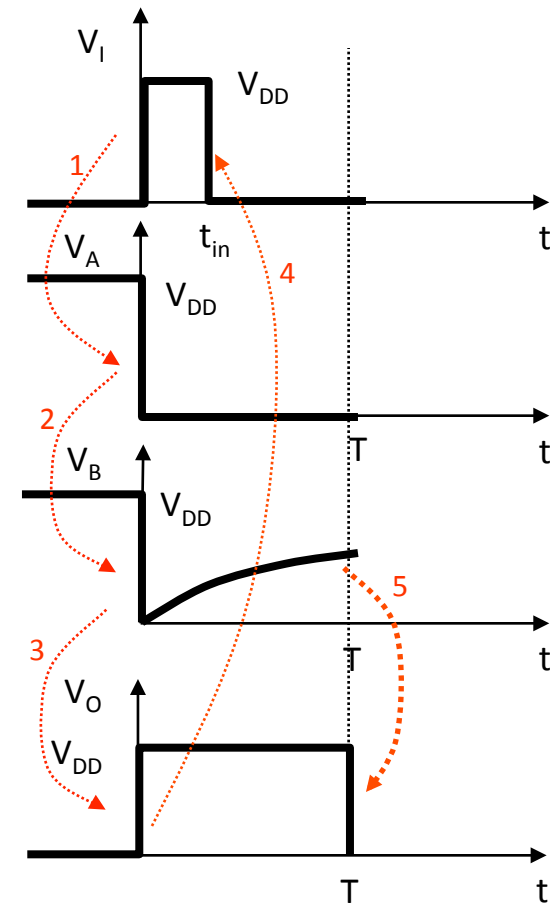
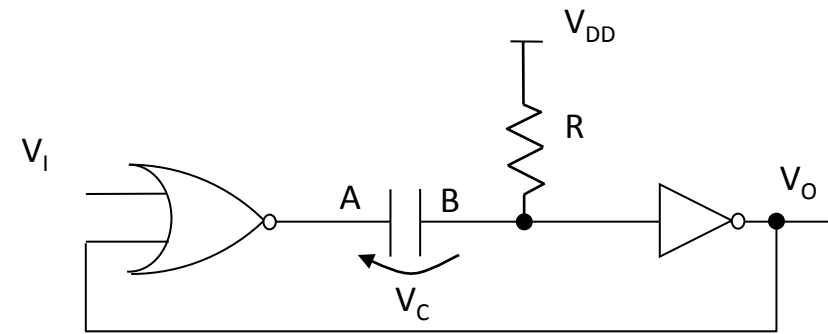


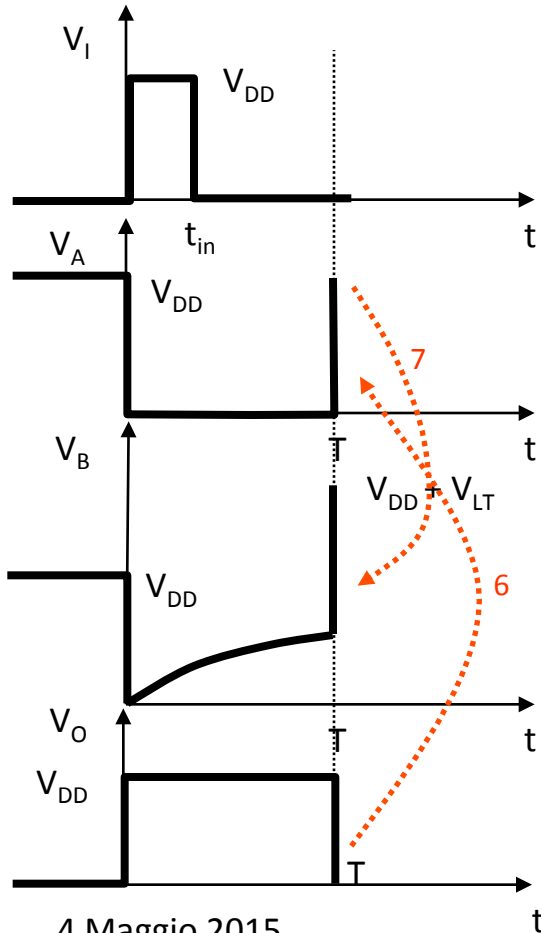
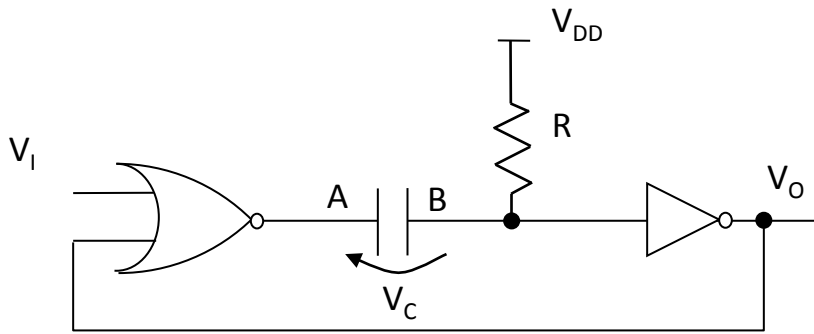
$$I_R = \frac{V_{DD} - V_B}{R}$$

Il condensatore tende a caricarsi a  $V_{DD}$  con costante di tempo  $\tau = RC$



5. Quando però  $V_B(T) = V_{LT}$  dell'invertitore di uscita, l'invertitore commuta e  $V_O(T) = 0$





6. La commutazione di  $V_O$  fa commutare l'uscita del NOR (il segnale di ingresso era già stato riportato a 0 V)

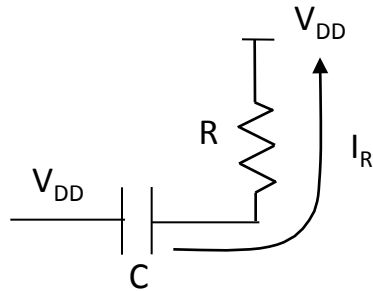
$V_I$	$V_O$	$V_A$
0	0	1
0	1	0
1	0	0
1	1	0

7. La tensione ai capi di un condensatore non può cambiare istantaneamente

Se  $V_A(T^-) = 0V$  e  $V_A(T^+) = V_{DD}$  ( $\Rightarrow V_A$  sale istantaneamente di  $V_{DD}$ )

$$\Rightarrow V_B(T^+) = V_B(T^-) + V_{DD} = V_{LT} + V_{DD}$$

Se  $V_B(T^+) = V_{DD} + V_{LT} \Rightarrow I_R \neq 0 \Rightarrow$  scarica di C



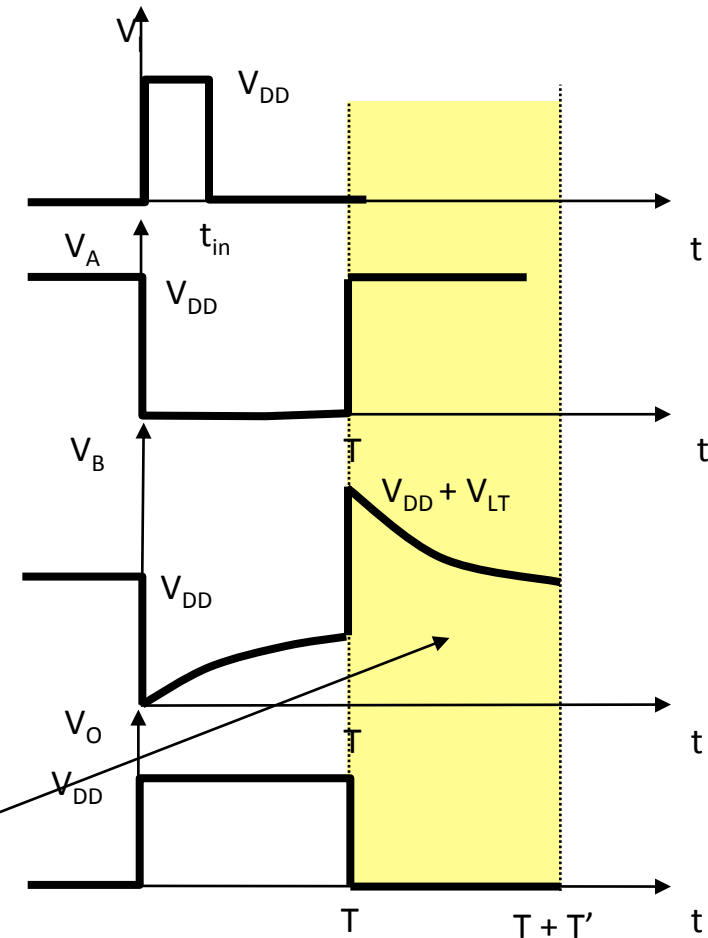
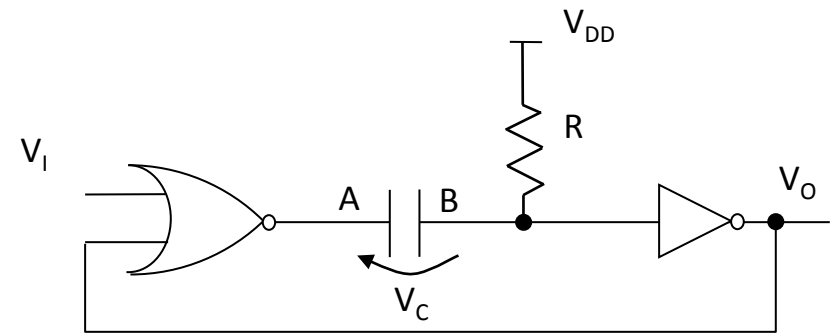
$$I_R = \frac{V_B - V_{DD}}{R}$$

Il condensatore tende a scaricarsi a  $V_{DD}$  con costante di tempo  $\tau = RC$

La scarica termina quando  $V_B = V_{DD} \Rightarrow I_R = 0$

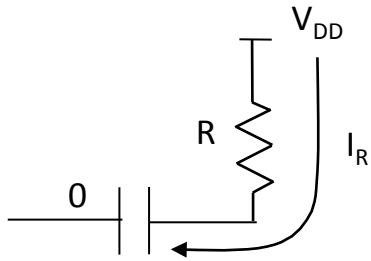
Solo al tempo  $T + T'$  viene raggiunta la condizione di riposo

Tempo di ripristino, necessario per ritornare nello stato stabile dopo che la tensione di uscita è tornata a 0 V



## Calcolo di T

La durata dell'impulso di uscita  $V_O$  coincide con la durata del transitorio di carica di  $V_B$  da 0 V a  $V_{LT}$ , tenendo conto che se non commutasse l'invertitore di uscita (facendo commutare nuovamente il NOR), la carica terminerebbe al valore asintotico  $V_{DD}$



$$V_B(t) = V_{B\infty} + (V_{Bin} - V_{B\infty})e^{-t/RC}$$

$$V_{Bin} = 0, \quad V_{B\infty} = V_{DD}$$

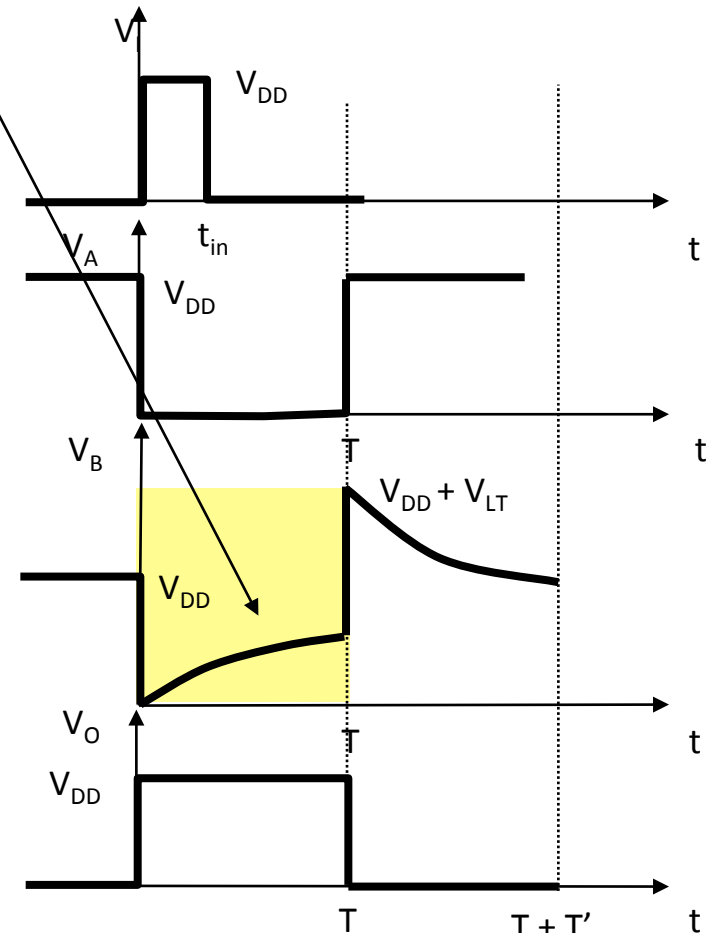
Interessa il valore di  $V_B(T) = V_{LT}$

$$V_{LT} = V_{DD} + (0 - V_{DD})e^{-T/RC}$$

$$e^{-T/RC} = \frac{V_{DD} - V_{LT}}{V_{DD}} \Rightarrow -\frac{T}{RC} = \ln \frac{V_{DD} - V_{LT}}{V_{DD}}$$

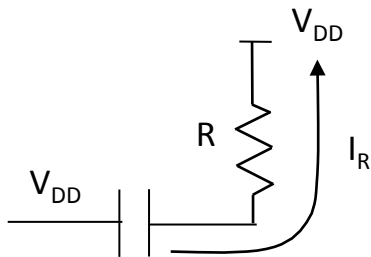
$$\Rightarrow T = RC \ln \frac{V_{DD}}{V_{DD} - V_{LT}}$$

Con  $V_{LT} = V_{DD}/2 \Rightarrow T = RC \ln 2$



## Calcolo del tempo di ripristino $T'$ - $T$

Il tempo di ripristino può essere stimato, senza fare un calcolo esatto, confrontando escursione di tensione e costante di tempo dei due transistori di commutazione relativi alla durata dell'impulso e al tempo di ripristino



Costante di tempo:  $\tau = RC$

$$\Delta V = (V_{DD} + V_{LT}) - V_{DD} = V_{LT}$$

Stesse  $\Delta V$  e  $\tau \Rightarrow$  (in prima approssimazione)  $T' \cong T$

In realtà sono due transistori diversi, in quanto per quest'ultimo transistorio  $V_B(T') = V_{B\infty} \Rightarrow T' = \infty$

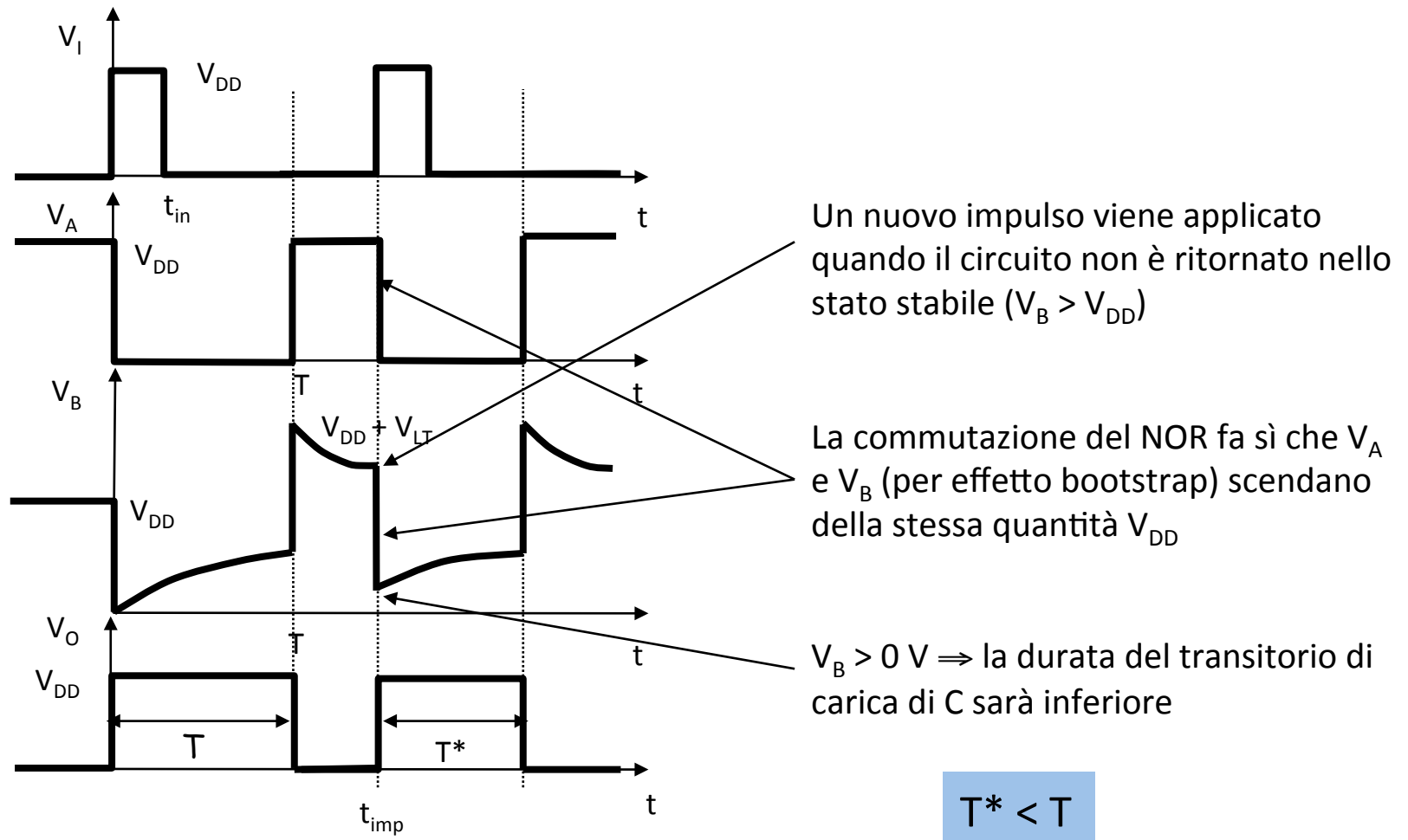
Non è possibile applicare un nuovo impulso prima che il circuito sia ritornato nel suo stato stabile

$$\Rightarrow \text{Frequenza massima del segnale di ingresso} \quad f_{\max} = \frac{1}{T + T'} \cong \frac{1}{2T}$$

Perché non si può applicare un nuovo impulso prima di  $T + T'$  ?

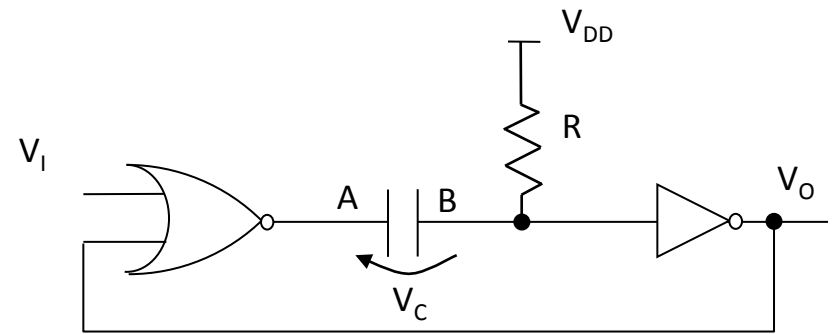
- Un monostabile deve fornire un'uscita alta per un tempo predefinito  $T$
- $T$  è determinato dalla salita di  $V_B$  da 0 V fino alla soglia logica dell'invertitore di uscita (il transitorio di carica termina sempre quando  $V_B = V_{LT}$ , in quanto commuta l'invertitore di uscita che riporta a 0 V l'uscita del circuito)
- Se cambia il valore iniziale di  $V_B$ , cambia  $T$
- Il valore iniziale di  $V_B$  è 0 V se e solo se il condensatore, quando viene applicato l'impulso, è scarico ( $V_A = V_B$ )

Se l'impulso viene applicato prima di essere ritornati allo stato stabile  $\Rightarrow V_B(t_{\text{imp}}^+) = V_B(t_{\text{imp}}^-) - V_{DD} \neq 0$

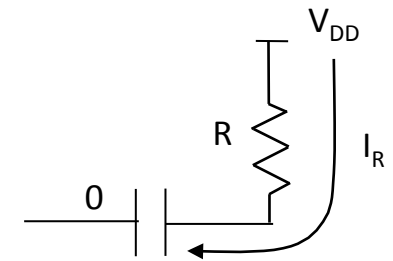




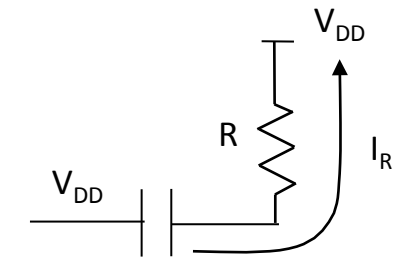
Come ridurre il tempo di ripristino nel monostabile?



La durata  $T$  dell'uscita alta dipende dalla carica del condensatore  $C$  attraverso la resistenza  $R$ , con costante di tempo  $\tau = RC$

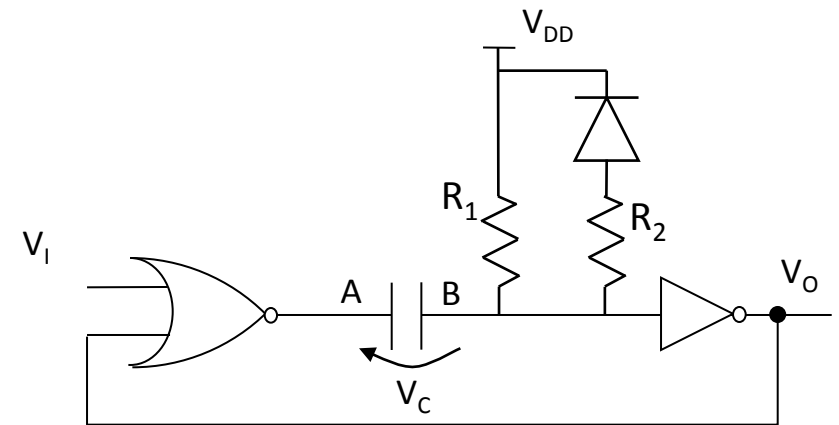


La durata del tempo di ripristino dipende dalla scarica del condensatore  $C$  attraverso la resistenza  $R$  con costante di tempo  $\tau = RC$

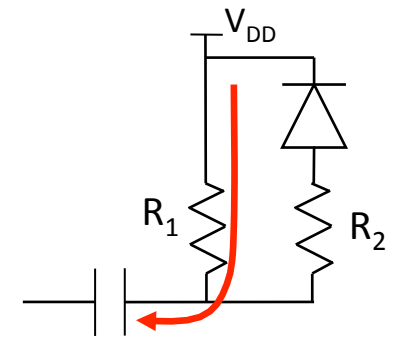


Una variazione di  $R$  o  $C$  comporta la contemporanea variazione sia di  $T$  che del tempo di ripristino, dal momento che il circuito di carica/scarica è lo stesso

Una semplice soluzione al problema consiste nel creare due diversi percorsi per la corrente durante i due transitori

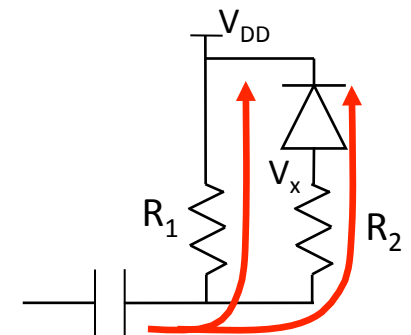


La carica avviene attraverso la sola resistenza  $R_1$ , in quanto il diodo impedisce alla corrente di attraversare  $R_2$



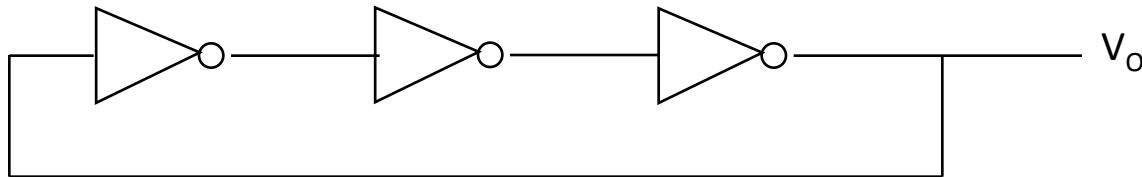
La scarica avviene attraverso le due resistenze  $R_1$  e  $R_2$  (almeno fino a quando  $V_x > V_{DD} + V_D$  in quanto per valori inferiori di  $V_x$  il diodo si spegne)

La scarica, pertanto, è certamente più veloce della carica e, riducendo il valore di  $R_2$ , è possibile ridurre i tempi di ripristino senza modificare la durata dell'uscita alta



## Astabile CMOS

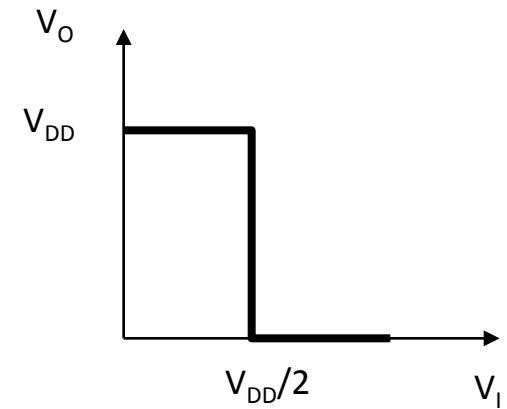
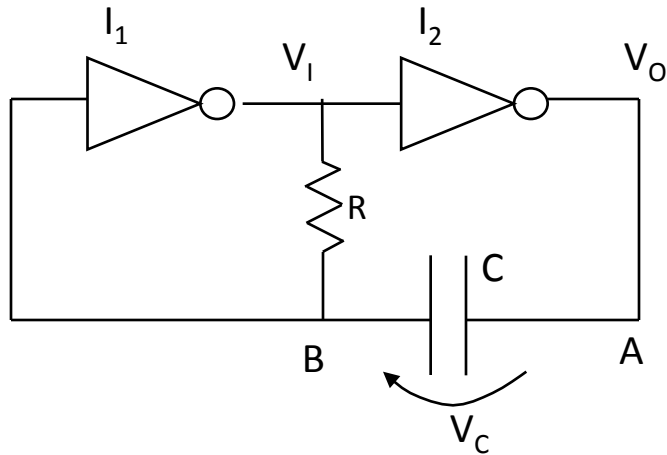
Può essere realizzato con una cascata di un numero **dispari** di invertitori in retroazione



L'ingresso del primo invertitore viene fatto continuamente commutare dall'uscita dell'ultimo

Il periodo del segnale in uscita dipende dai ritardi di propagazione dei singoli invertitori e quindi non è facilmente controllabile

Esiste un'alternativa circuitale che permette di programmare con cura il periodo del segnale



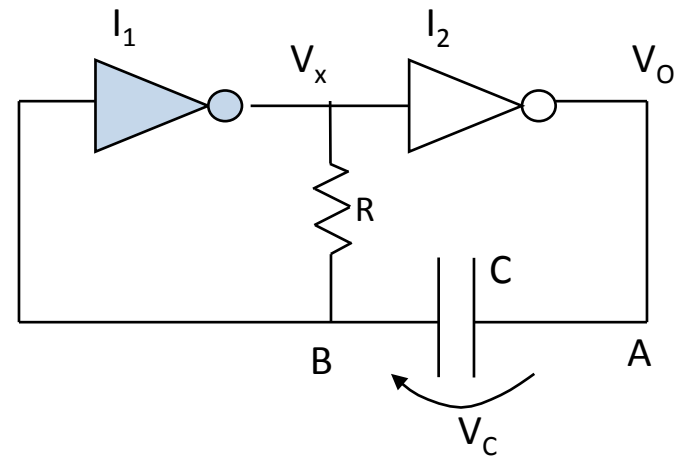
Hp:

- 1) caratteristica ideale degli invertitori
- 2) ritardi di propagazione attraverso gli invertitori trascurabili rispetto al ritardo associato a C

**NOTA** Il circuito é privo di punti di equilibrio stabile

⇒ non é possibile analizzarlo come fatto per il monostabile

⇒ si ipotizza un punto di lavoro e si fa l'analisi partendo da quello. E' molto difficile che il punto di partenza iniziale sia un reale punto di lavoro del circuito. In ogni caso, dopo qualche ciclo il circuito si porta in uno stato di funzionamento reale



HP: punto di lavoro iniziale subito dopo la transizione  $V_{OH} \rightarrow V_{OL}$

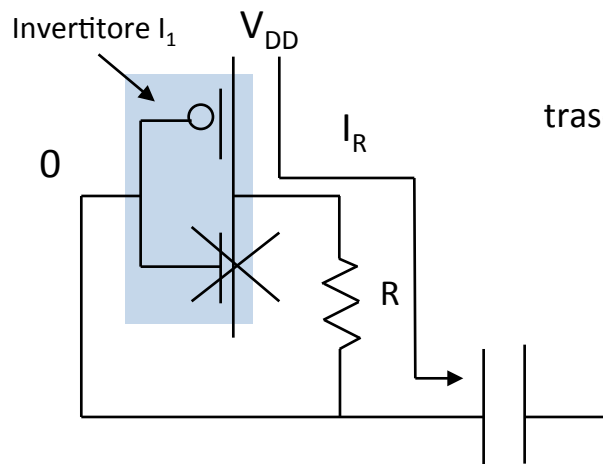
$$t = 0 \quad V_{OH} \rightarrow V_{OL} \quad \text{se } V_{xL} \rightarrow V_{xH} \quad \text{se } V_{BH} \rightarrow V_{BL}$$

Subito dopo la transizione:

$$\left. \begin{array}{l} V_O(0^+) = 0 \\ V_B(0^+) = 0 \\ V_x(0^+) = V_{DD} \end{array} \right\} \Rightarrow V_C(0^+) = V_B(0^+) - V_O(0^+) = 0 \text{ V}$$

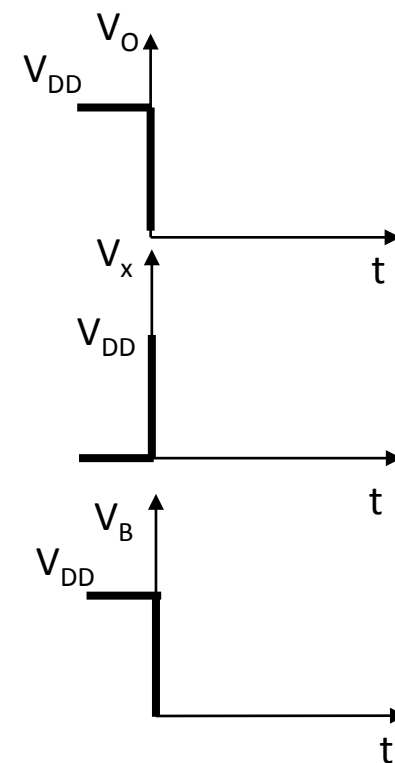
$$\left. \begin{array}{l} V_O(0^+) = 0 \\ V_B(0^+) = 0 \\ V_x(0^+) = V_{DD} \end{array} \right\} \Rightarrow I_R(0^+) \neq 0$$

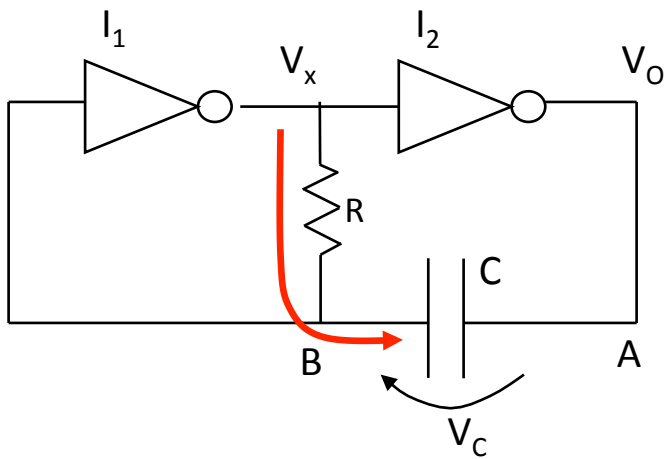
$I_R$  proviene dal pull-up dell'invertitore  $I_1$



trascurando la caduta sul canale p

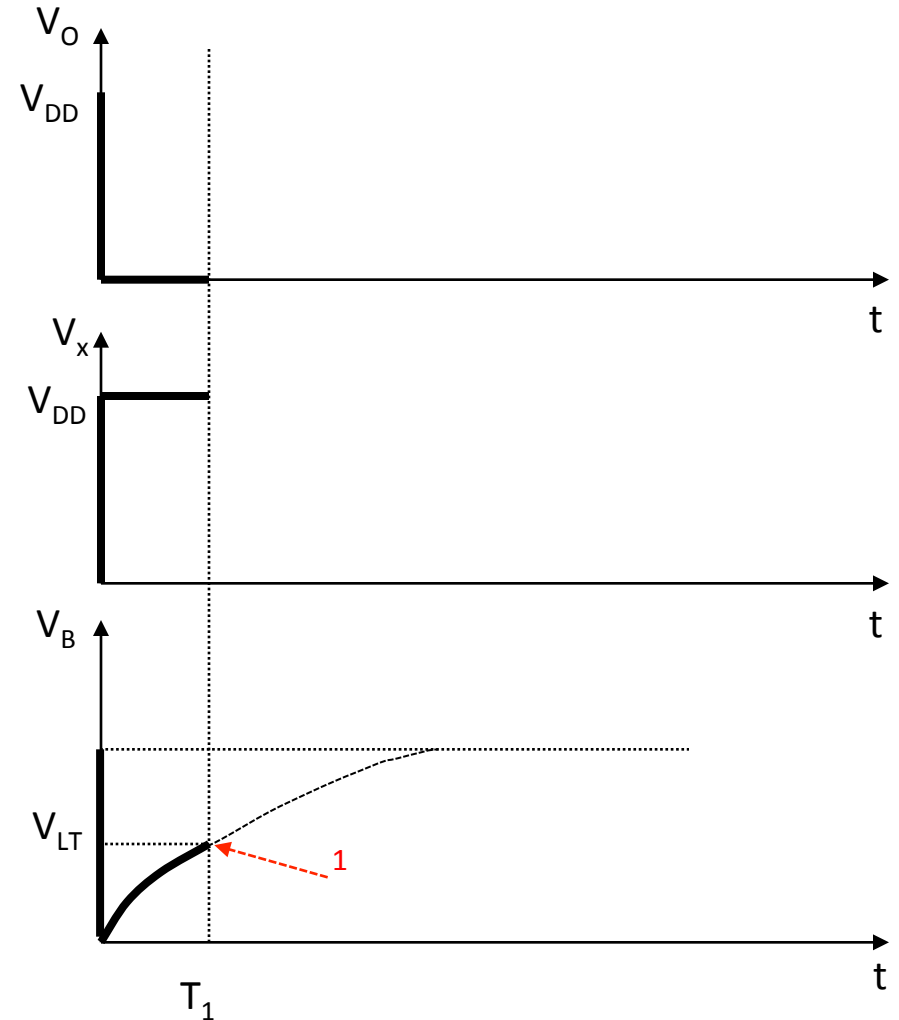
$$I_R(t) = \frac{V_{DD} - V_B(t)}{R}$$

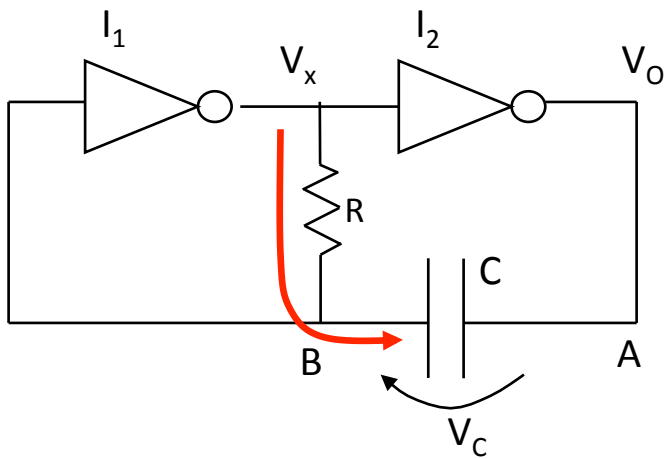




La corrente che attraversa R tende a caricare il condensatore C e a far salire  $V_B$

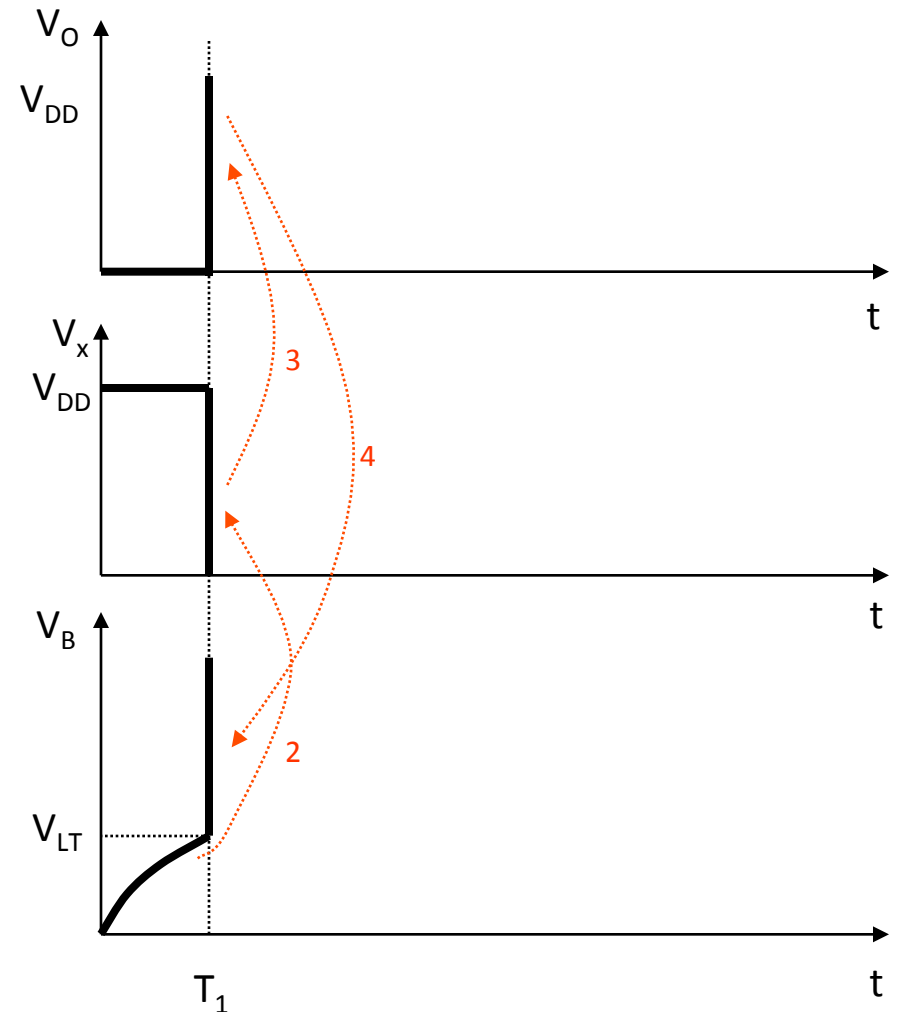
1. La carica di C si arresta quando  $V_B = V_{LT}$ , in quanto commuta l'invertitore  $I_1$

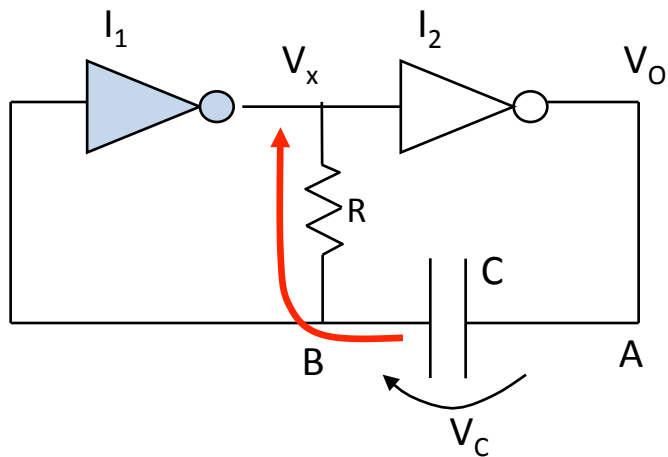




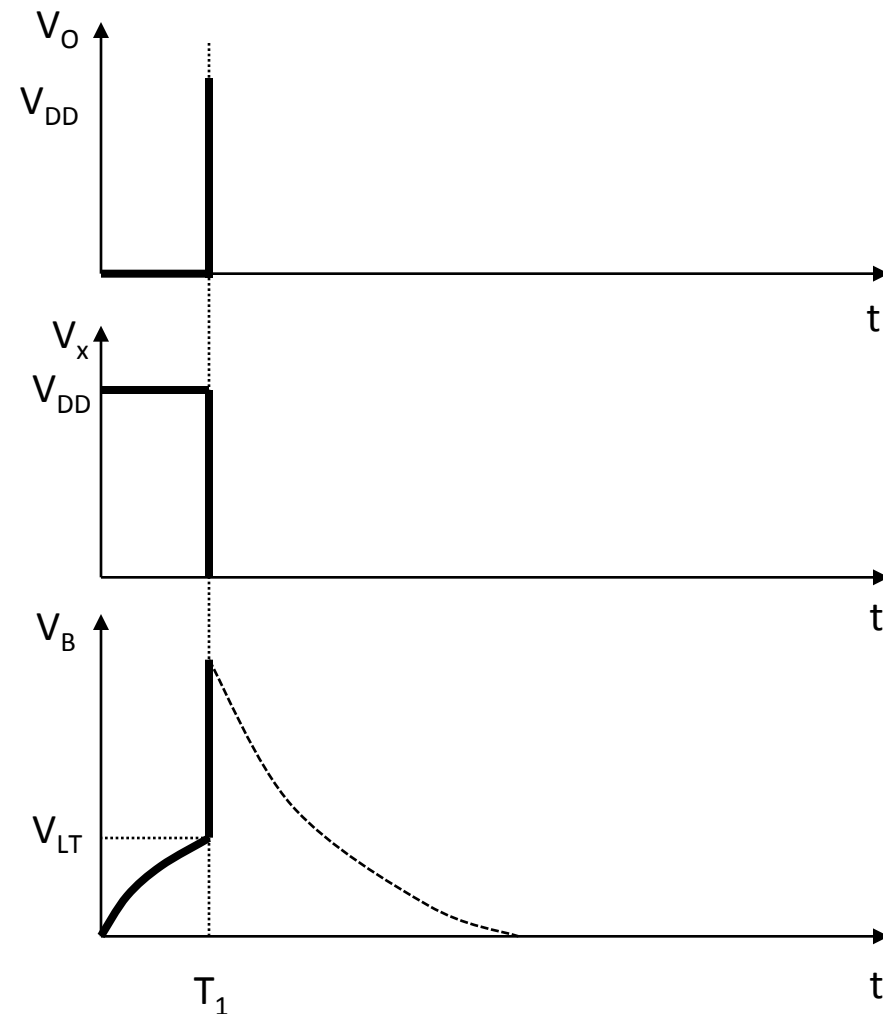
2. la commutazione di  $I_1$  porta  $V_x = 0\text{ V}$
3. la commutazione di  $V_x$  fa commutare  $I_2$ , che porta  $V_O = V_{DD}$
4. la commutazione di  $V_O$  da  $0\text{ V}$  a  $V_{DD}$  costringe, per effetto bootstrap, a far salire  $V_B$  della stessa quantità

$$\Rightarrow V_B(T_1^+) = V_{LT} + V_{DD}$$



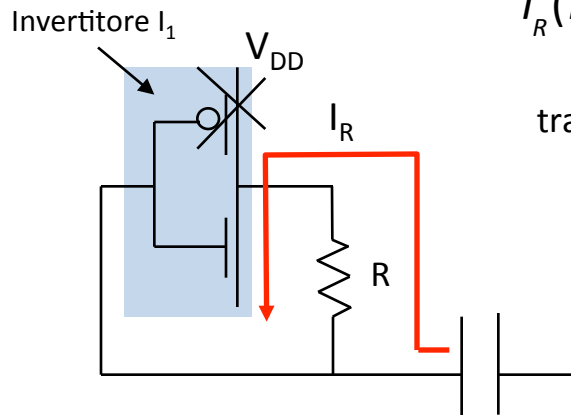


Al tempo  $T_1^+$ ,  $V_B > V_x$ , per cui la corrente scorre dal nodo B verso la massa di  $I_1$ , attraverso il pull-down dell'invertitore, scaricando pertanto il condensatore

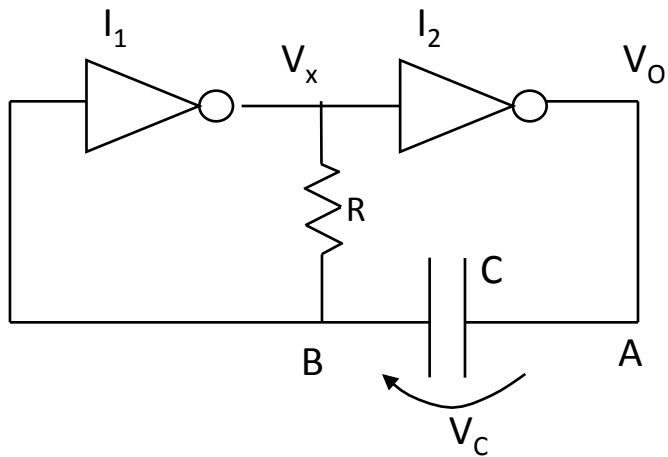


$$I_R(T_1^+) = \frac{(V_{DD} + V_{LT}) - 0}{R} \neq 0$$

trascurando la caduta sul canale n

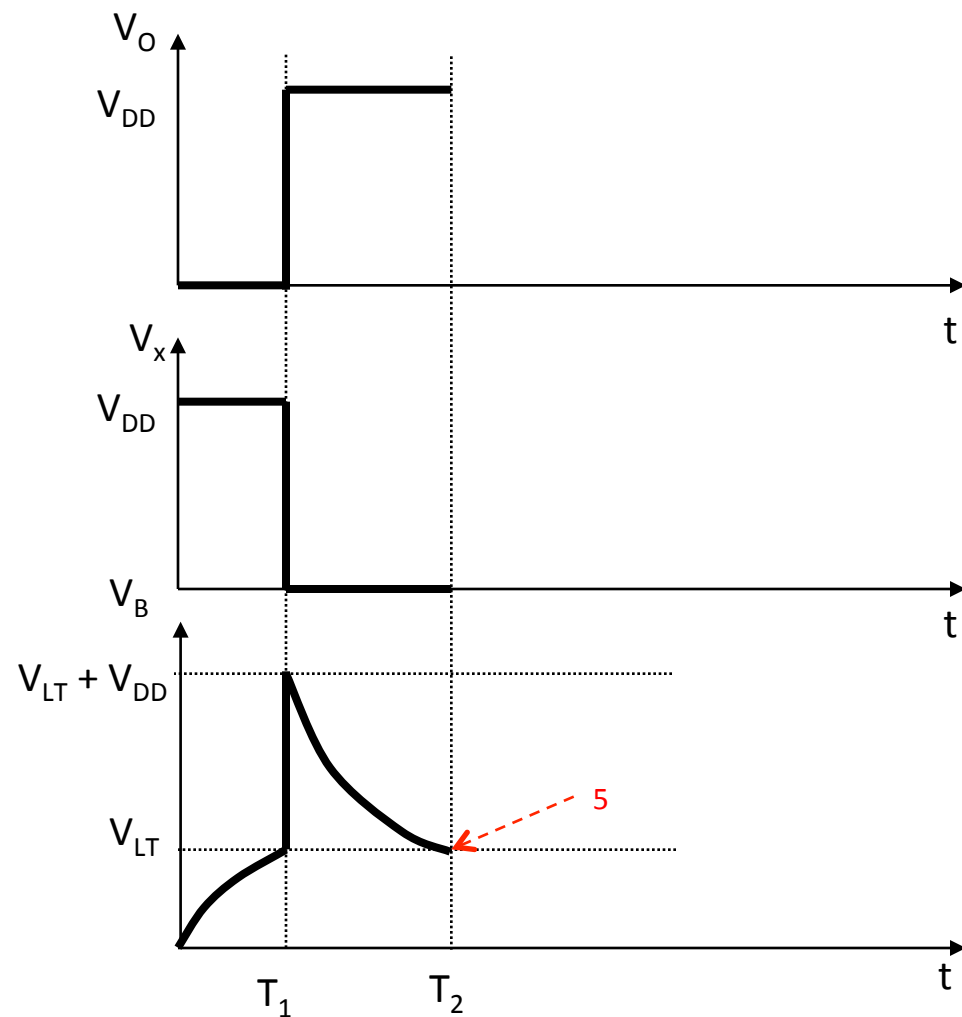


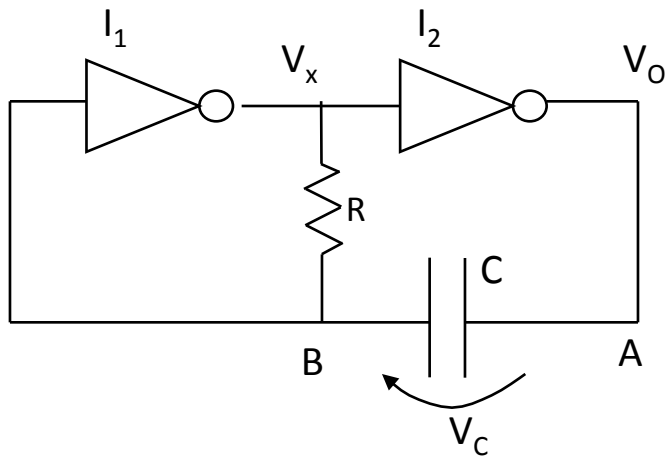




La corrente che attraversa  $R$  tende a scaricare il condensatore  $C$  e a far scendere  $V_B$

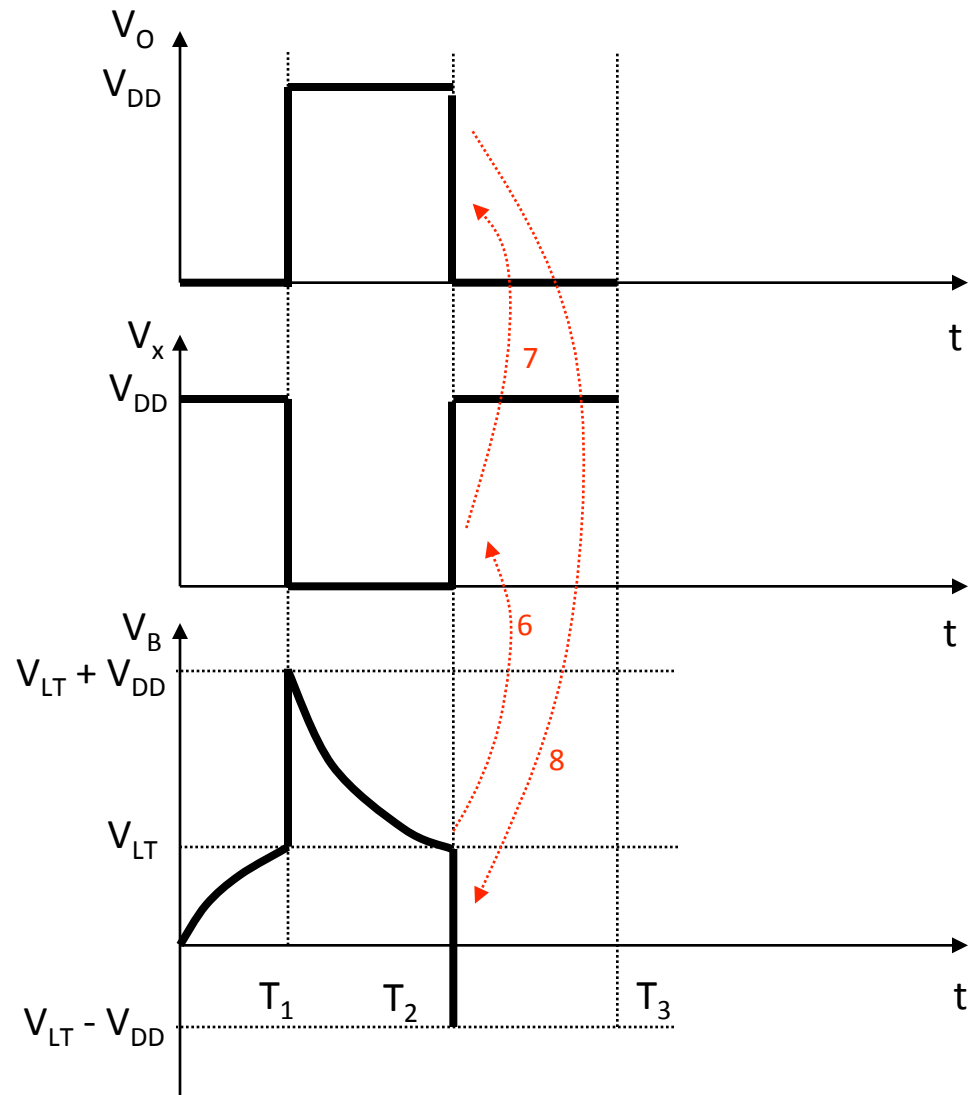
5. La scarica di  $C$  si arresta quando  $V_B = V_{LT}$ , in quanto commuta l'invertitore  $I_1$

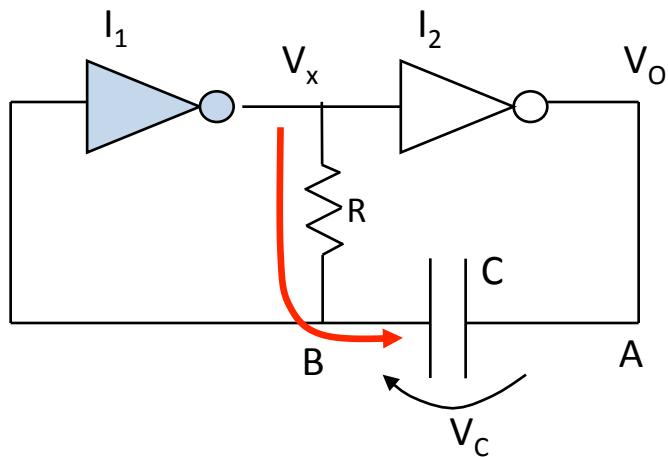




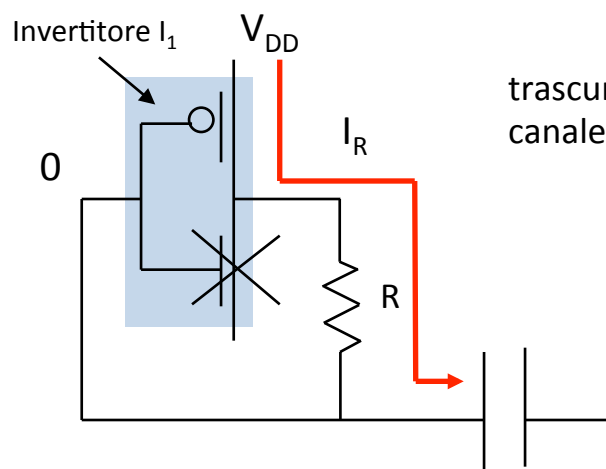
6. la commutazione di  $I_1$  porta  $V_x = V_{DD}$
7. la commutazione di  $V_x$  fa commutare  $I_2$ , che porta  $V_O = 0\text{ V}$
8. la commutazione di  $V_O$  da  $V_{DD}$  a  $0\text{ V}$  costringe, per effetto bootstrap, a far scendere  $V_B$  della stessa quantità

$$\Rightarrow V_B(T_2^+) = V_{LT} - V_{DD}$$



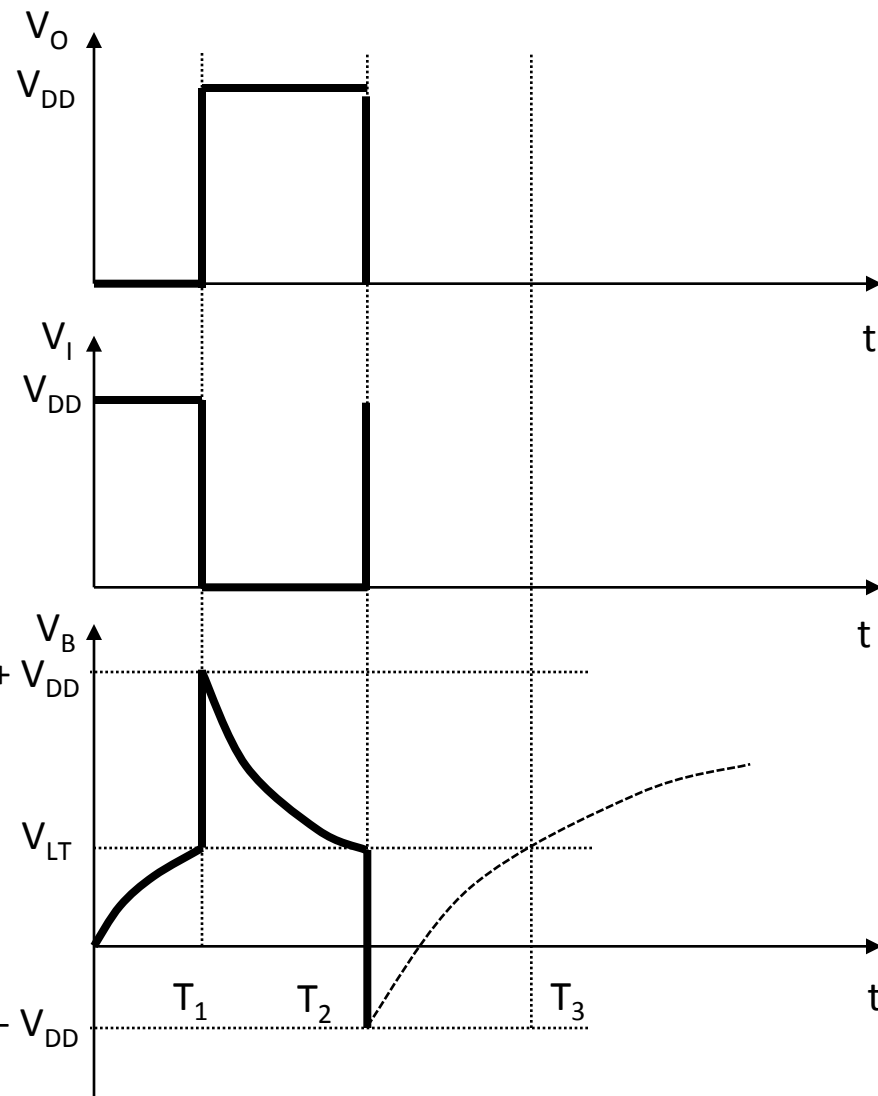


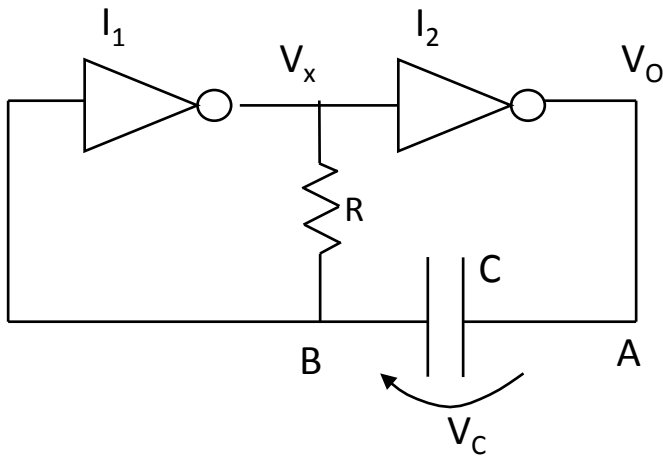
Al tempo  $T_2^+$ ,  $V_B < V_x$ , per cui la corrente scorre dall'alimentazione dell'invertitore  $I_1$  verso il nodo B, attraverso il pull-up dell'invertitore, caricando pertanto il condensatore



trascurando la caduta sul canale p

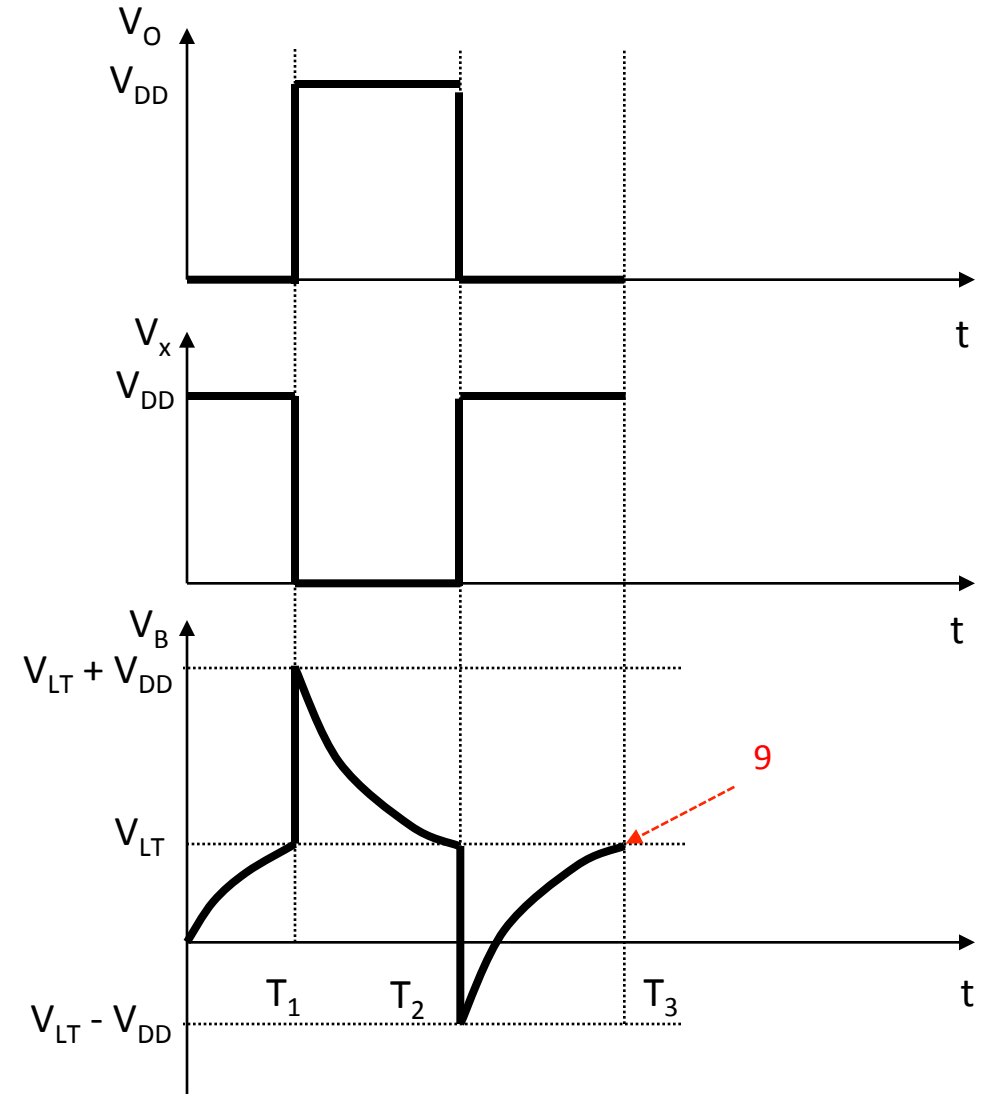
$$I_R(t) = \frac{V_{DD} - V_B(t)}{R}$$

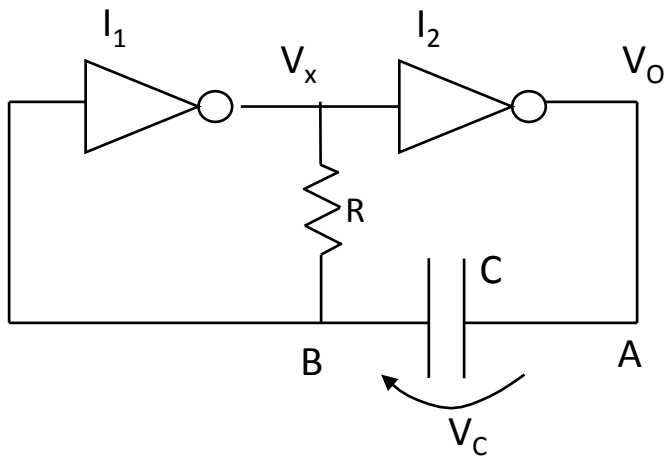




La corrente che attraversa R tende a caricare il condensatore C e a far salire  $V_B$

9. La carica di C si arresta quando  $V_B = V_{LT}$ , in quanto commuta l'invertitore  $I_1$  che a sua volta fa commutare  $I_2$  che a sua volta, per effetto bootstrap, porta  $V_B (T_3^+) = V_{LT} + V_{DD}$  e così via.....



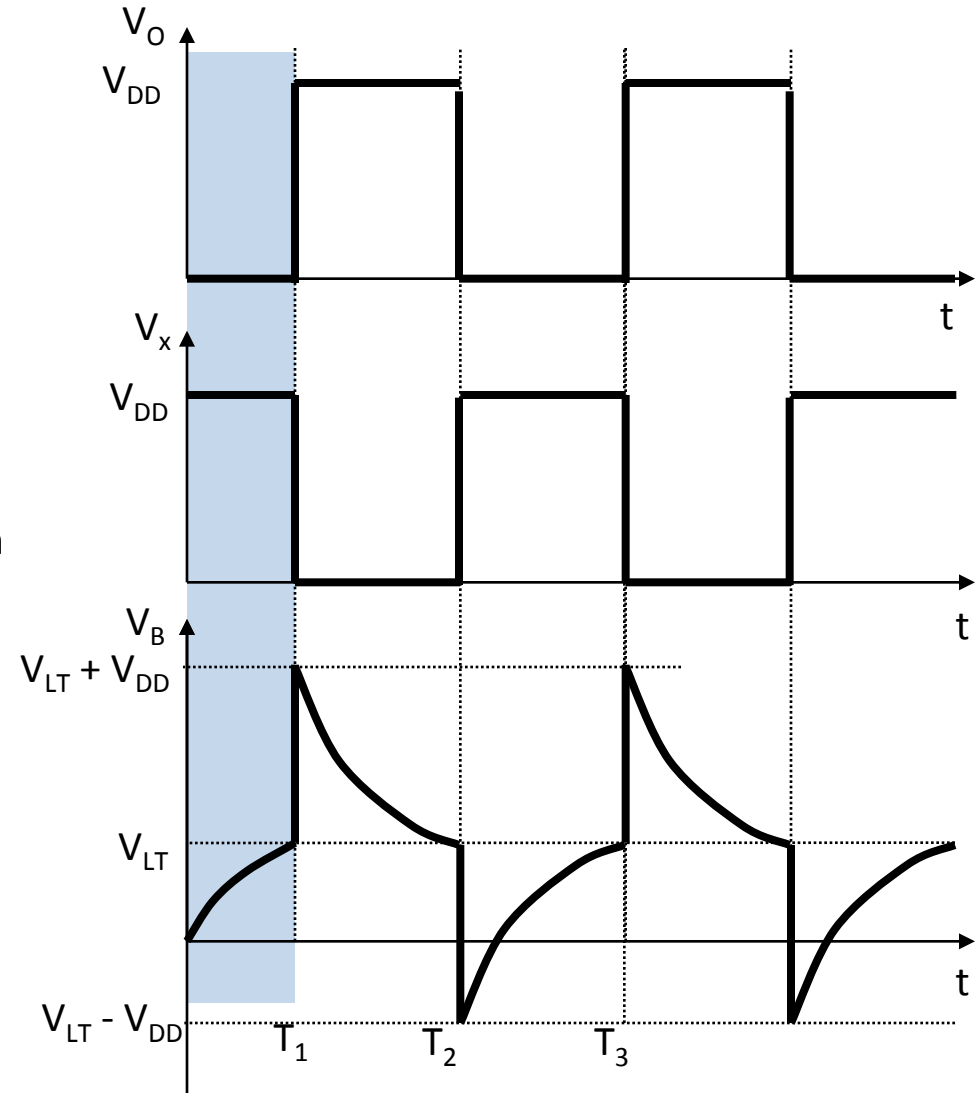


## NOTA

Il punto iniziale scelto per l'analisi del circuito non è un punto effettivo di lavoro

Le forme d'onda del circuito comprese nell'intervallo  $[0 - T_1[$  non sono valide.

La scelta del punto iniziale è servita solo per raggiungere un effettivo punto di lavoro da cui cominciare l'analisi corretta



## Calcolo dei tempi $T_H$ e $T_L$

Calcolo di  $T_H$  ( $V_O = V_H$ , discesa di  $V_B$ )

L'uscita è alta durante la fase di scarica di  $C$ , dal valore iniziale  $V_B = V_{LT} + V_{DD}$  fino a quando commuta  $I_1$  (per  $V_B = V_{LT}$ ), impedendo quindi di raggiungere il valore asintotico  $V_B = 0$  V

$$V_B(t) = V_{B\infty} + (V_{Bin} - V_{B\infty})e^{-t/RC}$$

$$T_H = RC \ln \frac{V_{Bin} - V_{B\infty}}{V_B(T_H) - V_{B\infty}}$$

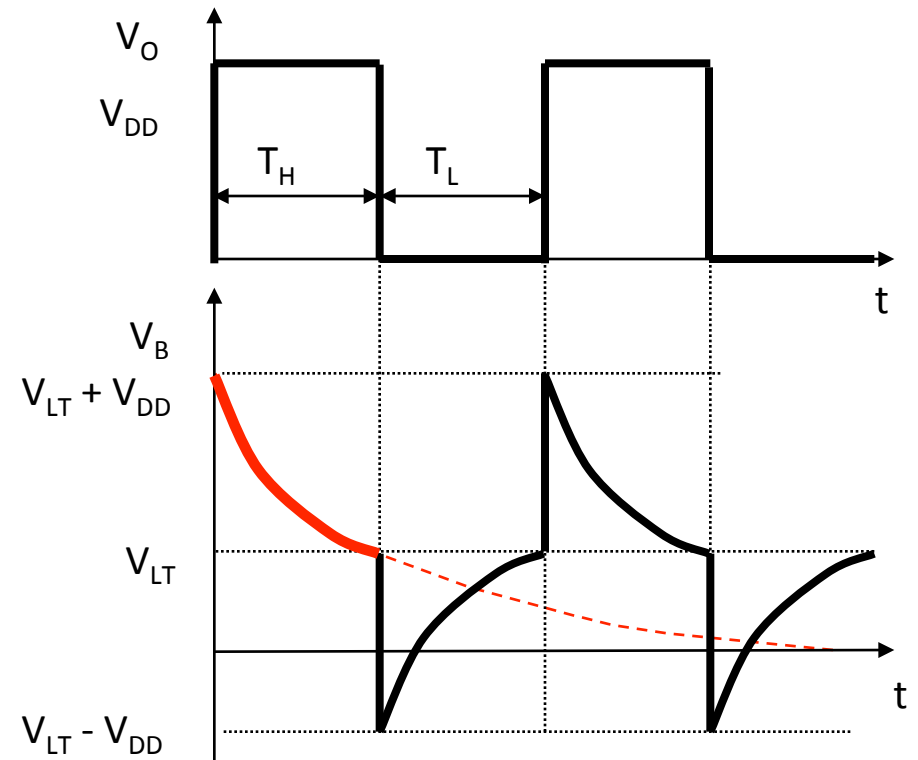
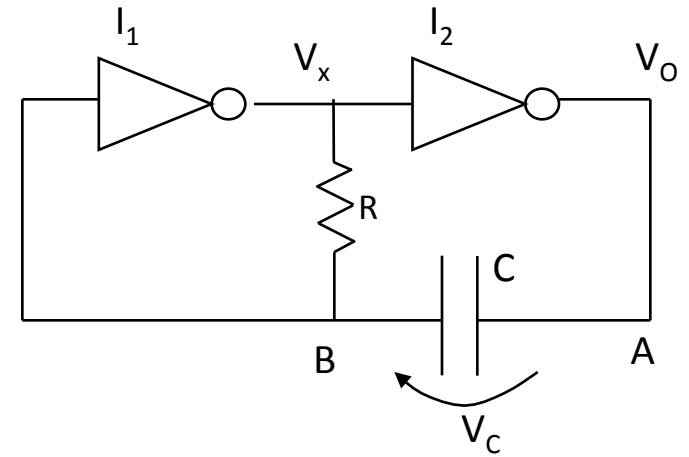
$$V_{Bin} = V_{LT} + V_{DD}$$

$$V_{B\infty} = 0$$

$$V_B(T_H) = V_{LT}$$

Con  $V_{LT} = V_{DD}/2$

$$\Rightarrow T_H = RC \ln \frac{V_{LT} + V_{DD}}{V_{LT}} = RC \ln 3$$



Calcolo di  $T_L$  ( $V_O = V_L$ , salita di  $V_B$ )

L'uscita è bassa durante la fase di carica di C, dal valore iniziale  $V_B = V_{LT} - V_{DD}$  fino a quando commuta  $I_1$  (per  $V_B = V_{LT}$ ), impedendo quindi di raggiungere il valore asintotico  $V_{DD}$

$$V_B(t) = V_{B\infty} + (V_{Bin} - V_{B\infty})e^{-t/RC}$$

$$T_L = RC \ln \frac{V_{Bin} - V_{B\infty}}{V_B(T_L) - V_{B\infty}}$$

$$V_{Bin} = V_{LT} - V_{DD}$$

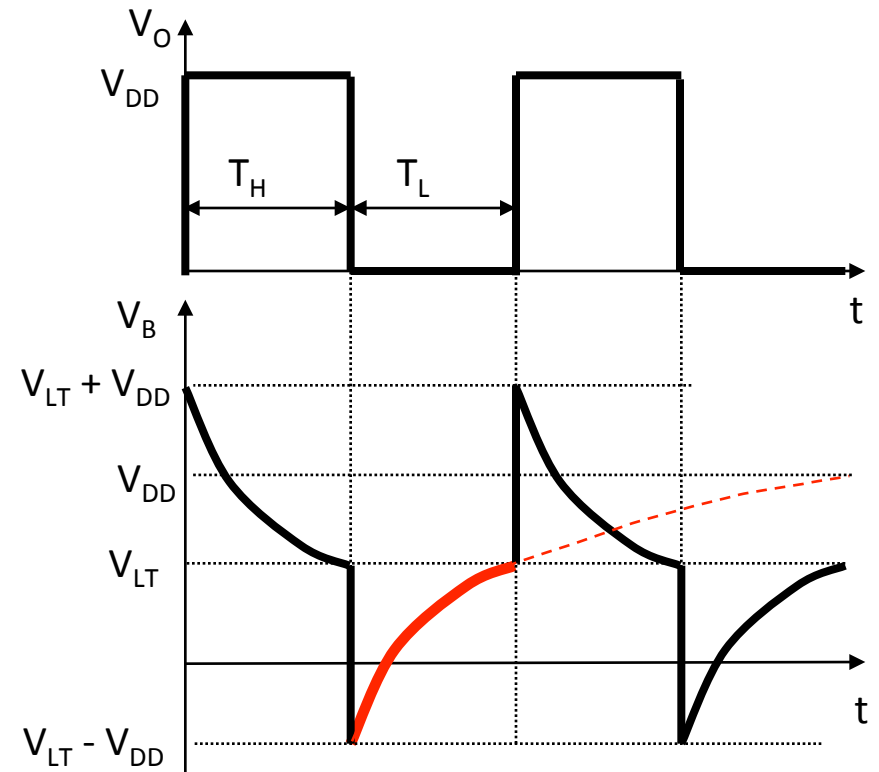
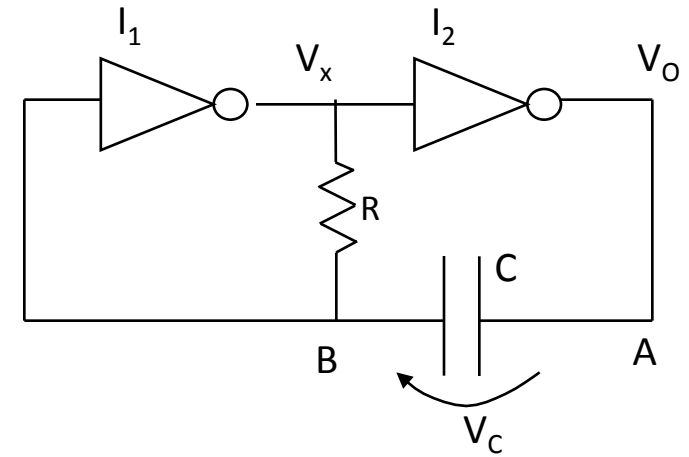
$$V_{B\infty} = V_{DD}$$

$$V_B(T_L) = V_{LT}$$

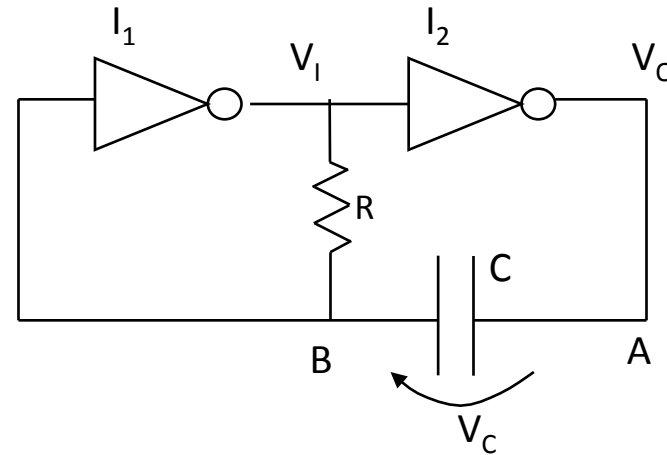
Con  $V_{LT} = V_{DD}/2$

$$\Rightarrow T_L = RC \ln \frac{V_{LT} - V_{DD} - V_{DD}}{V_{LT} - V_{DD}} = RC \ln 3$$

$T_H = T_L \Rightarrow \text{Duty Cycle} = 50\% \Rightarrow \text{onda quadra}$



Come modificare il duty cycle?

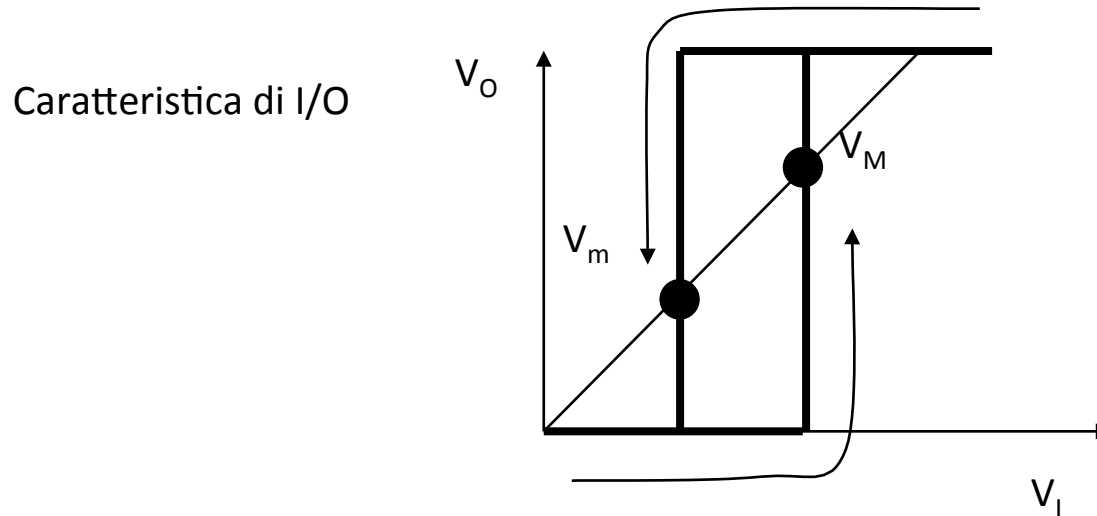


Valgono le stesse considerazioni fatte per il monostabile: la carica e la scarica coinvolgono lo stesso circuito. La soluzione più semplice consiste nel diversificare i circuiti di carica e scarica di  $C$



## Trigger di Schmitt

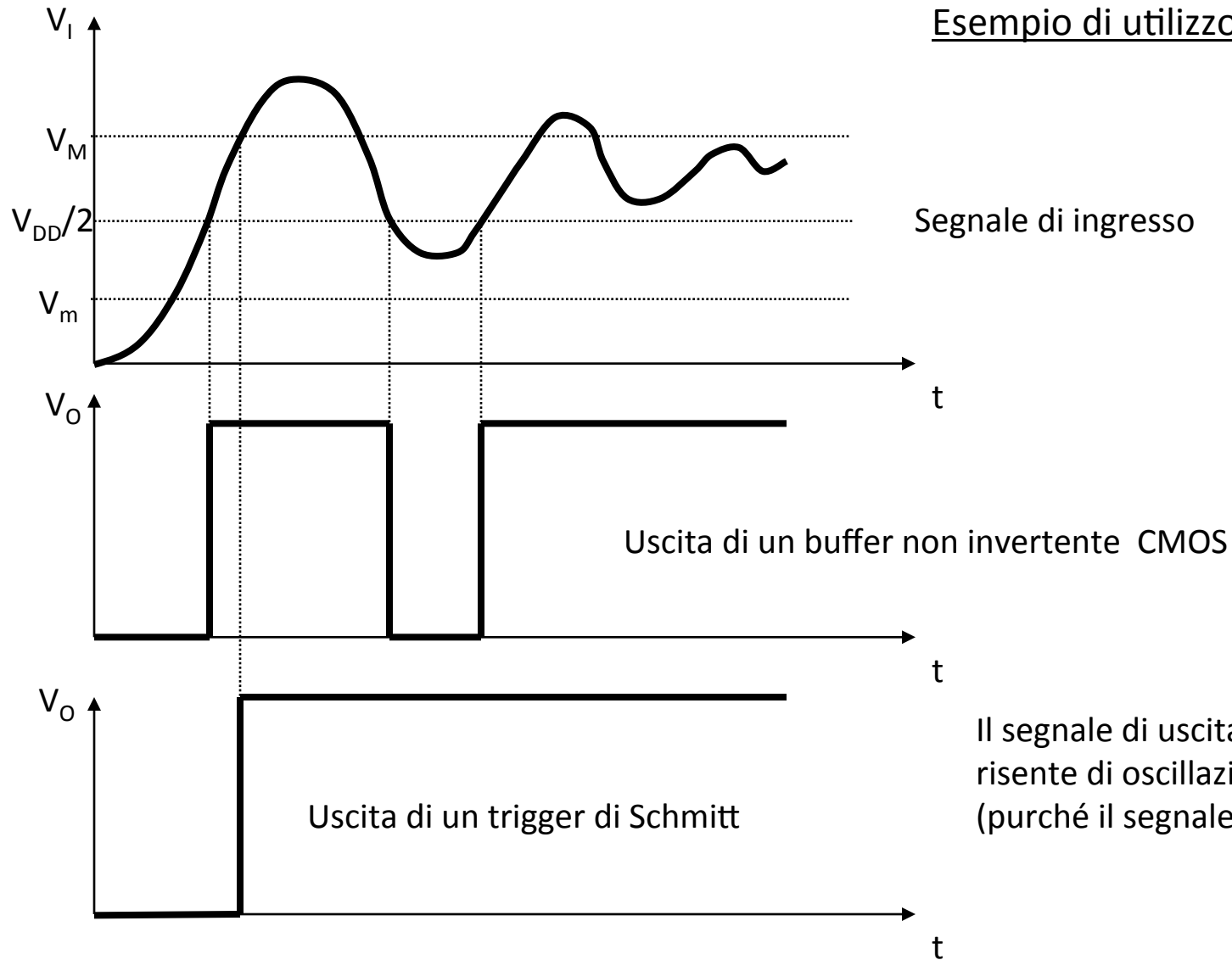
E' un circuito che permette di "squadrare" le forme d'onda di ingresso.



Le due caratteristiche vengono seguite a seconda che la tensione  $V_I$  stia crescendo o calando

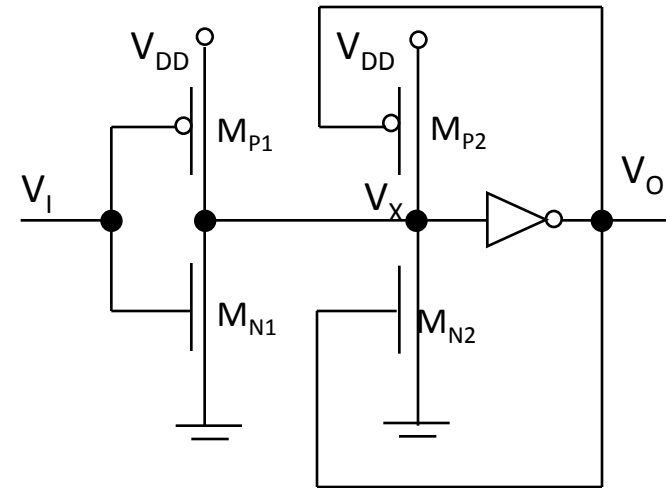
Definendo la soglia logica come punto in cui  $V_O = V_I$ , il circuito ha due diverse soglie logiche  $V_M$  e  $V_m$ , a seconda dell'andamento crescente o calante di  $V_I$

## Esempio di utilizzo

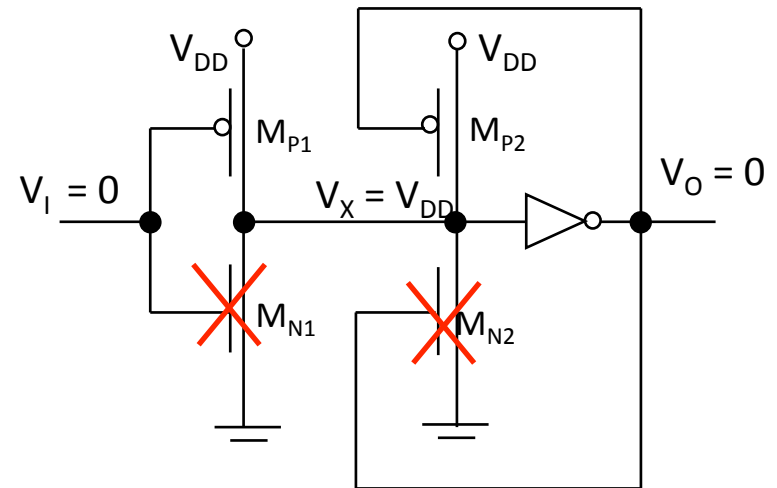


Il segnale di uscita viene squadrato e non risente di oscillazioni del segnale di ingresso (purché il segnale non scenda sotto a  $V_m$ )

## Realizzazione circuitale



Se  $V_I = 0 \Rightarrow V_X = V_{DD} \Rightarrow V_O = 0$

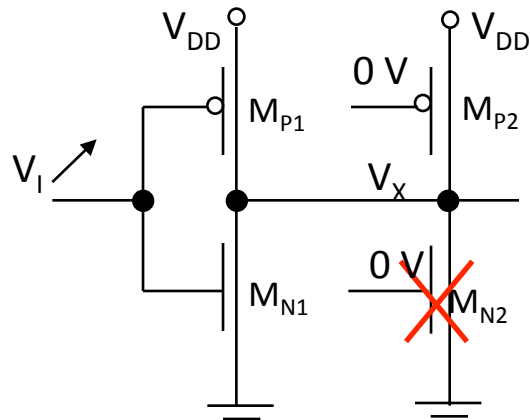
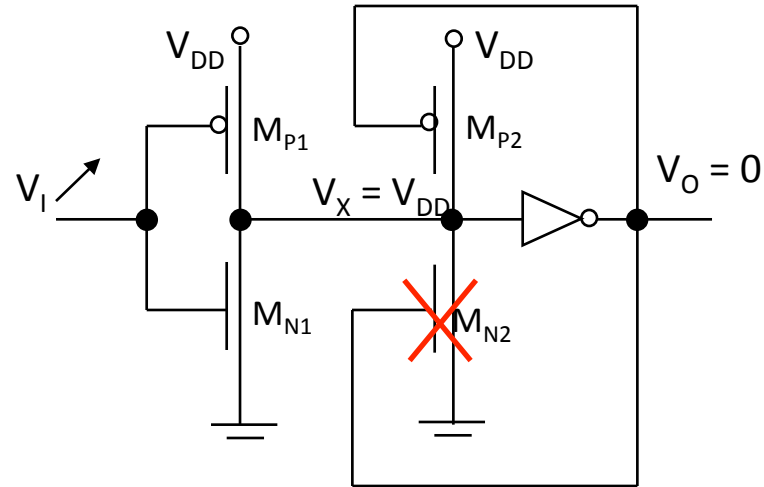


Per  $V_I$  crescente

L'uscita  $V_O$  commuta solo quando  $V_x < V_{LT}$

Finchè  $V_O = 0$  V,  $M_{P2}$  ON e  $M_{N2}$  OFF

Il nodo da analizzare per comprendere il funzionamento del circuito è il nodo x



Il circuito che pilota x ha come pull-up 2 pMOS in parallelo e come pull-down 1 nMOS

Pertanto la rete di pull-up è più conduttiva e tende a “tenere” il nodo x verso  $V_{DD}$  con più forza rispetto a quella con cui il pull-down lo tira verso massa

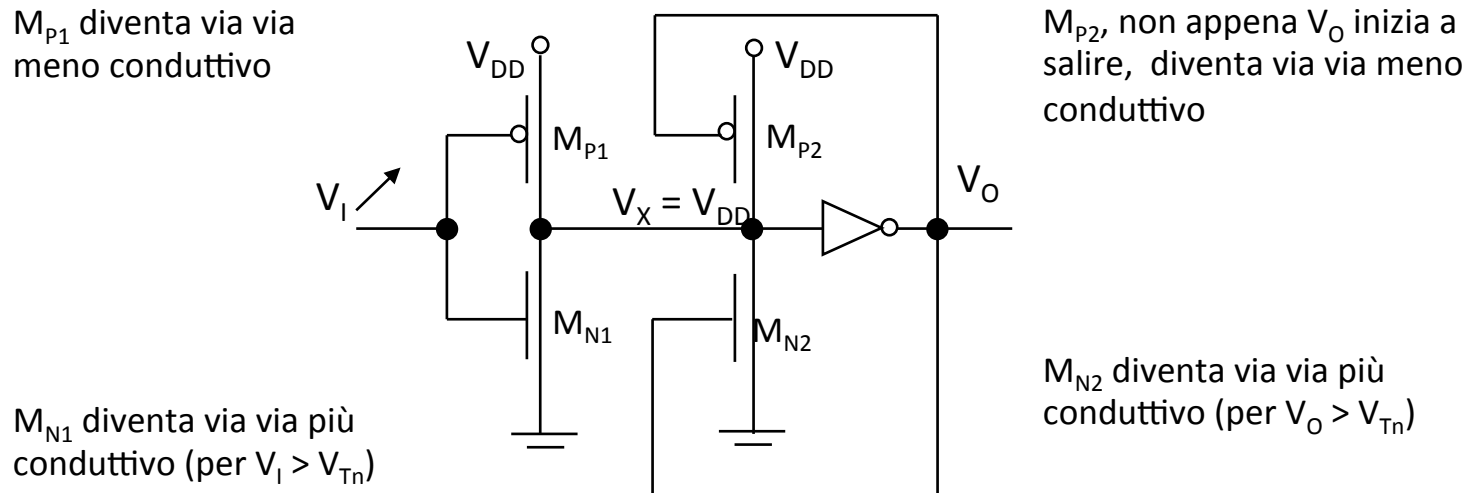
Quando  $V_I = V_{DD}/2$ , la rete di pull-up è ancora più conduttiva rispetto al pull-down e pertanto il nodo x non commuta ancora

Per  $V_I > V_{DD}/2$ ,  $M_{P1}$  tende a spegnersi e  $M_{N1}$  diventa pienamente conduttivo

$V_X$  inizia a calare (la conducibilità delle reti di pull-up e pull-down tende a diventare confrontabile)

$V_O$  inizia a salire, riducendo la conducibilità di  $M_{P2}$  e portando verso l'accensione  $M_{N2}$

Quando  $M_{N2}$  si accende, la rete di pull-down diventa più conduttiva rispetto al pull-up e l'uscita commuta



Per  $V_I$  decrescente, succede il contrario (pull-down più conduttivo che tende a “tenere” il nodo x al valore basso)