

I. T. I. S.

"G. GALILEI" - ALBENGA

Prof. MURGOLO VITO

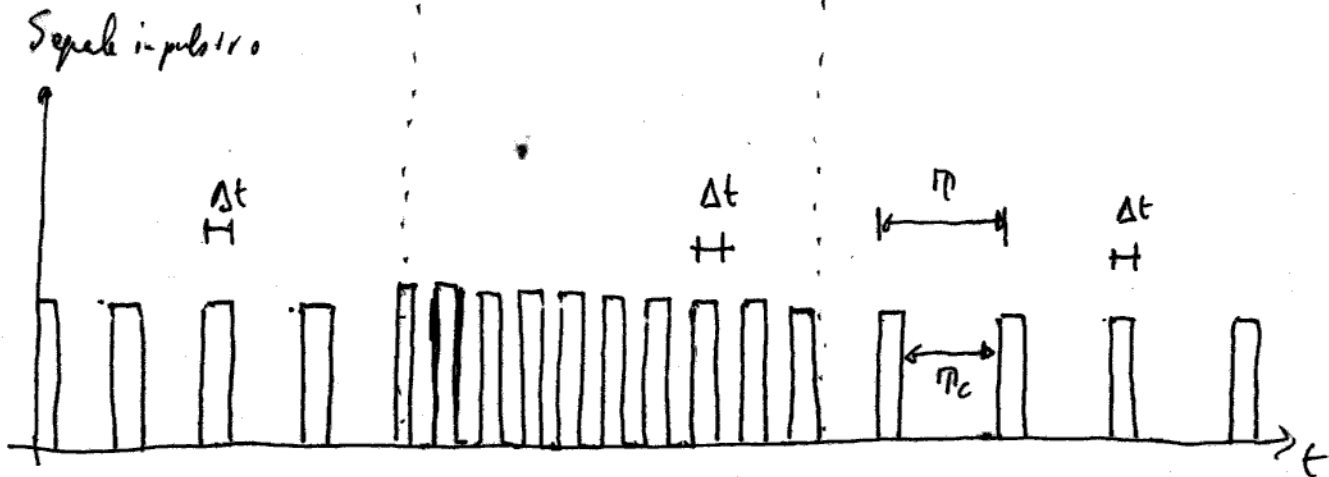
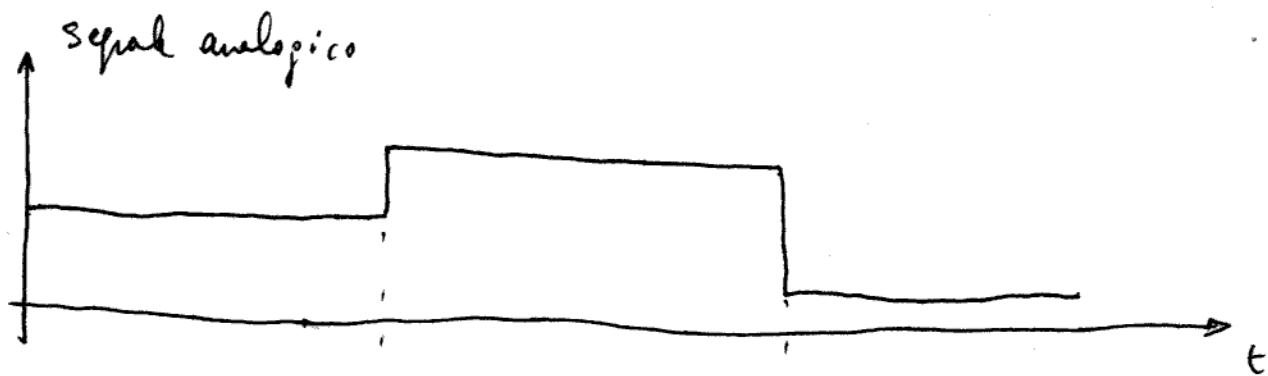
Prof. CIRIO GIOVANNI

CONVERSIONE TENSIONE - FREQUENZA

Un segnale analogico trasmesso lungo
una linea, anche di ridotte estensione, può
essere degradato a cause di disturbi, di origine
anche elettromagnetica, perdendo così parte
dell'informazione originaria.

Un metodo per ovviare a tale inconveniente,
consiste nella conversione del segnale analogico
in uno digitale, la cui frequenza sia strettamente
affiancata al valore istantaneo del segnale analogico
stesso.

La durata "Ton" del segnale impulsivo, deve essere opportunamente
minore del più piccolo periodo previsto.

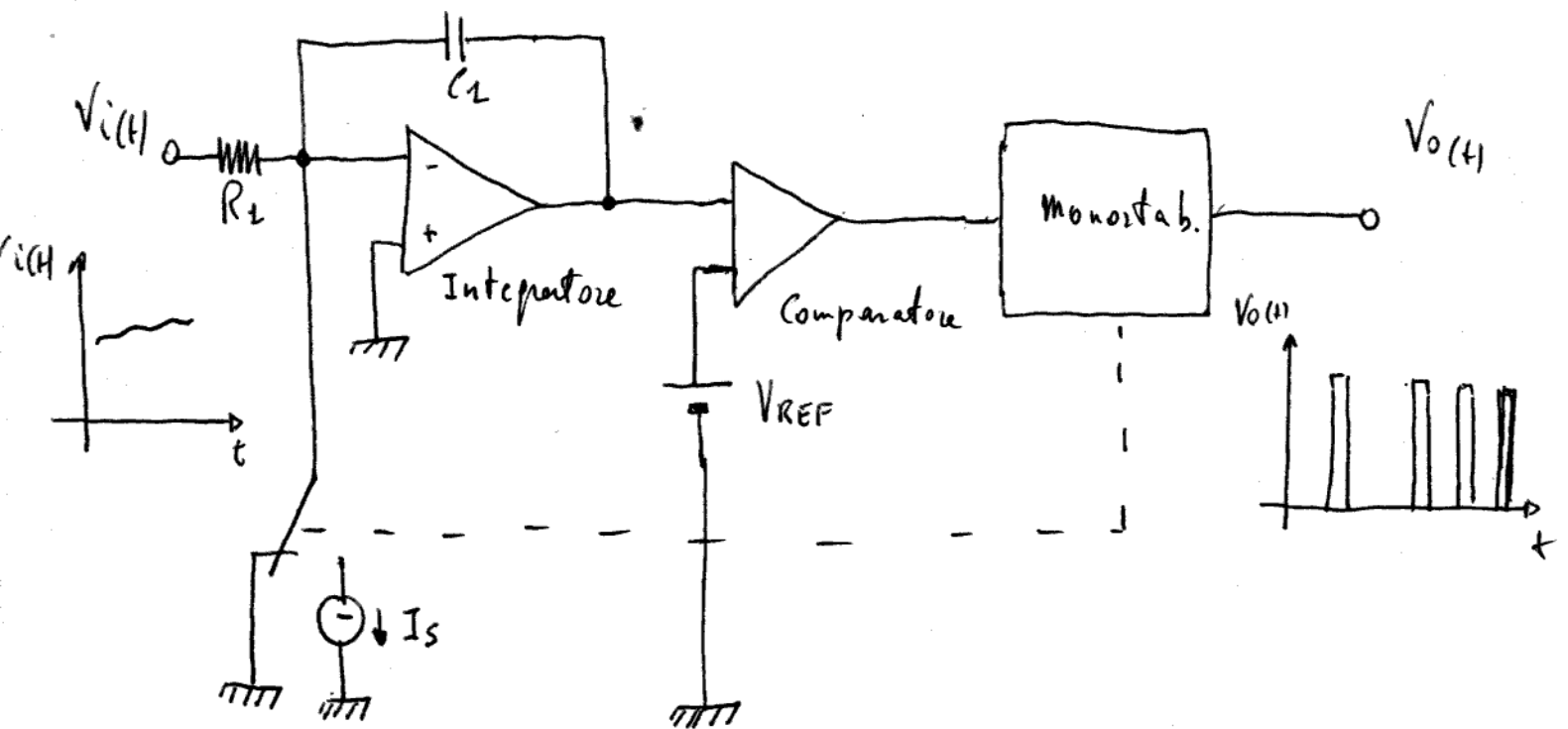


$T_{ON} = \Delta t$ costante

T proporzionale, inversamente, al valore del segnale analogico

T è somma di T_c , variabile, e Δt , costante.

l'obiettivo può essere raggiunto ricorrendo quindi ad un convertitore tensione-frequenza (VCF: Voltage to Frequency Converter), quale quello rappresentato nel seguente schema a blocchi:



Il sistema descritto costituisce un'applicazione della tecnica del prelievo di carica.

Si compone di:

- un integratore (invertente, costituito con A.O.);
- un comparatore, munito di opportuna tensione di riferimento V_{REF} ;
- un multivibratore monostabile, la cui uscita determina l'azionamento di un generatore di corrente.

Occorre preliminarmente precisare che il segnale analitico di ingresso, $v_i(t)$, deve presentare tempi di variazione molto più ampi del maggiore periodo della corrispondente tensione impulsiva; in tal modo, in corrispondenza degli intervalli di conversione, $v_i(t)$ può essere considerata una grandezza continua.

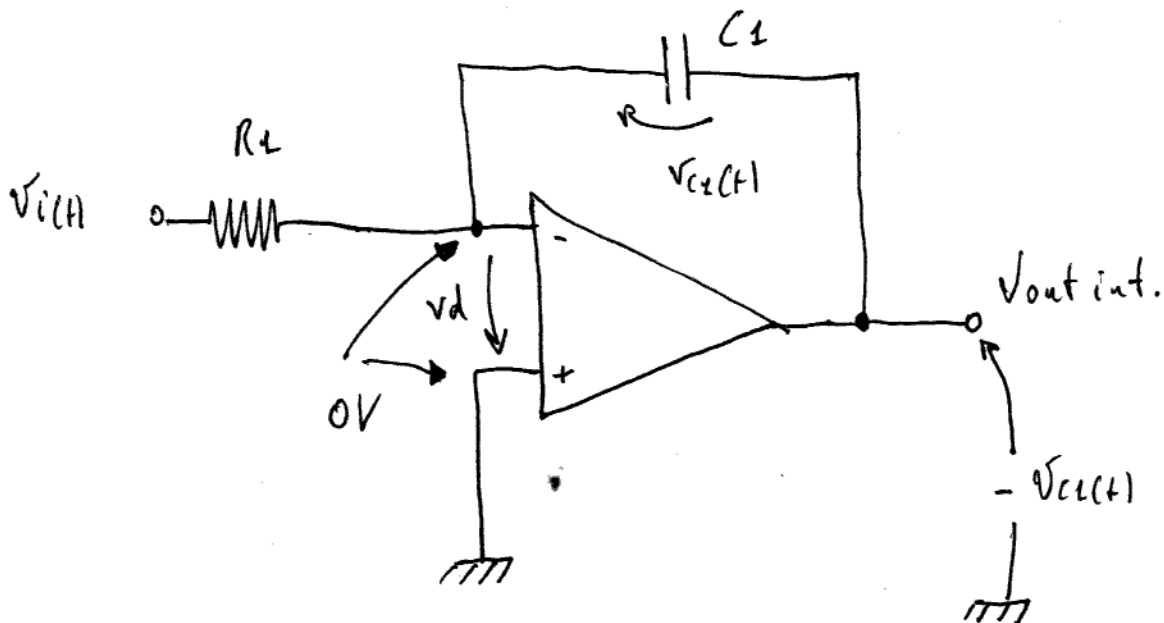
Il sistema è dotato di regolazione attuata mediante retroazione negativa non lineare.

Principio di funzionamento

Il cuore del circuito è costituito da un integratore invertente, realizzato con un amplificatore operazionale.

La conversione invertente presenta una importante caratteristica: nell'ipotesi che la retroazione sia pienamente efficace, per il che le tensioni in uscita risultano lontane dal valore delle tensioni di saturazione, è noto che il potenziale all'ingresso invertente copre quello applicato all'ingresso non invertente. Si parla di CORTO CIRCUITO VIRTUALE. Nel caso in specie, di MASSA VIRTUALE.

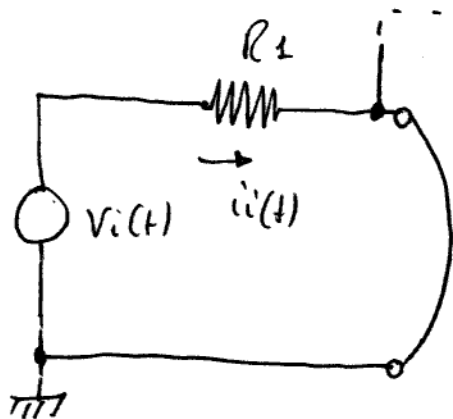
CIRCUITO INTEGRATORE INVERTENTE



$$v_d = v_{(+)} - v_{(-)}$$

Poiché qui $v_d = 0$, e $v_{(+)} = 0$, allora $v_{(-)} = 0$.

Ciò implica che il circuito in ingresso è costituito dal generatore $v_i(t)$ e dalla resistenza R_1 , che ha un capo al potenziale di massa (0V.) virtuale.



La corrente $i_i(t)$ è allora data da:

$$i_i(t) = \frac{v_i(t)}{R}$$

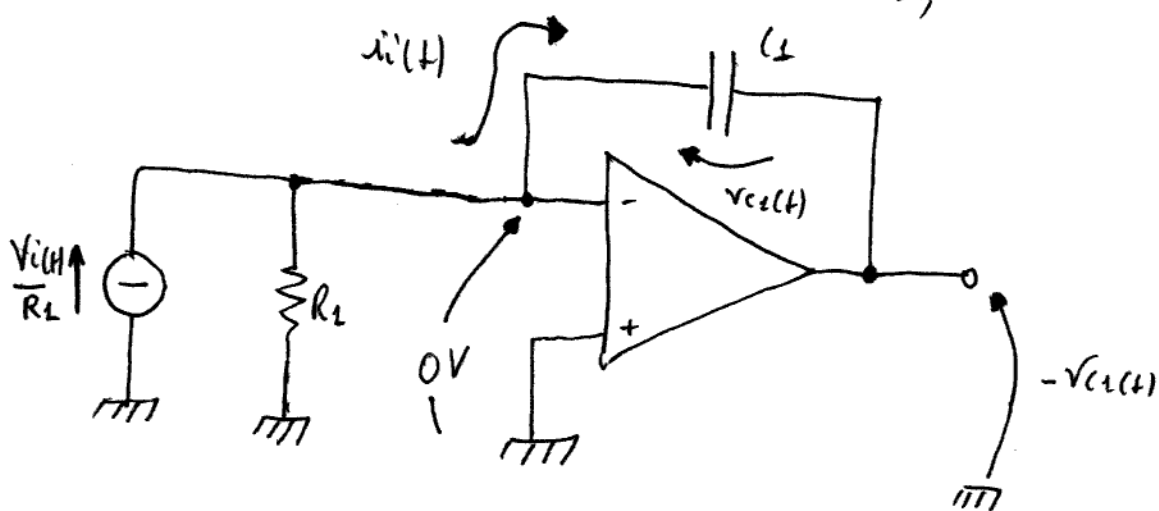
Se, come detto, $v_i(t)$ è molto lentamente variabile, si può considerare come tensione continua, quindi $i_i(t)$ è di conseguenza, una corrente continua. 4

Tale corrente presegue nel ramo di reazione, connesso tra l'uscita e l'ingresso invertente dell'operazionale.

Si deve osservare che il circuito di ingresso ha convertito la tensione $v_i(t)$, in una corrente $i_i(t) = \frac{v_i(t)}{R_1}$, indipendente dal carico posto nel ramo di reazione:

si parla infatti di convertore tensione-corrente: risulta conveniente trasformare il generatore di ingresso con HORTON.

Ora, posto che $i_i(t)$ si può considerare costante, e che la stessa viene "forzata" nel condensatore C_1 ,



si è in grado di predire l'evoluzione della tensione in uscita.

La tensione in uscita è l'opposto della tensione localizzata ai capi del condensatore C_2 , $V_{C2}(t)$

La tensione $V_{C2}(t)$ è funzione della carica accumulata,

$$V_{C2}(t) = \frac{1}{C_2} q_{C2}(t);$$

ora, la carica è l'integrale della corrente istantanea che attraversa il condensatore, per cui:

$$q_{C2}(t) = \int i_{C2}(t) dt, \text{ e per} \ i_{C2}(t) = \frac{V_{C2}(t)}{R_2}, \text{ si ha}$$

$$q_{C2}(t) = \int \frac{V_{C2}(t)}{R_2} dt, \text{ ed infine}$$

$$V_{C2}(t) = \frac{1}{R_2 C_2} \int V_{C2}(t) dt.$$

Se, come detto, $V_{C2}(t)$ è di fatto considerabile costante,

si ha:

$$V_{C2}(t) = \frac{1}{R_2 C_2} V_{C2} t + V_0, \text{ che è l'espressione di una rampa crescente.}$$

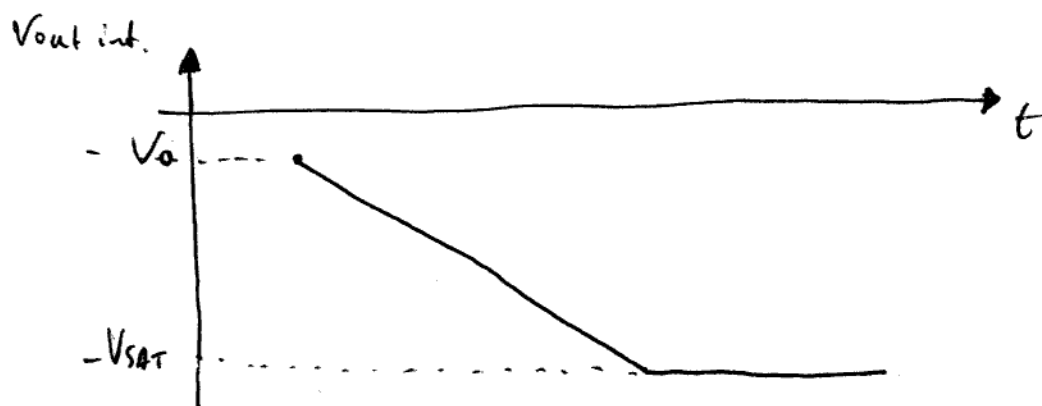
La tensione in uscita è opposta in segno: $v_{out}(t) = -\frac{1}{R_2 C_2} V_{C2} t - V_0$

dove V_0 è la tensione iniziale presente al capacitor di C_1 .

Riannunciando:

$$V_{out\ int.} = -V_{c(t)} = - \left(\frac{1}{R_1 C_1} V_{i(t)} + V_0 \right)$$

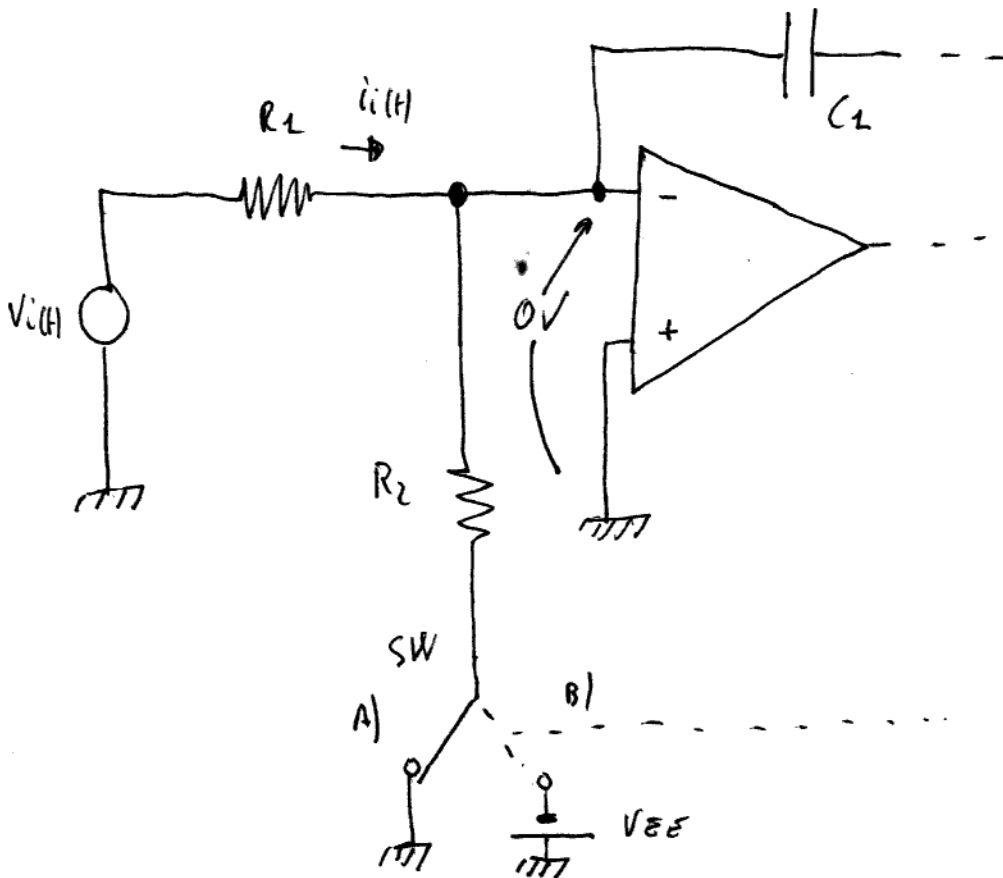
Se il processo di carica prosegue indefinitamente, la tensione raggiunge il valore $-V_{SAT}$, ed il processo si arresta e non avrebbe, in nessun caso, alcuna validità.



Per ottenere un andamento ciclico, occorre poter stabilire opportunamente le condizioni iniziali.

Si riconsideri il circuito in infreso:

per stabilire le condizioni iniziali, invece che ad intervalli opportuni, il condensatore sempre scaricato.



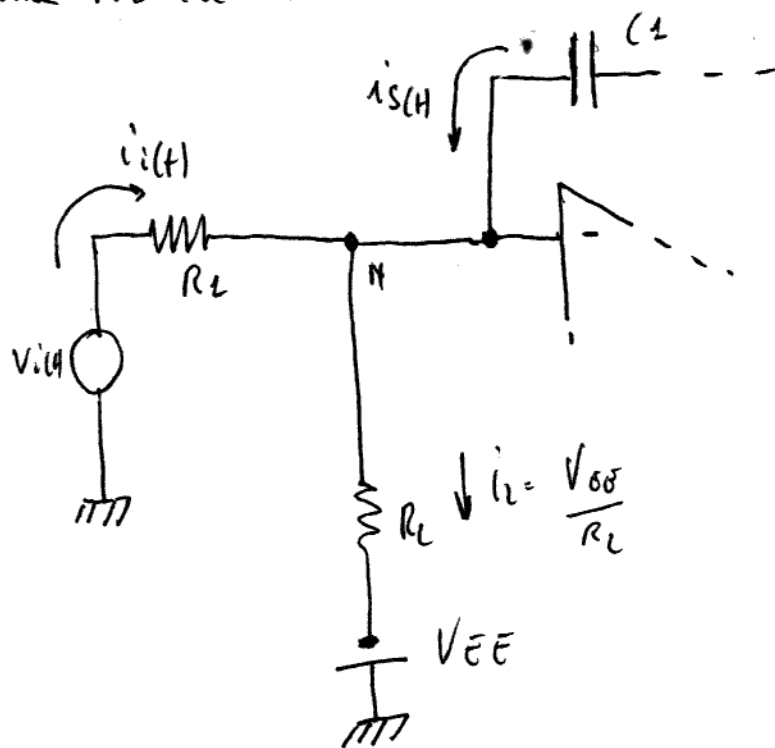
In riferimento allo schema di principio in figura, quando il deviatore SW è nella posizione A), si voleva che la resistenza R_2 non è sottoposta ad alcuna differenza di potenziale, per cui non viene attraversata da alcuna corrente: infatti, entrambi i capi di R_2 sono al potenziale 0 Volt.

Vedere, quando SW è passato nella posizione B)

R_2 viene attraversata dalla corrente

$i_2 = \frac{V_{SS}}{R_2}$, essendo l'altro capo al potenziale di

terra virtuale:

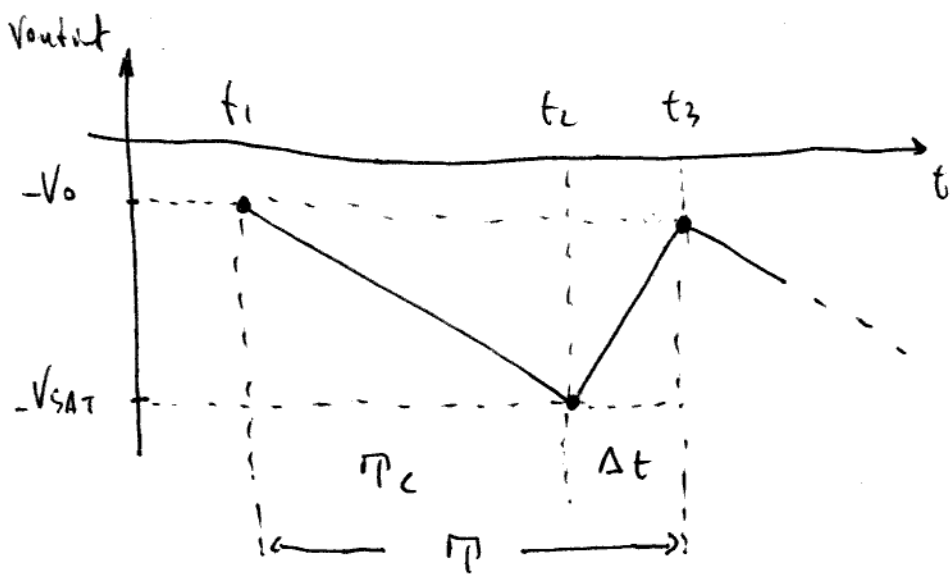


l'equazione al nodo N porge: $+i_i(t) + i_s(t) - i_2 = 0$, per cui

$$i_s(t) = i_2 - i_i(t)$$

$$i_s(t) = \frac{V_{SS}}{R_2} - \frac{V_i(t)}{R_1}$$

Il condensatore si scaricherà se $i_2 > i_i(t)$, così da innescare una carica positiva (corrente).



Ponendo V_{in} costante, si ha, a regime:

$$\text{carica } Q_c = i_c(t) (t_2 - t_1) \quad ; \quad t_2 - t_1 = T_c$$

$$\text{scarica } Q_s = i_s(t) (t_3 - t_2) \quad ; \quad t_3 - t_2 = \Delta t$$

Si ha equilibrio, quindi ciclicità del fenomeno, quando si determina l'uguaglianza delle cariche, da cui il nome "bilanciamento di cariche".

Il sistema "derivatore - $R_c - V_{ref}$ ", viene realizzato

avve rendo di: un comparatore,

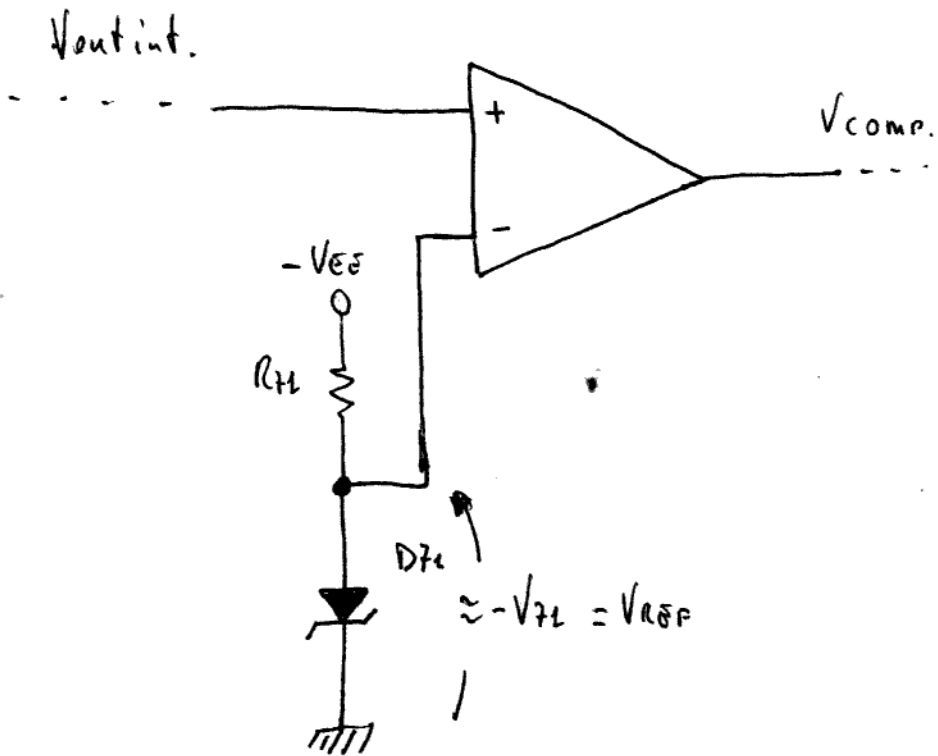
una tensione di riferimento, V_{REF} ,

un multiristruttore monostabile,

e circuiti accessori,

le cui modalità vengono meglio spiegate in appresso.

I_L COMPARATORE



Il comparatore deve fornire in uscita un fronte di discesa.

Viene pertanto provocata la commutazione dallo stato "alto" a quello "basso", allorché la tensione in uscita dall'operatore invertente superasse una conveniente tensione di riferimento.

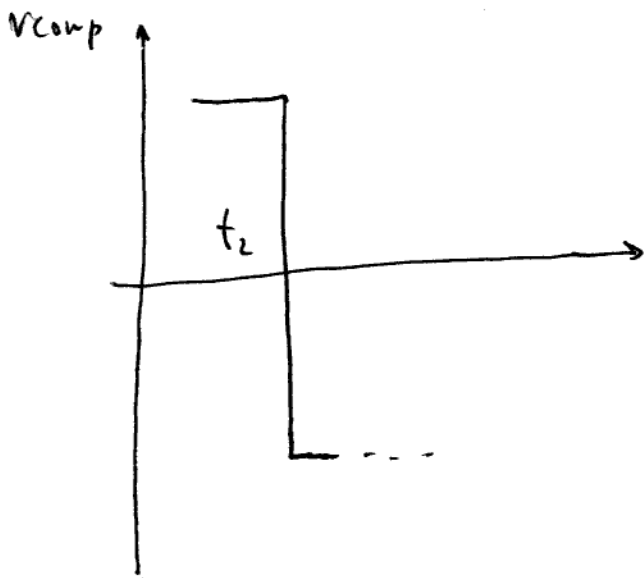
In particolare, si avrà commutazione discendente quando $V_{out\ int}$ divenga più negativa di V_{REF} ,
ovvero

$$V_{out\ int} < -V_{71}$$

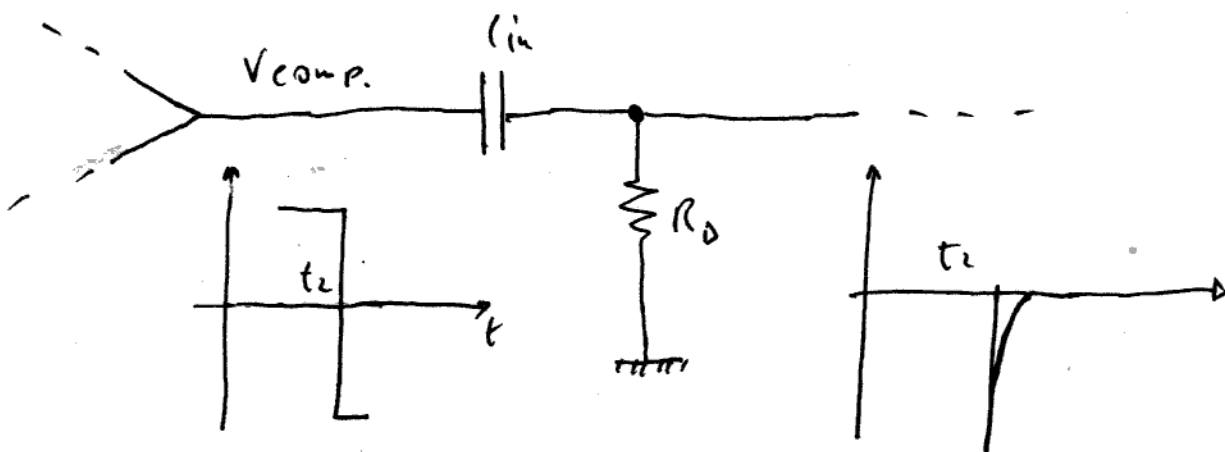
o vero

$$-V_{CE(sat)} < -V_{TL}$$

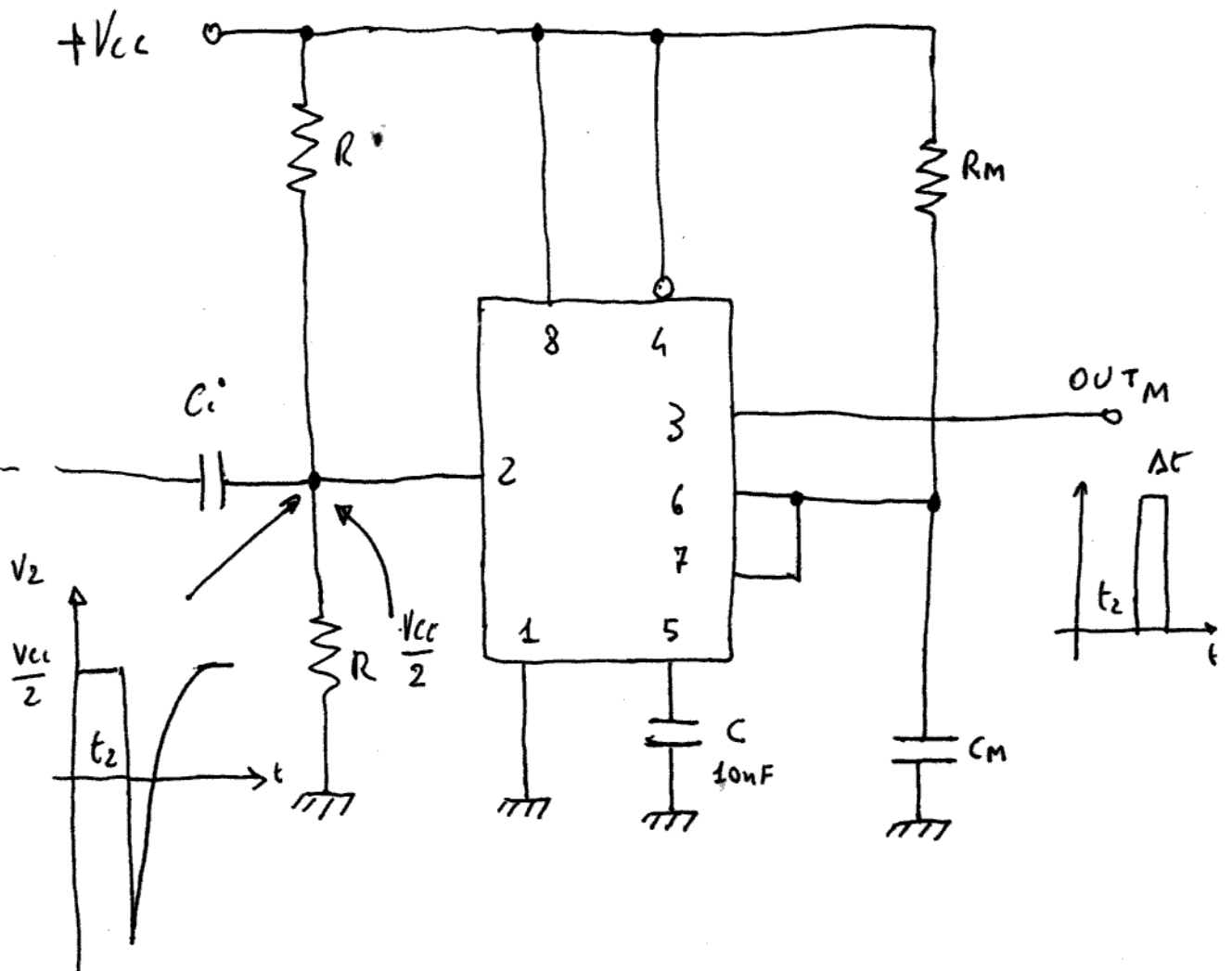
Il punto istante, che chiamano t_2 ,
viene quindi provocato un fronte di
discesa, che si dirichiamo genericamente di seguito:



Il fronte di discesa può essere realizzato
mediante un circuito deestortore, del tipo
in figura:



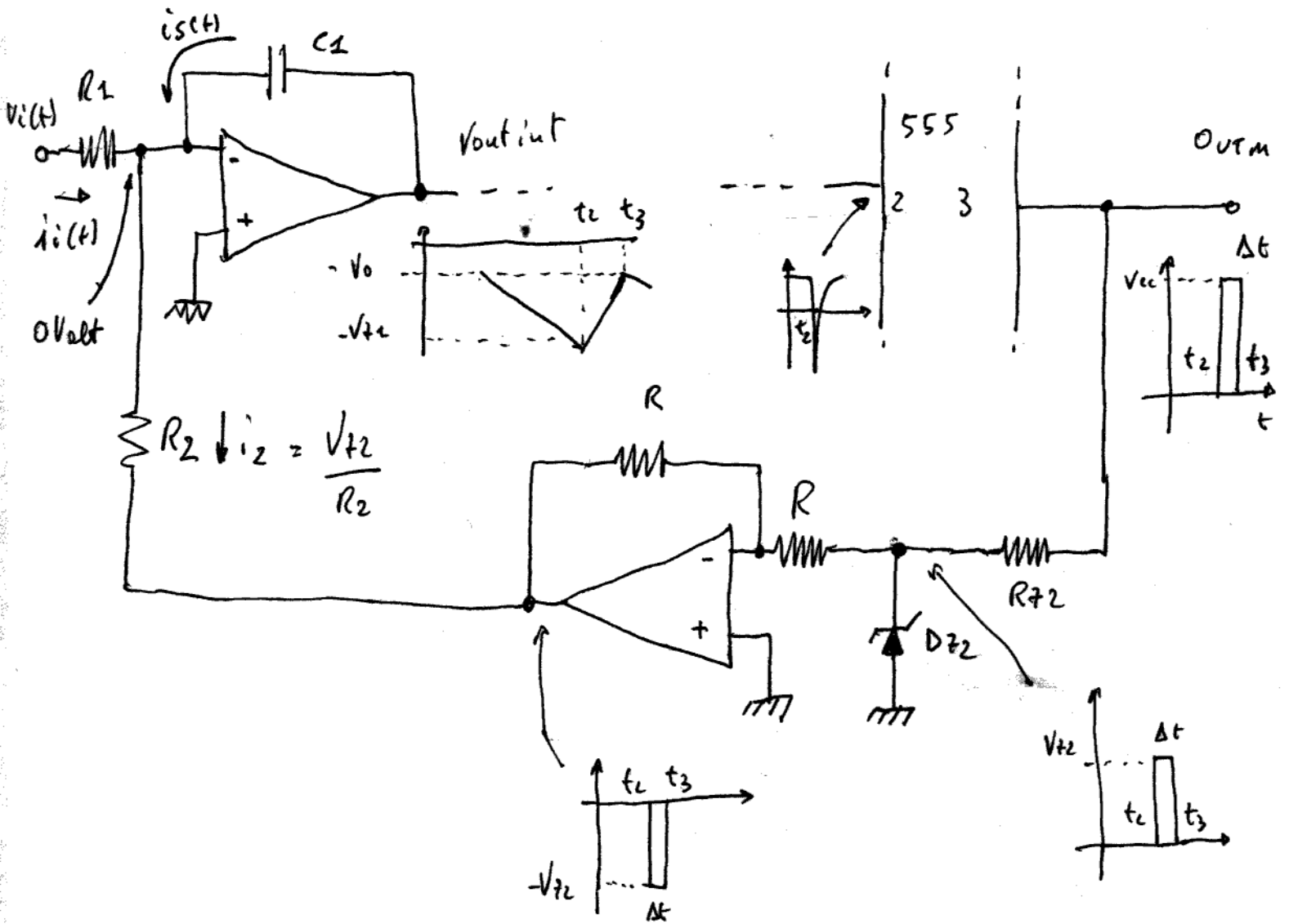
Detto impulso negativo, può essere utilizzato per determinare l'innescò di un multivibratore monostabile, quale quello esposto di seguito, realizzato avvalendosi di un integrato MS555.



Quando V_2 cala sotto il valore $\frac{V_{cc}}{3}$, si innescò un ciclo per cui in uscita appare un impulso positivo, di ampiezza pari a circa V_{cc} , di durata

$$\Delta t \approx 1,1 R_m C_m$$

Questo impulso, opportunamente limitato in ampiezza ed invertito in polarità, costituisce insieme ad R_2 , il sistema di scarica del condensatore C_1



Riassumendo: all'istante t_2 parte il ciclo del monostabile, per cui viene richiamata la corrente i_2 .

Tale corrente scaricherà il condensatore, dedotte la corrente $i_i(t)$.

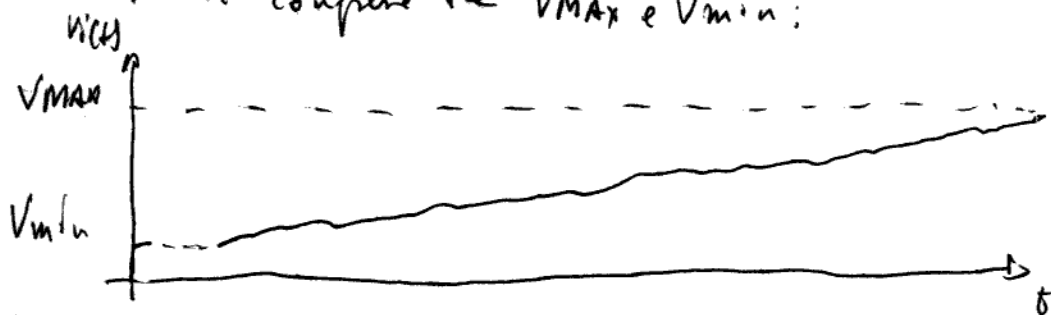
$$i_{S(t)} = i_2 - i_i(t)$$

$$i_{S(t)} = \frac{V_{t2}}{R_2} - \frac{V_i(t)}{R_1}$$

Al tempo Δt , la tensione V_{c1} tornerà al valore iniziale V_0 .

Poniamo ora in esame il ciclo di funzionamento del sistema.

- 1) La tensione $V_i(t)$ varia molto lentamente in un campo di valori compreso tra V_{MAX} e V_{min} :



- 2) Al punto tensione $V_i(t)$ si associa un segnale impulsivo, di durata costante Δt , la cui frequenza istantanea è posta in diretta proporzionalità con $V_i(t)$ stessa.
- 3) Di conseguenza, la frequenza del segnale impulsivo potrà variare da un valore f_{MAX} ad un valore f_{min} : in altri termini, alla variazione $\Delta V_i(t) = V_{MAX} - V_{min}$, si associa un campo di variazione della frequenza convertita, $\Delta f = f_{MAX} - f_{min}$.

Il rapporto $\frac{\Delta f}{\Delta V_i(t)} = K$, è un parametro caratteristico

del convertitore.

- 4) Alla tensione V_{max} è associata f_{MAX} , quindi $P_{minimo} = P_{min}$
alla tensione V_{min} è associata f_{min} , quindi P_{MAX}

- 5) Come detto, Δt è costante.

Poniamo un esempio, che sarà adottato come criterio di dimensionamento.

Se V_i variabile fra 1 e 10 Volts; a tale campo si associa quello di variazioni delle frequenze del segnale d'ingresso, e relativo periodo; da 1 KHz e 10 KHz, pertanto

$$V_i = 1V \rightarrow f_{\min} = 1 \text{ KHz} \rightarrow T_{\max} = 1 \text{ ms} = 1000 \mu\text{s}$$

$$V_i = 10V \rightarrow f_{\max} = 10 \text{ KHz} \rightarrow T_{\min} = 0,1 \text{ ms} = 100 \mu\text{s}$$

Δt deve essere minore di T_{\min} : si può optare per $\Delta T = \frac{1}{5} T_{\min}$

$$\Delta t = 20 \mu\text{s}$$

Δt assume quindi un peso relativo rispetto ai due periodi:

quasi trascurabile per $T = T_{\max}$, e affatto trascurabile per $T = T_{\min}$.

Siamo ora in grado di procedere all'analisi dei fenomeni di carica e scarica di C_1 ed alle conseguenti analisi dei tempi.

Definiamo T_c il tempo di carica del condensatore C_1 e, come noto, Δt il tempo di scarica.

Fase di carica

Ipotizzata una tensione iniziale V_0 , il condensatore C_1 viene caricato nel tempo T_c dalla corrente $\frac{V_{i(H)}}{R_1}$, costante; il processo di carica si arresta allorché $V_{c_1(t)} = V_{z_1}$.

Allora, la variazione di carica ΔQ_{cc} è

$$\Delta Q_{cc} = \frac{V_{i(H)} \cdot T_c}{R_1} \quad \text{Il fenomeno di carica dura da } t_1 \text{ a } t_2, t_2 - t_1 = T_c$$

La tensione evolve secondo la relazione:

$$V_{c_1(t)} = V_0 + \frac{1}{C_1} \frac{V_{i(H)}}{R_1} t \quad , \text{ per cui, in } t = t_2, V_{c_1(t_2)} = V_{z_1}$$

$$V_{c_1(t_2)} = V_{z_1} = V_0 + \frac{1}{C_1} \frac{V_{i(H)}}{R_1} T_c \quad (1)$$

Fase di scarica

Dall'istante t_2 a quello t_3 , dove $\Delta t = t_3 - t_2 = \text{costante}$, il condensatore è sottoposto a scarica dalla corrente i_{sc} .

$$i_{sc} = \frac{V_{z_1}}{R_2} - \frac{V_{i(H)}}{R_1}; \text{ allora } \Delta Q_{cs} = \left(\frac{V_{z_1}}{R_2} - \frac{V_{i(H)}}{R_1} \right) \Delta t$$

l'evoluzione della tensione V_{c_1} parte quindi da V_{z_1} e termina a V_0 .

$$V_{c_1(t)} = V_{z_1} - \frac{1}{C_1} \left(\frac{V_{z_1}}{R_2} - \frac{V_{i(H)}}{R_1} \right) t, \text{ da } t_2 \text{ a } t_3$$

$$V_{c_1(t_3)} = V_0 = V_{z_1} - \frac{1}{C_1} \left(\frac{V_{z_1}}{R_2} - \frac{V_{i(H)}}{R_1} \right) \Delta t \quad (2)$$

Riassumendo si ha:

$$\Delta Q_{\text{carica}} = \frac{V_i(t_1) T_c}{R_1}$$

$$V_c(t) = V_0 + \frac{1}{C_1} \frac{V_i(t) t}{R_1}, \quad \text{da } t_1 \text{ a } t_2, t_2 - t_1 = T_c$$

$$\boxed{V_{t1} = V_0 + \frac{1}{C_1} \frac{V_i(t_1) T_c}{R_1}} \quad (1)$$

$$\Delta Q_{\text{scarica}} = \left(\frac{V_{t2}}{R_2} - \frac{V_i(t_1)}{R_2} \right) \Delta t$$

$$V_c(t) = V_{t2} - \frac{1}{C_2} \left(\frac{V_{t2}}{R_2} - \frac{V_i(t_1)}{R_2} \right) t, \quad \text{da } t_2 \text{ a } t_3, t_3 - t_2 = \Delta t$$

$$\boxed{V_0 = V_{t2} - \frac{1}{C_2} \left(\frac{V_{t2}}{R_2} - \frac{V_i(t_1)}{R_2} \right) \Delta t} \quad (2)$$

Sostituendo la (2) nella (1), si ha:

$$V_{t1} = V_{t2} - \frac{1}{C_2} \left(\frac{V_{t2}}{R_2} - \frac{V_i(t_1)}{R_2} \right) \Delta t + \frac{1}{C_1} \frac{V_i(t_1) T_c}{R_1}$$

da cui

$$\frac{V_{r2}}{R_2 C_1} \Delta t = \frac{V_i(t)}{R_1 C_1} (\tau_c + \Delta t) \quad \text{ed ancora}$$

$$\frac{V_{r2}}{R_2} \Delta t = \frac{V_i(t)}{R_1} (\tau_c + \Delta t)$$

ma $\tau_c + \Delta t = T = \frac{1}{f}$, genericamente, per cui

$$T = (\tau_c + \Delta t) = \frac{R_1}{R_2} \frac{V_{r2}}{V_i(t)} \Delta t \quad \text{ed infine}$$

f = frequenza del segnale in positivo associato
alla tensione istantanea $V_i(t)$, e' $f = \frac{1}{T_c + \Delta t}$

$$f = \frac{1}{\Delta t} \frac{R_2}{R_1} \frac{V_i(t)}{V_{r2}}$$

$$\frac{R_2}{R_1} = f \Delta t \frac{V_{r2}}{V_i(t)}$$

• Posto che $R_1, R_2, V_{r2}, \Delta t$
sono costanti,
si evidenzia la dipendenza
lineare di f da $V_i(t)$

Allora $\frac{R_2}{R_1} = f \frac{V_{t2}}{V_i(t)}$

Dimensionamento

a) I riferimenti di tensione vengono realizzati impiegando due diodi zener di tensione pari a 8,2V. Le resistenze di limitazione possono essere 560 - 680 Ω .

b) La durata dell'impulso del monostabile deve essere un quinto del periodo minimo delle tensioni impulsive.

Si è posto $V_{iMAX} = 10V$, $f_{MAX} = 10KH$, $T_{min} = 100\mu s$

allora, $\Delta t = \frac{100\mu s}{5} = 20\mu s$.

Ciò si può ottenere ponendo $C_M = 10nF$
 $R_M = 1,8K$

c) La polarizzazione dell'ingresso di TR1668A del 555 viene posta a $\frac{V_{cc}}{2} > \frac{V_{cc}}{3}$, mediante due resistenze di pari valore, $R = 10K\Omega$.

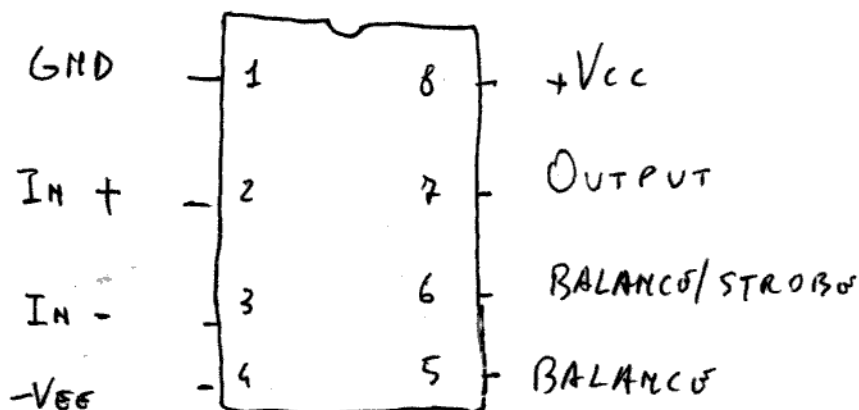
Il condensatore C_i deve essere tale da compensare la trasmissione del fronte di ricevere proveniente dal comparatore

Si può porre $C_i = 1nF$

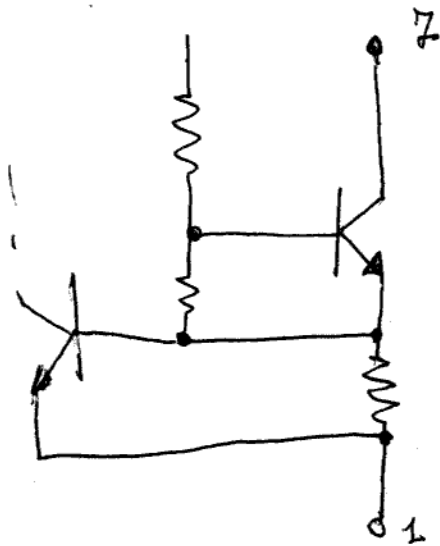
Allora, $\tau_i = 1nF \cdot 5K = 5\mu s \ll \Delta t$.

d) Il comparatore utilizzato appartiene alla famiglia LM 111 - 311.

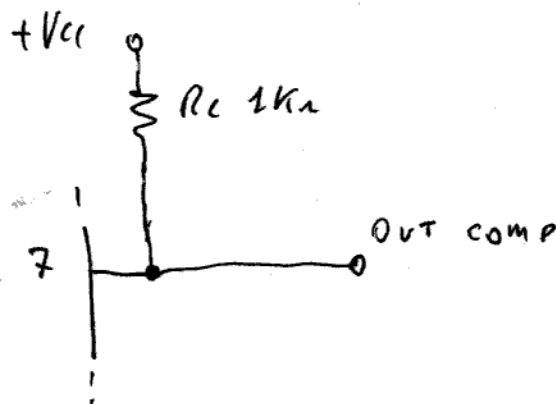
PIN OUT



Lo schema dell'integrato è il seguente che
 l'uscita è del tipo OPEN-COLLECTOR:



Se si desidera operare con la logica degli A.O.,
 per il che a $V_d > 0$ l'uscita è positiva, si
 pone una resistenza di carico R_c di valore di $1k\Omega$
 tra la sorgente di alimentazione positiva $+V_{CC}$ ed
 il terminale 7, uscendo dal medesimo.



e) Resistenze R_1, R_2 .

Si è già osservato che $\frac{R_2}{R_1} = f \Delta t \frac{V_{r2}}{V_{i(t)}}$

La relazione $K = \frac{\Delta f}{\Delta V_{i(t)}}$, costante di proporzionalità

tra f e $V_{i(t)}$, fornisce la relazione

$$f = K V_{i(t)}, \text{ nel campo previsto.}$$

Ora, si è già osservato che

$$f = \frac{1}{\Delta t} \frac{R_2}{R_1} \frac{V_{i(t)}}{V_{r2}}, \text{ per cui}$$

$$\frac{\Delta f}{\Delta V_{i(t)}} = K = \frac{1}{\Delta t} \frac{R_2}{R_1} \cdot \frac{1}{V_{r2}}, \text{ costante, come deve essere.}$$

allora

$$\frac{R_2}{R_1} = K V_{r2} \Delta t$$

quindi

$$R_2 = R_1 K V_{t2} \Delta t$$

ANALISI di V_0

Dalla relazione (2), si esplicita V_0

$$V_0 = V_{t1} - \frac{1}{R_1 C_1} V_i(t) T_c$$

$$\text{Ora, } T_c = T \cdot \Delta t = \frac{1}{K V_i(t)} \cdot \Delta t$$

T_c non è linearmente dipendente da $V_i(t)$

Ciò comporta che V_0 non è costante

per gli estremi del campo di variazione di $V_i(t)$.

In particolare, se $V_i(t)$ diminuisce, V_0 aumenta, e viceversa.

Si può porre $V_0 = 0$ in corrispondenza di

$$V_i(t) = V_{\max}$$

Allora, le equazioni (2) diviene

$$0 = V_{T1} - \frac{1}{R_1 C_1} V_i(t) T_c \quad , \text{ da cui}$$

$$R_1 = \frac{1}{C_1} \frac{1}{V_{T1}} V_{iMAX} T_{cmin}$$

Per: $V_{iMAX} = 10V$, $T_{cmin} = 80\mu s$

$V_{T1} = 8,2V$ e ponendo $C_1 = 10nF$,

si ha:

$$R_1 = \frac{10 \cdot 80\mu s}{8,2V \cdot 10nF} = \frac{80}{8,2} K\Omega = 9,756 K\Omega \quad (10K\Omega, v.c.)$$

$$R_2 = R_1 \cdot K \cdot V_{Z2} \cdot \Delta T$$

$$= 9,756K \cdot \frac{1KHz}{V} \cdot 8,2V \cdot 20\mu s = 1600K \quad (1,64K, \\ \text{22 resistenze da } 33K \\ \text{in parallelo})$$