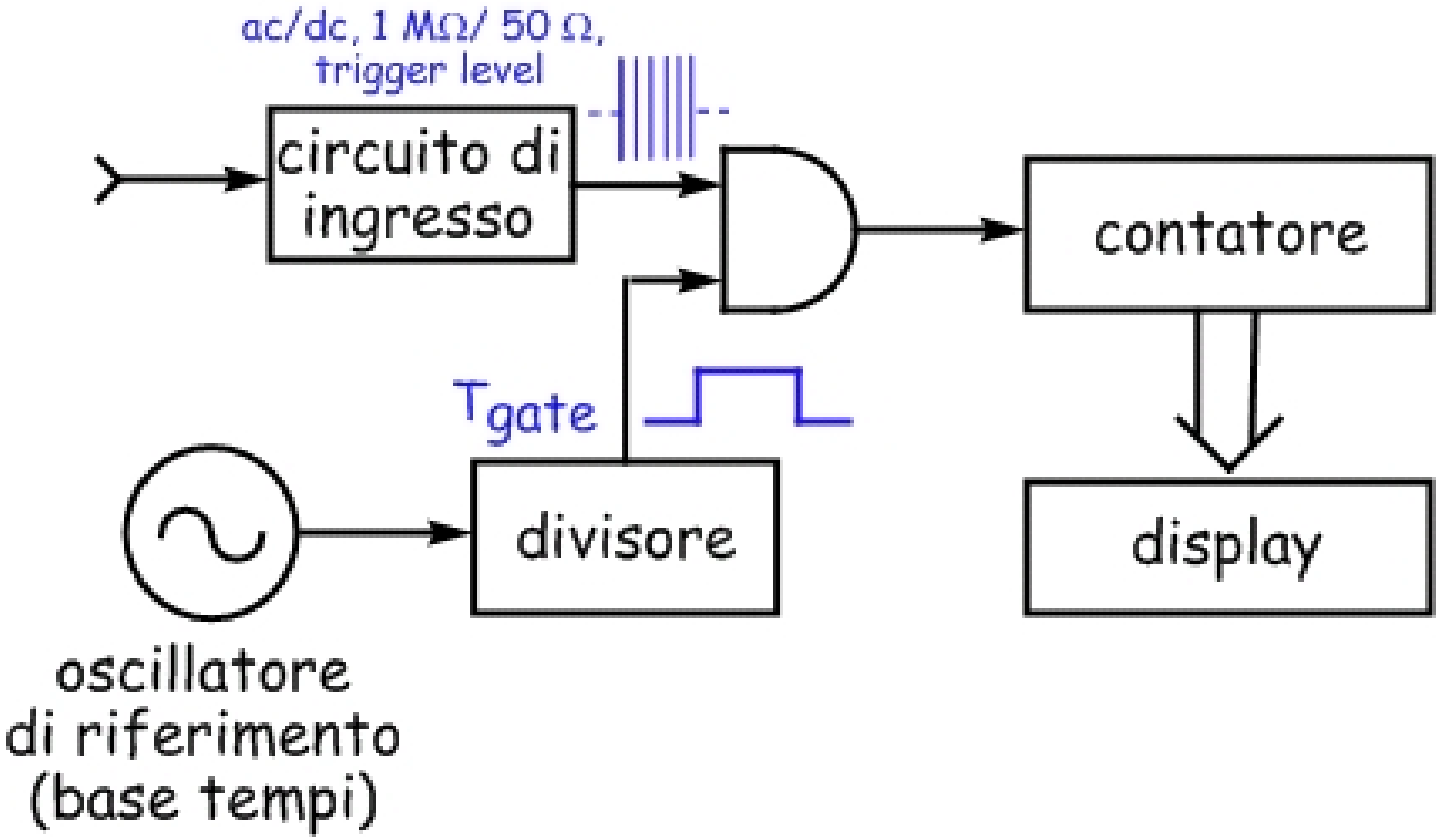
Strumenti

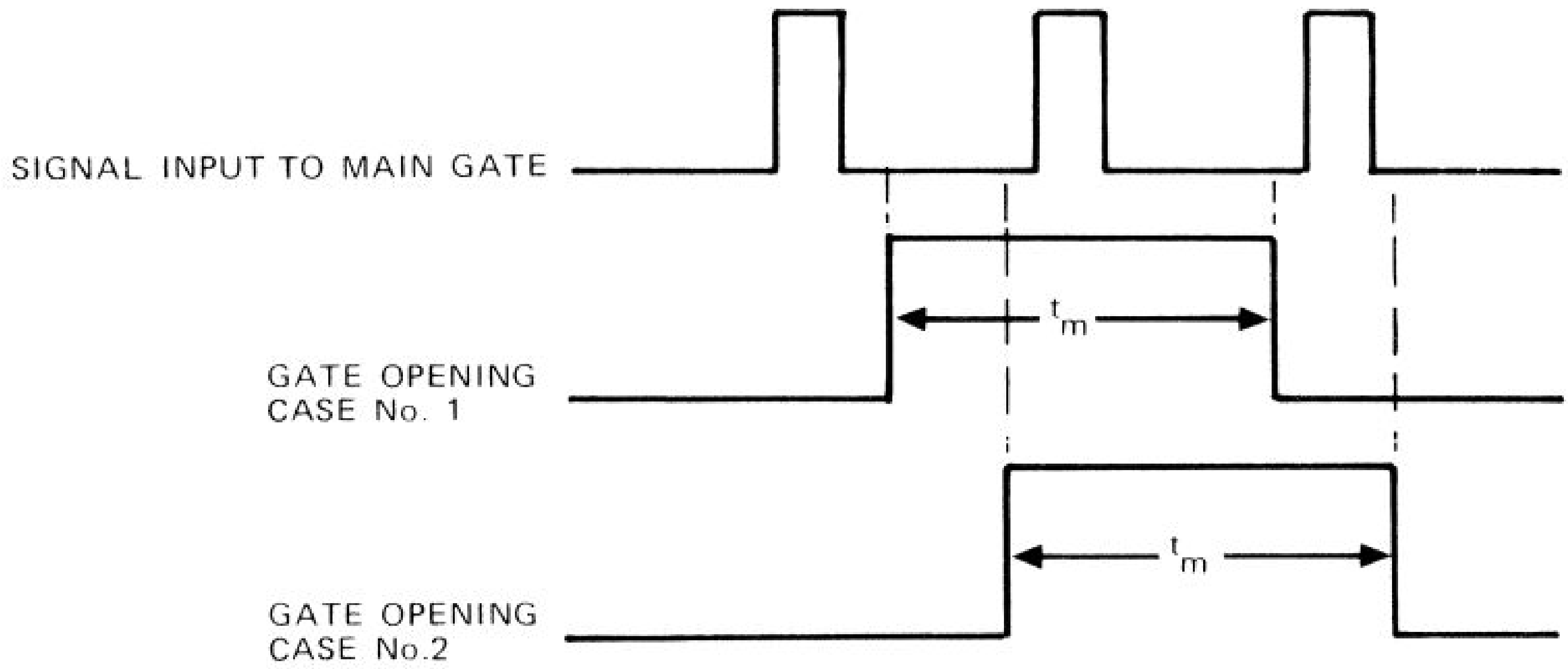
contatore elettronico, voltmetro integratore

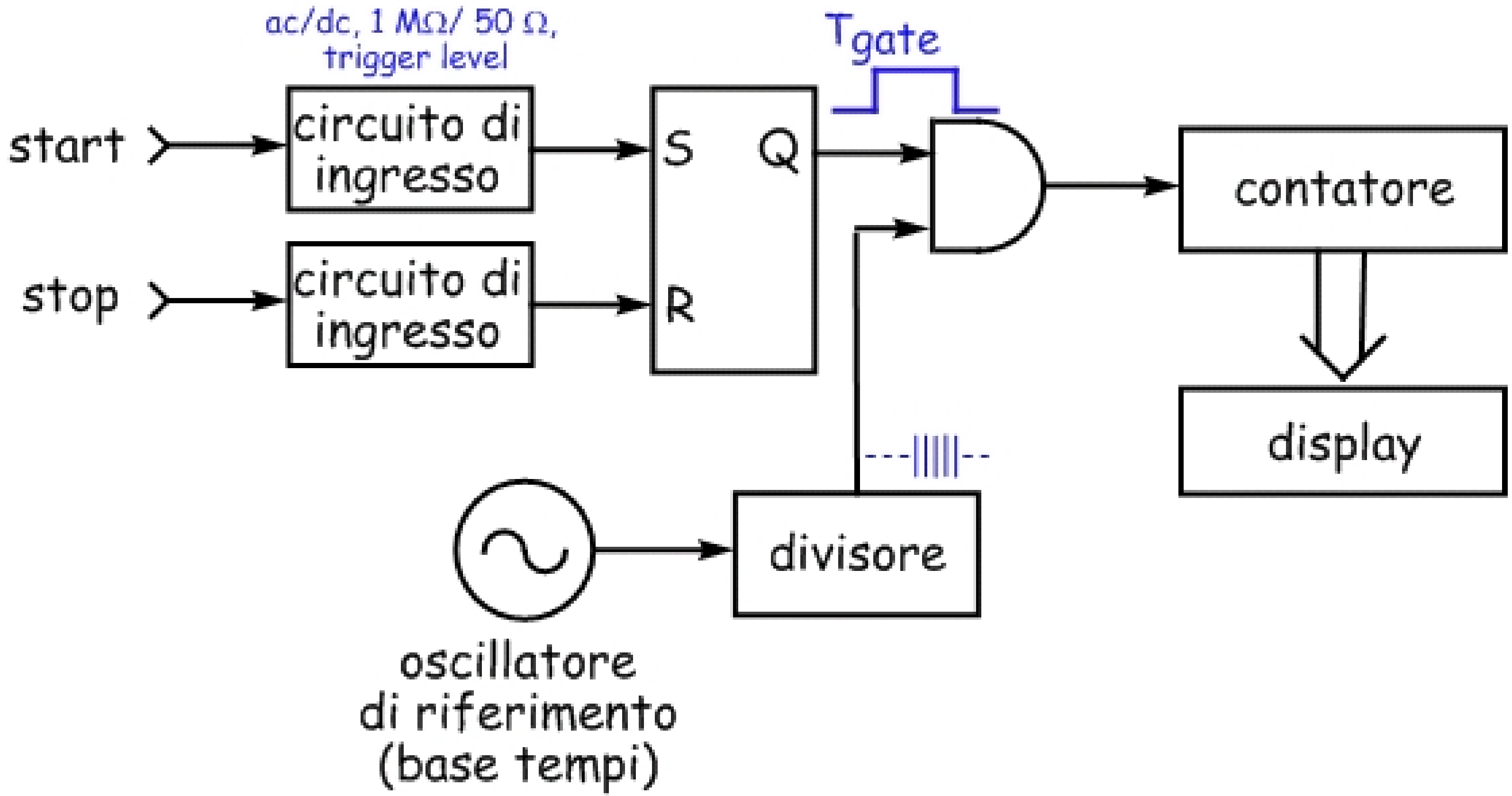
Contatore elettronico



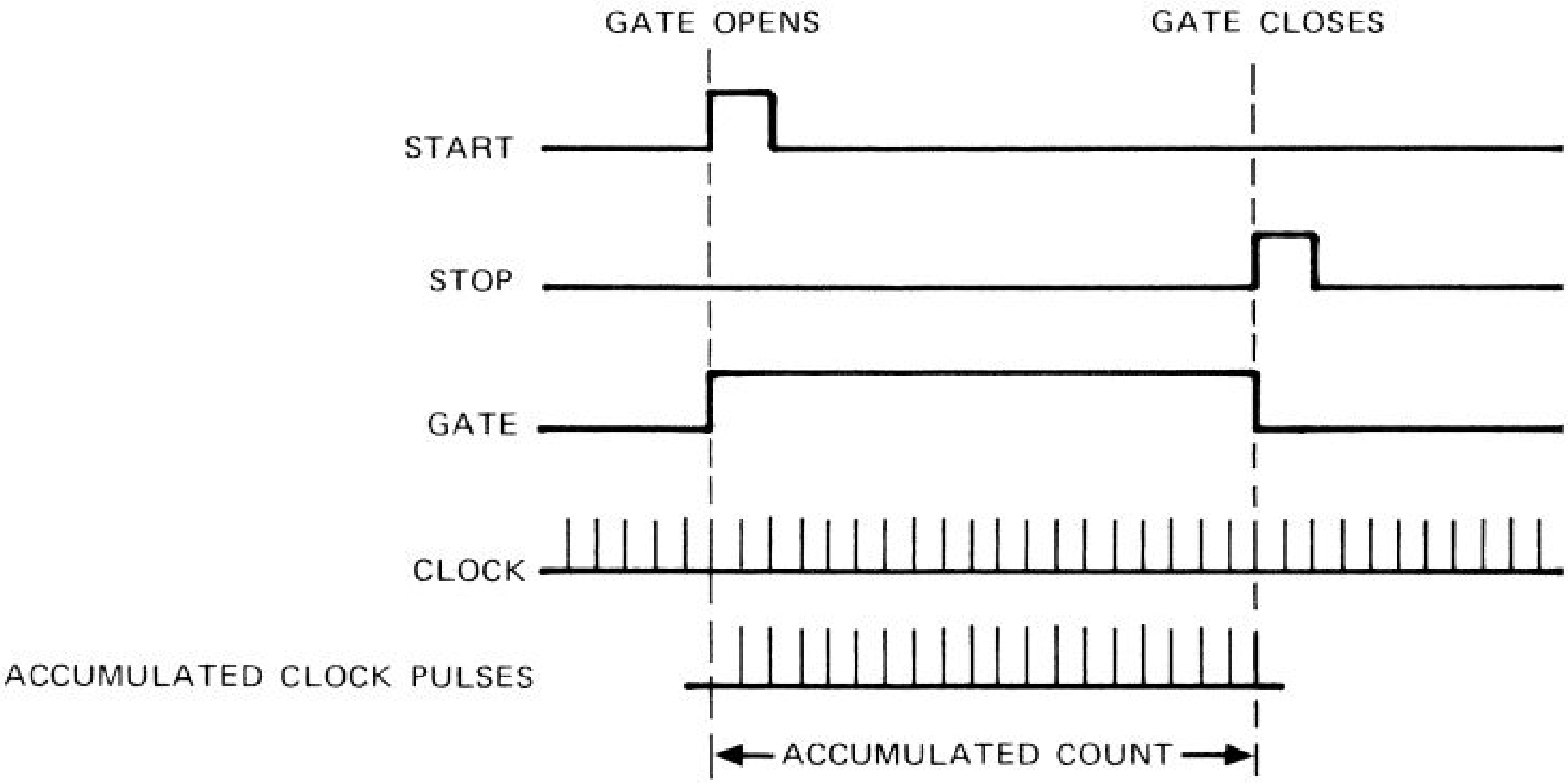
misura di frequenza

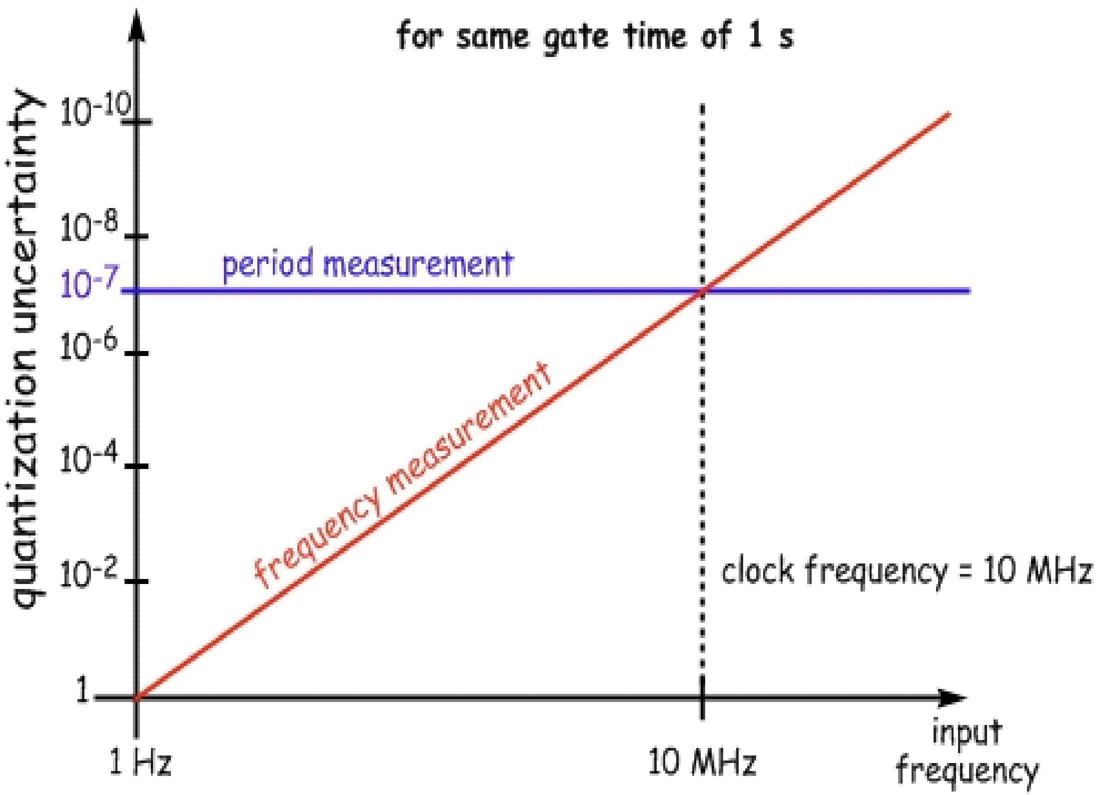
± 1 conteggio (incertezza di quantizzazione)





misura intervallo di tempo


GATE OPENS
GATE CLOSES
START
STOP
GATE
CLOCK
ACCUMULATED CLOCK PULSES
ACCUMULATED COUNT



- incertezza nella misura di frequenza: $\Delta f/f = \pm 1 / f_{in}$
- incertezza nella misura di intervallo di tempo: $\Delta t/t = \pm T_{clock} / T_{in}$

come aumentare la risoluzione

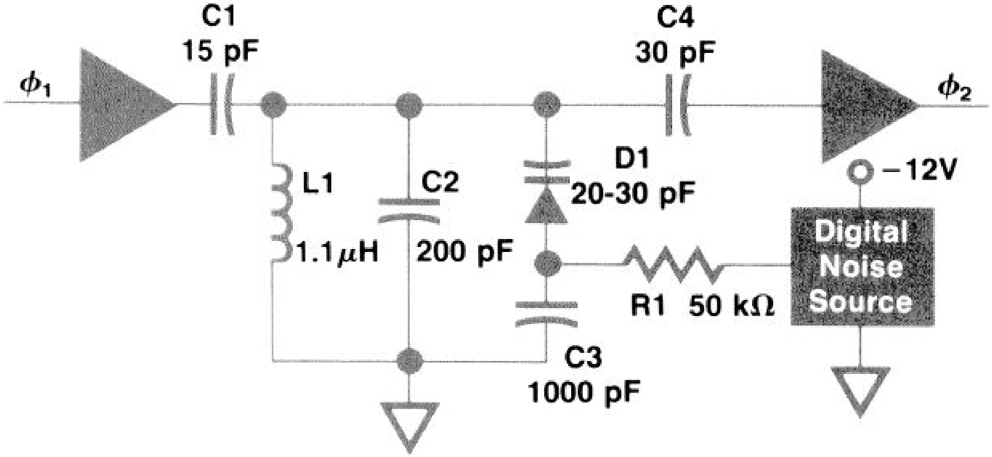
- preferire misure di intervallo di tempo (reciprocal counters);
- aumentare la frequenza di clock (max. 500 MHz,   2 ns);
- media –dithering;
- interpolatore analogico o digitale;
- moltiplicatore di scarto;
- doppio miscelatore.

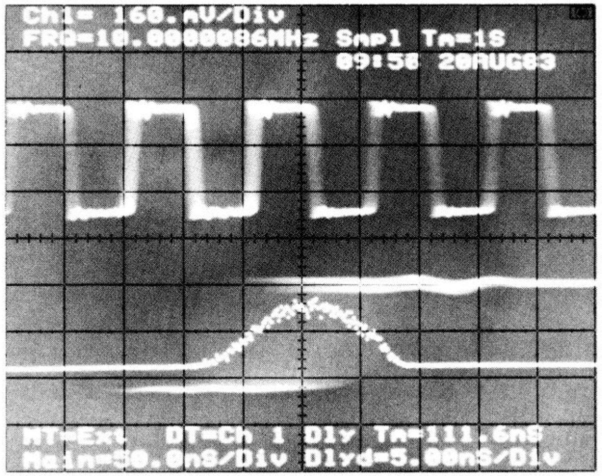
media - dithering

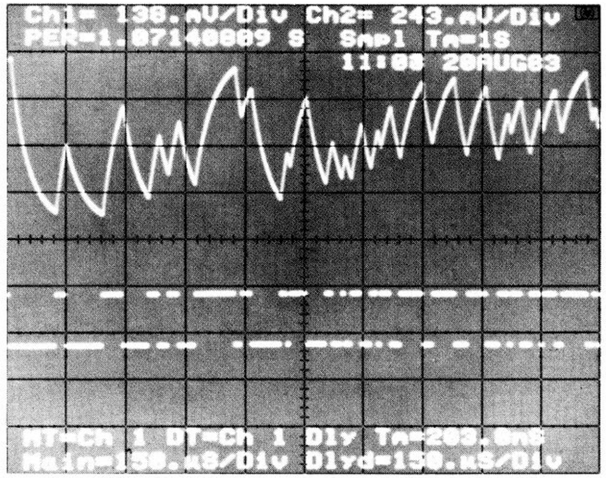
- posso ridurre l'incertezza di misura dovuta all'incertezza di quantizzazione, ripetendo più volte la misura; l'istante di inizio del conteggio deve essere scorrelato rispetto alla sequenza di impulsi in ingresso...

  ...questo non è generalmente il caso!

  Soluzione: modulazione casuale della base tempi

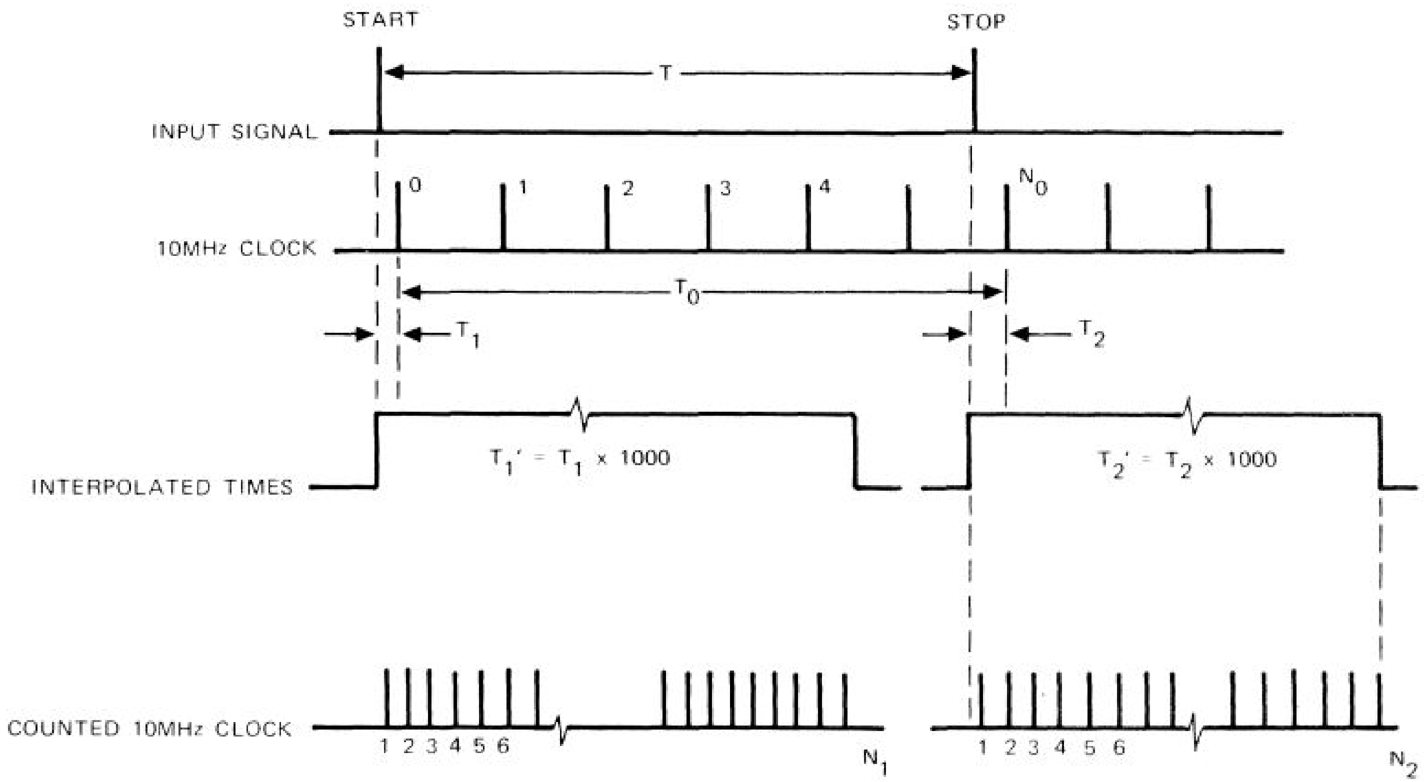

C1
15 pF
C4
30 pF
ϕ_1
ϕ_2
D1
20-30 pF
−12V
L1
1.1 μH
C2
200 pF
Digital
Noise
Source
R1 50 kΩ
C3
1000 pF


Ch1= 160.mV/Div
FRQ=10.0000086MHz Smpl Tm=1S
09:58 20AUG83
MT=Ext DT=Ch 1 Dly Tm=111.6nS
Main=50.0nS/Div Dlyd=5.00nS/Div


Ch1= 130.mV/Div Ch2= 243.mV/Div
Smpl Tm=1S
11:08 20AUG83
MT=Ch 1 DT=Ch 1 Dly
Main=150.uS/Div Dlyd=150.uS/Div

Interpolatore analogico

(f_{clock} = 10 MHz; 100 ns $\rightarrow$ 100 ps)



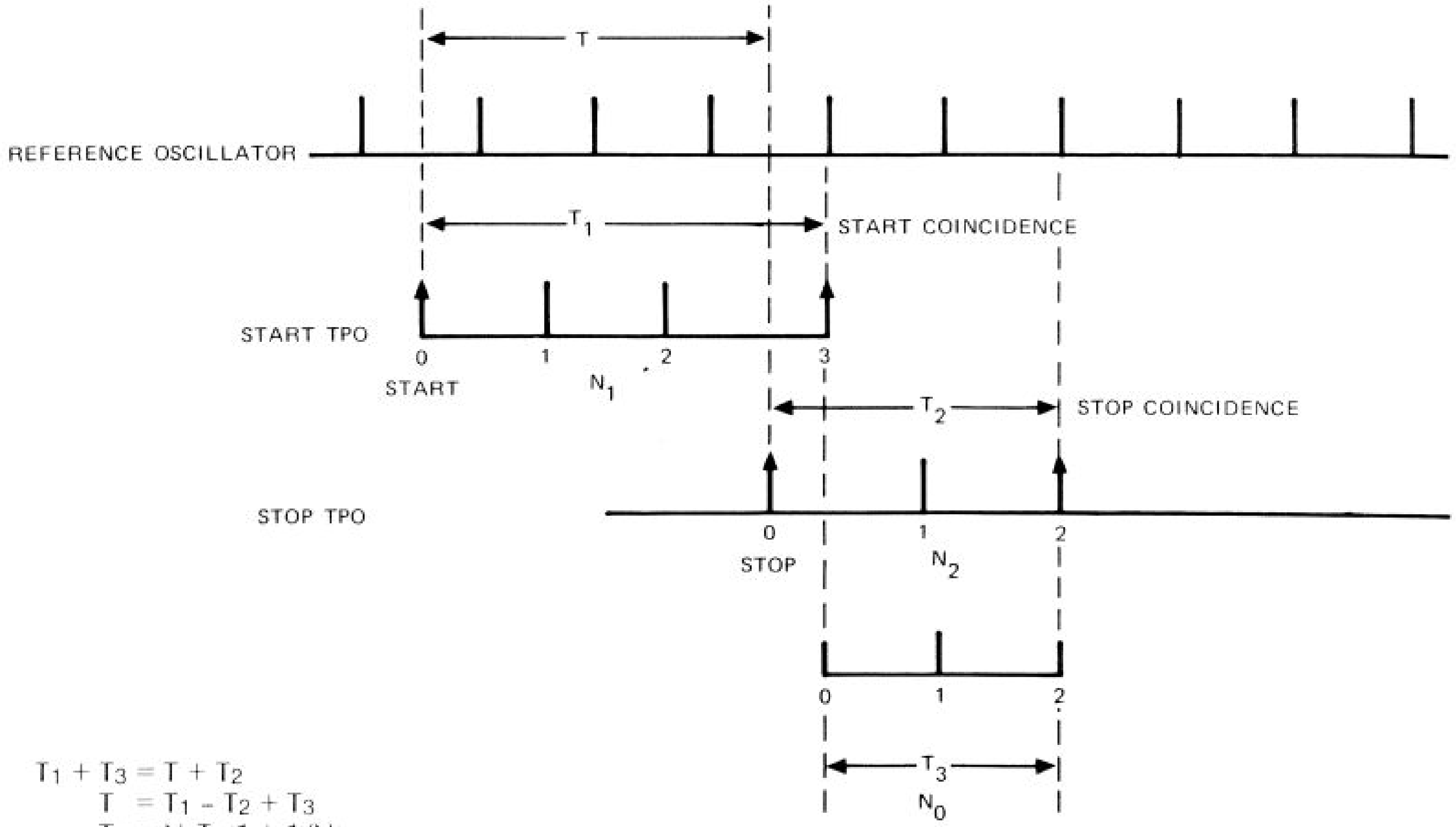
Time Interval $T = T_0 + T_1 - T_2$
Gated clock pulses,
Start to stop $= N_0$
Start interpolation Counts $= N_1$
Stop interpolation Counts $= N_2$

N_0 proportional to T_0
N_1 proportional to $T_1' = T_1 \times 1000$
N_2 proportional to $T_2' = T_2 \times 1000$

$T = (1000\, N_0 + N_1 - N_2) \times 100\text{pS}$

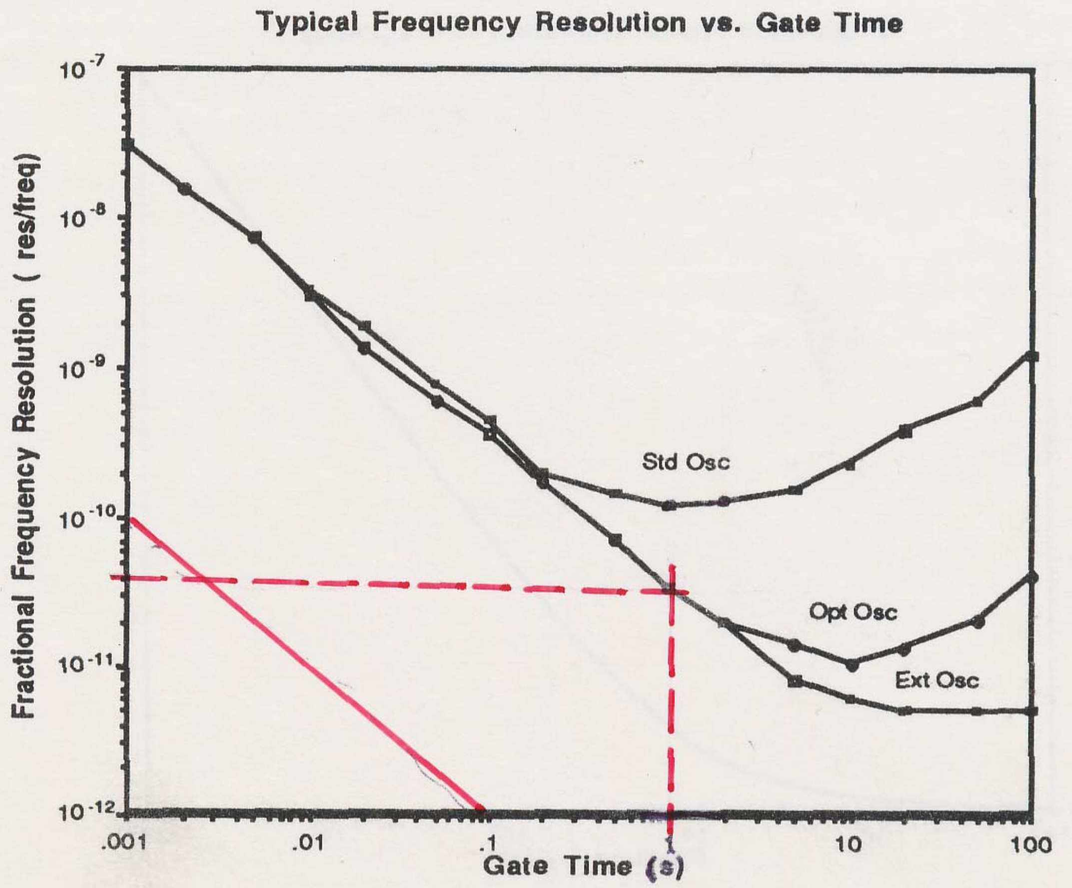
Interpolatore digitale (TPO triggered phase-locked oscillator)

$T_o(1+1/N)$ con f_o=200 MHz (T_o=5 ns), N=256 → ris. 200 ps



$$T_1 + T_3 = T + T_2$$
$$T = T_1 - T_2 + T_3$$
$$T_1 = N_1 T_0 (1 + 1/N)$$
$$T_2 = N_2 \cdot T_0 (1 + 1/N)$$
$$T_3 = N_0 \cdot T_0$$

Time Interval Measured, $T = T_0 [N_0 + (1 + 1/N)(N_1 - N_2)]$



Graph 5: Typical frequency resolution as a function of gate time for the SR620's three oscillator options.

Voltmetro integratore

- doppio integratore

V_{in} costante;
SW1 chiuso:

$$V_o(t_u) = -\frac{1}{RC}\int_0^{t_u} V_{in}(t)dt$$

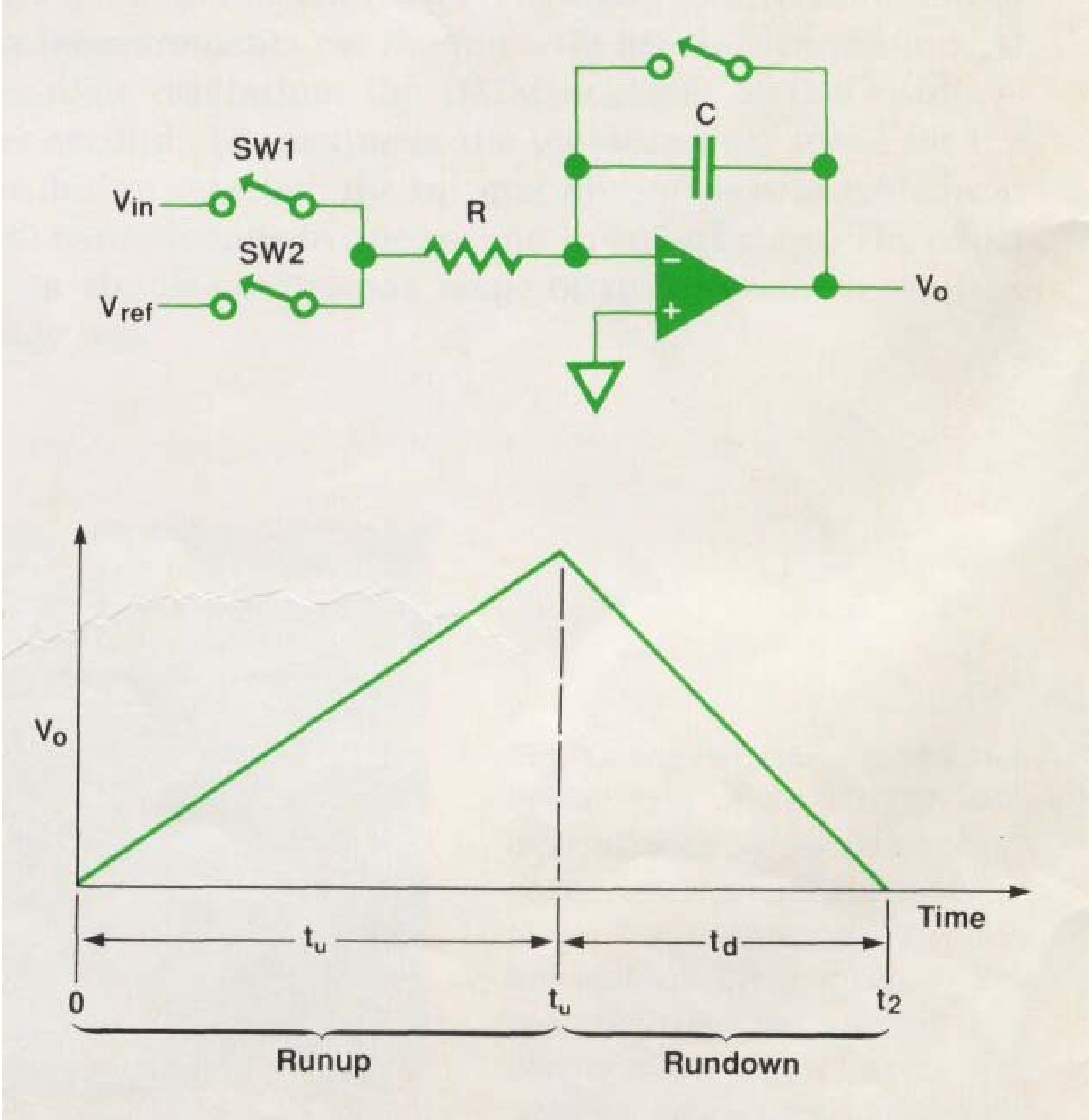
$$V_o(t_u) = -\frac{1}{RC} V_{in} t_u$$

SW2 chiuso:

$$V_o(t_2) = V_o(t_u) - \frac{V_{ref} t_d}{RC} = 0$$

$t_d = t_2 - t_u$

$$V_{in} = -V_{ref}\left(t_d / t_u\right)$$



se N_u e N_d sono rispettivamente il numero di periodi clock T_{clock} durante la fase di runup e rundown otteniamo:

$$\boxed{V_{in} = -V_{ref}\left(N_d / N_u\right)}$$

La forza di questa tecnica sta nella sua insensibilità al valore di diversi parametri del circuito; i valori di R, C e T_{clock} non compaiono nell'espressione finale.

Questa architettura presenta richiede un **compromesso fra risoluzione e velocità**...

...il tempo T_m massimo necessario per la conversione della tensione di ingresso, nel caso in cui questa è pari al fondo scala sarà: $\mathbf{T_m = 2\ T_{clock}\ M}$, dove M è la *risoluzione* (numero di conteggi) fondo scala del convertitore.

esempio: f_{clock} = 20 MHz; M = 10 000 conteggi, richiede circa 1 ms !

La risoluzione di questa tecnica è limitata dalla massima variazione di tensione di uscita dell'integratore e dal rumore a larga banda del circuito; il rumore limita la risoluzione con cui posso determinare l'attraversamento dello zero.

E' difficile determinare l'attraversamento dello zero a meglio di 1 mV; questo vuol dire che per un fondo scala di 10 V questa tecnica consente di ottenere quattro o cinque cifre significative (A/D a 17 bit).

enhanced dual-slope

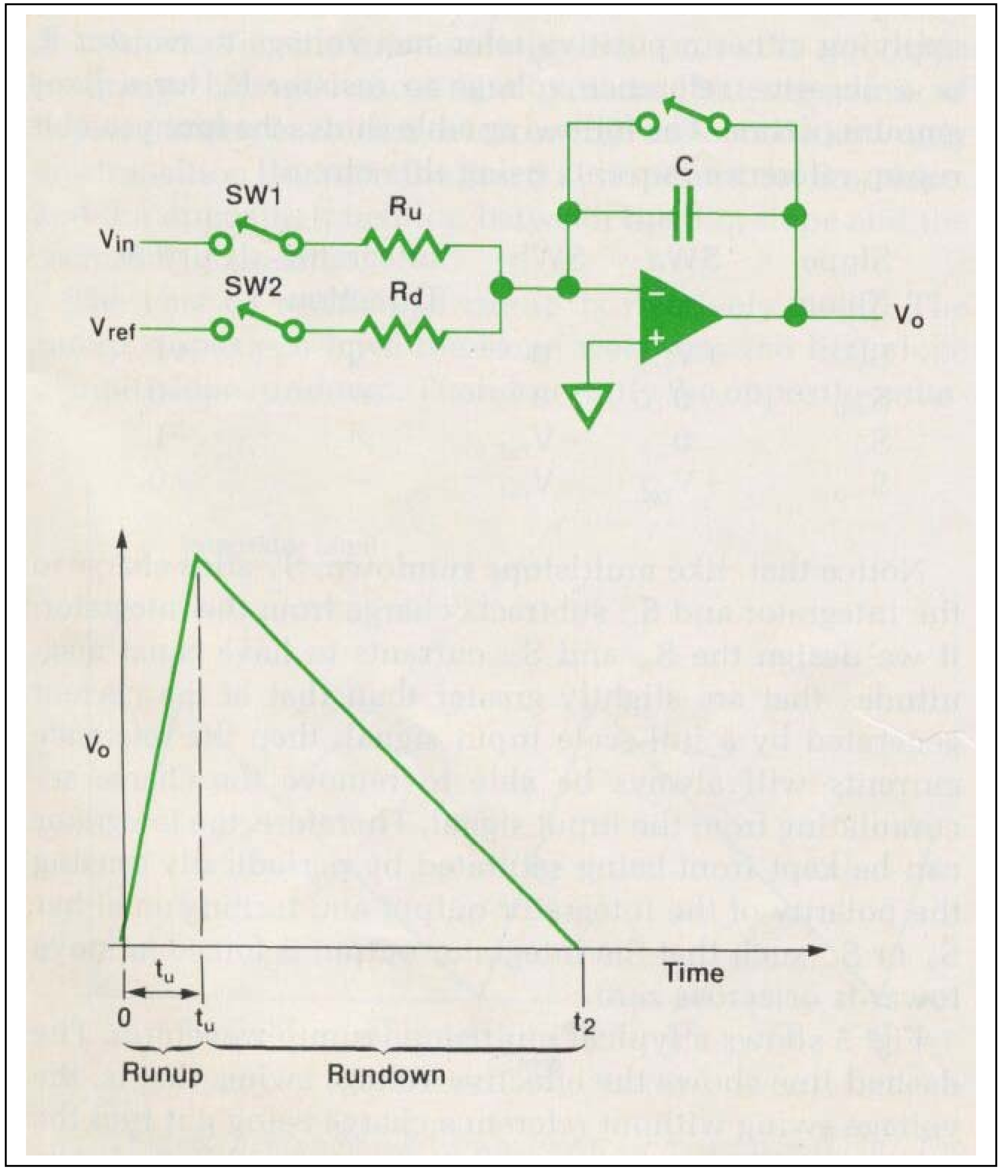
La velocità dell'integratore a doppia-rampa può essere raddoppiata utilizzando una coppia di resistori, uno per la fase di runup e l'altro nella fase di rundown.

$R_u \ll R_d$

Questo consente di ridurre il periodo di runup, mantenendo la stessa risoluzione durante la fase di rundown.

$$V_{in} = -V_{ref}\left(\frac{N_d}{N_u}\right)\left(\frac{R_u}{R_d}\right)$$

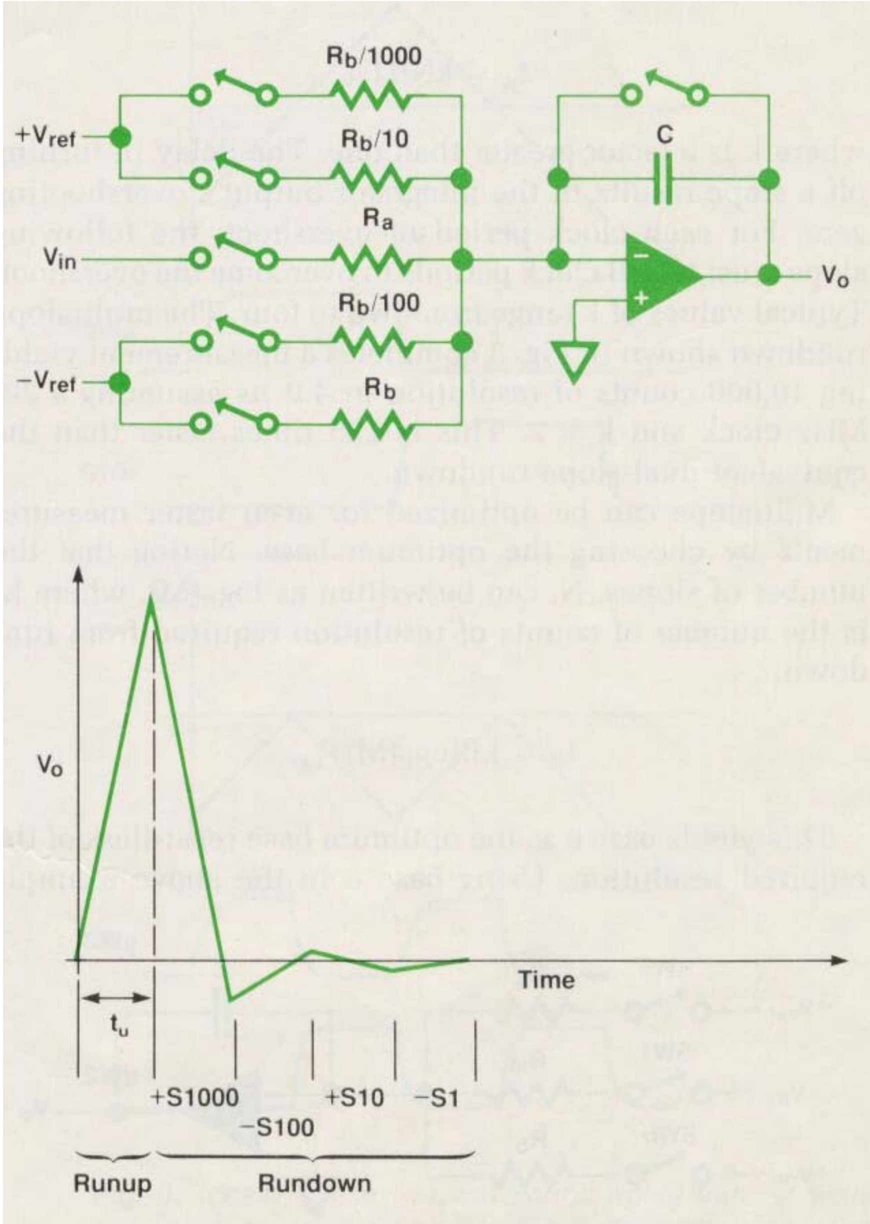
Il prezzo da pagare è che nell'espressione introduciamo il rapporto R_u/R_d.



Multislope rundown

Applichiamo ora la stessa tecnica per ridurre la durata della fase di rundown;

Invece di utilizzare un singolo resistore (una sola pendenza per la fase di rundown) per raggiungere lo zero, ne uso diversi (quindi pendenze diverse) e ripeto l'operazione di misura di attraversamento dello zero diverse volte.
Il rapporto fra i diversi resistori è un valore conveniente: 10.



Per ciascuna pendenza l'interruttore è aperto al raggiungimento dello zero entro un periodo di clock T_{clock}.

Ogni operazione di misura determina l'attraversamento dello zero dieci volte più "precisamente" dell'operazione precedente; possiamo visualizzare questo processo come l'aggiunta di una cifra ad ogni passo della misura.

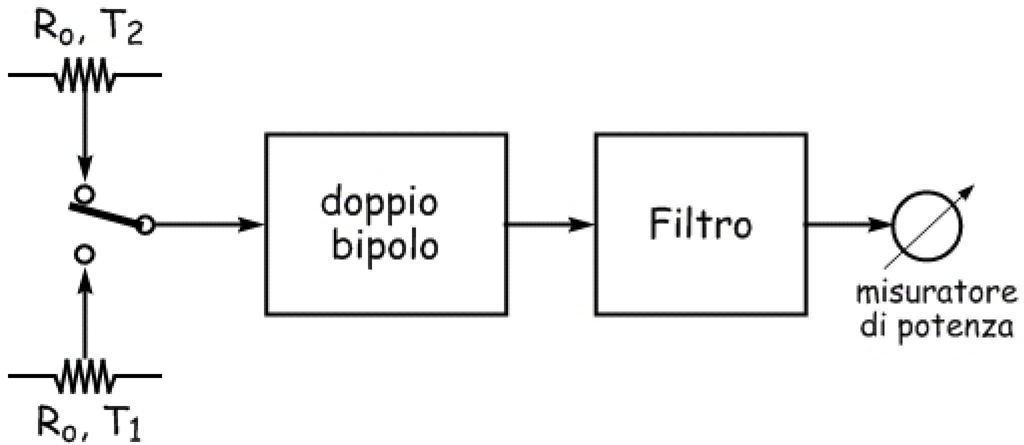
Il tempo necessario a completare il processo di rundown è:

$$t_d < k\ N\ B\ T_{clock}$$

dove N è il numero delle "pendenze";
B è la base (10 nell'esempio);
k è un'opportuna costante ($k > 1$).

esempio – di nuovo per una risoluzione pari a 10 000 conteggi, con una base tempi a 20 MHz ($k = 2$): questa volta sono sufficienti 4 μs.

Misura della cifra di rumore con terminazione calda e fredda (hot cold method, Y)



eseguo due misure di potenze di rumore:

$$P_1 = k(T_e + T_1)B_n g$$

$$P_2 = k(T_e + T_2)B_n g$$

dalle due misure sperimentali P_1 e P_2 ricavo la temperatura equivalente di rumore del d.b.

$$T_e = \frac{T_2 - T_1 \cdot Y}{Y - 1}$$

dove $Y = P_2 / P_1$

Excess Noise Ratio: ENR = $(T_2 / T_1) - 1$

$$F = 1 + \frac{T_2 - T_1 \cdot Y}{(Y-1) \cdot T_o} = \frac{(Y-1) \cdot T_o + (ENR + 1 - Y) \cdot T_1}{(Y-1) \cdot T_o}$$

nel caso in cui $T_1 = T_o$ questa espressione assume la forma

$$F = ENR/(Y-1)$$

broadband noise source Agilent 346B:

346B: (10 MHz ÷ 18 GHz) ENR ≈ 15 dB ⇒ ENR = 31,6;

$T_1 = T_o$ e T_2 = 8600 K !!! (kT_2 = -159.2 dBm/Hz)

Misura della cifra di rumore con analizzatore di spettro

1. ingresso analizzatore chiuso su una terminazione da 50 Ω:
   leggo la densità spettrale della potenza di rumore propria dell'analizzatore di spettro: **$S_{SA} \approx$ -146.6 dBm/Hz**
   (@ 70 MHz, RF att = 10 dB; RBW = 3 MHz, VBW = 1 kHz);

   inserendo il generatore di rumore (acceso o spento) non noto alcuna variazione del rumore di indicato dall'analizzatore.
   Posso quindi calcolare la cifra di rumore dell'analizzatore:

$$F = \frac{kT_o g_d + S_d}{kT_o g_d}$$

$$F = \frac{kT_o g_d + S_d}{kT_o g_d}$$

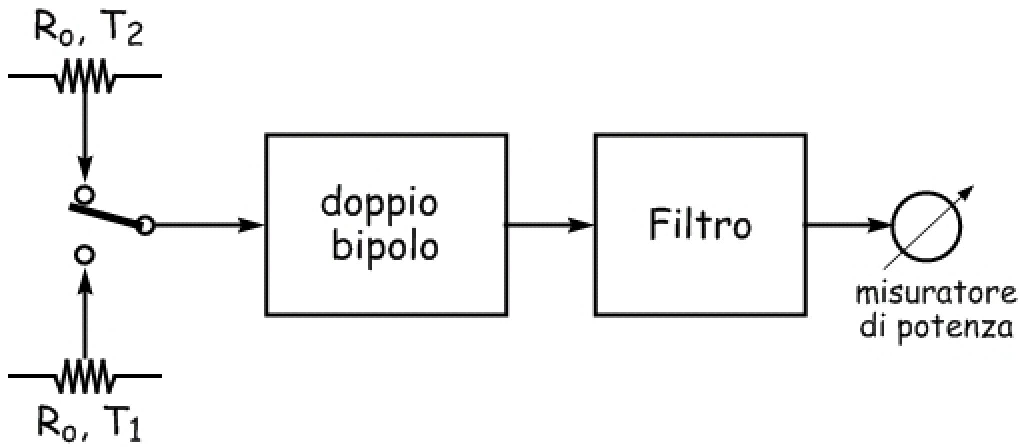
$S_{SA} = (kT_o g_d + S_d) = 45$ fW/Hz (-146.6 dBm/Hz)

$NF = 10 \log_{10} F = 10 \log_{10}(kT_o g_d + S_d) - 10 \log_{10}(kT_o g_d) =$

$= -146.6$ dBm/Hz $- (-174$ dBm/Hz$) = 27.4$ dB

$F_{SA} = 549.5$ $\quad$ ($T_{e,SA} = T_o (F-1) = 290 \times 397 \approx 159\,000$ K)

N.B. in questo caso le potenze indicate dall'analizzatore di spettro sono riferite all'ingresso dello strumento



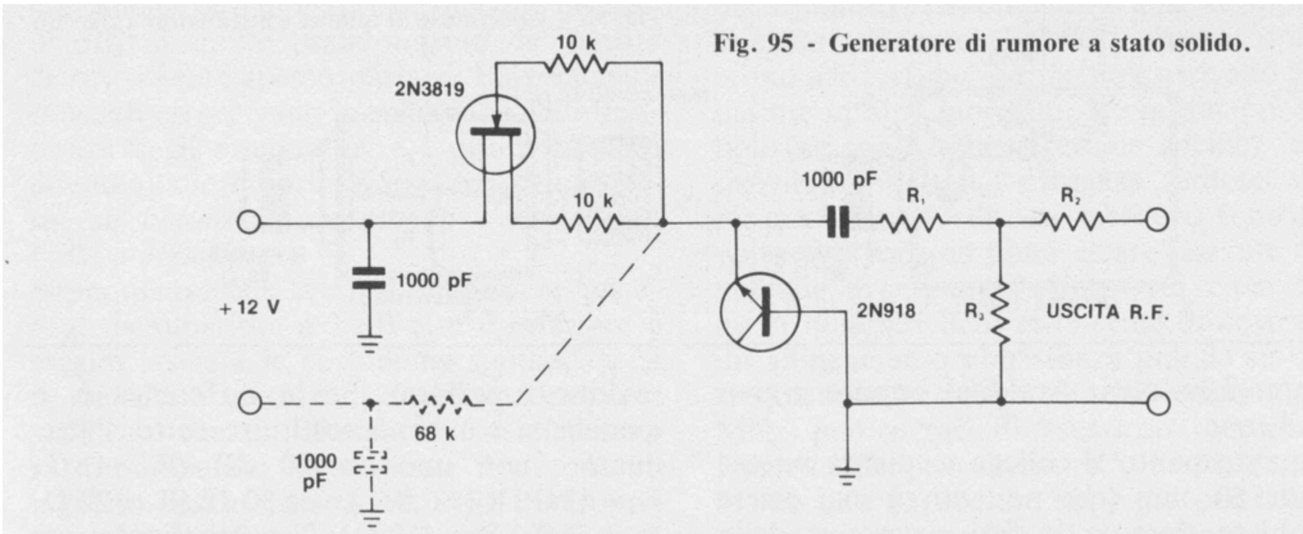


Fig. 95 - Generatore di rumore a stato solido.

2. inserisco fra generatore di rumore e analizzatore di spettro un amplificatore da 52 dB di cui desidero valutare la cifra di rumore;

- generatore spento: sull'analizzatore leggo –120.0 dBm/Hz;
- generatore acceso: questa volta leggo – 103.7 dBm/Hz

da cui Y = -103.7 dBm/Hz – (-120.0 dBm/Hz) = 16.3 dB (42.7)

per cui la **cifra di rumore globale del sistema** è: $F = ENR/(Y-1)$
ENR = 22 dB @ 70 MHz (ENR = 158)

F = 158 / 41.6 = 3.8 (**5.8 dB**)

3. voglio estrarre a questo punto il contributo di rumore dell'analizzatore di spettro...

$$F_{tot} = F_1 + \frac{F_{SA} - 1}{g_1} = 3.8$$

(il guadagno dell'amplificatore: g_1 = 52 dB   pari a 158 489)

$$F_1 = F_{tot} - \frac{F_{SA} - 1}{g_1} = 3.8 - \frac{550 - 1}{158489} \approx 3.8$$

l'elevato guadagno dell'amplificatore rende praticamente trascurabile il rumore dell'analizzatore...

....la cifra di rumore dell'amplificatore risulta quindi pari a **5.8 dB**.