

TRATTAMENTO E FORMATURA DELL'IMPULSO

CIOÈ: I METODI USATI PER ESTRARRE LE INFORMAZIONI DAGLI IMPULSI PRODOTTI

Impedenza degli strumenti

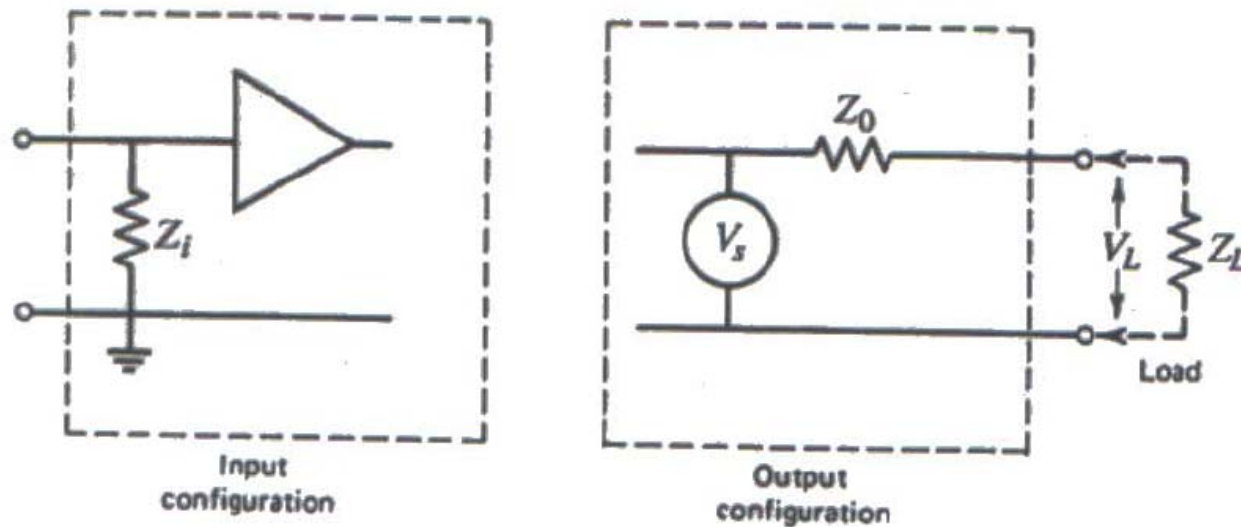
REGOLA STANDARD (Esistono sempre le eccezioni!):

- Impedenza d'ingresso **GRANDE** per non perturbare il segnale
- Impedenza d'uscita **PICCOLA** per minimizzare la perdita di segnale quando l'uscita viene connessa ad un altro componente con Z_L
Infatti

$$V_L = V_s \frac{Z_L}{Z_o + Z_L} \rightarrow V_L \approx V_s \text{ se } Z_o \ll Z_L$$

- Se $\forall Z_i$ e Z_o $Z_i \gg Z_o$ SEMPRE $\rightarrow V_s^{\text{MAX}} = V_o^{\text{MAX}}$

ECCEZIONE: impulsi molto veloci, soggetti a **RIFLESSIONE** nei cavi coax.
che richiedono accoppiamenti adeguati fra Z_i e Z_o
in cui NON SEMPRE $\frac{Z_i}{Z_o} \gg 1 \rightarrow$ **ATTENUAZIONE DEL SEGNALE**



L'**effetto pelle** (in inglese *skin effect*) è la tendenza di una corrente elettrica alternata a distribuirsi dentro un conduttore in modo non uniforme: la sua densità è maggiore sulla superficie ed inferiore all'interno.

Questo comporta un aumento della resistenza elettrica del conduttore particolarmente alle alte frequenze. In altre parole, una parte del conduttore non viene utilizzata: è come se non esistesse. Questo comporta maggiore dissipazione di potenza a parità di corrente applicata o una minore corrente a parità di tensione applicata

Cavi coassiali

sono cavi **SCHERMATI** con una **FITTA MAGLIA DI RAME** (perché hanno flessibilità)

Schermo **BUONO** per le **BAIXE FREQUENZE**

ALTISIME " (sopra 100 kHz) e **EFFETTO PELLE**

NON OTTIMO a frequenza **INTERMEDIE**

↳ **CAVO A DOPPIA SCHERMATURA**
CAVI FATTI PASSARE ENTRO UN TUBO DI RAME, CONGIUNTI

NELLE SITUAZ. STANDARD IL CAVO COAX SETIPUCE È SUFFICIENTE

Velocità di trasmissione DIPENDE DAL DIELETTRICO

Valore tipico ($\div \frac{1}{\sqrt{\epsilon}}$) $v_{\text{RET}} = 66\%$ c

CAVI RITARDAANTI $v \sim 1\%$ c

Caratteristiche importanti di un coax

impedenza } per unità di lunghezza
capacità

massima tensione trasportabile (per: cavi per H.V.)

Table 16.1 Properties of Coaxial Cables^a

	Insulating Material	Cable Diameter (cm)	Characteristic Impedance (ohms)	Signal ^b Propagation	HV Rating	Cable Capacitance (pF/m)	Signal Attenuation per Meter	
							MHz	dB
RG-8/U	Polyethylene	1.03	52	0.659	5000	96.8	100 400	0.066 0.154
RG-11/U	Polyethylene	1.03	75	0.659	5000	67.3	100 400	0.066 0.138
RG-58/U	Polyethylene	0.50	53.5	0.659	1900	93.5	100 400	0.135 0.312
RG-58C/U	Polyethylene	0.50	50	0.659	1900	100.1	100 400	0.174 0.413
RG-59/U	Polyethylene	0.61	73	0.659	2300	68.9	100 400	0.112 0.233
RG-62/U	Semisolid polyethylene	0.61	93	0.840	750	44.3	100 400	0.102 0.207
RG-174/U	Polyethylene	0.25	50	0.659	1500	101.0	100 400	0.289 0.656
RG-178/U	TFE teflon	0.18	50	0.694	1500	95.1	400	0.951
Double Shielded Coaxial Cables								
RG-9/U	Polyethylene	1.07	51	0.659	5000	98.4	100 400	0.062 0.135
RG-223/U	Polyethylene	0.52	50	0.659	1900	101.0	100 400	0.157 0.328

NESSUN CAVO È UNA LINEA DI TRASMISSIONE PERFETTA

Perdite dissipative: attenuazione e distorsione dell'impulso
(soprattutto le componenti ad alta frequenza)

↳ TRASCURABILI per lunghezze \approx qualche 10 m

↳ a parte impulsi con velocità molto veloce

ES: Impulso con salita di ~ 1 ns trattato per 3 m di cavo "LENO" distorto in modo VISIBILE (oscilloscopio)

LA SCHERMATURA SERVE ANCHE PER CONNETTERE TUTTI GLI CHASSIS
all'una GND.

Grand Loop corrente DC che circola nella schermatura per garantire il POTENZIALE DI TERRA COMUNE

↳ LE FLUTTUAZIONI DI TALE E POSSONO INDURRE DEL RUMORE NEL CAVO

Tecnica corretta: • tutti gli stamenti con RIFERIMENTO DI MASSA interno

• Se alimentati a rete LA MASSA DEVE COINCIDERE con quella di alimentazione

• tutte le alim. devono essere collegate ad un UNICO DISTRIBUTORE (ad es. barella)

• La presa di corrente dev'essere 1 sola, meglio se su un CIRCUITO DI DISTRIB. DEDICATO (alim. filtrata)

Sorgenti di disturbo : segnali di **TRANSIENTE**
(accensioni, spegni m., spunto inizi...)
INDOTTI sulle schermature dei coax,
COMPUTERS (monitor in particolare)
disturbi ad **ALTA FREQUENZA**

METODO DI ABBATTIMENTO DEL RUMORE IN MODO COMUNE

- Pre in configurazione **DIFFERENZIALE**
- 2 COAX IDENTICI, INTRECCIATI, AI 2 INPUT DEL PRE
 - 1 porta il segnale, l'altro NON È CONNESSO AL RIVELATORE
 - ↳ **GRAN PARTE DEI DISTURBI APPARIRANNO IDENTICI SU ENTRAMBI I CAVI E VERRANNO PERTANTO ELIMINATI DAL PRE DIFFERENZ.**

IMPEDENZA CARATTERISTICA E RIFLESSIONE DEL SEGNALE

2 CASI ESTREMI: (A) Transmiss. di segnali LENTI o a BASSA FREQ.
(B) VELOCI ALTA

Tempo di transito tipico in coax: 5 ns/m

↳ se $t_{rise} > t_{trans} \rightarrow$ impulso lento
 $\leq \rightarrow$ veloce (es: scint. plastici)

↳ su CENTINAIA DI METRI, anche altri vj. hanno imp "veloci"

(A) Proprietà del coax:

- resistenza serie. Trascurabile purché $L <$ centinaia di m
- capacità verso massa: $50 - 100 \text{ pF/m}$

nella connessione al pc dev'essere + piccola possibile
perché si somma a C_{det}

③ Z_0 : IMPEDENZA CARATTERISTICA

Dipende da: - tipo di dielettrico
- diametri conduttore centrale e schermo

NON dipende dalla L

È pari alla R_t con cui bisogna terminare il coax perché un impulso di tensione a gradino si è trasmesso **SENZA RIFLESSIONE** (simile a un cavo con $L \rightarrow \infty$)

Se $L \neq \infty$ e $R_t = \infty \rightarrow$ impulso **RIFLESSO** di pari ampiezza

$R_t = 0 \rightarrow$ IDEM MA DI SEGNO OPPOSTO

Se il cavo è connesso a della strumentazione $R_t = R_{in}$

Se R_{in} troppo grande \rightarrow **SITUNT TERMINATOR IN //**
(tappo da 50Ω in molti standard)

$\rightarrow R_t = R_{in} \parallel R_{SHUNT}$ è giusta!

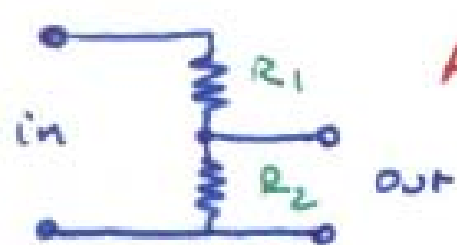
Per questo spesso la strumentazione per il trattamento di

impulsi veloci ha $R_{in} \approx R_{out} = 50 \Omega$ (= 93Ω nell'altro standard di imp. caract. x coax.)



ATTENUATORI DI SEGNALE

• Modo semplice:



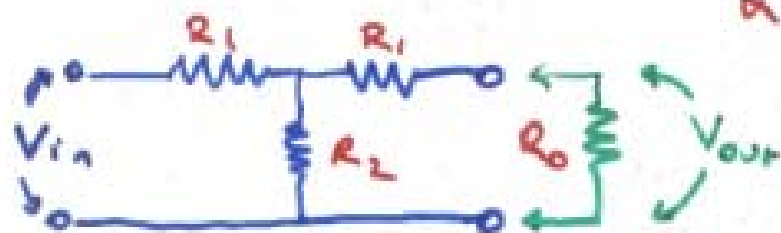
$$A = \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$

Ad A.F. devo però porre in conto che
 $Z_0 \ll R_1$ $Z_L \gg R_2$

In realtà ci sono comunque pb per segnali con $\tau \leq 100\text{ns}$

ATTENUAZIONE NON LINEARE \rightarrow DISTORSIONE DELL'IMPULSO

• Attenuatore a T



$$\alpha = \frac{1}{A} = \frac{V_i}{V_o}$$

$$R_1 = R_0 \frac{\alpha - 1}{\alpha + 1}$$

$$R_2 = R_0 \frac{2\alpha}{\alpha^2 - 1}$$

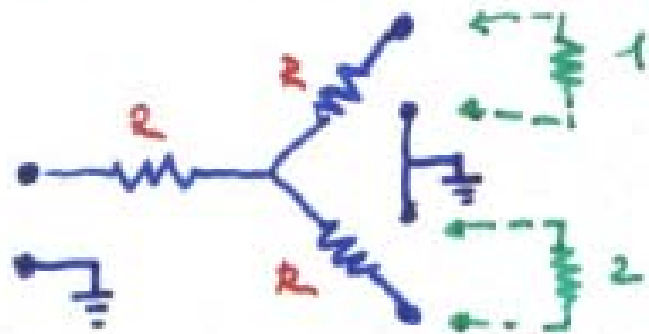
Le impedenze d'ingresso e d'uscita sono uguali e pari a R_0

\uparrow resistenza d'ingresso del componente a cui viene trasmesso il segnale

Un attenuatore così può essere usato anche per impulsi con $\tau \gg \text{ns}$

Per un corretto "matching" con i coax si sceglie $R_0 = 50\Omega$ ($\approx 93\Omega$)

DOPPIAMENTO DEL SEGNALE



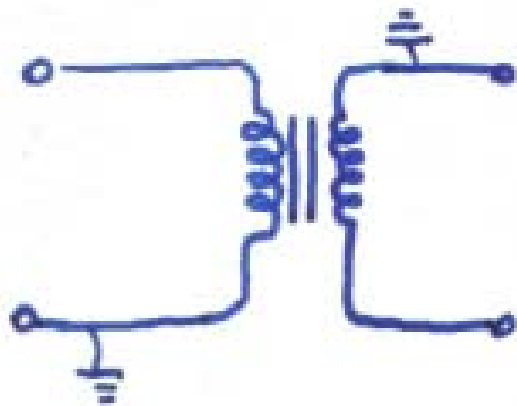
CON SEGNALI LENTI: semplice "T"

CON SEGNALI VELOCI

$R = 16.6 \Omega$ per avere l'accopp. carico a 50Ω

IL SEGNALE SPLITTATO È $\frac{1}{2}$ DELL'ORIGIN.

TRASFORMATORE INVERTENTE



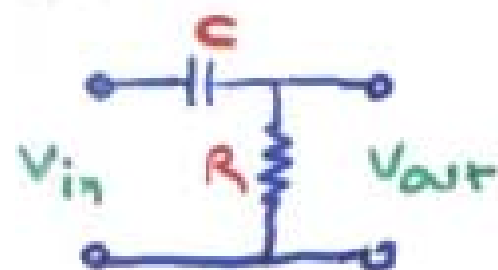
Serve ad invertire la polarità di un segnale, purché esso non diventi di $\sim 100 \Omega$

Altimenti si inverte la polarità con circuiti "ad hoc"

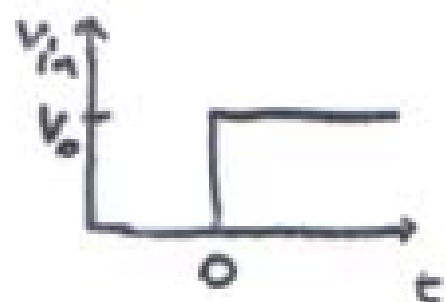
FORMATURA DELL'IMPULSO

Differenziatore CR o FILTRO PASSA ALTO

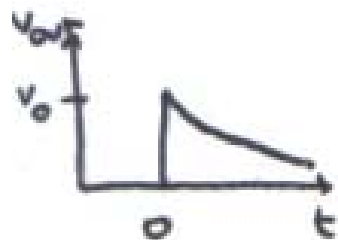
Formule



$$V_{in} = \frac{Q}{C} + V_{out} \quad (\tau = RC)$$



$$V_{out} \begin{cases} \approx \tau \frac{dV_{in}}{dt} & \text{purchè } \tau < t_{tot} \\ \approx V_{in} & \text{se } \tau \text{ grande} \end{cases}$$



In particolare

① se $V_{in} = V_0 \sin \omega t$

$$A = \frac{\omega \tau}{\sqrt{1 + (\omega \tau)^2}}$$

$\rightarrow V_{out} = A \cdot V_0 \sin(\omega t + \theta)$ $\theta = \arctan\left(\frac{1}{\omega \tau}\right)$

A.F. $\omega \tau \gg 1$ $A \approx 1$ NON SENTONO IL FILTRO

B.F. $\omega \tau \ll 1$ $A \approx 0$ SONO ATTENUATE DAL FILTRO

SE $\omega = 0$ NESSUN SEGNALE È TRASMESSO

\rightarrow LE TENSIONI IN CONTINUA NON PASSANO

② se $V_{in} = \begin{cases} V_0 & t \geq 0 \\ 0 & t < 0 \end{cases} \rightarrow V_{out} = V_0 e^{-t/\tau}$

Rappresenta la formazione di un segnale

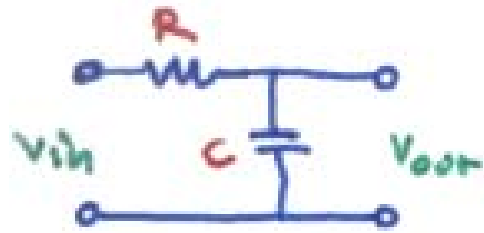
VELOCE con CODA LUNGA

Nb IL RISE TIME NON È DIFFERENZIATO

VIENE SOLO TAGLIATA VIA LA CODA LUNGA

L'AMPIEZZA È MANTENUTA purché $\tau \ll \tau_{rise}$

Integratore AC o FILTRO PASSA BASSO



Formule

$$V_{in} = \tau \frac{dV_{out}}{dt} + V_{out}$$

ecco perché "integratore"

$$V_{out} \approx \begin{cases} \frac{1}{\tau} \int V_{in} dt & \text{se } \tau \text{ è grande rispetto} \\ & \text{alle costanti di tempo} \\ & \text{dell'impulso} \\ V_{in} & \text{se } \tau \text{ è piccolo} \end{cases}$$

In particolare

① Se $V_{in} = V_0 \sin \omega t$

$$A = \frac{1}{\sqrt{1 + (\omega\tau)^2}}$$

$$\rightarrow V_{out} = A \cdot V_0 \sin(\omega t + \theta)$$

$$\theta = \arctan(\omega\tau)$$

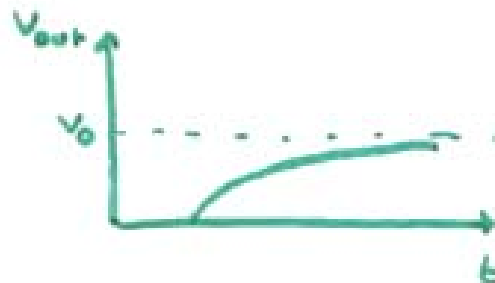
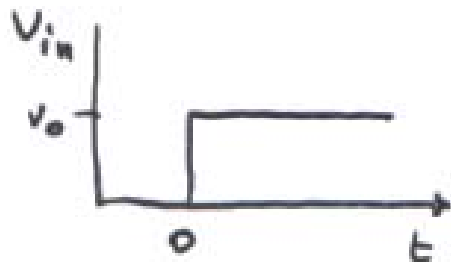
A.F. $\omega\tau \gg 1$ $A \approx 0$ SONO ATTENUATE DAL FILTRO

B.F. $\omega\tau \ll 1$ $A \approx 1$ NON SENTONO IL FILTRO

Se $\omega = 0$ (V e I in DC) il segnale non sente il filtro

②
$$V_{in} = \begin{cases} V_0 & t \geq 0 \\ 0 & t < 0 \end{cases}$$

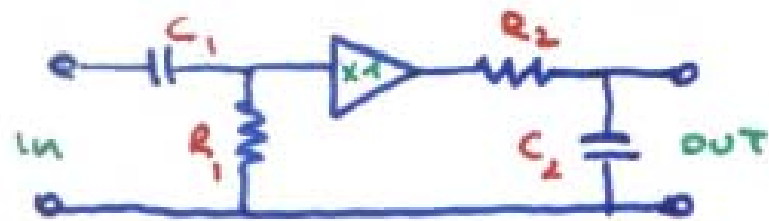
$$\rightarrow V_{out} = V_0 (1 - e^{-t/\tau})$$



L'INTEGRAZIONE MATEMATICA DI UN GRADINO È UNA RAMPA

Qui inizia come una rampa, ma, su scale di tempi lunghi τ non è più \gg ed il segnale tende a V_0

Formatura CR-RC



Filtro CR : $\tau_{rise} \approx 0$ pochi punti di campionamento del Massimo

Inoltre tutto il rumore ad A.F. passa indisturbato

CONVIENE ASSOCIARE ALLO STADIO CR UNO STADIO RC

Se fra i 2 si pone un OP. AMP. con $G = 1$ IDEALE (cioè $R_i = \infty$ $R_o = 0$) i 2 sistemi sono **SVINCOLATI** e la risposta ad un gradino è

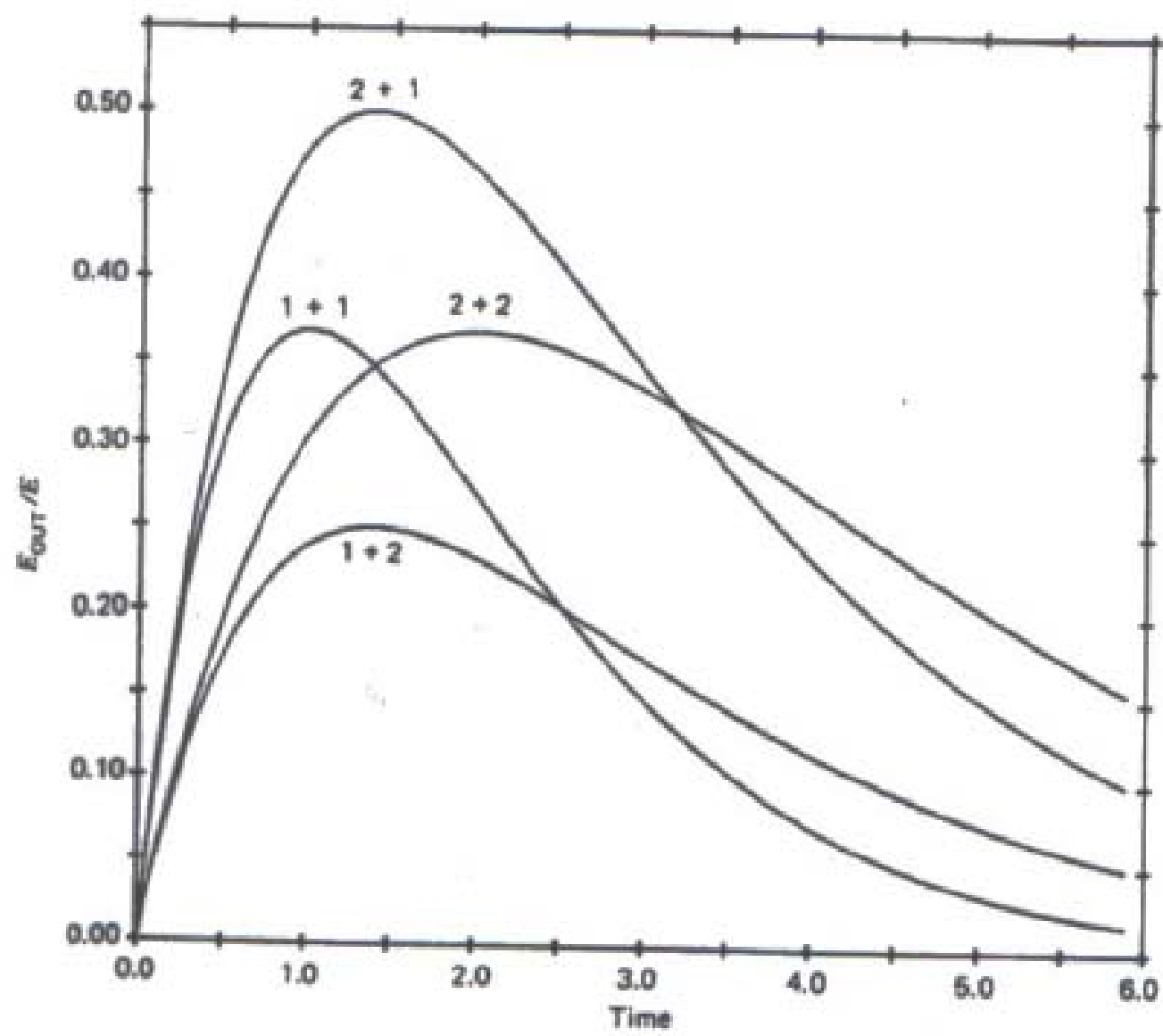
$$V_{in} = \begin{cases} V_0 & t \geq 0 \\ 0 & t < 0 \end{cases} \rightarrow V_{out} = V_0 \frac{\tau_1}{\tau_1 - \tau_2} (e^{-t/\tau_1} - e^{-t/\tau_2})$$

$$\text{se } \tau_1 = \tau_2 \rightarrow V_{out} = V_0 \frac{t}{\tau} e^{-t/\tau}$$

La scelta delle costanti di tempo per la formatura deve tener conto di:

- tempo di raccolta delle cariche (**DEFICIT BALISTICO**)
- rumore elettronico (**deterioramento della FWHM**)
- eventuali pb di pile-up

LE RICHIESTE SU τ SONO IN CONTRAPPOSIZIONE



Formatura GAUSSIANA o CR - (RC)ⁿ

$$V_{in} = \begin{cases} V_0 & t \geq 0 \\ 0 & t < 0 \end{cases} \xrightarrow[\tau]{1 \text{ solo}} V_{out} = V_0 \left(\frac{t}{\tau} \right)^n e^{-t/\tau}$$

$n=4$: già POC DIFFERENZA con una GAUSSIANA VERA

- Il massimo è raggiunto in un tempo pari a $n\tau$ (PEAKING TIME)
- A parità di P.T. tra formatura gaussiana e semplice CR-RC la 1ª recupera la linea di base + in fretta (bene per il pile-up)
- Migliore rapporto $S/N \rightarrow$ SPESSO PREFERITA

Formatura con FILTRO ATTIVO

Invece di usare circuiti passivi, si progettano filtri con componenti attivi (diodi, transistor, ...)

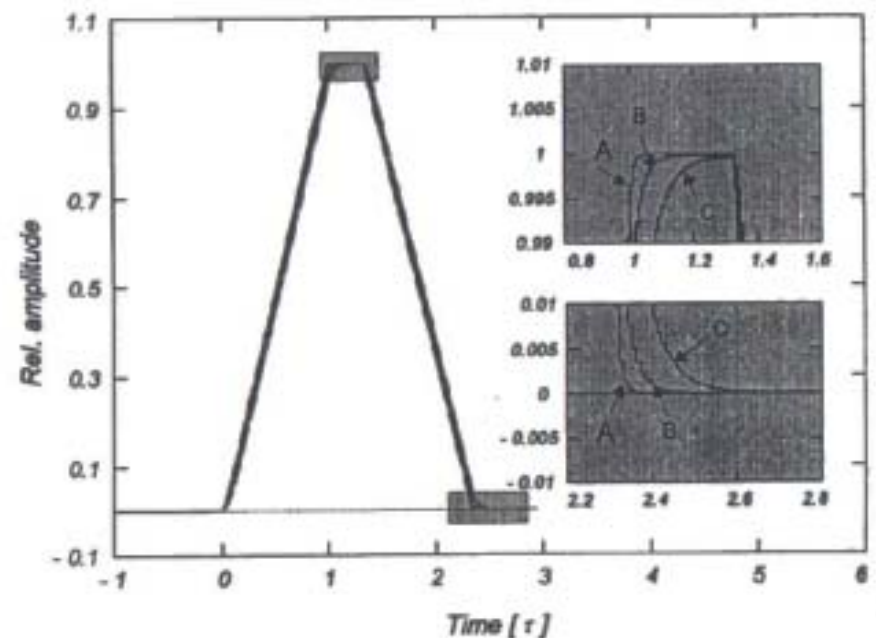
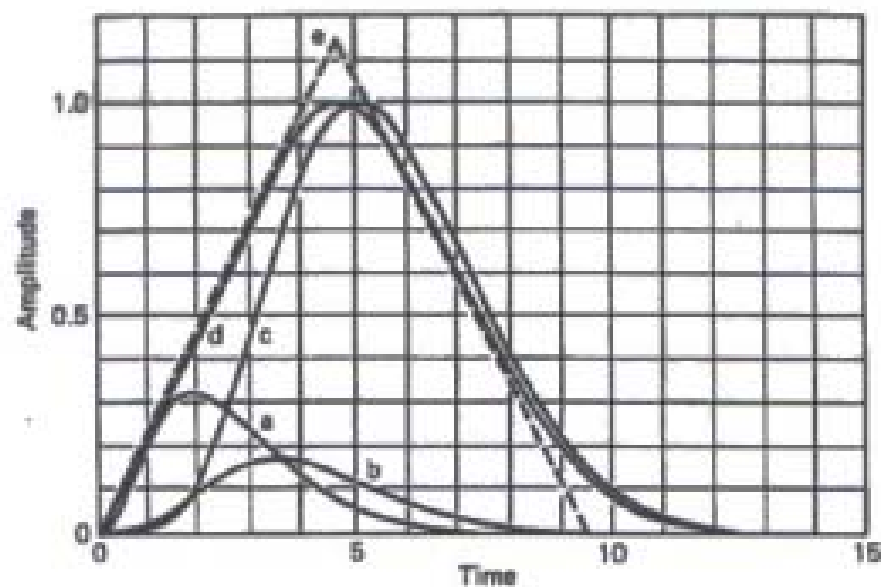
↳ RISULTATI ANALOGHI

Formatura TRIANGOLARE ① o TRAPEZOIDALE ②

- ① Ha dei vantaggi rispetto alla formatura gaussiana ma può essere ottenuta SOLO con una **SERIE DI FILTRI ATTIVI**
- ② serve nei casi con **RISETIME VARIABLE**: ci si garantisce di far arrivare comunque al MASSIMO tutti i segnali

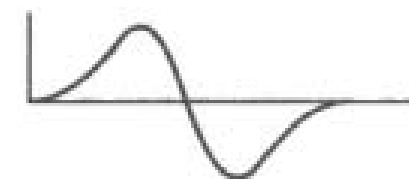
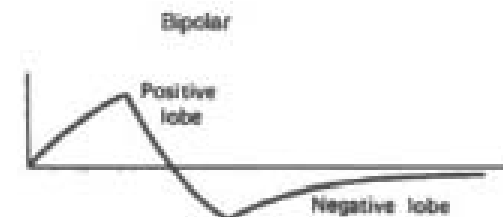
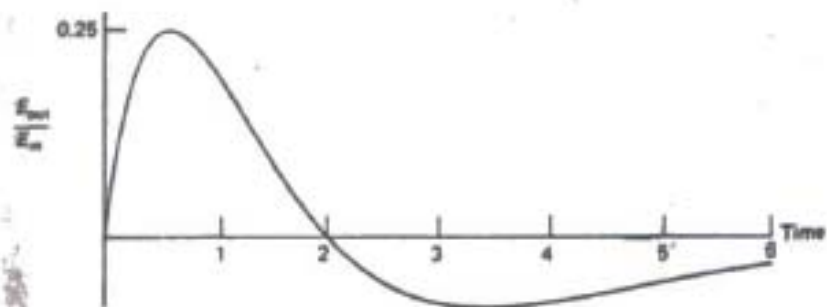
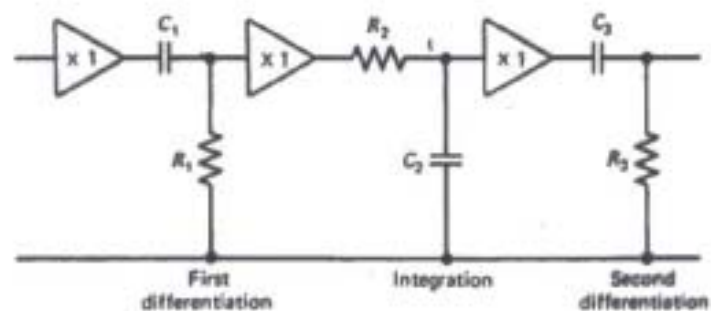
MOLTO IMPORTANTE per rivelatori con \neq tempi di RACCOLTA DELLE CARICHE

Può essere ottenuto sia con **CIRCUITI ANALOGICI** che con **TECNICHE DIGITALI**



Formatura CR-RC-CR o di DOPPIA DIFFERENZIAZIONE

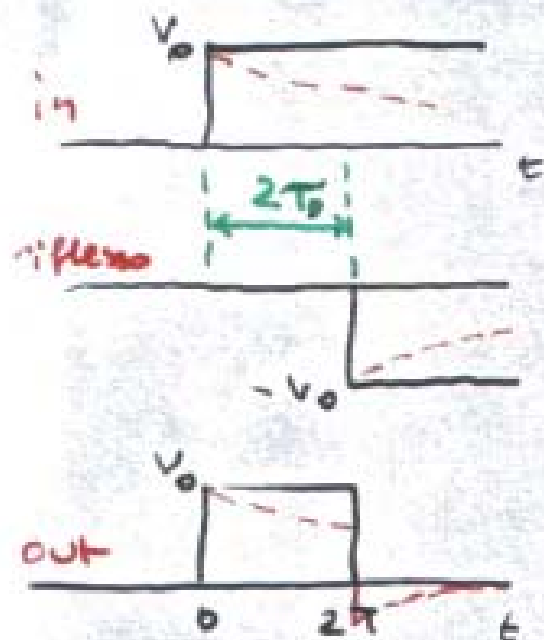
Dei forma BIPOLARE all' impulso. Usata solo per ALTI RFTC



Formatura con SINGOLA LINEA DI RITARDO (SDL) (con $R_t = 0$)



⇒ cavo dev'essere **ABBASTANZA LUNGO** perché il τ_0 sia lungo rispetto al τ_{rise} dell'impulso
 ↑ tempo di propagazione



Il capo connesso a IN deve avere $Z_t = R_{caratt.}$

se l'accoppiamento al circuito d'ingresso è tramite un OP, AMP, con $A=1$ basta porre

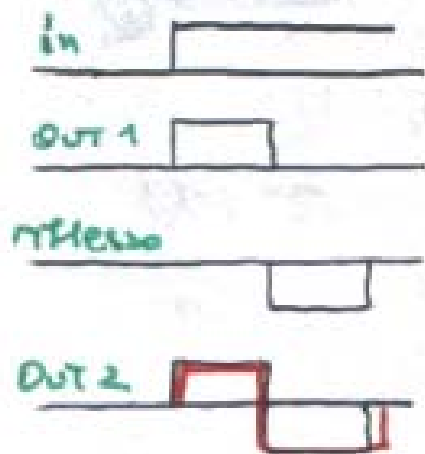
$$Z_0 = R_{caratt.}$$

Caso $\tau_0 \gg \tau_{rise}$ Un impulso a gradino deve essere seguito da un impulso che amplifichi di lunghezza pari a $2\tau_0$ (tipicam. $\frac{1}{2} \mu s$)

Caso $\tau_{decay} \gg \tau_0$ Undershoot, che può essere eliminato se $\tau_{decay} = \text{cost}$ di imp
 → Basta ATTENUARE l'imp. riflesso alzando opportunamente $R_{t_{inf}}$ (sempre $\leq R_{caratt.}$)

FORMATURA USATA PER RIGUARDARE LA LUNGHERZA DI IMP. CON $\tau_{rise} \sim ns$

Formatura con DOPPIA LINEA DI RITARDO (DDL)



simile al SDL ma ora dopo ad imp. BIPOLARI

ovviamente τ_0 delle 2 linee di ritardo dev'essere =

$L_{ob1} + e -$ EFFETTIVAMENTE identici $\rightarrow \langle V \rangle_{DC} = 0$

Non filtra le A.F \rightarrow rapporto $\frac{f_N}{f_{max}}$ migliore che per filtri con RC \rightarrow NON si usa con vis. ad alta risoluzione

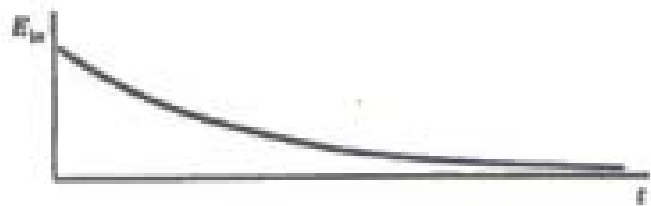
CANCELLAZIONE DI POLO ZERO

Nella REALTÀ non abbiamo a che fare con dei GRADINI ma con degli ESPONENZIALI CON τ_{pr} MOLTO LUNGI

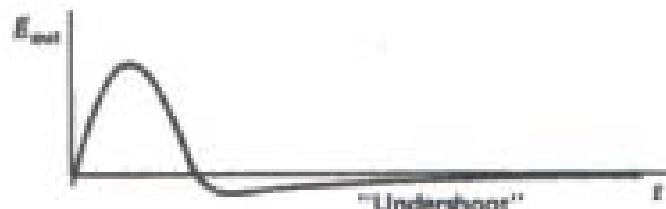
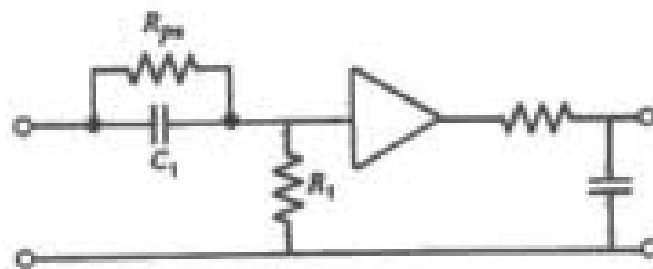
\rightarrow (es) CR-RC: UNDERSHOOT che recupera seguendo τ_{pr} (450 ns)

\rightarrow p.b per la forma degli IMPULSI SUCCESSIVI

si può dimostrare che l'undershoot può essere eliminato inserendo in // alla C_1 una R_{p2} REGOLABILE che viene VARIATA mentre si osservano gli imp. (4 volte la regolazione è automatica)



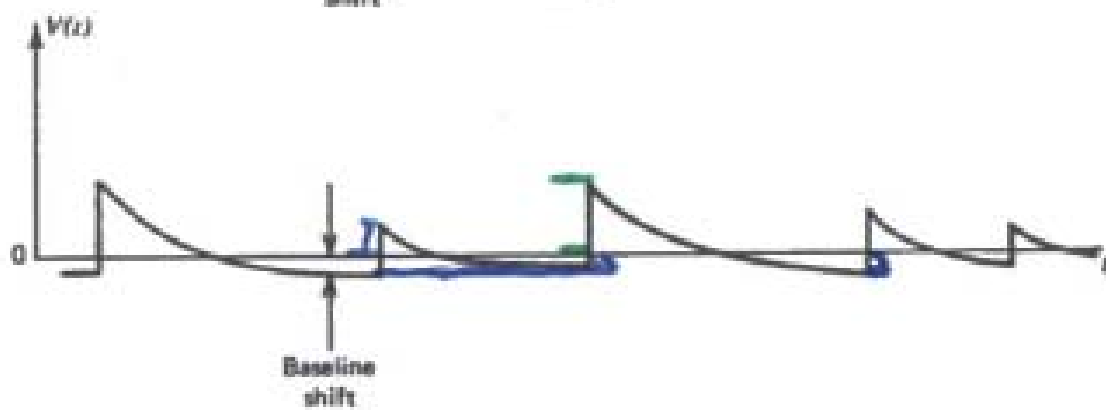
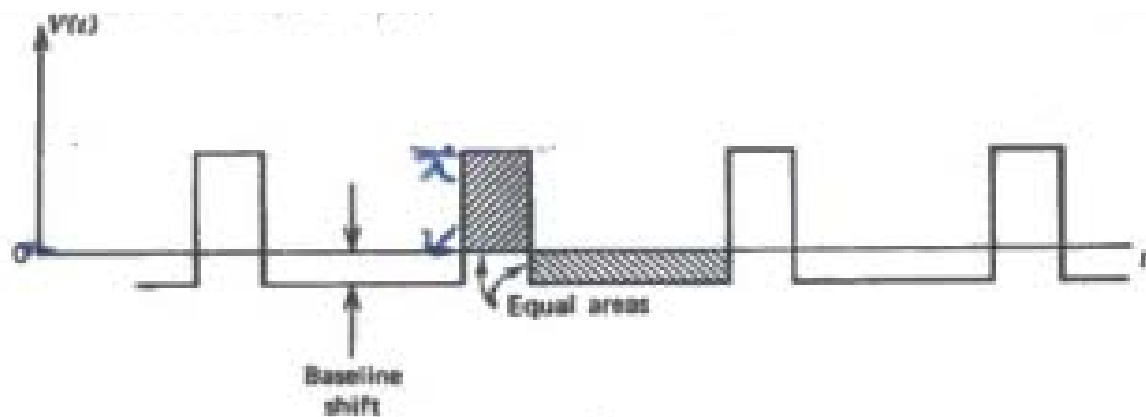
(a)



(b)



(c)



SPOSTAMENTI DELLA LINEA DI BASE

Qb presente < TRENTO D'ITALIA

Poiché in CR-RC $\langle V_{DC} \rangle = 0$ perché $I_{DC} = 0$ per forza,
la linea di base DEVE VARIARE in modo tale da garantire

area positiva dell'impulso \equiv area negativa

Quindi il valore di riferimento $V=0$ rispetto al quale si calcola
l'ampiezza dell'impulso non è più corretto (non coincide con
la linea di base)

Caso 1 Impulsi IDENTICI EQUISPACIATI

→ lo spostamento della l.d.b. è COSTANTE

→ SE NE PUÒ TENER CONTO

Caso 2 situat. reale: impulsi di \neq altezza, spaziatosi poissonianam.

→ lo spostamento della l.d.b. VARIA CONTINUAMENTE

→ NON POSSO TENERNE CONTO FACILMENTE

~~soluzione~~ FORTIFICAZIONE BIPOLARE anziché unipolare

↳ LA LINEA DI BASE NON VIENE SPOSTATA

PERÒ ∇ N PEGGIORE → UNIPOLARE per bassi rate
BIPOLARE per alti rate

oppure ACCOPPIAMENTO IN DC

↳ rischi di offset che variano nel tempo
(anche se molto piccoli, sono amplificati dal pre!)

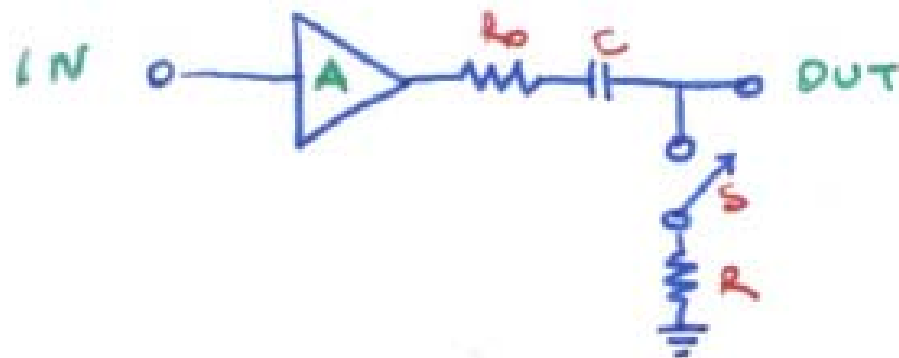
↳ se c'è un CR successivo → l'accoppiamento non viene
in AC comunque

oppure **RISTABILIMENTO DELLA LINEA DI BASE**
(con BYPRODUCT la riduzione del rumore a D.F. ed il microfonismo da vibrazioni)

IDEALMENTE è come se dopo ogni impulso dividessi un interruttore per riportare la l.d.b. a 0 con $\tau = (R_0 + R)C$

IN REALTÀ si usano dei 51001 ed un circuito non lineare più complesso

Attenzione se DOPO il ristabilimento viene aggiunto un altro stadio con accoppiamento capacitivo, ci si riporta nella situazione precedente



R_0 resistenza di output dell'OP, ATRP. con $A=1$ che chiude la catena di trattamento e formazione del segnale subito prima dell'ADC

R resistenza serie equivalente all'interruttore

C capacità di accoppiamento con l'ADC