

Trigger e Acquisizione Dati in Esperimenti di Fisica delle Particelle

P. G. Innocenti, CERN

26, 27 e 28 aprile, 2, 3, 4 e 5 maggio 2006

Programma

- Introduzione *lezione 1*
- Caratteristiche dei segnali prodotti dai rivelatori di particelle:
sensibilità, tempo di risposta, forma e livello del segnale
- Trattamento del segnale:
discriminatore
convertitore analogico-digitale (*ADC*)
filtri analogici e digitali
tempo morto, latenza e *pipelining*
Esempi: Camere proporzionali (*MWPC*) *lezione 2*
Time Projection Chamber (TPC)
Pixels *lezione 3*
- Osservazioni su *VLSI* e resistenza alla radiazione

PGI 2006 lect_1 1

Programma (segue_1)

- Tramissione dei segnali: *lezione 4*
cavi coassiali, *twisted pairs*, fibre ottiche
attenuazione, tempo di salita, immunità al rumore
- Logica semplice di *trigger*: *lezione 5*
coincidenza
busy e tempo morto
- Classificazione dei metodi di *trigger*
- Organizzazione di un *trigger* a molti livelli
analisi di un *trigger* a due livelli
Regions of Interest (RoI)
misura del tempo morto totale
- Elementi di teoria delle code *lezione 6*
latenza, tempo morto
- Affidabilità dei sistemi *lezione 7*
cenni alla teoria del rinnovamento

PGI 2006 lect_1 2

Programma (segue_2)

- Commutatori (*switches*) *lezione 8*
architetture e tecnologie
bloccaggio
code in ingresso e in uscita
organizzazione e regolazione del traffico
- *Event building* *lezione 9*
architetture "*push*" e "*pull*"
regolazione del flusso
- Architetture di processori *lezione 10*
- Metodi di *pattern recognition* *lezione 11*
algoritmi globali e locali
- Compressione dati *lezione 12*
senza perdita d'informazione (*lossless*)
con perdita d'informazione (*lossy*)

PGI 2006 lect_1 3

Referenze di base

Tecniche di rivelazione di particelle:

G. F. Knoll, Radiation Detection and Measurements, 3rd ed.,
Wiley 2000

Tecnologie delle reti per trasmissione dati:

D. P. Bertsekas and R. G. Gallager, Data Networks, 2nd ed.,
Prentice Hall, 1992

Referenze generali

Corsi recenti che coprono una parte importante della materia di queste lezioni e mettono in evidenza altri aspetti:

- Clara Gaspar, Trigger and Data Acquisition,
CERN Summer Students Lectures 2002
<http://agenda.cern.ch/askArchive.php?base=agenda&categ=a034503&id=a034503%2F+transparencies%2FCGaspar.pdf>

PGI 2006 lect_1 4

- Sergio Cittolin, ICFA 2001 Instrumentation School
<http://cmsdoc.cern.ch/cms/TRIDAS/html/GenTalks.html>

- Paris Sphicas, Trigger and Data Acquisition Systems, CERN Summer Student Lectures 2004
<http://agenda.cern.ch/askArchive.php?base=agenda&categ=a042488&id=a042488/transparencies>
<http://agenda.cern.ch/askArchive.php?base=agenda&categ=a042489&id=a042489/transparencies>

- Paris Sphicas Trigger and Data Acquisition Challenges at the LHC, CERN Academic Training 2002/03
<http://cmsdoc.cern.ch/cms/TRIDAS/html/GenTalks.html>
<http://cdsweb.cern.ch/search.py?recid=609711&ln=en>

Introduzione

Per costruire un *trigger* si usano principalmente tre tipi di informazione:

- **correlazioni temporali** dei segnali, realizzate con **coincidenze** e ritardi
- riconoscimento di **topologia** nello spazio
- misure di **energia**

I segnali nei rivelatori sono prodotti tanto da particelle cariche quanto neutre con meccanismi diversi.

Segnali di **fotoni**:

- scintillazione
- luminescenza
- luce di Cherenkov
- radiazione di transizione
- radiazione di sincrotrone

Segnali **elettrici**:

- ionizzazione in un gas
- ionizzazione in un semiconduttore
- fotoemissione
- emissione secondaria

In generale i segnali ottici sono trasformati ben presto in segnali elettrici, per esempio con fotomoltiplicatori o con fotodiodi, per associarli ad altri segnali elettrici.

Rari sono i casi in cui i segnali ottici forniscono direttamente un *trigger* (es. Cherenkov a soglia e differenziale)

Anche l'assenza di segnale, in condizioni controllate, può essere un indizio utile, come nella misura dell'energia dei muoni misurando il percorso in un materiale pesante o nella rivelazione di particelle neutre

Il segnale effettivamente disponibile dipende dalle proprietà del rivelatore:

Sensibilità

Capacità di produrre un segnale utilizzabile per il tipo di radiazione e l'energia in esame

Dipende da:

- a) sezione d'urto della reazione nel rivelatore;
- b) massa del rivelatore;
- c) rumore irriducibile del rivelatore e dell'elettronica associata;
- d) materiale che circonda e protegge il volume sensibile.

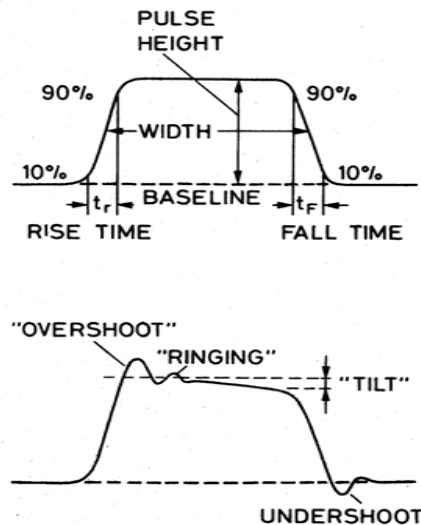
Efficienza

assoluta : tien conto di quanti eventi prodotti (in generale fuori dal rivelatore) sono rivelati. Dipende principalmente dalla geometria

intrinseca (al tipo di rivelatore): indica quanti eventi che sono entrati nel rivelatore sono visibili (registrabili)

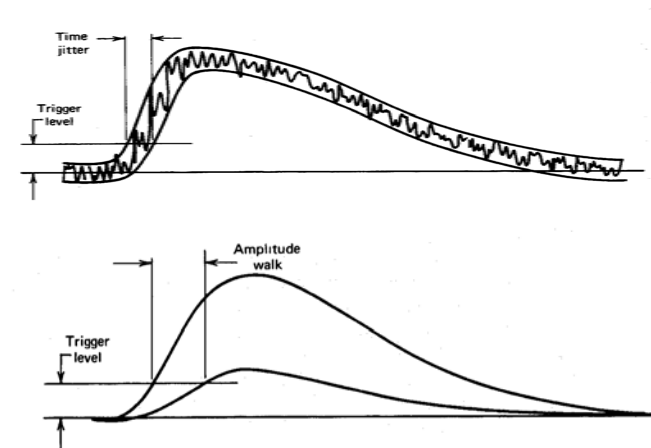
Forma del segnale

Terminologia



PGI 2006 lect_1 9

Tempo di salita, "jitter" e "walk"



Tempo di decadimento, coda, "undershoot"

PGI 2006 lect_1 10

Risposta in energia

In generale i rivelatori forniscono informazione sulla quantità di energia depositata.

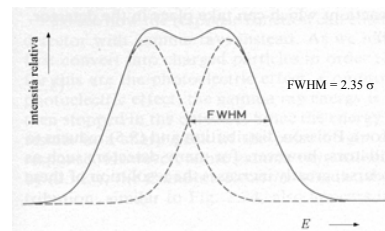
La risposta dipende dal tipo di particella: può essere lineare (in un certo intervallo) o di più difficile interpretazione

La risposta dipende anche dall'energia totale depositata, per esempio una sola particella a ionizzazione minima che attraversa il rivelatore o uno sciame da 100 GeV completamente assorbito: linearità e saturazione

Risoluzione in energia:

Larghezza della distribuzione ottenibile sperimentalmente inviando un fascio monocromatico nel rivelatore:

$\Delta E/E$ si misura in **FWHM**.



PGI 2006 lect_1 11

Risposta in energia (cont.)

Migliora quando l'energia aumenta, grazie alla statistica di tipo Poisson, proporzionale a $E^{-1/2}$. Code di Landau!

La particella ionizzante può attraversare il rivelatore perdendo solo una frazione della sua energia (dE/dx) ovvero è assorbita depositando tutta l'energia: nel secondo caso la risoluzione è migliore (fattore di Fano)

Tempo di risposta

Determina la prontezza secondo cui un segnale è disponibile.

Tempo morto

Tempo necessario al rivelatore a "digerire" l'evento. In generale è in relazione colla durata dell'impulso prodotto, ma altri aspetti possono essere importanti, come la ionizzazione residua o il tempo necessario a ristabilire il valore dell'alta tensione.

PGI 2006 lect_1 12

Trattamento del segnale

Un segnale elettrico generato da un rivelatore necessita amplificazione per essere usato nelle operazioni successive. (questo non è il caso di un segnale ottico rivelato da un fotomoltiplicatore)

E' quindi necessario un **preamplificatore**

Preampificatori sono usati per:

- aumentare il livello di segnali piccoli
- fornire la potenza per la trasmissione dei segnali a distanza conservando la forma del segnale
- senza aggiungere rumore

Di solito sono montati vicino al rivelatore

Tre tipi di preamplificatori:

- di **tensione**
- di **corrente**
- di **carica**

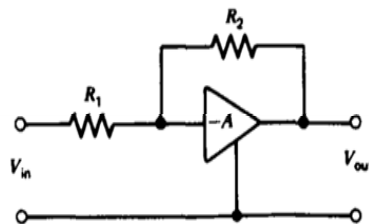
I preamplificatori di corrente richiedono bassa impedenza del generatore di segnale e non sono adatti ai rivelatori di particelle che in generale hanno alta impedenza di uscita.

Preampificatore di tensione

Amplifica la tensione V_{in} applicata all'ingresso.

Siccome i rivelatori di particelle sono piuttosto dei generatori di carica Q , la tensione V_{in} si forma caricando la capacità totale C_{tot} , somma della capacità intrinseca del rivelatore più ogni altra capacità parassita:

$$V_{in} = Q/C_{tot}$$

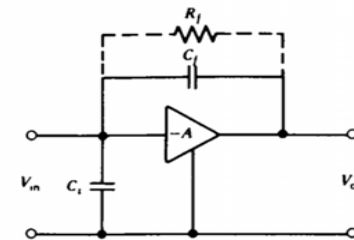


Assume $A \gg R_2/R_1$

$$V_{out} \cong -\frac{R_2}{R_1} V_{in}$$

Preampificatore di carica

L'idea è di integrare la carica sul condensatore C_f



Assume $A \gg (C_i + C_f)/C_f$

$$V_{out} = -A V_{in}$$

$$V_{out} = -A \frac{Q}{C_i + (A+1)C_f}$$

$$V_{out} \cong -\frac{Q}{C_f}$$

La tensione di uscita V_{out} è data da $V_{out} = -Q/C_f$

quindi indipendente dalla capacità d'ingresso

Per scaricare C_f tra un impulso e l'altro bisogna mettergli una resistenza in parallelo: questa provoca una coda esponenziale.

Rumore

Rumore intrinseco del rivelatore

Rumore intrinseco dei semiconduttori nell'amplificatore

Identificati come *signal noise* e *shot noise*

Entrambi sono legati alla natura statistica dei fenomeni e dipendono dalla corrente che transita nell'elemento.

Rumore nelle resistenze dovuto all'agitazione termica (*Johnson noise*).

Esiste anche in assenza di corrente

Rumore di sistema (*flicker noise*)

Dipende dalla configurazione geometrica e dall'ambiente

PGI 2006 lect_1 17

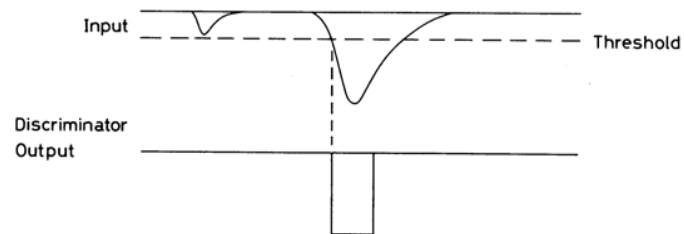
Discriminatore

Il segnale in uscita da un preamplificatore contiene informazione tanto temporale quanto in ampiezza e forma.

Il tempo di un evento è fissato dal fronte di salita del segnale.

Un **discriminatore** riceve l'impulso in ingresso e produce un segnale di uscita al momento in cui il segnale supera una soglia predeterminata. Il segnale di uscita è un segnale logico, quindi di ampiezza normalizzata, di larghezza fissa (regolabile)

PGI 2006 lect_1 18



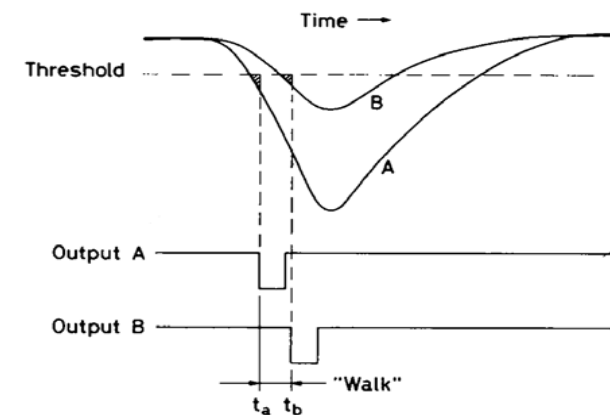
La risoluzione di due impulsi successivi in ingresso (*double pulse resolution*) è dell'ordine di qualche nanosecondo.

È importante che il ritardo dell'impulso di uscita rispetto a quello in ingresso sia indipendente dall'ampiezza e dalla forma di quest'ultimo.

PGI 2006 lect_1 19

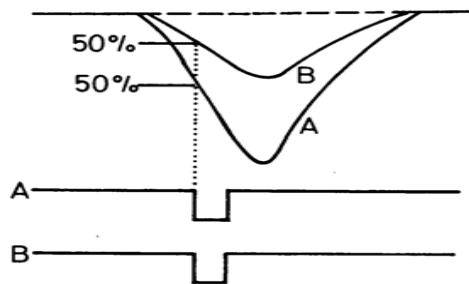
Metodi di *trigger* del discriminatore:

leading edge (LE)

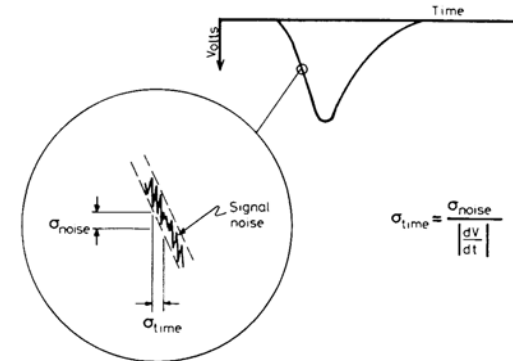


PGI 2006 lect_1 20

constant fraction (CF)

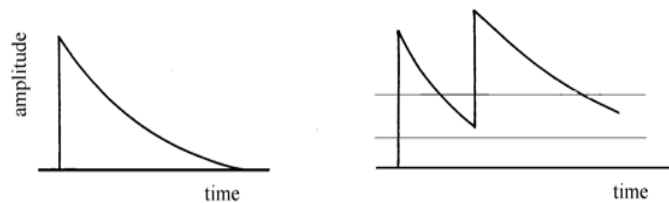


Oltre al *walk c'* è anche un *jitter* intrinseco alla natura fisica del segnale e al rumore del preamplificatore: dipende dalla pendenza del fronte di salita in ingresso.
In più, ci sono fluttuazioni di soglia del discriminatore



Pileup

Il segnale prodotto dal preamplificatore ha una coda. Se un nuovo segnale arriva durante la coda si può avere *pileup*



Due eventi successivi sono separabili dal discriminatore se

- la loro distanza è superiore alla *double pulse resolution*
- la coda sotto il secondo evento è compatibile colla soglia

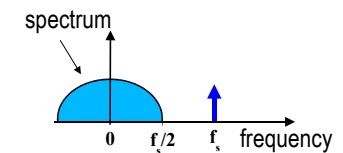
Convertitore analogico digitale (ADC o A/D)

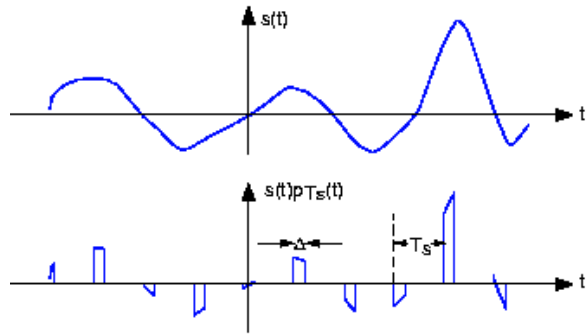
Vantaggi della trasformazione di un segnale analogico a digitale:

- meno sensibile a rumore, crosstalk etc.
- il trattamento digitale è rapido e programmabile
- l'informazione è facilmente registrabile

Nella trasformazione si perde informazione perchè il segnale è misurato con una **frequenza di campionamento (*sampling*) limitata:**

un ADC con frequenza di campionamento f_s permette di preservare lo spettro di frequenze del segnale d'origine fino alla frequenza di taglio $f_s/2$ (*sampling theorem*, Nyquist, Shannon)





Convertitore analogico digitale (ADC o A/D)

ogni misura ha un **errore di "quantizzazione"**

A = ampiezza massima (*full scale*) del segnale

n = numero di *bits*

$LSB = \text{Least Significant Bit}$

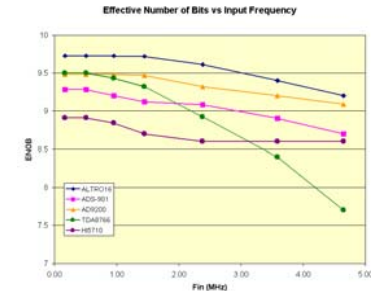
$LSB = A/2^n$

es.: ADC 8 bits, 1V Ampiezza *Full Scale*

Risoluzione (LSB) = $1/2^8 = 3.9 \text{ mV}$ (0.39%)

ENOB = Effective Number Of Bits

Rumore, differenze tra i circuiti interni, dipendenza dalla frequenza di conversione etc. riducono il numero di bits significativi rispetto al numero nominale.



Convertitore analogico digitale (ADC o A/D)

Peak sensing

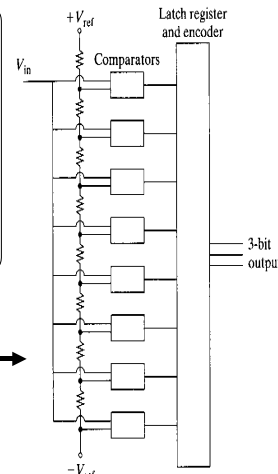
registra l'ampiezza massima dell'impuls in una finestra di tempo stretta

Charge sensitive

registra la carica dell'impulso durante una finestra predeterminata

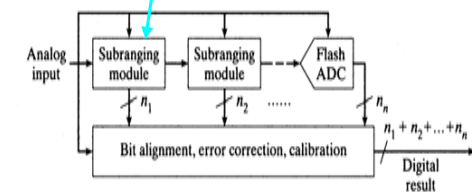
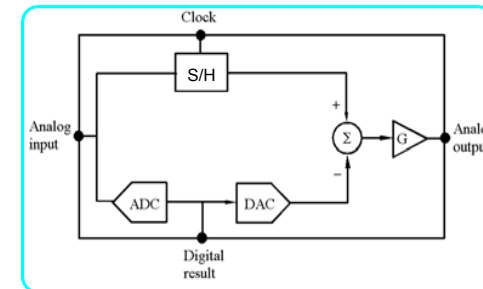
Flash

La tensione da misurare è presentata simultaneamente a 2^n comparatori, dove n è la precisione dell' ADC in *bits*



Subranging (pipelined)

La tensione da misurare è presentata ad un *flash ADC* a bassa risoluzione. Il risultato rappresenta i *bits* più significativi della misura: è usato per produrre una tensione (DAC) che è sottratta dalla tensione di ingresso, mantenuta da un *sample and hold* durante il tempo di conversione. La differenza è inviata ad un *secondo flash ADC*



che determina il gruppo di *bits* successivi, coi quali si produce una tensione che è sottratta dalla tensione di ingresso. La differenza è inviata ad un terzo *flash ADC*....e così via.

E' rapido come un *flash ADC*, ma introduce un ritardo (latenza) secondo il numero di stadi.

Il miglior compromesso velocità, dissipazione, prezzo

Ramp (Wilkinson)

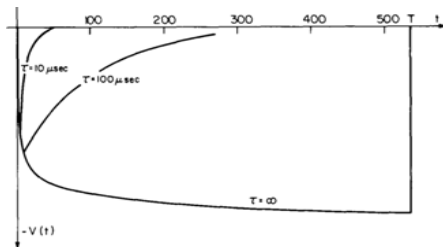
Si contano i cicli di un oscillatore durante il tempo necessario a caricare un condensatore, con una sorgente di corrente costante, fino alla tensione di ingresso che si vuol misurare.

Successive approximations

- Il campo utile di misura dell' ADC va da 0 ad A : lo si divide in due intervalli uguali.
- Se la tensione da misurare si trova nell'intervallo inferiore, il *bit* più significativo è 0.
- Se la tensione da misurare si trova nell'intervallo superiore, il *bit* più significativo è 1: si sottrae dalla tensione di ingresso una tensione uguale a $A/2$.
- La metà del campo utile di misura si divide in due intervalli uguali e si determina dove cade la tensione da misurare (eventualmente) ridotta di $A/2$.
- Se è nell'intervallo inferiore, il secondo *bit* è 0
- Se è nell'intervallo superiore, il secondo *bit* è 1.....e così via

Filtri

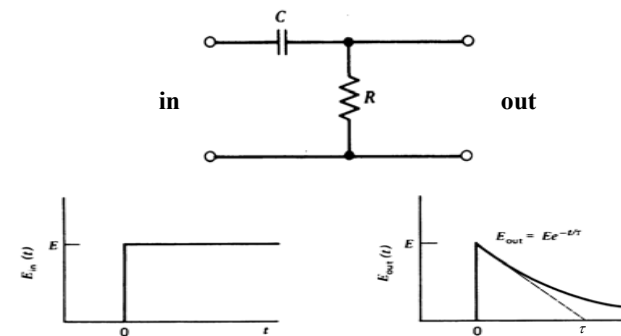
Il segnale prodotto dal rivelatore e amplificato dal preamplificatore può essere troppo lungo per essere utilizzato nelle operazioni successive. Per esempio, il segnale prodotto da un contatore proporzionale presenta un tempo di salita molto rapido dovuto al movimento degli elettroni e degli ioni intorno al filo di anodo dove il campo elettrico è elevato, ma ha una durata tipicamente di $500 \mu s$ a causa del movimento lento di *drift* degli ioni verso il catodo.



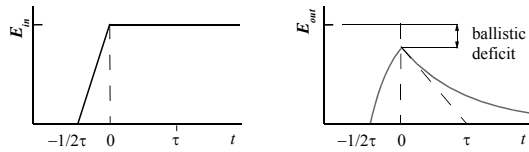
E' quindi necessario modificarne la forma (*shaping*), preservandone le caratteristiche interessanti, come il tempo di salita.

Differenziazione CR o filtro passa alto

Permette alle frequenze più alte di passare, quindi conserva il tempo di salita, se breve rispetto alla costante RC del filtro. La coda decresce esponenzialmente

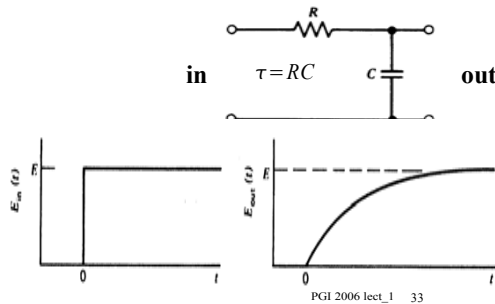


Se il tempo di salita non è piccolo rispetto alla costante RC del filtro, il picco del segnale di uscita è più basso (*ballistic deficit*): nella figura, il tempo di salita lineare è metà della costante di tempo della differenziazione



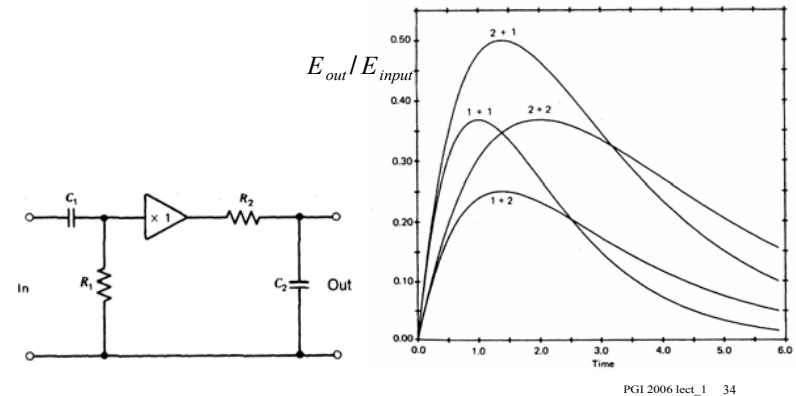
Integrazione RC o filtro passa basso

Migliora le condizioni di rumore eliminando le alte frequenze



Shaping CR-RC o filtro passa banda

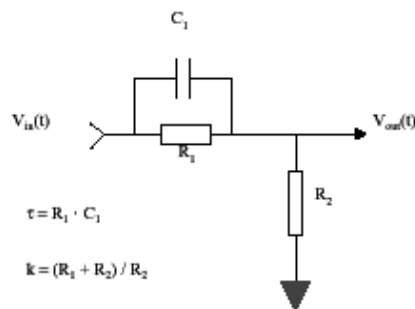
Differenziazione seguita da integrazione entrambe di costante τ (1+1 in figura; i tempi sono misurati in unità di τ); 1+2 e 2+1 quando una costante di tempo è doppia dell'altra; 2+2 entrambe le costanti sono 2τ



Filtro pole-zero

L'impulso di uscita del preamplificatore ha una coda esponenziale che può prolungarsi fino all'impulso successivo, provocando uno spostamento della linea di base (*pileup*). La coda deriva dalla forma dell'impulso di ingresso e dalla differenziazione imposta per adeguarsi al ritmo dell'orologio.

La coda dell'impulso può approssimarsi con la somma di tre o più esponenziali. Sia τ la costante di decadimento di una delle componenti esponenziali.



$$F_1(s) = \frac{1 + s \cdot \tau}{k + s \cdot \tau}$$

Il filtro permette di cancellare la componente se le costanti della funzione di trasferimento sono scelte opportunamente. La funzione di trasferimento del filtro è una funzione "algebraica" che moltiplica la trasformata di Laplace del segnale di ingresso e produce la trasformata di Laplace del segnale di uscita.

Se la costante $R_1 C_1$ del filtro è uguale a τ , il parametro k della funzione di trasferimento può essere scelto, variando R_2 , in modo che quella componente esponenziale sia cancellata. Aggiungendo (convoluzione) altri filtri dimensionati opportunamente si possono cancellare anche le altre componenti esponenziali.

La funzione ottenuta da questo filtro analogico può essere realizzata anche con un filtro digitale.

Filtri digitali

Un ADC rapido all'uscita del preamplificatore (*PreAmplifier Shaping Amplifier, PASA*) produce una sequenza di valori x_n che rappresentano tutta (cfr. Nyquist) l'informazione contenuta nell'impulso.

L'informazione contenuta nella sequenza può essere corretta e compressa usando filtri digitali.

Un filtro digitale è un operatore che applicato ad una sequenza di ingresso x_n produce una sequenza di uscita y_n , usando informazioni di ingresso precedenti ed eventualmente anche informazioni di uscita precedenti.

$$y_n = \sum_{i=0}^N a_i x_{n-i} + \sum_{i=1}^M b_i y_{n-i}$$

dove a_i e b_i sono coefficienti costanti

Se la sequenza di ingresso è costituita da un 1 seguito solo da zeri, la sequenza di uscita è la risposta ad un impulso. Se tutti i b_i sono zero, la risposta del filtro ad un impulso si annulla dopo N cicli: si tratta di un filtro **FIR** (*Finite Impulse Response*). Altrimenti il filtro è **IIR** (*Infinite Impulse Response*).

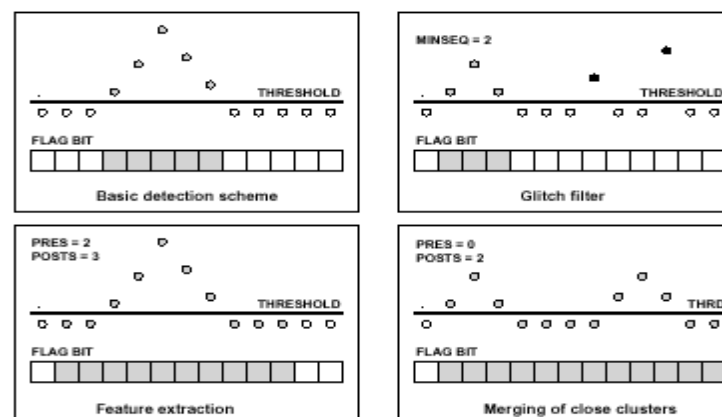
La differenza principale tra filtri analogici e digitali consiste nel fatto che in questi ultimi i dati e i risultati non sono rappresentati da una funzione continua ma da una sequenza. La trasformata di Laplace è sostituita dalla trasformata Z che è una trasformata di Fourier modificata per operare su sequenze anziché funzioni continue periodiche.

La realizzazione di filtri digitali richiede generalmente solo addizioni e moltiplicazioni e si fa con circuiti veloci, per esempio **ALU** (*Arithmetic Logical Unit*).

Con un filtro digitale si può **cancelare la coda** dell'impulso. La procedura di calcolo è simile a quella già esposta.

Si possono fare altre operazioni sul segnale :

- **Definire** il segnale scegliendo il numero minimo di impulsi successivi sopra la soglia
- **Correggere** la linea di base sottraendo una costante
sottraendo un valore calcolato dalle misure precedenti
- **Sopprimere** impulsi brevi dovuti a rumore di sistema
- **Aggiungere** al segnale alcuni impulsi che lo precedono o lo seguono
- **Associare** due segnali separati da un certo numero di impulsi non significativi.



Tutte queste operazioni sono realizzate da filtri successivi.

La velocità di processo segue il ritmo di un orologio, interno o esterno.

Secondo il tipo di dati necessari ad ogni filtro ed il tempo di calcolo necessario, si introduce un ritardo (latenza), in generale piccolo (qualche ciclo di orologio, nanosecondi) rispetto per esempio, al tempo si drift in una TPC (un migliaio di cicli, microsecondi)

Ogni elemento nel processo (rivelatore propriamente detto, elettronica, trasporto del segnale etc) ha un suo tempo morto proprio e i tempi morti individuali si aggiungono l'un l'altro, in modo non ovvio: non esiste un metodo generale per risolvere il problema.

Due esempi illustrano che cosa si può fare.

Supponiamo che l'elemento abbia un tempo morto τ costante per ogni evento. Si distinguono due casi di tempo morto: **non estensibile** e **estensibile**.

Nel primo caso, che è anche chiamato **non paralizzabile**, l'elemento non è sensibile durante il periodo di tempo morto.

Nel secondo caso, che è anche chiamato **paralizzabile**, l'arrivo di un secondo evento durante il tempo morto estende questo periodo di un nuovo tempo τ . Se il tasso di conteggio è elevato l'elemento può essere completamente paralizzato.

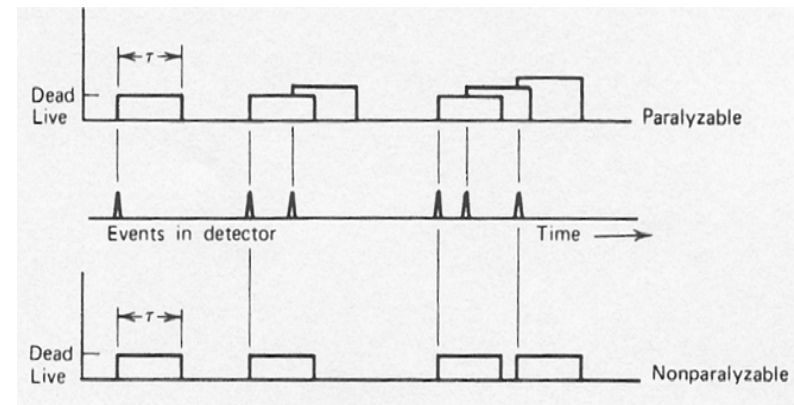
Tempo morto

Il tempo morto (*deadtime*) di un rivelatore è il tempo necessario a trattare un segnale: questo di solito è legato alla durata del segnale prodotto dal rivelatore stesso. Il rivelatore, secondo il tipo, può rimanere sensibile o no ad altri segnali che arrivano durante il tempo morto.

Se non rimane sensibile, ogni evento che arriva durante questo intervallo è perso.

Se rimane sensibile, un evento successivo si accumula all'evento iniziale (*pile-up*), provocando distorsione dei segnali e perdita di informazione per entrambi gli eventi.

Le perdite per tempo morto si ripercuotono sui tassi di conteggio e distorcono la distribuzione dei tempi di arrivo degli eventi. Più precisamente, eventi generati da una sorgente aleatoria non avranno più una distribuzione di Poisson. Se le perdite per tempo morto sono piccole (tassi di conteggio non troppo elevati) le correzioni si possono stimare.



Consideriamo il caso, **non estensibile, non paralizzabile**.

Sia n il vero tasso di conteggio e sia m tasso di eventi registrati. Poichè ogni evento registrato genera un tempo morto τ , nell'unità di tempo si accumula un tempo morto totale* $m\tau$: durante questo intervallo si perdono quindi $nm\tau$ eventi. Il vero tasso è

$$n = m + nm\tau$$

da cui si deduce una formula per stimare il tasso vero n a partire dal tasso osservato m

$$n = \frac{m}{1 - m\tau} \text{ per } m\tau \text{ piccolo } n \sim m(1 + m\tau)$$

Nel caso **estensibile, paralizzabile**, solo gli eventi che arrivano dopo un tempo superiore a τ rispetto all'evento precedente, sono registrati.

Se gli eventi sono **aleatori**, hanno una distribuzione di **Poisson**.

* La quantità adimensionale $m\tau$ è la frazione di tempo in cui il sistema è occupato

Processo stocastico di Poisson

Un processo stocastico $A(t)$, il quale assuma valori interi non negativi nel suo intervallo di definizione $t \geq 0$, è un processo di Poisson se

- $A(t)$ rappresenta il numero di eventi che si sono verificati tra 0 e t , $A(0)=0$ e per $s < t$ $A(t) - A(s)$ rappresenta il numero di eventi nell'intervallo $[s, t]$.
- I numeri di eventi che si registrano in intervalli di tempo disgiunti sono indipendenti
- Il numero n di eventi **in ogni intervallo** di lunghezza τ ha una distribuzione di Poisson con parametro (media) $\lambda\tau$; per qualsiasi t e per $\tau > 0$

$$P[A(t+\tau) - A(t) = n] = \frac{(\lambda\tau)^n e^{-\lambda\tau}}{n!} \quad n=0,1,2,\dots$$

Digressione

Distribuzione di Poisson

La distribuzione di Poisson è una distribuzione **discreta** di probabilità.

Per k intero e positivo, λ costante e positivo, la densità di probabilità è

$$P(k) = \frac{\lambda^k e^{-\lambda}}{k!}$$

Media e varianza sono λ e λ^2 rispettivamente.

$$P(0) = e^{-\lambda} \quad P(1) = \lambda e^{-\lambda} \quad P(2) = \frac{\lambda^2 e^{-\lambda}}{2}$$

λ è il numero medio di eventi nell'unità di tempo, tasso medio. $1/\lambda$ è l'intervallo medio tra due eventi.

Ovviamente $\sum_{n=0}^{\infty} P[A(t+\tau) - A(t) = n] = 1$

Per $n=0$ la forma della distribuzione degli intervalli (**vuoti**) tra l'evento precedente e quello immediatamente successivo è **continua ed esponenziale** $e^{-\lambda\tau}$.

Distribuzione esponenziale

La distribuzione esponenziale è una distribuzione **continua**.

La sua densità di probabilità è (normalizzazione!) $\lambda e^{-\lambda\tau}$.

Media e varianza sono $1/\lambda$ e $1/\lambda^2$ rispettivamente.

fine della digressione

Se il tasso medio è n , la distribuzione degli intervalli tra due eventi è esponenziale

$$P(t) = n \exp(-nt)$$

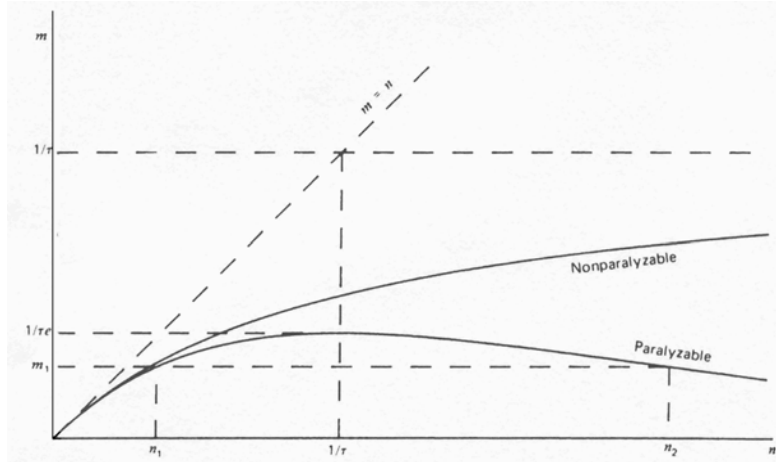
La probabilità che sia $t > \tau$ è

$$P(t > \tau) = \int_{\tau}^{\infty} n \exp(-nt) dt = \exp(-n\tau)$$

Perciò il tasso m di eventi osservati è la frazione degli n eventi che soddisfa la relazione precedente, ossia

$$m = n \exp(-n\tau) \quad \text{per } m\tau \text{ piccolo } n \sim m(1 + m\tau)$$

Il vero tasso di eventi n si trova risolvendo (numericamente) l'equazione precedente.



In pratica un sistema:

- può annoverare elementi a comportamento estensibile e non estensibile, o ancora diverso.
- il tempo morto può variare secondo il tasso di conteggio, la forma degli impulsi etc.

In mancanza di meglio, una soluzione spesso consiste ad aggiungere artificialmente al sistema un tempo morto relativamente lungo e con comportamento conosciuto.

Misura del tempo morto

Il metodo tradizionale, importato dalla fisica nucleare, è quello delle **due sorgenti**.

Applichiamolo al caso non estensibile come esempio.

Supponiamo che n_1 e n_2 siano i veri tassi di conteggio per ciascuna delle due sorgenti e m_1 , m_2 e m_{12} siano i tassi osservati con le sorgenti individualmente e insieme.

$$n_1 = \frac{m_1}{1 - m_1 \tau}; \quad n_2 = \frac{m_2}{1 - m_2 \tau}; \quad n_1 + n_2 = \frac{m_{12}}{1 - m_{12} \tau}$$

Eliminando n_1 e n_2 si ottiene

$$\tau = \frac{m_1 m_2 - [m_1 m_2 (m_{12} - m_1)(m_{12} - m_2)]^{1/2}}{m_1 m_2 m_{12}}$$

La debolezza del metodo sta nella differenza tra due grandi numeri per il calcolo di τ e nell'ipotesi di assenza di rumore di fondo.

Il principio è quello di misurare m per diversi valori di n , per poter calcolare τ .

Si può applicare alle alte energie variando l'intensità del fascio incidente o la luminosità, proporzionali a n , e portando in grafico i valori di m in funzione dell'intensità o della luminosità.

La tangente all'origine della curva di m in funzione di n rappresenta il caso di tempo morto nullo. Il tempo morto effettivo si trova misurando gli scostamenti dalla tangente e riferendosi alle formule per i casi non paralizzabile e paralizzabile.

Altri metodi impiegano **generatori di impulsi** e permettono una misura delle perdite dovute a tempo morto principalmente dell'elettronica.

L'analisi degli effetti di *pileup* è simile a quella del tempo morto. Si possono identificare le due situazioni: non paralizzabile e paralizzabile. In assenza di speciali accorgimenti, il sistema è paralizzabile

Nel caso di *pileup* sulla coda la separazione degli impulsi al di là della quale non c'è *pileup* dipende dalla costante di *shaping*, e dal trattamento del segnale con filtri. Inoltre il secondo segnale è raramente inutilizzabile e una deconvoluzione è possibile.

Il caso di *pileup* dei picchi è meno probabile, ma più difficile da correggere.

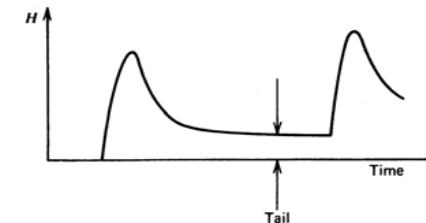
- Si può accettare un evento doppio credendolo un evento semplice.
- Se l'evento doppio è riconosciuto come tale e scartato, si perdono due eventi.
- Se accettato, la deconvoluzione quando è possibile, è poco precisa.

Pileup

Quando nello stesso canale di acquisizione due impulsi si seguono separati da un intervallo troppo breve si ha *pileup*.

Due casi:

- Sovrapposizione del secondo impulso sulla coda del primo: l'ampiezza del secondo impulso è falsata.



- Confusione dei picchi dei due impulsi: non si riesce a distinguere se si tratta di uno o due impulsi.

Pipelining

Per evitare o ridurre il tempo morto può essere necessario conservare l'informazione sotto forma di una sequenza di impulsi ordinata e sincrona, per poter identificare più tardi gli elementi che appartengono a ciascun evento, per esempio in presenza di *pileup*. Gli impulsi nel *pipeline* possono essere analogici o digitali

Cavo.

Semplice, rapido, preciso, non richiede sincronizzazione esterna, affidabile, ingombrante, caro

Shift register analogico cfr. CCD

Richiede un *sampling* all'ingresso e restituisce ciascuna elemento analogico del segnale in uscita. La lettura in uscita può essere lenta e introduce un tempo morto. Compatto, poco caro. Sono necessari circuiti periferici in ingresso (orologio, *sampler*) e in uscita.

Circuiti attivi

Un circuito attivo, per esempio un *inverter*, ripete il segnale di ingresso con un ritardo. Una catena di circuiti attivi funziona come un *pipeline* digitale.

Distorsione del segnale in uscita

Esempio: *meantimer*

Memoria

Funziona come uno *shift register* digitale.

Richiede *sampler* e ADC all'ingresso. Grande disponibilità di circuiti periferici: Trattamento digitale dei segnali di uscita immediato.

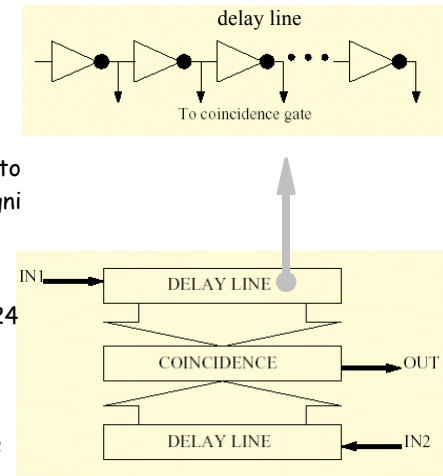
MEANTIMER

Genera la media dei ritardi di due impulsi successivi.

Serve a trovare il tempo di transito in uno scintillatore letto con un fotomoltiplicatore ad ogni estremità.

E' realizzato con due linee di ritardo, per es. Lecroy NIM 624 o scaricando un condensatore, per es. Caen VME V706.

$\max \{|IN1 - IN2|\}$ 16 - 30 ns
risoluzione 0.2 - 0.5 ns



Referenze per la lezione 1

• Generali

W. R. Leo, Techniques for Nuclear and Particle Physics Experiments, 2nd ed., Springer 1994

G. F. Knoll, Radiation Detection and Measurements, 3rd ed., Wiley 2000

H. Spieler, Tutorials, <http://www-physics.lbl.gov/~spieler/>, per es. Radiation Detection and Signal Processing, Un. Heidelberg Oct. 2000

• Trattamento del segnale, rumore, ADC:

lezioni di F. Anghinolfi in ELEC- 2005, Electronics in High Energy Physics, CERN Technical Training

<http://humanresources.web.cern.ch/humanresources/external/training/tech/special/ELEC2005.asp#Winter>

• Filtri digitali

K. Sayhood, Introduction to Data Compression, 2nd ed., Morgan Kaufmann (Academic Press) 2000

• Tempo morto

J. W. Müller, Dead-time Problems, NIM 112 (1973), 47-57