

Electronic Design for Biomedical Instrumentation

Anche i seminari fanno parte del metenzile richiesto all'esame.

Esempio: solo orale con 2 domande una sulla prima e una sulla seconda parte.

Potenziali biologici:

c'è una ddp tra l'esterno e l'interno di una cella, questa ddp è dovuta a un passaggio diioni negli ion channels

La ddp differenziale generata dal cuore genera un segnale di tensione piccissimo mentre il corpo si trova a una common mode di alcuni volt. Quindi ci sono una decine di CMRR.

La cosa bella dei circuiti biologici è la banda infatti vogliamo banda piccola \approx KHz. Il problema di cui è che per avere una T nell'ordine di ms per avere KHz dobbiamo usare resistenze molto elevate, questo perché i condensatori regoli IC non possono essere troppo grandi.

Il problema è che è difficile fare tante resistenze dell'ordine di M Ω sui chip. Allora usiamo dei trick (switched capacitor ecc...)

In pratica anzio e scienziato il condensatore, se lo faccio velocemente ho che posso considerare una corrente media (la corrente è la corrente che scorre il circuito) e quindi ricavo il valore di una resistenza equivalente.

$$I = \frac{\Delta Q}{T} = \frac{\Delta V \cdot C}{T} \quad R_{eq} = \frac{\Delta V}{I} = \frac{\Delta V}{\frac{\Delta V \cdot C}{T}} = \frac{1}{Cf_x}$$

Durante la vita del pece metterò ho che la batteria cala in tensione devo trovare un modo per aumentare la tensione.

Il modo più facile per farlo è cercare il condensatore con la batteria e poi mettere questo condensatore in serie alla batteria così in uscita ho 2Vbat. Naturalmente ho una corrente da mi stanco il condensatore quindi devo switchare tra cercare e mettere in serie il condensatore.

La cochlea è dipendente dalla frequenza, in particolare il suono viene convertito in diversi punti della cochlea dipendentemente dalla frequenza. Perciò quando abbiamo un impianto cocleare dobbiamo dividere i segnali d'ingresso nelle diverse componenti d'ingresso.

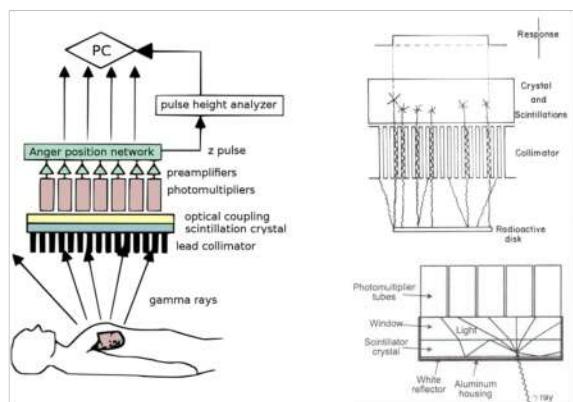
Medicina nucleare: la sorgente di radiazioni è messa nel corpo

Radiologia: la generazione di radiazioni è esterna al corpo, il corpo fa solo da blocco o meno delle radiazioni.

SPECT: Genera raggi gamma il problema è che questi vengono emessi allo stesso tempo 3 griglie che prendono solo i raggi gamma che arrivano alla griglia con un determinato angolo (piccolo) così possiamo ricavare dov'era la sorgente

PET: Positive emission Computed Tomography. Non generiamo più un solo raggio gamma ma quando "il positrone si annichilisce con un elettrone" questo fa sì che si generino 2 raggi gamma in direzioni opposte così posso rilevare i 2 raggi gamma e tirare una linea tra i 2 per sapere "il posto". Il vantaggio è che non ho collimatori come nello SPECT.

SPECT ha un effettivo di 10^{-4} mentre PET ha 10^{-2} che è molto meglio.

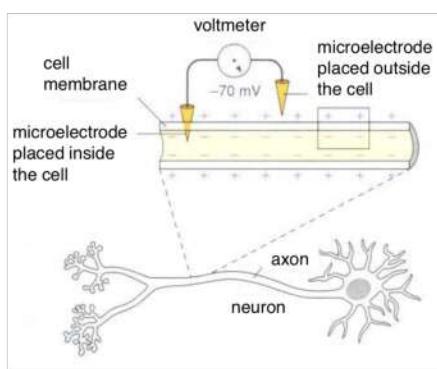


In un sistema del genere io posso ricevere dav'era la mia sorgente rilevando l'impulso di ogni "pixel" del scintillatore. Infatti questo genere luce in tutte le direzioni ma l'impulso maggiore l'urto per quei raggi perduti al senso.

Un'altra cosa fondamentale per la pet è l'intervento di tempo. Infatti devo rilevare in piccolissimo intervallo di tempo per dire che i 2 raggi gamma sono correlati.

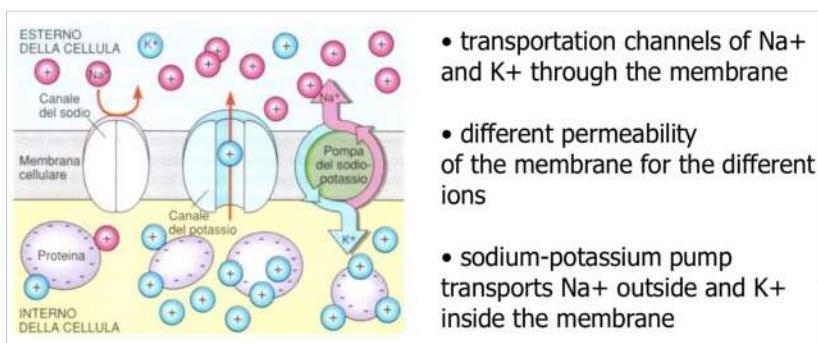
Per leggere le tempistiche dovrò realizzare dei circuiti per avere dei timestamp.

BIO-POTENZIALI



Se spaziamo un neurone abbiamo questo:
Se misurno tra l'interno e l'esterno di questo neurone abbiamo circa -70mV. Questo è chiamato resting potential.

Questo potenzial è dato dalla sodium-potassium pump, della diffusione di ioni (che è conseguenza della sodium potassium pump). A causa di questa diffusione abbiamo un gradiente di tensione.



Abbiamo un esplosivo della membrana.

Nel concentreremo principiamente sugli ioni di potassio e di sodio. Oggi se più presso la membrana attraverso i canali ce possono essere 2 parti o diversi.

La possibilità di permettere il passaggio di ion attraverso la membrana è chiamata permeabilità.

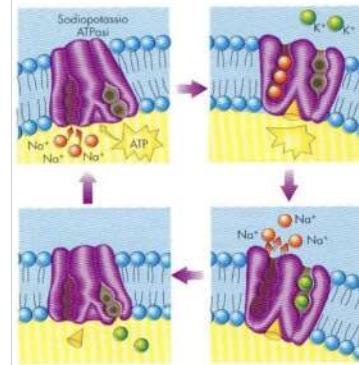
Le pompe funzionano così:

Perché le pompe funzionano sono energia e l'ATP è quello che dà energia.

Praticamente la pompa butta fuori 3ioni di sodio e tira dentro 2ioni di potassio.

Questo crea un'imbilanza che fa sì che c'è un'interno della cellula sia più negativo dell'esterno (faccio uscire + ioni di quelli che tira dentro) Ma nella realtà non è questo l'effetto per cui abbiamo il resting potential.

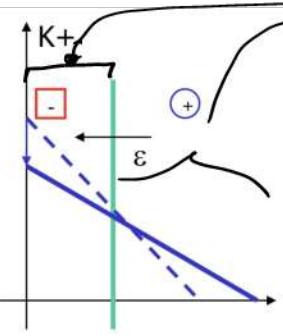
In realtà adesso entro in gioco la diffusione, infatti adesso abbiamo molto potassio dentro la cellula e tanto sodio fuori che vorrebbero diffondersi fuori e dentro la cellula. Tuttavia qui si crea un nuovo bilanciamento dato dalle permeabilità che permette al potassio di uscire ma non al sodio di entrare. Nella cellula c'sono zolle ioni negativi perché di base la cellula è neutra ma dentro essa cellula separiamo di zolle gli ioni di potassio (+).



- 3 Na⁺ ions are transported outside the cell, while 2 K⁺ ions are transported inside

⇒ an accumulation of Na⁺ outside and of K⁺ inside is created
⇒ tendency to have a more negative potential inside

- the energy is provided by the ATP molecule (adenosine triphosphate)

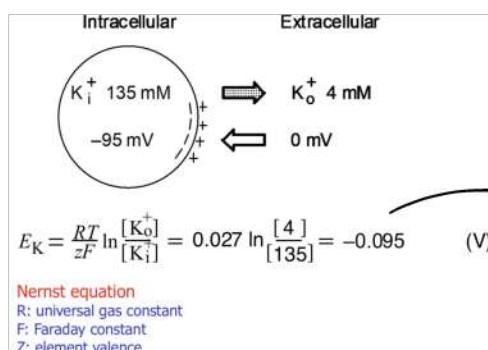


Questo grafico ci mostra il gradiente all'interno e all'esterno della membrana.

La diffusione tenterebbe di farci uscire il gradiente ma se c'è un campo elettrico che ha un segnale negativo all'interno della cellula non ci sopporta. Quindi più potassio esce per diffusione più l'interno della membrana si carica negativamente. Questo porta ad una ddp e un campo magnetico.

Questo campo magnetico aumenta fino a un punto ad un livello che stoppa la diffusione del potassio e arriviamo ad un valore di stabilità, la tensione che oggi in questo caso è chiamata resting potential.

È la stessa cosa di una giunzione PN con la built-in voltage.



Quiabbiamo un esempio di come possiamo calcolare la resting potential. (Nernst equation)

Ma ottengo 95mV e non 70mV, infatti in questo caso abbiamo considerato solo il potassio e non altri elementi.

Se volessimo calcolare altri elementi dobbiamo usare la formula di Goldman-Hodgkin-Katz.

$$E_m = \frac{RT}{F} \ln \frac{P_K[K_o^+] + P_{Na^+}[Na_o^+] + P_{Cl^-}[Cl_o^-]}{P_K[K_i^+] + P_{Na^+}[Na_i^+] + P_{Cl^-}[Cl_i^-]} \quad \text{equation of Goldman-Hodgkin-Katz (GHK)}$$

P_X : membrane permeability to ion X
(es. $P_{Na^+} = 2 \times 10^{-8} \text{ cm/s}$, $P_{K^+} = 2 \times 10^{-6} \text{ cm/s}$)

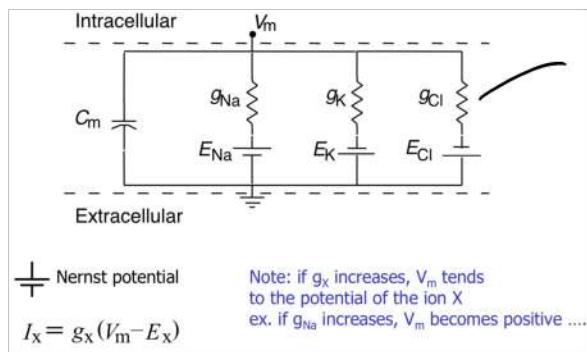
Ion	Extracellular concentration (mM)	Intracellular concentration (mM)	Equilibrium potential (mV)
Na ⁺	145	12	67
K ⁺	4	155	-99
Cl ⁻	120	4	-92

Ricordare i valori di grandezza della permeabilità di potassio e sodio.

Vediamo che il sodio ha permeabilità 2 ordini di grandezza + piccoli di quelli del potassio e perciò potremo dire che non possono trascurare il sodio.

Ma non è così, perché abbiano diverse sovrapposizioni degli effetti.

Questa sovrapposizione degli effetti ci permette di avere un modello elettrico per ogni ion, messo per tutti in parallelo



Dice questo resistenza dipende dalla permeabilità (+ piccola è + il circuito è aperto → g grande)

Abbiamo anche una capacità data dal doppio layer esterno alla membrana.
Possiamo anche fare un modello a parametri distribuiti di questo circuito.

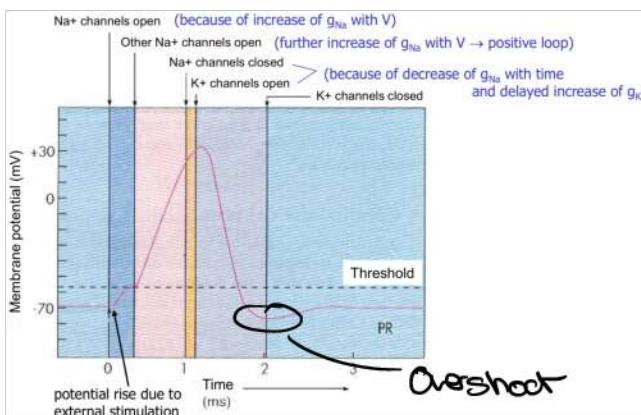
IL POTENZIALE D'AZIONE

c'è detto principalmente da un cambiamento delle conducibilità degli ioni, questo nel nostro modello significa che la resistenza va a diminuirsi sensibilmente

26.02.2022

2h

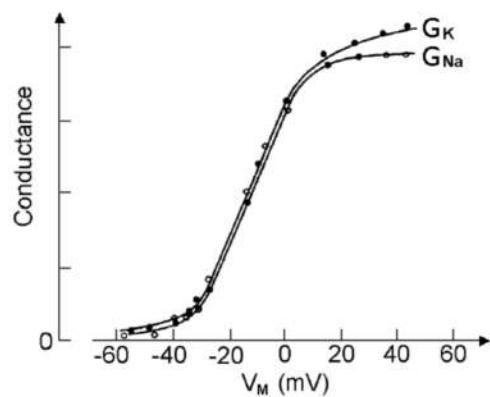
IL POTENZIALE D'AZIONE



Quando uno stimolo di tensione è applicato alla cellula (stimolo da una determinata polarità → stimolo positivo da fuori della cellula)

La situazione cambia e abbiamo un picco delle regole di questo sono le variazioni delle conduttoranze.

Behavior of conductances as a function of membrane potential V_M :

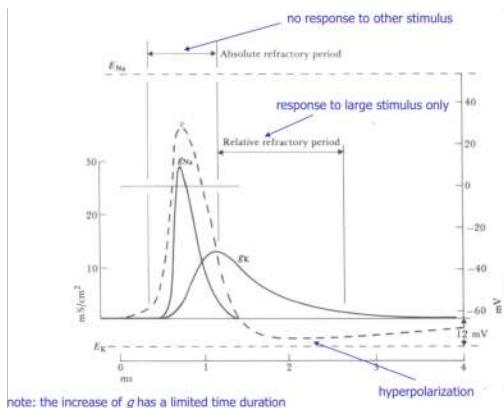


Nel -70mV siamo a 0 vedere che in funzione della tensione aumenta la conducibilità del sodio (il sodio entra nella cellula → stimolo mettendo molti ioni positivi nella cellula e quindi il potenziale della cellula sale e quindi la conducibilità a sua volta aumenta e quindi entra ancora + sodio, sono in un loop positivo) Nella realtà questo meccanismo arriva a una saturazione. Nella realtà anche la conducibilità del potassio aumenta. infatti grazie a questo il potassio esce dalla cellula e questo fa scendere il potenziale della cellula ed è quello che farcelo il potenziale e lo fa tornare al potenziale d'equilibrio.

Ma perché i 2 flussi non sono contemporanei? Perché il sodio viene all'inizio e il potassio alla fine?

Questo lo capiamo vedendo in grafico delle conducibilità con andamento temporale (infatti c'è una dipendenza temporale)

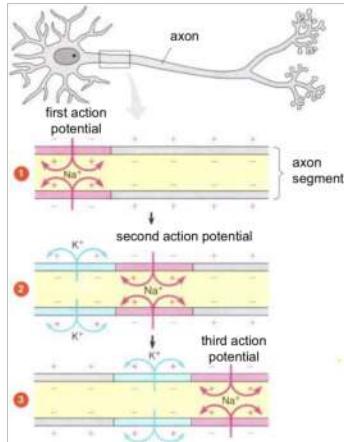
Le 2 regole principali durano nell'ordine di millisecondi.



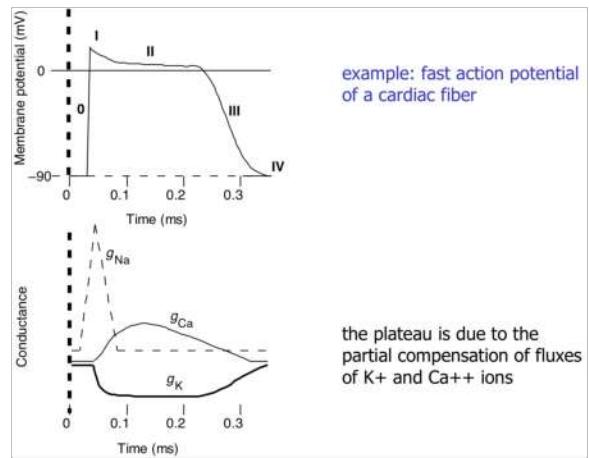
La prima regola che il sodio vince è chiamata **Absolute refractory period** (in questo periodo la cellula non reagisce ad altri stimoli questo limita la frequenza di stimoli dei tessuti). C'è un altro periodo chiamato **Relative refractory period** dove la cellula può rispondere solo a stimoli molto grandi.

Possiamo avere diverse forme del potenziale d'azione, in questo caso ad esempio ho un plateau dato dal calco che bilancia il potassio per un po'.

La CONDUZIONE DEI SEGNALI NEI NEURONI



- the flux of Na^+ toward inside, with consequent increase of potential internally to the membrane, induces an increase of potential also in the adjacent region of the membrane
- the depolarization phenomenon in a segment has not consequences, on the contrary, on the preceding segment which is under repolarization and therefore is insensitive to new stimulus



Supponiamo di avere un pozzo d'acqua vicino a una cellula che ha un altro potenziale. Abbiamo due valori non sono separati quindi il sodio che entra nella cellula (che altro non è che un pozzo dell'acqua) si diffondono in giro perché l'interno è caos e c'è disordine e questo permette al sodio che entra di triggerare + avanti le reazioni di action potential. Questo effetto non permette di avere triggerate all'indietro perché siamo nel refractory period e quindi nessuno si stimola solo le parti avanti che sono nello stato ready.

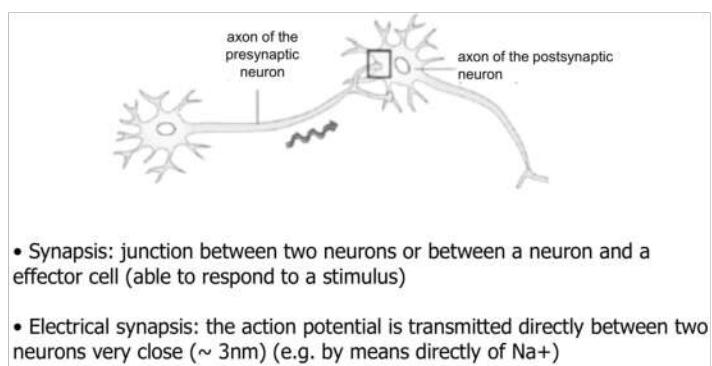
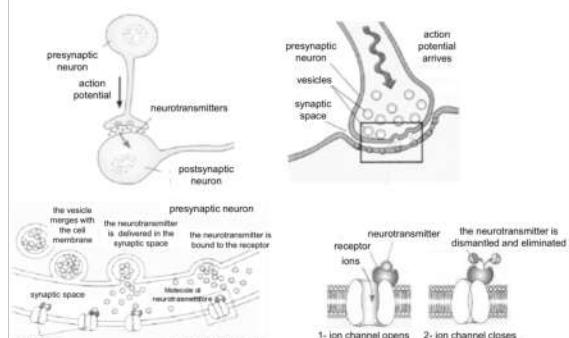
Ma come fanno gli stimoli a passare da un neurone all'altro?

Ho le sinapsi.

Vengono chiamate sinapsi elettriche le sinapsi che sono così vicine che il passaggio avviene come all'interno del neurone con il sodio.

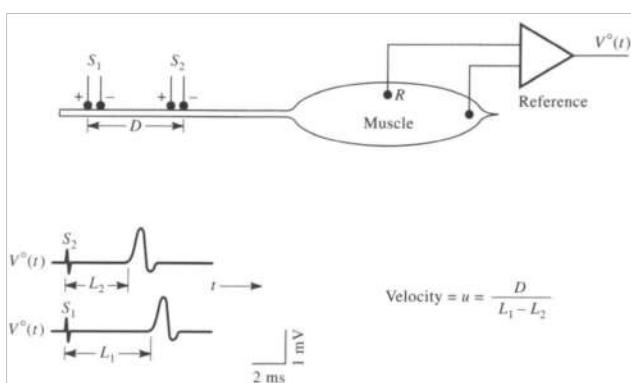
Se invece le sinapsi sono "lontane" ho le cosiddette sinapsi chimiche che funzionano tramite ion channels.

- Chemical synapsis: electrical signal \rightarrow chemical signal (neurotransmitters)



è un funzionamento diverso rispetto a quello che abbiamo all'interno del neurone.

Velocità di conduzione all'interno dei neuroni.



Ricordiamo che per due zatteri potenziali abbiamo due un picco positivo ma ricordiamo che il dito della cellula è negativo perciò se io metto una tensiozna negativa ho un picco positivo.

Noi applichiamo 2 impulsi differenziati uno a S1 e uno a S2 e vediamo il tempo di reazione del muscolo in fondo.

Visto che noi sappiamo la distanza tra S1 e S2 possiamo misurare la velocità.

CONDUZIONI DEI SEGNALI NEL VOLTO

Nel abbiamo accesso solo alla superficie del corpo noi abbiamo muscle a ricevere i segnali sulla superficie del corpo.

Noi siamo molto interessati ai segnali dati dal cuore.

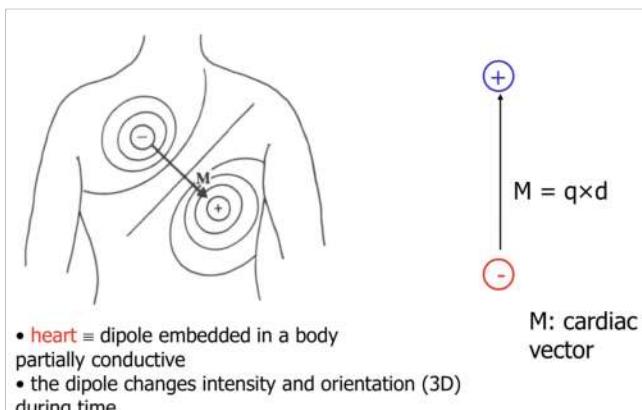
The heart:

- Ca^{2+} ions rush into the muscle cells of the heart walls (\rightarrow depol. & contraction) with accumulation of neg. charge in left region
- electrical activity that can be represented as a electric dipole in which the current flux changes its direction and intensity during time (3D problem). Contributions from the main heart vector start from the right atrium and finish to the left ventricle.

Anche il cuore batte per un riuscito di cui nello specifico di calcio. Questi cui si vengono a mettere in una determinata località e questo fa sì che io abbia un attacco.

Potenzialmente fa sì che il muscolo si contragga.

Possiamo vedere questo fenomeno come uno spostamento macroscopico di un numero elevato di carica (e abbiamo notizie che abbiano neutralità quindi quando sposto il calcio rimango un bottone di carica negativa L) Andiamo quindi a creare un dipolo elettrico

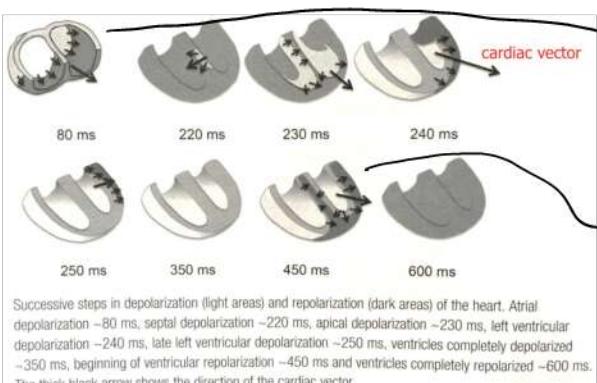


Il dipolo è un vettore che contiene le cariche negative a quelle positive dove il modulo è $M = q \times d$

Dobbiamo ricordare che questo è tutto a livello macroscopico.

Il cuore per noi è un dipolo fisso ma dipende dal tempo cioè dipende da dove ho il displaceonet di carica.

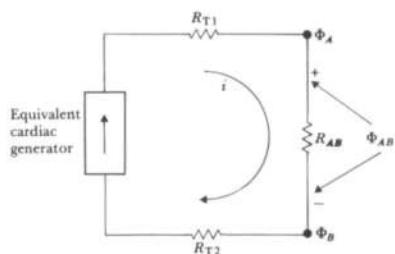
Quindi il dipolo cambia orientazione e modulo nel tempo. Noi con l'elettrocardiogramma vogliamo rilevare il movimento del vettore nel tempo. Altrimenti noi non possiamo misurare un vettore ma misuriamo le variazioni elettriche che questo vettore induce.



Andamento periodico del cuore, vediamo disegnati molti vettori la cui somma da un vettore uno

Esempio di quando ho contrazione dell'atrio Contrazione del ventricolo, dato che il ventricolo è la parte + grande del cuore ho che avrò il displaceonet di carica + grande e quindi il vettore + grande.

MISURAZIONE DEI FATTORI ELETTRICI



Measurements of surface potentials allows to track the conduction in the body (considered as a passive mean) of the signals generated internally.
Note: potentials arrive highly attenuated in the surface with respect to their internal sources; surface resistance between meas. points also reduces signal amplitude.

la tensione è sciolta e fino ad ora abbiamo parlato di vettori. Quando vogliamo misurare un vettore noi misuriamo le sue componenti che è esattamente quello che facciamo con l'ECG.

Nell'immagine vedo che misuro tra A e B perché quando il vettore cardiaco sarà diretto da A a B sarà la tensione massima.

Perciò possiamo misurare i vettori utilizzando diverse tensioni differenziali nell'ECG sono 12 derivazioni.

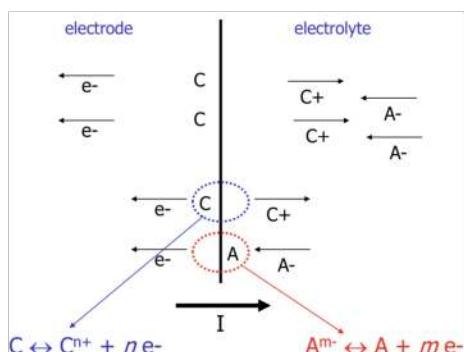
La parte challenging della misurazione è quella detta del circuito in figura. Noi modelliamo il vettore cardiaco come un gen di corrente.

Noi in superficie vogliamo misurare ma dappure c'è data della propagazione della corrente nel corpo.

Abbiamo diverse resistenze, la prima c'è quella tra i capelli e il punto di misurazione poi abbiamo anche la resistenza superficiale tra i 2 punti data dalla pelle. Questa c'è scissa la pelle perché c'è tra i 2 punti due vogliamo calcolare la tensione. Idealmente noi vorremmo $R_{T1} = R_{T2} = \infty$ $R_{AB} = 0$ e una resistenza grande nel multimetro così avremo un bellissimo segnale. Ecco, abbiamo quasi il contrario!.

GLI ELETTRODI

Dobbiamo passare da una corrente data da qui a una data da elettri. Gli elettri sono i composti cui ci permettono di ricevere un'entrata elettrica data dai elettri a una data da elettri. Sono i nostri transducers.

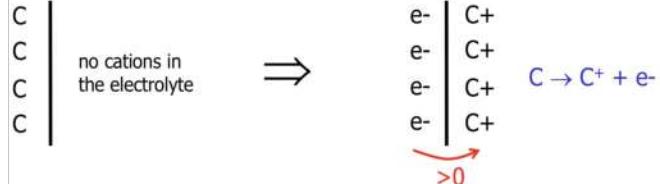


Ho un'interfaccia tra pelle e elettrodo (interfaccia elettrodo - elettrolite) (l'elettrolite è il nostro corpo). L'entrata elettrica è passata attraverso una reazione di redox.

il metallo dell'elettrodo quando si mette a contatto con un elettrolite ha ossidazione (cioè passaggio di elettri).

Ad esempio ho qui questo l'argento si ossida ho catena di vena da elettrodo a elettrolite e il cateno per gli elettri in questo caso ho una corrente da elettrodo a elettrolita (in questo caso ho una ossidazione) Se voglio la corrente catena ho esattamente il percorso opposto (allora ho riduzione)

Ma cosa succede nel momento in cui metto un elettrodo in un elettrolita? Studiamo un po' di così.



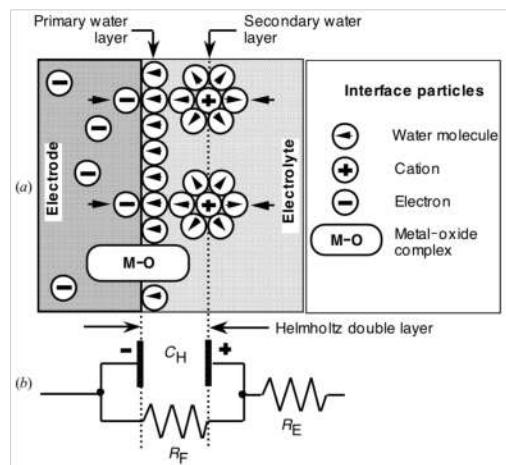
Metallo messo in contatto con un elettrolita senza catiuni.
In questo caso ho certamente ossidazione. Quindi catiuni vengono nell'elettrolita e mi rimane un layer di elettroni del metallo (detto del tutto che deve essere bilanciamento di carica). Quindi ho un potenziale che fa sì di bloccarmi altre ossidazioni, quindi il meccanismo si blocca. Ma ho una tensione, questa tensione è chiamata **semi-element potential**.

Un altro esempio invece può essere:



In questo caso ho moltissimi catiuni nell'elettrolita e niente nell'elettrodo. Allora in questo caso ho esattamente il caso opposto: zero riduzione. (cioè arrivano elettroni del metallo che annullano i catiuni ma gli elettroni lasciano un buco di carica nell'elettrodo) ha quindi una tensione opposta rispetto a prima.

Cerchiamo dunque che il semi-element potential non è una quantità fisica ma dipende dalle concentrazioni che ho qui inizio.



Abbiamo quindi la double layer capacitance come in biochip.

Rivedere che cosa significano le resistenze

Possiamo calcolare il semi-element potential con la nostra equazione

$$C \leftrightarrow C^{n+} + n e^-$$

C in the metal,
 C^{n+} in the electrolyte close to the metal

$$E = E_0 + RT/nF \ln(a^{C^{n+}}/a^C) = E_0 + 0,027/n \ln(a^{C^{n+}})$$

Nernst equation

E: semi-element potential
a: activity (\cong concentration, in slightly diluted solutions)
 $a^C = 1$ in the metal
when $a^{C^{n+}}=1$, $E=E_0$ (standard semi-element potential)

È circa la concentrazione di catiuni nell'elettrolita

e' = la concentrazione del metal element che è = 1 nel metallo

Risulta quindi a ottenere la semi-element potential data la concentrazione iniziale dell'elettrolita.

Eo è una concentrazione iniziale data sotto forma di un semi-element potential (è un valore standard)

Eo è la semi-element potential quando il logaritmo è 0 cioè quando $a^{C^{n+}} = 1$

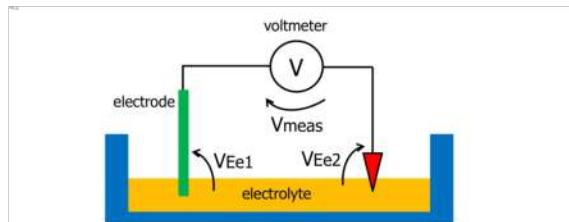
Table 5.1 Half-cell Potentials for Common Electrode Materials at 25 °C

The metal undergoing the reaction shown has the sign and potential E° when referenced to the hydrogen electrode.

Metal and Reaction	Potential E° , V
$\text{Al} \rightarrow \text{Al}^{3+} + 3e^-$	-1.706
$\text{Zn} \rightarrow \text{Zn}^{2+} + 2e^-$	-0.763
$\text{Cr} \rightarrow \text{Cr}^{3+} + 3e^-$	-0.744
$\text{Fe} \rightarrow \text{Fe}^{2+} + 2e^-$	-0.409
$\text{Cd} \rightarrow \text{Cd}^{2+} + 2e^-$	-0.401
$\text{Ni} \rightarrow \text{Ni}^{2+} + 2e^-$	-0.230
$\text{Pb} \rightarrow \text{Pb}^{2+} + 2e^-$	-0.126
$\text{H}_2 \rightarrow 2\text{H}^+ + 2e^-$	0.000 by definition
$\text{Ag} + \text{Cl}^- \rightarrow \text{AgCl} + e^-$	+0.223
$2\text{Hg} + 2\text{Cl}^- \rightarrow \text{Hg}_2\text{Cl}_2 + 2e^-$	+0.268
$\text{Cu} \rightarrow \text{Cu}^{2+} + 2e^-$	+0.340
$\text{Cu} \rightarrow \text{Cu}^+ + e^-$	+0.522
$\text{Ag} \rightarrow \text{Ag}^+ + e^-$	+0.799
$\text{Au} \rightarrow \text{Au}^{3+} + 3e^-$	+1.420
$\text{Au} \rightarrow \text{Au}^+ + e^-$	+1.680

Esempi di valori di E° in diversi materiali messi in contatto con un elettrolyte

Se volessimo misurare il semielemento potenziale incontreremo dei problemi



The measurement of the semielement potential is affected by the semielement potential of the measuring electrode: $V_{\text{meas}} = V_{\text{Ee1}} - V_{\text{Ee2}}$
Electrochemists decided to measure all semielement potentials with respect to a standardized electrode (gaseous H₂ over a platinum electrode)

Volessi misurare VEe ma per misurarla devo usare un altro probe che è sempre bolla di mettolo e quindi ho

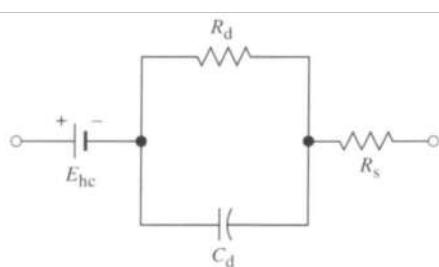
znde in secondo sono element potenziali $VEe2$.

Perciò io misuro $VEe1 - VEe2$ è un problema non risolvibile, l'unico modo per superare questo problema è considerando l'errore come standard cioè tutte le misure sono fatte con la stessa $VEe2$ quindi tutti i valori di E° hanno un errore costante dato da $VEe2$ ma che noi per definizione diciamo essere Ø tanto non cambia. Poi misuro tutte le E° usando come testing electrode sempre quello.

Definizioni di elettrodi

- **Perfettamente polarizzabile**: Lo vediamo come un condensatore, perché tutta la corrente che scorre nell'elettrodo genera della carica. Non è molto bello. Assorbe le altre fogenze
- **Perfettamente non polarizzabile**: Lo vedo come un generatore di tensio, ha una ddp ma se do un impulso da un lato ho anche un impulso dall'altro. Nella uscita a piccolo segnale un generatore è un corto.

Circuito equivalente dell'elettrodo



E_{hc} : semi-element potential

C_d : capacity due to the charge distribution at the interface

R_d : represents the presence of a leakage current

R_s : series resistance in the electrolyte

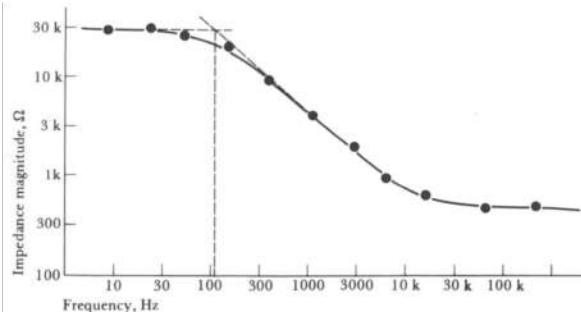
Modello dato da un gen costante che è il semielemento potenziale, poi abbiamo un resistore in parallelo a un condensatore dato il condensatore è quello di doppio layer mentre la resistenza è una generica resistenza che c'è sempre.

Poi abbiamo R_s che è la resistenza estesa (tipo la resistenza del corpo)

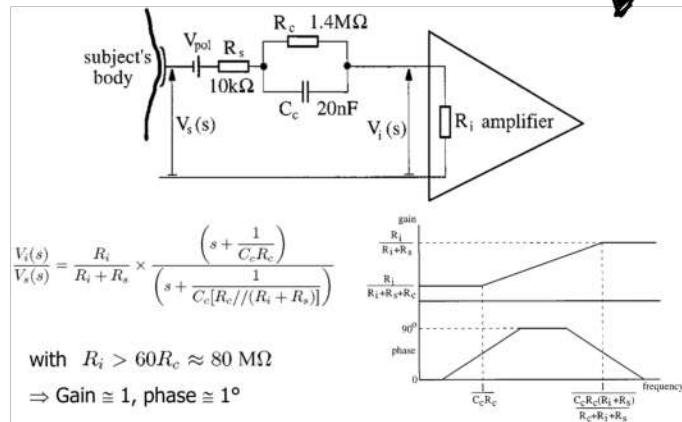
Ricordiamo che nel modello a pochi segnali E_{hc} lo catocircuitano.

L'andamento in frequenza del circuito mostra un polo e uno zero

A basse freq ho $R_d + R_s$ a alte freq ho solo R_s



What is the impact of this pole-zero pair in the readout of the electrode signal and how to get rid of it?



Non ci piace perché il transfer del segnale è dipendente dalla frequenza.

In un ECG abbiamo la cut-off frequency a 1KHz.

Come eliminiamo questo fenomeno?

Studiamo questo esempio in pole-zero

Vogliamo vedere l'andamento del vettore di tensioce su R_i .

Notiamo che a basse freqabbiamo il guadagno minore, e inoltreabbiamo anche il phase shift quindi la forma del segnale non è proprio quella.

rel bare

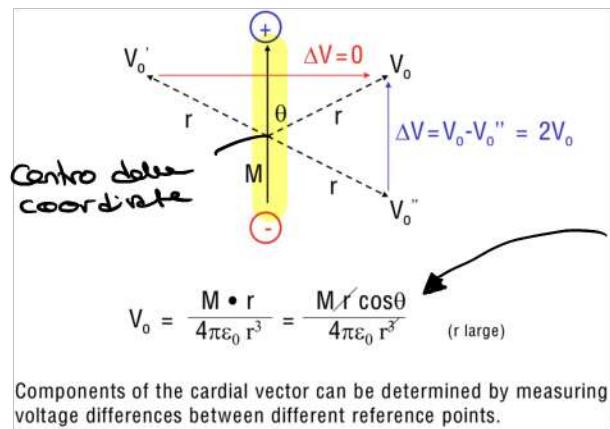
Per risolvere in modo "ignorante" metto R_i più grande che posso in questo modo il polo e lo zero si cancellano e dato che $R_i \gg R_s$ ho che il guadagno è ≈ 1

Un'altra soluziōe è mettere un condensatore in parallelo a R_i per avere una pole-zero compensation.

Nella realtà il modello dell'elettrodo è più difficile dato che usiamo il gel ecc (ma sticazzi)

Electrocardiography

Partiamo sempre dal modello del cuore visto come un dipolo elettrico



Supponiamo di avere il vettore M e volesse rilevare da zero per le nostre coordinate

il vettore della tensioce V_0 è dato dalla seguente formula

Nel vediamo che misurando ddp possiamo ricavare dei valori delle coordinate del vettore.

Ad esempio se il vettore è verticale e io misuro 2 punti a destra e sinistra (alla stessa altezza) allora devo misure θ . Al centro se misuro dello stesso lato 2 altezze diverse vedo una tensioce.

Il problema del sampling è tridimensionale perché noi facciamo un sampling in 2 piani. Uno frontale e una trasversale. e in ogni piano ripetiamo la misura 6 volte, cosìabbiamo 12 misurazioni. Iniziamo studiando il piano frontale (ziale chiamato piano sagittale).

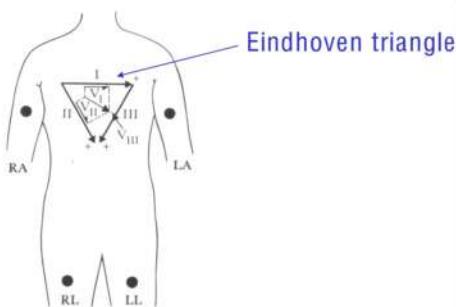


Figure 6.3 Cardiologists use a standard notation such that the direction of the lead vector for lead I is 0° , that of lead II is 60° , and that of lead III is 120° . An example of a cardiac vector at 30° with its scalar components seen for each lead is shown.

Gli elettrodi vengono messi in 4 punti e la Right leg è messa a terra. Quindi in realtà ha 3 punti di misurazione vera.

Questi punti creano un triangolo chiamato einthoven triangle

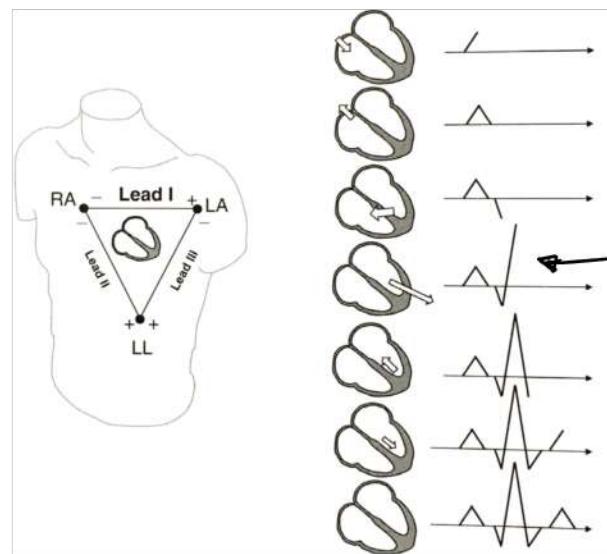
Quindi possiamo misurare

$$I = LA - RA$$

$$II = LL - RA$$

$$III = LA - LL$$

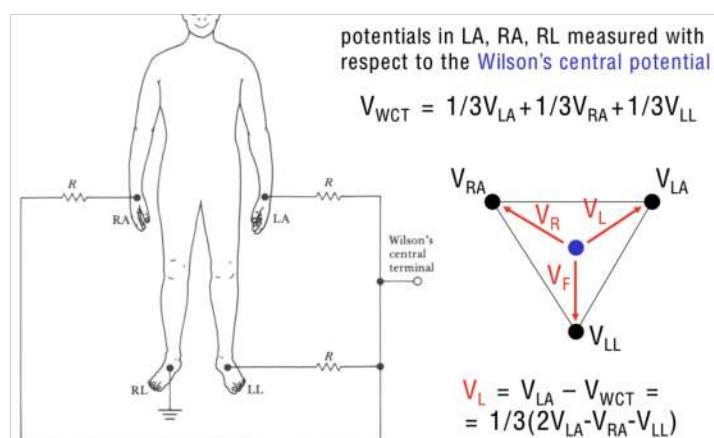
quindi semplicemente le tre tensioni cardiache in 3 direzioni: ognuna shiftata di 60°



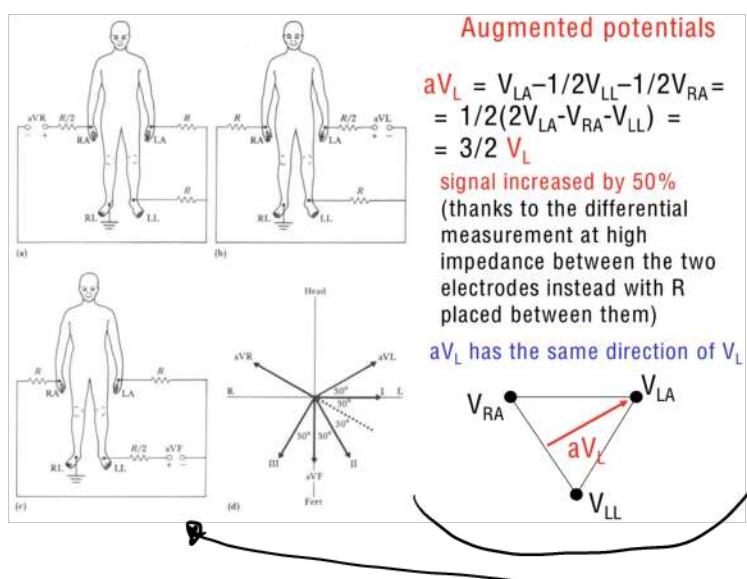
Questa immagine ci fa vedere il vettore cardiaco e la lettura tra LA-RA

Quando effettuiamo la contrazione del ventricolo ho questa curva che sale molto.

Nel piano frontale effettuiamo altri 3 punti di misura presi sul Wilson central terminal che è una tensione media pesata coniugando i 3 punti RA/LA/LL collegandoli insieme con una resistenza



Possiamo vedere il Wilson central terminal come il punto medio della tensione cardiaca quindi come se fosse il punto centrale del triangolo. Quindi posso misurare VL, VF, VR e ho il vertigillo di posso misurare altri 3 lettori che sono ruotati di 30° rispetto a quelli di prima.



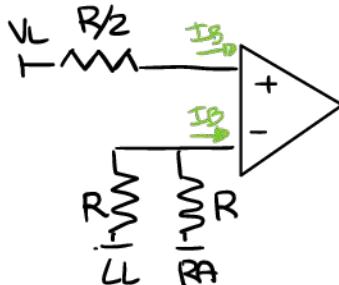
Perciò io misuro questo dove I, II, III sono i vettori misurati su inizio e gli altri quelli misurati con il wilson central terminal.

Per concludere le misurazioni c'è un modo più ingegnoso, infatti a noi non ci piace misurare con il wilson central terminal collegato con delle resistenze perché avremo una resistenza tra 2 punti dove misureremo la tensione.

Allora nel ultimo l'augmented central terminal cioè abbiamo un misuriamo di V_L cioè misuriamo la tensioce tra V_{LT} e la tensioce media tra V_{RA} e V_{LB}. Notiamo che il verso del vettore c'è sempre quello quindi a noi va dato. Inoltre vediamo che tra i 2 punti dove misuriamo noi non abbiamo resistenza perciò abbiamo una high impedance voltage measurement.

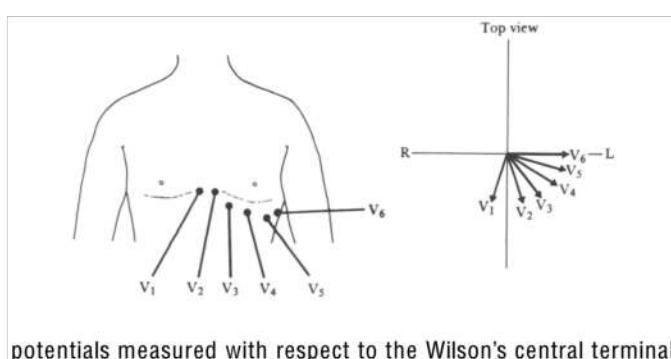
Usando questa tecnica ottieno un aumento del 50%.

Notiamo però che la Left leg prima di dare misuriamo ha anche una resistenza di valore R/2, a cosa serve?



Notiamo che questa resistenza serve per compensare le I leakage del OPAMP con cui andremo a misurare la tensioce.

Plano trasversale



potentials measured with respect to the Wilson's central terminal

Valori tipici di un ECG

Section	Requirement Description	Min/max	Units	Min/max Value
3.2.1	Operating Conditions:			
	frequency range	V rms		104 to 1127
	frequency range	Hz		60 ± 1
	temperature range	°C		25 ± 10
	relative humidity range	%		30 to 70
3.2.2	atmospheric pressure range	Pa		7 × 10 ⁴ to 10 ⁶ × 10 ⁴
	Lead Definition (number of leads):	NA	NA	Table 3
	three-lead	min	NA	?
3.2.3	Input Dynamic Range:	range of linear operations of input signal	mV	±5 ←
	slew rate change	max	mV/s	320
	dc offset voltage range	min	mV	±300
3.2.4	allowed variation of amplitude with dc offset	max	%	±5
	gain control, Accuracy, and Stability:			
	gain selection	min	mm/mV	20, 10, 5
	gain error	max	%	5
	manual override of automatic gain control	NA	NA	NA
3.2.5	gain change rate/minute	max	%/min	±0.33
	time Base Selection and Accuracy:	min	%	±3
	time base selections	min	mm/s	25, 50
3.2.6	Output Display:	max	%	±5
	general	NA	NA	per 3.2.3
	width of display	min	mm	40
3.2.7	trace visibility (writing rates)	max	mm/s	1600
	trace width (permanent record only)	max	mm	1
	departure from time }	max	mm	0.5
	preread paper selection	max	mm	10
	preread paper division	min	div/cm	10
3.2.8	error of rulings	max	%	±2
	time marker error	max	%	±2
	Accuracy of Input Signal Reproduction:			
	overall error for signals up to 5 mV and 125 mV/s	max	%	±5 ←
	upper cut-off frequency (3dB)	min	μV	±40
3.2.9	response to 20 ms, 1.5 mV triangular input	min	Hz	130 ←
	response after 3 mV, 100 ms impulse	min	mm	13.5
	error in lead weighting factors	max	mV	0.1
		max	mV/s	0.30
		max	%	5

Section	Requirement Description	Min/max	Units	Min/max Value
3.2.8	biasing after 15-mm deflection from baseline	max	mA	0.5
3.2.9	Standardizing Voltage:			
3.2.10	nominal value	NA	mV	1.0
3.2.11	rise time	max	ms	1
3.2.12	decay time	min	s	100
3.2.13	amplitude error	max	%	±5
3.2.14	allowable noise with 20 V, 60 Hz and ≥ 300 mV dc and 51-kilohm impedance	min	megohms	2.5
3.2.15	allowable noise with 20 V, 60 Hz and ≥ 300 mV dc and 51-kilohm impedance	max	μA	0.1
3.2.16	Common Mode Rejection:			
3.2.17	allowable noise with 20 V, 60 Hz and ≥ 300 mV dc and 51-kilohm impedance	max	μA	1.0
3.2.18	System Noise:			
3.2.19	RTI, p-p	max	μV	30 ←
3.2.20	multichannel crosstalk	max	%	2
3.2.21	Baseline Control and Stability:			
3.2.22	return time after reset	max	s	3
3.2.23	return time after lead switch	max	s	1
3.2.24	Baseline Stability:			
3.2.25	baseline stability with RTI total baseline drift RTI (2-min period)	max	μV/s	10
3.2.26	Overload Protection:			
3.2.27	no damage from differential voltage, 60-Hz, 1-V p-p, 10-s application	min	V	1
3.2.28	no damage from simulated defibrillator discharge overvoltage	N/A	V	5000
3.2.29	overvoltage energy	N/A	J	360
3.2.30	recover time	max	s	8
3.2.31	energy reduction by defibrillator shouting	max	%	10
3.2.32	transfer of charge through defibrillator chassis	max	μC	100
3.2.33	ECG display in presence of pacemaker pulses			
3.2.34	amplitude	range	mV	2 to 250
3.2.35	pulse duration	range	ms	0.1 to 2.0
3.2.36	rise time	max	μs	100
3.2.37	frequency	max	pulses/min	100
3.2.38	Risk Current (Isolated Patient Connection):	max	μA	10
3.2.39	Auxiliary Output (if provided):			
3.2.40	no damage from short circuit risk current (isolated patient connection)	max	μA	10
3.2.41				as per Applicable Document 2.1.1

Ricordare i valori che hanno segnato in rosso e soprattutto importante separare su due ordini di grandezza quando lavorando.

Separare la banda, che per fortuna è bassa, il problema è che abbiamo il disturbo dei SOTZ che scossa "cazzo".

Questo è il motivo per cui la CHRR è calcolata a SOTZ.

ECG Measurements

Abbiamo diversi elementi negativi che ci rompono

La cosa principale è la common mode che è nell'ordine di alcuni volt e oscilla tipicamente a SOTZ. Quindi il diff amp deve avere una perfetta common mode.

Un altro caso negativo è il fatto che gli elettrodi si trovino a 2 valori di tensione DC diversi. Abbiamo due casi del perché questo avviene.

Uno può essere che l'half cell potential sia diverso. L'altro può essere che gli elettrodi siano bagnati dalle concentrazioni differenti del OPAMP di misurazione.

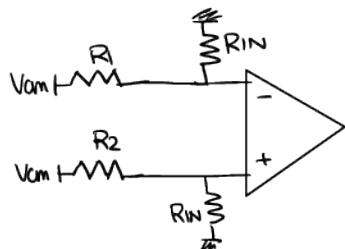
Più che la common mode l'elettrode offset è quello che scatta di più perché è un segnale differenziale.

INA

è il sistema più intelligente per gestire tutto questo.

L'INA ha impedenza d'ingresso infinita (o comunque molto alta) e questo ci va da do perciò annulla gli eventuali errori che avremo data una differenza di impedenze tra gli input dell'INA.

Infatti se R_1 e R_2 sono diversi e abbiamo una common mode e l'impedenza d'ingresso non è ∞ allora no che non si creerà un segnale differenziale.



+ grande facciamo R_{IN} - questo problema è presente

Quindi per noi l'uso di un INA è perfetto.

Amplificatore differenziale common mode

In teoria data la formula

$$V_O = (V_1^+ - V_1^-) \frac{R_1}{R_2}$$

dovendo che la CMRR è infinita. Tuttavia la formula V_O vale solo per $R_2/R_1 = R_1/R_3$.

Infatti se noi supponiamo $R_1 = R_3 = R_2 = R$ e $R_2 = 0,999R$ allora usando la formula completa abbiamo che

$$V_{OCM} = V_{IN} \left[\left(\frac{0,999R}{1,999R} \right) \left(\frac{2R}{R} \right) - \frac{R}{R} \right] = 0,0005 V_{IN}$$

possiamo quindi calcolare la common mode rejection ratio

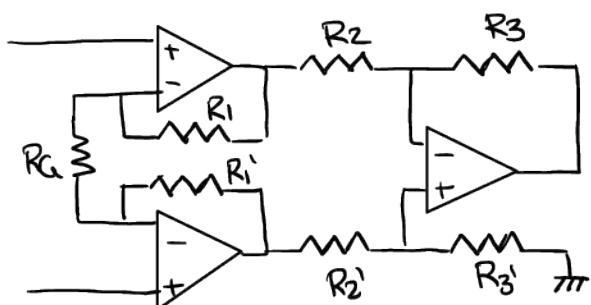
$$CMRR = \frac{1}{0,0005} = 660\text{dB}$$

Dato che tutti i resistori sono uguali

66dB è inaccettabile, infatti se suppongo una $V_{IN} 50\text{Hz} \approx 1,2\text{V}$ ho che $V_{OCM} = 50\text{mV}$ che è nell'ordine di grandezza del segnale.

Per un ECG dovremo avere una CMRR di 100/120 dB.

Struttura del INA



Dove il guadagno è

$$V_{OUT} = (V_{IN+} - V_{IN-}) \left(\frac{2R_1 + 1}{R_4} \right) \left(\frac{R_3}{R_2} \right)$$

Un altro effetto ottimo dell'INA è la ottima CMRR.

Il primo stage dell'INA ha una CMRR=1 perché ca le tene virtuali porta tutto in uscita.

Perciò la CMRR finale sarà data da quanto è buono il 2° stage quindi lo stage differenziale che abbiamo visto prima.

Tuttavia in questo caso la tensio-

differenziale non ha più guadagno 1 ma ha un guadagno meccato più alto. E questo mi permette di avere una CMRR molto più grande, in particola è il guadagno del primo stage + grande.

Abbiamo poi i pin di sense/reference e guard come c'è una zappa.

01-03-2021

Vista in Differenza

3h

Abbiamo che i cavi di input introducono dei disturbi, perciò noi possiamo usare dei cavi schermati. Il problema è che zero cei il conduttore al centro sarà a un valore di tensioce di comon mode + un piccolo segnale differenziale e la schermatura è a massa, allora avremo che tra il conduttore e la schermatura vedo una resistenza e un condensatore. Il condensatore in sé non sarebbe nemmeno un problema se i 2 condensatori dei 2 input fossero uguali (ma no) Allora noi usiamo il pin di guard e lo collegiamo alla schermatura.

L'effetto della schermatura non cambia perciò le interferenze vanno a scaricarsi sulla bassa impedenza del buffer del pin di guard.

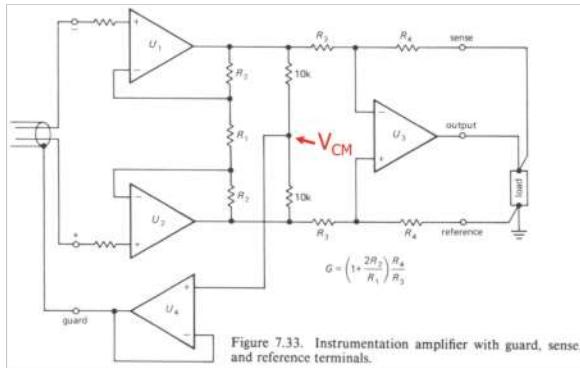


Figure 7.33. Instrumentation amplifier with guard, sense, and reference terminals.

Esiste una tecnica intelligente chiamata bootstrap of power supplies.

(serve per ridurre l'effetto della Vcm)

Ad esempio se noi eliminiamo gli opamp tra i SV e la Vcm in ingresso è 0V allora è perfetto xe sono centrato. Ma se ho 10V di comon mode questo non mi va molto bene. Quindi posso usare questo bel dispositivo che mi dà ± 15V relativi alla tensione comon.

Questo fa sì che c'è come se la comon mode non esistesse.

$$V_a = V_b = V_{CM} \rightarrow G_{CM1} = 1 \rightarrow G_{CMtot} = G_{CM1} \cdot G_{CM2} = 1 \cdot G_{CM2}$$

$$G_D = G_{D1} \cdot G_{D2}$$

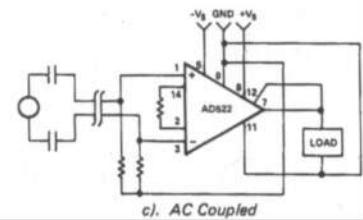
$$CMRR_{tot} = (G_{D1} \cdot G_{D2}) / 1 \cdot G_{CM2} = G_{D1} \cdot CMRR_2$$

⇒ CMRRtot increases with G_{D1}

(and does not worsen if R1 e R1' are different)

notes:

- IA with FET inputs (vs. BJT) have larger input impedances and very low input bias currents
- remember to provide a DC path to discharge input IBias, in particular in case with sources AC coupled



Noi sappiamo che il primo stage fa passare la comon mode, noi per prendere la Vcm usiamo 2 resistenze così eliminiamo la tensioce differenziale.

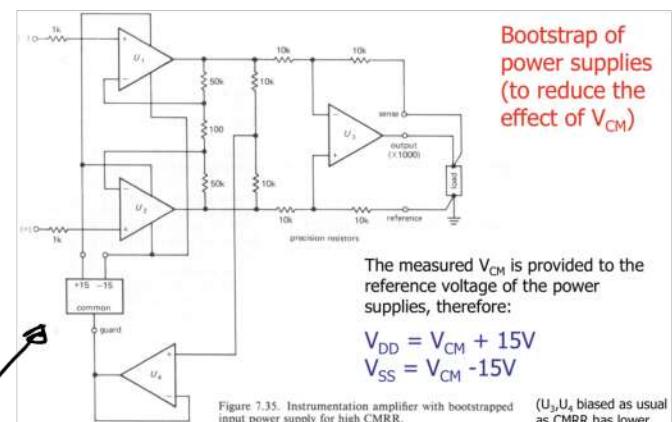
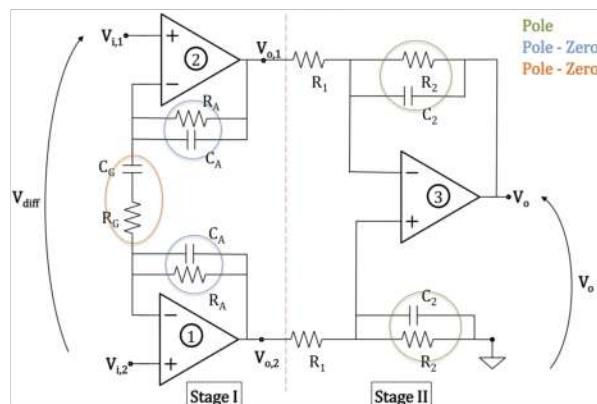


Figure 7.35. Instrumentation amplifier with bootstrapped input power supply for high CMRR.

(U₃, U₄ biased as usual as CMRR has lower impact than for U₁, U₂)

Risposta in frequenza del INA.

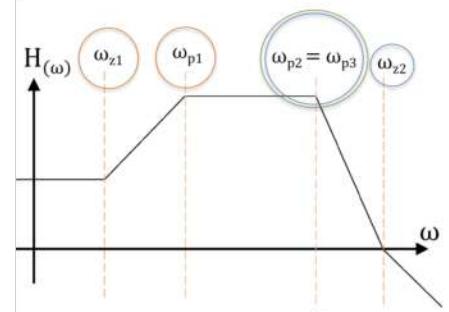


Abbiamo delle capacità che introducono 3 poli e 2 zeri.

$$H(s) = -\frac{R_2}{R_1} \frac{\left(1 + s C_G R_G \left(1 + \frac{2 R_A}{R_G}\right)\right) \left(1 + s \frac{C_A R_A}{1 + \frac{2 R_A}{R_G}}\right)}{(1 + s C_G R_G)(1 + s C_A R_A)(1 + s C_2 R_2)}$$

e otteniamo questa funzione di trasferimento

Con questi 3 condensatori posso fare un filtro passabanda per l'ECG.



Calcolare i valori dei poli non è complesso

$$1/C_A R_A, 1/C_2 R_2$$

Per gli zeri è un po' più complesso, consideriamo C_A e C_A come non interagenti e supponiamo che C_A sia il primo di C_A , allora il circuito equivalente è:

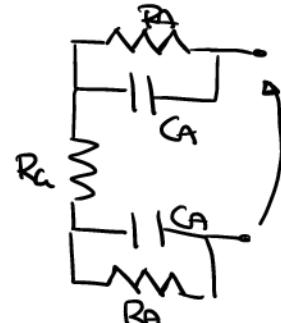


Quando vogliamo calcolare lo zero significa che dobbiamo calcolare la frequenza da cui quella tensione d'uscita è zero.

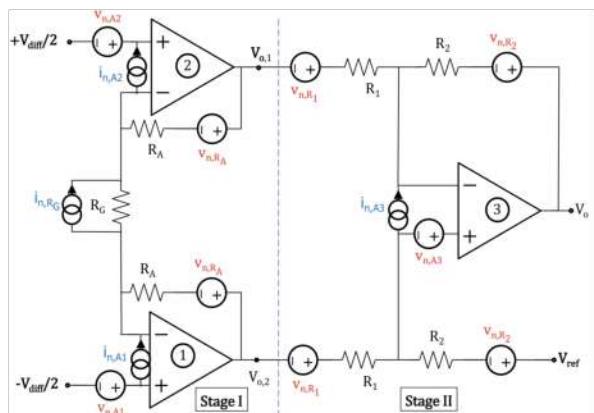
Nei consideriamo la corrente e traiemmo Kirchhoff scrivendo la tensione d'uscita e calcoliamo l's da lì da.

Per il 2° zero noi supponiamo che questo sia ad alte frequenze, ricaviamo il circuito equivalente e facciamo gli stessi conti.

(Se vogliamo tutti i conti per il calcolo dello zero vedere i transcript)



Rumore nel INA



(Possiamo vedere tutti i conti nei transcript)

$$\text{Noise at the output: } \begin{cases} S_{n,out(f)}^A = \left(S_{n,v(f)}^{A1} + S_{n,v(f)}^{A2}\right) \left(1 + \frac{2 R_A}{R_G}\right)^2 \left(\frac{R_2}{R_1}\right)^2 + \left(S_{n,i(f)}^{A1} + S_{n,i(f)}^{A2}\right) R_A^2 \left(\frac{R_2}{R_1}\right)^2 \\ S_{n,out(f)}^R = S_{n,i(f)}^R (R_A + R_A)^2 \left(\frac{R_2}{R_1}\right)^2 + \left(S_{n,v(f)}^{R_A} + S_{n,v(f)}^{R_A}\right) \left(\frac{R_2}{R_1}\right)^2 \end{cases}$$

Noise at the input:

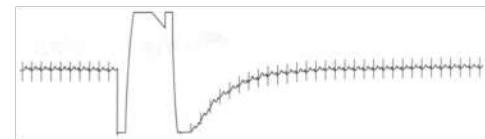
$$S_{n,in(f)}^{tot} = 2 S_{n,v(f)}^{A1} + 2 S_{n,i(f)}^{A1} \left(\frac{R_G}{2}\right)^2 + 4 k T R_G$$

Questo rumore poi sarà da moltiplicare per la banda di rumore calcolato sopra. Sapendo quindi che dobbiamo usare la banda minima sarei prenderlo solo rumore nullo.

Vediamo che quando abbiamo scritto il rumore di input abbiamo considerato trascurabile il rumore del 2° stage (questo vuol dire che possiamo usare un OPAMP + rumoso al secondo stage)

Problemi frequenti negli ECG.

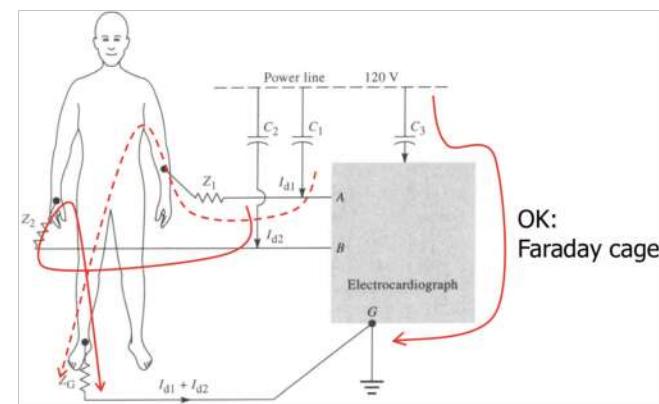
Se ho che il paziente tiene defibrillatore ho che l'ECG fa linee strette e poi sbizzarro in transitorio di carica



Un altro problema negli ECG è dato dall'acoppiamento con qualsiasi cosa che porti potenza. Questi disturbi li vedo come accoppiamento capacitivo, cioè vedo il dispositivo o il corpo come un piastrone o un condensatore.

Tipicamente il dispositivo lo mettiamo a terra e lo schermiamo, tuttavia sbizzarro comunque accoppiamento capacitivo nei casi in cui abbiamo 2 correnti che non possono entrare dentro l'INA perché è alta impedenza e quindi entro nel corpo il quale è a sua volta connesso a terra.

Però noi sappiamo che il corpo è perduto e quindi non lo attacciamo direttamente a terra (perché se il paziente tocca una tensione sbizzarro che si genera una grande corrente dato che sbizzarro solo la resistenza del cuoio a terra)



Perciò noi mettiamo un resistore Z_G in serie alla terra.

Tornando alle nostre correnti i_{d1} e i_{d2}

$$V_A - V_B = i_{d1}Z_1 - i_{d2}Z_2$$

if $i_{d1} \approx i_{d2}$

$$V_A - V_B = i_{d1}(Z_1 - Z_2)$$

a differential signal appears at the amplifier input

e.g. $i_{d1} \approx 6\text{nA}$
 $Z_1 - Z_2 \approx 20\text{k}\Omega$
 $\Rightarrow V_A - V_B = 120\mu\text{V}$

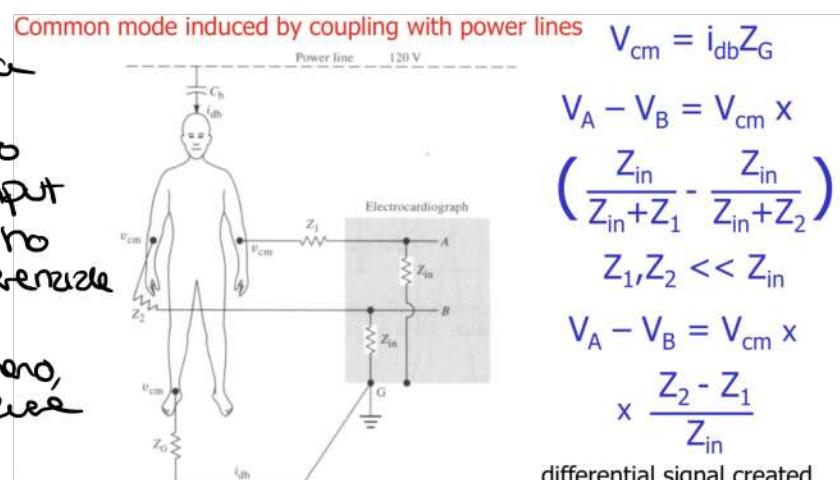
Queste correnti sicuro non avranno lo stesso trasferimento perciò perno si dà creare una tensione d'offset che a noi non va bene perciò ci disturba la misura.

Un altro problema è dato dall'accoppiamento capacitivo tra il corpo e le power line,

Questo fa sì che mi si crei una common mode.

Questo è un problema nel momento in cui le impedenze Z_1, Z_2 in input dell'INA sono diverse. In questo caso ho che mi si crea una tensione d'offset.

La tecnica per ridurre questo fenomeno, come avevamo detto, è quella di usare un INA con Z_{in} molto grande.



Posso ottenere questo fenomeno di tensione d'offset anche con i condensatori in ingresso.

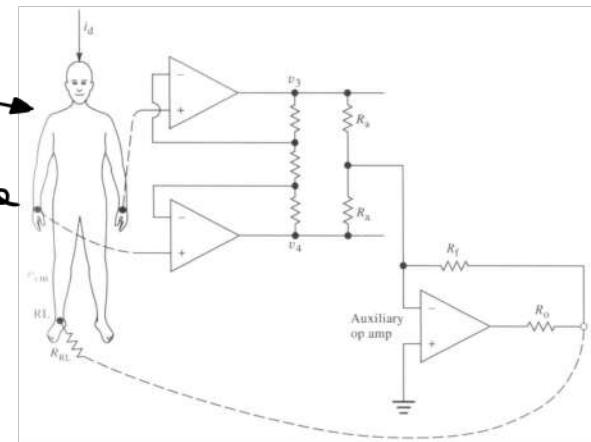
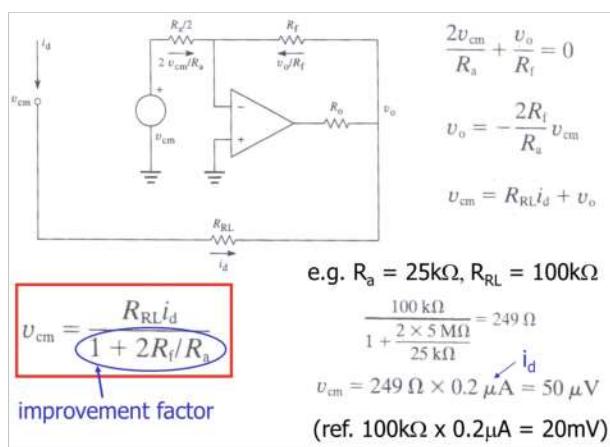
Perciò potremo dire che la tensione d'uscita è data da tutte queste componenti.

$$V_{out} = G_D V_{biol} + \frac{G_D V_c}{CMRR} + G_D V_c \left(1 - \frac{Z_{in}}{Z_{in} + Z_1 - Z_2} \right)$$

biosignal
limited CMRR of the amplifier
differential signal created by the common mode through unbalance impedances

Quindi questa common mode è un po' un problema.

Un modo per ridurre la common mode è →
cioè usare il pin di gresso e un amplificatore invertente in modo da ridurre la common mode



Per arrivare a questo lui ha usato Thevenin. Perciò la Resistenza vista sui pin di gresso non è zero ma $R_a/2$.

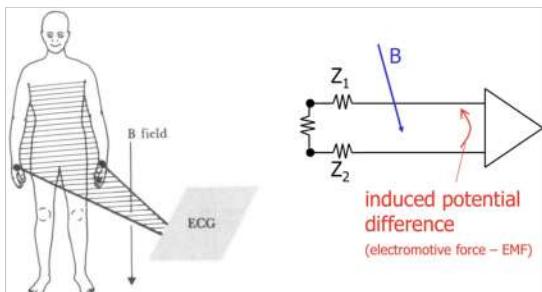
Saranno poi il bilanciamento delle correnti e vediamo poi che V_o non è altro che l'invertente di V_{cm} .

Seppiamo anche per che $V_{cm} = R_{RL} i_d + V_o$ (dove i_d è la corrente di rumore che avevamo anche prima).

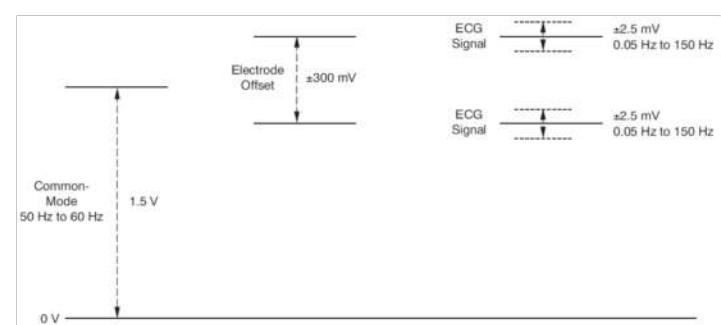
Vediamo quindi che la common mode va a ridursi da $R_{RL} i_d$ (che avevamo senza fare niente) a

$$V_{cm} = \frac{R_{RL} i_d}{1 + 2 R_f / R_a}$$

Un altro problema che posso avere negli ECG è l'accoppiamento magnetico infatti i cuori e le braccia mi creano una pista e un campo magnetico variabile mi va a generare una tensione.



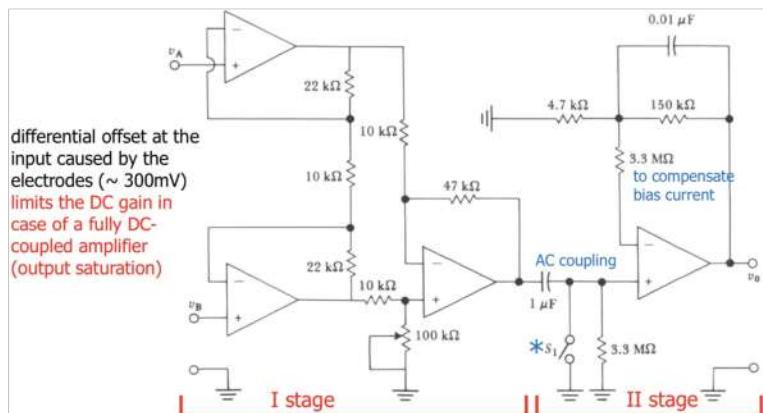
Per risolvere questo effetto uso il twisted pair.



Reminder delle caratteristiche dell'ECG

Ricordiamo che abbizzino circa 300mV dei del semielemento potenziale

Esempio di un ECG



Vedo che ho l'INA e poi ho un secondo OPAMP che sembrerebbe non invertente. Ma perché mi sono un secondo amplificatore?

Xe noi vogliamo un guadagno elevatissimo ma gli input abbiano 300mV differenziali dati dagli elettrodi e quindi non possiamo usare un solo stage altrimenti satureremo. Ma perché funziona funziona in 2 stage?

Funziona perché la tensione differenziale data dagli elettrodi non passa il condensatore perché c'è una tensione continua.

Un problema di questo circuito è la costante di tempo che si crea tra il condensatore di decoupling e $3.3\text{M}\Omega$. Infatti questa dà una T di 3s e quindi dopo una defibrillazione noi dovremo aspettare 3 secondi prima di avere di nuovo un buon ECG.

Un trucco per risolvere ciò è usare un interruttore in parallelo alla resistenza, facendo in modo che l'interruttore si chiuda quando abbiamo la defibrillazione (poco dopo) così scricchiamo rapidamente il condensatore.

Abbiamo poi un'altra resistenza da $3.3\text{M}\Omega$ messa su -, la quale serve per le correnti di bias

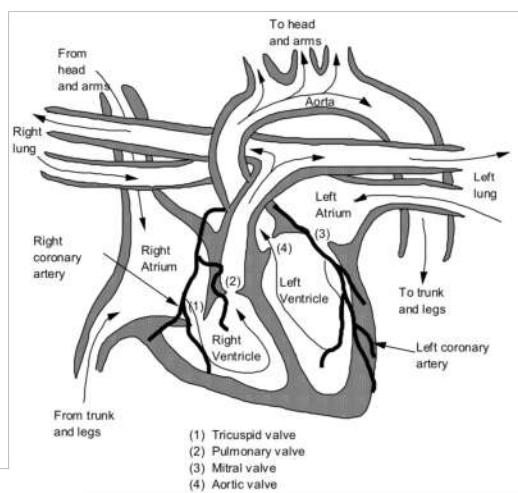
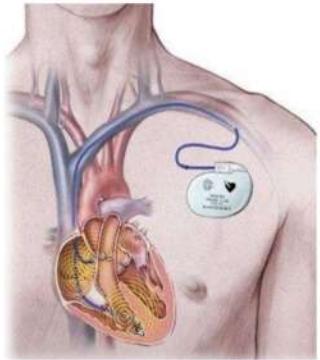
03.03.2022

Pacemaker

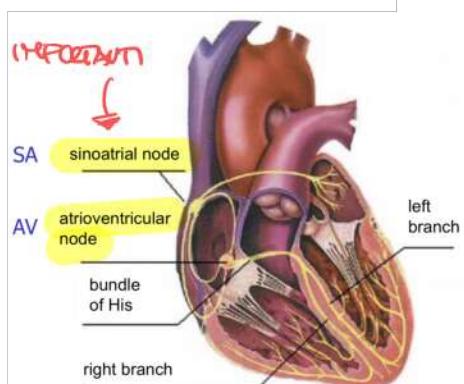
2h

Pacemaker è un dispositivo per regolare l'attività cardiaca. La maggior parte del suo volume è data dalla batteria.

Ricordiamo ora come è fatto il cuore



entro nell'atrio destro poi nel ventricolo destro che da il sangue ai polmoni. Poi il sangue ossigenato va nell'atrio sinistro e poi nel ventricolo sinistro.

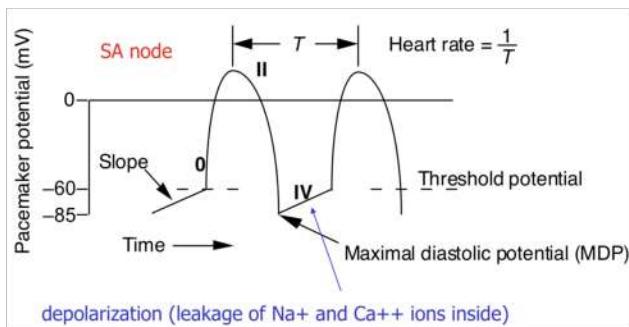


In giallo vediamo le "connesioni elettriche" del cuore.

Proprietà del cuore:

- Automaticità: Capacità di partire spontaneamente co i battiti
- Ritmicità: I battiti devono essere regolari.

Come fa a essere possibile questo? Dobbiamo ritornare al concetto di action potential.



Le cellule del cuore chiamate cellule pacemaker hanno la capacità di far partire una tensione a rampa che fa partire in automatico una reazione di action potential. Questo avviene perché ha un leakge di sodio.

Quando supera la threshold potential ha che si attiva un action potential.

Quindi capiamo che le cellule del cuore sono diverse dai neuroni perché non raggiungono un valore stabile di resting potential.

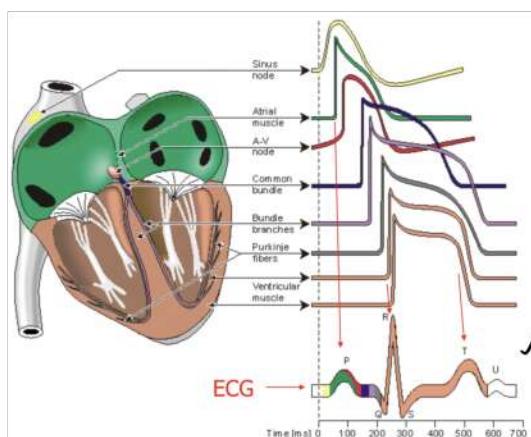
Supponiamo che nel cuore ci siano diversi tipi di queste cellule, ma come fa il cuore a battere in un ordine specifico e le cellule non vengono triggerate random?

Ogni nodo ha il suo periodo di battiti, ad esempio il sinoatrial node ha 70 battiti/min, ma altri nodi hanno diversi periodi.

Ma quindi come si sincronizzano?

Dobbiamo ricordare che le cellule pacemaker si attivano anche quando abbiamo uno stimolo esterno (come in un neurone normale) e non solo in modo automatico. Per cui anche se ho diverse cellule pacemaker con diversi periodi ho che quella che batte più veloce vince.

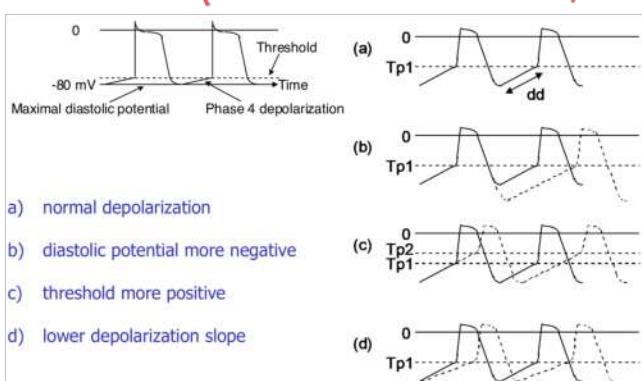
La più veloce di tutte è il sinoatrial node (che è il nodo messo in moto) quindi gli altri nodi non hanno tempo di seguire il loro beating rate ma seguono quello del sinoatrial node. Capiamo quindi come facciamo ad avere queste serie di potenziali:



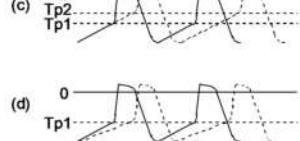
Nel uscita vediamo la combinazione di tutti gli action potential.

Con i colori vediamo da dove arriva la tensione che dà la curva degli ECG.

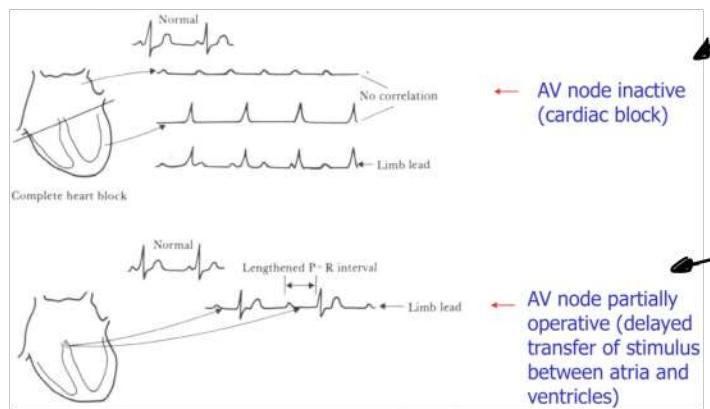
Fattori che possono influire sul ritmo cardiaco



Ognuno di noi ha un battito cardiaco diverso. Per cui potremo avere la soglia più alta o la rampa più rapida ecc...



Esempi di Arritmia



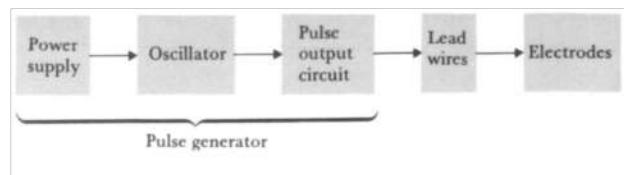
Esempio in cui l'AV node è inattivo perciò non c'è corrispondenza tra il battito degli atri e dei ventricoli

C'è un delay tra l'intervallo P e R.

Pacemaker

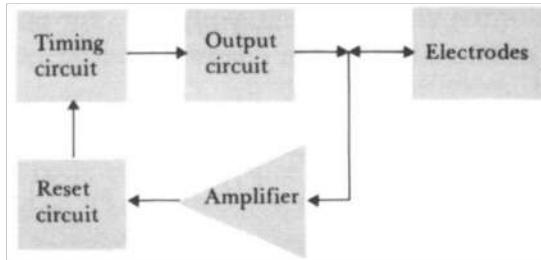
Il pacemaker è uno stimolatore cardiaco che produce impulsi elettrici in posti precisi nel cuore dove non c'è più attività (tipico nel caso di arritmia). Esistono 3 classi di pacemaker: Asincrono (da impulsi a una freq costante), sincrono (che si riferisce alla frequenza del cuore), Rete adattiva (variabile, è un computerino in pratica).

I pacemaker esistenti non c'è più, hanno solo ragioni stanziate e hanno una struttura del tipo

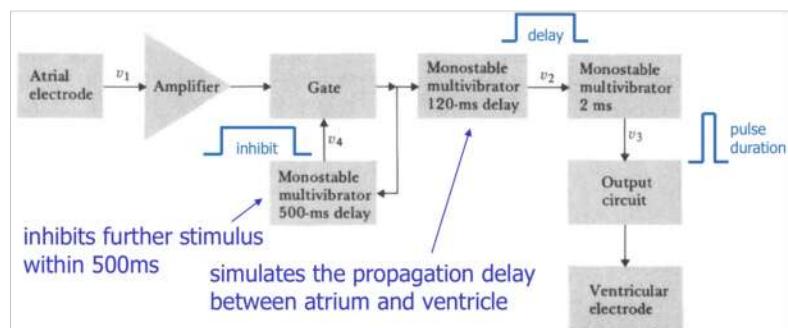


Un altro tipo di pacemaker è quello sincrono, in particolare Demand-type synchronous pacemaker.

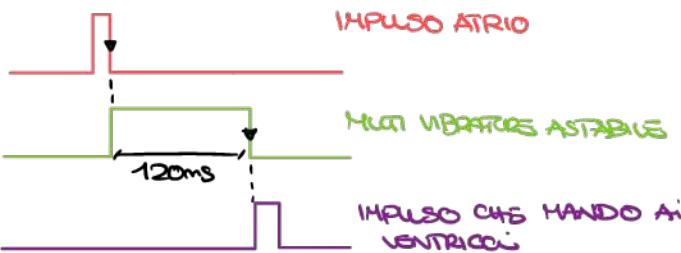
È un tipo di pacemaker che si usa per pazienti bradicardici, cioè il pacemaker si attiva solo quando la distanza tra 2 impulsi supera un certo valore di tempo chiamato "reset". Se questo non succede allora il pacemaker non fa nulla.



Esiste poi un'altra architettura per i pacemaker sincroni, l'Atrial-Synchronous pacemaker. Ad esempio questo pacemaker si usa quando si legge il segnale elettrico degli atri nel passo ai ventricoli, allora noi leggiamo l'impulso dagli atri e tranne il pacemaker noi d'imo l'impulso si estende.



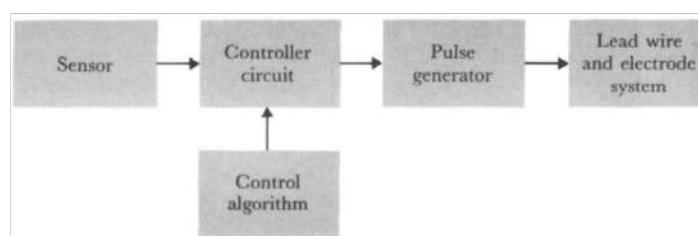
Per stimolare il ventricolo noi dobbiamo leggere il segnale degli atri, poi usiamo un multivibratore estable per creare un delay (che simula quello che avviene nel corpo), poi sul falling edge del multivibratore estable creiamo il nostro impulso per i ventricoli.



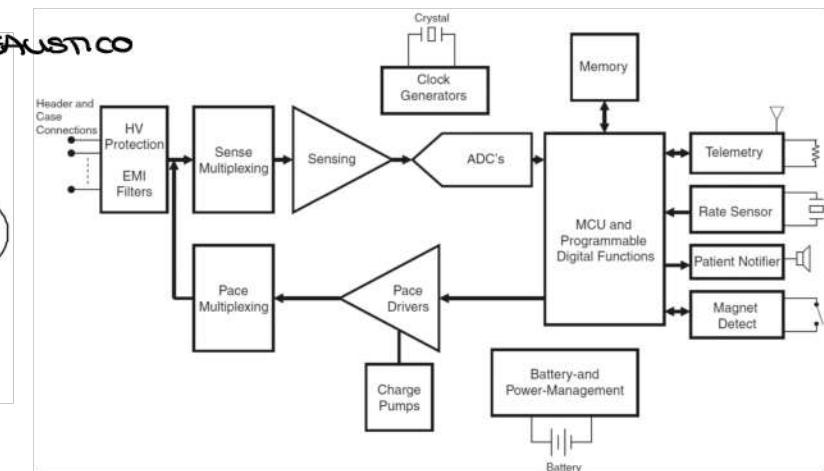
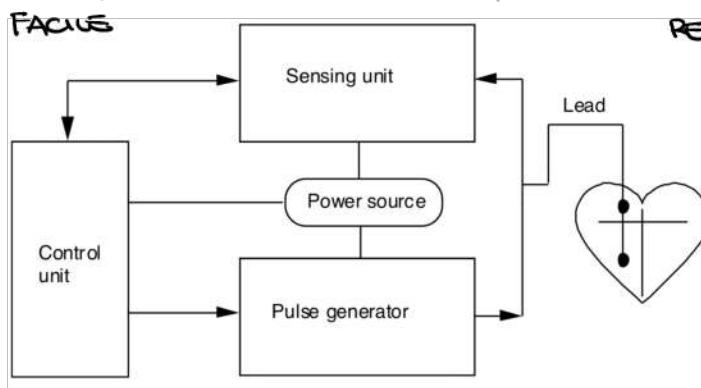
Tutto questo per simulare il delay che avviene naturalmente nel corpo.

Vediamo che in questa architettura c'è presente anche un gate in ingresso, questo lo abbiamo perché l'impulso che danno ai ventricoli è così grande che potremo leggerlo dall'alto, quindi tenete questo gate nei circuiti la lettura per un tempo fisiologico pari a quello di un battito normale.

Un'altra architettura è il rate adapting pacemaker, l'architettura è molto simile a quelle precedenti solo che in questo caso abbiano molti sensori tipo temperatura del sangue oppure accelerometri ecc..

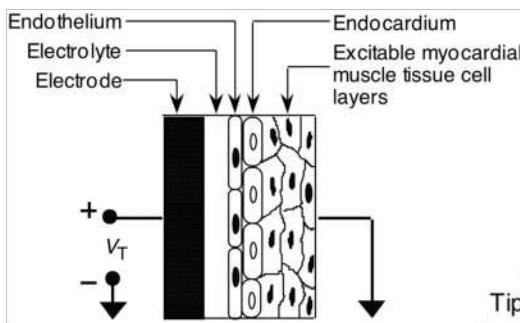


Componenti base di un pacemaker



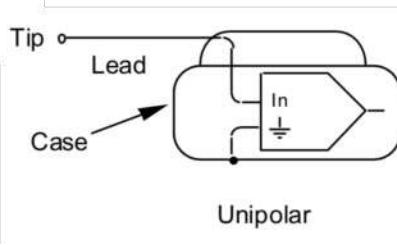
Elettrodi dei pacemaker

A livello di interfaccia elettrodo-elettrolite sono molto simili a quelli degli ECG. Negli elettrodi dei pacemaker c'è posta estrema attenzione alla sicurezza e nell'impedenza tra elettrodo tessuto, infatti se l'impedenza è molto alta butta via molta energia e non va bene.



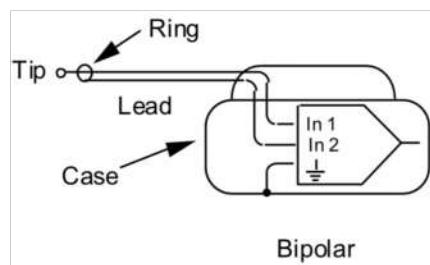
Ma l'impulso del Pacemaker rispetto a cosa lo rendiamo dato che il pacemaker è stand alone?

Possiamo avere 2 casi d'impulso quello ipopace e quello bipolare



Nel caso bipolare rendiamo un impulso inferiore alla tensione del cece del pacemaker che noi definiamo come terra.

Nel caso bipolare il catrino 2bb12mo



In pratica mandiamo un impulso riferito ad un secondo elettrodo e non più alla tensore del caso del dispositivo.

Diamo un impulso + localizzato dato da i 2 elettroni
sono vicini.

La distinzione tra Bipole e Bipole si vede anche nel sensing fatto dal potentiometro.

Batterie del Pzammeh

Sono essenziali se non posso cambiare oggi 2x1 dato che devo fare un'operazione.

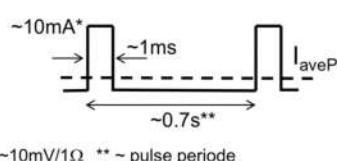
Basic numbers:

- Battery duration: 10 years
 - Battery capacity: ~ 2000mAh (vs. iPhone 11: ~ 3000mAh)

⇒ How much current (average) is allowed for the pacemaker in 10Y?

$$I_{ave} = \frac{\text{Capacity}}{\text{Duration}} = \frac{2000\text{mAh}}{10\text{Y}} = \frac{2000\text{mA}\cdot\text{h}}{10 \cdot 365 \cdot 24 \cdot \text{h}} \sim 23\mu\text{A}$$

pulse generation:



$$I_{aveP} \sim 10\text{mA} \frac{1\text{ms}}{0.7\text{s}} \sim 14\mu\text{A}$$

$\Rightarrow \sim 9\mu\text{A}$ (max) available for the remaining electronics

è l'unità di misura di una cerica

Dato le cepi fai questa conrete
posso far sconere in 102m
(e' la domanda base all'arre)

→ Possiamo consumare solo 23, A medi

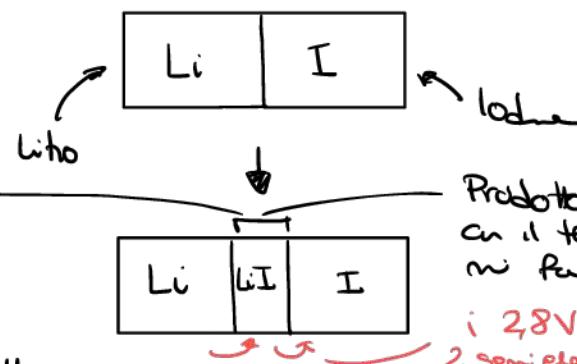
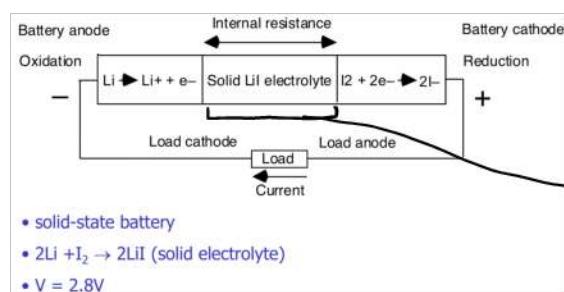
Ma poi con il prece metter dobbiamo fare degli impulsi di circa 10mA per 1ms (ci servono 10mA perché per avere l'onda potenzial dobbiamo

ze una tensione di circa 10mV ma l'impedenza del tessuto è molto bassa
 dell'ordine degli Ohm quindi ogni impulso ci consente una carica di 10mA.
 Facendo la somma resta notiamo che consumiamo 16mA e quindi per il resto
 dell'elettrica ci rimangono solo 9mA.

Bottlenecks at L170

Si basa su una redox dove il litio si ossida e l'ioduro si riduce

In pratica il filtro da elettrici di pressione attraverso il circuito e varia nell'induzione che va riducendosi.



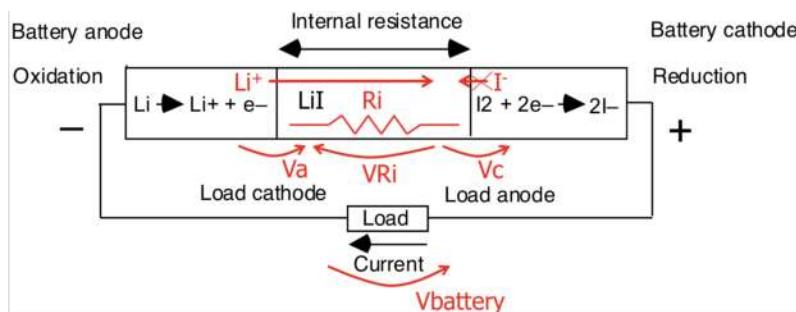
Prodotto di reazione che
in il tempo cessa e con
mi finisce la trincea.

i 2,8V sono la somma di queste
2 semi elementi potenziali

La tensione iniziale di una batteria di

Ciò è 38 V ma dopo diversi minuti la reazione clinica fa sì che
va riducendosi.

Possiamo vedere il Solid LiI electrolyte come una resistenza per gli elettri che si spostano dal Lito all'Iodio.



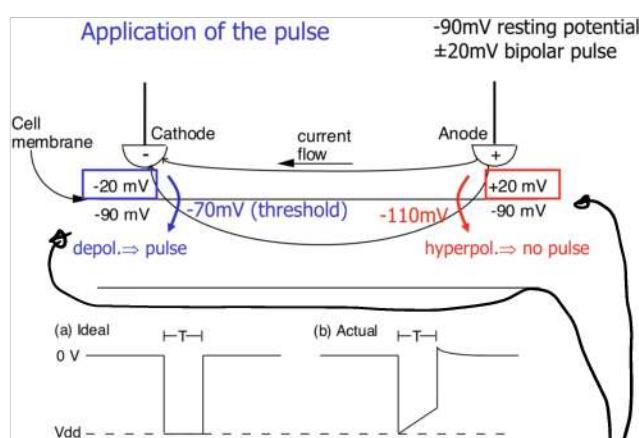
Dato che ho i ci di litio che posso all'interno della batteria ho una carica e quindi una cella di tensione. Quindi ho che V_{ci} e V_c che sono i 2 segnali potenziali delle interfacce (che scambi fanno 3,8V) e VR_i che fa celere questa tensione, facendo rendere esistere la batteria.

04.03.2022

3h

GENERAZIONE D'IMPULSI PER IL PACEMAKER

L'obiettivo principale del Pacemaker è generare impulsi.



Ricordiamo che abbiamo un resting potential di +90mV e seppiamo che se mettiamo un impulso alla pacca in modo di ridurre queste tensioni fino a -70mV allora noi possiamo estrarre l'azione potenzial e triggerare l'impulso.

Supponiamo di avere una zona del tessuto dove ci applichiamo un impulso differenziale con elettrodo a -20mV e uno a +20mV.

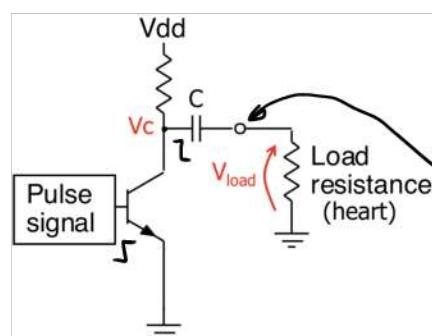
Allora ce ne vengono sugli elettrodi abbiamo che dare appena -20mV abbiamo che la ddp tra interno ed esterno va riducendosi a -70mV, quindi questa regione scatta e abbiamo l'azione potenzial.

All'altro elettrodo d'uno +20mV e in questo caso la ddp della cellula va aumentando tra interno e esterno, perciò noi iperpolarizziamo la cellula e quindi noi ho l'impulso. Ho quindi una zona in cui ho l'azione potenzial e una dove no.

Ci ripetiamo quindi che per avere stimoli noi abbiamo dare impulsi negativi (e non positivi) che avremo normalmente ampiezza massima = VDD (3,8V). Ma non c'aspetterebbero -3,8V ma a noi basterebbero -20mV. Ma nella realtà noi non possiamo fare un impulso di 20mV perché abbiamo l'impedenza dell'elettrodo che ci distrugge il trasferimento.

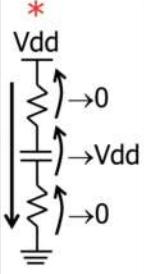
Infatti il tipico ordine di grandezza per l'impedenza dell'elettrodo è $K\Omega$ mentre l'impedenza del tessuto è nell'ordine di pochi volt, quindi perdiamo circa $1/1000$ di tensione e quindi non c'basterebbero nemmeno 3,8V e dovranno amplificarsi.

Stage per Generare gli impulsi



Il condensatore gioca un ruolo fondamentale per fornire l'impulso negativo.

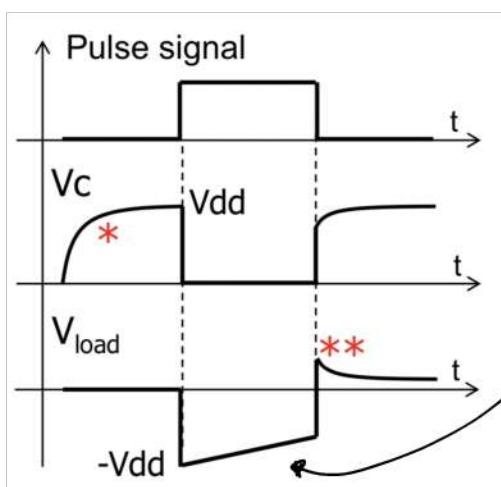
In questo caso abbiamo messo l'impedenza dell'elettrodo.



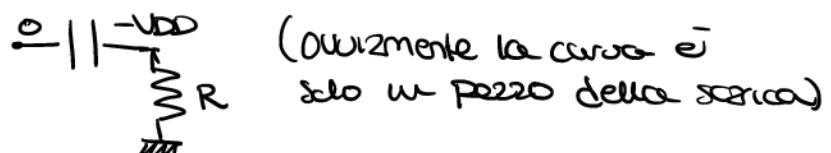
Quando il transistor è off abbiamo questo semplice circuito RC
(Noi supponiamo che il condensatore sia 0V)

Perciò circoliamo il condensatore a VDD

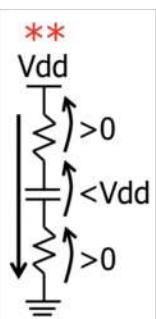
- Diciamo poi un impulso all'input del transistor, dato che il transistor è una configurazione invertente allora il nodo VC va a 0V.
Noi supponiamo che il condensatore non più cambiare la tensione ci sono dei istantaneamente allora quando la parte del nodo VC va a 0V allora l'altra faccia del condensatore va da 0V a -VDD e così sul load abbiamo -VDD



Vediamo se ci cela la tensione e questo è dato dal fatto che abbiamo una rete RC

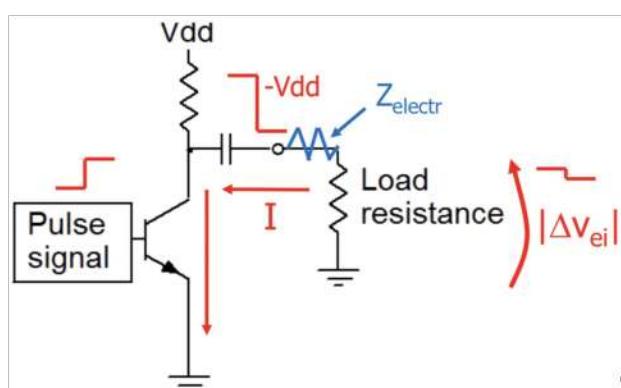


Abbiamo poi una terza fase in cui quando scendiamo il condensatore abbiamo un piccolo bump di tensione positivo.
Infatti se studiamo il circuito con il transistor off, vediamo che:



Noi supponiamo che il transistor è carico ma non del tutto a -VDD ma un po' meno di VDD e questo fa sì che sulle resistenze ci sia una caduta di tensione positiva che risulta nel bump di tensione.

CORRENTE VS DURATA DELL'IMPULSO



Abbiamo aggiunto l'impedenza dell'elettrodo e vediamo il problema ce discutiamo prima.

La vera domanda è riusciamo ad avere comunque un impulso di -20mV?

Poi noi abbiamo visto questo circuito sotto forma di germe di tensione ma data la grande impedenza possiamo vederlo come un germe di corrente

$$\text{Quindi: } Z_{\text{elec}} \gg R_{\text{load}} \rightarrow |DV_e| \ll VDD$$

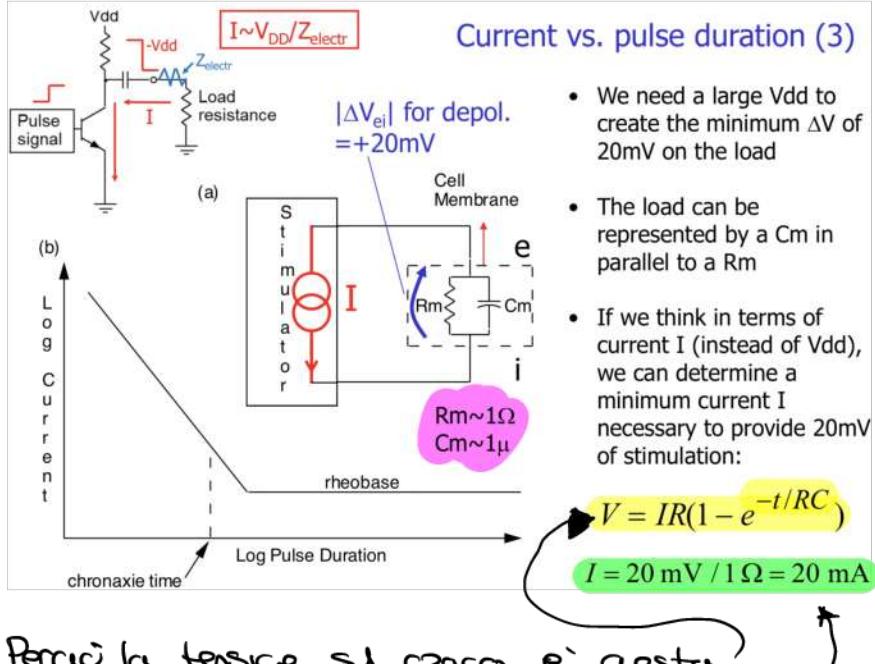
$$\text{e perciò } I = \frac{VDD}{R + Z_{\text{elec}}} \sim \frac{VDD}{Z_{\text{elec}}}$$

Ricaviamo la corrente d'uscita è indipendente dalla resistenza di carico del tessuto

Ci siamo spostati in una vicina di generare il corrente perché è più facile vedere la curva d'onda della batteria in questo modo.
Ma quindi qual'è il miglior compromesso tra ampiezza e durata dell'impulso?

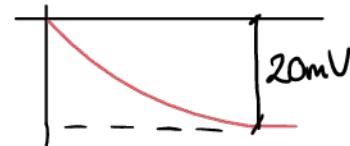
(consideriamo l'ampiezza dell'impulso variabile perché possiamo usare delle diverse puls)

Prima di rispondere alla domanda dobbiamo introdurre il modello del tessuto che non è più rappresentabile con una sola resistenza



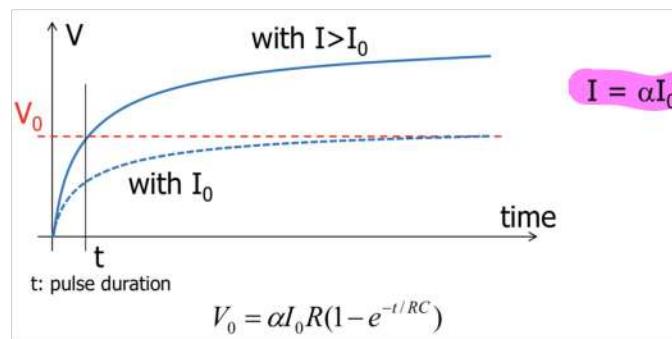
Abbiamo il modello del tessuto come Resistenza e Condensatore in parallelo.

Allora noi sappiamo che l'impulso di tensione sul tessuto non sarà la stessa forma di quello che noi impilano con la nostra rete, ma bensì abbiamo una curva RC.



Perciò la tensione sul carico è questa

Se noi calcoliamo la corrente minima I_0 che mi dà 20mV dovrà aspettare all'infinito. Allora noi diremo in vece di tensione I + grande in modo da dobbiamo aspettare un tempo T per raggiungere i 20mV.



Noi dobbiamo scegliere un valore di α e' quello ottimo.

E' evidente che più piccolo è α più dura l'impulso nel tempo

In questa formula vedo la relazione inversa tra α e t

$$\frac{V_0}{\alpha I_0 R} = (1 - e^{-t/RC}) \quad -\frac{t}{RC} = \ln(1 - \frac{V_0}{\alpha I_0 R})$$

TAYLOR

$$\ln(1+x) \approx x \quad \frac{t}{RC} \approx \frac{V_0}{\alpha I_0 R} \quad t \approx RC \frac{V_0}{\alpha I_0 R}$$

inverse proportionality between I and t (for large I)

$$t = C \frac{V_0}{I} \quad I = C \frac{V_0}{t} \frac{I_0}{I_0} \quad I = I_0 \frac{t_c}{t} \quad (t_c = CV_0/I_0)$$

$$I = I_0 \frac{t_c}{t} \quad \text{OK for } t \text{ small}$$

no OK for $t \rightarrow \infty$ (does not go to I_0)

$$\Rightarrow I = I_0 (1 + t_c/t) \quad (I \rightarrow I_0 \text{ for } t \rightarrow \infty)$$

Scriviamo la corrente in questo modo dato che t_c è troppo il tempo di caccia

Questa formula funziona per t piccoli e non per $t \rightarrow \infty$ perché in questo caso la formula non funziona perché due andate a I_0

Allora introduciamo questa formula per risolvere il problema

Dato questo equazione sotto nei prossimi numeri il compromesso migliore tra corrente e tempo.

Noi vogliamo minimizzare il consumo di energia, perciò

$$E = I^2 Z t$$

$$\frac{dE}{dt} = I_0^2 Z \left(1 - \frac{t_c^2}{t^2}\right)$$

$$E = (2I_0)^2 Z t_c = 4I_0^2 Z t_c$$

$$E = 7.2 I_0^2 Z t_c \quad (t = 0.2 t_c)$$

$$E = 4.5 I_0^2 Z t_c \quad (t = 2 t_c)$$

Vedo che ottengo l'energia dipendente dalla tua durata t_c

Allora poi faccio la derivata dell'energia rispetto alla durata del tempo e la imposto a 0 per trovare il minimo

$$\frac{dE}{dt_c} = 0 \rightarrow I = 2I_0$$

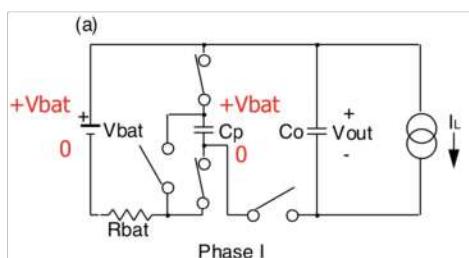
Dove I_0 è la corrente minima da prelevare all'impulso a tempo infinito

Esempi di energia con diversi valori di corrente

Generazione di una tensione maggiore di quella della batteria

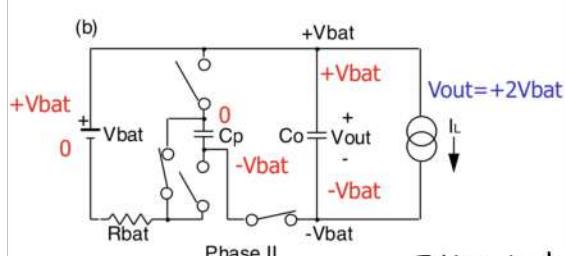
Il livello di tensione della batteria va scendendo nel tempo noi vogliamo avere questo livello di tensione

Iniziamo dal circuito più facile per raddoppiare la tensione

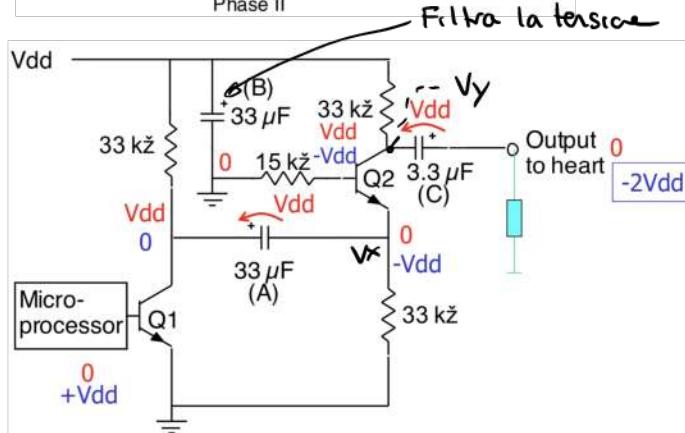


Questo è il principio base del funzionamento del raddoppiatore di tensione

In pratica concatenano un condensatore a Vbat e poi lo mettono in serie al generatore



Allora se il circuito assorbe corrente e quindi il condensatore andrà scaricandosi.



Questo è un circuito pulser come quello visto prima ma in più abbiamo che abbiano anche il raddoppio della tensione

Con i 2 colpi vediamo le tensioni nei 2 casi ON/OFF

Quando Q1 è ON ho che $V_x = 0V$ e quindi anche Q2 è OFF (dato che $V_{BE} < 0V$) su V_y ho V_{DD} e quindi carico il condensatore

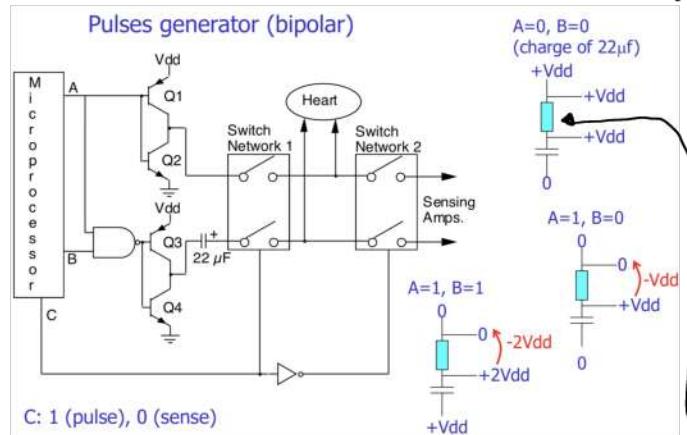
Quando Q1 è ON su V_x ho $-V_{DD}$ e quindi anche Q2 è ON.

Perciò ho il collettore di Q2 che va alla stessa tensione di V_x cioè $-V_{DD}$

Abbiamo che il condensatore d'uscita non può cambiare la tensione cui sarà C_{2P} subito, inoltre da un lato netto $-V_{DD}$ allora dell'altro deve stare $-2V_{DD}$.

(Se chiede d. Kirchhoff abbiamo che in DC il condensatore è aperto ma appena il sistema cambia ha corrente che va nel condensatore)

Potrei fare anche un circuito per stimolare in modo bipolare

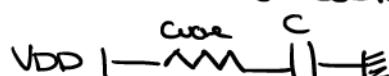


ho 2 NOT fatti a transistor e poi ho il condensatore a $22\mu F$ che viene carico.

le reti di switching non servono una per adesso servono solo per andare in sensing oppure mandare impulsi.

è il cuore

Nel caso $A=\emptyset, B=\emptyset$ ho che le uscite dei 2 inverter sono una a V_{DD} e l'altra a \emptyset , quindi carico il condensatore con la sottile rete RC

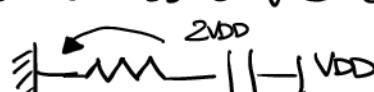


Abbiamo 2 opzioni adesso

Nel caso $A=1, B=\emptyset$ fa sì che la parte bassa del circuito rimanga uguale quindi il condensatore ha un lato a \emptyset e a V_{DD} . Quindi chi cambia è la parte sopra che va da V_{DD} a \emptyset questo fa sì che sul cuore io abbia una ddp = V_{DD}



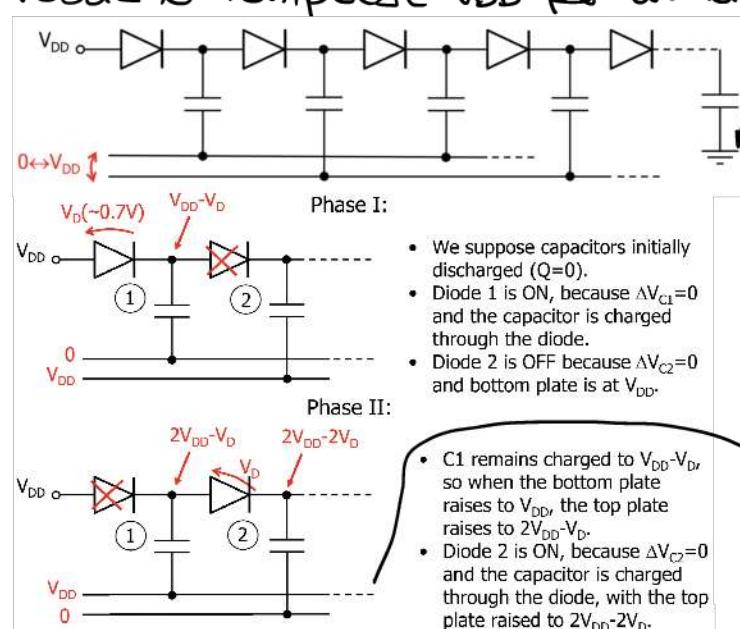
Nel caso $A=1, B=1$ ho che sui cuori vengono applicati $2V_{DD}$. In particolare l'altro della parte sopra è \emptyset mentre quello sotto è a V_{DD} . Detto che la capacità non può varcare la sua tensione istantaneamente questo fa sì che la tensione del condensatore vada a $2V_{DD}$ e quindi sui cuori no $-2V_{DD}$



CHARGE PUMPS

Potremmo moltiplicare V_{DD} per un numero N

è messa a terra l'ultimo condensatore!

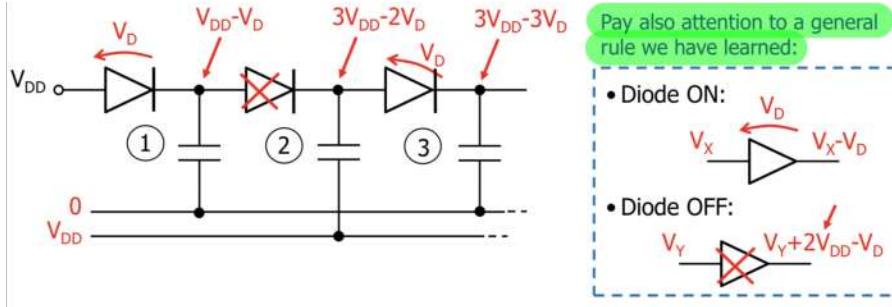


è la dickson charge pump

I condensatori sono collegati strettamente a 2 linee diverse che possono essere varcate tra \emptyset e V_{DD} .

Iniziamo considerando i condensatori scacchi.

Si invertendo, è sempre la stessa storia del condensatore che non può varcare istantaneamente la tensione su due capi.



- Now, as C2 was charged to $2V_{DD} - 2V_D$, when the bottom plate of C2 is raised to V_{DD} , its top plate is raised to $3V_{DD} - 2V_D$.
- Diode 3 is ON, because $\Delta V_{C3} = 0$, and the capacitor is charged through the diode.
- The top electrode of C3 is raised to $3V_{DD} - 3V_D$.

Torniamo alla fase 1 solo con una conoscenza maggiore del 2° stadio e quindi sappiamo cosa succede al 3° stadio ecc..

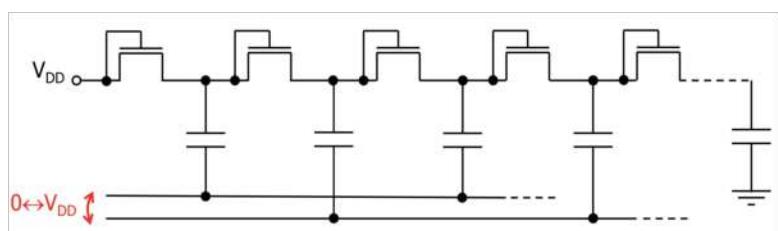
Questa cosa la posso fare anche con i 3 stadi ma mettendo N stadi, allora in questo caso $V_{out} = NV_{DD} - NV_D$

Ovviamente l'uscita moltiplicata raddoppiano su sé dopo diversi cicli di due perché dobbiamo caricare i condensatori.

Domande tipiche dell'aula, come influenza la variazione del clock, quanto deve essere grande il condensatore ecc..

08.03.2022

3h



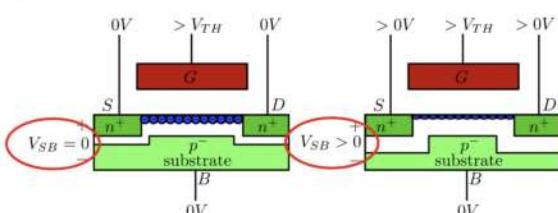
Nel CMOS ci viene più facile avere mos rispetto ai diodi perciò possono creare la charge pump con una serie di transistori. (MOS o OFF o in SATURAZIONE)

La corrente in un transdiodo non ha un andamento ripido come quella di un diodo ma amen.

In questo circuito quello che era $V_D = 0.7$ dei diodi adesso è diventato lo V_{DS} dei mosfet. (Ma dato che noi lavoriamo con correnti bassissime allora $V_{DS} \approx VT$ e allora noi consideriamo V_{TH} come drop del transdiodo)

Ma noi abbiamo un problema con la tensione di soglia, dato dall'effetto di body

The Body Effect:



When $V_S > V_B$, the depletion width of the pn junction increases. That makes it more difficult to create a channel with the same V_{GS} , effectively reducing the channel depth. In order to return to the same channel depth, V_{GS} needs to increase accordingly.

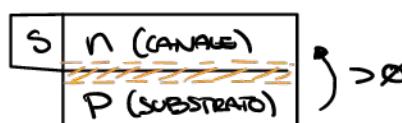
The Body Effect can be seen as a change in threshold voltage and it is modeled as:

$$V_{TH} = V_{T0n} + \gamma \left(\sqrt{2\phi_f + V_{SB}} - \sqrt{2\phi_f} \right)$$

Noi assumiamo sempre che il source e il bulk siano alla stessa tensione

Cosa succede quando il source è + positivo del bulk?

In modo molto semplice è questo che succede in una giunzione N/P



Se la tensione sul source cresce ho che la giunzione è bloccata al contrario, quindi mi si crea una zona depleta

Questa zona depleta fa sì che il mio canale di conduzione del mosfet vada a calare il numero di elettroni.

Perciò se noi volessimo lo stesso numero di elettroni nel canale dovremo

aumentare la tensione V_{DS} . (lo vediamo come un aumento di V_{TH})

Cepiamo quindi che la tensione di soglia non è un valore costante.

Noi non connettiamo bulk in corto con il bulk perché dipende dalla tecnologia e questo fa sì che a noi l'effetto di body non va bene per un CMOS perché dato che stiamo usando una charge pump abbiamo le tensioni di source molto alte e quindi alla fine avremo tensioni di soglia molto alte e quindi la formula $NV_{DD} - NV_{TH}$ non vale più (dato che V_T va ad aumentare e ci acciuffano all'uscita)

- As the source voltages increase along the chain, the MOSFET threshold voltage V_{TH} increases by the Body Effect and the ON drop increases, reducing the benefit of the multiplication through N stages:

$$V_{out} = (V_{DD} - V_{TH1}) + (V_{DD} - V_{TH2}) + (V_{DD} - V_{TH3}) \dots = \sum (V_{DD} - V_{THi})$$

- Adding several stages, the terms $(V_{DD} - V_{THi})$ added in the sum are less and less useful when V_{THi} increases along the chain.

Allora abbiamo una cosa del tipo

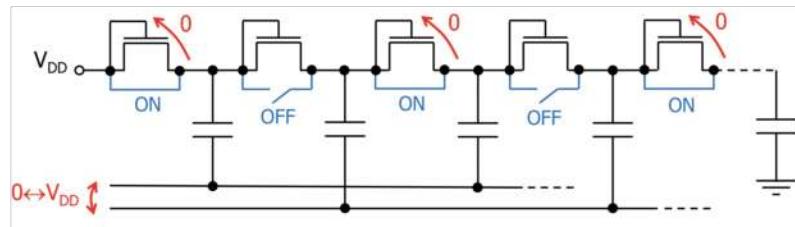
Esisterà un punto nella catena dove $V_{DD} - V_{TH}$ sarà 0 e in quel punto non ha più moltiplicazione e non

ha senso aggiungere ulteriori stadi.

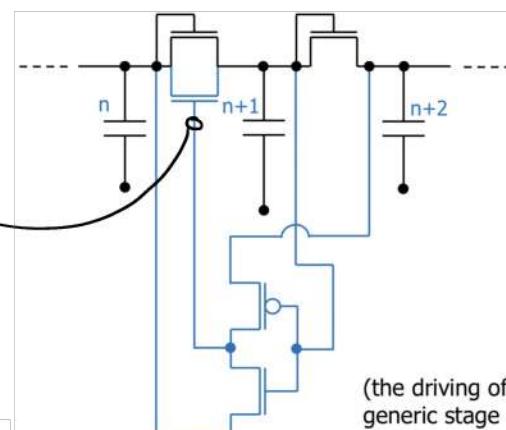
(In particolare non possiamo connettere il bulk in corto con il source perché nella tecnologia standard tutti i mosfet hanno substrato comune e le tensioni di source sono diverse quindi non posso farlo. Potevo farlo nella tecnologia double well)

Non ho capito troppo bene ma nei PMOS potremo collegare source e drain (Body)

Ma abbiamo una soluzione, ed è quella di cancellare la threshold aggiungendo un interruttore in parallelo ai MOS. L'interruttore sarà ON quando il transistore sarà ON e off quando il mos è OFF.



Tutto questo è implementato con un AND

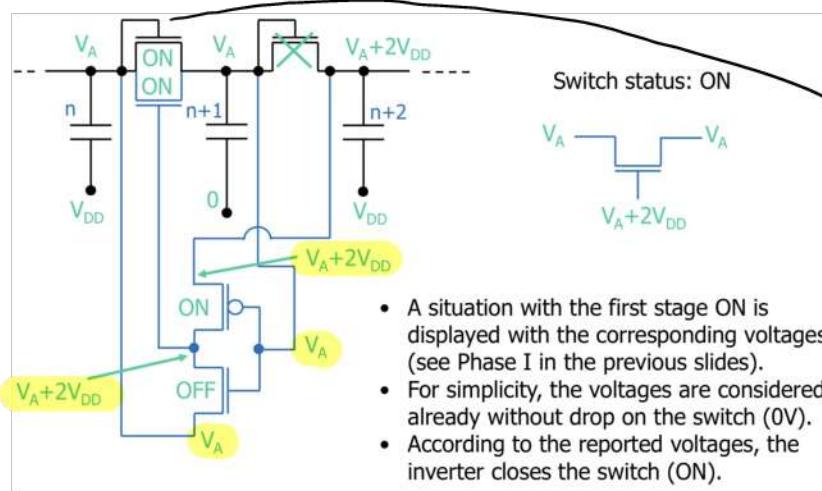


(the driving of a single switch at a generic stage n is shown in figure, the same solution applies for all the other switches)

Comando il gate di questo mosfet con un inverter CMOS.

La problematica di questo inverter è che non ha V_{DD} e GND fisse ma le estremo in ogni punto della catena moltiplicatrice

Iniziamo studiando il caso di ON



- A situation with the first stage ON is displayed with the corresponding voltages (see Phase I in the previous slides).
- For simplicity, the voltages are considered already without drop on the switch (0V).
- According to the reported voltages, the inverter closes the switch (ON).

Seppiamo da prima che il transistore è ON quando il condensatore ha la base a V_{DD} .

Noi supponiamo $V_{TH} = 0$

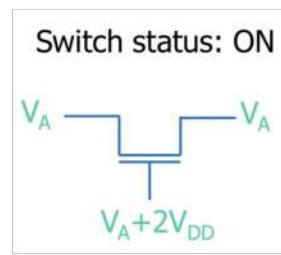
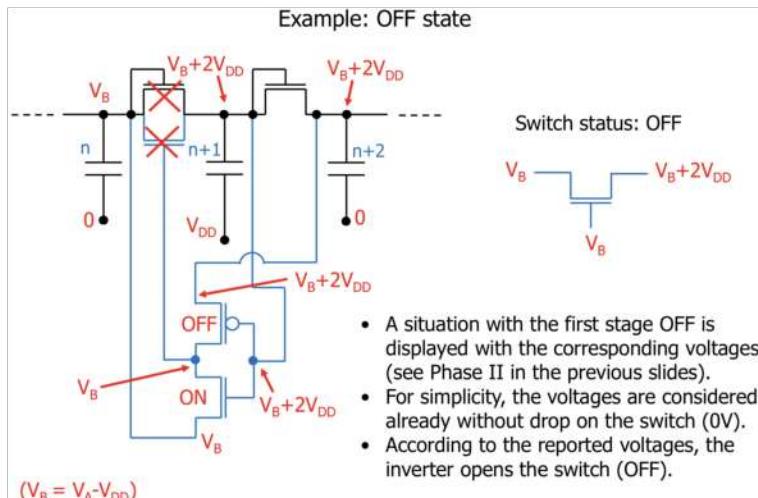
Noi seppiamo anche che il transistore seguente è OFF quindi dalla regola seppiamo la tensione di alimentazione dell'inverter.

Dato che abbiamo le alimentazioni del gate seppiamo che l'NMOS è OFF e il PMOS si trova in ON, perciò l'uscita dell'inverter è alta.

Vediamo adesso cosa succede al nostro switch

Vediamo subito che il transistor è ON e quindi c'è come un cortocircuito perché non abbiamo più la tensione di segnale.

Stato d' OFF



Stessa cosa d' prima solo che succede il contrario

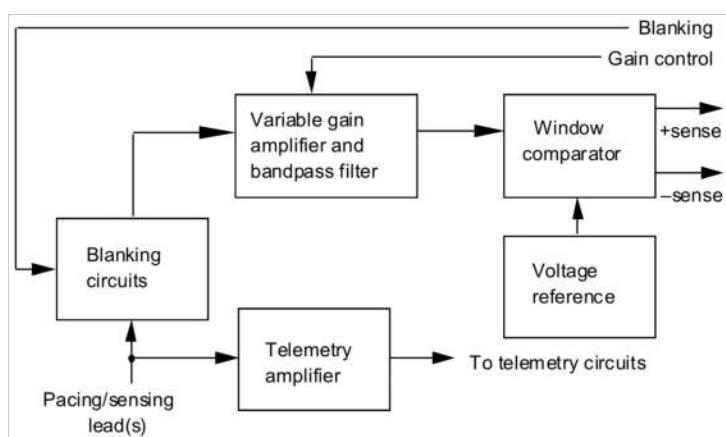
Abbiamo risolto il problema della tensione di segnale aggiungendo solo 3 transistor per stadio.

Ma a cosa ci serve il transdiodo ora che lo abbiamo bypassato? (Rispondere da soli a questa domanda, la risposta presumo sia un no ma non so y)

E' perché devono avere le tensioni giuste per funzionare il gate

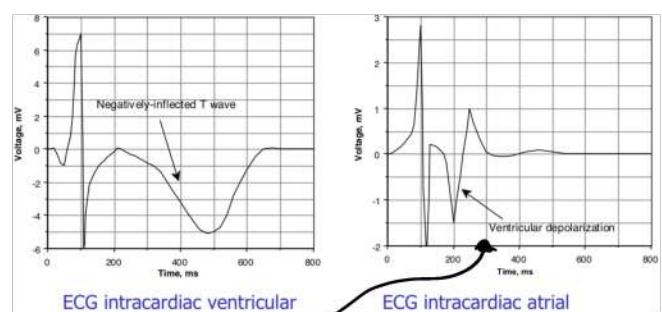
SENSING AMPLIFIERS NEI PACEMAKER

Ricordiamo che il pacemaker è in una posizione top per leggere il cuore.



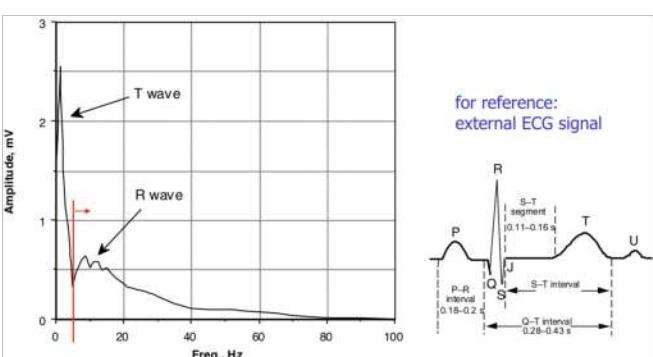
Il blanking circuit serve per spezzare la lettura quando forniamo gli impulsi

Abbiamo poi un amplificatore e un comparatore per "digitalizzare" gli impulsi.



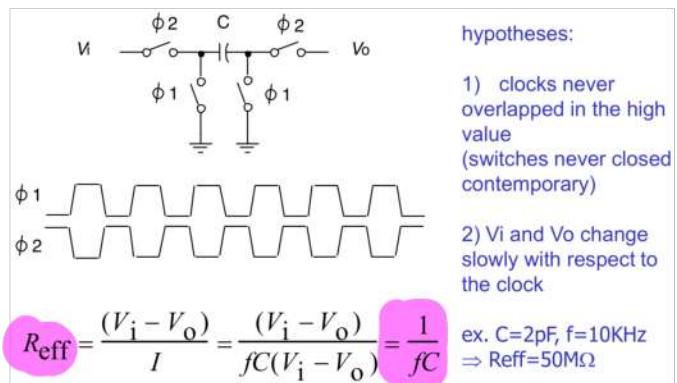
Qui abbiamo 2 esempi di impulsi analogici ricavati in 2 posti diversi del cuore

Vediamo che nell' ECG intracardiac atrial abbiamo un eco dato dall' impulso nell' ventricolo intracardico



Lo spettro di un segnale cardiaco è molto localizzato e basse frequenze per fortuna.

La maggior parte degli amplificatori oggi si basa sulla tecnica degli switched capacitor per senso ed implementare resistenze di valore molto grande.



Questo perché avere resistenze di un valore molto elevato è un problema nei circuiti integrati.

Quando chiudono ϕ_2 circola il condensatore con $Q = CV$, poi apre ϕ_2 e chiude ϕ_1 da cui scorre la corrente a terra.

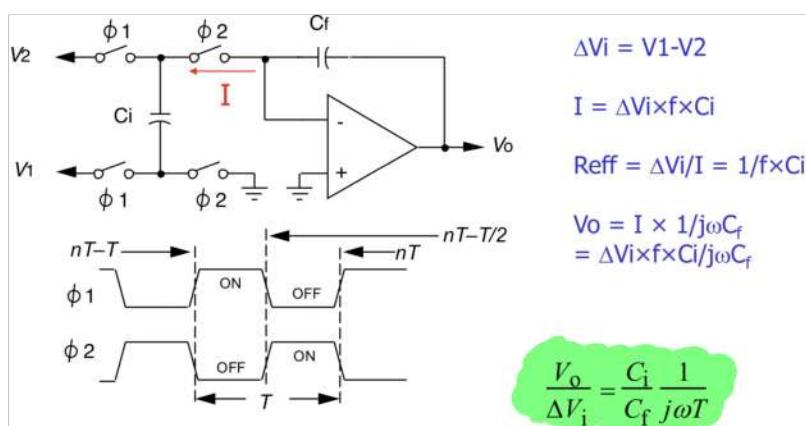
Se la tensione V capi del condensatore è costante (o lentamente variabile) allora posso vedere una corrente media che passa attraverso il circuito la quale sarà il valore $I_{AV} = Q/T$

cioè la corrente sul periodo. Dato che abbiamo questa corrente media posso calcolare una resistenza effettiva con la legge di Ohm.

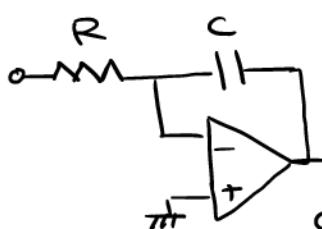
Nella retta è tutto ciò scritto dato che se la tensione ai capi del condensatore non è costante ho tutto in circuito perché la definizione di corrente media viene un po' a cadere.

Allora anche in questo caso si teorema di Nyquist per il campionamento ($f > 2f_{sig}$) perché il tutto funziona se almeno il clock è 2 volte la frequenza del segnale.

Integratore ideale



che non c'è altro che

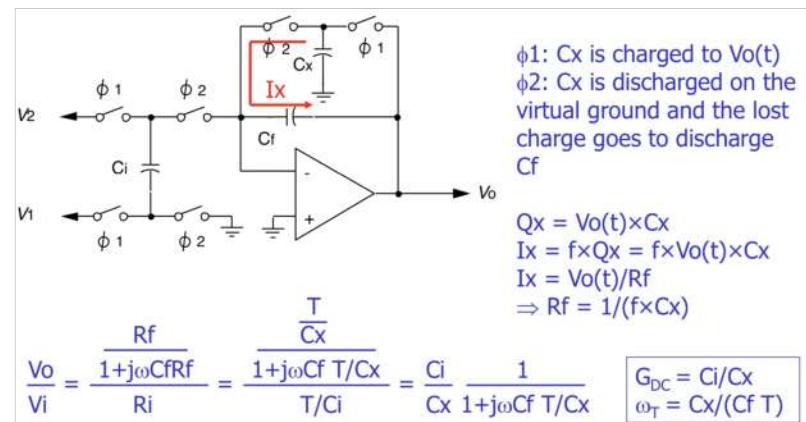


In realtà questo circuito ha pure un polo negativo rispetto a quello con switched capacitor.

Perché è n'ipotesi.

Quando chiude ϕ_2 il condensatore è tra terra e terra virtuale quindi la rete è chiusa a quella voce prima del switched capacitor. In questo caso però la corrente scorre nel secondo condensatore.

Integratore reale



Addiamo una resistenza in più messa sul feedback.

Questa resistenza è fatta da soli 2 interruttori e C_x .

Per calcolare il trasferimento calcolo i valori delle resistenze e le metto dentro al classico trasferimento dell'integratore

$$\frac{R_f}{1 + SRF C_f}$$

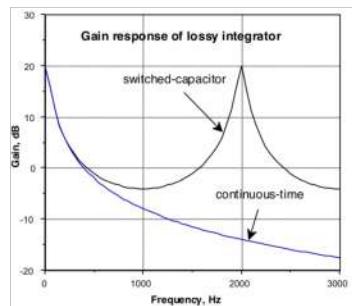
Possiamo vedere che la parte di circuito con C_x implementa una resistenza perché va a scorrere il condensatore C_f . Questo è quando chiudo ϕ_1 circa C_x a V_{dd} per aprire ϕ_1 e chiudo ϕ_2 e ho che C_f si scarica attraverso la terra virtuale su C_f perché da altre parti non possono correre questo fa scorrere un po' la tensione su C_f di C_f e quindi ho dato che l'altra è a terra virtuale. Ma attenzione se ϕ_2 è chiuso allora è chiuso anche il ϕ_2 del circuito d'ingresso ma quindi perde la corrente I_x non va sul condensatore C_f ? Perché il condensatore C_x è tra terra e terra virtuale e quindi fissa.

Se noi guardiamo il trasferimento ingresso uscita del circuito a switched cap.

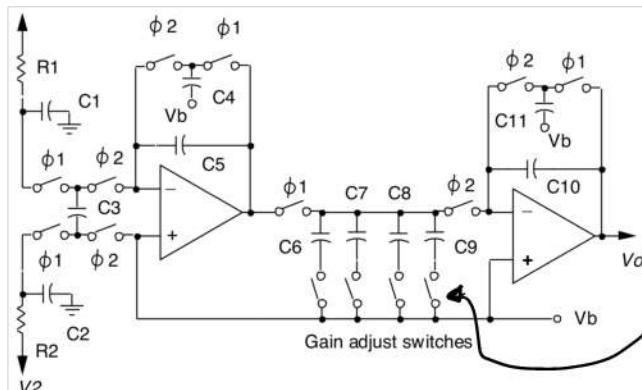
$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{C_1}{C_x} \cdot \frac{1}{1 + SCF\left(\frac{T}{C_x}\right)}$$

Vediamo che il guadagno dipende dal rapporto di 2 capacità. Questo ci va da dove perché nei processi CMOS i valori assoluti delle capacità sono estremamente inaffidabili.

Questa cosa ci va molto bene anche per la reggenza del polo e inoltre il polo è tunabile varando la frequenza di clock.



Qui vediamo il trasferimento di 2 integratori, uno normale b/w e uno a switched cap. Vediamo che per un segnale d'ingresso a 2KHz l'integratore è dc fino a circa 1KHz per 10. Vediamo che succede quando ci siamo detti prima con Nyquist.



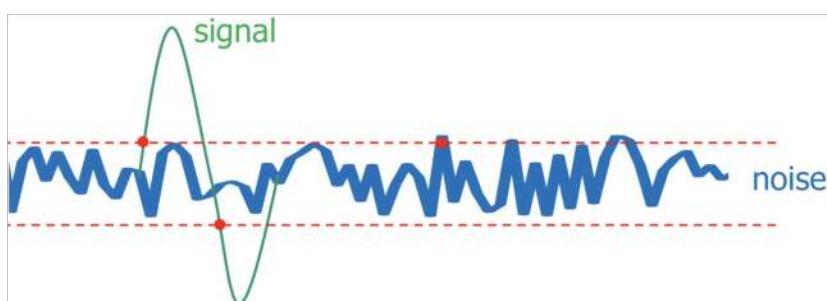
Possiamo permettere in cascata degli stadi integratori per avere uno sharp cut-off (andare da -40dB/dec)

Questi switch non fanno parte del switched cap. servono solo per decidere se avere + o meno capacità per gestire l'impedenza.

10.03.2022

2h

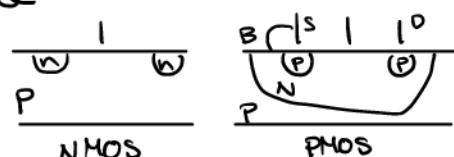
COMPARATORI



Signal detection is based on the crossing of two comparator thresholds, positive & negative (or viceversa).

This makes signal detection robust against the noise, which more likely will cross one threshold only.

(NOTA ESTERNA: XE' NON USIAMO transistors pmos per la charge pump? Per come sono microfotografati i pmos sono isolati dai loro wafer e quindi sono isolati nel loro substrato e potrei collegare body e source



è una soluzione interessante ma non viene usata perché qui ho ancora UT)

Dopo un sensing amplifier vogliamo generare dei segnali digitali e per questo usiamo dei comparatori.

Tipicamente usiamo un comparatore a finestra (trigger d'smith) e lo coliamo perché è più robusto contro il rumore.

Un tipico comparatore a Opamp a noi non piace molto perché consuma corrente statica (cioè abbina corrente che scorre nei resistori del Feedback positivo)

Perché noi usiamo un circuito così?

Usiamo un amplificatore e 2 flip-flop. Con questo circuito abbiamo si comeva di bassa del amplificatore ma molto bassa.

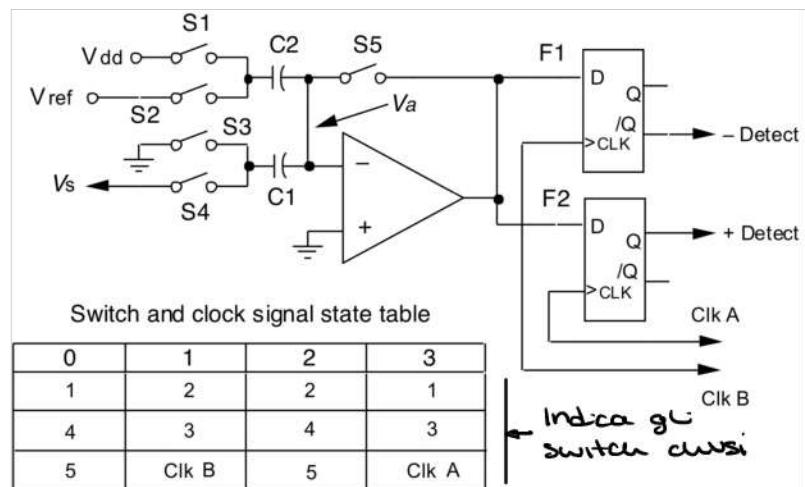
Vediamo se l'ampio può rimanere in 2 stati. Se S5 non abbiano un buffer (e noi ci interessano solo per mettere il bin di C a terra)

Se SS è OFF abbiamo che ho un comparatore base che vede se la tensione su C1 è \geq o \leq di 0. Con i 2 flip flop puoi dire se sono sopra o sotto la threshold.

Il circuito opera in 4 fasi periodiche

o) Si chiuso (terra virtuale). Si chiuso e Si chiuso

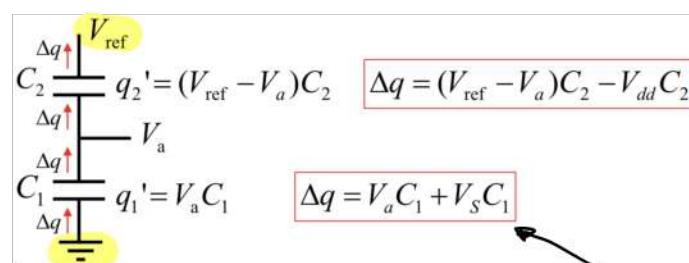
Abbiamo quindi una condizione di questo tipo \rightarrow
Possiamo calcolare le corde nei 2 condensatori
la corrente su C_1 è negativa perché consideriamo
la tensione + positiva quella sulla terra virtuale
quindi abbiamo $-V_s$.



1) S5 zproto, S1 zproto, S3 zproto e quando S3 e se

La tensile quindi non è più legata alla tensione

Abbiamo nuovi contenuti di circa sei condensatori, che dipendono da V_0



Dato che il nodo di Va è sotto impedenza abbiamo che la carica che perde un condensatore deve essere pesa dall'altro.

L'unica nostra veseble de ci menca e' Va e perciò no possimo celodarla

$$V_a = C_2 \frac{(V_{ref} - V_{dd})}{(C_1 + C_2)} - C_1 \frac{V_s}{(C_1 + C_2)}$$

Se noi vogliamo $V_0 > 0$ allora abbiamo che
il segnale d'ingresso deve essere

$$V_s < -\frac{C_2(V_{dd} - V_{ref})}{C_1}$$

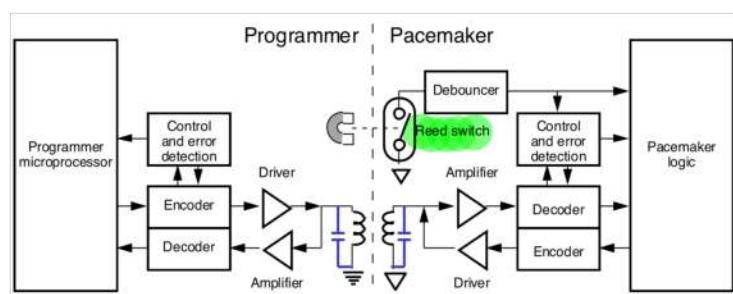
Le ultime due sequenze fanno la stessa cosa ma la fanno per oltre la positive threshold.

$$V_a < 0 \quad V_s > \frac{C_2(V_{dd} - V_{ref})}{C_1}$$

positive threshold

Una cosa cui dobbiamo stare attenti è quella di mettere ad alta impedenza tra prima e dopo le tensioni di risentimento perché se facciamo il contrario non c'è la distribuzione di corrente non avremo più (perché sarebbe prima)

Telemetria

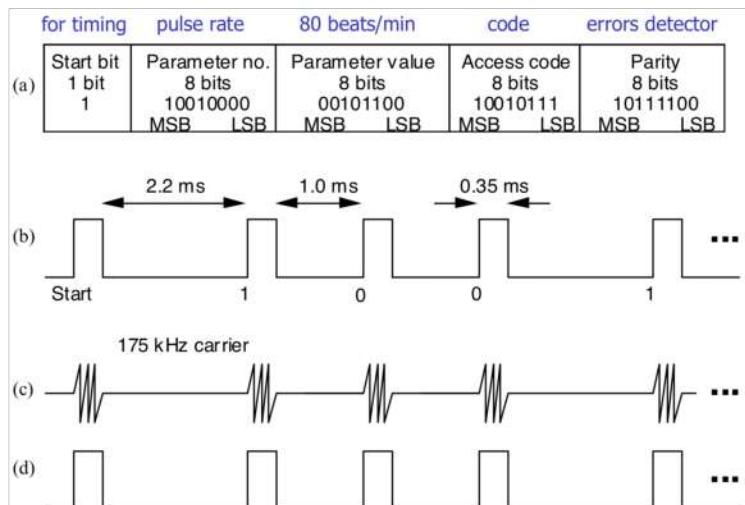


modo in cui con il pacemaker posso comunicare con il mondo esterno

tramite un contatto reed il pacemaker sa quando entro in programmazione.

Esempio di comunicazione usata per riprogrammare il pacemaker
Cavamente quando programmo il pacemaker questo deve continuare a funzionare.

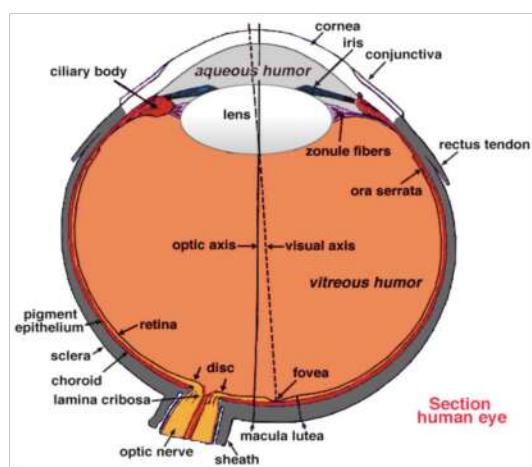
I bit sono codificati dalla distanza tra i fronti di salita
Per cui ovviamente il pacemaker deve aprire delle finestre d'ispezione.



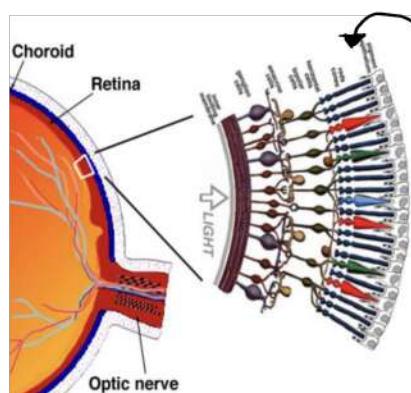
Elettronica per la visione artificiale

Un array di eletrodi viene impiantato nella retina che vengono usati per stimolare la retina vicino al nervo ottico.

In pratica ho una camera esterna che tramite un pente radio rende immagini a questo array di sensori. (che hanno pochi pixel, tipo 100x100) Infatti l'obiettivo non c'è dare un'immagine perfetta.



Questa è l'anatomia dell'occhio



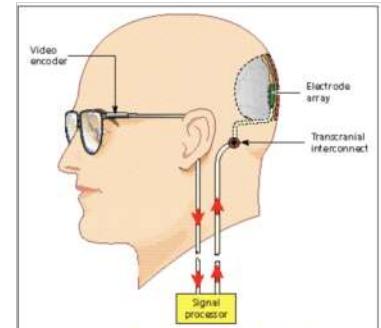
Vediamo che i fotorettini non sono il primo livello della retina ma sotto.

Per una volta ricevuta la luce rendono il segnale elettrico sul bordo della retina

Abbiamo 3 famiglie di protesi, noi poniamo un focus sull'epiretinal prosthesis che ha la caratteristica di essere piazzata sulla superficie della retina. C'è una curva che con questa tecnica noi bypassiamo i fotorecettori e l'altro layer di retina (quelli che passano i segnali tra i fotorecettori e la retina).

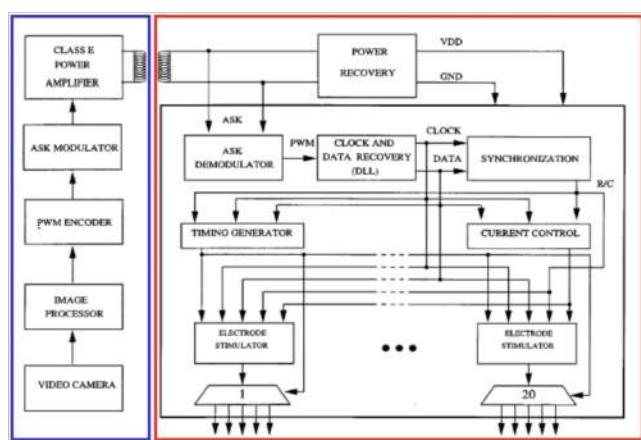
Un'altra famiglia è la subretinal prosthesis. Consiste in un array di photodetectors dove c'è un fotorecettore. Questa soluzione sembra più diretta di quella sopra ma l'operazione chirurgica per fare questo è molto complessa.

L'ultima famiglia è la cortical prosthesis, in pratica noi andiamo nell'occhio noi andiamo direttamente nella corteccia del cervello. Si usa questa protesi quando il nervo ottico è molto danneggiato.



Il sistema che noi analizzeremo è il sistema MARC che è una protesi subretinica.

Suddentemente dobbiamo fornire sempre un certo potenziale solo alle stesse volte lo vediamo all'occhio. Solo che tutto questo è un casino perché non ho nemmeno una batteria e il sistema è ancora non accessibile dei parametri.



Esempio di come è costruito un sistema di visione artificiale.

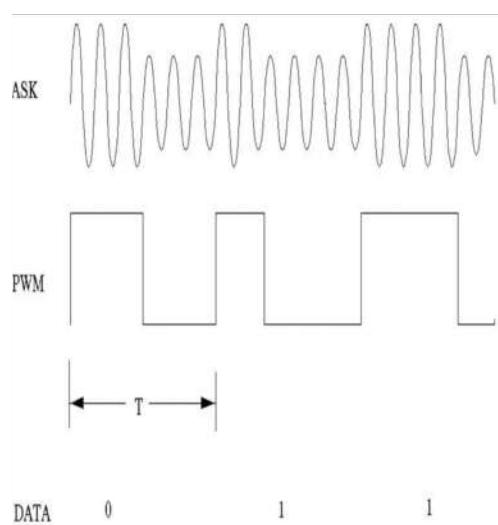
L'immagine per ogni pixel da 16 veloci di grigio (4 bit) e poi l'invia.

11.03.2022

3h

Schema di Encoding

Le image vengono fornite come una serie di bit e questi bit vengono usati per modulare una portante.



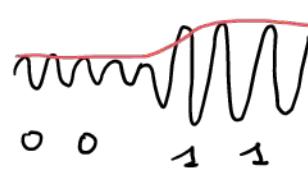
Abbiamo una onda quadra e il duty cycle dell'onda viene varieto se abbiamo un 0 o un 1.

Gli 0 vengono encodati con duty cycle 50%-50% mentre gli 1 con tipo ON 40% OFF 60%

Facciamo così perché la portante sia modulata con questo duty cycle.

Questo è utile perché della portante noi prendiamo pure l'energia e per fare ciò noi dobbiamo rettificerla (e quindi fare una media)

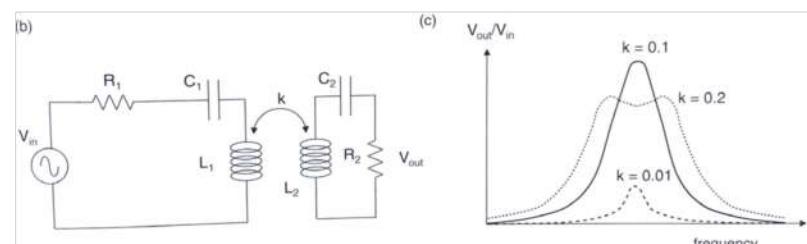
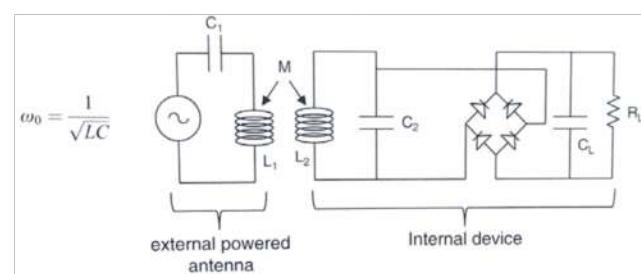
Se avessimo 0 moduli cioè ampiezza minima e 1 cioè massima allora avremo



La retificazione farà così ed avrà uno shift della tensione DC e a noi non serve per nulla questo.
Perdiamo tensione DC costante

Se ho che faccio noi abbiamo che la tensione retificata sarà costante e questo ci serve perché vogliamo l'alimentazione costante

Wireless power transfer

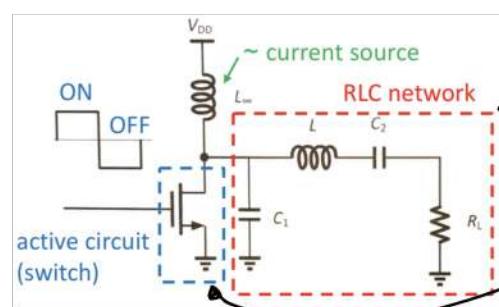


Abbiamo un circuito che oscilla a $\frac{1}{\sqrt{LC}}$ e un secondo circuito che oscilla alla stessa frequenza.

Una cosa importante da vedere in questi circuiti è la corrente dell'induttore perché è quella per le generare le onde elettromagnetiche.

I circuiti attivi vengono classificati con lettere A,B,C,D,E... in base all'etichetta del circuito stesso.

Ampificatori classe E

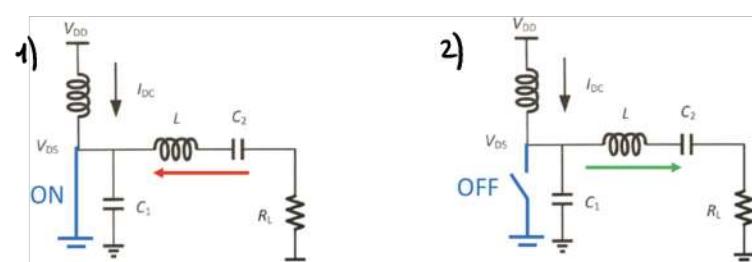


e' un circuito estremamente efficiente

Questa è la parte oscillante del circuito

Abbiamo poi questo mosfet come circuito attivo. Il mos è usato come interruttore.

Il RFC è quello che mi dà la corrente di nulla per tenere attiva l'oscillazione della rete RLC.

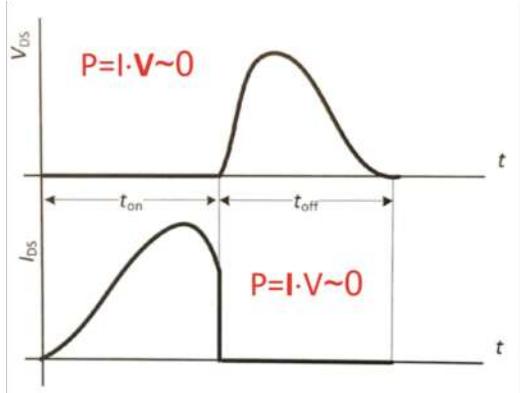


Quando il mos è ON la corrente dell'RFC viene buttata tutta a terra

Poi quando il Mos è OFF la corrente dell'RFC viene mandata nella rete (questo succede nel momento esatto a cui)

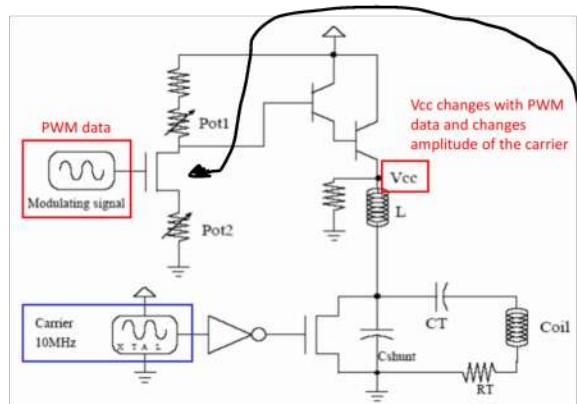
sce. Questo succede perché io comando il circuito alla stessa frequenza del mio circuito RLC.

Andiamo adesso ad analizzare la potenza dissipata.



Veliamo che quando il transistor è ON ho corrente che scorre nel transistor ma dato che i MOS è come un cavo la tensione ai suoi capi è ≈ 0 quindi la potenza dissipata è ≈ 0 .

Adesso abbiamo generato la portante ma nel nostro sistema dobbiamo modulare la portante. Come possiamo farlo noi?

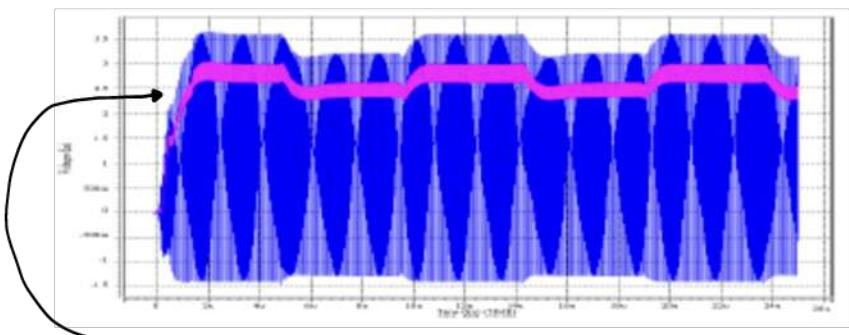
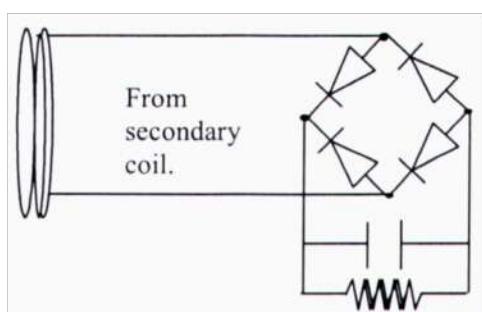


Praticamente noi moduliamo la tensione di alimentazione per poi modulare l'uscita.

Il primo MOS è un amplificatore mentre il darlington è un follower.

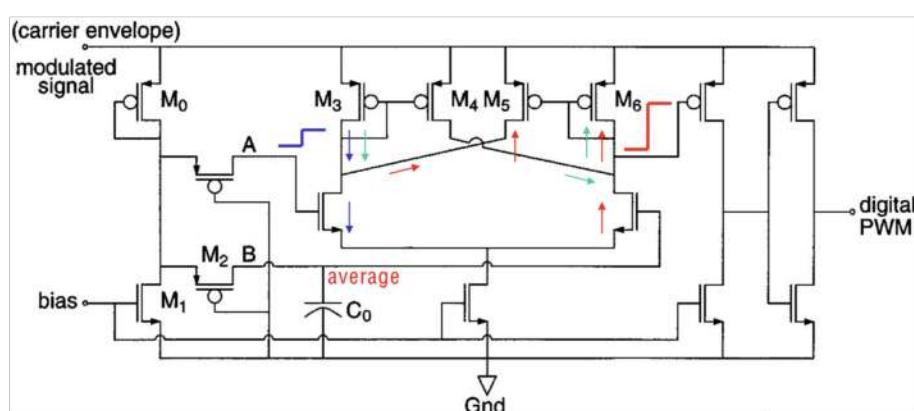
(Non capisco perché sopra ci sia la terra)
(In realtà c'è VDD per lui)

Ricaviamo poi la tensione



Facciamo una rettificazione non troppo violenta all'inizio così ho zero i detti PWM più dopo che ho passo i detti rettificatori ancora di più il segnale.

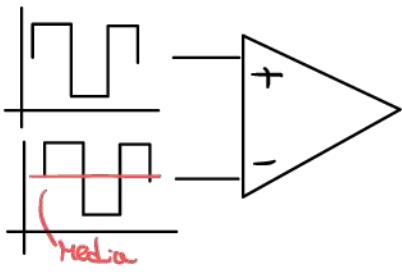
ASK Demodulator



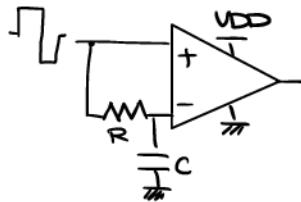
Il nostro obiettivo finale è ricevere il valore digitale PWM della curva rosa ricevuta con il circuito sopra.

Il circuito non fa altro che scegliere la tensione rosa.

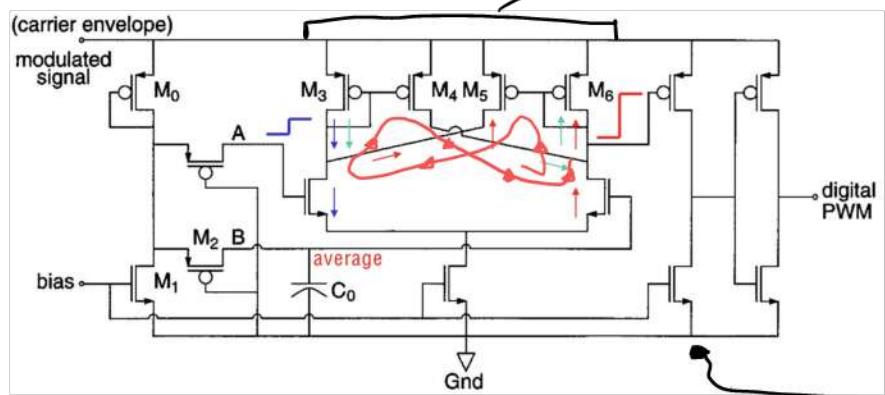
Il circuito non è altro che un comparatore tra la tensione rosa ricevuta prima e la sua media.



Per fare questo noi prendiamo 2 un terminali la nostra tensione e nell'altro prendiamo sempre la nostra tensione ma la passiamo prima in un LPF.
Quindi una cosa del tipo:



L'input del circuito è la tensione modulata. Ho un tranzododo che serve a centrare la tensione



Questo è l'opamp fatto con un differential pair

I due transistor H2 implementano un resistore.
Perciò vediamo che in un vero ho anche un condensatore e quindi faccio un LPF e poi lo compravo dietro tensione per filtrarlo.

Abbiamo che poi l'output del differential pair lo mettiamo in un altro amplificatore invertente per metterlo rail to rail.

Nel circuito abbiamo 2 spazi di corrente perché questo crea un feedback positivo. Infatti vediamo che M6 fa a sua volta uno spazio della corrente d'uscita. Perciò M6 specchia su M5 e la corrente non può andare sul Mos sotto dato che ha il drain e quindi va su M3 che specchia su M4 e che mi riporta tutto su M6 e così via.

Ho così un feedback positivo che mi dà più corrente, perciò ho un gradino più potente in uscita. Questa tecnica è usata nei compresori quando vogliamo una risposta ultrafast nel compresore.

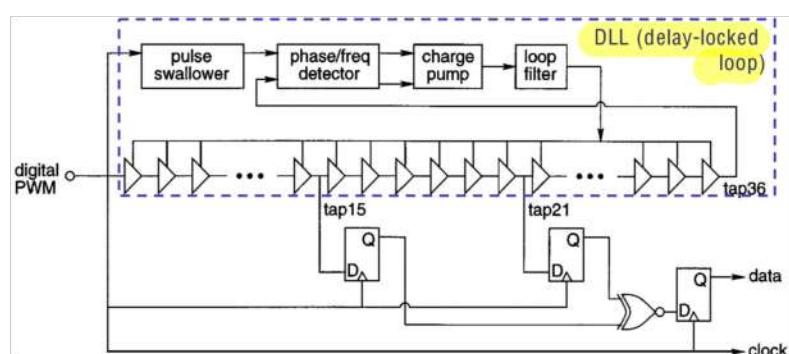
Nei facciamo questo perché aumentano il compresore con RA e quindi se avessimo una risposta normale sarebbe lentissima e quindi noi la rendiamo fast. Potremo velocizzare la risposta anche aumentando gm ma se avessimo così daremo aumento anche la corrente e quindi consumo più potenza.

NOTA: Dobbiamo vedere che l'elementare del circuito è il segnale modulato questo in un ampli analogico sarebbe un problema ma questo è un compresore quindi ok.

Clock e circuito di Data recovery

Del flusso di bit PWM dobbiamo ricevere il flusso di bit e il clock.

Per ricevere il clock noi prendiamo il fronte di salita dei segnali e fine.



Per ricevere i dati dal PNL dobbiamo lavorare sul duty cycle.

Prima di tutto blocco un periodo intero in un buffer, per dividere il periodo in intervalli e vedere quanto è il duty cycle.

Per fare questo noi usiamo questo circuito composto da 36 buffer di denso delay. Noi prendiamo questo segnale ritardato e usiamo un phase detector per checkare il delay tra il fronte di salita del segnale ritardato e quello in ingresso.

Quando ho che il phase detector rileva uno spessore non nullo vero l'alimentazione dei buffer è così vero il loro delay (+ zeta è la tensione di alimentazione + i buffer sono veloci).

Se vedo che lo spessore non è zero aumento il delay fino a che il delay non è uguale a un intero periodo. Così ho che i fronti di salita tra il segnale ritardato e quello in ingresso sono nello stesso punto.

Questo mi fa dire che nei 36 buffer ho un periodo intero perciò in tutti i buffer internedi ho un passo di segnale perciò realizzando i buffer 15 e 21 posso sapere se ho un 1 o un 0.

(Scelgo 15 e 21 perché sono un po' prima e un po' dopo la metà, perciò se l'onda porta uno zero, quindi 50% duty cycle quindi gli output tra 15 e 21 saranno diversi. Se invece ho un 1, cioè duty cycle 60% ho che sia 15 e 21 sono 1 e quindi la XNOR mi dà 1)

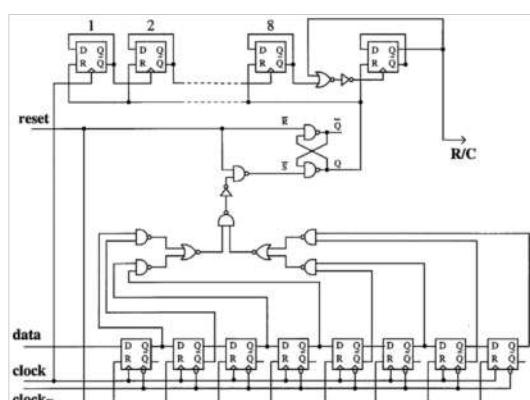
i flip flop sono lì per sincronizzare l'uscita con il clock.

Dato che ho i flip-flop questi mi danno un delay di 2 cicli di clock in uscita ma non è un problema.

15.03.2022

3 h

Circuito di Sincronizzazione.

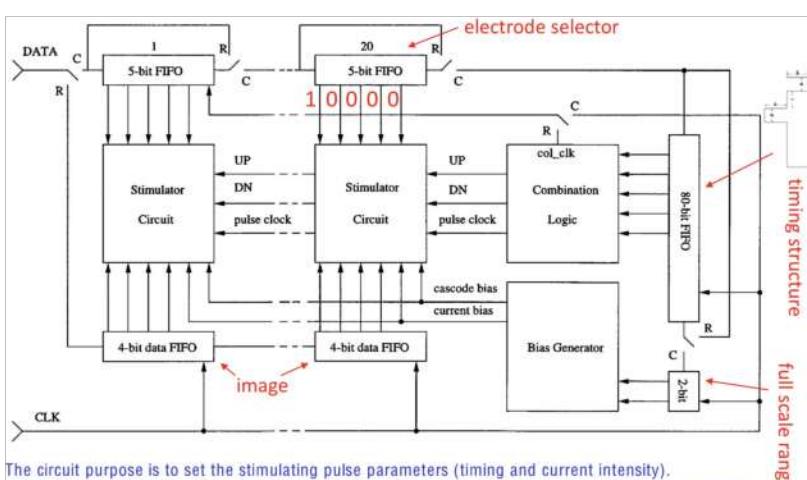


il chip funziona in 2 stati diversi, uno di configurazione dove possiamo settare i parametri e uno di funzionamento.

Per switchare tra i 2 vedo il flow di dati che mi arrivano e quando trovo una chiave nota cambio stato

← è un circuito che non dobbiamo ricordare.

Vediamo adesso la parte finale del circuito stimolatore.



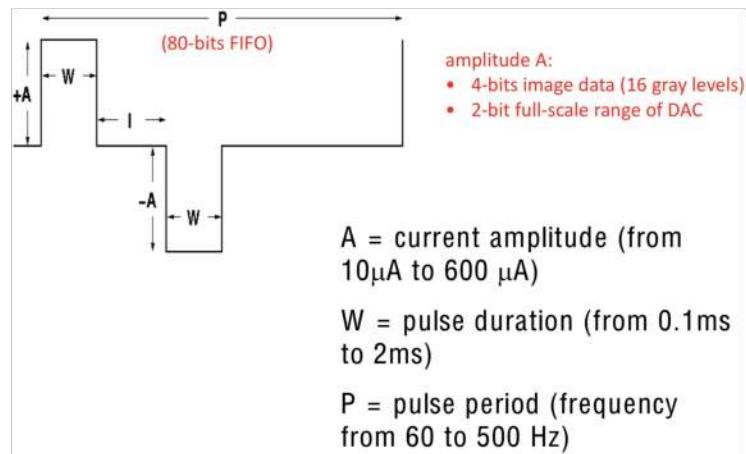
R = run C = config

Noi abbiamo solo 20 stimolatori per 100 pixel quindi ogni stimolatore stimolerà 5 elettrodi diversi in sequenza.

Tramite i FIFO io dico allo stimolatore quale di questi elettrodi stimolare. (In pratica sono degli shift register che in Run sono chiusi ed aperti e quindi fanno 1000 → 0100 → 0010 → 0001)

Quando siamo in configurazione ho i shift register in serie e quindi li programmo con i bit come fossero un grande registro unico.

Come eccitiamo la retina?



Abbiamo questo tipo di impulso
 Ovviamente solo l'impulso negativo fa partire l'elettrone potenzial ma facciamo questa struttura d'impulso per mandare circa mezza nulla nel periodo perché altrimenti se mettessimo sempre impulsi negativi avremmo un raccoglimento di cariche negative.

Le istruzioni sull'impulso vengono scritte in un shift register.

Queste istruzioni scritte in un registro vengono mappate in una logica combinazionale che le traduce in segnale su/segnale giù.

Abbiamo poi il Bias Generator che manda il full scale range per l'impulso, infatti ci dobbiamo ricordare che abbiamo 16 livelli di grigio dell'immagine da mandare alla retina ma questi 16 livelli sono relativi ad un Full Scale range. Io scelgo questo FSR con 2 bit (4 valori di FSR), quindi ho 4 binari di intensità con cui posso eccitare la retina.
 (Questo è solo per il range dinamico e non per i 16 livelli dell'immagine).

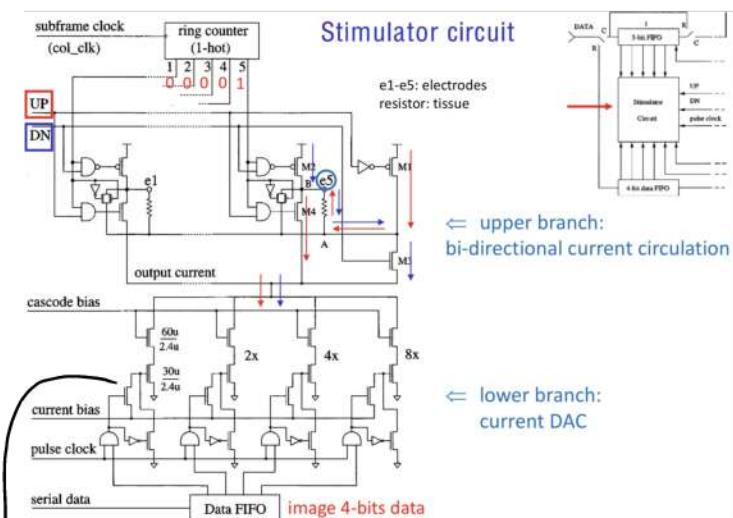
Con 182 livelli io comando il mio sistema, poi con una chiave metto il sistema in RUN e questo avanza in modo circolare.
 I dati relativi all'immagine entrano in 20 FIFO da 4 bit l'uno (ma questo solo quando siamo in RUN)

Quindi avrò 80 bit che caratterizzano l'immagine. (Non c'è un caso che io abbia anche 80 bit per il timing)

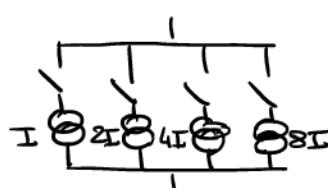
Questi 80 bit saranno uploadati 5 volte e quindi per un'immagine avrò 400 bit.

Quell'è la frequenza a cui posso comandare il tutto perché io percepisco il movimento? So che l'occhio ha una persistenza di 1/50 s allora un ciclo di clock deve essere minore di 1/50 * 600

Circuito di Stimolazione



Il circuito è diviso in 2 parti, la parte bassa è un DAC, suddividendosi in una struttura del genere



Nel circuiti i gen di corrente sono fatti con dei commutatori

Questo è uno switch che quando è ON mi collega il gate alla traiettoria di current bias. Questa traiettoria invia dai 2 bit di Full-scale range che avevamo visto prima.

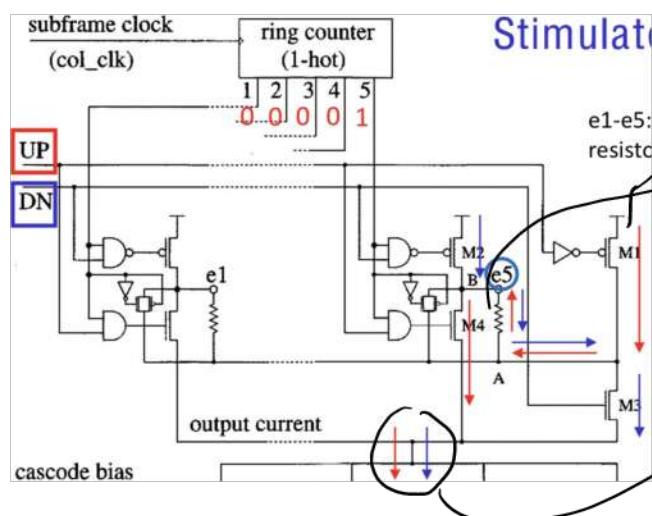
Lo switch è ON quando ho un 1 nello stream di dati e no il clock alto.

Abbiamo poi un cascode sul transistor così migliora la qualità del generatore di corrente.

La parte superiore del circuito invece serve per fare la uscita e propria stimolazione.

Dove sceglio di stimolare solo uno dei 5 elettrodi, cioè stimola l'elettrodo relativo al bit 1 nel shift register.

Dato che noi vogliamo fare un impulso la festa noi facciamo inciucio la corrente in un verso e nel verso opposto.



Quando $UP=1$ questo PMOS è ON

Questo credo sia il tessuto

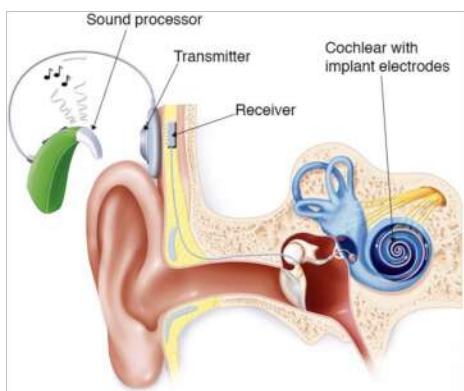
Quando $UP=1$ vedo andare da $M1$ è ON.

Quando $DN=1$ e $UP=0$ ho esattamente il caso opposto.

Perché le correnti si翻ano nel circuito qui non sempre la direzione setta da gen di corrente.

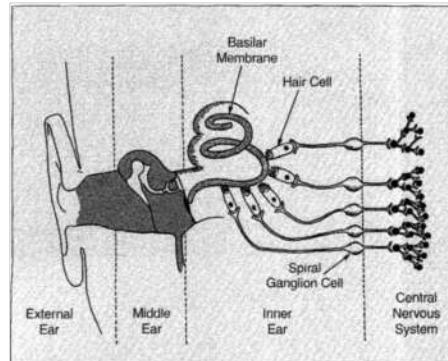
Più dettagli dei circuiti sappiamo meglio e per l'ultima ora.

IMPIANTO COCHLEARE



è una protesi che si applica alle persone quando la cochllea non funziona più.

Anche in questo caso abbiamo un link a radiofrequenza.



- Hearing frequency range: 20-20.000Hz.
- External ear picks up acoustic pressure waves, middle ear converts them to mechanical vibrations by a series of small bones, inner ear (cochlea) transforms the mechanical vibrations to vibrations in fluid.
- Pressure variations in the fluid lead to displacements of a flexible membrane (basilar membrane), such displacements contain information about the frequency of the acoustic signal.

ho che il suono crea un displaceamento della basilar membrana e questo fa pregar le hair cell che rilasciano una reazione elettrocinica che genera il firing nei neuroni.

Quando in un paziente le hair cell non funzionano non ce lì va sentire, con questo protesi noi risolviamo il problema.

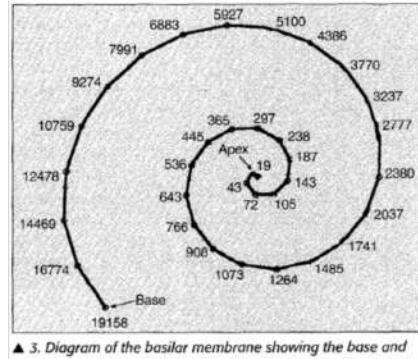
Una cosa importante da sapere è che la trasformazione tra suono e bending delle hair cell è dipendente dalla frequenza.

In particolare nella regione più interna chiamata apex è sensibile alle basse frequenze mentre all'esterno la zona chiamata base è sensibile alle alte frequenze.

Questo è importante perché la protesi deve eccitare il layer di cellule nel range di frequenze specifico.

Ci sono 2 tipi di protesi:

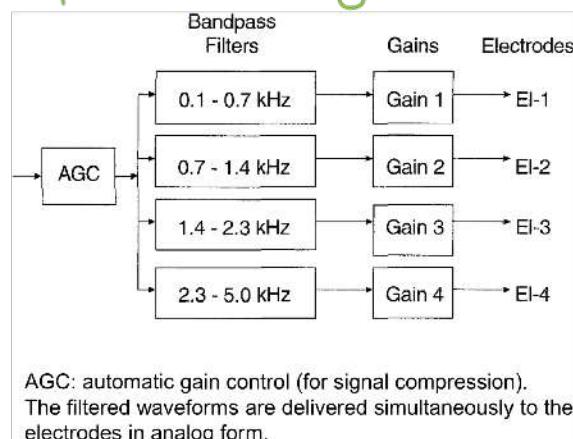
- Compressed Analog, è la più facile eccitare gli elettrodi con l'intensità del segnale del microfono
- Continuous Interleaved Sampling



▲ 3. Diagram of the basilar membrane showing the base and the apex. The position of maximum displacement in response to sinusoids of different frequency (in Hz) is indicated.

- Basilar membrane is responsible for analyzing the input signal into different frequencies, because different frequencies cause maximum vibration amplitude at different points along the basilar membrane: low-frequencies at the apex, high-frequencies at the base.
- The corresponding hair cells, bent by the displacements, stimulate adjacent nerve fibers therefore to specific frequencies.
- An electrode array can be used so that different auditory nerve fibers can be stimulated at different places in the cochlea

Compressed Analog

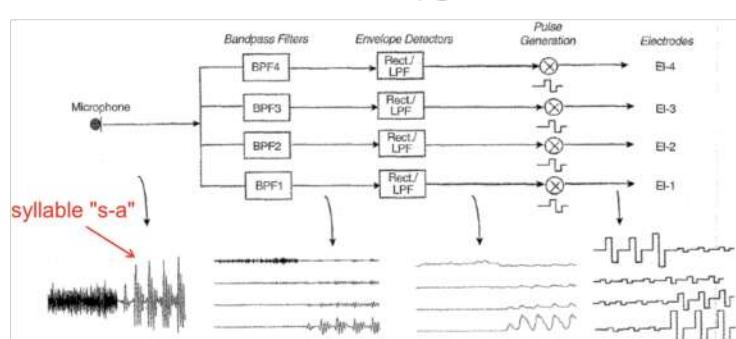


In pratica prendiamo il segnale analogico del microfono e lo spettiamo in diverse frequenze come fanno l'orecchio e poi andiamo agli elettrodi.

Un sistema reale contiene circa 20 elettrodi.

Caratteristica di questo tipo di protesi è che i segnali vengono mandati simultaneamente a tutti gli elettrodi. Ma non è ideale perché gli elettrodi non sono separati fra loro e quindi mi può arrivare del segnale dagli elettrodi vicini. Questo mi potrebbe creare dolore non funzionale.

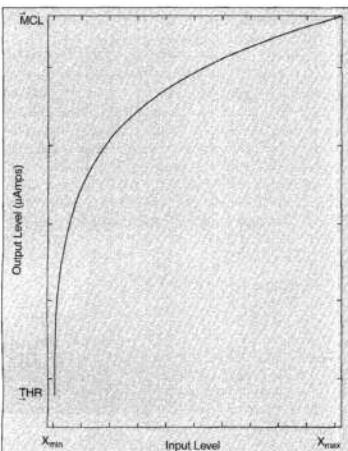
CONTINUOUS INTERLEAVED SAMPLING



Impulsi la durata la cui ampiezza è proporzionale all'ampiezza ricevuta dall'envelope detector.

Gli elettrodi non sono stimolati in contemporanea così non ho il cross talk.
Il funzionamento è simile al tipo sopra ma il segnale non viene mandato direttamente all'elettrodo ma ho un envelope detector che mi dà l'ampiezza del segnale, faccio questo perché poi elaboro un pulse generator che mi dà

Noi elaboro anche bisogno di effettuare una compressione perché l'orecchio stesso fa una compressione tra suono e segnale elettrico.
Se noi non facessimo la stessa compressione nella protesi potremo creare dei fastidii ai pazienti.

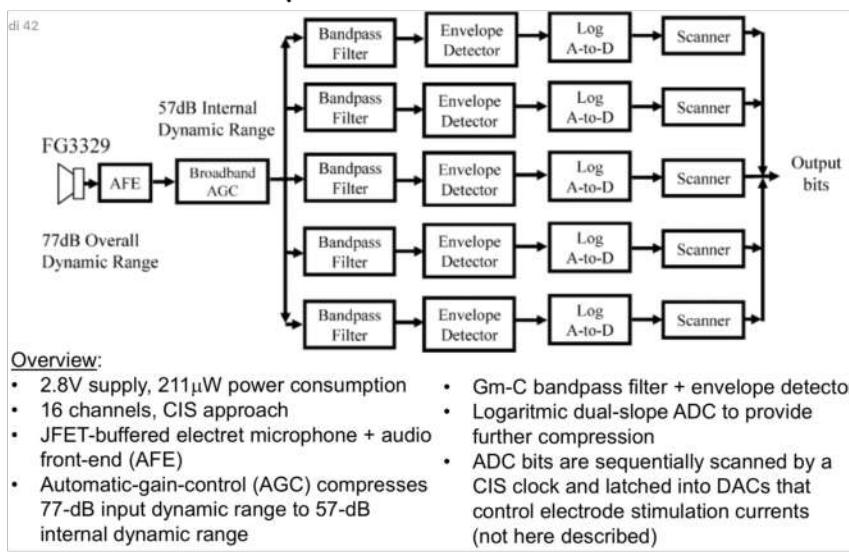


- Compression is introduced while transforming acoustical amplitudes into electrical amplitudes.
- It is necessary because the range in acoustic amplitudes is larger than the implant patient's dynamic range, defined as the range in electrical amplitudes between threshold and loudness uncomfortable level.
- Logarithmic function ($Y=A \log(x)+B$) is commonly used for compression as it matches the loudness between acoustic and electrical amplitudes.

Dobbiamo comprimere il segnale d'ingresso in modo da avere questa compressione logaritmica

Per fare questo usiamo un circuito che s'interviene su una corrente per avere una tensione logaritmica

Un sistema completo è affatto:



L'AGC è un amplificatore che fa una prima compressione quando il segnale è troppo alto.

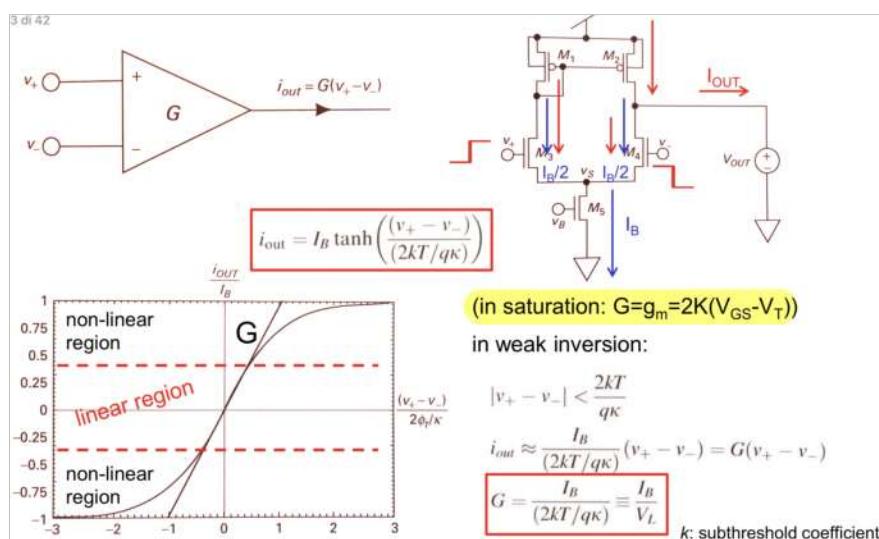
Noi non comprimiamo tutto all'input perché saremo abbarato meno segnale ma lo stesso rumore quindi l'SNR pade.

Perciò comprimere solo alla fine non è top perché per tutti gli stage devi usare un grande dinamico range.

In questo circuito vediamo anche una trasformazione tra Analogico e Digitale.

OTA

Operational Transconductance Amplifier



Quando la diff tra gli input è piccola abbiamo un segnale in zona lineare, per grandi segnali ho che il segnale si prega perché tutta la corrente scorre su un singolo ramo.

Noi vogliamo lavorare in zona lineare.

Cosa importante, noi abbiamo quel valore di Gm solo se siamo in strong inversion ($V_{GS} \gg V_T$). Ma noi lavoreremo in weak inversion ($V_{GS} < V_T$) perché consumiamo meno potenza. Per $V_{GS} < V_T$ noi perdiamo di avere il mos spento ma invece no il mos lavora in modo simile a un bjt.

Abbiamo quindi che la corrente d'uscita ha andamento come tangente iperbolica.

$$I_{out} = I_B \tanh\left(\frac{V_+ - V_-}{2kT/qK}\right)$$

non abbiamo più che g_m dipende dalla tensione di threshold ma abbiamo che dipende dalla thermal voltage. k è un coefficiente di sottostato del mosfet.

Se noi facciamo la derivata di I_{out} e supponiamo $V_+ - V_- < \frac{2kT}{qK}$

vediamo che siamo in una zona lineare, perciò possiamo calcolare il valore della transconduttenza equivalente.

$$G = \frac{I_B}{2kT/qK} = \frac{I_B}{V_L}$$

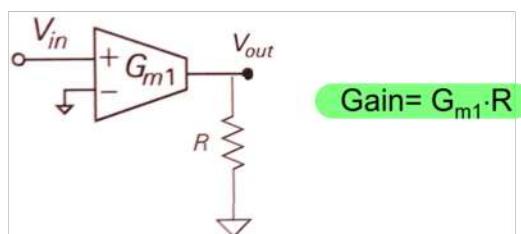
Questo valore è facilmente ricordabile perché $I_B/2$ è la corrente su un solo transistor e l'altra parte è la thermal voltage divisa per k , cioè abbiamo una transconduttenza molto simile a quella dei BJT.

Noi per comprimere il segnale comprimeremo I_B (diminuirlo) e così G cala.

17.03.2022

2h

Gm-R amplifier



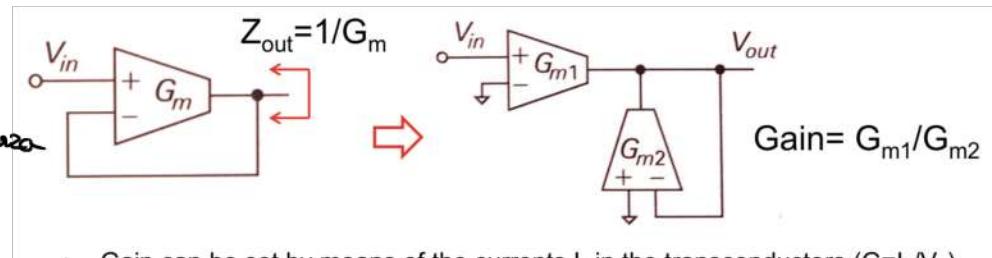
$$\text{Gain} = G_{m1} \cdot R$$

È semplicemente un OTA con una resistenza.

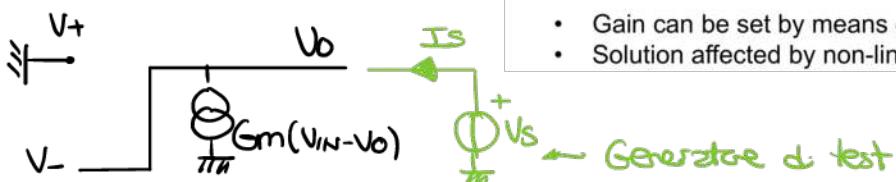
Ma il nostro problema nei circuiti integrati è l'implementazione di R grande (che vogliamo per usare gen alto)

Allora possiamo usare questa configurazione

Possiamo dimostrare che l'impedenza d'uscita è $1/G_m$

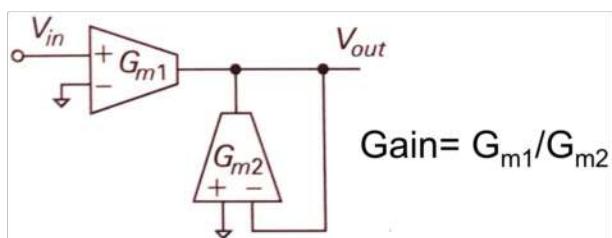


- Gain can be set by means of the currents I_b in the transconductors ($G = I_b/V_L$)
- Solution affected by non-linearity of G_m for large input signals.



Perciò $I_S = -G_m(V_+ - V_-)$ ma dato che $V_+ = 0$ $V_- = V_b = V_s$ allora $\frac{V_s}{I_S} = \frac{1}{G_m}$

Capiamo quindi che con un OTA posso creare un'impedenza, allora posso fare la R con un OTA

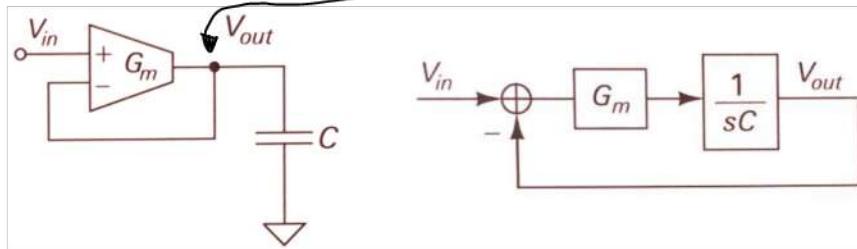


Noi vogliamo G_m molto grande e un G_m molto piccolo così che il Gain sia $\gg 1$.

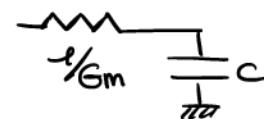
Facciamo questo implementando il secondo OTA con una corrente molto piccola.

Gm-C filter

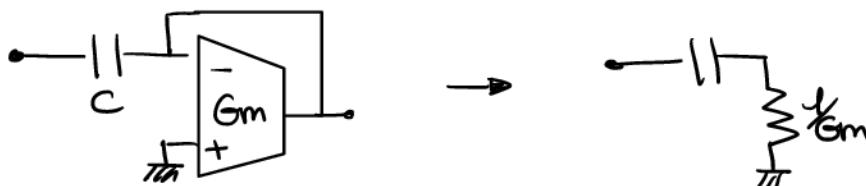
Nei seppremo che qui abbiano impedenza $\frac{1}{G_m}$



E' come fare un passabasso



Usiamo questo low pass filter per creare i filtri passabanda dell'impianto acustico.
Possiamo creare anche un filtro pass-alto.



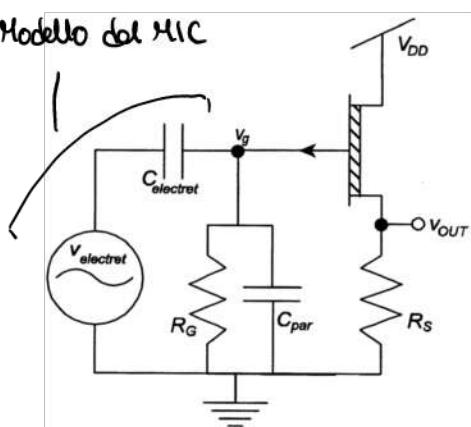
La cosa bella d'-
questi filtri è che controllando
la costante degli OTA
controlliamo l'

Preamplificatore per il microfono

Microfono electret: è un microfono a condensatore dove il condensatore è già chiuso da una cerica fissa preinstallata dal produttore. Questo significa che abbiamo già una tensione ai suoi capi.

Quando arriva la voce abbiamo che il condensatore vibra ma dato che la cerica è fissa allora varia la tensione ai capi del condensatore.

Modello del MIC



Per fare il preamp facciamo un source follower.

Questo circuito è talmente easy che lo mettiamo direttamente nel microfono.

Usiamo un JFET a causa della HF noise dato che è minore rispetto a quella dei MOSFET.
E anche perché la gate current è particolarmente piccola.



Nel JFET abbiamo una corrente che esce dal gate.

Dobbiamo vedere dove va questa corrente, non possiamo far fare niente perché senon la corrente va a integrarsi sul condensatore aumentando la tensione di gate che pu mandare la giunzione PN del JFET in forward bias e questo mi annullerà la corrente.

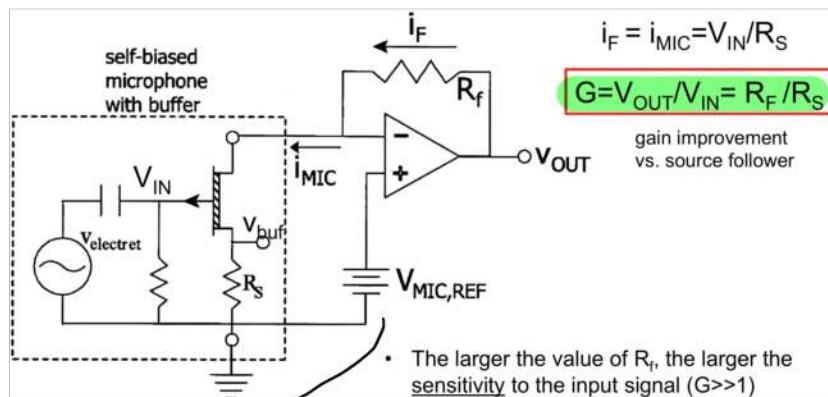
La stoppano la crescita a rampa del condensatore.
Nella realtà quindi potremo lasciare tutto così e lasciare che il circuito trovi il suo equilibrio. Ma non c'è poca troppo.

Allora noi colleghiamo un resistore abbastanza grande al gate del JFET ma non troppo grande in modo che la corrente in DC vada sulla resistenza e dato che la corrente va su RS se la ceduta è abbastanza piccola possiamo considerare il Gate del JFET a 0V in DC.

Ma non abbiam 0V sul gate in AC dato che se vediamo il trasferimento dell'input del microfono vediamo che abbiamo un HPF e se R non è troppo grande ho che il mio segnale passa

Tuttavia ho dei problemi con questa configurazione. Il primo è che ho guadagno 1 e poi ho che la tensione VDD può essere rumorosa.
La tensione di alimentazione rumorosa entrerà a ricoppiarsi con la tensione d'uscita. A causa di ciò e dei condensatori parassiti.
Qui potremo filtrare VDD con un LPF ma se alimentiamo il circuito
che consuma molto corrente abbriemo una grande caduta di tensione
sulla R del power supply.

Perciò usiamo un'altra configurazione, dove leggiamo la corrente del
mos con un TIA, in questo modo il JFET non è più connesso a VDD.

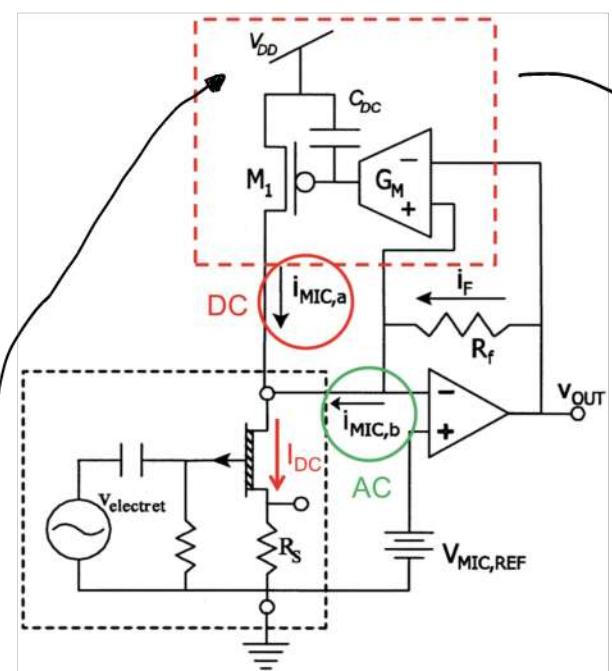


Noi sappiamo che la corrente è la stessa da quando prima nel caso del source follower
 $i = V_{IN}/R_S$.

Tramite il TIA poi possiamo avere un guadagno >1

dobbiamo mettere una tensione qui per alimentare il JFET in DC.
Il grande vantaggio di questo è che $V_{MIC,REF}$ non consuma praticamente corrente e quindi posso filtrare molto bene l'alimentazione

Il problema di questo circuito è che abbriemo anche la corrente di bias oltre a quella di segnale, e a noi questo non piace perché ci serve il TIA.



Tramite questo circuito noi utilizziamo la corrente in DC che scava su RF.

Abbriamo un OTA che vede la tensione su RF.

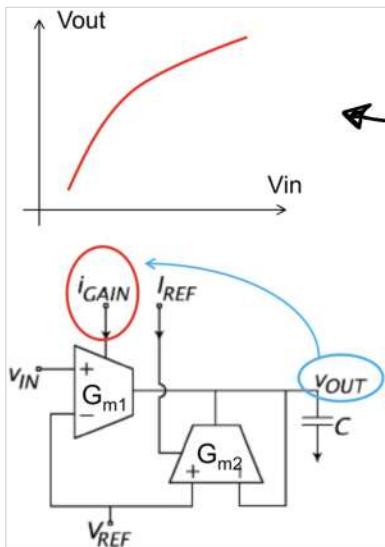
Poi tramite il PMOS abbiamo una corrente che vogliamo vederla ed entrare la corrente in DC del JFET.

Abbriamo poi un condensatore e dato un abbriemo l'impedenza d'uscita del OTA che è molto alta abbriemo un LPF a bassa FREQ e quindi il feedback della sola a bassa frequenza e quindi non tutto le correnti in AC quindi il segnale passa.

(Quando V_{DD} è più positivo di V_- ho $V_- \rightarrow V_+$ dell'OTA quindi corrente esterna
OTA quindi tensione Cela → PMOS ON corrente solo diminuisce corrente nel TIA
quindi feedback negativo)

Il rumore di VDD non entra perché il loop lo blocca

AUTOMATIC GAIN CONTROL



È simile al circuito che abbiamo visto stamattina.

Vogliamo il circuito lineare quando l'input è piccolo ma quando il segnale è grande noi vogliamo saturare per non saturare.

Noi lo implementiamo controllando la tensore di output e controllando relativamente la corrente i_{GAIN} del primo OTA.

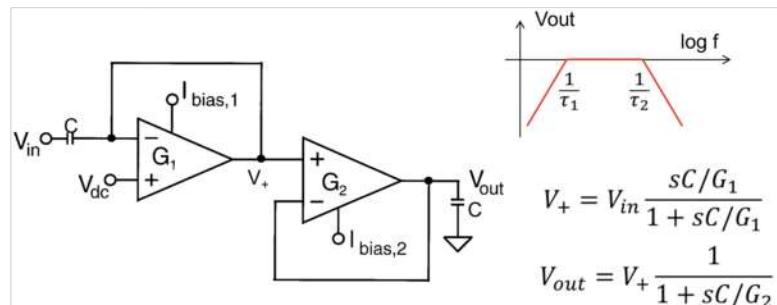
Il circuito più completo è:
La tensore V_{out} è convertita nella corrente i_{ED} .
Abbiamo poi una corrente di riferimento i_{EDref} .

Il più inerte di G_2 è collegato su V_B .

L'obiettivo del circuito è quello di avere una corrente i_{GAIN} inversamente proporzionale a i_{ED} .

è Kirhoff sulle correnti V_B , credo che le 2 correnti debbano essere uguali e opposte perché sulla base di Q_4 non può scorrere corrente.

Il Filtro passabanda



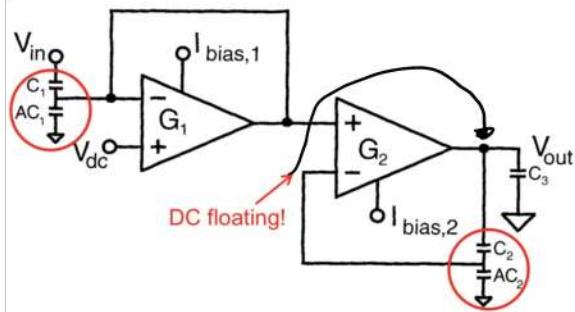
In pratica ho una serie di un LPF e un HPF messi in serie.
Questi filtri sono fatti con 2 OTA.

Poi noi variano G_1 e G_2 noi possiamo settare le τ dei 2 filtri.

Se mettiamo in cascata due di questi filtri identici abbiamo sempre un passabanda ma con slope a -60dB.

L'evoluzione di questa topologia è netta a causa della limitazione data da una limitazione degli OTA. Infatti questi hanno un piccolo range dove sono lineari (e tutte le nostre ipotesi si basano sul fatto che siano lineari).

Un modo per risolvere questo problema è mettere in parallelo due OTAs agli input degli OTA. Così il segnale che arriva all'ingresso è più piccolo.



$$V_{out} = V_{in} \frac{sC_1}{G_1 + sC_1(A+1)} \frac{(A+1)G_2}{G_2 + sC_2A}$$

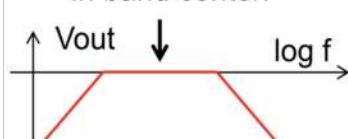
Questo trucco permette farci passare da noi per otteniamo il guadagno. Ma non è così. Dato che i 2 potenti funzionano in modo opposto.

Nel caso del primo potente abbiamo che perdiamo guadagno ma il 2° stage recupera quello che perde il primo.

→ Questa è la nostra FDT

Controlliamo il veloce della FDT al centro della banda

in band center:



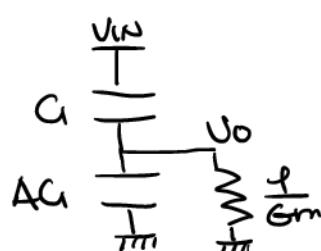
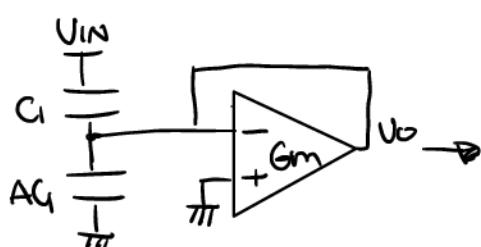
$$V_{out} \sim V_{in} \frac{sC_1}{sC_1(A+1)} \frac{(A+1)}{1} \sim V_{in}$$

Il primo polo è già andato

as in the basic filter of the previous slide

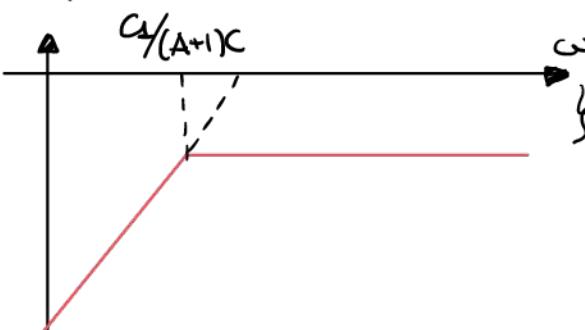
Dato che sono dopo di me prima di T2 semplifico l'FDT e ottengo e a fine che il guadagno è 1, come nella topologia base

Studiamo i circuiti singolarmente



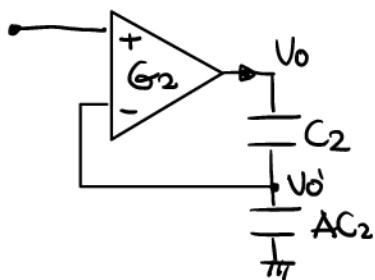
$$V_o = V_{in} \cdot \frac{\frac{1}{G_m}}{\frac{1}{sC_1} + \frac{1}{G_m}}$$

Se poniamo il bode di questa FDT ottieniamo



Abbiamo una perdita di guadagno, questa parte è $1/(A+1)$

Calcoliamo adesso il lowpass filter

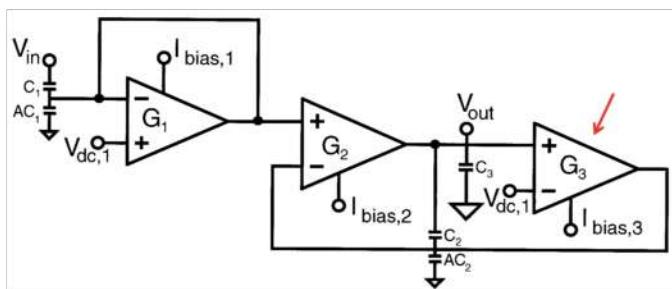


Possiamo partire dal fatto che V_o è calcolabile con la corrente per entrambi i condensatori. Per V_o ha che $\dot{C} = G_2(V_{in} - V_o)$

$$\text{Allora } \begin{cases} V_o = G_2(V_{in} - V_o') \left(\frac{1}{sC_2} + \frac{1}{sC_2 A} \right) \\ V_o' = V_o \cdot \frac{\frac{1}{sAC_2}}{\frac{1}{sAC_2} + \frac{1}{sC_2}} \end{cases}$$

Come notiamo dall'eq precedente, otteniamo che $V_{O^1} = V_O \frac{1}{A+1}$

Ma abbiamo un problema con questa topologia, infatti il nodo V_O è in DC floating, cioè non c'è definita una tensione in DC su di lui.



Per risolvere il problema usiamo un terzo OTA G_3 che serve a stabilizzare la tensione su G_2^- .

L'ota G_3 ha un loop che fa 2ndie in terra virtuale $V_{G_3^-}$ e $V_{G_3^+}$ e quindi di conseguenza limita anche la tensione sul -.

Inoltre se V_{OUT} fosse $> V_{dc,1}$ avremo che G_3 butterebbe fuori corrente e cercare corrente sul condensatore che fa abbassare la tensione sui capi di G_2 facendo uscire una corrente opposta che scarica C_3 e quindi scarica V_{OUT} .

Perciò l'unico punto di stabilità è l'ho cor corrente in uscita dagli OTA.

Abbiamo una proprietà strana quandoabbiamo un loop con un OTA, prima di tuttoabbiamo un cortocircuito virtuale ma l'altro pin non è una terra virtuale, inoltre non c'è bassa impedenza ma da cui vediamo $\frac{1}{G_m}$.

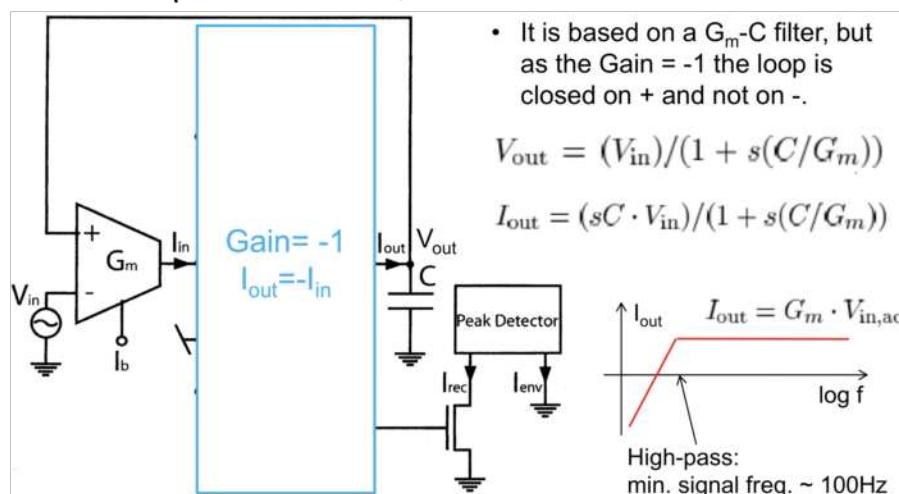
Notiamo cheabbiamo anche C_3 e servire per mettere il 2° polo a + bassa freq.

$$H(s) = \frac{sC_1(A+1)G_2}{[sC_1(1+A) + G_1][G_2 + s(C_3(A+1) + AC_2)]}$$

Envelope Detector

Serve per prendere il massimo della tensione sinusoidale in ingresso per comandare ad un ADC

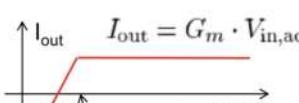
Il circuito sarà composto da 2 parti, una da un bridge rectifier e l'altra da un peak detector



- It is based on a G_m -C filter, but as the Gain = -1 the loop is closed on + and not on -.

$$V_{out} = (V_{in}) / (1 + s(C/G_m))$$

$$I_{out} = (sC \cdot V_{in}) / (1 + s(C/G_m))$$



La prima parte del circuito la realizziamo con un filtro G_m -C. Abbiamo una box misteriosa che mi inverte la corrente e quindi ho il feedback sul pin positivo. In questo casoabbiamo la standard FDT.

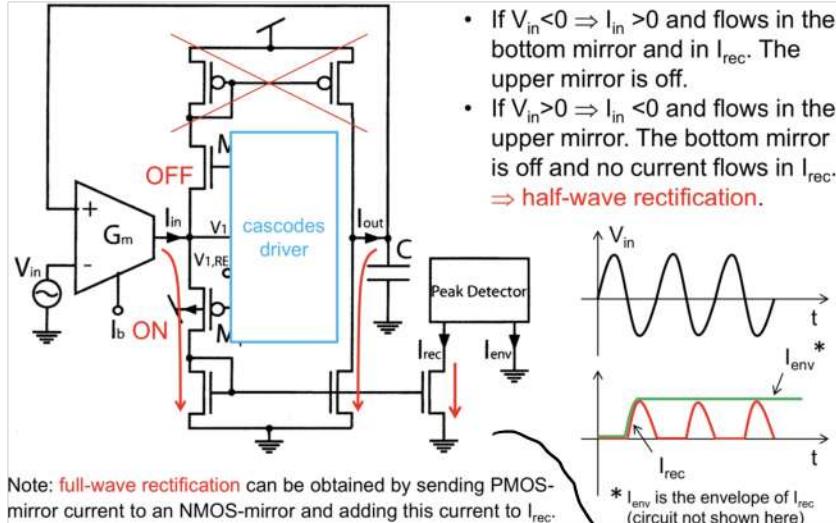
Ma a noi ci interessa la corrente I_{out} che scarica sul condensatore

$$I_{out} = \frac{V_{out}}{1/sC} = \frac{SC V_{in}}{1 + s(C/G_m)}$$

Abbiamo perciò un HPF per la corrente.

Nelabbiamo un HPF perché vogliamo eliminare la Low Frequency noise

Allora poi che Irec sarà uno specchio della corrente di Cat.



Apriamo la mystery box e vediamo che sono presenti 2 specchi e capiamo che invertono la corrente.

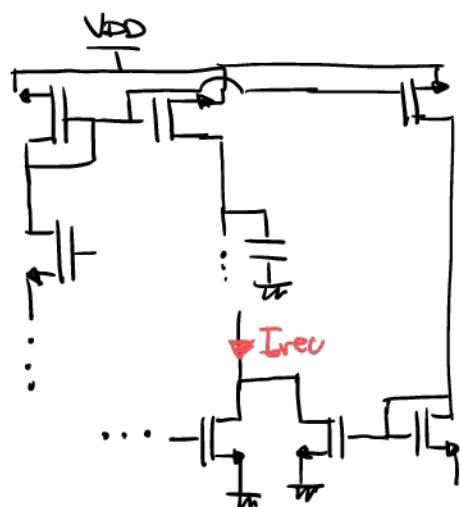
Se $V_{in} < 0$ I_{in} esce dell'OTA e può solo entrare nel cascode sotto (quando è ON), dato che il cascode sopra è un NMOS.

Qui abbiamo attaccato un altro transistor allo specchio per dare l'output secondario.

Quindi quando V_{in} è negativo noi abbiamo i picchi della corrente positiva e poi mandiamo al peak detector.

Se $V_{in} > 0$, allora I_{in} è entrante quindi l'in cascode e lo specchio sopra sono ON. Notiamo che questa corrente non va in Irec.

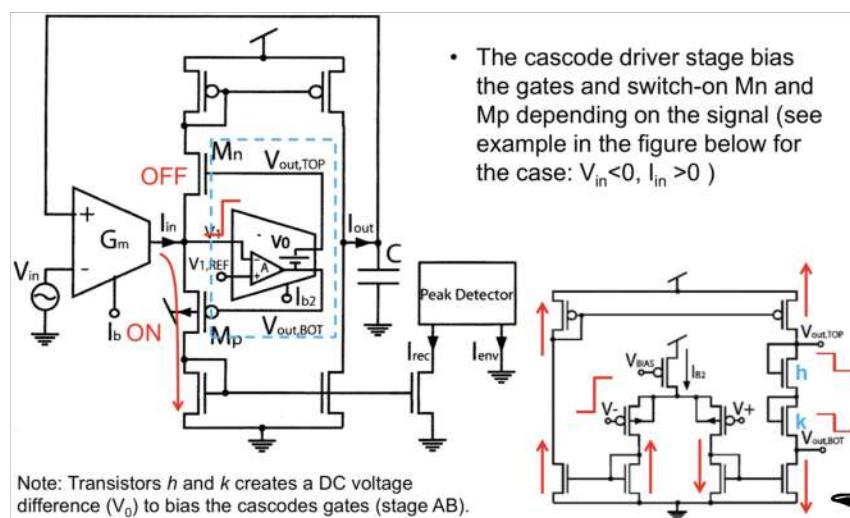
Se volessimo fare un full wave rectifier potremo estendere e fare la stessa cosa.



In questo modo ribatiamo la corrente di sopra nel Irec, dobbiamo però ribaltarla di segno perché Irec va verso il basso.

Facendo così abbiamo una rettificazione full wave della corrente.

Dobbiamo vedere come è fatto il driver dei cascode



Quando I_{in} esce dell'OTA il circuito basso deve essere ON e quindi il mio circuito deve accendere il PMOS e spegnere l'NMOS.

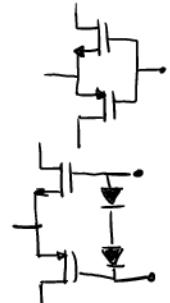
Dato che il PMOS deve essere ON ho che il gate deve superare la tensione e faccio la stessa cosa sull'NMOS così si spegne.

Se V_+ esce dall'OTA allora entra nel nodo e la tensione sale, quindi V_- sale mentre V_+ è fissa a ref.

Allora lo studio differenziale mi fa sto giro di corrente che mi fanno su che da $V_{out, top}$ entri corrente, e quindi se zerrata corrente da $V_{out, top}$ ha su la tensione calo. stessa cosa accade per $V_{out, bot}$.

Notiamo che tra i 2 output ci sono 2 tranzistori e questi sono messi per duee mezze tensione DC tra i 2 nodi (praticamente una classe AB)

Avevamo potuto fare così



Ma se facciamo così abbiamo un'enorme variazione di tensione e per gran parte del range entrambi i mos sono off.

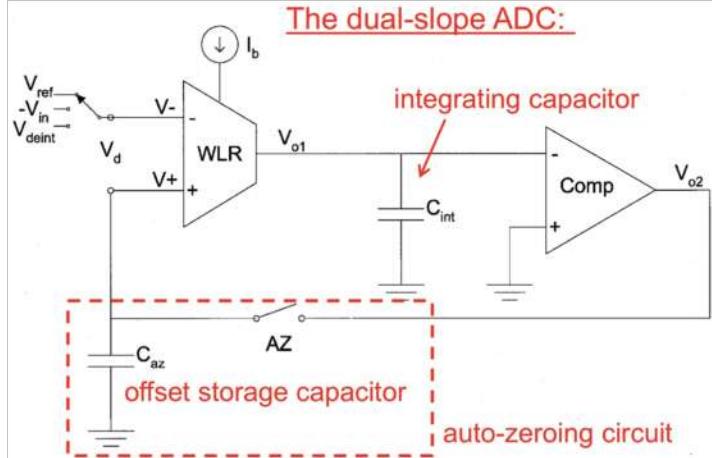
Allora noi introduciamo 2 diodi così che questi creino una tensione V_{ds} sui 2 transistori così entrambi i transistori sono un po' ON

22.03.2022

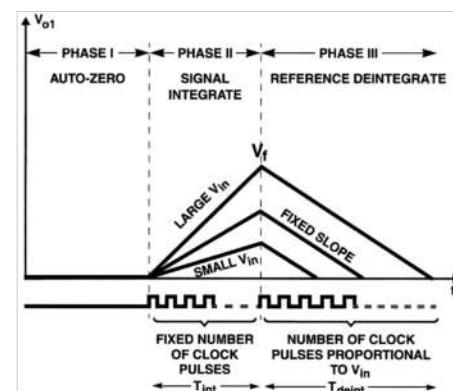
3h

Logarithmic Analog to digital converter.

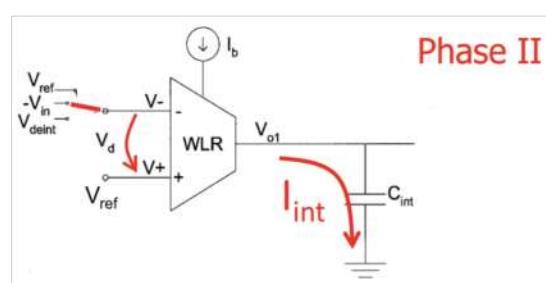
The dual-slope ADC:



È un classico dual slope ADC.
è costituito da un OTA che da corrente che è integrato nel condensatore la tensione del condensatore è comparsa a 0



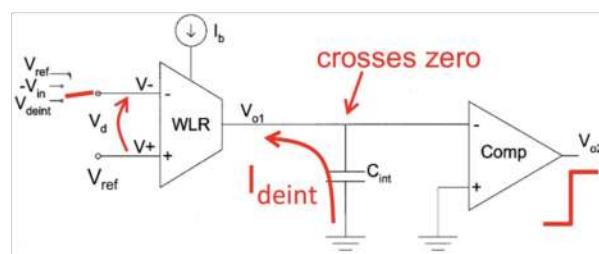
Come fase di calcolo abbiamo:



Sul + dell'OTA abbiamo un veloce di riferimento, mentre nell'altro pin abbiamo in pratica il segnale + grande è V_{in} + ha corrente che è integrato nel condensatore.

Quando parte la rampa lo inizio a contare i numeri di clock che ho. Io però faccio sì che l'integratrice della tensione muova per un tempo (adi di clock) fissi.

Cambiamo per la fase di funzionamento



Cambiamo la tensione d'ingresso da $-V_{in, deint}$.

Adesso dato che le 2 tensioni dell'OTA sono costanti ho che scendo il condensatore a corrente costante. Allora faccio il clock di quando la tensione va a 0.

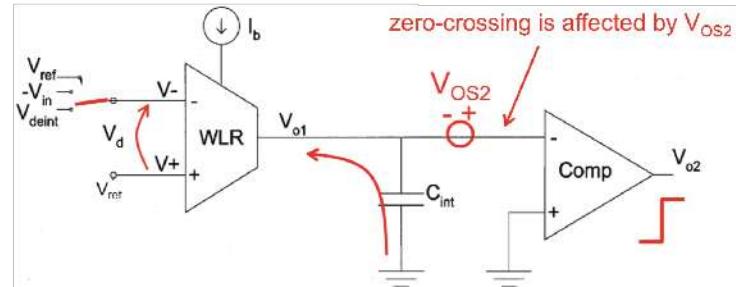
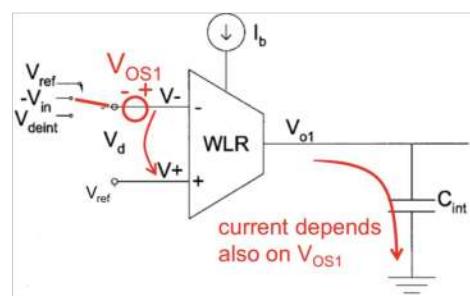
Per ottimizzare questo fatto uso il compresore.

Anche qui c'è un numero di zeri di offset che mi servono per arrivare a 0. Queste numeri sono proporzionali all'ampiezza del segnale.

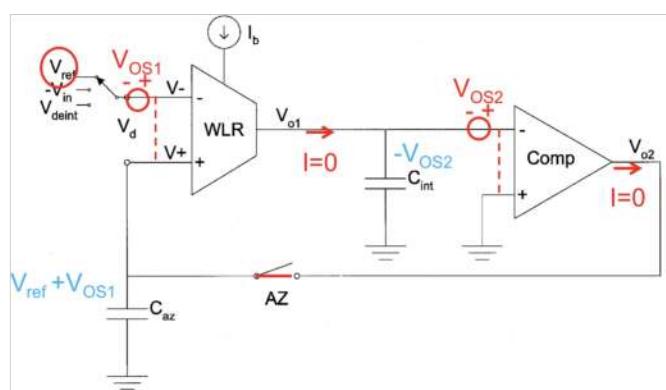
Allora un punto utile è il single slope converter cercando quando la rampa supera una tensione di riferimento V_{ref} . Ma il problema di questa tecnica è che abbiamo una dipendenza forte del valore del condensatore e quindi dato che i condensatori non sono precisi nella tecnologia CMOS ho che la rampa potrebbe essere di molto più pendente (nel dual slope ho che sbaglio 2 volte la pendenza e quindi mi si annulla l'errore).

Nella realtà c'è anche una fase 1 chiamata Auto-zeroing.

Questa fase è importante perché negli amplificatori abbiamo rumore e questo rumore si presenta nell'uscita dell'ADC.



Non è un errore facile da scoprire e vedere, allora noi per eliminare usiamo l'autozeroing.

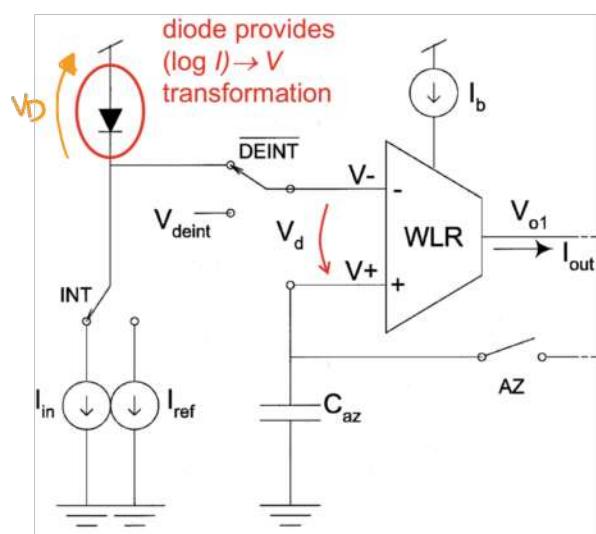


Colleghiamo il - dell'OTA a una tensione fissa V_{ref} .

Il pin - dell'OTA è connesso a un condensatore in vegetazione loop. Questo condensatore serve per salvare la tensione $V_{ref} + V_{offset}$. In questo modo quando perciò la fase II dell'ADC sarà che le 2 tensioni di offset si annullano.

(la stessa cosa vale anche per il secondo offset, quello del compresore)

Se vogliamo rendere la trasformazione logaritmica (dato di orecchio funziona così):



Noi usiamo un diodo perché la tensione è data dal logaritmo della corrente.

Noi usiamo dei generi di corrente, più nel dettaglio non usiamo i generi di corrente d'uscita del transimpedenza detector.

La tensione V_{ref} che usiamo nell'autozeroing fa generare fuori presso una corrente costante nel diodo.

Ricordiamo che $I = I_s e^{-\frac{V}{V_T}}$

Per cui la tensione ai capi del diodo è $V = -\phi_T \ln\left(\frac{I}{I_S}\right)$

Nel segnale di durezza la fase di Autozeroing la tensione è scelta sul condensatore Czz. Quindi quando abbiamo la prima fase abbiamo che la ddp tra i pin dell'OTA è

$$V_d = \phi_T \ln\left(\frac{I_{in}}{I_S}\right) - \phi_T \ln\left(\frac{I_{ref}}{I_S}\right) = \phi_T \ln\left(\frac{I_{in}}{I_{ref}}\right) \quad \text{dove } \phi_T = kT$$

Otengo quindi che la tensione differenziale ha un andamento logaritmico nei confronti della corrente.

Bonus di questa architettura !!

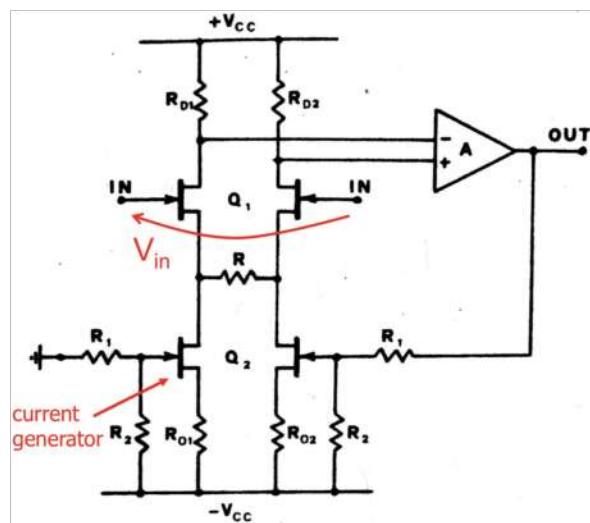
Abbiamo che la corrente in uscita dell'OTA è $I = V_d \cdot g_m$, noi sappiamo che V_d è in questo caso la Uzz e la U_z ha coordinate ziche di g_m ha come ϕ_T e quindi i 2 si compensano evitando la dipendenza dalla temperatura.

Nel circuito l'unica dipendenza rimanente dalla temperatura è la corrente I_b dell'OTA perché è generata da un transistor (che sono dipendenti dalla temp).

$$\begin{aligned} I_{out} &= G_m \cdot V_d \quad (\text{linear } V \rightarrow I \text{ transformation}) \\ &= \frac{I_b}{V_L} \cdot \phi_T \ln \frac{I_{in}}{I_{ref}} \end{aligned}$$

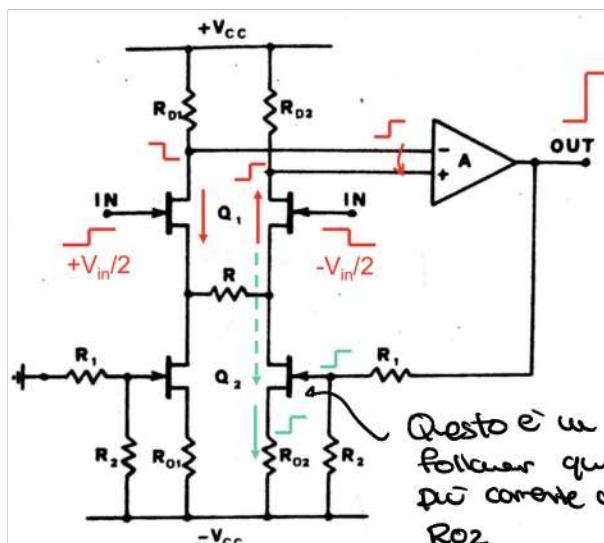
Io voglio che I_b sia stabile nel periodo di integrazione dei segnali.

LOW NOISE AMPLIFIER



Questo è il circuito, notiamo che non abbiamo un differenziale per il ingresso.

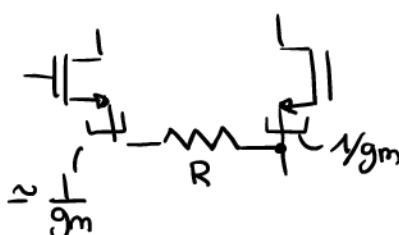
INIZIAMO FACENDO UN ANALISI IN FEEDBACK



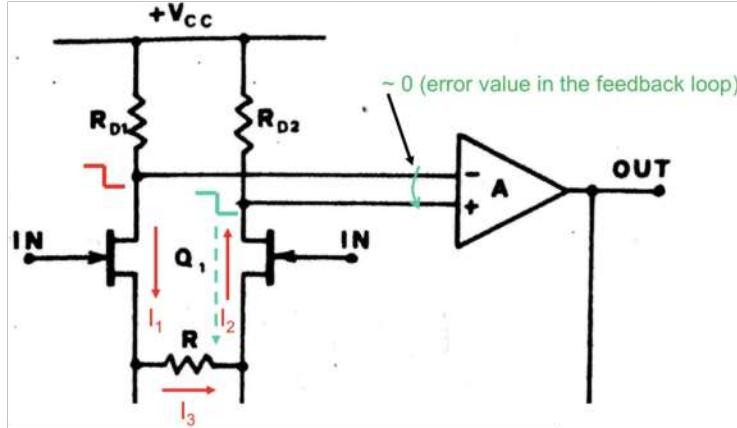
Questo è un source follower quindi ho più corrente che scorre in R_{02}

Il passaggio chiuso del circuito è
dato da due zone la corrente in +
su R_{02} . Passa per R_0 per Q_1 ?

Questo dipende dall'impedenza
HO una rete del tipo

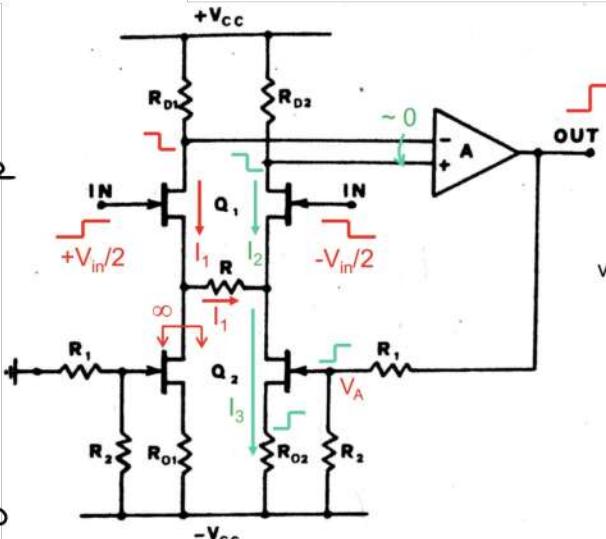


vediamo che il path a resistenza minima è quello
su Q_1



Abbiamo che questo corrente si oppone alla corrente I_2 e se è abbastanza grande la corrente può anche flippare il verso del segnale. Poco dopo si dice perciò abbina δV ai capi dell'opamp.

Adesso dobbiamo calcolare il guadagno dell'OPAMP (ci basiamo sempre sul fatto che l'ormai sia nullo)



voltage drops on R_{D1}, R_{D2} are equal:

$$I_1 \cdot R_{D1} = I_2 \cdot R_{D2}$$

$$\text{if } R_{D1} = R_{D2} \Rightarrow I_1 = I_2$$

$$I_3 = I_1 + I_2 = 2I_1$$

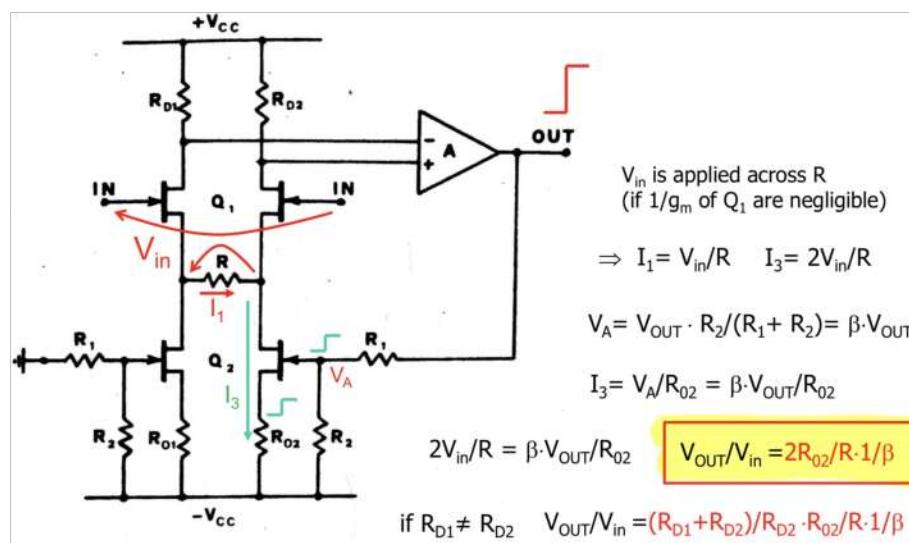
Noi supponiamo $G_{loop} = \infty$ allora dato che l'ormai deve essere 0 abbiamo che le correnti I_1 e I_2 sono legate da

$$I_1 R_{D1} = I_2 R_{D2}$$

Se $R_{D1} = R_{D2}$ allora $I_1 = I_2$

(NOTA: la corrente I_1 può scorrere solo su R_{D2} e non su R_{D1} dato che il MOS è OFF)

$$\text{Perciò } I_3 = I_2 + I_1 = 2I$$



V_{in} is applied across R
(if $1/g_m$ of Q_1 are negligible)

$$\Rightarrow I_1 = V_{in}/R \quad I_3 = 2V_{in}/R$$

$$V_A = V_{OUT} \cdot R_2 / (R_1 + R_2) = \beta \cdot V_{OUT}$$

$$I_3 = V_A / R_{02} = \beta \cdot V_{OUT} / R_{02}$$

$$2V_{in}/R = \beta \cdot V_{OUT} / R_{02}$$

$$V_{OUT}/V_{in} = 2R_{02}/R \cdot 1/\beta$$

$$\text{if } R_{D1} \neq R_{D2} \quad V_{OUT}/V_{in} = (R_{D1} + R_{D2}) / R_{D2} \cdot R_{02} / R \cdot 1/\beta$$

Continuando l'analisi vediamo che la tensioce V_{in} è ripartita esattamente su R.

Questo perché se vediamo il modello e analizziamo singolarmente i due transistor si vede che i 2 transistor sono dei source follower.

Dato che noi sappiamo che la corrente su R = I_1 e quindi so che $I_3 = 2I_1 = 2V_{in}/R$

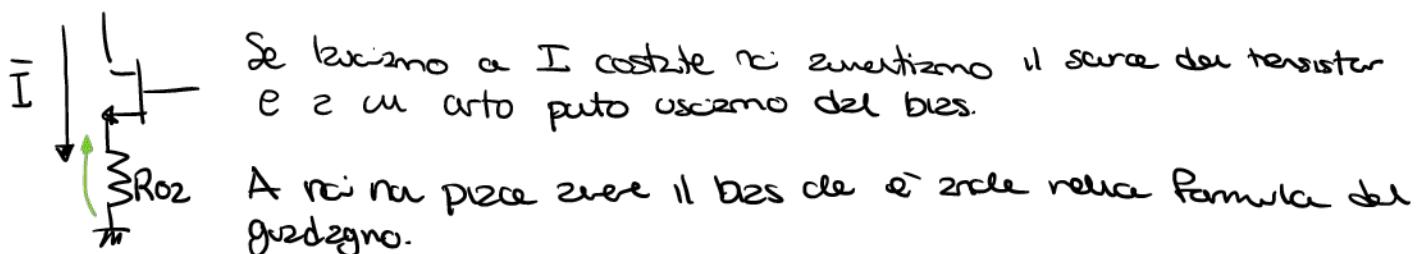
Noi poi sappiamo che su R_{02} ha un source follower e quindi la tensione su R_{02} è V_A e noi con un partitore possiamo calcolare V_{out} .

LATI NEGATIVI

- 1) Abbiamo assunto che i source follower abbiano $V_{ds}=0$ perché i segnali di tensione siano perfettamente uguali. Ma questo non può essere perché abbiamo corrente diversa da 0 nei 2 transistor. (specie nel caso d'input)
- 2) Abbiamo poi l'effetto Miller sui capi dei transistor di input. Questo non si pone perché $C_{in} = C_{gd} \cdot A_1$ cioè abbiamogli grandi capacità all'input dell'opamp

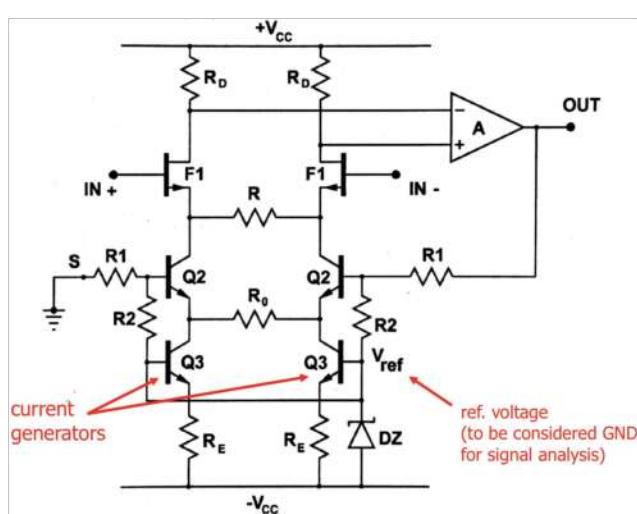
3) Non avere R_{D1} e R_{D2} uguali, i valori di guadagno dipendono dalla precisione di queste.

4) Nel guadagno abbiamo R_{D2} al numeratore. Se aumentano troppo R_{D2} per esempio il gain possiamo mandare fuori bias il transistor Q_2 .



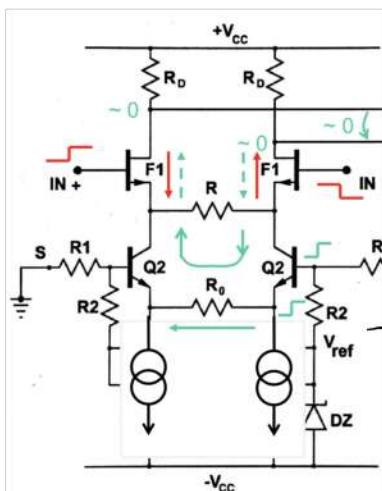
5) Abbiamo una common mode in ingresso dell'OPA44P interno del circuito. Queste OPA44P dicono avere una grande CMRR.

VERSIONE MIGLIORATA



Vari fa uno step alla base di Q_2 che lavora come un emitter follower. Così abbiamo una corrente generata ai capi di R_0 . Questa corrente, diversamente da prima abbiamo che scorre in entrambi i vasi perché la corrente su R_0 entra da un Q_2 e esce dall'altro.

Il trucco è che le 2 correnti nei 2 vasi hanno verso opposti che vanno ad opporsi alle correnti iniziali del feedback.



Vediamo quindi che gli input dell'amplificatore abbiano 2 tensioni virtuali e non due tensioni identiche come prima. Questo è una ragione perché non c'è senso di abbattere un grande CMRR.

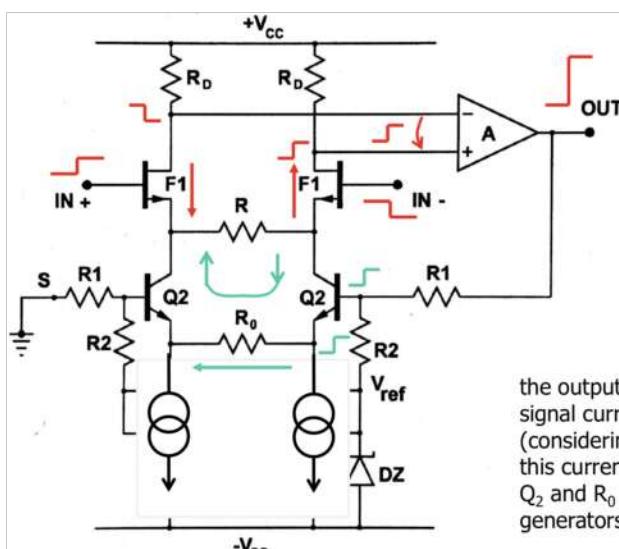
Alla fine il guadagno è

$$V_{\text{OUT}}/V_{\text{in}} = R_0/R \cdot 1/\beta$$

Dato che R_2 è connesso allo zero a due piccole segnali abbiamo che R_2 ha un terminale a terra perché la tensione non varia.

ho replicato il mio input con dei BJTs, ho poi messo i transistor Q_3 che fanno da generatori di corrente.

Vediamo cosa lavora il feedback.



the output voltage produces a signal current flowing in R_0 (considering Q_2 as followers) and this current can only circulate in Q_2 and R_0 (not into the current generators in the bottom).

Però vediamo che abbiamo risotto i valori negativi

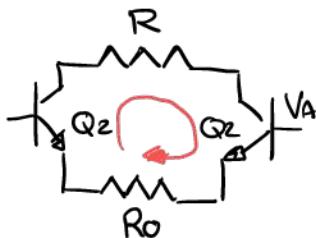
- 1) $V_{GS}=0$ because $I=0$ in F_1
 $\Rightarrow 1/g_m$ of F_1 not in the Gain
- 2) No Miller effect on F_1 because no voltage signal on the drain
- 3) No effect of $R_{D1} \neq R_{D2}$ on Gain
- 4) Gain dependent on R and R_0 only, not on biasing network
- 5) CMRR of A not important because $V_{CM}=0$ at its inputs

24.03.2022

2h

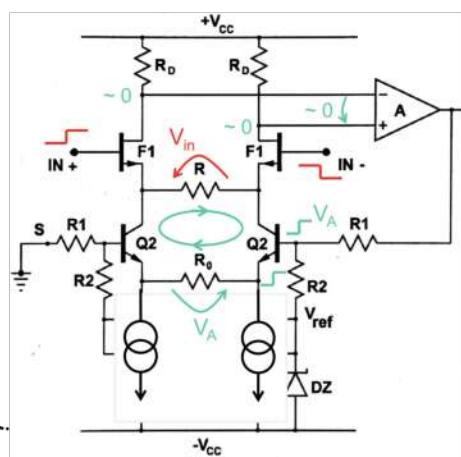
Rivedendo il calcolo del circuito, vediamo che quando il feedback è attivo su F_1 non abbiamo correnti, se non abbiamo correnti abbiamo che V_{IN} viene riportata perfettamente su R . (questo perché non abbiamo corrente di picco segnale ergo $V_{GS}=0$)

Abbiamo quindi una corrente su R , ricordiamo poi che il feedback fa sì che non abbiano una corrente R_0 .



Abbiamo quindi che le 2 correnti sono identiche e la corrente ricalca.

Questo amplificatore è un Current Feedback Amplifier



Sapendo che le correnti sono ugualiabbiamo che $\frac{V_{IN}}{R} = \frac{V_A}{R_0} = \frac{\beta V_{out}}{R_0}$

Io posso scegliere qualsiasi valore per R e R_0 perché non c'entra niente con il biasing.

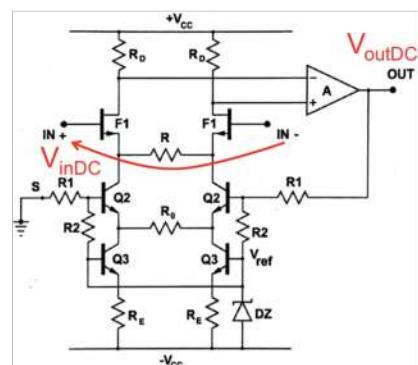
Domande

Perché usiamo dei BJT sotto e non L usiamo anche sopra o perché non usiamo JFET ovunque?

(Non usiamo BJT all'input perché a noi serve grande impedimento per gli elettrodi, credo.)

C'è dunque essere per cui Q_2 e Q_3 non sono fatti a JFET.

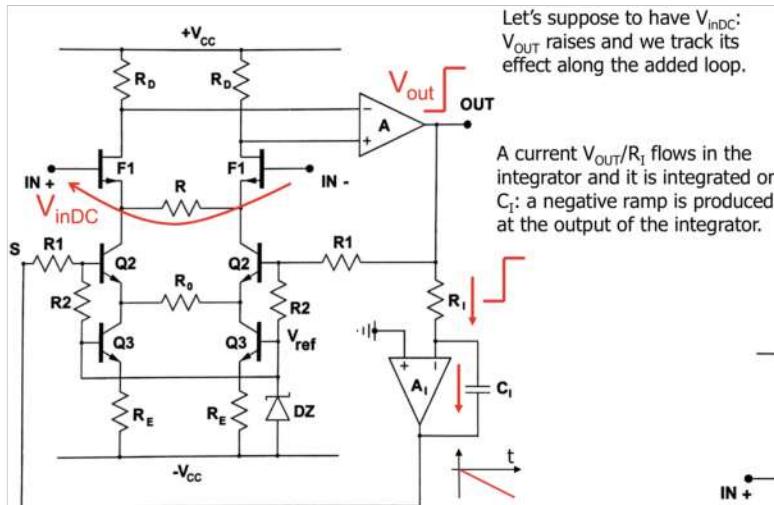
Abbiamo poi un altro problema con il circuito



DC differential voltage at the input (e.g. due to electrodes DC offset) produces a DC output shift.

Se abbiamow DC inputabbiamo che questo viene amplificato e potrebbe saturare

Allora noi rettifizziamo un secondo loop basato su un integratore e lo collegiamo al lato sinistro del circuito (Amplifiammo solo il 2° loop)

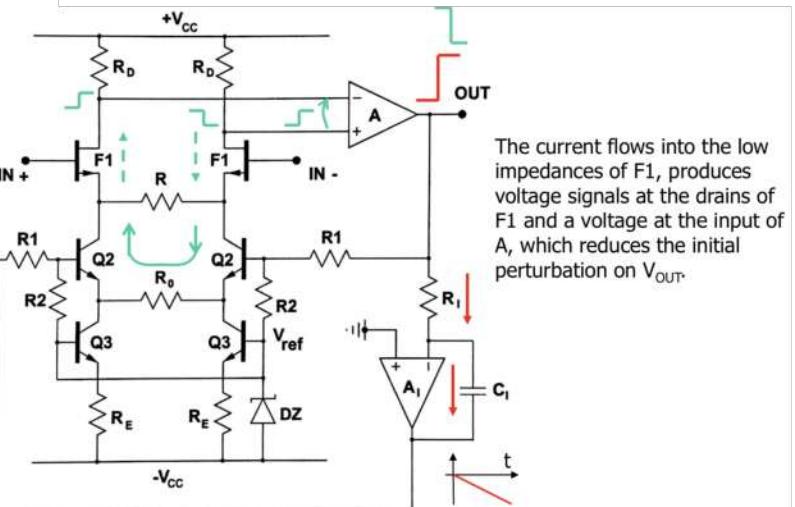


Let's suppose to have V_{inDC} : V_{out} raises and we track its effect along the added loop.

A current V_{out}/R_1 flows in the integrator and it is integrated on C_1 : a negative ramp is produced at the output of the integrator.

Se il loop cresce a causa del DC offset.

Il gradino fa sì che c'è sia una corrente su R_1 , la quale viene integrata, perciò il gradino si trasforma in una rampa (negativa in questo caso)



The current flows into the low impedances of F1, produces voltage signals at the drains of F1 and a voltage at the input of A, which reduces the initial perturbation on V_{out} .

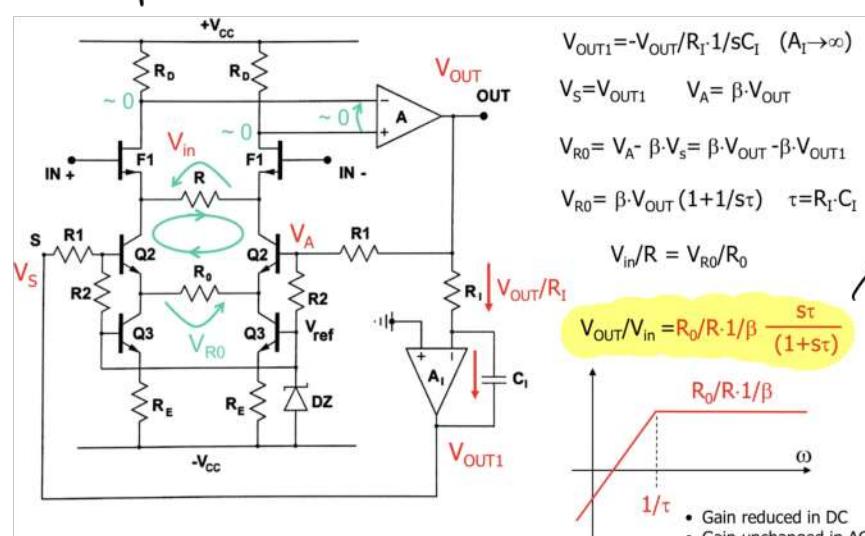
Vediamo quindi che la base di Q2送e a rampa.

Noi supponiamo che Q2 è un emitter follower e quindi no la tensione riportata su R_0 , gennaio quindi una corrente e quindi 2 tensioni differenziali sull'opamp e quindi zmollo la mia tensione DC. (Tutto questo è il primo giro del loop)

Ma noi abbiamo messo un feedback che si oppone alle tensioni differenziali WIP allora noi dovrebbe zmollare tutte le tensioni differenziali?

No perciò noi volemo un Integratore (quindi un LPF) e perciò zmolliamo solo quelle 2 bassissima frequenza.

Nella realtà dovremo zmollare i 2 loop insieme, quindi sempre & gli capaci dell'OPAMP ma avrò sempre della corrente che ricorda tra R e R_0 . Avrò quindi che il guadagno cambia, Infatti la corrente su R_0 non è più data solo da V_A ma anche da V_S .



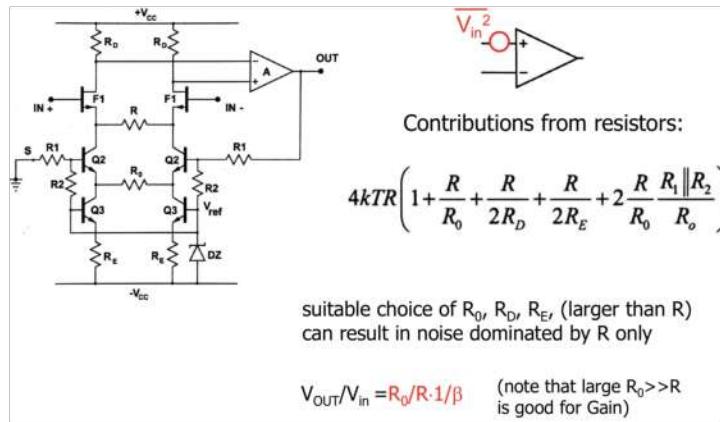
Perciò la tensione su R_0 sarà data da $V_A - V_S$

Vediamo che se è "alta" freq zabbiamo che il guadagno è come quello di prima. Al contrario a basse frequenze il guadagno va a 0.

Se voglio essere pro all'ante sulle slide ce' anche il caso quando l'opamp A_1 è un opamp reale (in quel caso vediamo che il guadagno a $f \rightarrow 0$ non va a -∞ ma si stabilizza a un valore)

Rumore Eletronico del circuito

Il circuito che abbiamo studiato fino ad ora è molto poco rumoroso.



Se facciamo i conti notiamo che il rumore dato dai resistori è

Se scelgo R_0 grande e R_D grande (ma troppo grande per gestire il bias) e R_E grande (anche lei non troppo grande) posso rendere tutte le proporzioni < 1 . Ho un caso incredibile, se scelgo R piccolo ho solo poco rumore da grande Gain.

C'è un limite nel valore di R , (che dovrà essere) capite quali è.

Il rumore all'input dato dal rumore dei transistori è invece dato dalla seguente equazione

Notiamo che ho un fattore 2 per il rumore dei transistori di input questo perché mi amplificano una differenza e quindi abbiano tutto il transistore 2H input.

I transistori F1 dovranno essere low noise (e quindi costosi) tuttavia i transistori Q2 possono essere anche più rumorosi tanto il loro rumore viene ridotto

25.03.2022

3h

Noise (to be) dominated by F1 and R

We have neglected 1/f of R , but 1/f depends on I and $I=0$ (in DC).

JFET (F1) provide low input current noise and 1/f noise (ex. below)

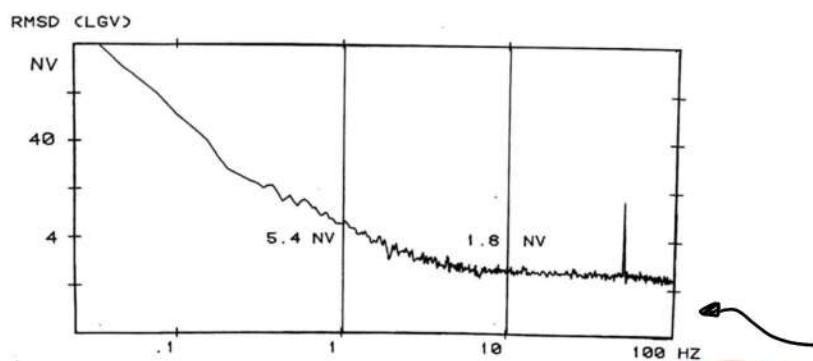
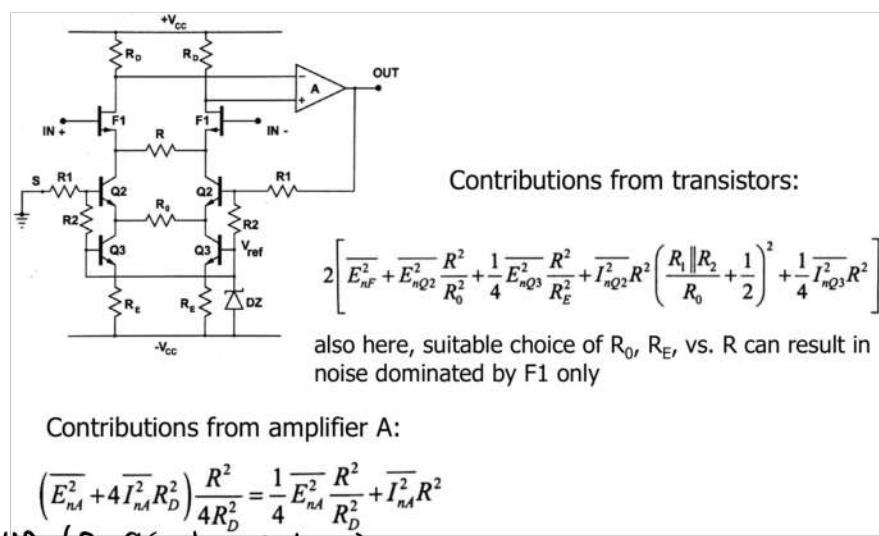


Fig. 6 - Noise spectrum of the amplifier of Fig. 3 with $R = 150 \Omega$ and $Q_1 = 2SK146$.



Quando calcoliamo il rumore dei resistori noi calcoliamo solo il rumore bianco ma potremo anche avere il rumore 1/f (che dipende dalla corrente). Ma dato che non ho corrente in DC che scorre in R ho che questo sia zero non ho rumore 1/f.

è lo spettro totale del rumore all'input.

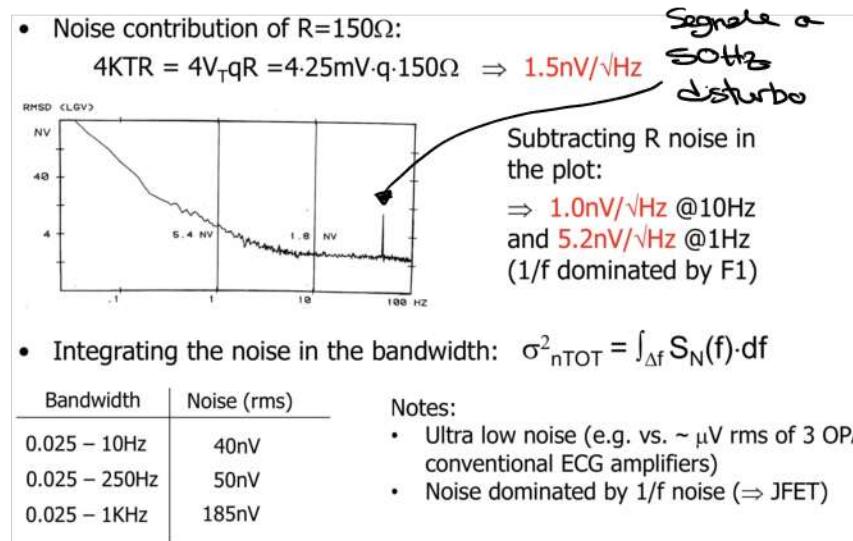
Dal grafico possiamo ricavare la varianza del transistor, infatti noi sappiamo il rumore della resistenza.

$$\sigma_{F1}^2 = \sigma_T^2 - \sigma_R^2$$

$$= \left(\frac{1.8 \text{nV}}{\sqrt{\text{Hz}}}\right)^2 - \left(\frac{1.6 \text{nV}}{\sqrt{\text{Hz}}}\right)^2$$

$$\approx \left(\frac{1 \text{nV}}{\sqrt{\text{Hz}}}\right)^2$$

valore misurato sul grafico a 10Hz



C'è invece perché i valori del rumore del transistor e della resistenza sono molto simili a 10Hz.

A 1Hz a causa del rumore 1/f il rumore del transistor è quello dominante.

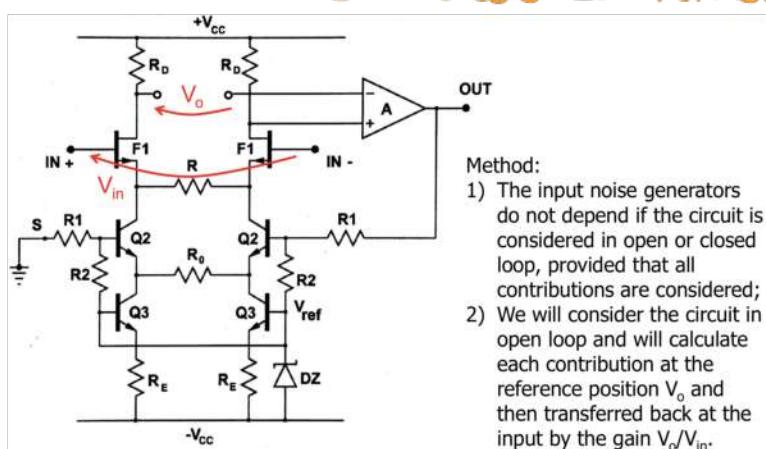
Se poi integrando lo spettro sulla banda calcoliamo il rumore vediamo che questo ha un rumore estremamente basso.

Nella nostra banda utile noi siamo dominati dal rumore 1/f e quindi è per questo che usiamo i JFET che hanno poco rumore 1/f. Non avremmo potuto usare i mosfet per questo. Inoltre i BJT non vanno bene poiché hanno convertitori di base.

La nostra banda è limitata, 2 basse frequenze del circuito che killa la componente DC, mentre il limite superiore lo mettiamo noi scegliendo un nodo a grande impedenza e connettendoci un condensatore. (così il valore del condensatore non è enorme).

Nel caso del nostro circuito un ottimo candidato è mettere il condensatore sul doppio di F1, dato che vedo solo R_D che dovrebbe essere comunque grande.

Dimostrazione del calcolo del rumore



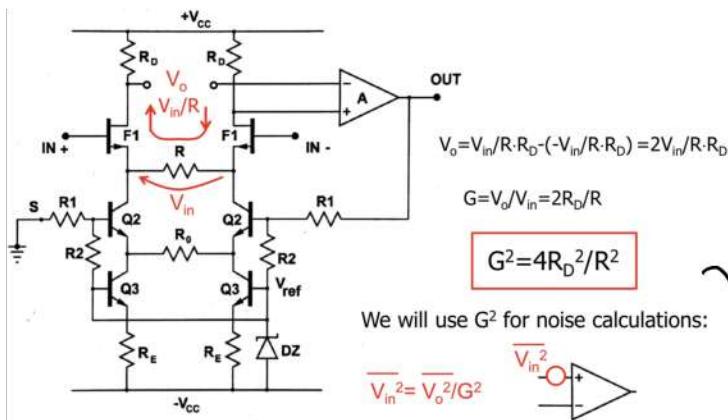
Noi scegliamo V_o come posizione di riferimento

Ma mentre il circuito invia V_o non dovrebbe essere zero?

Nell'analisi del rumore non importa se il circuito è in closed loop o open loop l'importante è che il calcolo del rumore sia coerente con il guadagno che abbiamo in open e closed loop.

In questo caso ci conviene calcolarla in open loop.

Dobbiamo essere consistenti, perché dovo calcolare il trasferimento tra input e output per riportare i rumori all'input.



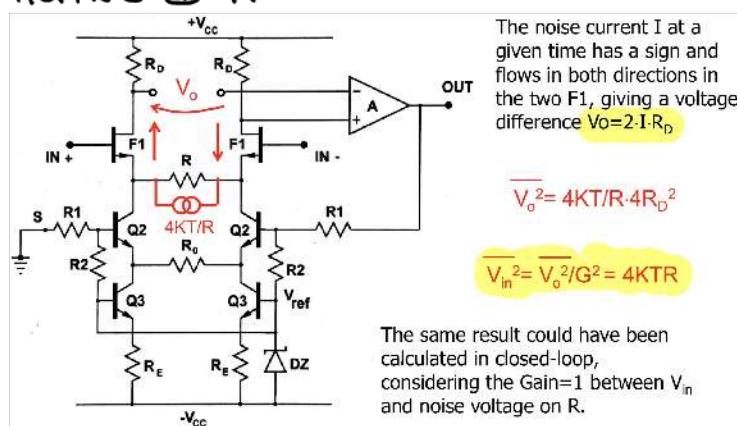
V_{in} è sempre al capo di R perché questa proprietà non dipende dal feedback.

Ho quindi una corrente che può scorrere solo in F_1

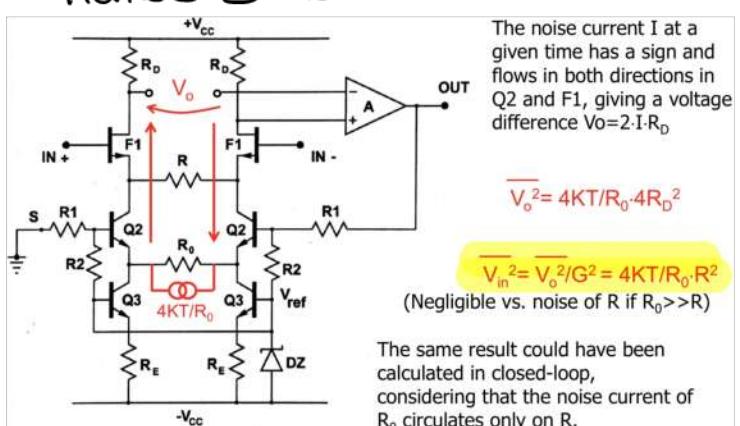
Ottieniamo quindi il guadagno (quadrato) che useremo nel calcolo del rumore per riportarlo all'ingresso.

Adesso Andiamo a componenti per componente

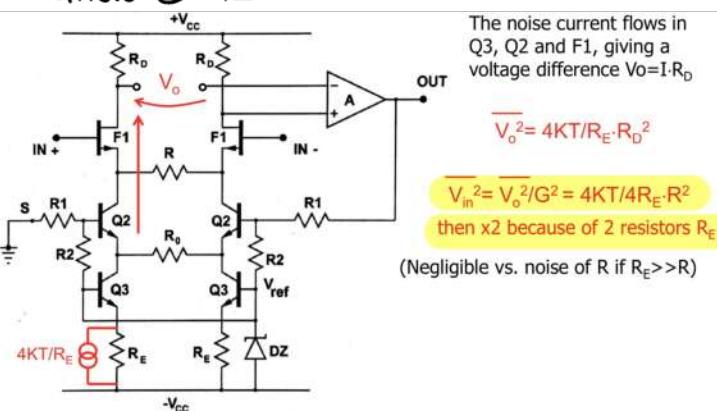
Rumore di R :



Rumore di R_D :

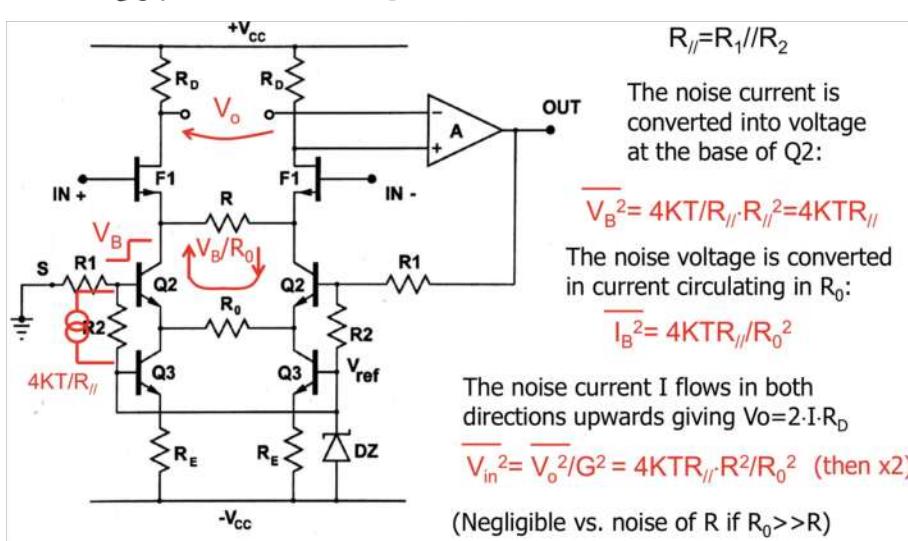


Rumore di R_E :



Se possiamo stare in closed loop saremo subito che la corrente circola tra R_D e R quindi $I_{R_D} = I_R$ (a causa del loop) allora $I_{R_D} = 4KT/R_0$ ma noi sappiamo che $V_{in} = V_R \rightarrow V_R = \frac{4KT}{R_0} R^2 = V_{in}$

Contributi di $R_1 // R_2$



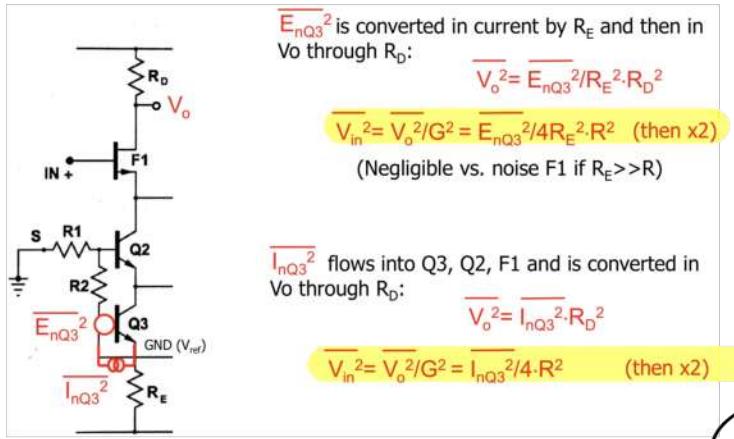
Noi vediamo lo zener come una terza quando abbiamo che le 2 resistenze R_1 e R_2 sono in parallelo.

Ho quindi che la corrente di vena mi da una tensione V_B - questa viene riportata su R_0 e quindi crea una corrente.

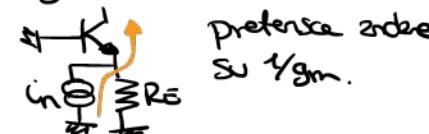
C'è poi il rumore di R_D che però è molto facile

Rumore dei Transistor: il rumore di F1 è già riportato sull'input.

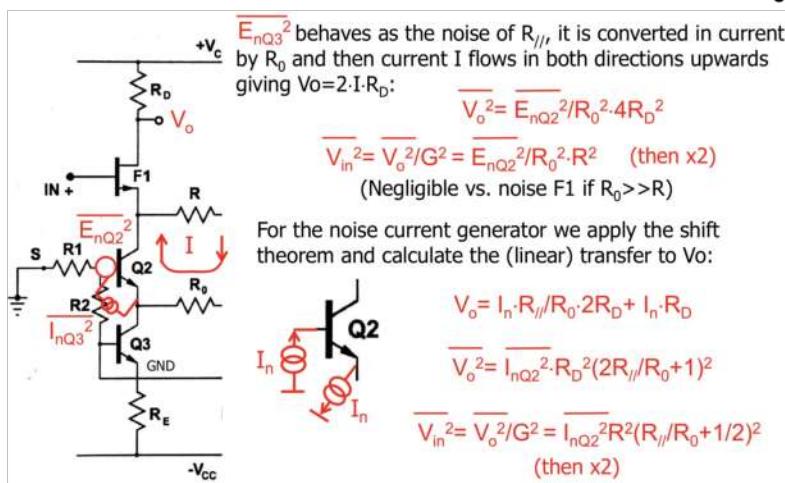
Rumore di Q3.



Dato che il rumore di Q3 è dato da un gen di tensione sulla base, e dato che c'è un emettitore follower ho che la stessa tensione si trova su R_E e questo genera una corrente e vice.

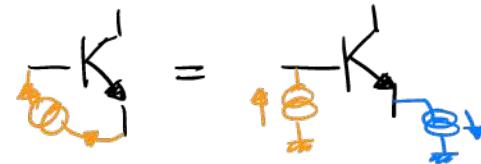
Abbiamo poi anche una shot noise tra la base e l'emettitore. Dato perche l'entrata è a GND a piccole segnali abbiamo che è come zero. Però è connesso allo zero (Non sono sicuri). 

Rumore di Q2



Nel caso della tensione ho lo stesso caso di prima.

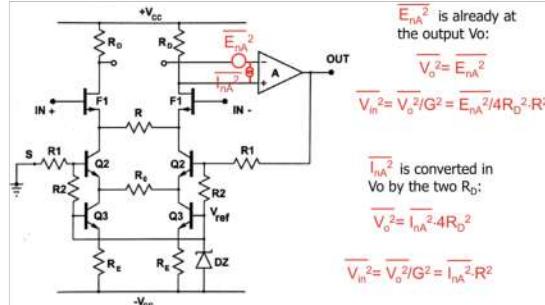
La parte tricky è quella del gen di corrente dove devo usare lo splitting theorem



Devo fare questo perché non sono connessi a terra da nessun lato.

Qui dobbiamo calcolare singolarmente i trasferimenti e poi sommerli sommi e solo alla fine fare il quadrato.

Rumore dell'OPAMP

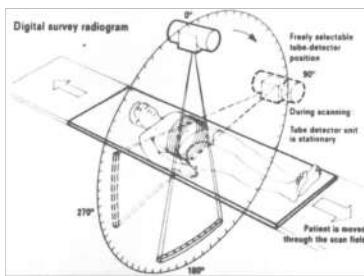


PARTE 2 DEL CORSO

MEDICAL IMAGING

Con la radiografia e la CT standard lo posso vedere solo monodimensionalmente quindi non vedo a capri molto.

Allora con la CT noi misuriamo a diversi angoli (tutto intorno al paziente) così ho una visione totale. Se la mia risoluzione angolare è abbastanza buona da per vedere il teorema di Nyquist allora non c'è problema i vari errori di Aliasing.



Più se io posso realizzare solo una fetta di corpo, allora sposto il paziente avanti piano piano realizzando.

Ad ogni questo trasferimento avanti del paziente userò fetta reale il tutto gira così si ha un trasferimento a spirale più difficile da processare ma + veloce da fare.

Il vantaggio della CT rispetto alla radiografia è che ruota a 360° attorno al paziente posso fare un'immagine a diverse profondità e quindi vedere dove voglio io.

PET e SPECT

Sono medicina nucleare perché mettono elementi radioattivi dentro il corpo del paziente quindi è il paziente che dà le radiazioni.

Per vedere cosa vogliono noi usano gli isotopi radioattivi e delle molecole target da usare e collegarsi a cosa vogliono vedere.

La differenza tra SPECT e PET è che in nella prima vengono usati isotopi che emettono raggi gamma. Per cui dobbiamo usare delle gamma cameras. Con dei collimatori in modo che lo stesso a capri da cui parte arrivano i raggi gamma questi pochi il collimatore fa passare i raggi gamma perché a lui mente i raggi gamma che noi lo sono assorbiti dalla griglia.

Dato che noi sappiamo a priori il verso del collimatore allora dato un punto di rilevamento dobbiamo che possiamo sapere da che parte del corpo arriverà quel raggio gamma. (Questo dobbiamo farlo perché i raggi gamma vengono scesi in tutte le direzioni.) Ho bisogno di 3 di queste canne perché devo ricevere le coordinate in cui si trova esternamente oò da mettere i raggi gamma.

Il fatto che noi mettiamo un collimatore è un lato negativo perché molti raggi gamma sono assorbiti dal collimatore. Infatti ha un efficienza di 10^-4. (ogni 10000 raggi gamma ne rilevo 1 solo)

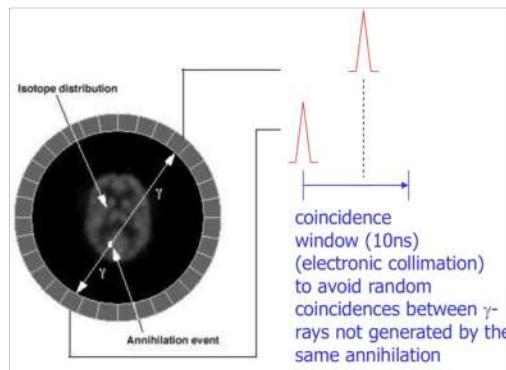
Positron Emitted Computer Tomography (PET)

Rimoviamo il collimatore poiché noi facciamo un "electronic collimation".

La PET usa la stessa teoria della SPECT ma l'isotopo è diverso non emette raggi gamma ma emette positri (gli anti elettroni).

Quando ho l'emissione di un positrone ho un moto probabilistico questo trova un elettrone in poco tempo e allora si annichiliscono. Dato però $E=mc^2$ dato che ho massa che scompare allora devo avere energia. Questa energia l'abbiamo grazie alla creazione di 2 raggi gamma che vanno in 2 direzioni opposte. (Prendono direzioni opposte poiché devo avere la conservazione del momento).

Nella realtà questo non è completamente vero poiché ho della energia critica nelle particelle (poiché ho due sono in direzioni opposte solo se il momento iniziale delle 2 particelle è $\neq 0$) allora i 2 raggi gamma non sono messi in modo perfetto (quindi ho una fonte di errori).



Quando i raggi γ su i 2 sensori sulla stessa linea, non ho quindi bisogno di avere un collimatore.

Dato che l'emissione è isotropica io posso ricevere la posizione di dove arrivano i raggi gamma e non solo la linea.

L'efficienza della PET è 10^{-2} (che è circa il ordine di grandezza migliore della SPECT).

Ma quindi perché non usiamo solo PET? Il primo problema è la disponibilità di isotopi radioattivi da legare a una molecola. Nel caso di SPECT abbiamo molte più possibilità di scelte e anche la disponibilità di elementi che emettano positri (sono in genere di isotopi radioattivi).

Un altro negativo è che i sensori della PET non sono puntiformi ma hanno una dimensione Dx, allora non ho esattamente una sola linea possibile ma ho molte linee che collegano i 2 sensori. Ho quindi una spatial resolution.

Potrei fare i sensori + piccoli ma questo significa + costosi, inoltre le patologie sono di almeno 1 cm mm.

Un altro problema della PET è che noi vediamo dove il positrone si annichilisce e non esattamente dove si trova la patologia. Dalla fisica noi sappiamo che il positrone range è di circa 3mm quindi non ci sono zone interne più vicine.

Nella PET noi prendiamo zolle in timestamp di quando abbiamo ricevuto il raggio γ e in questo modo sappiamo che i 2 raggi gamma sono dati della stessa annichilazione (zolla il primo raggio γ, zolla una finestra di coincidenze (10ns) rispetto per il 2° raggio γ).

Non ad oggi riusciamo ad andare a 300ps. (e vorremo andare a 10ps).

Vogliamo migliorare il timing (anche se siamo sicuri di essere nella finestra di coincidenza) poiché se siamo molto precisi e prendere il tempo passo determinare da dove arriva l'annichilazione zolla usando una sola linea. (Reconstruction free PET)

Ad oggi si combinano insieme CT+PET o Resonanza Magnetica e PET.

Sensitivity: efficiency of the imaging system to detect the parameter of interest

Selectivity (specificity): capability of the system to distinguish the parameter of interest from other possible signals

Resolution and contrast: capability of the system to distinguish details of the distribution very close each other and separate regions with different concentrations (to improve contrast, specific contrast agents can be employed)

Queste sono i parametri principali per caratterizzare un sistema di medical imaging.

(Nella pet abbiamo l'indubbiamente di un elettrone e un positrone, perciò la totale energia dei 2 raggi è $E = 2mc^2 = 1,022 \text{ MeV}$, quindi il singolo raggio ha 511 KeV)
[il 2 c'è perché ho 2 messe elettrone/positrone]

Spacial Resolution

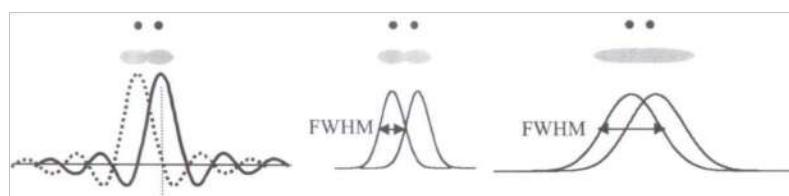
Identificazione di 2 oggetti vicini. La Spacial Resolution ha come figura di merito la Point Spread Function. Come noi imponiamo un δ-like segnale, in uscita avremo un segnale più riassesto (perciò vicino e disteso).

Allora non siamo qui rispetto alla δ response del sistema.

Però quando abbiamo un segnale d'ingresso l'uscita sarà la convoluzione tra l'ingresso e la δ response, quindi abbiamo che l'uscita è più smooth dell'ingresso.

Ma come si lega questo concetto a quella della risoluzione?

Nei prendiamo la point spread function e prendiamo la FWHM e la misuriamo. Noi non possiamo misurare la differenza tra 2 punti quando sono più vicini della FWHM.



Se la point spread function è approssimabile con una gaussiana allora

$$FWHM \approx 2,36 \cdot \sigma$$

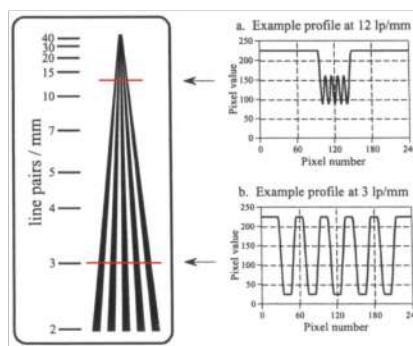
Ha parlato della modulated transfer function, noi ci no capito molto.

Credo che intenda che se il mio segnale è δ-like allora la mia modulated TF può far passare tutto, se però la mia point spread function è una linea spessa allora la modulated transfer function deve essere un MTF.

Quando no una MTF che fa da CTF minore è la frequenza delle linee che posso distinguere tra loro.

Questo è molto importante in un sistema radiografico quando entriamo a confronto.

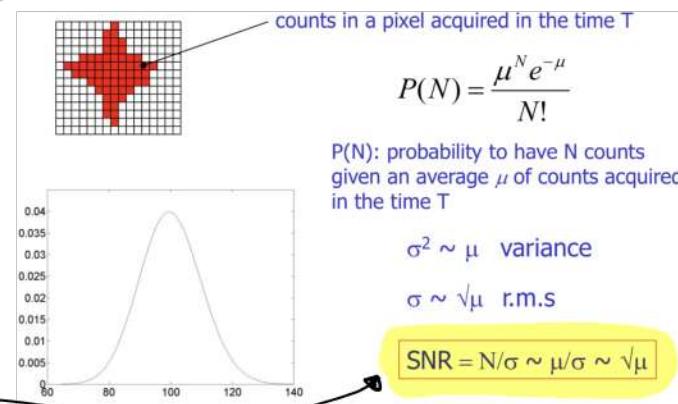
Per calutarlo noi usiamo una rule così:



e vediamo fino a quando riusciamo a distinguere tra loro le linee.

La frequenza spaziale è molto maggiore sopra che sotto.

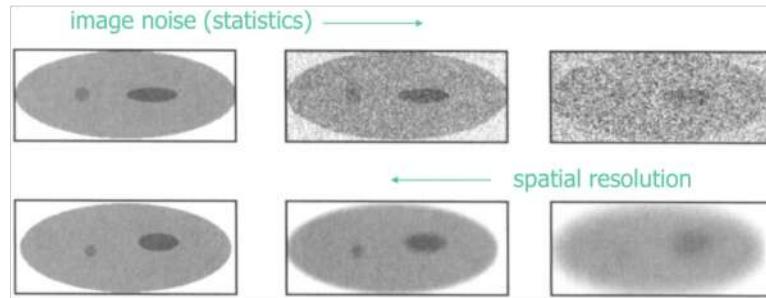
Rapporto segnale rumore



Dove N è il numero di poteri per pixel
Dato che questo numero non è costante ma è una statistica, allora faccio la distribuzione di poisson. Io so che la varianza è uguale alla media μ , allora

Vediamo che l'SNR dipende dalla statistica. Ma e che passa comunque il tempo T perciò sono i prezzi perde un bottone di risoluzione.

Quindi l'SNR dipende sia della spaziale risoluzione che della statistica.



Raggi X e raggi γ .



X rays

Raggi usati in Medicina.

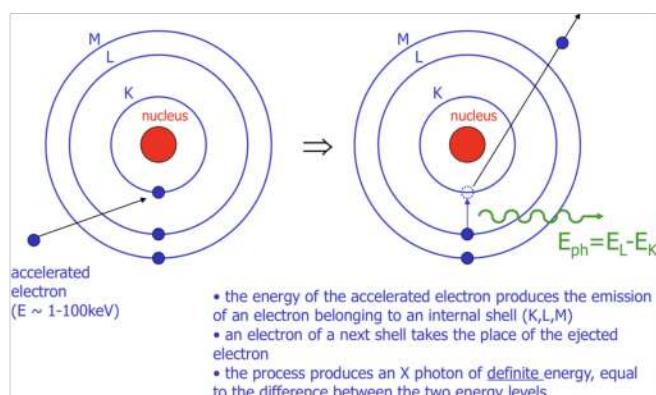
- Energy: $10 \text{ eV} \rightarrow 1 \text{ keV} \rightarrow 100-300 \text{ keV}$
- origin: fluorescence from atoms, Bremsstrahlung
- applications in medical diagnostics: radiography (conventional, mammography, densitometry, ..., CT)

γ rays

- Energy: $10 \text{ keV} \rightarrow 100 \text{ keV} \rightarrow 10 \text{ MeV}$
- origin: nuclear emission, annihilation of positrons
- applications in medical diagnostics: SPECT, PET

Ci sono 3 metodi per generare i raggi X.

• Fluorescenza



Ogni orbitale ha un suo livello energetico. Quando acceleriamo un elettrone (very large Δ difference tra 2 punti). Allora un elettrone accelerato può colpire l'altro elettrone dell'atomo.

Dobbiamo ricordare l'energia in eV perch \circ è facile lavorare con keV nel caso di raggi X.

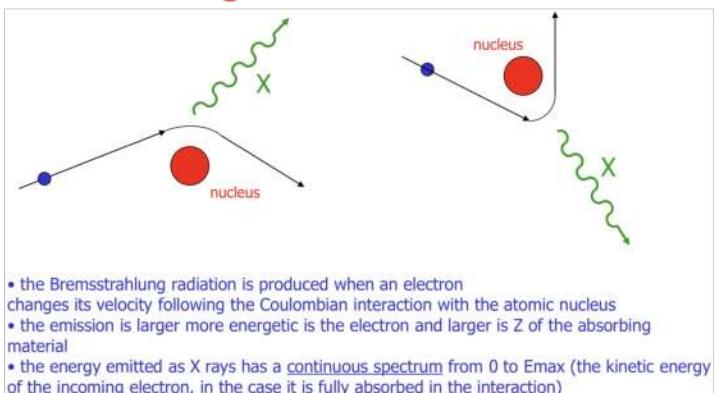
Se noi imponiamo una tensione 100kV tra 2 punti e acceleriamo un elettrone allora questo al 2° punto ha 100keV

il punto da dove parte l'elettrone è chiamato catodo mentre l'altro è chiamato anodo.

Quando l'elettrone va a scontrarsi con l'anodo c'è una probabilità (bassissima) che l'elettrone faccia saltare (x energia critica) l'elettrone dal suo orbitale. Detto che no in buco su un orbitale succede che un elettrone da un orbitale maggiore scende (questo succede perch \circ l'orbitale minore è a energia + bassa).

Quando l'elettrone scende di orbitale non emette energia, questa emette di energia è a energia fissa

Bremsstrahlung (Frenze)

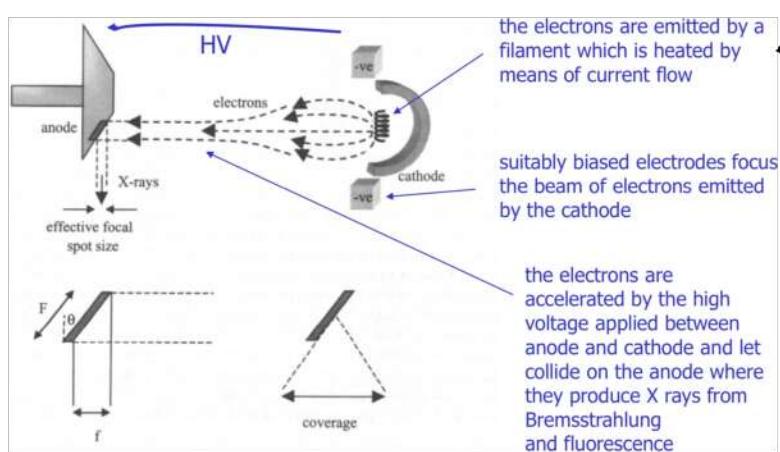


Abbiamo sempre il nostro elettrone accelerato ma in questo caso usiamo un effetto coulombiano. Infatti l'elettrone va vicino al nucleo e a causa dell'effetto coulombiano ha un cambiamento di momento, e quindi ha del rilascio d'energia.

In questo caso l'energia non è fissa ma varia dipendentemente dell'effetto del campo coulombiano.

Quindi con questa tecnica ho creazione di raggi X su una banda continua d'energie.

Tubo a raggi X (ha sostituito il sincrotrone)

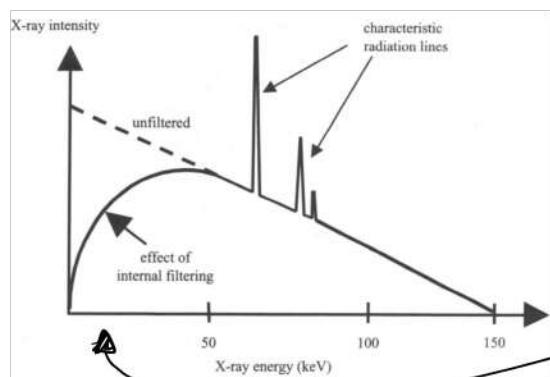


→ ho generazione di elettroni per generare tensione circolare

Sull'anello circolare i 2 fenomeni che abbiamo visto precedentemente.

L'anello nella realtà è rotante, questo perché la generazione di raggi X è molto rapida e la maggior parte dell'energia è persa in calore, allora se noi ruotiamo il punto dove batte l'elettrone è sempre in

un punto diverso quindi non andiamo a scaldare troppo.

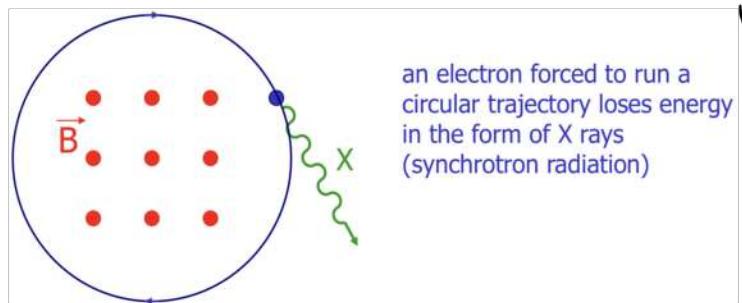


Questo è lo spettro di emissione dei raggi X. La parte continua è detta della emissione di Renshaw.

Al catodo i picchi sono dati dalla fluorescenza. Ci sono + luci perché posso avere due emissioni da diversi orbitali.

Vediamo che a basse energie abbiamo un drop, questo è dato da un filtro sia dato dal gassatore di X-ray (i raggi X devono uscire del tubo, lì c'è un metallo, abbiamo assorbimento), inoltre fuori del tubo abbiamo aria e questa ha comunque un assorbimento.

Sincrotrone



Abbiamo emissione perché acceleriamo l'elettrone con un campo magnetico.

Radioactive Decay

I raggi α sono dei poteri gassosi della radioattività. La radioattività è il cambio spontaneo di un nucleo di un atomo. Questo cambiamento può portare alla generazione (scissione del nucleo) di raggi α , β , γ .

Le radiozine α è data da un atomo di elio a cui abbiamo tolto gli elettroni



Qui sono perso la parte dei raggi β (che credo sono dati dai positroni) e i raggi γ sono poteri.

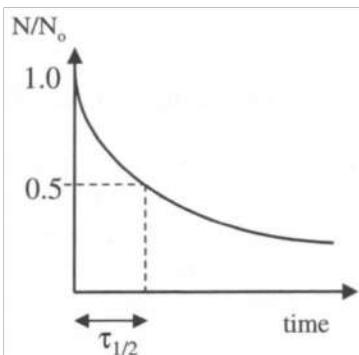
La radioattività è data da una eq differenziale

$$A = -\frac{dN}{dt} = \lambda N$$

A: attività del radionuclide
(Curie, Ci= 3.7×10^{10} Bq)
(Becquerel=disintegrations/s)
N: numero di nuclei
 λ : costante di decadimento

$$N = N_0 e^{-\lambda t}$$

N_0 : numero di nuclei al $t=0$



A: attività del radionuclide, cioè il rate di quanti raggi (α, β, γ) da in un intervallo di tempo

La derivate in se è negativa perché il numero di nuclei va a ridursi, allora noi mettiamo il meno

Quando perdiamo d un elemento radioattivo un elemento fondamentale è il tempo di dimezzamento.

$$\tau_{1/2} = \frac{\ln 2}{\lambda} \quad (\text{è come la nostra } \tau \text{ curva})$$

è il tempo nel quale metà dei nostri nuclei sono scomparsi.

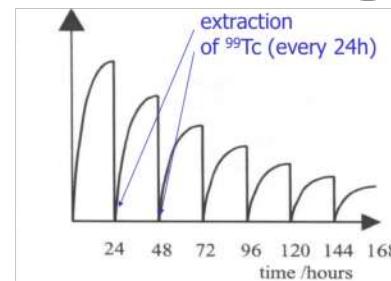
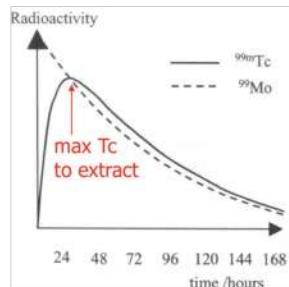
L'isotopo radioattivo + usato in medicina per emettere i raggi γ è il Tc-99, che un prodotto del Mo-99



Un neutrino è convertito in protone ma la massa atomica è rimasta la stessa ciò fa sì che lo stesso elemento mi produca raggi γ , con un tempo di dimezzamento d'arca 6h.

il molybdeno decade piano piano e questo fa sì che il tecnico ha una cernimenti in numero.

Noi perdiamo il tecnico quando è al massimo e poi ripetiamo a fine tutto



Facciamo una roba così

L'energia del raggio γ del Teoreto è 140 KeV (che è l'energia della PET).

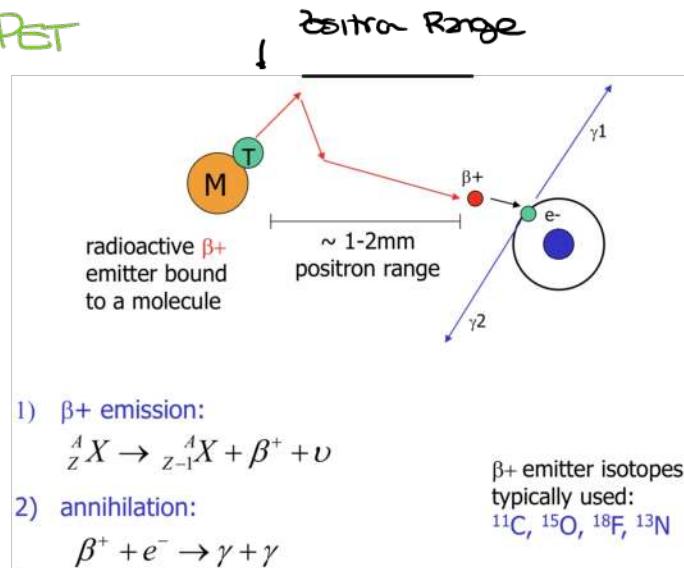
Discussione su tempi di dimezzamento e energia dei raggi.

Few general notes on radionuclides for diagnostics:

- $\tau_{1/2}$ too short \Rightarrow short time between injection and diagnostics
- $\tau_{1/2}$ too long \Rightarrow low activity, patient radioactive for too long
- E_γ too low \Rightarrow few rays reach the detector
- E_γ too high \Rightarrow patient 'transparent', difficult detection

140KeV è un buon compromesso

PET

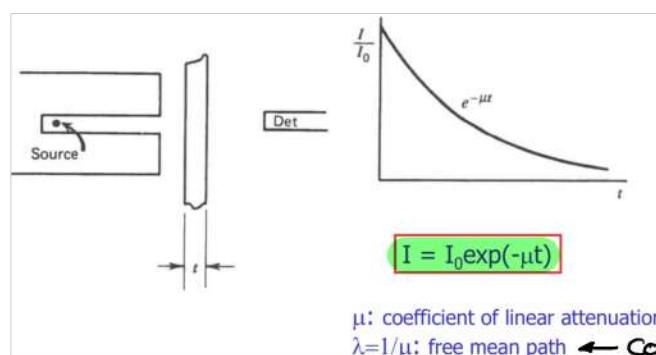


Gli elementi più usati sono questi. Sono isotopi non stabili di questi elementi. Per creare questi elementi abbiamo bisogno di un ciclotrone (acceleratore di protoni)

Il problema di questi elementi è che hanno un tempo di dimezzamento molto rapido, allora questi elementi vengono generati all'interno dell'ospedale.

Interazione delle radiazioni con la materia

Per fare un ricettore dobbiamo essere sicuri di bloccare la radiazione.



Nel caso un detector e un materiale in mezzo attraverso questo raggio si attenuano in rapporto al numero di ennesi. Vediamo che il numero va con un esponente dipendente dalla spessore del materiale

Se c'è una proprietà del materiale (tipo il piombo assorbe di più che il legno) in realtà c'è una definizione ulteriore dell'equazione data dal fatto che alcuni materiali hanno densità diverse al loro intero (tipicamente i gas)

$$I = I_0 \exp(-\mu' p t)$$

dove p è la densità del materiale e $\mu' = \mu p$.

Nel tipicamente usiamo solo la prima formula perché abbiamo ricettori solidi.

μ' depends on three absorption mechanisms:

- 1) photoelectric absorption
- 2) Compton absorption
- 3) production of e^-/e^+ pairs

$$\mu' = \mu'_{\text{photoelectric}} + \mu'_{\text{Compton}} + \mu'_{\text{pair}}$$

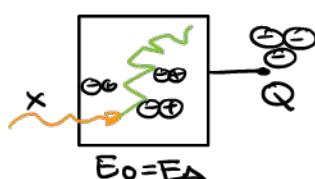
Un materiale assorbe radiazioni per queste 3 cause insieme e il coefficiente μ' è una combinazione di queste 3.

Assorbimento Photoelettrico

Cose nel tubo a raggi X, sono raggi così energetici da steppare un elettrone dell'atomo. (I raggi X o γ sono abbastanza potenti da fare questo).

Il nostro interesse oggi però è su cosa succede all'elettrone che viene steppato. Questo elettrone avrà uno scattering (nella colpa) nel materiale fino a quando l'elettrone non perde tutta la sua energia cinetica.

Se vediamo questo sistema come un sistema termodinamico cioè con energia entrante dai raggi X e l'elettrone che rimane intero al materiale allora dal punto di vista termodinamico il mio sistema ha assorbito l'energia del raggio X. Questo è estremamente utile perché so che il materiale ora si è energizzato allo stesso valore del raggio X. Questo significa che se riesco a misurare la cinica del materiale (xe' l'elettrone in scattering che mi, ergo carica libera) ho misurato l'energia del raggio X.



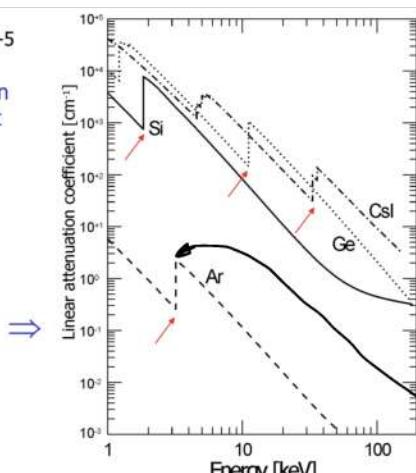
Quello che ci riguarda la nostra misura è l'emissione di raggi X da parte dell'elemento (cosa che c'era dentro nel caso del tubo a raggi X).

Ma le cose non sono così semplici, infatti abbiamo una grande probabilità che il raggio X sia riasorbito nel materiale.

Anche nel caso che un raggio X scappa dal materiale bi' sappiamo che il livello energetico è fisso, e noi sappiamo che nel caso del silicio è 1,74 keV. Esistono anche letti negativi dell'effetto fotoelettrico, infatti se plotteremo il colt il gesto dipende da $1/E_\gamma^3$ cioè dell'opposto dell'energia del cubo.

$\mu'_{\text{photoelectric}} \div Z^n/E_\gamma^3$ n: 4-5
⇒ high photoelectric absorption at low E and for materials at high Z

in addition, the absorption is strongly conditioned by "edges"
(thresholds of energies sufficient to eject an e- from a given shell K-L-M)



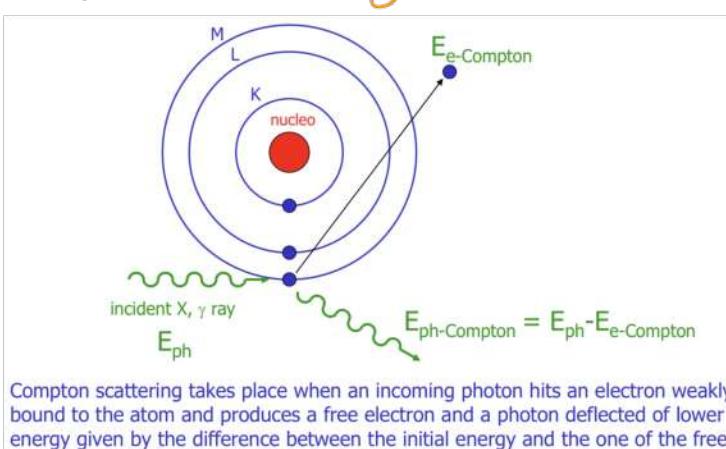
Questo significa che abbiamo meno probabilità di avere un effetto fotoelettrico (c'è una reba caratteristica una la fisica quantistica).

Questo succede perché l'elettrone steppato è in aria e quindi abbiamo qualcosa tipo risanamento per stepparlo via.

Questi spike qui sono dovuti alla "Reggea di risanamento".

Vediamo che in altri materiali abbiamo + spike e questi sono dati ai vari orbitali dell'atomo del materiale.

Compton Scattering



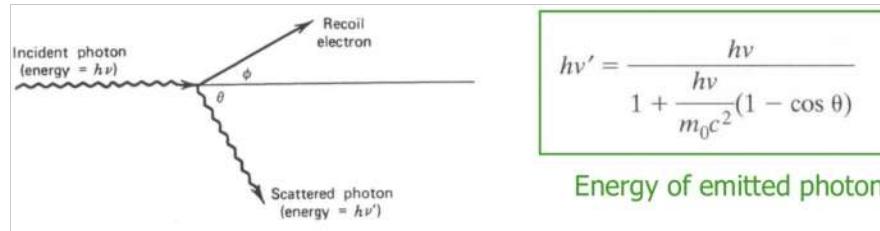
Compton scattering takes place when an incoming photon hits an electron weakly bound to the atom and produces a free electron and a photon deflected of lower energy given by the difference between the initial energy and the one of the free electron (note: also momentum is conserved)

ho sempre che il raggio mi steppa un elettrone ma in questo caso il fotone non scompare come prima ma rimane e va via solo con meno energia cinetica

Quello che succede all'elettrone steppato è la stessa cosa vista sopra.

Il vero lato negativo di questo effetto è che noi possiamo uscire più de l'energia del raggio sia tutta nel materiale perché

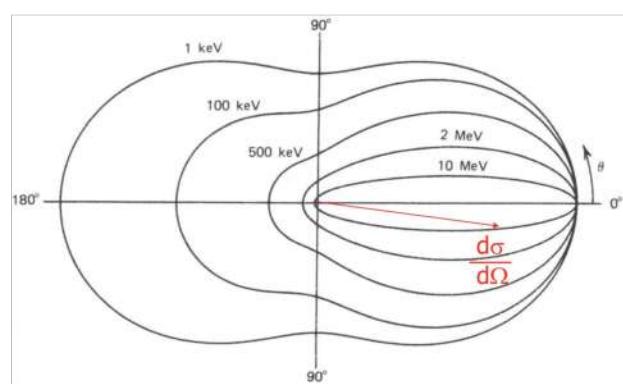
no un fotone che rimane e questo ha buona probabilità di saltare fuori dal materiale (molta + probabilità del raggio x di prima). Nella realtà noi possiamo fare sì che il fotone sia riasorbito nel materiale per effetto fotoelettronico. (questo perché il fotone ha bassa energia, quindi credo che se lo faccio farà uscire dal bordo del materiale allora ha buona probabilità di sia riasorbito).



Tutto sto casino per dire che l'energia incide quella dell'elettrone e quella del fotone e gli angoli devono mantenere il momento.

Notiamo per che maggiore è θ minore è l'energia del fotone.

C'è poi la Klein-Nishina formula che mi dice la probabilità di avere un determinato scattering angle Θ . Esiste un plot di questa formula.



Dice la probabilità è data dalla lunghezza del vettore rosso.

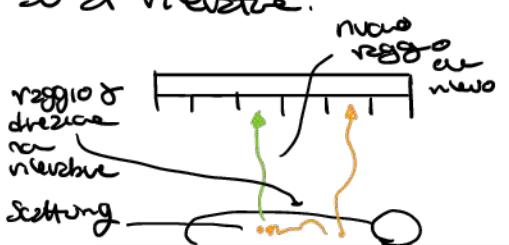
vediamo che a basse energie il fotone ha probabilità circa di 20% in tutte le direzioni al centro ed alle energie a metà più probabile che l'elettrone abbia picchi Θ . (cioè da entrambi diritti)

Questo ci va da dove quando dobbiamo progettare il sensore perché così lo estendiamo solo nel verso più probabile

Elastic Scattering (Rayleigh)

No caso in cui esistono e il fotone tiene tutta l'energia e viene rimbalzato via (non ha generazione di elettroni).

Nel caso medico abbiamo che un raggio x genera nel corpo con una direzione non rilevabile da noi che per fare Compton scattering e quindi viene mandata su di nostra.



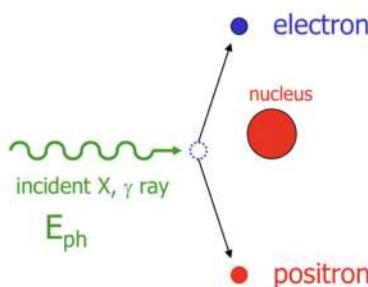
In modo per capire se questo succede è il fatto che noi sappiamo che il fotone generato per il Compton scattering ha perso energia e quindi noi vediamo che se ha meno 140 keV allora lo illuminiamo.

Se tutto va questo succede con Rayleigh scattering allora l'ho presa nel cubo perché in quel caso il fotone ha mantenuto tutta l'energia.

La probabilità di questo succedere non è piccola, anzi, soprattutto per il Compton.

Georgina & Copper

one photon with energy larger than the double of energy of the electron at rest ($2m_0c^2=1.022\text{MeV}$) in the Coulombian field of a nucleus has a given probability to create an electron-positron pair



In questo meccanismo abbiamo il limite di 1,022 MeV, ora questo fenomeno accade solo se il fotone ha \geq di questa energia.

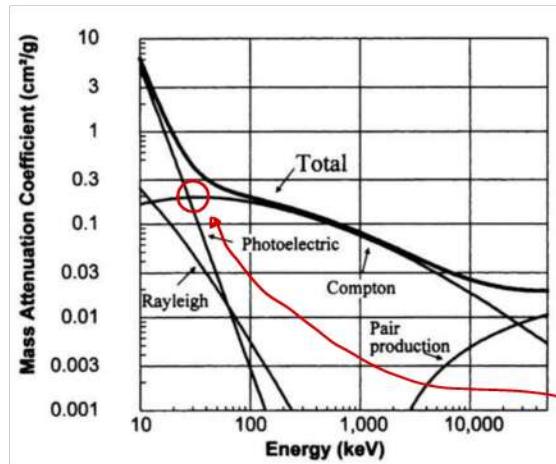
Se si potesse non + ergica d'oggetto de sare lo problemi, dicono solo ergica critica che 2 particelle.

Questo fenomeno avviene soltanto nelle vicinanze del nucleo, questo avviene perché la vicinanza del nucleo permette il mantenimento del momento (cavità).

[Numeri da ricordare 140 keV (della SPEA) e 1,02 MeV per la PET]

(SII Kel per il singolo raggio δ) vediamo che i raggi δ della PERT sono molto più soggetti]

Come si combinano tutte queste garanzie in un materiale?



Come abbiamo visto con l'effetto fotoelettrico corolla con l'aumento dell'energia. (sopra i 100 keV è trascurabile).

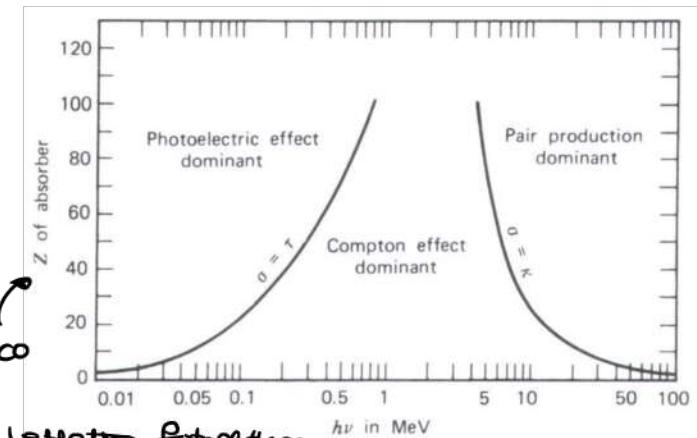
Po' abbiamo che nelle egee interne
compter c'è l'effetto donnante

Ad altre energie abbiamo la generazione di elettricità/positrone.

Un punto fondamentale è quando l'effetto Rutherford
mette a fuoco l'effetto Compton

In questo grafico vediamo che il punto dove l'effetto fotoelettronico è = 2l coincide dunque con il numero atomico + zttc e' il n° atomico + 1 il punto d'incontro si trova ad zttc Esegue niente l'effetto di pair production va a energie sempre + piccole.

è il n° atomico

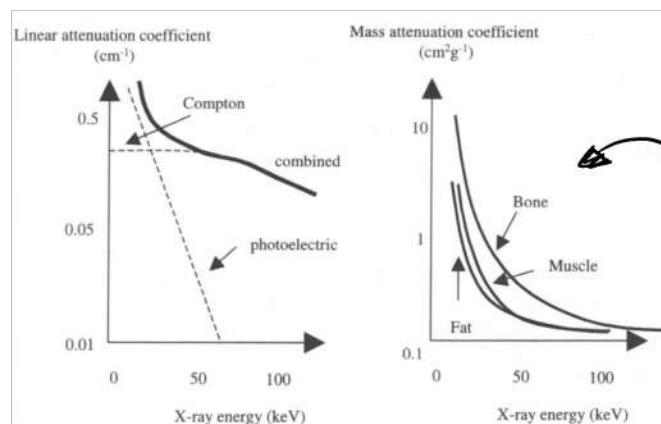


Questo è importante perché noi vogliamo l'effetto fotofotettrico così tutta l'energia è rivelabile. Allora se vogliamo essere sicuri di avere effetto fotofotettrico dominante, allora devo perdere un materiale con alto n° atomico.

Nella PCT abbiamo che compito è curva davante, dovemo fare in sordina con un

dato n° storico per avere effetto fotoelettrico.

Guardando in modo specifico la radiologia (ergo basse energie), avrai abbiano un grafico del tipo



Nel na vediamo ancora l'effetto di Compton tuttavia vediamo che l'effetto fotoelettrico solo a basse energie

Questo grafico mostra la mass attenuazione coefficient in base a componenti del corpo. Vediamo che le ossa hanno un grande valore e per questo che vediamo le ossa nere (perché hanno assorbito i raggi).

Detectors per raggi X e γ .

(il sensore per raggi X e γ è chiamato in modo specifico detector)

Un detector colleziona l'energia di un segnale e la converte in un segnale elettrico. Sono utili per calcolare l'energia, il punto d'interazione e l'intervento di tempo in cui è avvenuto il segnale.

Esistono 2 tipi di sensore

Detectors with direct conversion:

Ionizing sensors

the energy of the photon is converted in a given quantity of electric charge directly on the detector material. This charge is collected at an output electrode of the detector.

Detectors with indirect conversion:

Ad esempio scintillatori

the energy of the photon is converted in another physical quantity (e.g. visible photons) and a secondary detector (a photodetector, in the example) is necessary to convert the second physical quantity in an electrical signal.

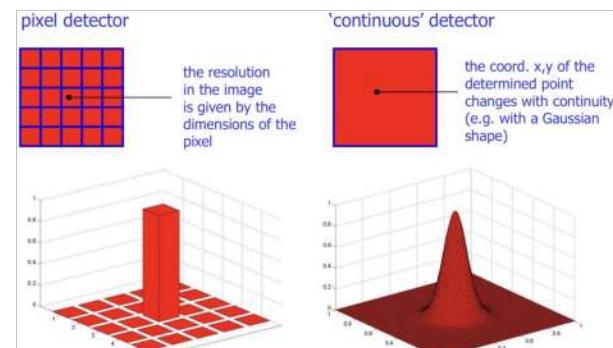
Oltre ai fotoni potremo trarre anche i raggi γ in un aumento di temperatura del materiale.

Quando ne usiamo uno o l'altro. Ne diremo di usare sempre quello diretto ma ci sono delle difficoltà. Infatti l'oggetto sensore deve essere in grado di stoppare i raggi γ e creare la carica. (questa non è una proprietà molto comune per i materiali). Quindi non è facile creare un direct conversion detector.

Al contrario questo non succede in quei indetti. Però ci basta un buon materiale per stoppare le radiazioni e un altro per misurare (in medical imaging viene usata questa tecnica). Il lato negativo di questa tecnica è che abbiamo 2 processi fisici diversi, 2 diverse statistiche da fare sia da determinare l'SNR (l'SNR è meglio nei detector indetti).

Imaging Detector

Ci sono dei detector evoluti da cui un unico sensore riesca a capire dove c'è stata l'interazione. Oltre a quest'ultimo c'è sempre il caso a pixel. La cosa bella del sensore unico è che se uno di poco la posizione dell'interazione posso "vederla" mentre nel pixel



Vimango sempre dentro lo stesso pixel.

La spatial resolution è legata alla FWHM come avevamo detto.

Energy resolution: Non noi riusciamo a misurare l'energia con un delta perfetto ma ha uno spread. Anche in questo caso posso perdere la FWHM dell'energia.

Per noi E_0 può essere 140 keV o 511 keV.

La risoluzione reale è la FWHM della linea E₀, è una riga di nero che troviamo nei cataloghi di materiali metallici.

Tipicamente per la SPECT è 10%. Sapere questo numero è importante perché sappiamo quanta è l'incertezza della nostra misurazione dell'energia. Perché posso sapere se rileviamo o meno un evento generato dall'interazione Compton.

Detection Efficiency

Prima di tutto dobbiamo fermarci a cosa è.

Definizione di detection efficiency

Può essere 100% solo se ho il

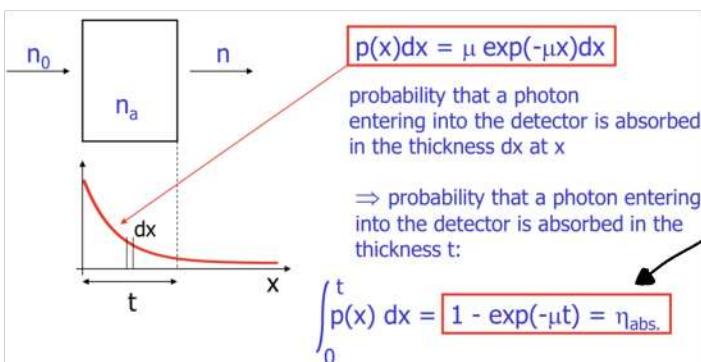
presente in una sfera.

La detection efficiency possono dividere in 3 componenti

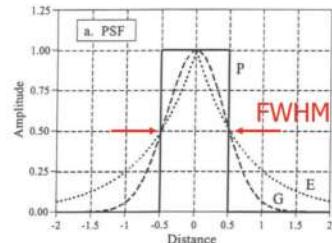
- L'efficienza geometrica è data dal rapporto tra il solid angle (come il sensore vede la sorgente) Fatto Ω/π (che è la sfera).

Il solid angle è approssimabile come area delimitata/distanza?

- Absorbtion efficiency: Andate se un fotone entra nel sensore non c'è doppio che il fotone si ferma, è la frazione dei fotoni che si fermano su tutti i fotoni che entro.



Spatial resolution:
precision to determine the position of interaction

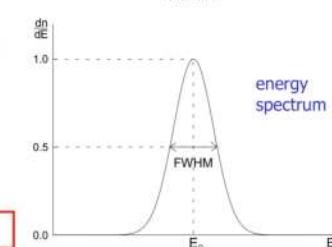


Energy resolution:
precision to determine the photon energy

$$G(E) = \frac{N_0}{\sigma \sqrt{2\pi}} \exp\left(-\frac{(E - E_0)^2}{2\sigma^2}\right)$$

FWHM = 2.35σ

$R = \Delta E_{FWHM}/E_0$

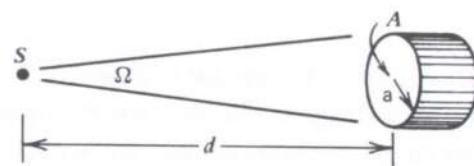


for a given source activity (photon flux), how many (valid) events are generated in the detector?

Detection efficiency = number of detected events/number of events generated by the source

Detection efficiency = Geometrical efficiency × Absorption efficiency × 'Photopeak' efficiency

Geometrical efficiency:
fraction of photons emitted by the source that enters in the detector



Ω : solid angle under which the detector intercepts the photons = A/d^2

• 1 - la probabilità che un fotone passi in un materiale (formula che avevamo visto ieri)
C'è meno che più lo spessore è grande maggiore l'efficienza è vicino a 1.

Tipicamente tenete l'efficienza geometrica e' difficile ma l'absorbtion efficiency in medical imaging è molto buona.

Tutti gli elettri (Pololettrico, capteur ecc) sono inseriti nel concentratore.

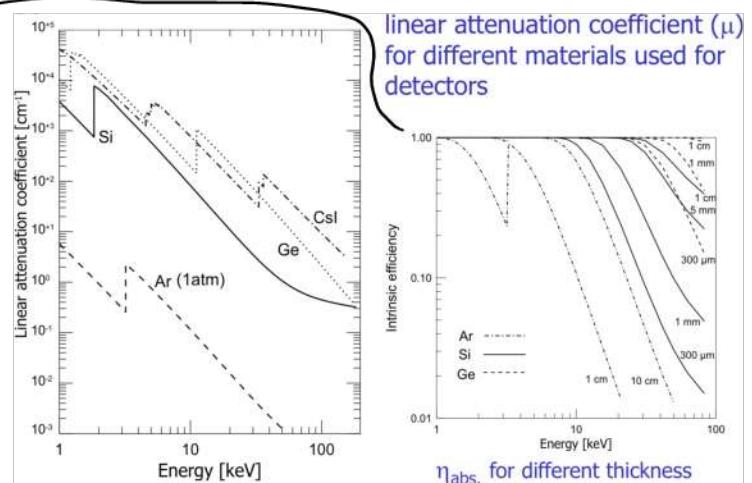
Nel vediamo che n_{abs} del silicio è più bassa di quella del gommonio, il silicio è abbondante extraneo solo fino a poche decine di keV.

C'è meno che non possiamo usare il silicio per la SPECT o la PET ma solo

per la radiografia.

In queste immagini vediamo che il germanio è molto buio mentre l'argento proprio no

Il problema del silicio è che non posso fare sensori molto spessi.



η_{abs} for different thickness

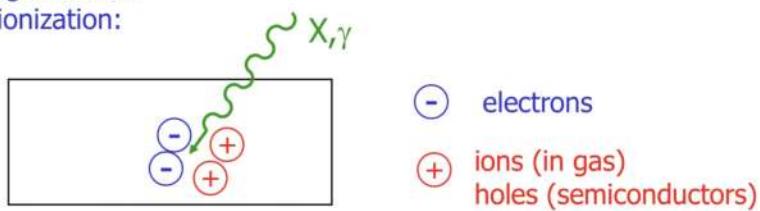
• Protoneak efficiency

è la capacità di un detector di assorbire tutta l'energia e non far scappare via (tipico dell'effetto Compton). I nostri nemici in questa efficienza sono aumentati il Compton scattering nel detector, l'altro nemico è il fotone fluorescente dell'effetto fotoelettrico (ma questo è un caso molto raro)

Conversione Energia/Carica elettrica.

for a given energy released by a detected photon, how much charge is created in the detector?

mechanism of generation of carriers by ionization:



Following the photon absorption in the material by one of the possible mechanisms (photoelectric, Compton, e-/e+ generation), the energy absorbed by the material causes the creation of electron-ion (hole) pairs. The creation of couples is related to a chain mechanism of further ionizations started by the first electron to which the energy has been released. The ionizations are due also to the re-absorption of possible fluorescence or Compton photons.

Dato una certa energia quanta carica è generata? Noi facciamo il caso della diretta conversione ma non cambia con quella indiretta

Abbiamo visto che i raggi X e γ possono essere assorbiti in modo diverso e quindi libere l'energia in modo diverso.

Tuttavia noi sappiamo che la trasformazione dell'energia in carica non dipende dal tipo di effetto con cui è generata.

Il modo facile di vedere questo è che è l'elettrone scaricato che crea le cariche libere quindi ce l'ho comunque.

Potrei parlare di energia e carica indipendentemente dal tipo di generazione della stessa.

La formula che espone questa proporzionalità è dove E è un fatto d'osservazione che specifica quanto è buono il mio detector a generare cariche date un'energia, questo avrà dimensione $[eV/e^-/h^+]$, quindi questi valori sono necessari per avere un elettrone/izoma)

$$Q = \frac{qE}{\epsilon}$$

Meno è l' E maggiore è il numero di cariche da generare per una determinata energia e 2) cui ci può costituire la statistical spread. (Perché se abbiamo un processo di poisson allora $\sigma^2 = N$ quindi $\sigma = N$, quindi nella SNR abbiamo $SNR = N/\sqrt{N} = \sqrt{N}$ quindi più grande è N maggiore è l'SNR)

Il detector ideale è quello con E più piccolo possibile in assoluto.

Noi vediamo che il silicio è $E \sim 3,6$ eV per una coppia elettrone/izoma (è in media).

Possiamo ripetere questa discussione anche per i sensori indiretti, vedendo quanti elettroni in uscita. Allora posso calcolare un fattore simile E anche in questi casi.

Vediamo un po' di problemi dei semiconduttori

- Silicon is an optimum material but is efficient only up to 10–30 keV because of limited thickness that can be depleted in practice
- Germanium has a worse technology and has to be cooled to reduce the dark current [$E \approx 36$]
- gas detectors are intrinsically low efficient but they can be still used for X rays because they can be fabricated of large dimensions (even few tens of cm)
- scintillator materials, like CsI (see later), are not able to create charge by ionization but they are also used (indirect conversion) thanks to their high efficiency
- there are semiconductor materials with high Z more efficient than Si (CdTe, HgI₂, ...), considered with interest in medical imaging. They work fine at room T because of the large energy gap. However, they suffer from charge trapping effects.

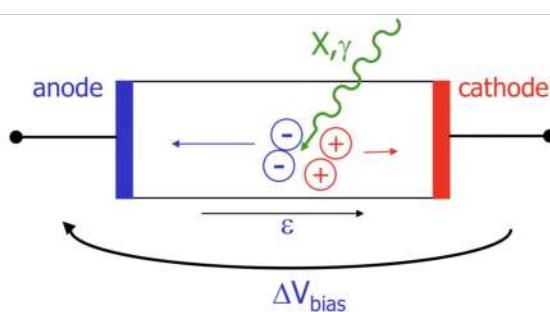
Il silicio ha il problema di non essere buono per fermare i raggi g.

Il germanio ha anche un'ottima detection efficiency, ma ha il problema dell'energy band, infatti possono avere promozioni di elettroni solo per motivi termici. La cosa negativa in questo è che gli elettroni in banda si radiono creando una dark current. da qui da una shot noise che non può essere cancellata. L'azmat della dark current dipende dall'energy gap (ϵ è grande meno E_D ho). Nel silicio ha 1,1 eV

ed è abbastanza OK per temperature normali (room temperature). Ma nel germanio l'energy gap è 0,7 eV che è molto poco e room temperature ha troppo I_D e' utilizzabile. Per renderlo utilizzabile dobbiamo andare verso i 200 K.

Questo perché il cristallo è fatto di atomi distanti e quindi ha delle trappole dove i portatori si possono intrappolare.

PRINCIPI BASE DEI DETECTORI IONIZZANTI



the electric field ϵ generated by the application of the potential difference is responsible for the separation of the e- from the positive charges (ions or holes) and it makes the e- drift toward the anode and the positive charges toward the cathode

L'elettrone e la launa non fanno reazioni, perciò immediatamente dobbiamo separarli. Questo è semplicemente fatto mettendo un campo elettrico in modo da fare separare gli elettroni dalle laune. Poi decidiamo quale dei 2 misurare.

e' come se avessimo un semplice circuito RC, dae C c'è già dentro, poi $2mn_2$ il mio potere è mi area + Crica, 2mara.

when the charges have reached the electrodes:

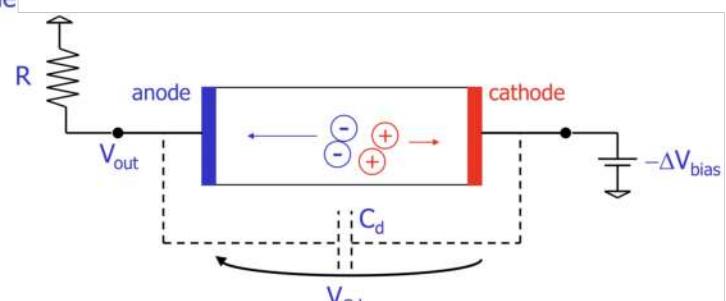
$$V_{Cd} = V_{Cd \text{ initial}} + \Delta V_{Cd} \quad \Delta V_{Cd} = -|\Delta Q|/C_d$$

$$\Delta V_{out} = \Delta V_{Cd} = -|\Delta Q|/C_d$$

$$|\Delta Q| = qE/\epsilon$$

$$\Rightarrow \Delta V_{out} = -qE/(C_d \epsilon)$$

(as the charge $-\Delta Q$ has modified the total amount of charge present on the electrodes of C_d)



hypothesis: 1) R very large (at the limit ∞)

2) transient of charge of C_d to ΔV_{bias} ended $\Rightarrow V_{out} = 0$

\Rightarrow the charge induced on the electrodes by the motion of the charges acts to modify the voltage across C_d . V_{Cd} (initially equal to ΔV_{bias}) decreases and V_{out} becomes negative (one supposes that the charge induced on the anode does not discharge to ground by means of R)

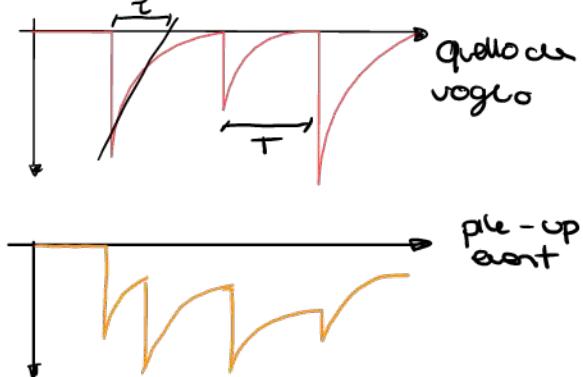
Le ioni usano direttamente al generatore mentre gli elettri vanno su R e questo fa sì che io abbisogno una tensione negativa su R . Questa tensione sarà semplicemente $V = -\frac{Q}{C}$ (la tensione è negativa perché la carica è negativa)

La cosa da ricordare in modo importante è che l'altra pila del condensatore è la stessa tensione di prima.

Noi ci ricordiamo che

$$Q = \frac{qE}{\epsilon} \quad \text{dove} \quad \Delta V = -\frac{qE}{\epsilon C}$$

La resistenza ai capi del condensatore viene eliminata per far un transitorio del resistore, semplicemente ho una carica che circola da me fino alla tensione di tensione DC del resistore.

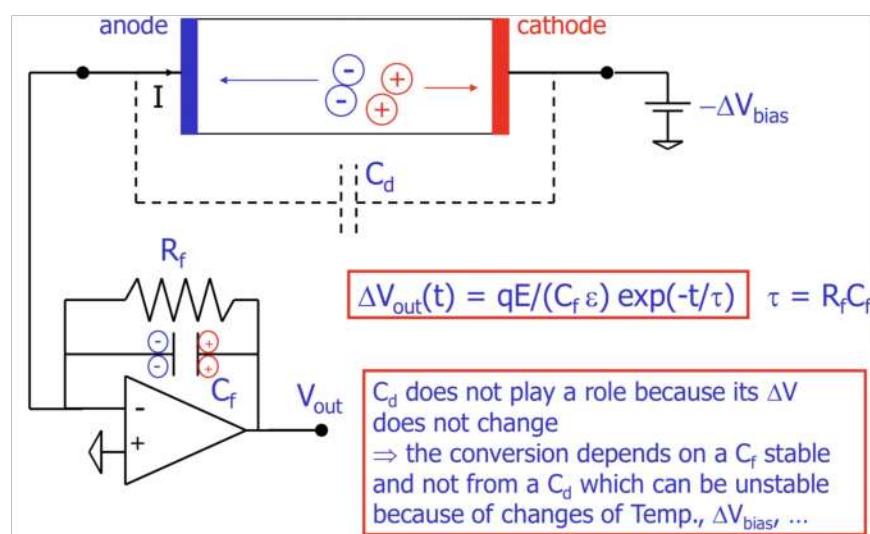


La scienza del condensatore è importante perché deve essere chiaro che il condensatore sia scaricato prima che arrivi il segnale

Dove poi si dice che la τ sia piccola rispetto alla tipica frequenza degli eventi. Se la τ è troppo grande ho il cosiddetto pile-up event.

Tipicamente noi misuriamo T_e prendendo τ che sono 3/5 volte maggiore.

Questo tipo di rivelatore è proprio banale, e c'è un lato negativo perché la conversione carica/tensione abbisogna la capacità del sensore stesso che non è detto che sia stabilità stabile. (Non è abbile) Noi vogliamo un risultato dove ce un componente fisico abbile.



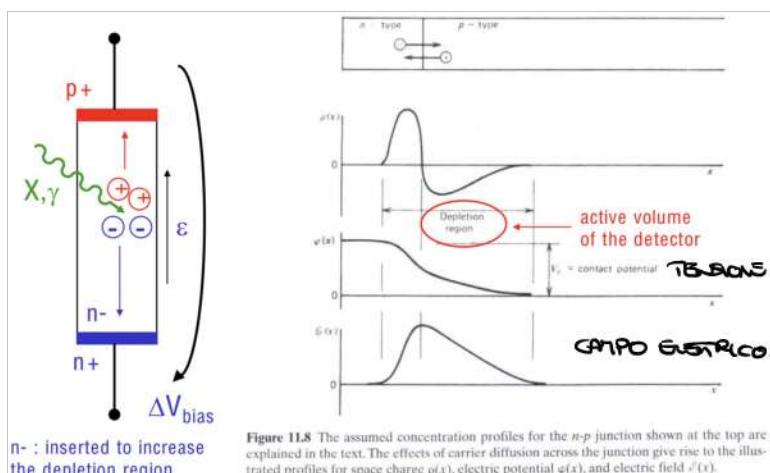
Allora noi usiamo un charge preamplifier (che è stato inventato dal poli del milio Gatti)

In questo caso applico l'elettric field ma la carica non va a dover scaricarsi sul condensatore C_d poiché ha tensione fissa perché ho terra virtuale, allora gli elettri possono uscire solo sul feedback capacitor, ma ora crea un impulso e sta volto e positivo poiché all'output ho la tensione.

Ho ancora una scienza del condensatore (che devo fare) dato che ho messo la resistenza R_f . (devo fare la scienza perché altrimenti no il pile-up).

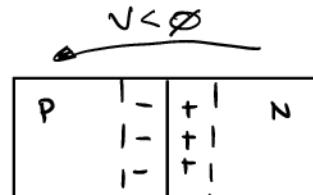
Una cosa che dobbiamo separare è che le cariche non arrivano simultaneamente ai piedi del condensatore e quindi non ho che la tensione salire impulsivamente ma non delle rampe.

P-N diode Semiconductor detector



In rete in biomedicina non sono molto usati perché come avevo visto l'altro giorno il silicio non è il top.

Mettiamo la giunzione P-N in inverso così abbiamo la regione depleta + anoda



La zona depleta è il detectore perché

quando abbiamo interazione in zona depleta creiamo un elettrone libera, se questi lo cessiamo non in zona depleta avremo che è utile perché ci sono già molte cariche. Nella zona depleta per definizione non ci sono cariche libere.

Quando progettiamo un sensore facciamo in modo che la zona depleta sia la + grande possibile, per fare questo facciamo una giunzione P-N.

Come abbiamo detto prima il silicio non è un buon materiale e relativamente inaffidabile.

questo perché la depleta regione è troppo piccola.

Ad esempio depleta regione di 1mm abbiamo.

Sono comunque energie piccole.

absorption efficiency for X rays:

thickness	efficiency
1 mm	40% at 30keV
	10% at 50keV
1 cm	90% at 30keV
	40% at 80keV

voltage required for the depletion of a thickness x_d :

$$V_{depl} = x_d^2 \frac{qN_{dop}}{2\epsilon_0\epsilon_r}$$

$$\epsilon_0 = 8.8 \cdot 10^{-14} \text{ F/cm}^3$$

$$\epsilon_r = 11.7$$

$$N_{dop} \sim 10^{12} \text{ dopants/cm}^3$$

⇒

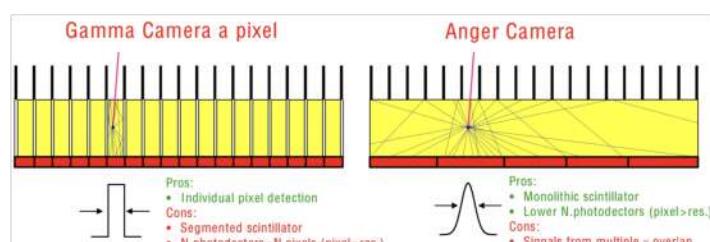
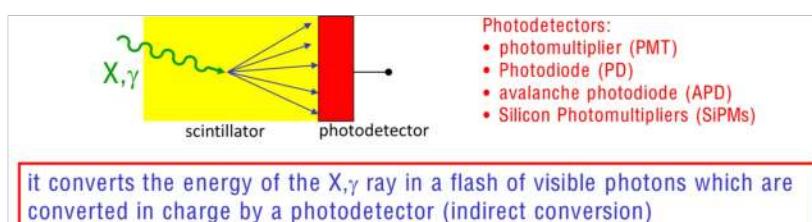
thickness	V_{depl}
100 μm	7.8 V
300 μm	70 V
1 mm	780 V
1 cm	78 kV (!)

use of Si pn detectors limited to E of few tens of keV

In ogni caso non riusciamo ad avere depleta layer così grandi perché ci servono tensioni molto alte. (le riconviene della formula qui accanto, vediamo che la tensione va con il quadrato dello spessore)

Vediamo che nella formula della depleta abbiamo che dipende dal dopaggio. Se diminuiamo il n° di dopanti allora abbassiamo anche la tensione. Tuttavia non possiamo scendere sotto un dopaggio di 10^{12} dopants/cm³. Capiamo quindi che no il silicio non è tanto utile. Se vedessimo bene + giunzione P-N ergo + sensori non possiamo fare il microstrip detector.

Scintillatore



Soltanto il problema dell'detector è quello della geografia di cerchi.

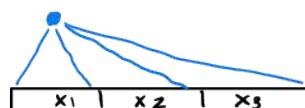
Tramite lo scattering ho generazione di fotoni visibili e quindi con un normale photodetector mi metto a rilevarli.

Lo scintillatore è solo un pezzo interno di materiale che dobbiamo mettere nessuna tensione né niente. Posso prendere tipo 10cm di scintillatore senza problemi perché non obbediscono a nessuna legge elettrica tipo la depolarizzazione.

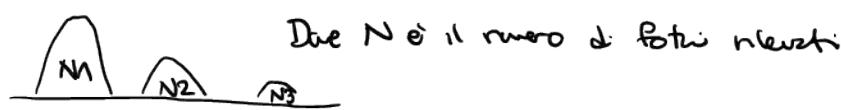
Gli scintillatori si usano per cedere delle gama carica. Ci sono 2 metodi per fare. La prima è pixelata, cioè è l'idea di tutti pixel scintillatori, il vantaggio di questa tecnica è che ogni pixel lavora da solo, cioè ogni pixel ha il suo amplificatore. Gli sviluppi sono che i pixel sono piccoli e la costituzione degli scintillatori così piccoli è in più un casino. Inoltre la spazial resolution è la mia pixel size. Quindi se voglio una risoluzione devo fare cristalli più piccoli che è un casino. Inoltre ho che ho un amplificatore per ogni pixel quindi se voglio avere una risoluzione devo avere anche più amplificatori.

L'altra tecnica è usare un cristallo monolitico (che costa meno) e usare un piccolo array di photodetectors. Quando arriva un raggio d'onda fa della luce che si sdivide su diversi photodetectors. Su ogni photodetector ha un segnale dipendente dalla zona equivalente vista dal punto di cattura della luce.

Tramite un calcolo del centro di gravità della nuvola di luce



$$\bar{x} = \frac{x_1 \cdot N_1 + x_2 \cdot N_2 + x_3 \cdot N_3}{N_{TOT}}$$



I photodetector sono costati per costituire la distribuzione della luce.

Il grande vantaggio di questa tecnica è che non ho bisogno di una dimensione specifica dei photodetector. Perché è la raccolta

d'un centroide (non è come prima). Inoltre viene fuori che la spazial resolution ottenuta con questa tecnica (ottengo una fast speed Raster) è uguale a quella del pixel ma usando photodetector molto più grandi.

In linea generale posso avere una $\frac{FWHM}{PIXEL} \sim \frac{1}{10}$

Cioè posso avere in photodetector 10 volte + grande di quello che vogliano la nostra spazial resolution. Tramite questa tecnica noi abbiamo molto meno elettronica, in particolare in fatto di 100. (10x10)

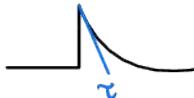
Lo sviluppo di questa tecnica è che se abbiamo 2 raggi d'onda emessi nello stesso momento ho che i 2 segnali si sovrappongono ed è un casino separare le 2 nuvole di dati (machine learning).

Fisica dei scintillatori

Ci sono 2 categorie. Quella organica fatta da molecole (plastica), le molecole sono messe in uno stato di eccitazione e quindi l'elettrone ottiene per scattering va in giro e fa uscire le molecole e quindi queste vengono promosse a un altro livello di eccitazione. Dopo un tempo le molecole tornano al livello base e lasciano fluorescenza. Abbiamo anche la fosforescenza che sono state osservate. A noi interessa la fluorescenza, la fosforescenza è in più una pena (randa).

L'arrivo della fluorescenza è veloce, viene emessa con una curva a esponenziale decrescente.

$$I = I_0 e^{-t/\tau}$$



La luce segue l'esponenziale decrescente non in diretta.

La costante di tempo è $\tau \sim ns$ nei cristalli organici (che sono molto veloci)

L'altra figura di riferito è la efficienza energetica che mi dice quanti foti sono catturati data l'energia del fotone in ingresso.

$$\eta = \frac{N_{ph}}{E[\text{keV}]} \quad \text{tipicamente ha dimensione di } \left[\frac{\text{photon}}{\text{MeV}} \right] \quad (\text{più alto è il numero negli } \eta)$$

Voglio il numero di foti zotto perciò $\text{SNR} = \sqrt{N_{ph}}$ quindi lo voglio alto.

Allora si scrive η così potrei anche fare un bilancio energetico tra l'energia entrante e l'energia di tutti i fotoni.

Io so che l'energia di un fotone è $E_{ph} = \frac{hc}{\lambda}$, quindi faccio

$$A = \frac{E_{ph}}{E[\text{keV}]} \simeq 0,11 \quad \text{nel caso del Sodium Iodine} \quad \begin{matrix} \text{(Cesium Iodine} \\ (= 0,15 nel caso del CsI) \\ (36\% negli \eta) \end{matrix}$$

mentre $\eta_{[\text{NaI}]} = 38 \cdot 10^3 \text{ ph/MeV}$ e $\eta_{[\text{CsI}]} = 65 \cdot 10^3 \text{ ph/MeV}$ (71% negli η)

A quale dei 2 valori devo credere? Devo credere a η perché quello che ci interessa sono i numeri di fotoni emessi per l'efficienza del trasferimento energetico. Infatti per io trasfumo i fotoni generati con un PMT o photodetector che usano il numero di fotoni per l'efficienza del trasferimento energetico.

Però devo dire che i fotoni generati abbiano comunque abbastanza energia da essere maturati/moltiplicati.

Ci sono poi i cristalli inorganici che sono cristalli da molecole e hanno banda di valenza come i semiconduttori.

Il principio di funzionamento è ugualmente a questo di prima ma da dopo esser stati eccitati ci sono dei dopanti dove l'elettrone promosso viene messo e poi per fluorescenza tornare alla banda base. (Questo serve perché non si sia perciò e' proibito anche elettronicamente da banda di conduzione in giù verso la valenza per fluorescenza) Il vantaggio è che hanno + elettri, lo svantaggio è che sono + letti.

Come scegliamo un scintillatore per la nostra applicazione

Densità [g/cm³]
+ alto è meglio



	Specific Gravity	Wavelength of Max. Emission	Refractive Index	Decay Time (μs)	Abs. Light Yield in Photons/MeV	Relative Pulse Height Using Bialk. PM tube	References
Alkali Halides							
Nal(Tl)	3.67	415	1.85	0.23	38 000	1.00	
CsI(Tl)	4.51	540	1.80	0.68 (64%), 3.34 (36%)	65 000	0.49	78, 90, 91
CsI(Na)	4.51	420	1.84	0.46, 4.18	39 000	1.10	92
Li(Eu)	4.08	470	1.96	1.4	11 000	0.23	
Other Slow Inorganics							
BGO	7.13	480	2.15	0.30	8200	0.13	
CdWO ₄	7.90	470	2.3	1.1 (40%), 14.5 (60%)	15 000	0.4	98–100
ZnS(Ag) (polycrystalline)	4.09	450	2.36	0.2		1.3*	
CaF ₂ (Eu)	3.19	435	1.47	0.9	24 000	0.5	
Unactivated Fast Inorganics							
BaF ₂ (fast component)	4.89	220		0.0006	1400	na	107–109
BaF ₂ (slow component)	4.89	310	1.56	0.63	9500	0.2	107–109
CsI (fast component)	4.51	305		0.002 (35%), 0.02 (65%)	2000	0.05	113–115
CsI (slow component)	4.51	450	1.80	multiple, up to several μs	varies	varies	114, 115
CeF ₃	6.16	310, 340	1.68	0.005, 0.027	4400	0.04 to 0.05	76, 116, 117
Cerium-Activated Fast Inorganics							
GSO	6.71	440	1.85	0.056 (90%), 0.4 (10%)	9000	0.2	119–121
YAP	5.37	370	1.95	0.027	18 000	0.45	78, 125
YAG	4.56	550	1.82	0.088 (72%), 0.302 (28%)	17 000	0.5	78, 127
LSO	7.4	420	1.82	0.047	25 000	0.75	130, 131
LuAP	8.4	365	1.94	0.017	17 000	0.3	134, 136, 138
Glass Scintillators							
Ce activated Li glass*	2.64	400	1.59	0.05 to 0.1	3500	0.09	77, 145
Th activated glass*	3.03	550	1.5	-3000 to 5000	-50 000	na	145
For comparison, a typical organic (plastic) scintillator:							
NE102A	1.03	423	1.58	0.002	10 000	0.25	

Dobbiamo ricordare solo i parametri generali e cosa preferiamo.

- Lo scintillatore non emette luce monocromatica ma detta Pari un range di lunghezze d'onda. Quello che è riportato nella tabella è la λ dove abbiamo il valore massimo di emissione (probabilità).

Questa info è importante perché posso mettere lo scintillatore con il photodetector (che non ha efficienza costante in λ).

In sono molto veloci ma hanno poissima densità.

- Ricordiamoci che gli scintillatori hanno una costante di tempo τ, questa è scritta nel grafico. Vediamo che in alcuni casi abbiamo + di 1a costante di tempo. Questo significa che l'ondarotore è come una somma di esponenziali. La parola ci dice quel e' il peso di un esponenziale rispetto all'altro. Intuitivamente noi capiamo che lo scintillatore + veloce è meglio. (a partire di numero di fotoni).



Vediamo che quello con il τ più veloce ha anche un picco più alto quindi riusciamo meglio a distinguere dal rumore.

- c'è il N° di fotoni per MeV, + alto è meglio e' perché abbiamo SNR + alto.

Dalla tabella vediamo che non c'è un materiale unico che ha tutte le migliori caratteristiche. Dobbiamo fare dei compromessi.

Vediamo adesso degli esempi nel caso di SPECT e PET.

SPECT
140 keV
no concordanza

Densità alta ma non estremamente

Decay time basso ma solo per evitare il pile-up

N°el/MeV deve essere alto perché con l'energia è minore della PET.
(NaI va molto bene, CsI va ancora meglio)

PET
511 keV
concordanza

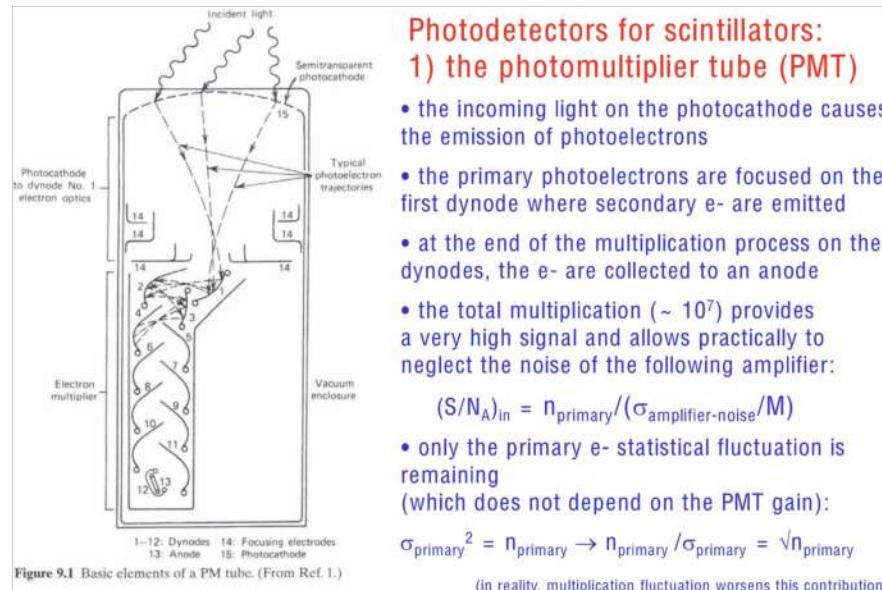
Vogliamo + densità dato che è più potente (es BGO, LSO)

Decay time, molto importante in questo caso dato che dobbiamo fare la concordanza (BGO va bene, LSO è molto buono)

N°el/MeV, ci basta un veloce decadente dato che abbiamo molta energia.

L'SO va fatto bene per la PET ma il problema è che l'SO è radioattivo e grande radiazione (raggi γ). Ma allora perché viene usato? Perché la PET è basata sulla coincidenza di 2 raggi γ , quindi se andate un scintillatore si accende da solo e non cambia niente. (Questo è il motivo per cui vogliono fissare d'incidenza di 10%). Questo funziona tuttavia sarebbe catastrofico nella SPECT.

Photomultiplier tube



Allora noi abbiamo i fotoni, abbiamo dobbiamo moltiplicarli e discriminare i valori.

I dynode emette elettroni a 100 volte tranne il processo della emissione secondaria

Ma perché noi moltiplichiamo il numero di fotoni/elettroni?

Il catodo trasforma i fotoni in elettroni con una certa efficienza $\eta \approx 30\%$ (nel migliore dei casi). Poi abbiamo la moltiplicazione fatta dai dynode. Questa catena di elementi prima dell'amplificazione ha un rumore elettronico $\sigma_A[e]$ che rappresenta il rumore prima del nostro ampli.

Dato che abbiamo questo rumore a noi piace avere la moltiplicazione perché così abbiamo + segnale.

Quel è l'impatto della moltiplicazione sull'andamento statistico dei fotoelettroni? Nei sappiamo che la generazione di fotoni segue un andamento di Poisson, allora anche quella dei fotoelettri è così.

Subito dopo il catodo abbiamo che $S = N_{pre}$ e $\sigma_{pre}^2 = N_{pre}$ quindi $SNR = \sqrt{N_{pre}}$. Allora dopo la moltiplicazione se noi calcoliamo l'SNR ottieniamo che

$$SNR = \frac{N_{pre} \cdot M}{\sqrt{\sigma_{pre}^2 \cdot M^2}} \leftarrow \text{proprietà statistica}$$

$$= \frac{N_{pre}}{\sqrt{N_{pre}}} = \sqrt{N_{pre}}$$

Apparentemente la moltiplicazione non ha effetto sul SNR, quindi per noi la moltiplicazione va bene solo per rendere approssimabile il rumore elettronico.

Vediamo che nella realtà la moltiplicazione va a diminuire l'SNR perché la moltiplicazione non è deterministica.

• Fotocatodo

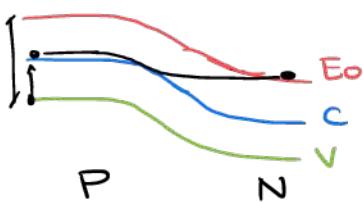
ha il compito di "trasformare" un fotone in un elettrone.

Un fotone ha abbastanza energia per promuovere un elettrone in banda di convezione. Se fossimo nel silicio basterebbe questo, ma nel fotocatodo dobbiamo estrarre l'elettrone fuori dal materiale, per fare questo dobbiamo elargire l'elittrofo Rho alla

banda d'urto vacuum level, che è la libertà.

Ovviamente si va molto più energia in questo caso piuttosto che rimane in banda di conduzione allora capiamo "perché la quantum efficiency non è alta come nei fotodiodi".

Esistono dei modi per semplificare l'uscita di elettroni. Questo si chiama negativa electric affinity. Questa consiste nel mettere 2 semiconduttori P e N, questo farà sì che le bande della giunzione si "pieghino" e questo accadrà anche al livello del nudo.



Questo fa sì che c'è una probabilità non nulla che un elettrone che è andato in banda di conduzione possa andare nella vacua band quando le bande si piegano. Vediamo che andrà tutta l'elettrone perdere un po' di energia per andare in banda E0 (vacuum level).

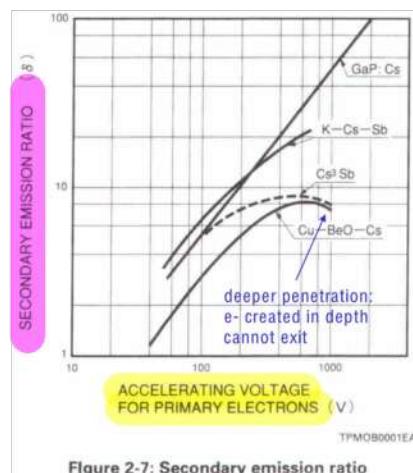
La quantum efficiency (numero di elettroni / numero di fotoni) cala aumentando λ . Questo perché per i più grandi abbiano meno energia e quindi meno probabilità che l'elettrone sia promosso.

La sensitivity è un altro modo di scrivere la Quantum efficiency ma in mA/W.

• Dynode

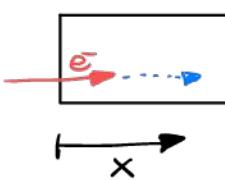
Sono ricoperti da un materiale che tenute ionizzazioni emette un numero di elettroni secondari δ .

Il motivo per cui abbiamo generazione di elettroni è ionizzazione. Questo perché gli elettroni hanno un sacco di energia cinetica e quindi per scattering generano altri elettroni. Questi elettroni lasciano il materiale perché sono elettroni dell'altro dynode. Noi ci aspettiamo che il numero di elettroni messi fuori siano direttamente proporzionali alla tensione V tra i dynodi.



Tuttavia vediamo che questo parametro smette di crescere e invece cala con l'aumento di V .

Abbiamo questo fenomeno perché se consideriamo il dynode nella sua estensione fisica abbiamo che + l'energia cinetica è grande + l'elettrone sarà assorbito in profondità nel materiale.



Quindi se anche un elettrone raggiunge il vacuum level questo elettrone è conosciuto molto lontano dalla superficie.

Quindi l'elettrone può colpire diversi altri quando viaggia verso la superficie e quindi scendere in banda di valenza e quindi uscire più dal materiale.

Nei metalli a struttura negativa questo fenomeno è più limitato perché c'è un ricorso alla superficie più le bande si piegano verso il basso (il causa dell'attività negativa).

$$\text{total gain} = \alpha \delta^N$$

α = fraction of collected photoelectrons (~1)
 δ = multiplication factor of single dynode
 N = number of multiplication stages

Andamento del guadagno dei dynode

δ fluctuates statistically event-by-event

variance related to 1 dynode (Poisson): $(\sigma/\delta)^2 = \delta/\delta^2 = 1/\delta$

variance of total G: $(\sigma_G/\delta^N)^2 = 1/\delta + 1/\delta^2 + 1/\delta^3 + \dots + 1/\delta^N \sim 1/(\delta-1)$

(note: variance dominated by the fluctuations of the first dynode for $\delta > 1$)

la cosa importante da sapere è che la creazione di elettroni a un dynode è un processo statistico.

La varianza della creazione di elettroni segue un processo di poisson, quindi $\sigma = \delta$ quindi $SNR = \frac{\delta}{\sqrt{\delta}} = \sqrt{\delta}$ (questo per il singolo dynode).

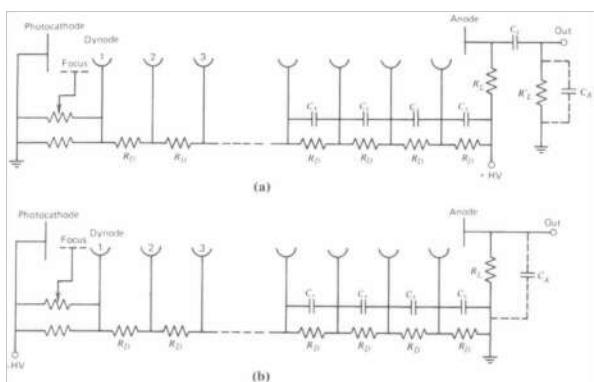
Se vogliamo la varianza di tutti i dynode è in più incisivo, in particolare la varianza normalizzata sui gpm è

$$\left(\frac{\sigma_G}{\delta^N}\right)^2 \approx \frac{1}{\delta-1} \quad \text{se } \delta > 1 \quad \text{allora } \left(\frac{\sigma_G}{\delta^N}\right)^2 \approx \frac{1}{\delta}$$

Allora sepolo il guadagno di un singolo dynode (δ) possiamo separare anche la statistica per l'SNR totale. Cepiamo quindi che il primo dynode è quello che dà tutta la statistica del PMT. Questa è una buona notizia perché non abbiamo correlazioni tra tutti gli elementi della moltiplicazione ecc...)

08.04.2022

3h



Questo è il modo con cui facciamo il bias del PMT.

Questo è così perché dobbiamo avere una ddp diversa per ogni dynode.

Lo shunt del PMT è alle soluzioni tensioni estremamente elevate.

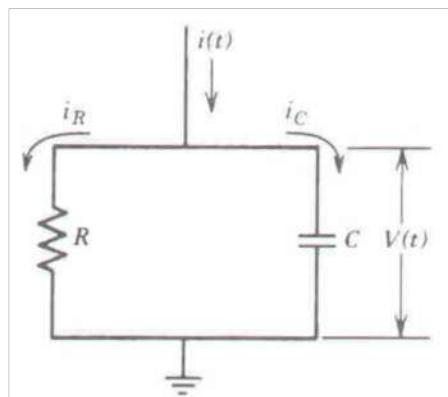
Ricordiamo che gli elettroni si spostano verso la tensione + positiva.

La prima sbarra riportata potrebbe risultare + funzionale perché il photocatode è messo in contatto con lo scintillatore e quindi non ha troppa antitetta data che c'è a HV. Tuttavia la seconda configurazione conviene perché la read-out electronics è più facile da fare perché così possiamo connettere l'2node direttamente alla uscita grande, nell'altro caso dovremo fare un decoupling con un condensatore.

Notiamo poi che in parallelo alla rete resistiva abbiamo dei condensatori, questi servono quando abbiamo un segnale, infatti quando i dynode producono gli elettroni secondari nostra corrente viene presa dalla rete resistiva e quindi abbiamo delle variazioni di tensione di bias che dipendono dal segnale.

Questo effetto non ci preoccupa perché indice delle non idealità.
(ciò rettiamo i condensatori così sono quelli che provvedono istantaneamente la carica, cioè i condensatori provvedono in low impedance path che permette di avere la carica quasi istantaneamente senza perdere per le resistenze).

PMT Signal readout (il più basic)



Questo circuito trasforma la corrente in uscita dal PMT in una tensione.

Il condensatore trasforma lo spike di corrente in un gradino e la resistenza scarica il condensatore.
(possiamo considerare sempre questo circuito in feedback dei charge preamplifier)

Quel'è la forma della corrente?

Se supponiamo che il PMT sia estremamente veloce allora l'impulso ha la forma dello scintillatore

che zero area = Circa totale generata all' anodo. Il decay time è τ_s quella dello scintillatore.

Quando provvediamo questo segnale nella rete otteniamo che la corrente scorrerà preferibilmente nel condensatore (soprattutto se R è grande)

Allora il condensatore integra il segnale
(Questo si fa se $\tau_{circuit} \gg \tau_{scint}$)

Possiamo anche calcolare il picco perché se supponiamo che tutta la corona sia integrata nel condensatore allora il picco è Q/C .

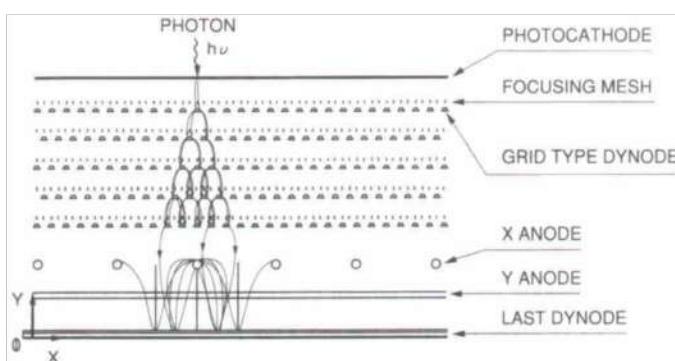
Dopo il picco avremo che la tensione scende come la costante di tempo del circuito RC.
Il vantaggio in questo caso è che l'impulso è molto alto tuttavia la τ è grande quindi la coda è molto lunga e rischio il pile-up.

Se poi avessimo $\tau_{circuit} \ll \tau_{scint}$, in questo caso la salute dell'impulso è davanti della τ del circuito mentre la discesa della τ_{scint} .

Il vantaggio di questa soluzione è che l'RC comanda solo il rise time e non il falling time che è comandato dallo scintillatore. Lo svantaggio tuttavia è che l'impulso è diminuito di un fattore dipendente dal rapporto tra costanti di tempo $RC/\tau_s \ll 1$.

(Intuitivamente abbiamo picco minore perché la corrente inizia a integrarsi nel condensatore ma non riesce a integrarsi tutta da R perde già a scenderlo)

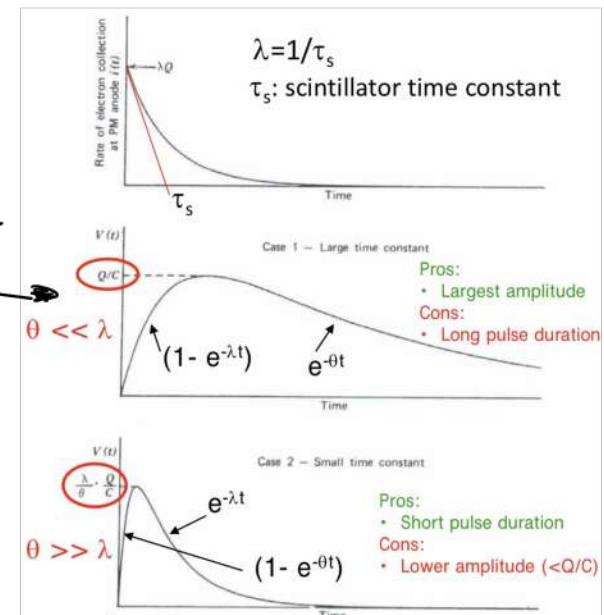
Position Sensitive PMT



È sensibile pure alla posizione di dove arrivano i fotoni.

Sotto il photocatode abbiamo un insieme di dynode regolarmente posizionati in modo che lo starting point della moltiplicazione non sia più uguale per tutti.

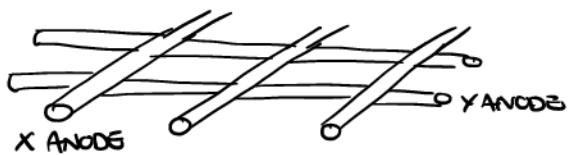
Arrivati poi uno spazio di elettri che tuttavia non saranno creare ma dipenderà dal punto dove ho il primo fotone.



$$V(t) = 1/(\lambda - \theta) \frac{\lambda Q}{C} (e^{-\theta t} - e^{-\lambda t})$$

$$\theta = 1/RC$$

Il passaggio chiave è che gli zodi non sono un solo grande elettrodo ma sono dei fili messi a griglia



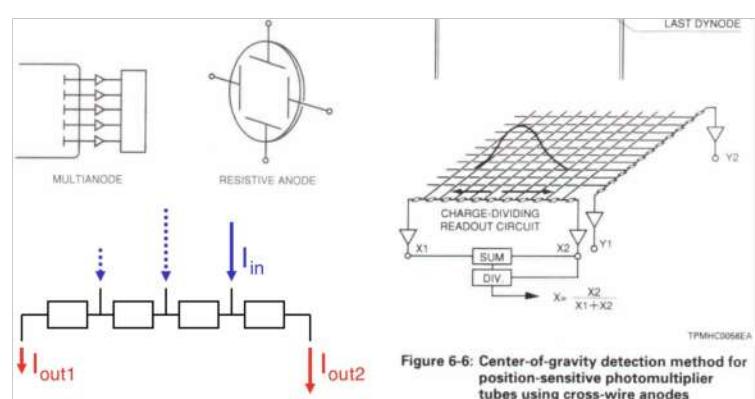
Allora ogni filo sarà il suo readout e quindi posso rilevare lo spread di elettri (tutti gli elettri andranno sull'zodi + vicino perché vengono attirati).

Dal questa distribuzione poi posso calcolare il centro di massa virtuale della nuvola di elettri. Il centro di massa sarà la posizione del fotone.

Nella realtà gli elettri non sono presi immediatamente dalla griglia ma sbattere su un dynode finale (nesso sotto l'zodi) e per questi vengono accelerati. Questo di solito si fa per far "arrivare" le cariche per creare un grande segnale nel dynode e usarlo come timing (si esce nel dynode).

Come possono calcolare le coordinate con questo PMT.

Potremo usare un amplificatore per filo (ma è molto costoso) oppure possiamo usare un divider.



Poi io leggo solo le 2 estremità di questo divider.

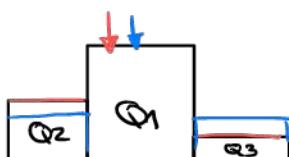
Dal punto di tensore e curva corrente c'è a destra + corrente andrà a destra purtroppo da a sinistra.

Allora noi prendiamo una corrente e la dividiamo per il totale così seppiamo dove circa è spostato il picco.

In questo modo uso solo un amplificatore.

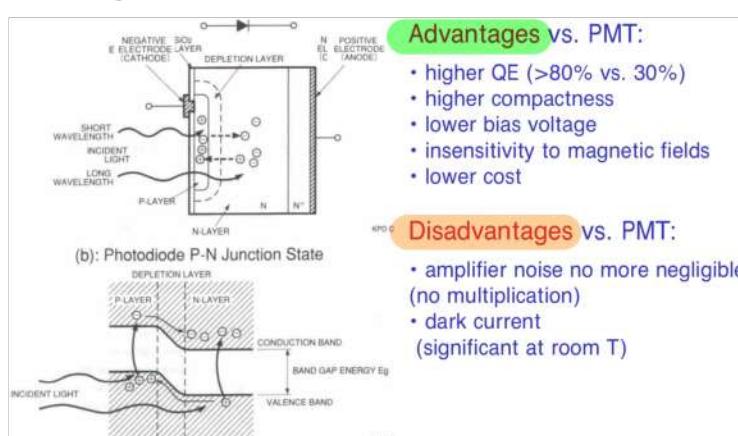
D'altra parte che la spettrale risoluzione non è solo la distanza tra gli zodi: perché la corrente è distribuita a gaussiana, allora posso avere una spettrale risoluzione minore della distanza tra zodi.

Supponiamo di avere un esempio simbolico



Vediamo che se andiamo a spostare di poco la posizione del fotone ho che la distribuzione di corrente vera è io posso rilevare il cambiamento (anche se il cambiamento è minore della distanza tra zodi).

Silicon Photodiode



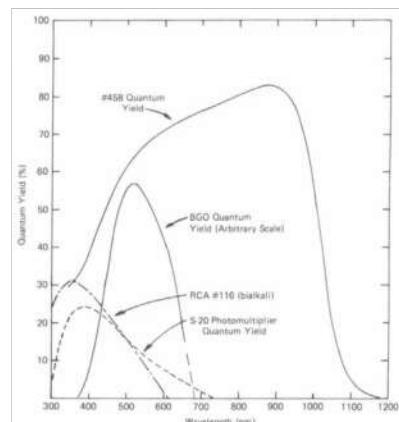
Un fotone genera una coppia elettronica libera. E' diverso rispetto al caso delle radiazioni X.

Dipendentemente da λ , l'assorbimento del fotone può avvenire + vicino o più lontano dell'"ingresso". A più piccole λ avverrà assorbimento prima.

Abbiamo QE più alta perché sono meno demanding di energia (nodo solo in

voltanza e non nel vacuum level)

Lo svantaggio + significativo è la dark current che c'è la promozione random della banda di conduzione a quella di valenza. Questo è trascurabile nei PMT perché ci sono molta + energia per andare nel vacuum level.



Vediamo che la quantum efficiency del silicon photodiode è bassa a bassa λ perché vengono assorbiti troppo vicino alla superficie.

Al contrario i PMT hanno QE buona a basse λ.

→ Qui vediamo anche in corrispondenza dei λ questi degli scintillatori.

Avalanche Photodiode

Abbiamo sia moltiplicazione che buona QE.

Abbiamo due eletrodi uno p+ e uno n+.

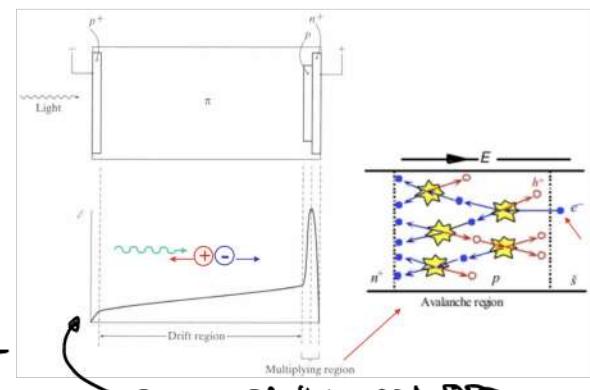
(a luce che entra crea un elettrone libera e uno qui ok).

In aggiunta l'APD ha un impianto p vicino allo eletrodo n+. In questo modo abbiamo creato una giunzione PN molto stretta. Quando abbiamo una giunzione PN abbiamo un campo elettrico molto elevato.

Questo spinge del campo elettrico dentro la zona di moltiplicazione. Questo fa sì che si avrà il fenomeno chiamato Impact Ionization. Un elettrone che entra nel campo elettrico viene accelerato e sfreccia e riceve un bottino di energia cinetica, questo sfreccia e creerà diversi elettroni liberi.

L'elettrone libero creerà allora volte accelerati e così via.

Abbiamo quindi una moltiplicazione nell'ordine delle migliaia (che è minore dei PMT). Comunque anche le luce possono far parte una valanga, tuttavia se sono le luce a far parte una valanga, il tasso di moltiplicazione è + basso.



Quindi la moltiplicazione non è deterministica ma è effettuata da uno spread statistico. Inoltre abbiamo anche le casse date dalla dark current e anche queste vengono moltiplicate.

$$\text{output signal} \quad N_{\text{Sout}} = N_S M_{(e^-)} \quad N_S: \text{primary } e^- \text{ generated}$$

$$M_{(e^-)}: \text{multiplication coeff. for } e^-$$

} Questo è il segnale di output, dobbiamo ricordare che il fattore moltiplicativo cambia se sono elettri o luce a iniziare la valanga.

$$\text{variance of the output signal} \quad \sigma_{\text{Sout}}^2 = N_S M_{(e^-)}^2 F_{(e^-)}$$

$F_{(e^-)}$: excess noise factor
(multiplication due to e^-)

worsened with respect to:

$$S/N = \sqrt{N_s}$$

$$F_{(e^-)} \sim 2-3$$

$$\text{output noise spectral density due to dark current (I_D)} = 2qI_D M_{(e^-)}^2 F_{(e^-)}$$

this noise component also worsens by a factor $F_{(e^-)}$
(with respect to $2qI_D M_{(e^-)}^2$)

Passo C dice che la varianza di potere prima della moltiplicazione è $\sigma_{\text{ph}}^2 = N_S$
dopo la moltiplicazione abbiamo $\sigma_{\text{Sout}}^2 = N_S \cdot M^2 \cdot F$
(dato che la moltiplicazione non è deterministica abbiamo aggiunto il termine F, excess noise Factor che è > 1)

L'express noise factor $F = \frac{O_{TOT}^2}{N_s M^2}$ ← Variazione misurata sull'output
 $N_s M^2$ ← Varianza ideale.

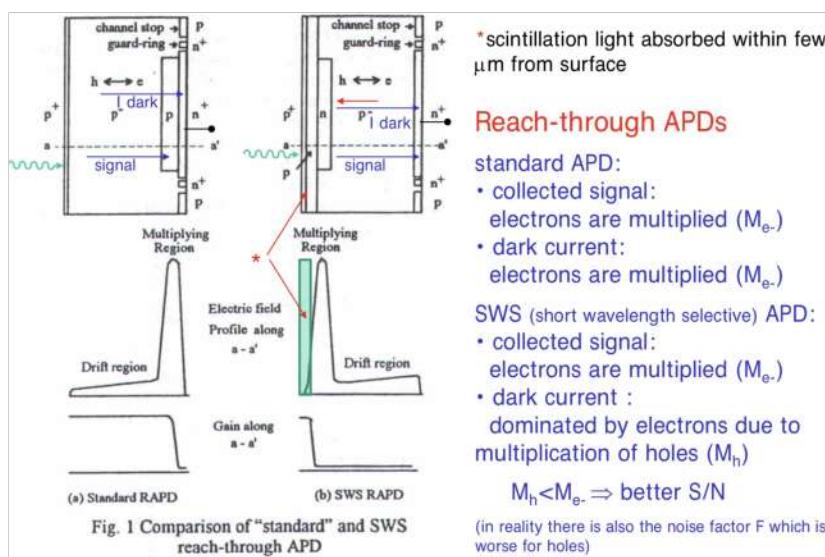
Questo è male perché se andiamo a calcolare lo SNR (senza dark noise) abbiamo

$$SNR = \frac{N_{Sout}}{O_{Sout}} = \sqrt{\frac{N_s}{F_e}} \text{ che è peggio di } \sqrt{N_s} \text{ perché } F > 1$$

La statistica della moltiplicazione ci rovina l'SNR.

L'altro problema è la dark current che ha densità spaziale $2qIDH_e^2 \cdot F$
 donde questa si moltiplica per F .

Come possiamo mitigare questi effetti?

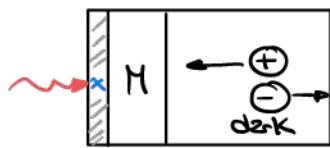


Noi sappiamo che la moltiplicazione delle buie è minore rispetto a quella degli elettroni.

Se noi facciamo il design del dispositivo in modo che il segnale sia moltiplicato per M_e mentre la dark current sia moltiplicata per M_h .

Nella struttura standard (sinistra) dark current e segnale entrano da sinistra e vengono nella stessa direzione.

Al contrario nel nuovo dispositivo abbiamo che entriamo dalla zona moltiplicativa (che è a sinistra) quindi se noi consideriamo la nostra dark current saremo di sotto le buie ed entriamo nella zona moltiplicativa e non gli elettroni che prima.



Ma cosa succede al segnale? Noi vorremo la valanga d'elettroni per il segnale.

Dobbiamo quindi avere che i pochi elettroni siano assorbiti nella zona a sinistra della zona moltiplicativa.

Così saremo gli elettroni a far partire l'effetto moltiplicativo per il segnale.

Questa soluzione quindi funziona solo a basse λ perché l'effetto funziona solo vicino all'ingresso del device.

Conventional Reach-through APD

$$\begin{aligned} N_{Sout} &= N_s M_{(e^-)} \\ \sigma_{I_{dark\ out}}^2 &= \sigma_{I_{dark(e^-)}}^2 M_{(e^-)}^2 F_{(e^-)} \\ S/N_{dark} &= N_s / (\sigma_{I_{dark(e^-)}} \sqrt{F_{(e^-)}}) \end{aligned}$$

è la SNR considerando solo la dark current.

Reach-through SWS APD

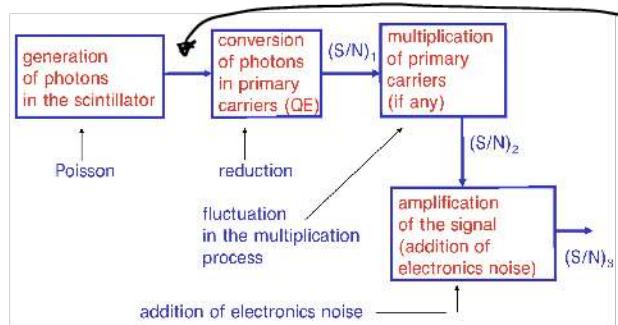
$$\begin{aligned} N_{Sout} &= N_s M_{(e^-)} \\ \sigma_{I_{dark\ out}}^2 &= \sigma_{I_{dark(h)}}^2 M_{(h)}^2 F_{(h)} \\ S/N_{dark} &= N_s \times M_{(e^-)} / M_{(h)} / (\sigma_{I_{dark(h)}} \sqrt{F_{(h)}}) \end{aligned}$$

Nel caso del device "modificato" abbiamo un $S/N_{dark} +$ altro dato che il rapporto M_e/M_h è > 1 .

Tuttavia $F_h > F_e$ (è ancora czerzo) (tuttavia è sotto Γ)

Comparazione dei diversi photodetector

Ma quindi ha senso o no moltiplicare?



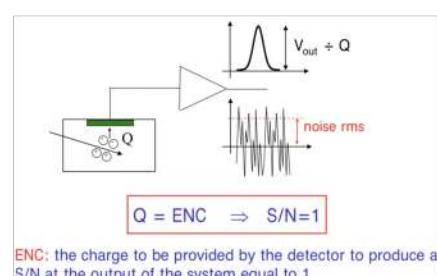
$SNR = \sqrt{N_{ph}}$ da qui le cose possono solo peggiorare, infatti abbiano la quantum efficiency.

$\sigma^2 = N_{ph}e \neq N_{ph}$ c'è la QE di mezzo
quindi

$$SNR_1 = \sqrt{N_{ph}e} < \sqrt{N_{ph}}$$

Più abbiano la moltiplicazione di c' peggiora l'SNR per l'excess noise Factor. Inoltre pi più abbiano meno il rumore.

Trasformano l'electronic noise in una quantità direttamente comparabile con la varianza degli elettroni (carica)



Dobbiamo l'equivalent noise charge. Abbiamo un amplificatore di cui è rumoso e noi perdiamo l'idea del rumore. Abbiamo un impulso sul detector e l'impulso sarà proporzionale alla carica dell'input.

Allora noi calcoliamo la carica che mi dà $S/N=1$ all'output, cioè la carica equivalente che mi produce la stessa quantità di rumore che ho.

In questo modoabbiamo "sfornito" il rumore che una carica che c'è comparabile con il segnale d'ingresso.

Ad esempio se $ENC = 400$ allora so già che non potrò mai rilevare 2 elettroni. Allora possiamo risolvere gli SNR in funzione dell'ENC.

$$(S/N)_1 = \sqrt{(N_s)}$$

N_s : primary carriers generated after photodetection
(note: Poisson statistics is applied where the signal is smaller)

$$(S/N)_2 = \sqrt{(N_s/F)}$$

F : worsening factor of the statistics of carriers due to the multiplication (e.g. noise factor in APD)

$$(S/N)_3 = \frac{N_s M}{\sqrt{(N_s M^2 F + ENC^2)}} = \frac{N_s}{\sqrt{(N_s F + ENC^2/M^2)}}$$

(In questa slide N_s = numero di fotocatodi
NON di Poteri)

A noi ci interessa l' S/N_3 .

Al denontrate abbiano la somma di 2 variabili. La prima è la varianza del segnale stesso, la seconda è l'ENC.

(che sono indipendenti tra loro allora la somma)

Ma quindi devo moltiplicare o no? dipende del peso relativo dei 2 componenti (tra F e M).

Normalizziamo ancora l'SNR per il segnale vediamo che i contributi del rumore vanno uno per $1/N_s$ e l'altro per $1/N_s^2$

e quindi capiamo che il rumore elettronico sale come il quadrato del segnale d'ingresso.

Infatti se abbiano segnali deboli l'ENC diventa davvero sbarazzare conviene moltiplicare per bunzze.

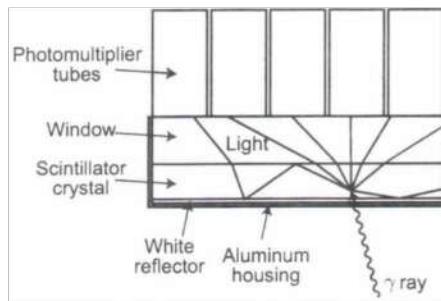
A grandi segnali l'ENC non è più dominante e quindi non ha senso moltiplicare perché restano l'excess noise factor che mi rovina l'SNR.

$$(S/N)_3 = \frac{N_s}{\sqrt{(N_s F + ENC^2/M^2)}} = \frac{1}{\sqrt{(F \times 1/N_s + ENC^2/M^2 \times 1/N_s^2)}}$$

- 1) photodetectors with multiplication improves the component related to electronics noise but worsens the 'statistics' component
- 2) 'electronics' component dominates for low signals with respect to 'statistics' component as $1/N_s^2$ increases faster than $1/N_s$ when N_s decreases (\Rightarrow for low signals PMT/APD better than PD)
- 3) comparison of APD with PMT:
 - a) APD may have a better 'statistics' component because of the higher number of primary carriers generated N_s because of the better QE
 - b) it is necessary to compare the multiplication statistics for them (usually better for PMT)
 - c) PMT has M much larger than APD. Moreover ENC^2 includes the component due to the dark current, which is multiplied by M^2 and therefore is not reduced by the multiplication. This component is usually larger in APDs

Anger Camera

Prende il nome dall'inventore. Si basa su una tecnica per rilevare la posizione di un raggio γ in uno scintillatore monodisco (no 2 pixel).
Ci usiamo i segnali in uscita dai PMT per ricostruire il centroide del raggio γ .



Nella realtà abbiamo anche una parte chiamata window dopo lo scintillatore. Questo è vetro o cu-zerro e serve per allontanare ancora di più tra loro i raggi luminosi così usiamo + PMT e possiamo avere una spazial resolution migliore rispetto alla grandezza di un singolo PMT.

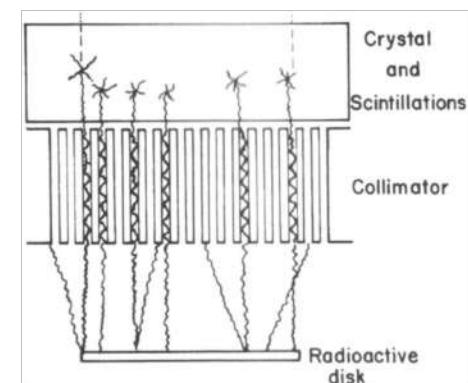
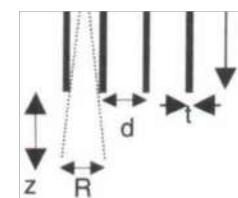
Anche nella Anger Camera si usano i collimatori. Ricordiamo che il collimatore permette il passaggio solo dei raggi γ che sono \sim paralleli al scintillatore.

Ora le figure d'urto di un collimatore sono 2. Il numero di raggi γ che passano vs. quelli che sono soppressi (in pratica è l'estinzione). L'altra figura d'urto è la spazial resolution.

Infatti vediamo che i raggi γ in po' non paralleli possono passare nel collimatore. Allora noi dobbiamo fare rischiare tutti gli angoli che permettono al raggio γ di passare.

Questo è un po' un sacco perché quando facciamo la back projection non siamo precisi. (ergo abbiamo una spazial resolution)

Nella geometria delle camere vediamo che la spazial resolution dipende direttamente da z che è la distanza tra il collimatore e il paziente.



Spatial resolution

$$R_{\text{tot}}^2 = R_G^2 + R_i^2$$

R_G : geometric resolution

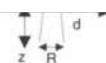
R_i : intrinsic resolution of the detector

$$R_G = \frac{d(L+z)}{L}$$

Sensitivity (efficiency)

$$S = k \left(\frac{d^2}{L(d+t)} \right)$$

k : costant dependent on the detector geometry

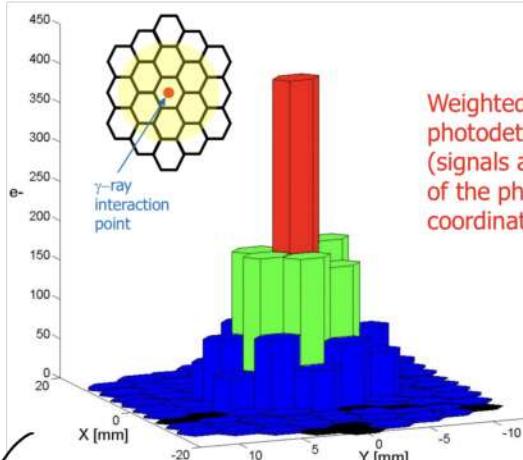


note: for $d \rightarrow 0$
 $R_G \rightarrow 0$ but also $S \rightarrow 0$
 \Rightarrow resolution \longleftrightarrow sensitivity

Una cosa importante da ricordare è che la spazial resolution va in modo contrario rispetto alla sensitività (che è buon, se faccio il buco + piccolo ho + spazial resolution ma meno sensitività).

La spazial resolution totale sarà anche detta della nostra capacità di ricostruire la posizione d'interazione

Tecniche di ricostruzione della posizione d'interazione dei fotoni



Weighted sum of the photodetector signals
(signals are the weights of the photodetectors coordinates)

$$x_0 = \frac{\sum N_i \cdot x_i}{\sum N_i}$$

$$y_0 = \frac{\sum N_i \cdot y_i}{\sum N_i}$$

Example of signals collected by the units of a photodetector array following the absorption of a γ -ray.

Qui abbiamo una singola camera fatta da un array di photodetector. Poi la forma esagonale.
Ma perché esagonale e non quadrato?

La forma esagonale è la forma migliore per fare la rilevazione della luce (può essere dimostrato).

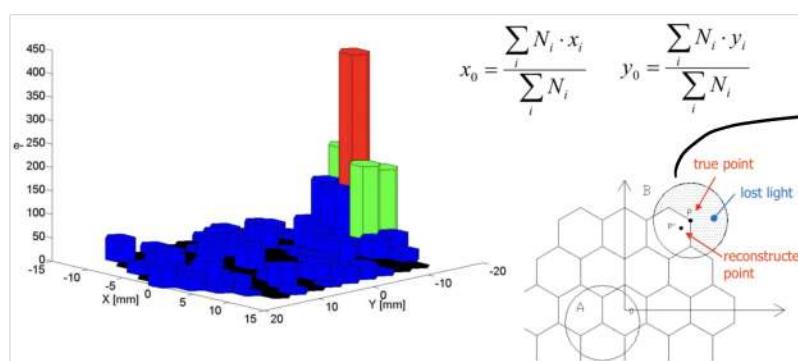
Il concetto fondamentale è che la luce produce diversi fotonelettroni, questi saranno sprediti e quindi sarà più o meno debole su uno e sugli altri PMT.

Questa simulazione è stata fatta con un raggio γ esattamente sparato sul centro, ma a causa della statistica non abbiamo sicuramente il picco centrale e anche nei segnali attorno al centro abbiamo uno statistico spread.

In uscita dai segnali sui diversi photodetector dobbiamo riuscire a ricostruire il centro. Il modo più facile per farlo è fare una somma pesata fra le coordinate e il ruolo di potenziometri.

Questo è così easy da farlo in HW con dei resistori.

Il problema di questa formula è che manca di tutta la fisica del sistema.



Supponiamo un raggio γ al bordo del nostro dispositivo.

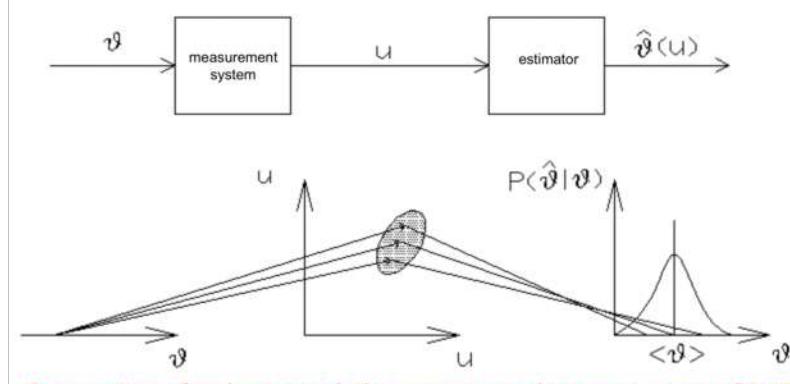
Se questo cerchio rappresenta lo spread della luce vediamo che buona parte della stessa è persa. Questo significa che nella formula abbiamo dei contributi mercenari quindi la ricostruzione è errata e ci cerca di buttar verso il centro.

Un caso molto simile a questo è quando ci si rompe un photodetector (non sono proprio facili da cambiare, noi vorremo per un po' sopravvivere anche con questo rotto). Se usiamo la formula standard vediamo che questo non può succedere, allora dobbiamo usare nuove formule.

L'estimatore è un modello che prende i segnali dei PMT e lui calcola la funzione di probabilità e trova la costante + probabilità per aver avuto quel segnale pattern.

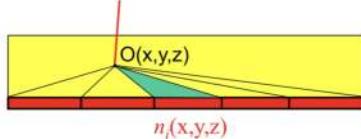
Ma come costruiamo un estimatore?

The Maximum Likelihood (ML)



Construction of an 'estimator': the reconstructed interaction point (X,Y,Z) is the one which maximizes the probability for the estimation to correspond to the measurements (best estimate)

We need to build a model of the detector:



number of e- collected by the unit i , calculated as function of the position $O(x,y,z)$

m_i number of e- measured by the unit i

conditional probability (Poisson) to obtain m_i supposing the average number of electrons equal to $n_i(x,y,z)$:

$$P_i(m_i, n_i(x,y,z)) = \frac{n_i(x,y,z)^{m_i} \exp(-n_i(x,y,z))}{m_i!}$$

joint probability for all units:

$$P_{\text{tot}} = \prod_{i=1}^{N_{\text{tot}}} P_i(m_i, n_i(x,y,z))$$

The best estimation of $O(x,y,z)$: $n_i(x,y,z)$ which maximizes P_{tot}

Dobbiamo partire facendo il modello fisico del rivelatore.

Perciò per ogni coordinate x, y, z di interazione nello sperimentalare il modello mi dà il numero di elettri presi dell'iesimo photodetector.

Il modello più facile per creare il modello è calcolare il solid angle, + grande è + segnale avremo.

+ è difficile il modello + segnali precisi nella ricostruzione.

Abbiamo poi i valori m_i che sono il numero di elettri misurati per ogni PDT. Dati questi 2 valori noi calcoliamo la probabilità condizionata, il che significa che se randommente un PDT misura n_i quel è la probabilità che questo misuri m_i ? (Questo ovviamente per un punto x, y, z di interazione).

Il massimo di questa probabilità ce l'ho quando $n_i = m_i$.

Ma noi non sappiamo n_i perché dipende dalle coordinate, se noi massimeremo la probabilità condizionata possiamo ricevere n_i e poi usando il modello posso ricostruire le coordinate d'interazione.

Ovviamente non posso usare un solo pixel per fare tutto questo.

Perciò userò anche una joint probability di tutte le probabilità condizionate per ogni PDT. (cioè faccio una moltiplicazione delle probabilità condizionate).

Ora massimerò questa probabilità e da questa calcolerò le coordinate.

Questo è + potente rispetto a prima perché uso + PDT e non solo uno.

Questa tecnica funziona pure con un PDT rotto.

Vediamo che in questa tecnica abbiamo anche dei minimi (quindi punti poco probabili) e' una domanda di potrebbe fare 200 ore per passare.

Un'altra tecnica sono le reti neurali.

Una rete neurale è un modello dove ho un layer di input e io collego insieme questi input

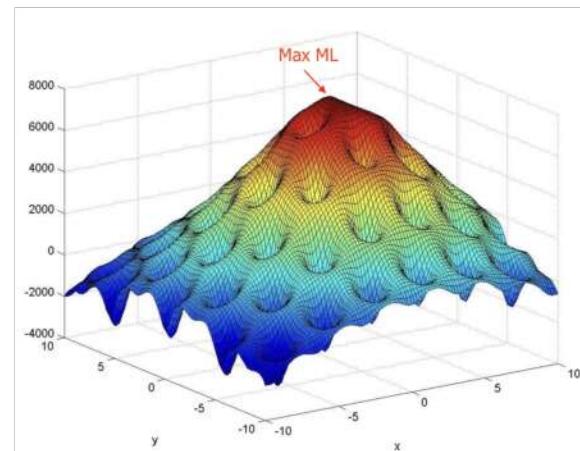
per ottenere un risultato.

Poi riferisco lo stesso due volte, la rete neurale parte stupidamente e poi va "imparando" mettendo i pesi in modo corretto.

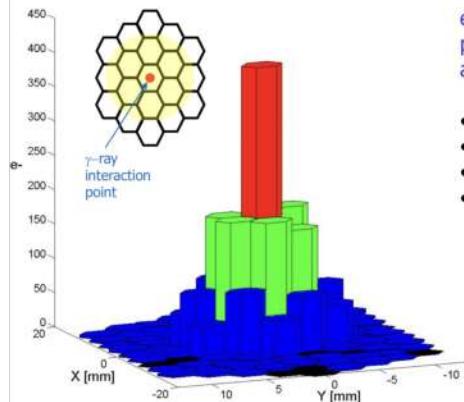
C'è una differenza enorme tra rete neurale e maximum likelihood, perché nel modello di max likelihood partiamo da un modello teorico, mentre la rete neurale impara.

Le reti neurali sono molto utilizzate perché una volta allenate fanno fuori il risultato in modo estremamente veloce e possono essere implementate in modo facile su FPGA (dato che fanno solo somme e moltiplicazioni).

Al contrario il modello di massima probabilità ha bisogno molta potenza perché deve calcolare un massimo.

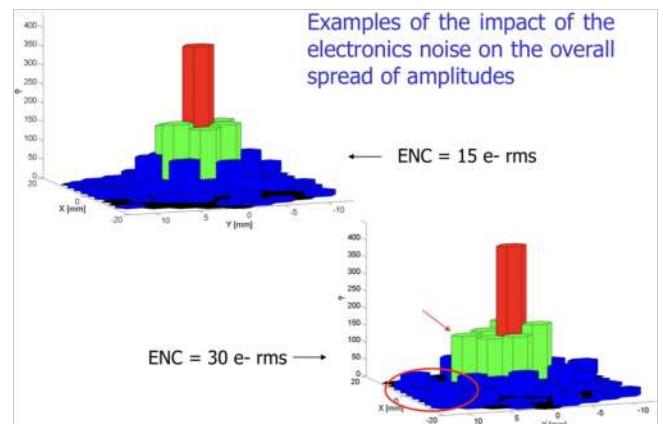


Impact of the photodetector/amplifier electronics noise to the spatial resolution of the Anger Camera



The statistical spread of the collected signals has an impact on the precision of the reconstruction of the position of interaction.

Sono due ho una fluctuazione di poisson quindi $\sigma = \sqrt{N_e}$
Oltre a questo spread ha anche il rumore elettrico. (scritto in forma di electric noise charge)
Il rumore elettrico importa come la fluctuazione σ e quindi anche più mi tende + difficile sarà la ricostruzione del punto.

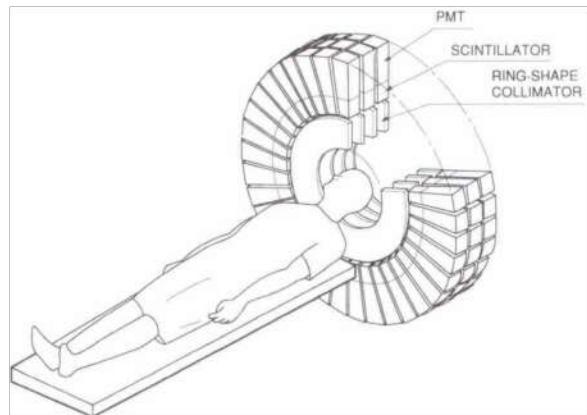


21.04.2022

2h

PET

I detector per la pet sono fatti da scintillatori pixelati.



Vediamo che ci sono dei collimatori (no non avevamo detto che la pet non aveva zone collimatori?)
Nella realtà questi collimatori servono a far uscire i raggi X che provengono direttamente da una porzione del corpo.

Questi i collimatori dividono l'area d'immagine in settori.

Questa scienza è stata fatta per ridurre il count rate che era eccessivo (una volta), oggi questa limitazione sul count rate è superata e riusciamo a cogliere tutti gli eventi.

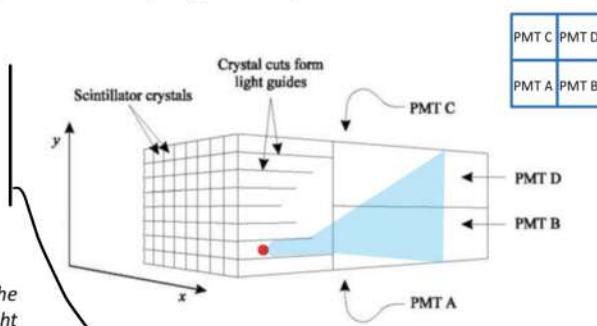
In a block detector, a 2D array of crystals is attached to 4 PMTs.

The array is cut from a single crystal and the cuts filled with light-reflecting material. When a photon is incident on one of the crystals, the resultant light is shared by all 4 PMTs. Information on the position of the detecting crystal may be obtained from the PMT outputs by calculating the following ratios and comparing them to pre-set values:

$$R_x = \frac{A + B}{A + B + C + D}$$

$$R_y = \frac{A + C}{A + B + C + D}$$

where A, B, C and D are the fractional amounts of light detected by each PMT



L'imaging element + Comme nella PET si chiama block detector.

Abbiamo scintillatori pixelati ma prima di arrivare al PMT c'è una pixelatura finita.

Abbiamo fatto un mix tra pixelated e anger camera.

I PMT hanno area maggiore rispetto ai singoli pixel.

Tramite queste formule possiamo calcolare le coordinate dell'interazione.

Tuttavia questo sensore ha un problema chiamato errore di parallasse.

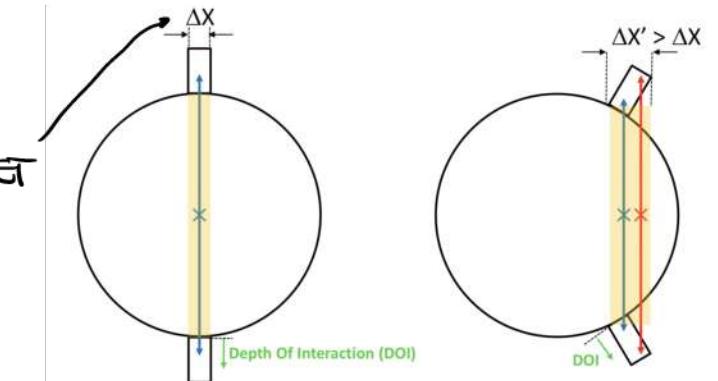
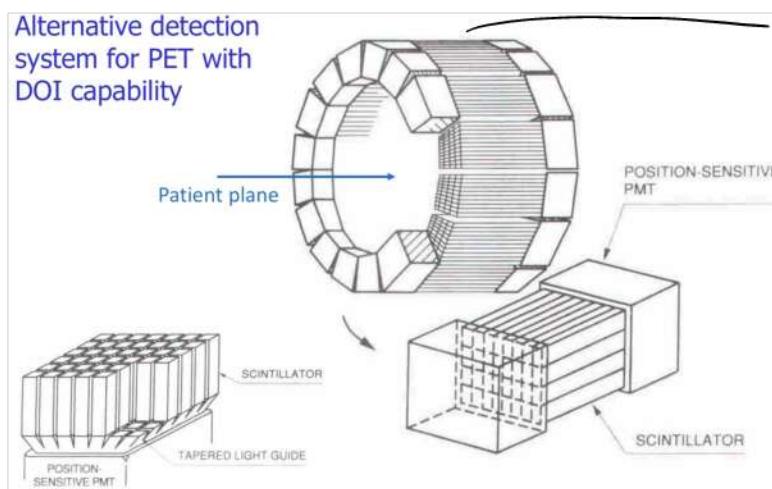
Δx è la spaziale risoluzione del mio sistema PET (Δx è la dimensione del pixel)

ma nella realtà questo accade solo nel fatto fortunato, infatti può accadere che la spaziale risoluzione sia maggiore, specialmente quando i detector sono strett.

In modo per risolvere questo problema

c'è la possibilità di ricostruire la Depth of Interaction, facendo così sempre che profondità zinare l'interazione e così possiamo capire se abbiamo parallasse.

Un modo alternativo per fare il detector è questo:



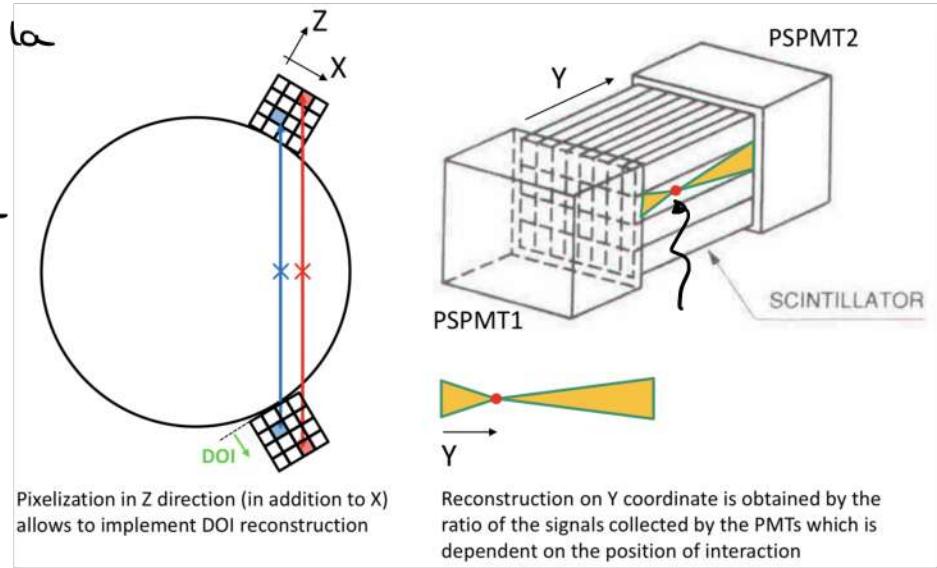
Here, resolution is limited by pixel size (Δx) only, independently on the information about the DOI

Here, resolution is affected also by parallax error, and it could be recovered to Δx by the knowledge provided by the DOI

ho degli scintillatori a breve e alla fine delle borse ho dei PMT position sensitive. Così posso identificare in quale scintillatore ho l'interazione ma non so a che lunghezza l'ho rilevato.
Ma c'è un modo per farlo.

In pratica abbiamo implementato la DOI e quindi abbiamo risolto l'errore di parallasse.

Ci manca però sempre la posizione in lunghezza dell'interazione. Per risolvere noi leggiamo lo scintillatore da tutti e 2 i lati, facendo il rapporto tra i segnali ricevuti dai PMT noi ricaviamo la posizione dell'interazione.



Pixelization in Z direction (in addition to X) allows to implement DOI reconstruction

Reconstruction on Y coordinate is obtained by the ratio of the signals collected by the PMTs which is dependent on the position of interaction

PET Time of Flight.

Nella PET classica ho i 2 raggi e vedo semplicemente se entrambi entro tipo 10ns.

Tuttavia noi potremo fare di + potremo misurare la differenza tra i 2 tempi tra i 2 raggi. E. Prendendo questo valore possiamo già determinare la locazione di emissione.

$$X = (t_2 - t_1) \frac{c}{2}$$

Dividiamo per 2 perché noi appena la coordinate X al centro della nostra linea di interazione

Questo concetto è stato inventato presto ma ci sono voluti 20 anni per riuscire a fare un prototipo e 25 anni per averlo in commercio.

Ma perché ci è voluto tanto tempo?
Il problema è la timing resolution

Se uso un comparatore o qualcosa per fare il timestamp ho del rumore che mi fa avere un jitter del timestamp.

Se ho un jitter di tempo di 3ns allora questo mi comporta una spaziale resolution di 6,5cm

Ad oggi noi riusciamo ad avere un $\Delta t = 300\text{ps}$ ($\Delta x = 4,5\text{cm}$)

recent improvements in electronics timing resolution have pushed an 'old' idea of PET TOF to reality....but

resolution still not adequate for the reconstruction of the annihilation point with a resolution required for PET (~mm)

Faccendo con il metodo delle intersezioni non abbiamo problemi con una sola source

Ma se usiamo lo stesso algoritmo (mettere un punto dove abbiano intersezione di 2 linee) e abbiamo + segmenti c'è un problema. Tutti i punti rossi sono punti d'intersezione ma senza alcuna fonte c'è niente. Questi punti rossi sono quelli che degradano l'immagine.

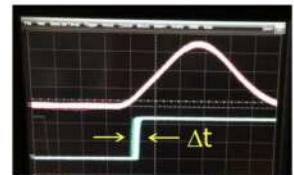
Questo avviene nella Pet tradizionale, dove la probabilità d'intersezione sulla linea è uniforme. Se noi invece usiamo la TOF la probabilità non è uniforme ma possiamo ridurla a 4,5cm. Allora non c'è nessuno del tipo

$$\Delta x = \Delta t \times c/2$$

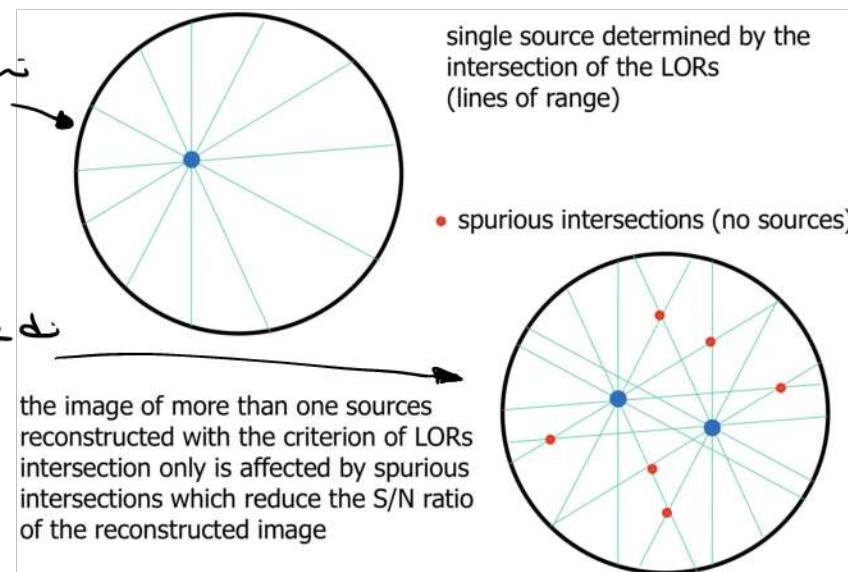
$$c = 30\text{cm/ns}$$

$$\text{if } \Delta t \sim 3\text{ns}$$

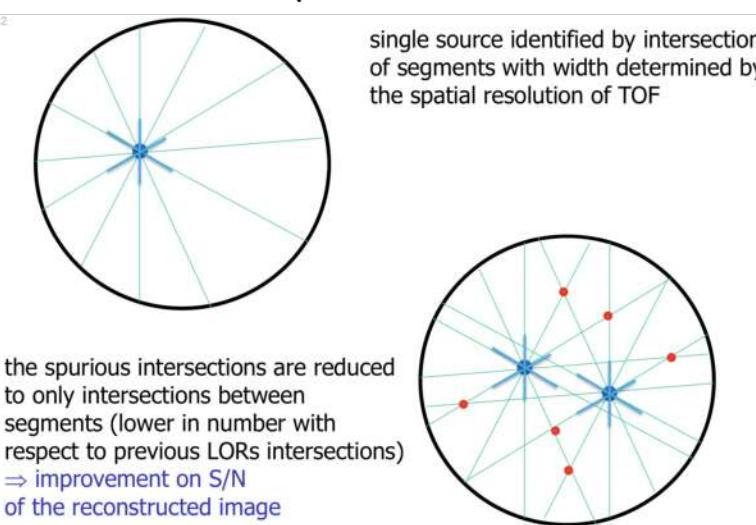
$$\Rightarrow \Delta x \sim 45\text{cm}$$



..the uncertainty in the position of annihilation is of the same order of the diameter of the body of the patient....!



the image of more than one sources reconstructed with the criterion of LORs intersection only is affected by spurious intersections which reduce the S/N ratio of the reconstructed image



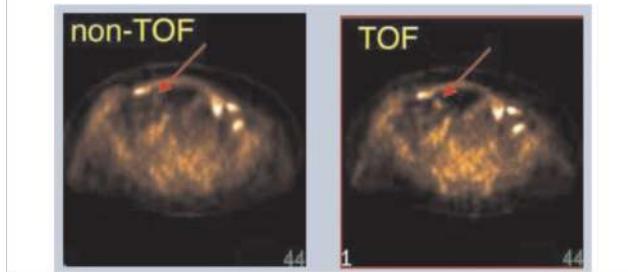
the spurious intersections are reduced to only intersections between segments (lower in number with respect to previous LORs intersections)
 \Rightarrow improvement on S/N of the reconstructed image

Allora vediamo che in questo caso i punti rossi riesco a identificare e non calcolare.

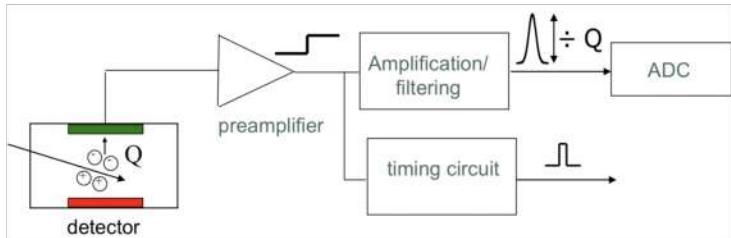
Inoltre io cerco solo l'intersezione dei segmenti dove ho probabilità.

Capiamo quindi che con la PET TOF posso eliminare il background rumoso e migliorare l'SNR.

- Variance Reduction Given by $D/\Delta x = 2D/c\Delta t$
(D: diameter of the object)
- 500 ps Timing Resolution \Rightarrow 8 cm localization
 \Rightarrow 5x Reduction in Variance!



Electronics for readout and filtering of signals for radiation detection.

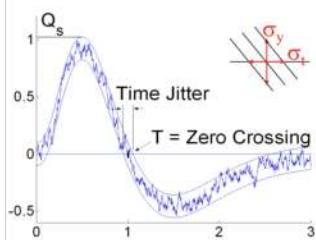


Abbiamo prima di tutto un charge amplifier per trasformare la carica in uno step di tensione.
Poi abbiamo un Amplificatore/Ritro e un circuito per ricevere il time-stamp.

Dobbiamo ricordare cos'è l'equivalent noise charge che ci dà la lower bound sensitivity per il nostro sistema.

$$(S/N) = \frac{N_s}{\sqrt{(N_s F + ENC^2/M^2)}}$$

Amplitude measurement



Time measurement

$$\sigma_t = \frac{\sigma_y}{y'_{riv}|_{t=T}} \leftarrow ENC$$

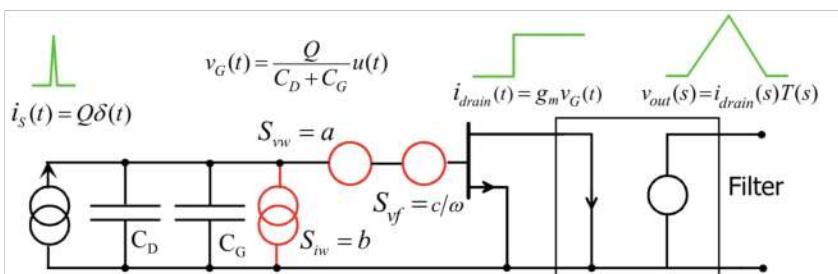
Noi non andiamo a migliorare l'ENC (ma ho capito perché, mi sono perso)

Le misurazioni di tempo si fanno vedendo quando la forma supera una certa threshold.

Il problema è che abbiamo i jitter. Se il nostro segnale è molto rapido allora il jitter conta meno perché un movimento verticale non impatta su quello orizzontale. Il problema è che creare un impulso così verticale dobbiamo usare un circuito con banda molto larga e quindi prende rumore.

22.06.2022
Modello della readout chain

3h



$$S/N = \frac{v_{so_peak}}{\sqrt{\langle v_{no}^2 \rangle}} = \frac{Q \cdot \text{Max}[v_{so u\delta}(t)]}{\sqrt{\langle v_{no}^2 \rangle}}$$

$v_{so u\delta}(t)$ Output amplitude in correspondence of $Q=1$

$$\Rightarrow ENC = \frac{\sqrt{\langle v_{no}^2 \rangle}}{\text{Max}[v_{so u\delta}(t)]}$$

$u(t)$: Heaviside

Il detector è rappresentato da un gen di corrente che fornisce un impulso perfetto. Successivamente abbiamo 2 condensatori C_D che rappresenta la capacità del detector. L'elettronica è rappresentata da un solo gen che genera uno step di corrente. C_G è la input capacità del transistor.

L'elettronica è rappresentata da un solo gen che genera uno step di corrente. C_G è la input capacità del transistor.

Possiamo facilmente calcolare la tensione sul gate (che è uno step, $u(t)$).

And se usiamo il circuito di un charge preamplifier otteniamo le stesse conclusioni.

Ma noi abbiamo ottenuto solo un voltage step ma non c'è basta perché è troppo rumoroso. Allora dobbiamo fare un filtering, il filtro prende all'input lo step e da in uscita un segnale a forma di impulso (circa).
È la forma + smooth dell'impulso rispetto al gradino che mi migliora la SNR.
Il filtro che mi fa la shape del segnale è caratterizzato da una Impedance transform $T(s)$

Cosa succede al rumore?

I rumori sono rappresentati dai gessetti rossi. Nella slide vedremo 2 gen di tensione perché uno è per il rumore bianco e l'altro è un rumore 1/f.

Noi come designer ce ne accorgiamo che il rumore è dominato dall'input transistor (perché gli altri rumori sono al secondo posto).

Per calcolare l'equivalent noise charge noi applichiamo la del.

Calcoliamo l'SNR all'output del filtro.

$$\frac{S}{N} = \frac{v_{so\ peak}}{\sqrt{\langle v_{no}^2 \rangle}} = \frac{Q \cdot \text{Max}[v_{so\ u\delta}(t)]}{\sqrt{\langle v_{no}^2 \rangle}}$$

$v_{so\ u\delta}(t)$ Output amplitude in correspondence of $Q=1$

Per definire il denominatore ho la sqrt del rumore

L'equivalent noise charge è la carica che mi dà $\text{SNR}=1$

$$ENC = \frac{\sqrt{\langle v_{no}^2 \rangle}}{\text{Max}[v_{so\ u\delta}(t)]}$$

Dove ENC è la Q della formula di prima

Questo valore è misurato in [C] ma di norma è dato in [n° di elletri].

Tipiche sorgenti di rumore

$$S_{vw} = \alpha \frac{2kT}{g_m} = \alpha \frac{2kT}{C_G} \frac{1}{\omega_T} \quad \text{thermal noise of the input FET} \quad \omega_T = g_m/C_G$$

$\alpha \sim 2/3$ (~1 for short channel FET)

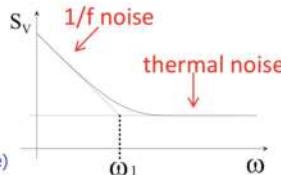
$$S_{iD} = qI_D \quad \text{shot noise of the leakage current of the detector (dark current)}$$

$$S_{iG} = qI_G \quad \text{shot noise of the gate current of the FET}$$

$$S_{iR} = \frac{2kT}{R} = qI_{Req} \quad \text{thermal noise of a possible resistance connected at the input for the discharge of the signal and of the leakage current}$$

$$S_{vf}(\omega) = \frac{1}{2} \frac{A_f}{|f|} = \frac{\pi A_f}{|\omega|} \quad 1/f noise of the FET$$

$(\omega_1: \text{angular frequency at which the } 1/f \text{ noise is equal to the thermal noise})$



Noi sappiamo che il rumore di un FET è di norma $\frac{V^2}{gm}$

ma è questo veloce nello spettro che va da 0 a ∞ , tuttavia se usiamo un modello $-\infty, +\infty$ allora in questo caso abbiamo il 2 e non il 4.

In questo caso tutti i rumori sono tra $-\infty$ e $+\infty$.

Il rumore termico lo possiamo anche scrivere come $\propto \frac{2kT}{C_G \omega T}$

Cioè sonoro relativamente al cut-off del transistor.

Rappresenta il rumore del resistore che noi abbiamo messo nel nostro charge preamplifier.

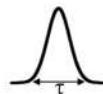
Faccendo tutti i conti con il rumore otteniamo la formula del ENC^2

$$\text{ENC}^2 = (C_D + C_G)^2 a \frac{1}{\tau} A_1 + (C_D + C_G)^2 c A_2 + b \tau A_3$$

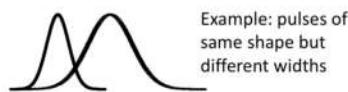
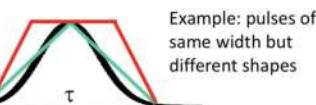
ho 3 termini, uno per contributo del rumore (bianco/corrente/1/f).

FORMULA IMPORTANISSIMA!

τ : shaping time (characteristic time related to the width of the pulse at the output of the filter)



A_1, A_2, A_3 : coefficients that depend only on the shape of the pulse at the output of the filter and not from its width
(note: the coefficients depends on the definition of τ , see later)



Nella formula vediamo che ci sono dei valori che noi non sappiamo.

Oggi li valori sono proprietà della forma del segnale. Li abbiamo nella formula del rumore perché facciamo un fitaggio.

Descriviamo il filtro tramite la durata τ e la sua forma. Una volta che abbiamo fatto un circuito per una forma quella rimane e possiamo comandare solo τ .

Noi vogliamo il minimo dell'ENC
vediamo che dei 3 parametri uno è indipendente da τ mentre uno aumenta con τ e l'altro diminuisce.

Noi obbligati vogliamo essere al minimo quindi a τ_{opt} .

Tuttavia ci possono essere situazioni in cui siamo obbligati a usare τ diversi dagli ottimi.

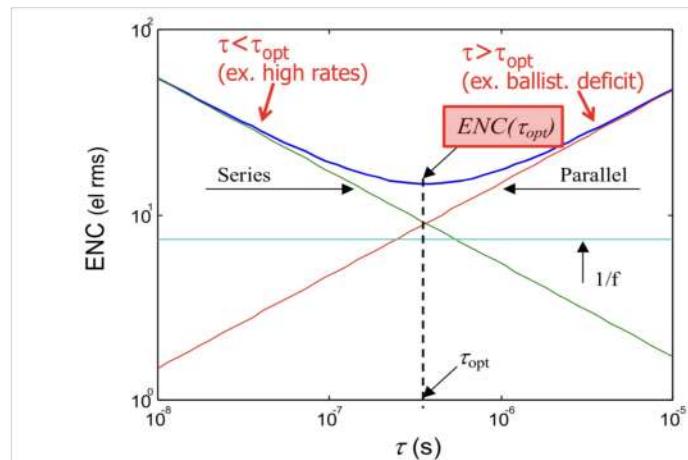
Obbligati per ragioni non relativa al rumore.

Ma perché dobbiamo usare un τ minore di quello ottimo? Aumentare per evitare il pile-up di più impulsi. Se abbiamo overlap di impulsi è in disastro non posso più identificare i picchi.

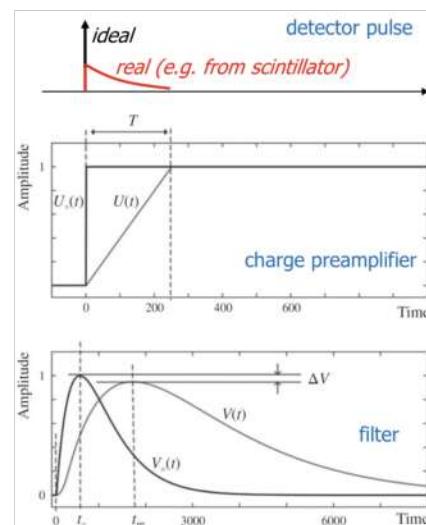
E quando usiamo un τ + grande di quello ottimo? Peggiorano il rumore e il pile-up tuttavia più utile avere grande luminosità l'ipotesi di segnale ideale & in ingresso.

In questo caso noi dobbiamo creare il condensatore, noi ho più l'integrale di cui & ma quello di un esponente quindi impegno del tempo ad evitare alla tensione finale.

Quindi il mio filtro crea un segnale + smooth e ho che il segnale è + basso di un valore ΔV . Abbiamo quindi una riduzione del picco chiamata ballistic deficit. Questo ci rende peggiorare l'SNR questo peggioramento lo vediamo con un aumento dell'ENC.



$$ENC^2 = (C_D + C_G)^2 a \frac{1}{\tau} A_1 + (C_D + C_G)^2 c A_2 + b \tau A_3$$



Extended duration of detector pulse (T) may reduce the amplitude of the filter pulse when $T \sim \tau_{opt}$.

⇒ Ballistic deficit (BD)

$$BD = \frac{\Delta V}{V_{ideal}}$$

BD worsens the S/N and ENC because signal is reduced and output noise is not affected:

$$ENC_{real} = \frac{ENC_{id}}{1-BD}$$

Longer shaping time may reduce ballistic deficit

ATTENZIONE! Il ballistic deficit riguarda solo il segnale e non il rumore.

La schwäche per questo è aumentare la durata del filtro. Se faccio la shaping time + grande, ho da detto che τ è grande la differenza tra

W > in ingresso o in esponenziale e' molto poco e quindi il risultato e' molto simile. Quindi in questo modo elimino il ballistic deficit.
 (tuttavia credo che non sia l'ENC quindi devo vedere di che cosa parla l'ENC di avendo un "ballistic deficit").

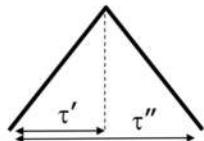
I coefficienti A_1, A_2, A_3 sono i 3 coefficienti che mi descrivono la forma del segnale. Nella realtà dipendono da come ho scelto lo shaping time.

Given a filter, if we change the definition of τ , also the factors A_1, A_2, A_3 changes according to the formula:

$$\tau'' = k\tau'$$

$$\begin{aligned} A_1(\tau'') &= kA_1(\tau') \\ A_2(\tau'') &= A_2(\tau') \\ A_3(\tau'') &= \frac{1}{k}A_3(\tau') \end{aligned}$$

Example: triangular filter



$$A_1(\tau'') = 2 \cdot A_1(\tau')$$

$$A_2(\tau'') = A_2(\tau')$$

$$A_3(\tau'') = 0.5 \cdot A_3(\tau')$$

Useful transformation to compare different filters performances at an equivalent shaping time.

Se ho calcolato una tripletta per la definizione di τ' e ora li voglio per τ'' allora τ' allora questa e' la legenda per cambiare i coefficienti.

Relativamente alla forma noi possiamo scegliere la forma ottima.

Se noi infatti prendiamo la formula dell'ENC e non consideriamo il rumore $1/f$ (essenzialmente molto forte) allora possiamo dimostrare che la forma ottima e' quella di una cuspidine infinita (non un problema pratico che e' quello che il filtro parte a $-\infty$ nel tempo). Inoltre l'altro problema e' che questa forma e' sintetizzabile solo nel modo digitale. Noi siamo piu' interessati ai filtri analogici che possono essere sintetizzati in circuiti integrati analoghi.

Noi ci spostiamo nel mondo ideale

Shaping	shaping function	A_1	$\sqrt{\frac{A_1}{A_2}}$	$\frac{A_2}{\sqrt{A_1 A_3}}$	A_1	A_3	$\sqrt{\frac{A_1}{A_3}}$
1. indefinite cap		0.64 $(\frac{2}{3})$	1	0.64	1	1	1
2. truncated cap		0.77 $k=\frac{t_2-t_1}{t_2}$ $t_1=2$ $t_2=3$	1.04 $(\frac{3}{2})$	0.74	2.16	0.31	3.06
3. triangular		0.88 $(\frac{4}{3})$ $t_1=2$	1.15 $(\frac{2}{\sqrt{3}})$	0.76	2	0.67	1.73
4. trapezoidal		1.38	1.83	0.76	2	1.67	1.09
5. piecewise parabolic		1.15	1.43	0.80	2.67	0.77	1.86
6. sinusoidal lobe		1.22	1.57	0.78	2.47	1	1.37
7. RC-CR		1.18	1.85	0.64	1.85	1.85	1
8. semigaussian ($n=4$)		1.04	1.23	0.77	0.51	3.58	0.38
9. gaussian		1	1.26	0.79	0.89	1.77	0.71
10. clipped approximate integrator		0.85	1.34	0.63	2.54	0.71	1.89
11. bipolar triangular		2	2.31	0.87	4	1.33	1.73

Comparison between typical practical (not ideal) filters

Vediamo i vari valori dei coefficienti per diverse forme di filtri.

Il primo e' lo standard ideale (cuspidine infinita) sulla quale noi ci basiamo.

In generale noi dobbiamo fare:

$$ENC^2 = (C_D + C_G)^2 a \frac{1}{\tau} A_1 + (C_D + C_G)^2 c A_2 + b \tau A_3$$

minimize noise sources (vs. detector parameters)

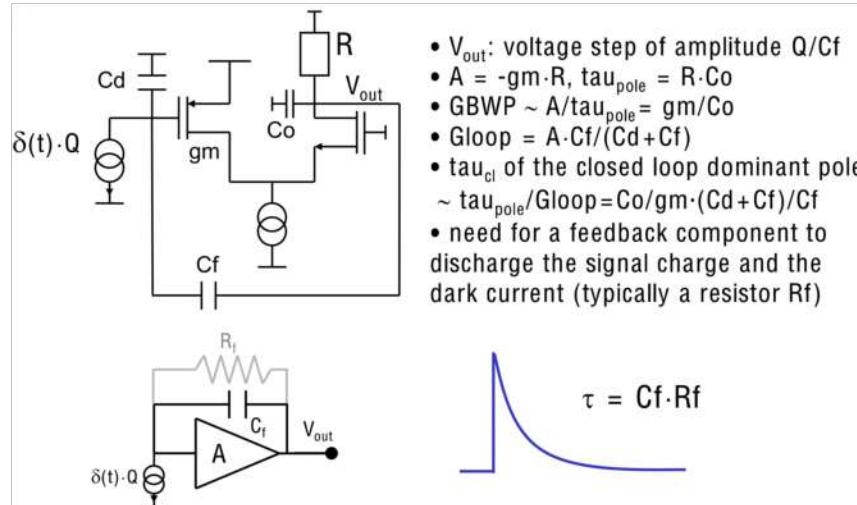
choose the best filter (vs. other requirements)

choose the best shaping time (vs. det./appl. parameters, e.g. count rate, ballistic def., ...)

Qui lui durante la lezione ha dimostrato come se riceva la formula dell'ENC, sono apprendic non le dà dire che non e' bello sperarlo.

Charge Preamplifier

Converte la carica in uno step di tensione. In pratica fa l'integrazione della carica.
Il charge preamp è importante perché è il primo stage che è quello che domina il rumore.

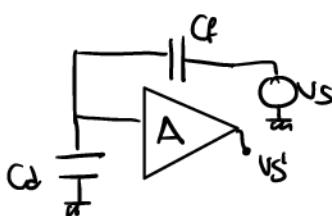


È il circuito standard del charge preamplifier (amplificatore A).

Vediamo che il primo transistor è un PMOS (non è mandatorio ma poi capriamo perché)

La resistenza R serve per creare la tensione. Il guadagno è $-gmR$ (no vogliamo il guadagno + alto possibile), R può essere l'10 di un transistor

Il Gloop è:



$$Gloop = A \cdot \frac{C_f}{C_d + C_f}$$

Noi vogliamo Gloop almeno > 100 per avere un feedback robusto.

Perciò noi vogliamo A grande perché retrofitto è < 1 .

Infatti la tensione dello step è $V_0 = Q/C_f$ allora noi per avere la tensione alta noi mettiamo C_f molto piccolo.

Tuttavia se noi mettiamo C_f piccolo allora il fattore induttivo dunque circa C_f/C_d deve essere < 1 .

Per ottenere $Gloop \approx 100$ allora ho $A \approx 1000$ e $C_f/C_d = 1/10$

Abbiamo poi anche una risposta in frequenza del circuito.

In questo caso il polo dominante è dato dalla costante di tempo nel nodo di gm. Questo nodo è a grande impedenza perché abbiamo R_o .

Allora quando ho un condensatore su quel nodo ho un polo dominante $T = R_o \cdot C_o$.

Potrei poi calcolare il GBWP, vedo che è indipendente da R perché R è sia presente in T che nel guadagno.

Ricordiamo che a closed loop il polo si sposta verso di Gloop.

Il closed loop è importante perché mi dà la risposta del mio charge preamp, infatti noi doveremo avere un guadagno ma abbiamo un esponente crescente di serie con la closed loop e del preamplificatore.

Noi chiamiamo classico tanto per abbiano uno shaping amplifier e un filtro. Ma non è così, infatti dobbiamo ricordare i problemi detti dal bellissimo deficit, che in quel caso erano prodotti dello scintillatore ma oggi abbiano lo stesso effetto solo a causa della banda limitata.

Ma perché noi creiamo un integratore da un OPAMP e fine?

Perciò i problemi principali sono il Rumore! e la potenza.

Il rumore principalmente, perché all'input non è differentiale perciò quando ho 2 volte il rumore.

Se uso il mio solenoio ho il rumore di un solo transistor.

1/f Noise all'input del FET

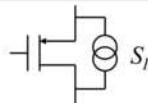
Vediamo come dimensionare l'input transistor per minimizzare il rumore di input.

Ne sappiamo che il rumore bianco è $4kT/gm$ perciò ci vorrebbe da che di mettere gm enorme. Tuttavia esiste anche il rumore 1/f che dipende dagli stessi valori e per via mette trascondutte.

Dovrò fare dei compromessi.

Iniziamo studiando il rumore 1/f

1/f noise models (strong inversion)



$$S_{I(\Delta\mu)} = \left(\frac{q\sqrt{2\mu}\alpha_H}{\sqrt{C_{ox}}} \right) \left(\frac{1}{\sqrt{WL^3}} \right) I^{3/2} \frac{1}{f} \quad [\text{A}^2/\text{Hz}]$$

Hooge model
(carrier mobility fluctuations)

$$S_{I(\Delta N)} = \left(\frac{q^2\mu kTN_T}{\gamma C_{ox}} \right) \left(\frac{1}{L^2} \right) I \frac{1}{f} \quad [\text{A}^2/\text{Hz}]$$

McWorther model
(channel conductivity modulation caused by trapping/detrapping)

Non dobbiamo ricordare le formule
dobbiamo solo ricordare che il rumore 1/f
dipende inversamente della corrente e da WL
rispetto al rumore bianco. (?)

Modello usato quando il rumore 1/f è dato
dalla variazione di mobilità.

Modello usato per rumore 1/f generato dal
trapping.

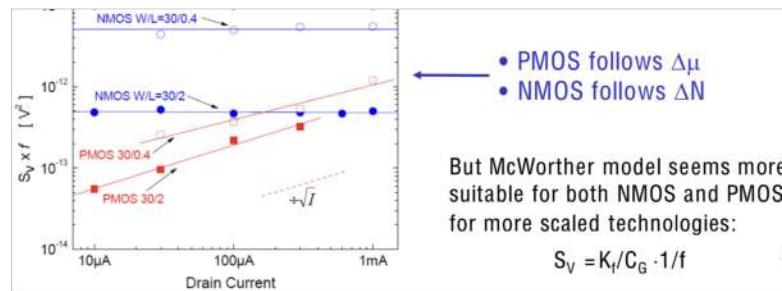
Tipicamente quando facciamo il design di un amplificatore noi mettiamo il
rumore all'input, quindi dobbiamo partire il rumore 1/f all'input con un generatore
di tensione. Per fare questo dicono semplicemente $\text{Per } g_m^2$.

Dopo questo trasferimento notiamo che nella Hooge formula c'è una
dipendenza da \sqrt{I} mentre nell'altra formula la corrente è spenta.

Quindi in un modello il rumore dipende dalla corrente e nell'altro no.
(questo è un modo per vedere che modello segue il transistor, basta misurare il
rumore tenendo la corrente).

Vediamo che gli NMOS hanno rumore indipendente da I mentre i PMOS hanno
rumore dipendente da \sqrt{I} (cioè interessa di più seguire il modello Hooge mentre gli mos l'altro)

Ricordiamo che $C_a = C_{ox} \cdot W \cdot L$



$$S_V = \left(\frac{K_f}{C_a} \right) \frac{1}{f} \quad \text{che è facile da ricordare}$$

Capiamo che il rumore 1/f è technology dependent.

Le Equazioni calcolate le metto
nella Equazione dell'ENC.

Nei calcoli si dimostra di minimizzare
queste formule andando a lavorare
sulla corrente e sui dimensionamenti.

Minimizziamo ENC iniziando tenendo la
lunghezza L minima.

We consider first 1/f only

$$S_{V(\Delta\mu)} = \left(\frac{q\alpha_H}{\sqrt{2\mu}\sqrt{C_{ox}^3}} \right) \left(\frac{1}{\sqrt{WL^3}} \right) \sqrt{I} \frac{1}{f} \quad [\text{V}^2/\text{Hz}]$$

$$S_{V(\Delta N)} = \left(\frac{q^2 kTN_T}{2\gamma C_{ox}^2} \right) \left(\frac{1}{WL} \right) \frac{1}{f} \quad [\text{V}^2/\text{Hz}]$$

$$\text{ENC}_{1/f(\Delta\mu)}^2 = \frac{2\pi}{q^2} A_2 A_f (C_{IL} + C_G)^2$$

$$S_V = \frac{A_f}{f} \quad C_{IL} = C_D + C_F + C_T + C_S \\ C_G = C_{ox} WL$$

C_L : total capacitance

C_D : detector

C_F : feedback

C_T : test cap.

C_S : parasitic capacitance

$$\text{ENC}_{1/f(\Delta\mu)}^2 = 2\pi A_2 \left(\frac{\alpha_H L}{q\sqrt{2\mu}} \right) \left[\frac{(C_{IL} + C_G)^2}{\sqrt{C_G^3}} \right] \sqrt{I}$$

$$\text{ENC}_{1/f(\Delta N)}^2 = 2\pi A_2 \left(\frac{kTN_T}{2\gamma C_{ox}} \right) \left[\frac{(C_{IL} + C_G)^2}{C_G} \right]$$

Difference between models:

- dependence or not on I
- different dependence on C_G

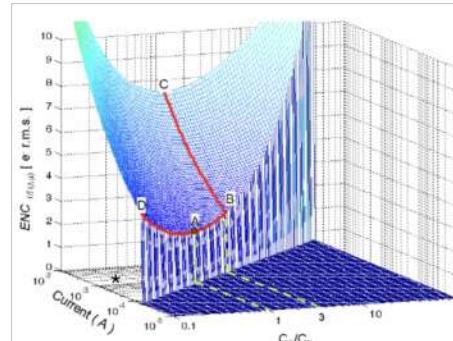
$$I \geq I_{min} = R_{min} I_S \quad (\text{strong inversion})$$

Prima zerao d'otto che non possiamo fare g'mere e questo perché se così fosse avremmo WL grande e quindi Ca grande e nella formula dell'ENC vedremo che Ca c'è di numerose quindi peggiora il rumore.

Vediamo la minimizzazione per il modello Hayes

Vedendo la parabola è oggi vedere in che vogliamo usare la corrente minima (minima per mantenere il transistor in strong inversion).

Per poi ottenere la noise + bassa noi dobbiamo mettere la gate capacitance = zeta detector capacitance.



If we are free to choose I:
→ absolute minimum ($I=I_{\min}$)
for $C_G=C_{IL}$

If we are not free to choose I
(I fixed, e.g. for Gloop and speed):
→ minimum for I fixed
for $C_G=3C_{IL}$

G' sono dei casi in cui non possiamo usare corrente minima (perché in quei casi la trasconduttanza è troppo bassa). Se non possiamo lavorare alla corrente minima allora andiamo al minimo relativo della parabola, quindi lungo il segmento CB. Questo segmento c'è proprio nel punto in cui $C_G=3C_{IL}$.

All'inizio avevamo preso l'unica scelta scagliato W in modo che lo abbilizzi il match delle capacità.

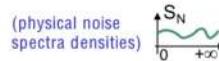
Abbiamo ottenuto il rumore V_F ma per il rumore bianco, termico e per quel?

Il rumore perduto è la shot noise e non dipende dai parametri del transistor.

(Spettri tra 0 e ∞)

$$ENC_{tot}^2 = ENC_{ws}^2 + ENC_{1/f(\Delta\mu)}^2 + ENC_{wp}^2$$

(physical noise spectra densities)



$$\rightarrow ENC_{ws}^2 = \frac{A_1}{q^2} S_V (C_{IL} + C_G)^2 \frac{1}{\tau} \quad S_V = \beta \frac{4kT}{g_m} = \frac{\beta 4kT}{\sqrt{2\mu C_{ox}} \frac{W}{L} \sqrt{I}}$$

$$\rightarrow ENC_{1/f(\Delta\mu)}^2 = 2\pi A_2 \left(\frac{\alpha_H L}{q \sqrt{2\mu}} \right) \left[\frac{(C_{IL} + C_G)^2}{\sqrt{C_G^3}} \right] \sqrt{I}$$

$$\rightarrow ENC_{wp}^2 = \frac{A_3}{q^2} S_I \tau \quad S_I = 2q(I_{det} + I_G + I_F)$$

Thermal

$$\left\{ \begin{array}{l} ENC_{tot(\Delta\mu)}^2 = k_{ws} \frac{(C_{IL} + C_G)^2}{\sqrt{C_G}} \frac{1}{\sqrt{I}} \frac{1}{\tau} + k_{\Delta\mu} \frac{(C_{IL} + C_G)^2}{\sqrt{C_G^3}} \sqrt{I} + k_{wp} \tau \\ I \geq R_{min} I_S \end{array} \right.$$

$$k_{ws} = A_1 \left(\frac{\beta 4kT L}{q^2 \sqrt{2\mu}} \right); k_{\Delta\mu} = 2\pi A_2 \left(\frac{\alpha_H L}{q \sqrt{2\mu}} \right); k_{wp} = \frac{A_3}{q^2} S_I$$

• if we are free to choose an optimum $I=I_{opt}$: $C_{Gopt}=C_{IL}$

• if I is fixed: $1/3C_{IL} < C_{Gopt} < 3C_{IL}$ (depending on the constraint on I)

Example for $I < I_{opt}$: minimum power consumption (e.g. many electronics channels)
Example for $I > I_{opt}$: large g_m to increase Gloop and speed of preamplifier

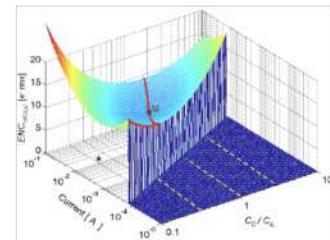
Ma quali vengono le regole anche per termal noise

Vediamo che il rumore termico va all'opposto rispetto alla corrente rispetto al rumore V_F (Modello Hayes). Quindi capiamo che il fatto di avere la corrente minima non è più vero.

Per minimizzare il rumore zero un minimo scattato che non sarà più il minimo della corrente.

Se lavora sempre a questo punto minimo ha $C_G=C_{IL}$ ottenuti due per le

$$\frac{1}{3}C_{IL} < C_G < 3C_{IL} \quad \text{per avere rumore ottimo.}$$



Pot succedere che venga comunque la I_{min} anche se non c'è la stessa solo per consumi meno.

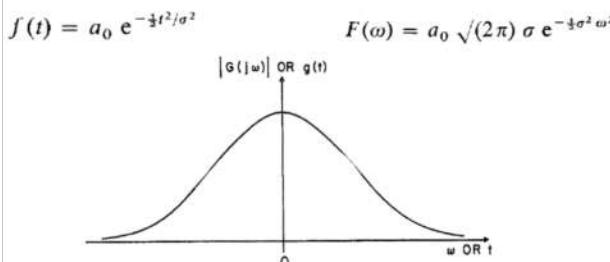
Filtro

Dobbiamo trovare la triplice di coefficienti per ridurre l'ENC.

Nel nostro caso dato che usiamo nostri sensori (per poterli) allora non possiamo permettere di usare il filtro ottimo altrimenti è un disastro.

Allora su Ritr. Sintetizzabili con circuiti di resistenze e condensatori. In particolare il filtro gaussiano ha numeri buoni.

Questo ha ispirato la creazione di due filtri chiamati semigaussiani.



Questo filtro è implementabile con induttori e condensatori. Ma creare con questi componenti non è facile e non seppiamo come farlo.

We look for a transfer function $H(s)$ of the Gaussian filter expressed as:

$$H(s) = H_0/Q(s)$$

where $Q(s)$ is a polynomial in which the zeros are therefore the poles of the filter.

We observe that: $H(j\omega) \cdot H(-j\omega) = |H(\omega)|^2 = [F(\omega)]^2 \quad F(\omega) = a_0 \sqrt{(2\pi)} \sigma e^{-\frac{1}{2}\sigma^2 \omega^2}$

$$\Rightarrow Q(j\omega) \cdot Q(-j\omega) = \frac{1}{2\pi} \left(\frac{H_0}{a_0 \sigma} \right)^2 e^{\sigma^2 \omega^2}$$

$$Q(s) \cdot Q(-s) = \frac{1}{2\pi} \left(\frac{H_0}{a_0 \sigma} \right)^2 e^{-\sigma^2 s^2} \quad s = j\omega$$

by normalization: $Q(p) \cdot Q(-p) = e^{-p^2}$ with $p = \sigma s$

Non abbiamo zeri, solo poli.

Oggettivamente per averi un filtre abbiamo avere che questo è verificato.

Allora posso ribaltare l'equazione e otengo l'equazione quadratica.

Dobbiamo poi una variabile P

proporzionale al shaping time.

Dopo questo cambio di variabile abbiamo che l'equazione è facile.

The exponential can be approximated with a Taylor series:

$$Q(p) \cdot Q(-p) = 1 - p^2 + \frac{p^4}{2!} - \frac{p^6}{3!} + \dots + (-1)^n \frac{p^{2n}}{n!}$$

we factorize the term on the right of the equation to the same form of the term on the left to determine $Q(p)$

Example: $n=1$

$$Q(p) \cdot Q(-p) = 1 - p^2 = (1+p)(1-p)$$

$$\Rightarrow Q(p) = 1 + p$$

Example: $n=2$

$$Q(p) \cdot Q(-p) = 1 - p^2 + \frac{p^4}{2!} = \frac{1}{2} [\sqrt{2} + \sqrt{(2+2\sqrt{2})} p + p^2] \times \frac{1}{2} [\sqrt{2} - \sqrt{(2+2\sqrt{2})} p + p^2]$$

$$\Rightarrow Q(p) = \frac{1}{\sqrt{2}} (\sqrt{2} + \sqrt{(2+2\sqrt{2})} p + p^2)$$

Approssimiamo la gaussiana con una serie di Taylor (ci poniamo quando vogliamo noi)

Notiamo che possono essere tutte le combinazioni di poli

Seguire dunque con appross il primo ordine

Al 2° ordine sembra già più una gaussiana

Vediamo che in genere possiamo scrivere così le equazioni \rightarrow

Semplicemente facciamo la moltiplicazione tra polinomi di secondo ordine (es. $(s^2 + 2s + 1)$ o per esempio $(s^2 + 2s + 1) \cdot (s^2 + 2s + 1)$) e rispondere con elementi del primo ordine.

Non n2 senso 2ndre dopo un 5°/6° ordine

In general, the transfer function of the Semigaussian filter is obtained as:

$$H(s) = \frac{A_0 \prod_{i=1}^k \{A_i^2 + W_i^2\}}{(\sigma s + A_0) \prod_{i=1}^k \{(\sigma s + A_i)^2 + W_i^2\}}$$

n. odd poles

1 real pole

couples of complex conjugate poles

$$H(s) = \frac{\prod_{i=1}^k \{A_i^2 + W_i^2\}}{\prod_{i=1}^k \{(\sigma s + A_i)^2 + W_i^2\}}$$

n. even poles

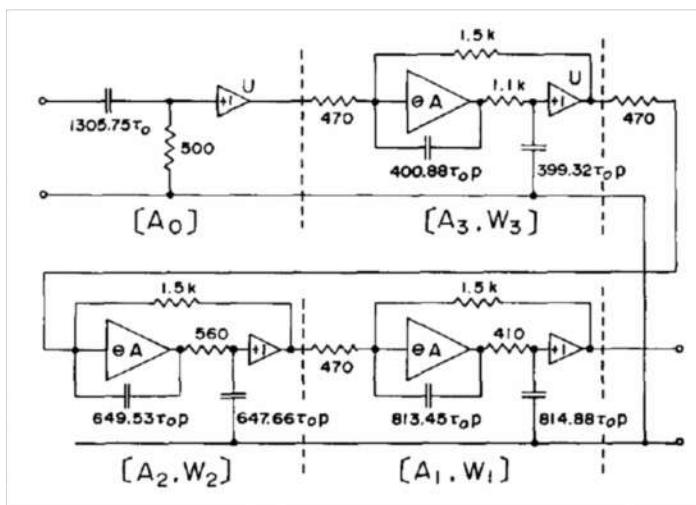
σ of the Gaussian

$s = j\omega$

couples of complex conjugate poles

Mi manca un circuito per Pre Filter che ho detto di aver fatto nella scorsa lezione.

Ha detto di ricordare che nei letti del filtro abbiamo come parametro anche la shaping time.

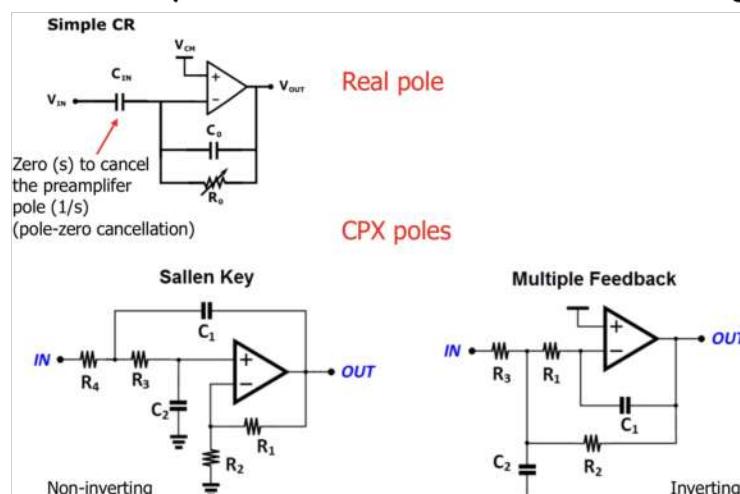


Mi manca la roba relativa a questo circuito. (è + in basso nelle slide) vediamo che alcuni componenti sono già dimensionati relativamente alla shaping time.

Vediamo che abbiamo un HPF all'inizio questo ci porta anche uno zero. Ci sono due zero perché noi non abbiamo un input in diretta ma abbiamo lo step dato dal charge amplifier e quindi per ottenere sempre una gressina in uscita noi facciamo uno zero così "faranno" il delta (dato lo zero nell'origine) e così torciamo nella caduta iniziale con il delta in ingresso. È per questo che mettiamo un derivatore nell'origine all'inizio del filtro. Con il derivatore noi facciamo una pole zero compensata del polo del charge preamplifier.

Estraiamo poi altri nodi per creare i poli. Ci facciamo con gli opamp perché così non succede cosa nelle reti passive che il segnale dipende anche da cosa ha dopo.

Quando voglio realizzare poli complessi e angolari posso usare queste strutture. Vediamo che una è invertente e l'altra no.

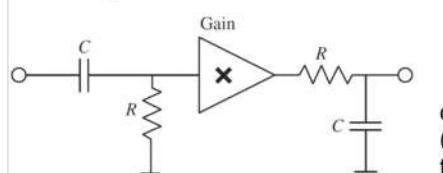


Se usiamo Kirchhoff ottengo una PDT ideale. Questa è ideale perché passa da $1 \text{ Gloop} \approx \infty$, se noi abbiamo che 1 Gloop non è ∞ abbiamo dei poli non solo due ci aspettiamo, questo può forse darsi problemi.

L'implementazione di questi filtri è un po' un casino.

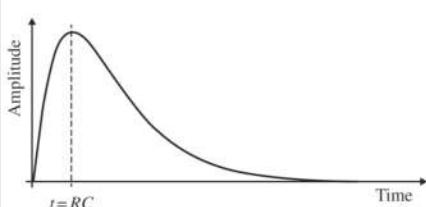
Possiamo realizzare una nuova tecnica + semplice e approssimativa usando solo una cascata di elevati dc resistenza poli reali.

Made by a cascade of a differentiator + integrator



$$\frac{sCR}{(1 + sCR)^2}$$

one zero in the origin
(which compensates the pole of the preamplifier) + two poles



$$v_o(t) = \frac{t}{\tau_0} \exp\left(-\frac{t}{\tau_0}\right)$$

$$\tau_0 = RC$$

$\tau_s = \tau$ peaking time

Quintamente ci sarebbe un buffer tra i filtri altrimenti le costanti di tempo si incasinano.

Ad esempio posso regolare la shaping time variando il valore della resistenza R.

Vediamo che la forma non è molto simile a quella che vogliamo.

Tuttavia per rendere più simile ciò possiamo aggiungere n integratori finché non siamo soddisfatti.

Vediamo che + integratori aggiungiamo più la forma diventa simmetrica

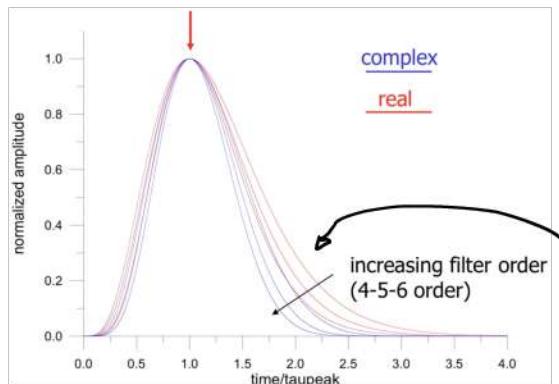
la peaking time che ho è la costante di tempo moltiplicata per il numero di integratori che ho aggiunto.

Questo è un filtro molto stabile dato che abbiamo $n+1$ poli reali.

Ritroviamo momentaneamente al concetto di shaping time

Quali sono le definizioni di shaping time? Ci sono almeno 3 definizioni di shaping time

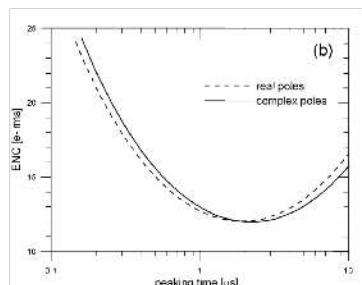
1) La prima definizione di shaping time è il tempo che ci metto per arrivare al picco (quindi compare tutti i Rili triangolare/gaussiana ecc... in base al tempo che ci mettono per arrivare al picco da quando arriva il segnale). Allora possono comparire diversi filtri con la stessa peaking time.



Qui vediamo che c'è la comparazione tra filtro gaussiano e l'approssimazione di Taylor (blu) e quello con Rili. Poi da poi puramente reale (rosso).

Qui abbiamo comparazioni a stesso ordine quindi la prima vaga rossa vs la prima blu. Vediamo che il filtro reale (rosso) è più simmetrico. Per lo stesso ordine di polo è in più presentato una coda per il tempo. Questo è problematico

perciò potremo avere il pile up di più segnali.



Se compariamo le curve EEC dei Rili reali e complessi vediamo che sono circa uguali dal punto di vista del rumore. Il minimo del rumore avviene circa allo stesso valore. Capiamo quindi che il filtro reale è apprezzabile.

2) La seconda definizione di shaping time si basa sul pile up. Il pile up si basa sulla totale durata dell'impulso.

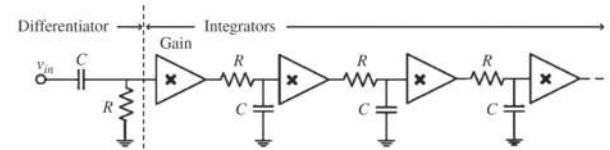
Questa considerazione mi fa definire lo shaping time come l'intera durata del segnale (time occupancy).

Dobbiamo ottimamente definire negli strati occupancy perché la gaussiana non risulta mai e non riusciamo a comparare bene ad esempio una gaussiana con un triangolo. Dobbiamo aggiungere ulteriori definizioni (che sono chiare).

Noi perdiamo la durata della gaussiana con la distanza tra i punti a 1% dell'ampiezza della gaussiana stessa.

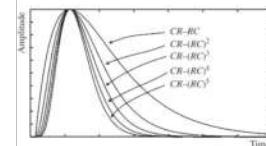
A noi va bene l'1% perciò il segnale è rimesso.

made by a cascade of a differentiator + n integrators



$$H(s) = \left(\frac{s\tau_s}{1+s\tau_s} \right) \left(\frac{A_{sh}}{1+s\tau_s} \right)^n$$

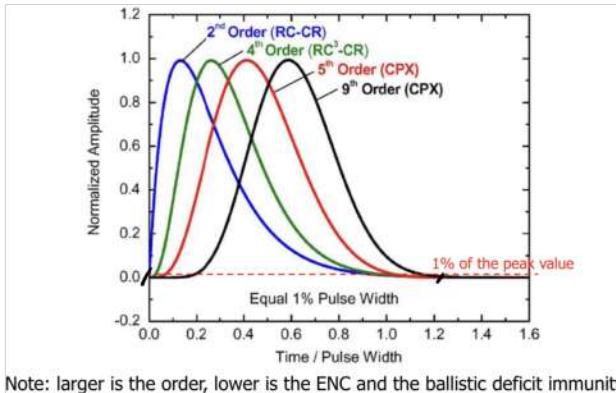
one zero in the origin (which compensates the pole of the preamplifier) + $(n+1)$ poles



$$V_o(t) = \frac{A}{n!} \left(\frac{t}{\tau_s} \right)^n e^{-\frac{t}{\tau_s}}$$

$\tau_0 = RC$

$$\tau_s = n\tau_0 \text{ peaking time}$$



Note: larger is the order, lower is the ENC and the ballistic deficit immunity

Abbiamo visto che il filtro nero è meglio rispetto agli altri in termini di rumore e ballistic deficit.

Il vantaggio sul ballistic deficit ce lo abbiamo perché il filtro "vole" dopo e quindi la concordanza tra esigenze è in senso migliore.

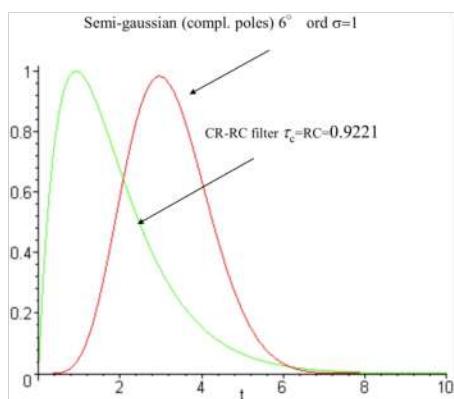
Abbiamo adesso le comparazioni di diversi filtri che hanno la stessa durata ma 1% non hanno n° di pic e perdono time diverse.

Questo plot è una comparazione di filtri in base alla probabilità di pile-up tra di esse case. ■■■

Se confrontiamo filtri alla stessa durata ci

abbiamo che il filtro nero è meglio rispetto agli altri in termini di rumore e ballistic deficit.
(Filtri RC-CR del primo ordine)

Questa è la definizione più usata



Pole zero compensation

Troviamo a questo argomento.

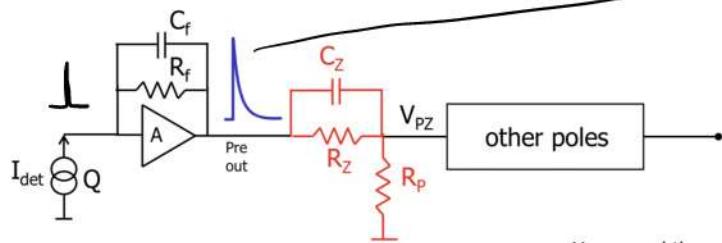
Ni dobbiamo introdurre uno zero nell'impedenza per controbilanciare l'1/S dato dal charge preamplifier.

Ma non è così facile perché non ho uno step reale dato dal charge amplifier ma infatti abbiamo anche una resistenza di scarica la capacità.

Questo per cui se io non ho abbia più 1/S non abbia un $\frac{1}{1+sGFR}$

Ni dobbiamo cancellare questo polo. Ci sono una + sottostata pole zero compensation

Purpose: compensate (cancel) the pole of the preamplifier with a zero in the derivative stage



$$V_{PZ} = Q \frac{\frac{R_f}{1+sC_f R_f}}{\frac{1+sC_Z R_Z}{1+sC_Z R_Z/R_p} \sim R_p} R_p / (R_Z + R_p)$$

(choosing $R_Z \gg R_p$)

You cancel the pole of the preamplifier (e.g. constrained by noise requirements) to obtain another pole (e.g. constrained to be the first pole of the filter)

Questo è l'output del preamplificatore

Tuttavia la nostra rete di compensazione ha introdotto anche un polo ma questo polo non dipende solo da R_2 ma anche da R_p .

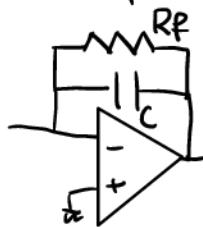
Possiamo usare questo polo come primo della nostra catena di filtri.

Tuttavia questa soluzione ci forza a un numero disperato di

poi. (2ndo uscita i filtri con più complesse e cautele)

Tuttavia abbiamo che la τ dello zero deve essere regolabile (perché la τ del charge amplifier può cambiare) quindi R_Z deve essere variabile.

Ma il polo non lo vogliamo variabile quindi dobbiamo scegliere $R_F \ll R_Z$.

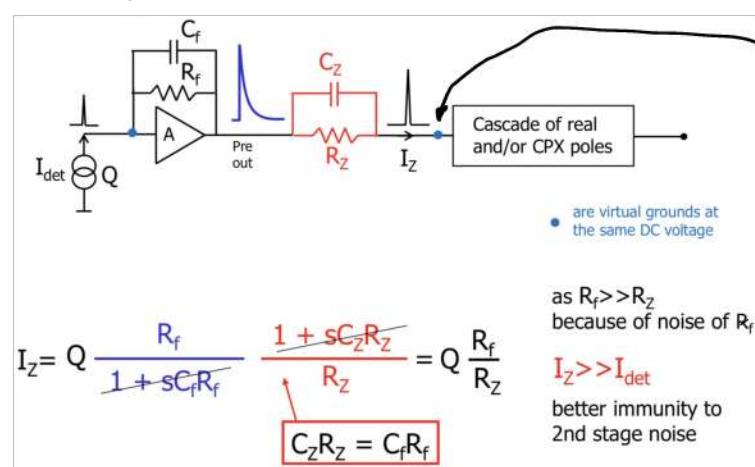


Nel caso abbiano che in un preamp il resistore R_F è scelto molto grande ($M\Omega$, $G\Omega$) in modo da ridurre il suo contributo del rumore al suo input e' $\frac{4KT}{R_F}$

Se noi vediamo la costante di tempo in uscita vediamo che è estremamente lunga. Se noi compensiamo il polo vediamo che le capacità di rumore dei resistori che usiamo per la compensazione sono trascurabili quindi possiamo usare resistori di valore più piccolo.

Dato che avevamo detto il polo del charge amplifier è molto lungo non possiamo usarlo direttamente come primo polo della catena ma dobbiamo fare la compensazione che ci darà un altro polo ma questo dato che non ha unità sul rumore sarà molto + veloce.

Altra pole zero compensation



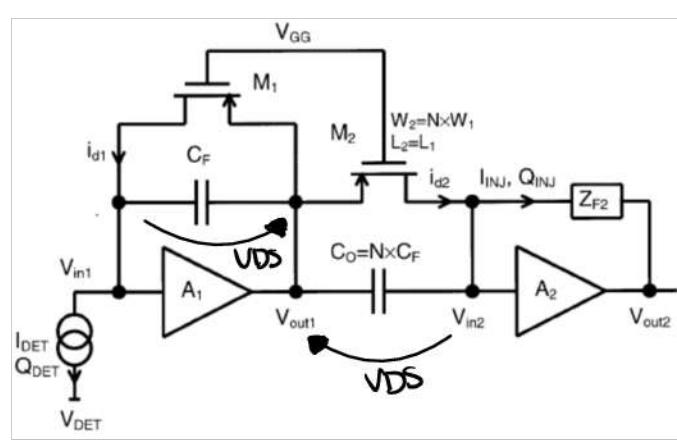
In questo caso si ottiene la virtuale grandezza degli stadi successivi

Ora non ho + segnali di tensione ma di corrente.

Con questa tecnica non ho il polo. Quindi questa soluzione è più versatile perché non ho + un polo reale obbligatorio.

Ulteriormente dato che $R_F > R_Z$ per il rumore, allora abbiamo un abbiamone pure con amplificazione.

Tuttavia questa rete non è implementabile in tecnologia CMOS perché i resistori sono troppo larghi. Allora dobbiamo fare un trucco, al posto dei resistori usiamo un mosfet in mode



Possiamo usare un mosfet con resistenza di $M\Omega$ o $G\Omega$ quando il mosfet è in subthreshold ed è praticamente spento.

Tuttavia il mosfet non ha solo un valore di resistenza quindi se variamo il valore di tensione sul mosfet la nostra resistenza non è più uguale. La resistenza dipende dal VDS sul mosfet.

E nel nostro caso del charge amplifier ne stiamo modificando la VDS del transistor.

← Abbiamo una risposta del tipo che non è lineare.

Tuttavia se il 2° transistor è identico al primo abbiamo che si comporta nello stesso modo e quindi i 2 vengono a autocompensarsi.

Dobbiamo ricordare che $C_F \cdot R_F = C_2 \cdot R_2$ e per questo di rendere $R_F = n \cdot R_2$. Il fatto che le 2 resistenze siano diverse ma si confrontino in modo uguali è strano? No semplicemente i 2 transistor hanno la stessa L ma il 2 ha una larghezza W che è + grande così ha resistenza + bassa.

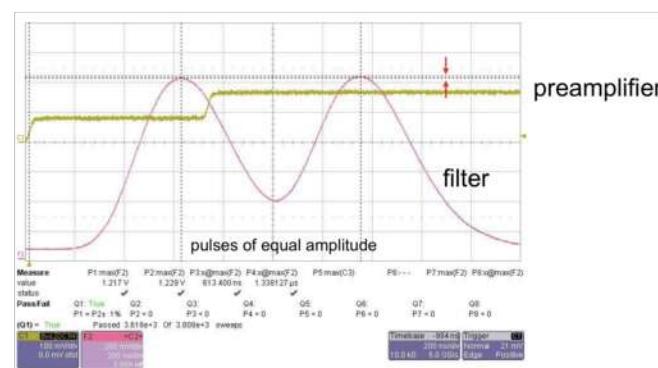
Anche C_2 dovrà essere n volte C_F . Se io volevo fare un condensatore n volte + grande dove fare semplicemente un condensatore n volte + grande? No perché se già il condensatore + piccolo ha delle componenti parallele se lo faccio n volte + grande gli effetti paralleli non scendono di n volte.

Altra parola per fare un condensatore n volte + grande prendo lo stesso condensatore n volte e lo collego in parallelo.

Lo stesso trucco si usa nei mosfet, infatti se ho un mosfet con $W/L = 2/0.5$ e io devo farlo ugual ma n volte + spesso allora prendo n mosfet e li collego in parallelo.

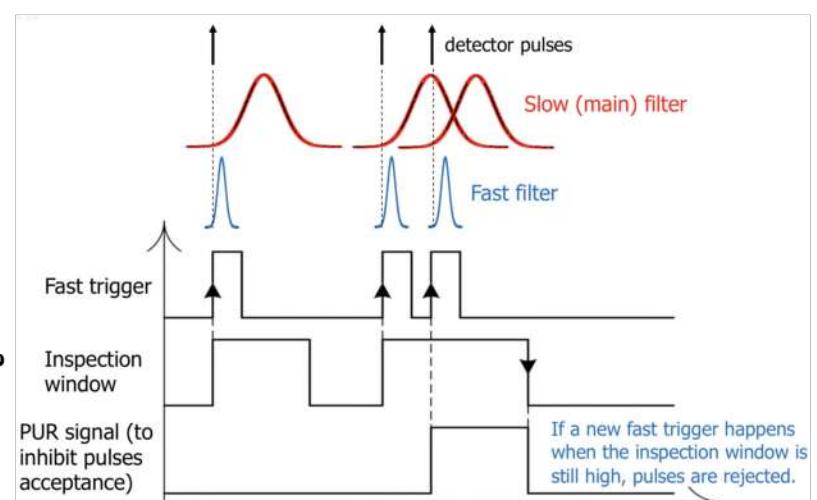
Pile-up

Abbiamo diversi casi in cui si può manifestare un pile-up. Ad esempio un solo impulso oppure con 2 grandi ecc.



Ad esempio in questo caso noi crediamo che il 2° impulso sia + grande del primo ma non è vero questo è dovuto al fatto che non abbiamo le basse guadagni.

Una terza per evitare (stanno insieme l'impulso che va a sovrapporsi) è la seguente.

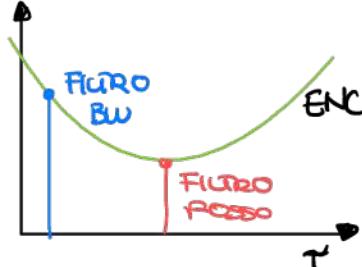


Questa terza si chiama pile-up rejecter. Questa terza consiste di usare due filtri (shortest shaping time) in parallelo. Questo fast filter fa parte di trigger il quale fa a sua volta parte una Restra d'inspezione che noi perdiamo del tempo buono per non avere pile-up.

Se abbiamo un singolo impulso niente succede. Se abbiamo 2 impulsi vicini il primo spegne la Restra il secondo poi è rimesso in AND con la inspezione window che ci troverà il segnale di PUR e va a dare alla elettronica dopo di eliminare quelli impulsi.

Ma se riesco a fare un fast filter perché faccio un buon di diettante come i miei filtri principali?

La risposta è che il filtro + veloce è + rumoroso. Se andiamo a vedere la curva dell'ENR vediamo che il shaping time del secondo filtro non rende l'ENR ottima.



Questo era un esempio di Pile-up rejection e' facile da fare con semplice elettronica.

Nel dominio dell'DSP noi separamo la forma del domino che possiamo recuperare gli impulsi singoli della somma fra essi e quindi noi eliminare un impulso ma nulla a ricostruirlo.

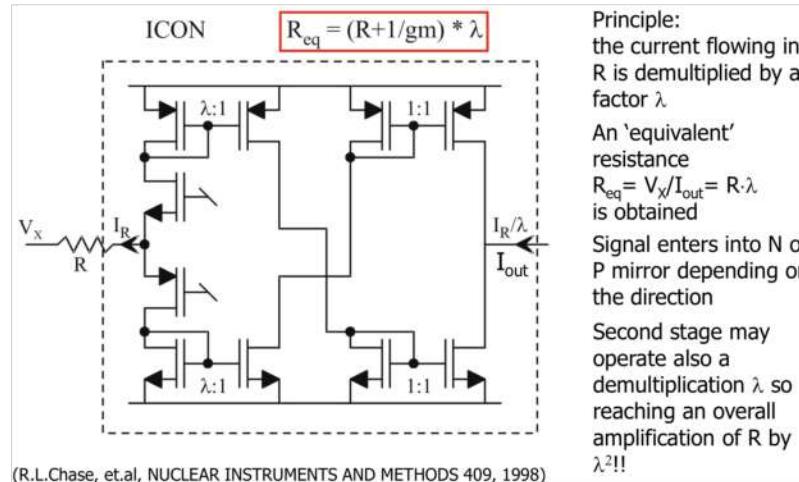
03.05.2022

3h

le costanti di tempo dei filtri per creare la gaussiana sono estremamente elevate. Nei circuiti integrati non possiamo creare questi elementi così grandi: nella tecnologia CMOS, il massimo i condensatori sono decine di pF e quindi i resistori devono essere nell'ordine dei MΩ (potremo usare con i MOS in triodo ma non sono valori precisi e lineari).

Noi possiamo rendere cose gli switched cap perché siamo a 2te Rete e dobbiamo ricordarci di Nyquist.

Tuttavia abbiamo altre soluzioni, partiamo dalla semplice legge di Ohm $V=RI$. Noi intendono a evitare la legge di Ohm con un circuito in modo che la corrente di uscita del sistema sia $I = \frac{V}{R_\text{eq}}$



Abbiamo un resistore R (di valore piccolo) e una tensione V_x .

Poi abbiamo un cascata, (solo metà circuito è attivo per uscita in base al verso della corrente).

Abbiamo poi uno specchio con dimensionamenti $\lambda:1$ (demoltiplicazione) quindi la corrente d'uscita è λ volte + piccola della prima, quindi $V=RI \rightarrow R=V/I$ quindi R è λ volte + grande.

A cosa serve il secondo specchio? Serve per invertire il verso della corrente per mettere la corrente d'ingresso (nel nell'esempio era uscente, allora quella di uscita deve essere entrante).

Dato che abbiamo un 2° specchio possiamo farlo anche un demoltiplicatore in modo che siano in totale λ^2 come fattore moltiplicativo per R.

Dobbiamo tuttavia ricordare che abbiamo anche $1/\text{gm}$ del cascata quindi è importante ricordare che $R_{\text{eq}} = (R + 1/\text{gm}) \lambda$

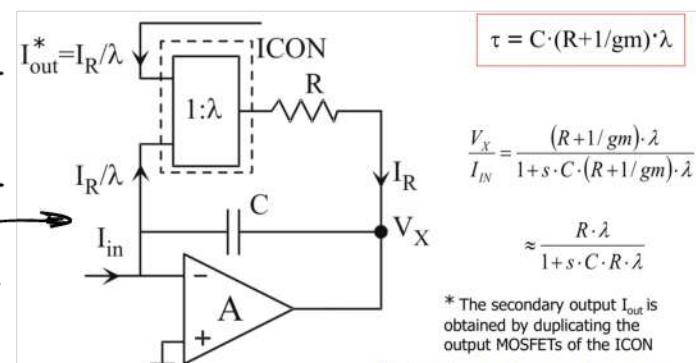
Questo a noi non piace perché $1/\text{gm}$ dipende dalla corrente nel cascata e la corrente del cascata potrebbe dipendere dal segnale e questo può portare non idealità.

Implementiamo un filtro con questa struttura



è un filtro normale, la corrente I_R è quella che mi fa scaricare il condensatore

Con questo circuito la corrente che scarica il condensatore è I_R/λ .



Possiamo poi aggiungere per il sistema con il classico voltage approach



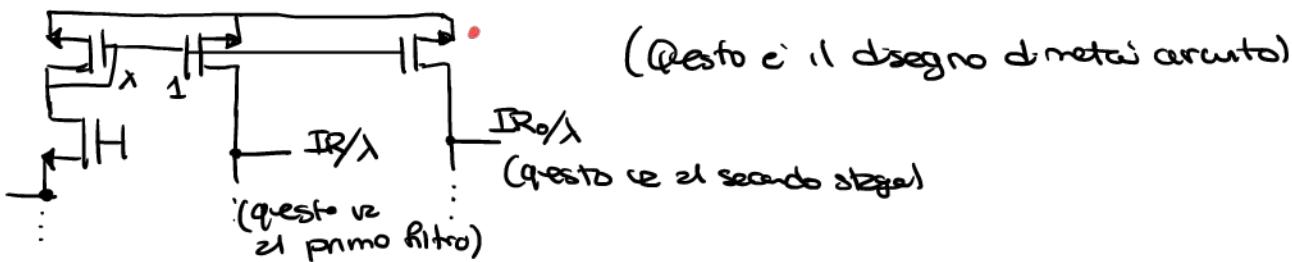
Ma usando il nostro ICON possiamo usare un **current approach**, noi sappiamo che

$$I_{out} = \frac{IR}{\lambda} = \frac{V_x}{R\lambda} = \frac{1}{R\lambda} \cdot \frac{R \times I_{in}}{1+SCR\lambda} = I_{in} \frac{1}{1+SCR\lambda}$$

Noi vediamo che la corrente di output è uguale alla corrente I_{in} moltiplicata per un polo. Quindi abbiamo un bollissimo current mode R/Iter.

Quindi noi possiamo prendere l'output di corrente di una cella e metterlo come input di un'altra, in questo caso noi possiamo ottenere $\frac{1}{(1+SCR\lambda)^n}$ (e per questo che abbiamo il n^{o} termine dell'ICON di replica I_{in} nel circuito sopra)

Per ottenere questo I_{out} ulteriore uso un altro spazio



- Questo transistor non deve essere ugualmente al 2 (perché è fuori del loop del filtro) quindi posso tenere il suo dimensionamento per fare un amplificatore.

Commentiamo adesso un po' sul fattore λ

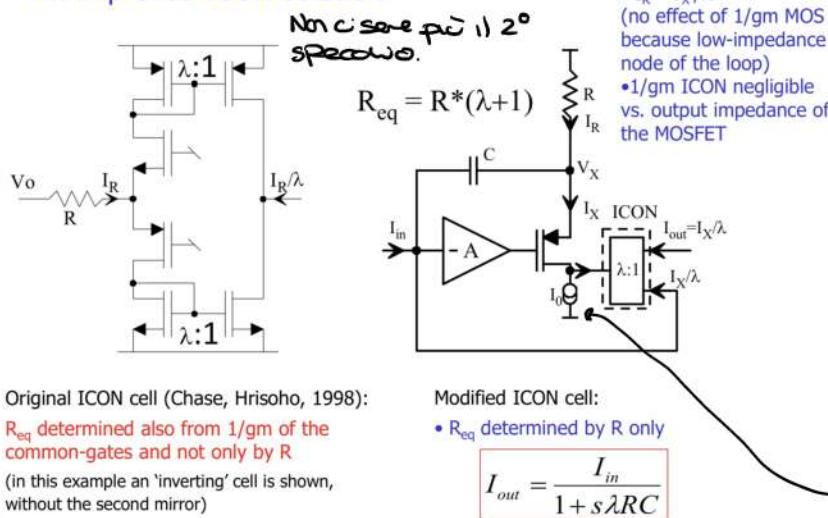
$$\textcircled{1} \quad \textcircled{2} \quad \lambda = \frac{w_1 L_1}{w_2 L_2}$$

Ad esempio $L_1 = 1\text{um}$ $w_1 = 10\text{um}$
 $L_2 = 1\text{um}$ $w_2 = 1\text{um}$

Abbiamo dell'occupazione di area da non è del tutto trascurabile

Dobbiamo ora risolvere il problema di $1/\text{gm}$.

An improved ICON solution



Abbiamo che R non è più in parallelo a C e abbiamo per le PMOS che fa da source follower.

La vera differenza è che la cella ICON non è più vicina a R , ma la corrente IR che passa in R passa nel PMOS e poi entra nell'ICON.

Il fatto di avere il PMOS in mezzo mi fa dire che non veda $1/\text{gm}$ del ICON

Gen di corrente cui serve solo per il bias.

Ma non vediamo l' $\frac{1}{f}$ gm del PdS? ma questo non è il caso perché questo è l'output node del feedback amplifier e quindi il feedback fa sì che noi abbiano una bassa impedenza.

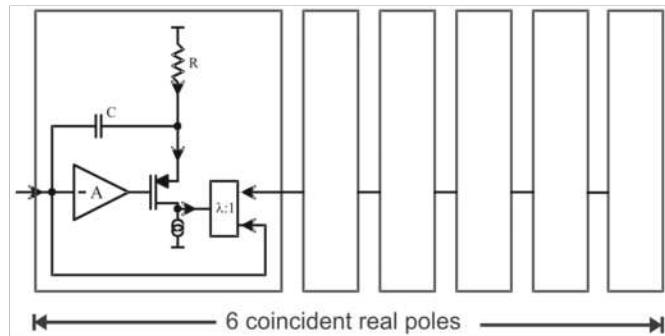
Se noi consideriamo anche il gredigno reale di A abbiamo che la FDT della corrente del sistema è:

In questa formula vedo che non ho solo un polo ma ho anche uno zero. Ma non c'è un problema perché lo zero è a più alta frequenza del polo.

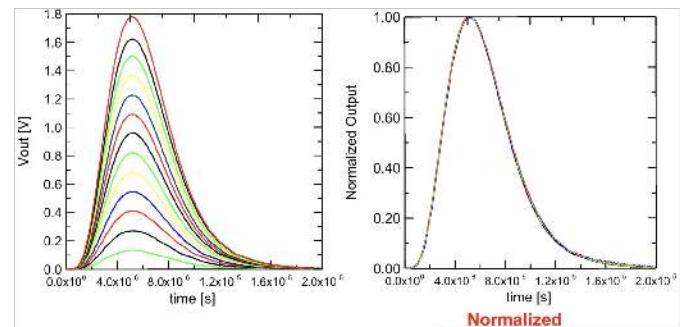
(in pratica lo zero è compensato dai pochi presenti ad alta frequenza presenti nel circuito).

Il problema potrebbe presentarsi se vorremo a piccoli perché polo e zero si compensino, ma se A è piccolo non ci serve usare il circuito in prima istanza.

Quindi per implementare un filtro con poli reali con questa cosa facciamo.



Questo è il circuito che i blocchi bianchi non sono altro che il blocco iniziale inputto + volte.



Il grafico ci mostra la waveform a diversi valori di segnale d'ingresso, vediamo che le varie normalizzate si sovrappongono e questo vuol dire che il segnale non varia la waveform come accadeva quando non eliminavamo l'indennamento con $\frac{1}{f}$ gm.

Per implementare poli complessi e complessi facciamo la costante di 2 per reali con un feedback.

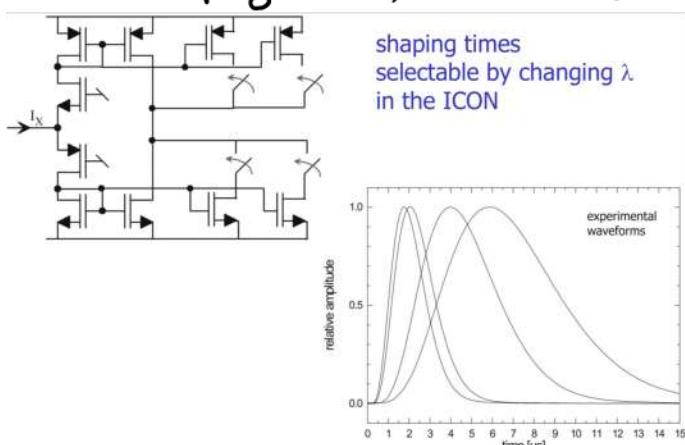
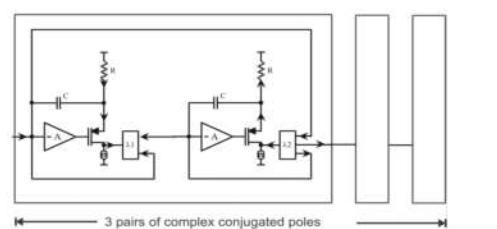
I vettori A e B sono i vettori di minori in uscita della cella (cioè il vettore del vettore delle spese della seconda uscita)

Noi sappiamo che l'ENCL ha una dipendenza della shaping time, dobbiamo quindi ottimizzare la shaping time.

Implementation of conjugate complex poles by a cascade of two real poles



$$I_{\text{out}} = I_{\text{in}} \frac{AB}{(1+st)^2 + AB}$$



Quando realizziamo in Rete ci viene conoda la possibilità di scegliere tra diversi shaping time. Questa flessibilità è difficile realizzare negli IC.

Tuttavia con l'ICONabbiamo questa flessibilità perché venendo a posso scegliere direttamente da mos zithere.

Potrei creare un circuito con i quale posso scegliere direttamente da mos zithere.

$A \rightarrow \infty$

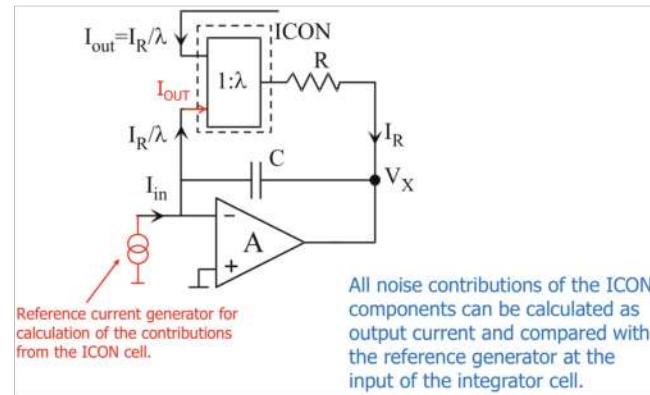
$$I_{\text{out}} = I_{\text{in}} \frac{1+sCR}{1+sCR(\lambda+1)}$$

the zero is λ times faster than the pole
(be aware for small λ !)

Rumore elettronico della cella ICON

Dobbiamo studiare quanto è rumoroso questo circuito.

Cerchiamo una referenza per calcolare il generatore equivalente di rumore



Noi calcoliamo il rumore del Top branch da sotto per simmetria è uguale a quello sotto.

Abbiamo i mosfet con

$$4KTg_m\alpha + \frac{K_F}{P}$$

Noi facciamo i calcoli senza rumore 1/f tanto segue lo stesso trattamento del rumore bianco.

Attenzione però quando i mos sono in weak inversion il rumore bianco non è più $4KTg_m\alpha$ ma è dato da $2qI_0$.

Vediamo che Q1 è diretto all'output, poi vediamo che Q2 è collegato a specchio con Q1.

Il rumore su Q2 è $2qI_0\lambda$ ma il trattamento del rumore è $1/\lambda^2$ perciò all'output abbiamo $\frac{2qI_0\lambda}{\lambda^2} = \frac{2qI_0}{\lambda}$ quindi il contributo è trascurabile.

Come vediamo il rumore è dominato dal transistor. Per ridurre il rumore noi abbassiamo il valore I_0 al minimo che possa.

(I_0 è la corrente d'output), se riduco I_0 riduco anche la corrente del branch di input. Se riduco la corrente di input la $1/g_m$ del cascode cresce drasticamente.

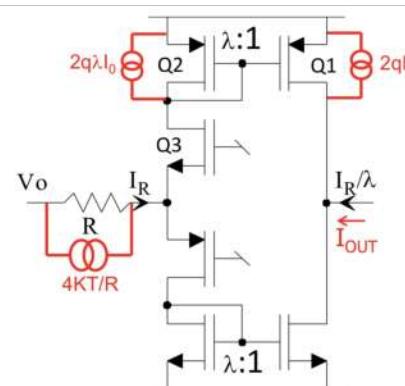
Abbiamo quindi un trade-off tra $1/g_m$ e rumore d'output

Il rumore della resistenza R d'ingresso risulta dunque per λ e questo è molto bello perché se non usissimo l'input avremmo una resistenza con rumore $\frac{4KT}{R}$ e non $\frac{4KT}{R\lambda}$. Questa proprietà è chiamata cold resistor

(quando facciamo un resistore grande ma con meno rumore).

Ni scegliamo il generatore di corrente di output perché abbiamo in tutti gli stage un input di corrente.

Entro quindi nella cella a calcolare il rumore di corrente all'uscita



Q1: its noise is already at the output: $2ql_0$

Q2: its current is λ larger but its noise is demultiplied by λ^2 at the output: $2ql_0/\lambda$

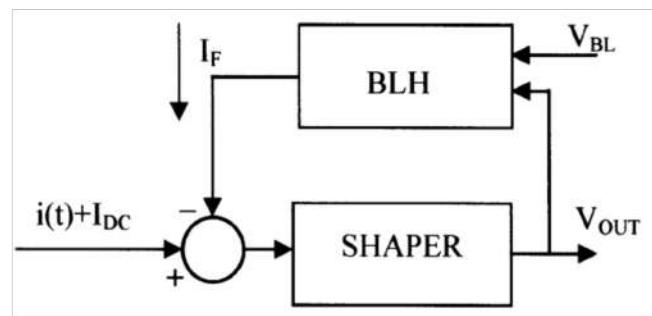
Q3: its noise is cancelled, being a cascode

R: its noise generator is demultiplied by λ^2 at the output: $4KT/R \cdot 1/\lambda^2 = 4KT/(R_{eq}) \cdot 1/\lambda$

The resistor noise is lower by a factor λ vs. the noise of the equivalent resistor $R_{eq} = \lambda R$!! (\Rightarrow 'cold resistor')

Baseline holder

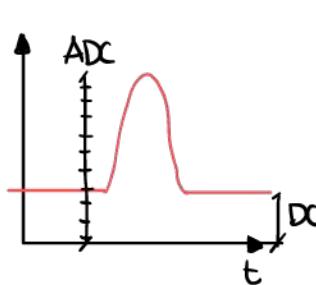
Questo circuito ha il compito di settare la DC voltage all'output dello shaping amplifier.



Nel mischiamo la DC all'output e la confrontiamo con un nostro valore che vogliamo.

Se il valore è diverso noi mandiamo in uscita una corrente.

Noi facciamo questo perché lo shaping amplifier può avere un DC value dovuto al biasing interno dello shaping amp. A noi non piace questo value perché ci rombe negli ADC. (occupiamo una parte troppo grande del full-scale range)



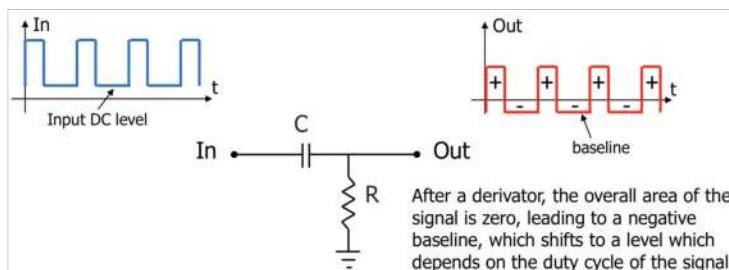
Noi vogliamo mettere la DC a terra così shifta al massimo l'ADC.
(non per forza a terra, può essere un qualsiasi livello di tensione)

C'è anche un motivo più stringente di questo, infatti nelle scorse lezioni abbiamo visto.

In DC con i condensatori esistiabbiamo un path diretto della corrente in DC attraverso le resistenze e quindi abbiamo una tensione DC in uscita.

Questo fenomeno è grave perché la corrente di leakage del detector varia nel tempo (Temperatura ecc)
quindi noi abbiamo il nostro segnale sopra un segnale quasi DC che varia molto lentamente.

C'è una soluzione molto rapida per fixare l'output, usiamo la AC coupling.



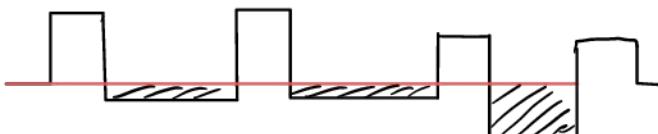
Tuttavia questa soluzione ha una limitazione, supponiamo di avere un treno di impulsi sopra una tensione DC.

Cosa succede al treno di impulsi passato in un derivatore (AC coupling)?

Abbiamo che il treno di impulsi è shiftato a terra ma abbiamo alcune parti che sono a tensioni negative. Infatti l'AC coupling fa sì che l'area debba essere esattamente 0, questo significa che la parte positiva e negativa si devono compensare.

Abbiamo quindi una baseline negativa, la rottura della baseline è che se la distanza degli impulsi è random (come accade in un rilevatore) allora succede che la baseline varia (perciò l'area deve essere sempre 0).

Questo è male perché l'informazione è nell'altezza dell'impulso che però se la baseline aumenta l'altezza va diminuendo rispetto a 0.



Vediamo che la baseline zetta con 2 picchi vicini

Dimostrazione che l'area sia 0

Questo xe' lui che calcola l'area del segnale a tempo infinito

$$V_{out}(s) = V_{in}(s) \frac{sCR}{1 + sCR}$$

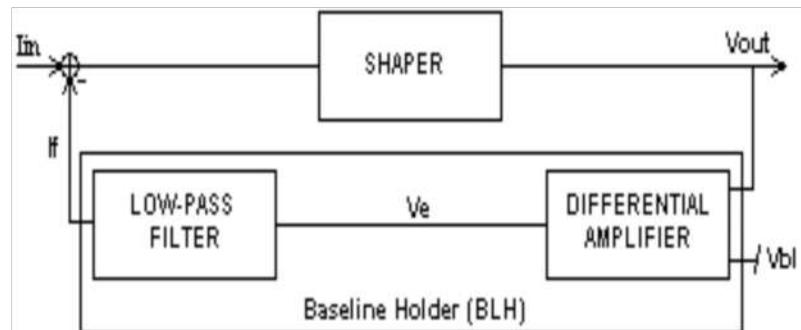
E' LA FDT DELL'AC COUPLING
(IN PRATICA E' UN DERIVATORE)

Teorema del valore Residuo

$$\lim_{t \rightarrow \infty} \int V_{out}(t) dt = \lim_{s \rightarrow 0} s \cdot \frac{V_{out}(s)}{s} \rightarrow 0$$

Because of the zero in the origin from the derivator.
→ The signal area is zero

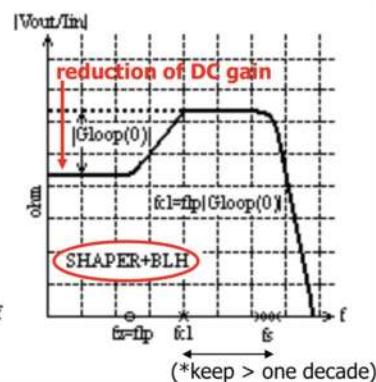
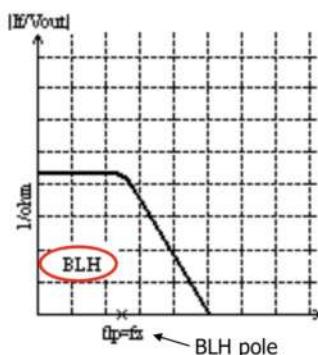
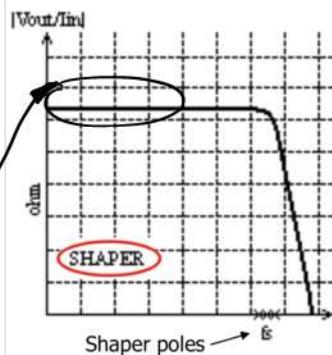
Struttura base di un Baseline Holder



C'è senso un LPF perché noi vogliamo controllare lo shaper output solo a DC altrimenti noi cancelliamo tutto il segnale.

Analogamente adesso i diagrammi di Bode dei vari elementi

Il primo grafico e' quello dello shaping amplifier e circuito aperto. Il trasferimento in DC e' quello cui a noi non serve.



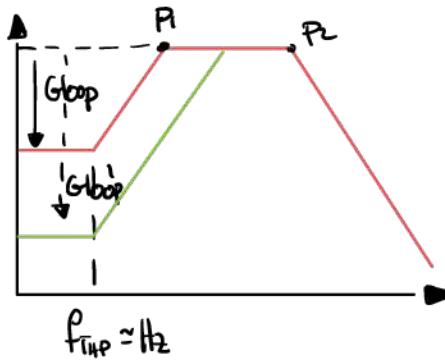
Il 2° plot e' quello del fa

Il trasferimento tra corrente IF e Vout. In questo caso come detto il baseline holder e' un LPF.

Unendo i 2 in un feedback negativo otteniamo il 3° bode plot, e' praticamente la stessa FDT dello shaping amplifier tuttavia a basse frequenze abbiamo il drop del guadagno.

Il grado di soppressione della DC voltage e' dato dal loopgain, noi vogliamo il Gloop piu grande possibile, o no?

Perciò considerando la f_{THP} fissa a basse frequenze abbiamo



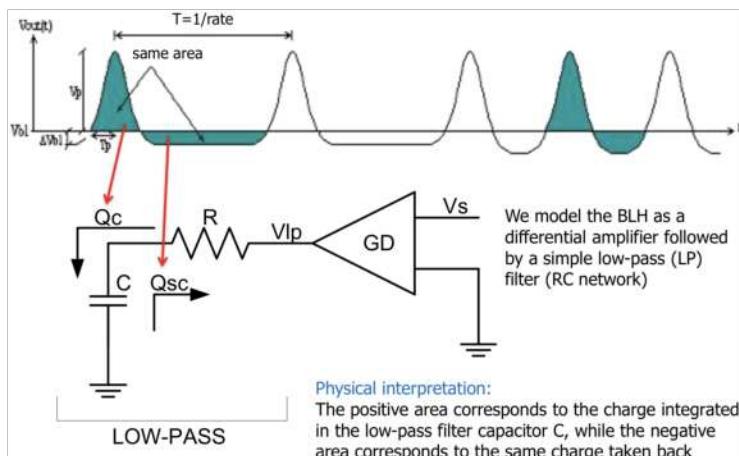
Perciò se noi vlessimo uno guadagno c'erebbe da aumentare il Gloop ma questo non va bene poiché dobbiamo ricordare che il prodotto guadagno banda si deve mantenere.

Quindi il polo P1 va a shiftarsi a destra e va a incassare la risposta dello shaper (per andare anche a P2 ed e' a destra).

Noi allora fissiamo prima lo zero per progettiamo il Gloop in modo che P1 sia almeno a una decade di distanza rispetto a P2.

Ma al momento ci stanno facendo la stessa cosa dell'AC coupling solo più complessa (i filtri abbiano sempre uno zero nella FDT) e quindi abbiamo ancora il problema baseline shift.

Per comprendere la baseline shift dobbiamo vedere questo shift in modo più intuitivo. Supponiamo di avere un impulso alto V_p e di durare T . (impulso curva triangolare) Lo shift lo scriviamo ΔV_B , per rendere chiaro che T è il tempo di durata tra 2 impulsi.



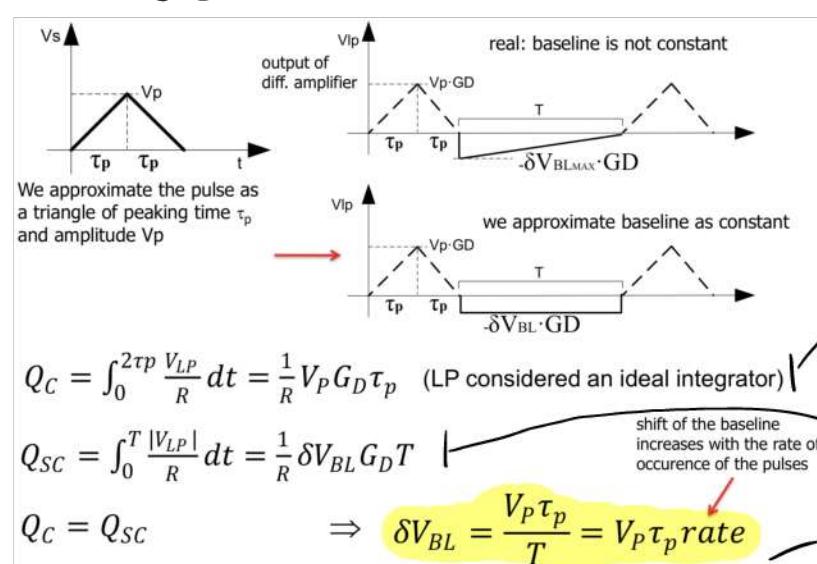
Come abbiamo già detto se T si riduce ΔV_B aumenta perché l'area deve essere 0.

Noi possiamo vedere il baseline holder come un differentiale amplifier e un LPF (che già detto)

Quando lo stream di segnali di segnali posso vedere così:

Quando il segnale è positivo ho che il condensatore si carica. Allora noi abbiamo una negativa baseline per scaricare il condensatore. (se ne sia negativa perché c'è una corrente in verso opposto per togliere la carica dal condensatore)

Perciò nella versione migliorata del baseline non facciamo nulla con la carica e scarica del condensatore.



Analisi matematica della baseline

Vediamo che nella realtà la baseline non è un rettangolo perfetto.

Allora noi l'approssimiamo con un valore costante.

(carica immessa nel condensatore (è l'area del rettangolo))

Area presa dal condensatore (è circa uguale a quella immessa)

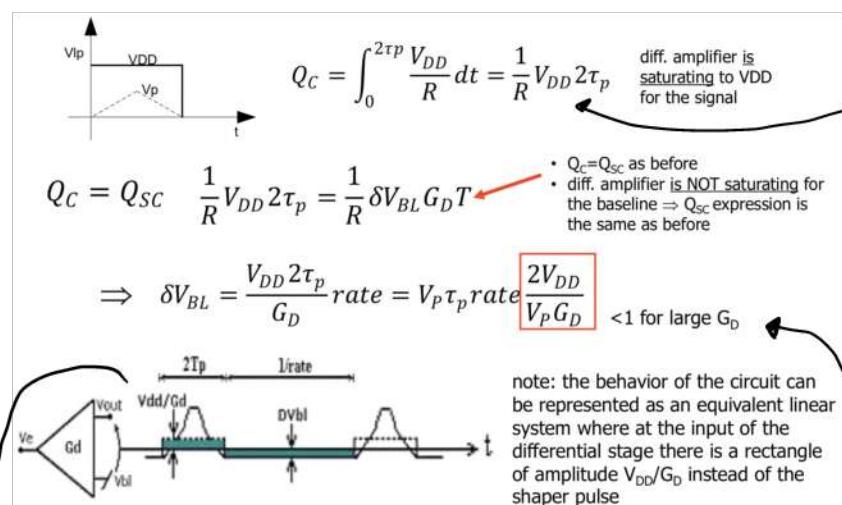
Possiamo calcolare quindi lo shift negativo della baseline tramite questa formula.
(vale anche per l'AC coupling)

Questa formula ci mostra la drammaticità della baseline shift, infatti questo dipende dal rate ma anche dall'ampiezza del segnale.

Noi possiamo migliorare la situazione in 2 modi; nel primo noi amplifichiamo in basso il differentiale amplifier così settiamo quando abbiamo il segnale (così seppiamo la carica da mettere nel condensatore, poi dato che il segnale sotto non setta ho che dunque del G del differentiale il segnale positivo no) il 2° modo è quello di introdurre uno slew rate.

Ricordiamo che il bilanciamento tra zona positiva e negativa esiste sempre, ma se noi riduciamo l'area equivalente all'input allora vediamo che questa negativa quindi ha meno baseline.

1°) Facciamo saturazione



Facciamo uscire così tanto il guadagno che la risposta si trasforma in un rettangolo di ampiezza \$V_{DD}\$. Nella stessa celavamo la carica fornita al condensatore.

Nel caso della base line è così piccola che non è saturata. Nella stessa formula della slide precedente \$Q_C = Q_{SC}\$ con le 2 nuove formule delle cariche.

Altra cosa celavamo l'offset della

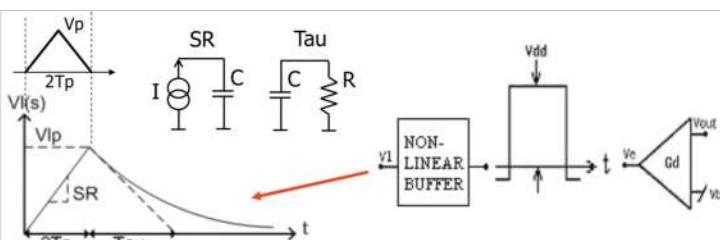
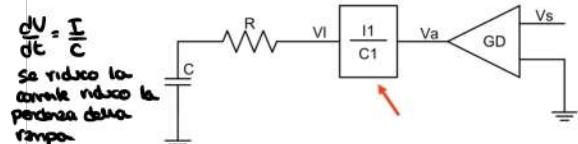
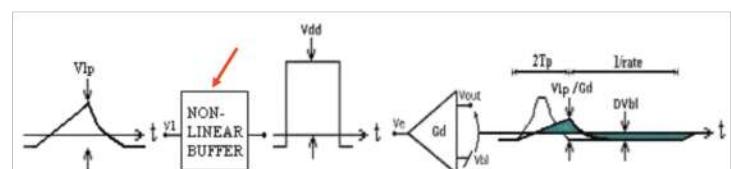
base line, vediamo che abbiamo un fattore moltiplicativo < 1 perché è diverso per il guadagno \$G_D\$.

Il trucco di questa struttura è che nel picco positivo noi ho dipendenza da \$G_D\$ perché se non sono niente ho \$G_D\$ sulla base line.

Abbiamo che le 2 aree sono uguali ma l'area del segnale positivo è ridotta rispetto al segnale standard quindi ho meno basse line perché ho meno area. Nella stessa area + piccola perché siamo prima dell'ammultiplicatore, noi vediamo il segnale in ingresso che in equivalenti rettangoli \$V_{DD}/G_D\$ perché in uscita abbiamo un segnale rettangolare di ampiezza \$V_{DD}\$.

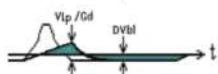
2°) metodo dello slew rate

Possiamo integrare meno carica quando conclusiono e la stessa prendo scendiamo.



The non-linear buffer produces a ramp on \$V_I(t)\$ as long as the output of the amplifier is saturated; then, once reached the peak value \$V_{Ip}\$, \$V_I(t)\$ returns to zero with an exponential decay having time constant \$\tau_a\$ (the first phase corresponds to the charge integrated in a slew-rate regime while the second phase regards the RC discharge of such capacitance – see later for implementation).

As seen before, such non-linear circuit can be represented as an equivalent linear circuit in which each event produces at the input of the differential amplifier the response of the figure above, scaled by a factor \$1/G_D\$:



Tipicamente lo slew rate è qualcosa che noi non vogliamo ma oggi noi lo sfidiamo inserendo un buffer non lineare. Nella facciamo sempre sì che l'ampi saturi il segnale ma poi mettiamo lo slew rate così ha ho + l'integrazione del rettangolo ma solo quella di un tempo (se sono bravi necca a prendere le aree + piccole). Così quando ho il bilancio di area ho anche ancora meno area negativa.

Quando ho il triangolo ho de carico con lo slew rate poi non c'è a esponenziale decrescente.

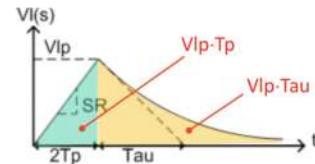
Facciamo ora a calcolare l'area del segnale.

Calcolata l'area so il veloce della curva integrata e quindi quello di quella de-integrata.

Lavorando sulle formule noi possiamo vedere quanto c'è il baseline shift.

Abbiamo che lo shift è uguale a quello della saturazione non-lineare per un fattore $K < 1$ (< 1 perché ha V_{lp} (che risce lo slew rate) al numeratore). Se noi facciamo una rampa molto veloce V_{lp} è molto piccolo.

24



After the usual calculation $Q_c = Q_{sc}$:

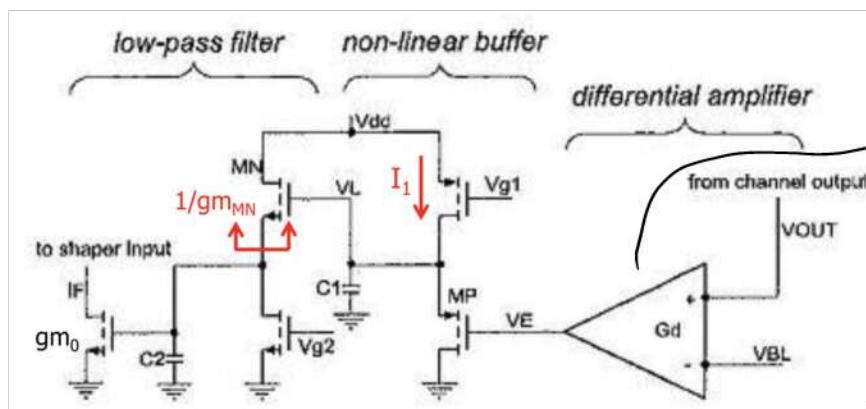
$$\Delta(V_{bl}) \cong \frac{V_{lp}}{Gd} (Tp + \tau) \cdot \text{rate} \cong \frac{(2Vdd)(Tp)(\text{rate})}{Gd} \cdot \frac{(V_{lp})(Tp + \tau)}{(2Vdd)(Tp)}$$

$$\Delta(V_{bl}) \cong \frac{(2Vdd)(Tp)(\text{rate})}{Gd} \cdot K \quad K = \frac{(V_{lp})(Tp + \tau)}{(2Vdd)(Tp)}$$

K expresses the ratio between the area at the output of the non-linear buffer and the area of the rectangle at the output of the differential stage and therefore the additional advantage in having introduced the SR effect

06.05.2022

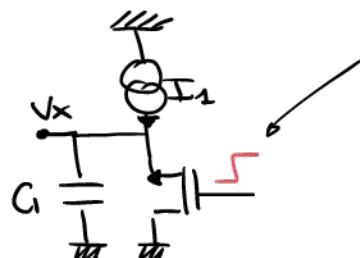
3h



Implementazione circuitale per ottenere uno slew rate lento

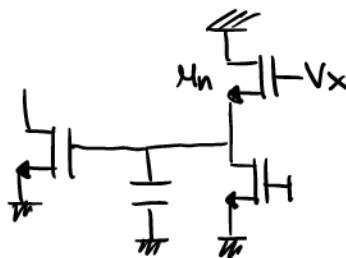
è un OTA standard, non sarebbe veloce perché è un circuito lento solo per togliere la baseline. Quello che vogliamo tener sotto sono gli offset interni. Per cui se abbiamo offset non portiamo esattamente il veloce a quello della baseline.

Dopo abbiamo un buffer non lineare, per avere lo slew rate, per farlo usiamo un source follower (che è il primo stadio da un 1° mos per un gen di corrente mentre MP fa un source follower)



L'output satura quindi il Pmos va a spegnersi. Se il Pmos va a spegnersi ottengo uno slew rate perfetto perché tutto corrente nel condensatore e quindi la tensione V_x sale a rampa. Ma quindi cosa sarebbe il Pmos? Dobbiamo ricordare che dobbiamo avere lo slew rate solo quando abbiamo segnale.

Abbiamo poi il blocco low pass



Abbiamo per un 2° follower M_h in cui un secondo generatore di corrente zera base (stessa cosa del circuito di prima). Ho un LPF perché il condensatore vede $1/\text{gm}$ del Nmos M_n . Noi dobbiamo ricordare che il polo è a frequenze estremamente basse perché non possiamo usare una resistenza reale ma usiamo $1/\text{gm}$, ma $1/\text{gm}$ non dovrebbe essere piccolo? Si ma se noi mettiamo una corrente di bias estremamente bassa tale che il MOS sia circa off allora basta.

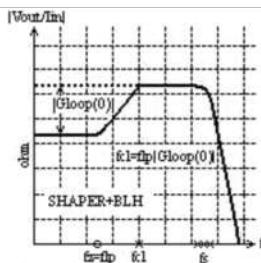
Come ultimo stadio vediamo semplicemente un common source transistor, usiamo questo perché il baseline holder deve dare un uscita in corrente e non in tensione, perciò c'è solo un voltage to current converter.

Vediamo come fare il design di questo circuito

Design example:

$$\frac{I_f(s)}{V_{out}(s)} = \frac{Gd g_m}{(1 + \frac{sC_1 n_p V_{th}}{Id_p})(1 + \frac{sC_2 n_n V_{th}}{Id_n})}$$

neglected vs. low-pass pole *



$$|Gloop(0)| > 100 \quad fcl < \frac{f_s}{100} \quad fcl = f_{lp} |Gloop(0)|$$

$$f_{lp} < \frac{f_s}{(100 |Gloop(0)|)} \quad \frac{C_2 n_n V_{th}}{Id_n} > \frac{1}{2\pi 10Hz}$$

$$C_2 = 10pF \quad Id_n < 2\pi \cdot 10Hz \cdot 10pF \cdot 25mV \cong 10pA$$

Per calcolare l'FDT del BTT noi calcoliamo la clessata dei 3 blocchi visti sopra. (dobbiamo ottenere un LPF) dobbiamo calcolare la FDT lineare lo slew rate e non lineare non centrale.

Abbiamo il Gd dell'ota, per abbiamo il trasferimento dell'srcce follower cui è 1 ma vediamo che poi c'è anche un condensatore quindi ho anche un polo, perciò l'FDT della prima parte è

$$Gd \cdot \frac{1}{1 + sC_1 \frac{1}{g_m}}$$

Dove $\frac{1}{g_m}$ in subthreshold è $g_m = \frac{I}{VT}$ simile al BJT.

Poi abbiamo il 2° stadio con n-follower che ha la stessa formula, poi abbiamo anche la transconductanza g_o dell'ultimo transistor che fa la conversione corrente tensione.

$$\frac{I_{ot}}{V_{IN}} = Gd \cdot \frac{1}{1 + sC_1 \frac{1}{g_m}} \cdot \frac{1}{1 + sC_2 \frac{1}{g_{m2}}}$$

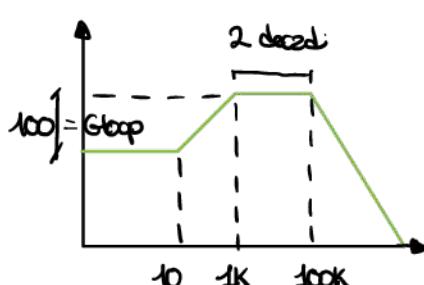
Questo polo esiste ma non ci dà, possiamo non considerarlo perché è alle Regenze. Il nostro polo principale è dato dall'n-mos (che è a Regenze molto + basse)

Dobbiamo dunque determinare i valori dei componenti ricordando tutti i problemi che avevamo introdotto ieri.

- Vogliamo il primo polo a Regenze estremamente basse
- Non vogliamo far clessata fra l'1 e 2 polo del BTT e dello shaper (dico cioè almeno una decade di distanza, noi prendiamo 2 decadi perché c'è piega d'±).

$$|Gloop(0)| > 100 \quad fcl < \frac{f_s}{100} \quad fcl = f_{lp} |Gloop(0)|$$

$$f_{lp} < \frac{f_s}{(100 |Gloop(0)|)} \quad \frac{C_2 n_n V_{th}}{Id_n} > \frac{1}{2\pi 10Hz}$$



Diciamo ora, dato che $f_s \approx 100kHz$ allora abbiamo una shaping time di $\approx 1ms$. (inverso della Regenza) Con questi limiti c'è che $f_{lp} < 10Hz$ (è un fattore dato dalla sub-threshold)

Perciò noi dobbiamo mettere il filtro LPF con un polo a 10Hz, allora noi abbiamo che

$$\tau = \frac{1}{2\pi 10Hz} < \frac{C_2}{g_{m2}} = \frac{C_2 n_n V_{th}}{Id_n}$$

Se noi facciamo $C_2 = 10pF$ (qui grande per tecnicologia integrata), allora

$Id_n < 10pA$ che sono molto pochi, è la corrente di bias del nostro n-follower.

Ma 10pA è una corrente di bias estremamente inaffidabile, quindi fluttua abbastanza.

Per noi questo non è un grande problema perché questo muove solo di un po' il polo dell'LPF (non ci sono che sia estremamente preciso).

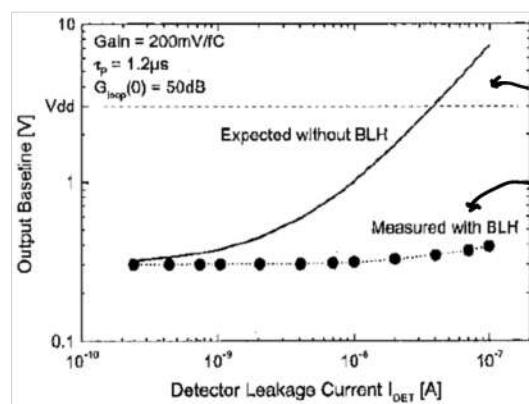
Cepano che non possiamo usare questa tecnica per zone T grandi nei BH dove dobbiamo essere precisi.

Altro problema



Non non possiamo controllare il modo di bias con una tensione direttamente perché sono instabili, se la tensione cambia di troppo la potenza esplode in botta.

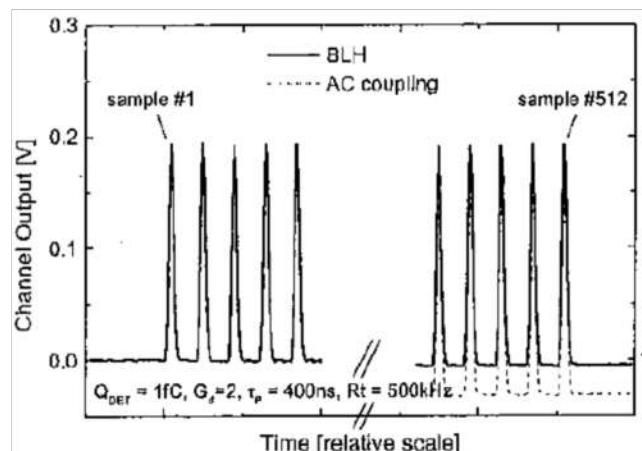
Altra rea per fare questo usiamo una cascata di spezzi di corrente giocando sui dimensionamenti, così dobbiamo controllare solo un modo in tensione e questo avrà corrente molto alto, quindi stabilità stabile.



Ricordiamo che senza il BH avremo un DC path per la corrente che farà che anche la tensione di output

Al catodo con il BH abbiamo questo comportamento, molto più stabile!

Abbiamo poi un test molto interessante per vedere se il BH funziona



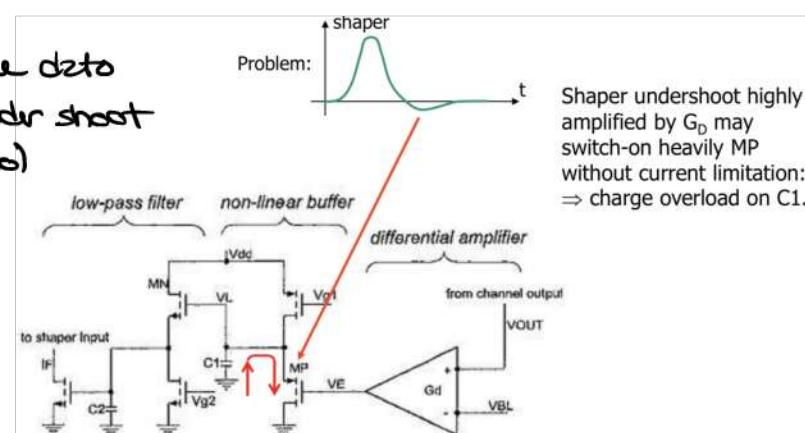
Se noi mandiamo un traino d'impulsi in un AC-coupling abbiamo che questi vanno via via sfiduciosi per zone zona Z

Quello che avremo senza il BH, al catodo se avremo un BH la tensione è sfiduciosa e shiftata di troppo.

Può succedere che volte che il segnale dato dello shaping amplifier abbia un undershoot (dovuto a componenti non al valore perfetto)

Questo undershoot è un problema perché il primo ampli ha un gain molto grande per far saturare subito l'undershoot amplificato al gate del PMOS lo accende e questo scorda il condensatore (non vediamo che posso solo la basetina a scendere il condensatore)

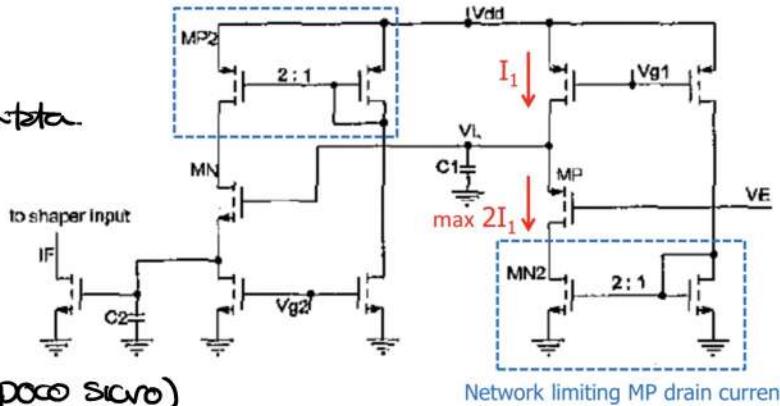
Il fatto di scendere il condensatore è un po' una palla perché per noi lo dobbiamo ricaricare.



Un modo per risolvere questo è
introdurre un Current Limiter per il Pmos.
In questo modo la max current è limitata.

Domanda!! in DC perché abbiamo
 I_S sul top e $2I_D$ in basso?
(il condensatore non lo consideriamo perché
siamo in DC)

(Cre do Perchè un condensatore va in tridio, poco sicuro)



Comparazione numerica tra due Baseline holder

$V_p = 1V$	$G_d = 10$	$V_{dd} = 1.7V$
$\tau_p = 4\mu s$	$I_1 = 10nA$	
rate = 100k counts/s	$C_1 = 200fF$	

$$\delta V_{BL} = V_p \tau_p \text{rate} \cdot K$$

	K	δV_{BL}
Basic	1	400mV
saturation of Gd	$\frac{2V_{DD}}{V_p G_D} = 0.34$	136mV
satur.+SR	$\frac{I_1}{C_1} \frac{2\tau_p}{V_p G_D} = 0.04$	16mV
single stage: sat.+SR+LP	$\frac{2V_{th}}{V_p G_D} = 0.005$	2mV

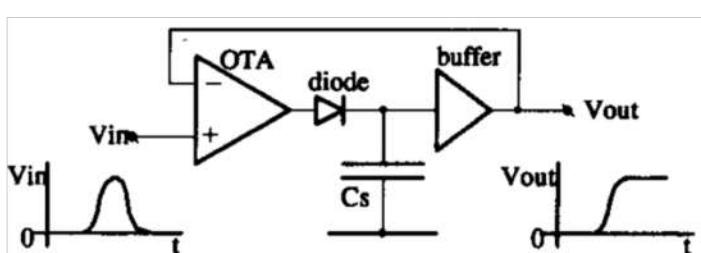
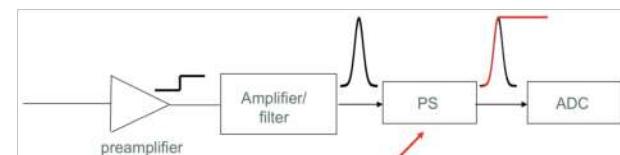
Con un impulso di 1V, è sufficiente tragheto
esse 600mV. Quasi metà, questo è dovuto
alla Regola dei vari segnali.

Al contrario con i nostri circuiti risultano
e ridotte di molto i valori.

Peak stretcher

Lo usiamo per tenere costante il picco dell'impulso che abbiamo all'output del filtro.

Questo ci serve perché l'informazione del
segnale è la sua ampiezza quindi
stabilizziamo l'ampiezza e la mandiamo a un
ADC. (stabilizziamo l'ampiezza perché la
conversione richiede tempo)



Questo è il circuito base di un
peak stretcher.

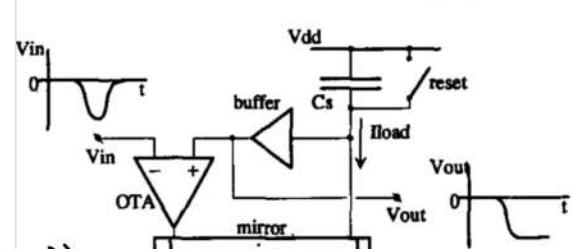
Quando il Diodo è ON e come visto un
buffer perfetto e quindi $V_{out} = V_{in}$.

Quando il segnale d'ingresso supera l'OTA cambia
polarità perché V_{out} è fissato alla tensione
del condensatore (che è la massima del picco) allora perciò si accende il Diodo e
OFF. (quindi il loop è aperto)

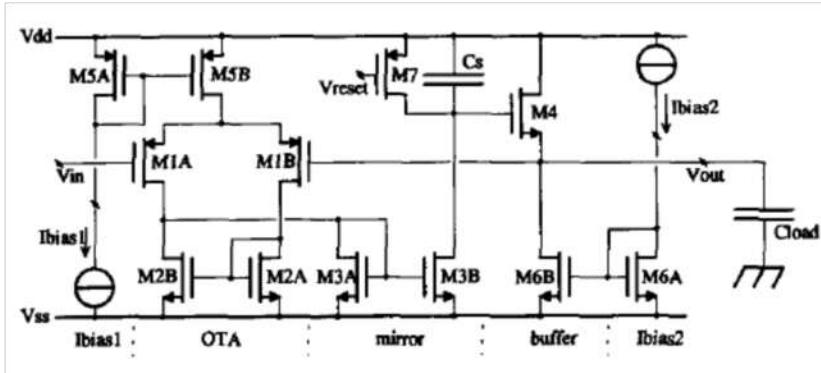
Nella realtà abbiamo uno switch al cei del condensatore e così possiamo
resetare il condensatore quando l'ADC ha finito.

In tecnologia CMOS non c'è were comodo
fare i diodi. Allora possiamo usare
uno specchio di corrente, infatti anche
in uno specchio la corrente può scorrere
solo in una direzione (altrimenti i MOS
verranno OFF).

Quindi sostituiamo il diodo con uno specchio.
(nel circuito abbiamo da funzionare con picchi negativi)



NOTA! Abbiamo feedback sul + dell' OTA perché il mirror fa un inversore della corrente.

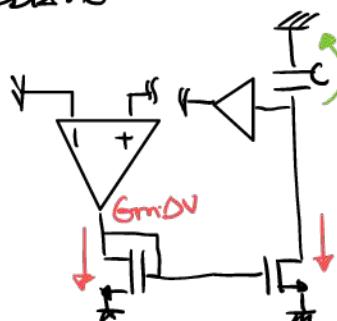


Implementazione CMOS del peak stretcher visto sopra a buffer.

L'unica differenza è che ho una ceduta di tensione tra V_A e V_S di M_4 in DC ma a noi non ci interessa perché a noi interessa solo la terra virtuale.

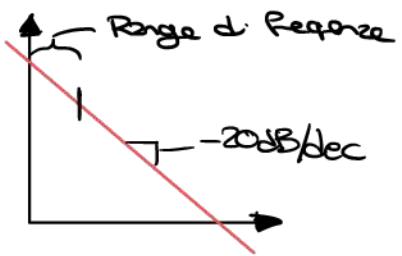
Le figure di merito di questo condensatore sono principalmente 2.

- Quando traccio il segnale dovo essere perché quind dovo fare un Gloop abbastanza alto. Supponiamo di togliere il loop all'uscita del buffer, in questo caso abbiamo



$$G_{loop} = -G_m \cdot \frac{1}{SC} \quad \text{quid}$$

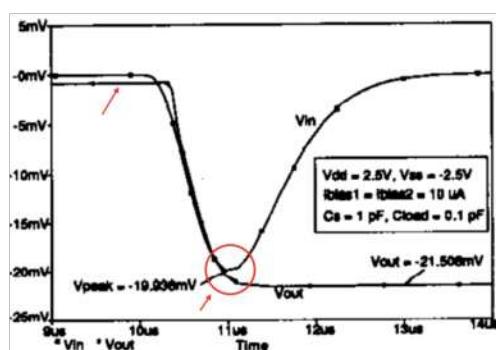
Abbiamo che il G_{loop} cala, quindi noi dobbiamo vedere che sia abbastanza alto nel nostro range di frequenze, altrimenti non tratteremo bene l'impulso.



10.05.2022

3h

Nella rete in dc sui capi di M_4 abbiamo una tensione diversa da quella del condensatore perché abbiamo una tensione V_{AS} ma questo non ci interessa perché abbiamo una terra virtuale quindi $V_W = V_{AT}$ e il condensatore zeroi tensione $V_{out} - V_S$ ma a questo a noi non interessa.



In questa immagine vediamo che il picco da noi registrato ha un offset. Questo significa che il Gloop non è abbastanza grande e che lo specchio non si spegne istantaneamente ma una volta raggiunto il picco e questo porta più carica sul condensatore e quindi l'offset.

Una seconda figura di merito è la drop-rate. Andiamo solo nella fase di hold, in questo caso il condensatore deve mantenere la carica senza perdere niente. Abbiamo che il condensatore è collegato a il mos che lo spegne se c'è offset.

Nella rete in dc i transistor non sono OLF completo e non siano PA quindi andiamo piano piano a scendere o salire a tempo il condensatore (dipendentemente dal verso della corrente). La corrente di condensatore/scaricatore il condensatore sarà la differenza tra la corrente di off di M_7 e M_3B , se sono fortunato queste correnti si annullano (non lo sono).

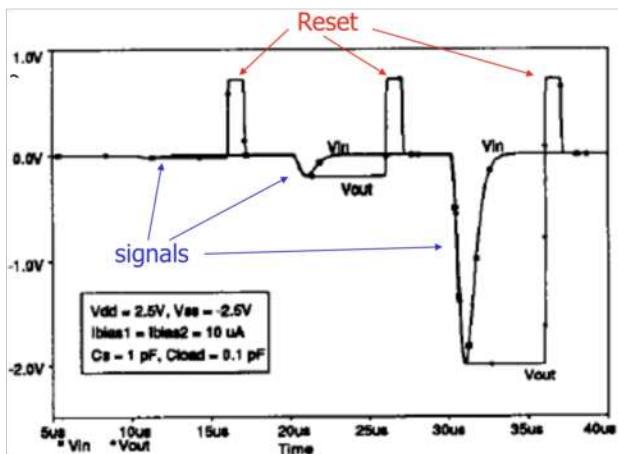
La tempe di tensione su cui si crea il drop-rate ed è caratterizzata dalla formula della slew rate $\frac{dV}{dt} = \frac{I}{C}$

Questa cosa rompe? Dipende! Se il nostro ADC riesce a fare tutti i conti dopo un intervallo di tempo sempre costante creerà droop non è un problema perché abbiamo un errore ma l'errore è costante.

Al contrario se l'ADC converte i dati in tempo random allora questo non c'è perché l'errore non sarà costante.

Allora noi lavoriamo sul volee assalto dell'errore che deve essere $< \pm 1\text{LSB}$.

NOTA: Vediamo che il reset non è connesso a terra ma a VDD, questo lo facciamo perché non c'è la terra nel circuito (dove abbiamo $-V_{SS}$)



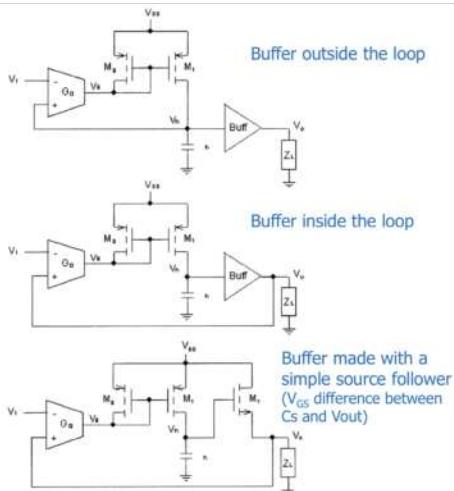
Vediamo che quando facciamo il reset riportiamo il condensatore a VDD.

Quando il reset è rilasciato il circuito torna a fare il tracking della baseline e quindi OK (cioè il circuito funziona in modo standard e il peak steamer fa il tracking della terra).

Vediamo che C_s è il denominatore nella formula del Gloop e il numeratore in quella del droop. Quindi scegliendo C_s piccolo o grande? Dipende e noi preferiremo C_s piccolo per il Gloop ma perderemo un bottino nel droop, quindi dobbiamo fare un trade-off.

Dettegli sui Buffer.

Buffer between C_s and V_{out} is not strictly necessary but helps to decouple C_s from the load.



Different strategies for buffering the output voltage:

The circuits in this slides are drawn for positive shaper pulses.

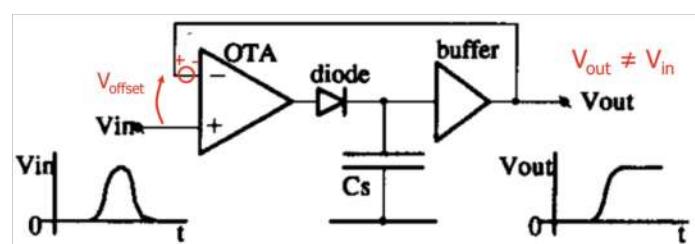
Nella realtà non ci servirebbe un buffer perché potremo costruire il condensatore direttamente all'OTA. Tuttavia noi usiamo un buffer perché l'output del sistema è connesso al mondo esterno e quindi non tutto il percorso è vero.

Quindi noi usiamo un buffer solo per fare un decoupling dal mondo esterno.
Per fare questo abbiamo 3 modi diversi:
Nel primo abbiamo il buffer fuori del loop, non ci serve troppo perché perdiamo i benefici del Gloop.

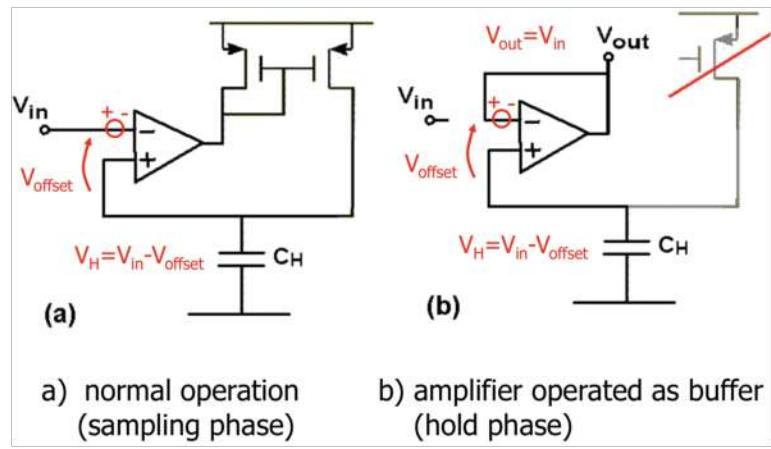
I problemi sono che abbiamo una tensione di offset tra i 2 pin dell'ota.

Abbiamo quindi che $V_{out} \neq V_{in}$, abbiamo una tensione d'offset in uscita.

Torniamo al circuito base iniziale



C'è un modo per togliere l'offset modificando il circuito facendolo lavorare in 2 fasi

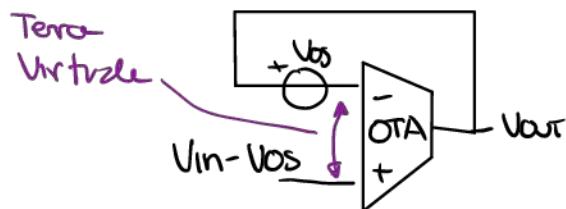


Ora tenete la tensione sul condensatore sarebbe V_{in} ma a causa dell'offset ho $V_C = V_{in} - V_{offset}$.

Visto che noi poniamo la tensione sul condensatore e belli tutto l'offset in uscita

Quando noi abbiamo il picco l'OTA è nulla quindi noi lo aggiungiamo a bufer relativamente alla tensione sul condensatore

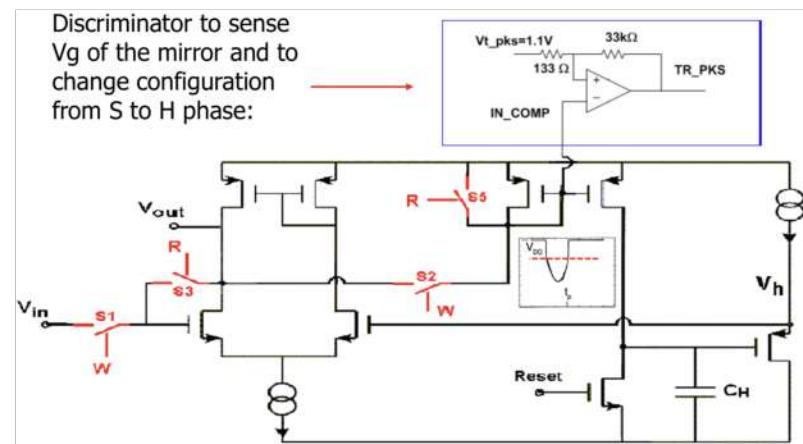
Grazie a questa tecnica noi riusciamo a eliminare l'offset infatti:



$$\text{Altra } V_{in} - V_{os} + V_{os} = V_{in}$$

Ovviamente questo funziona se l'offset è uguale nelle 2 fasi, quella di strappo del dato e quella di bufer (è probabile che sia così)

Ci serve dunque un qualcosa per chiudere a bufer il circuito, questo noi dobbiamo farlo apposta

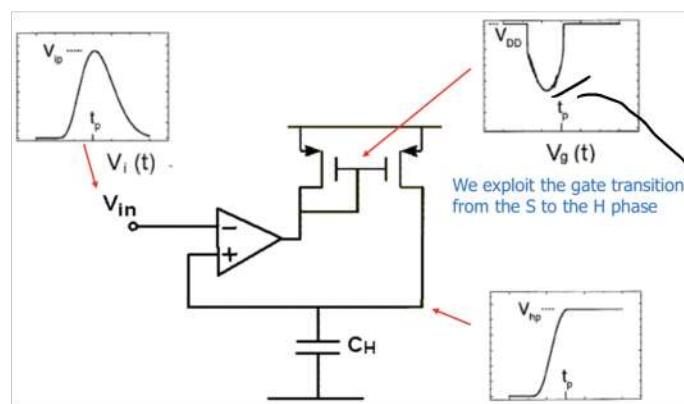


Abbiamo che lo switch S_3 si chiude e mette l'OTA a bufer. Questo non è l'unico switch che dobbiamo aggiungere.

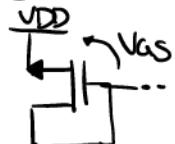
Dobbiamo infatti scattare l'input della tensione d'ingresso, altrimenti già.

Abbiamo poi S_2 e S_5 che sono switch esclusi per servire a scattare l'OTA dello specchio (S_2) e poi abbiamo uno switch S_3 per resettare rapidamente lo specchio (?)

Ma di comanda questi switch? Ovviamente il circuito sa già quando scattare ed è questo che ha una tensione tra tracking e hold e quindi quando la corrente nello specchio si vorrebbe flippare e quindi lo specchio va off. Come facciamo a vedere se lo specchio si spegne?



Quando lo specchio va off succede che V_{as} va a 0 e quindi la tensione al nodo di gate del transistor sale a V_{DD}



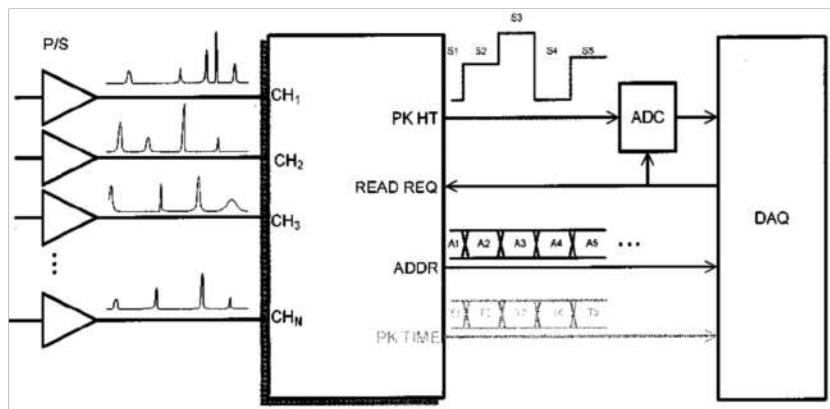
Quando ON $V_g = V_{DD} - V_{t_f}$

Quando OFF $V_g = V_{DD} \rightarrow V_{as} = 0V$

Quando il transistor è OFF, dopo il picco abbiamo che V_{as} torna a 0V.

Possiamo quindi usare uno shmitt trigger per dare un segnale digitale per comandare gli interruttori.

I Peak stretcher possono essere usati anche come memorie analogiche (Simple 2nd hold)



Ci sono diversi ADC a pipeline che convertono ingresso e uscita in tempo standard ma non gradiscono ingressi con impulsi randomici (potrebbe arrivare un impulso prima di lo stesso punto di caricare tutto). Per risolvere questo problema faccio un breve percorso approfondito mettendo la regolarità dell'ADC estremamente alta.

Tuttavia questa soluzione è proprio del cazzo, butta via una mazza di potenza perché non un ADC che lavora a frequenza molto + alta della media degli impulsi.

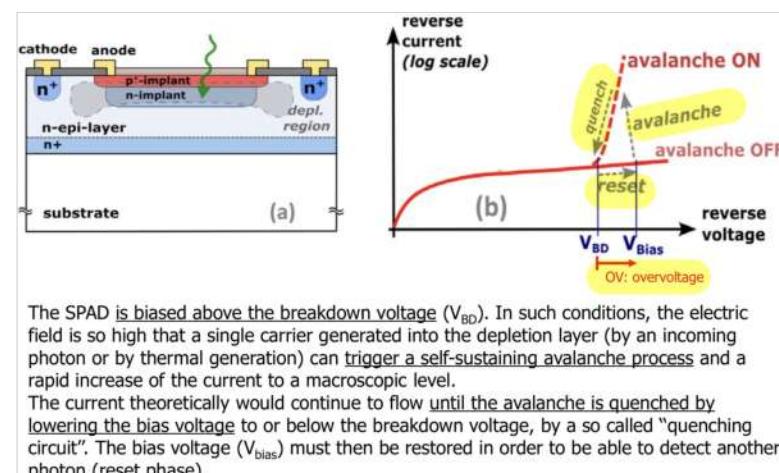
Allora si fa così una de-randomizzazione degli impulsi così l'ADC può convertire tutto tutto i segnali senza sbagli.

Quindi tenete una Deltura di peak stretcher (o messo a schiera temporaneamente gli impulsi).

Silicon Photomultiplier 2nd readout electronics

La vettura può essere spinta così tanto da rendere più relativa con il segnale d'ingresso. Non ho più la relazione $N_{phe,o} = M \cdot N_{phe,i}$

In questo caso ho uno SPAD che lavora in Geiger mode.



Sono in reverse bias e quando non ho segnale ho la costante della reversed current. Tuttavia ad un punto ho la tensione così alta che una vettura può essere attivata.

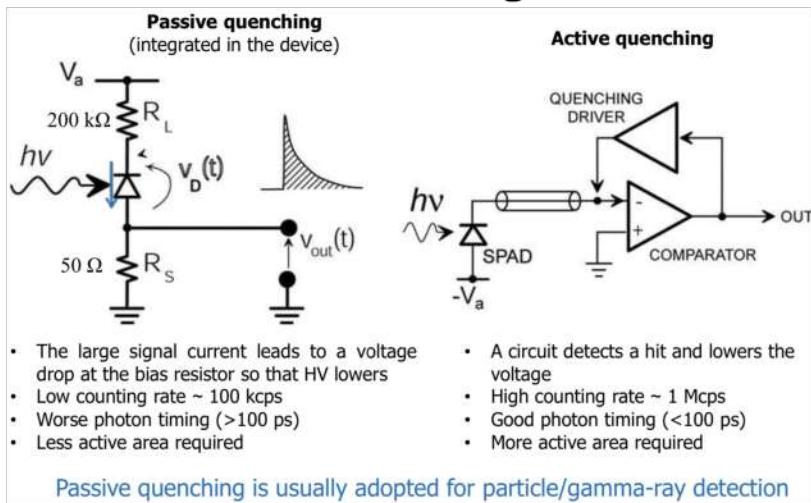
In questo regime il fotodiodo è pronto a ricevere un fotone e avere un'arriva iniziale che fa parte a stessa la vettura.

Quindi se non abbiano fatto ha che la vettura è OFF, altrimenti se ho un fotone scatto sulla curva della vettura.

Non possiamo fare il doppio sempre in vettura ma per numeri reali vettori deve riportarli al vettore base senza vettura, dobbiamo fare un quenching dopo la traccia di breakdown.

La tensione sopra quella del limite del breakdown è chiamata tensione di overvoltage.

Ci sono 2 tipi di quenching



Il modo + easy per leggere la corrente è quello di mettere un resistore e misurare la tensione, come è mostrato nel **passive quenching**.

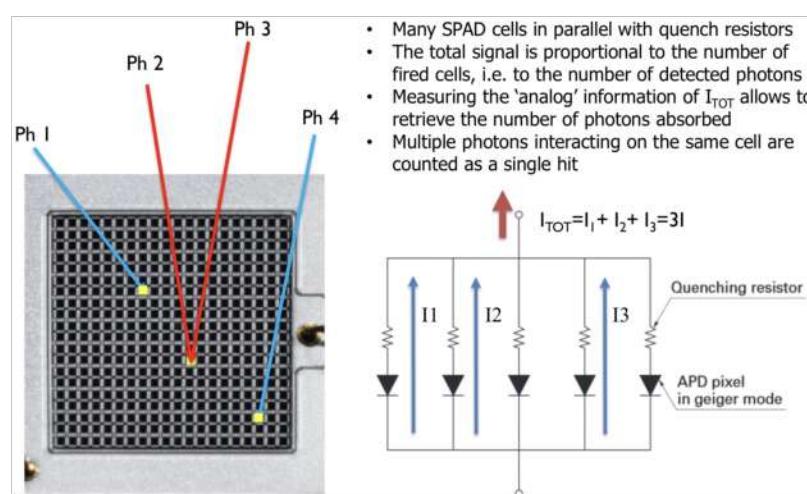
Nel circuito $R_s = 50\Omega$ perché è la resistenza di un cavo coassiale e quindi se \sim 2 volte a un resistore ha impedance matching.

L'altro lato del fotodiodo è connesso alla tensione di bias. Il trich è quello di mettere un resistore R_L in serie al doppio. Quando la tensione è OFF la

corrente è molto piccola quindi la ΔV su R_L è piccola ed è così non ci posso mettere quando ho un bottino di corrente di presa, ho che la caduta sulla resistenza R_L è molto alta e quindi mi si cala la ΔV sul doppio e quindi faccio un auto quenching (passive quenching).

Il circuito di passive quenching è quello usato in medical imaging.

Essere anche un active quenching che sente il picco e va a ridurre la tensione sul doppio per spegnere la valanga.



Il silicon photomultiplier è un array di spad.

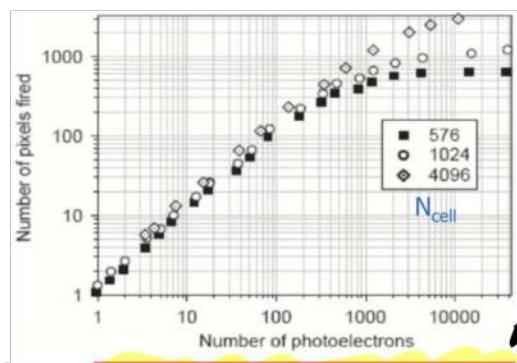
Tutti questi diodi sono messi in parallelo. Quindi il doppio che riceve luce ha solo 2 terminali.

Supponiamo c'è sia un potere che colpisce solo 1 spad, quindi ho una corrente \bar{I} .

Se ho 2 diodi colpiti da 2 fotoni zero $2\bar{I}$ e così via.

La corrente è quantizzata a valori di \bar{I} da \sim dieci su quanti SPAD ho sotto un potere.

Qui dice che posso contare il numero di fotoni (lo che più che posso contare il numero di interazioni) infatti ho ragione, può capitare infatti che 2 fotoni colpiscano lo stesso spad e in quel caso io vedo sempre \bar{I} quindi non conto tutti i fotoni. A noi non piace troppo perché introduce una no linearità nel dispositivo.



Questo è un grafico di quello che accade.

Quando il numero di fotoelectrons raggiunge il numero di fotoni ho saturazione.

Questo lo vediamo bene nella equazione

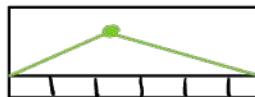
quando N_{ph} è piccolo tutto ok, quando N_{ph} è $\sim N_{cell}$ ho che ho saturazione

Corretto e formula estremamente importante!

$$N_{fired} = N_{cell} \left(1 - e^{-\frac{N_{ph} \cdot PDE}{N_{cell}}} \right)$$

In ogni caso capiamo che in genere possiamo leggere il numero di fotoni leggendo la corrente d'uscita

Posso fare zolle su array di photomultiplier quindi array di SPAD in parallelo. Quindi ho che ogni pixel è quello che conta elettri e se faccio un array posso misurare la distribuzione di luce intorno al numero di fotoni. Questo quindi è un ottimo sistema da usare sulle Anger Camera



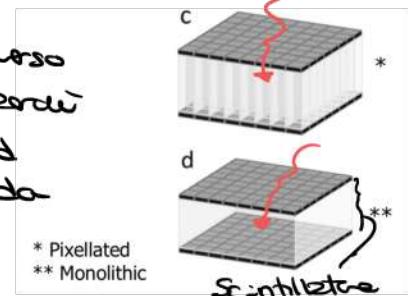
Quindi ogni d' questi pixel conta il numero di fotoni e così usando gli algoritmi possiamo trarre il centroide.



Esempio di un Anger Camera con SiPM vs Silicon photomultiplier

I Silicon photomultiplier sono così sottili da posso mettere da entrambi i lati dello scintillatore così posso ricevere la Depth of interaction.

In questo caso i raggi X possono attraverso il SiPM. Questo non è un problema perché il silicio è trasparente per fotoni ad alte energie e in questo caso c'è va da do.



Oggi c'è molto interesse nei sistemi multimodali:

PET + MRI. L'MRI tuttavia ha grandi campi magnetici che con il PET non vanno bene ma in questo caso i SiPM ci vanno benissimo perché non sono sensibili ai campi magnetici. (nella rete dei campi elettrici sono comunque un po' diversi ma noi non sentiamo questo perché la generazione PN è piccola e quindi la durata degli elettroni è estremamente piccola).

12.05.2022

2h

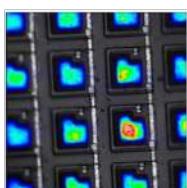
Photodetection efficiency è la capacità di rilevare un fotone

The photodetection efficiency (PDE) of a SiPM is the product of 3 factors:

- the geometrical efficiency (Fill Factor - FF)
- the quantum efficiency (QE)
- the turn-on probability (P_T)

$$PDE = FF \cdot QE \cdot P_T$$

Ci ricorda la quantum efficiency, ma quindi perché parliamo di photodetection efficiency? Perché non c'è solo la quantum (probabilità di generare un elettrone) ma sono anche il Fill Factor (che è la % di area che rileva un segnale)



Qui possiamo vedere due foto spaziate: è sensibile ai fotoni e cioè no. Vediamo che il fill-factor è abbastanza piccolo.

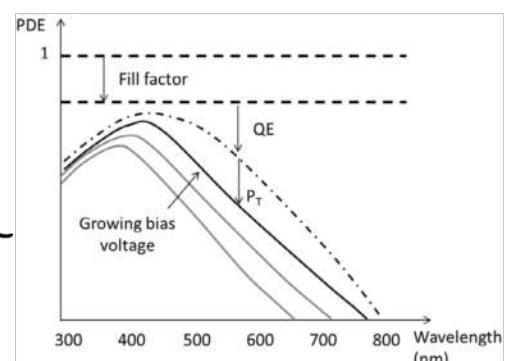
Questa immagine è vera e si può fare perché gli elettroni hanno emesso fotoni quando sono in velozità.

Abbiamo poi la turn-on probability che è cioè la probabilità che un fotone faccia parte la velozità.

Vediamo che la PDE dipende da λ questo perché la Quantum efficiency dipende da λ stessa.

Abbiamo poi il fill-factor che c'è unito al max PDE, ovviamente il fill-factor non dipende da λ xe' e' un parametro geometrico.

La turn-on probability invece dipende dalla tensione di avvoltaggio.



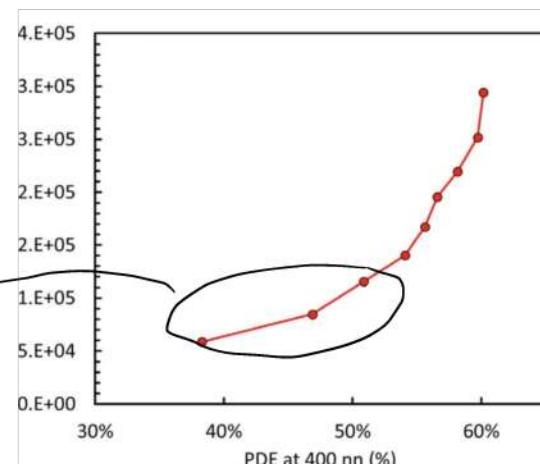
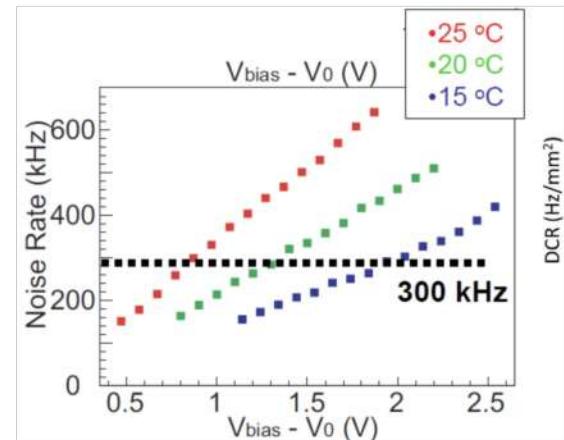
Se aumentiamo l'overvoltage aumentiamo la PDE ma c'è anche il bias negativo cioè la dark current. Se lo spad è troppo sensibile allora ogni volta che abbiammo promozione termica abbiammo una velenza.

Negli spad noi quotiamo la dark current in average che gli promotor (Rappresenta).

Questo perché noi siamo sensibili al singolo fotone quindi non ha senso metterla in corrente ma è importante vedere la sua probabilità statistica. (e comunque è facile passare da n° di elettroni presenti a corrente)

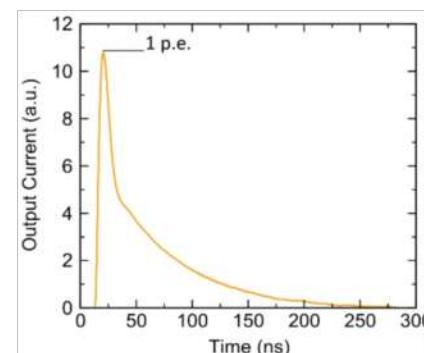
Dal grafico noi vediamo che la Dark Current dipende dall'overvoltage (proporzionalmente). Abbiamo 2 punti opposti (dark current vs PDE) noi vediamo questo grafico che plotta PDE vs dark current togliendo dal grafico la overvoltage (comunque i punti resteranno in cambiamento della Vovervoltage dato che la PDE dipende dalla stessa)

Vedendo questo grafico noi siamo in questi punti visto che abbiamo aumentato di molto la PDE mentre la dark current è aumentata di poco.



Lo spad ha un guadagno dell'ordine di grandezza $10^5/10^6$, cioè per ogni fotone ho 1 milione di cariche. (il guadagno per va proporzionalmente con la tensione di overvoltage)

C'è poi un modello equivalente per il SiPM (che non dobbiamo ricordare)



Questo è il segnale d'uscita di uno SPAD.

Vediamo che se abbiamo un'elettrica molto buona noi possiamo mettere una threshold e misure il singolo fotone (rileva questo singolo impulso nel rumore)

E' quello che vorremo fare nella PET.

Rumore nei SiPM

Il rumore principale è dato dalla dark current, vediamo infatti che abbiamo impulsi random che sono dati dalla generazione termica.

Abbiamo poi effetti secondari, il primo è un after pulse che viene dopo la velenza, infatti può accadere che alcuni elettroni generati durante la velenza siano intercettati nel silicio ma questi

Noise in SiPMs is given by:

- **Primary source: dark count**

pulses triggered by non-photo-generated carriers (thermal / tunneling generation in the bulk or in the surface depleted region around the junction)

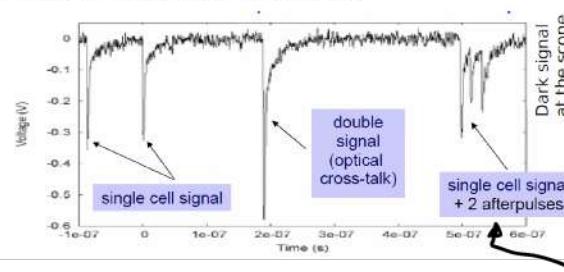
- **Secondary sources:**

- After pulse**

carriers can be trapped during an avalanche and then released triggering another avalanche

- Cross talk**

Photo-generation during the avalanche discharge. Some of the photons can be absorbed in the adjacent cell possibly triggering new discharges



Finita la valanga dopo un tot di tempo escono dalla trap e creano un'altra valanga. Quindi abbiamo una valanga con poco dopo un'altra valanga. A noi questo non piace perché ci rovina il segnale.

Un altro fenomeno è il cross-talk che è dato dal fatto che quando ho una valanga su uno spad ho anche emissioni di fotoni e questi possono essere rilevati dalla cella stessa (creando un double signal) o da celle vicine.

Energy resolution

Credo sia la FWHM

$$\frac{\Delta E_\gamma}{E_\gamma} = 2.355 \sqrt{\frac{\sigma_{N_{pe,out}}}{N_{pe,out}}} = 2.355 \sqrt{v(E_{int}) + \frac{ENF}{N_{pe}} + \left(\frac{ENC_{TOT}}{N_{pe}M}\right)^2}$$

$$N_{pe} = N_{ph}\eta = E_\gamma Y\eta$$



Intrinsic resolution
Poisson resolution
Electronic noise resolution

Parameters:

E_γ : gamma-ray energy

[keV]

Y: scintillator yield

[ph/keV]

η : photo-electron conversion efficiency

[e⁻/ph]

$v(E_{int})$: intrinsic resolution of the scintillator

[]

N_{pe} : number of photoelectrons

[e⁻]

M: multiplication gain

[]

ENF: excess noise factor of the multiplication process

[]

ENC_{TOT} : electronic noise (detectors and electronics)

[e⁻]

Quando avevamo parlato di SNR per gli scintillatori avevamo ottenuto

$$SNR = \frac{N_{pe} \cdot M}{\sqrt{N_{pe} \cdot M^2 \cdot F + ENC^2}}$$

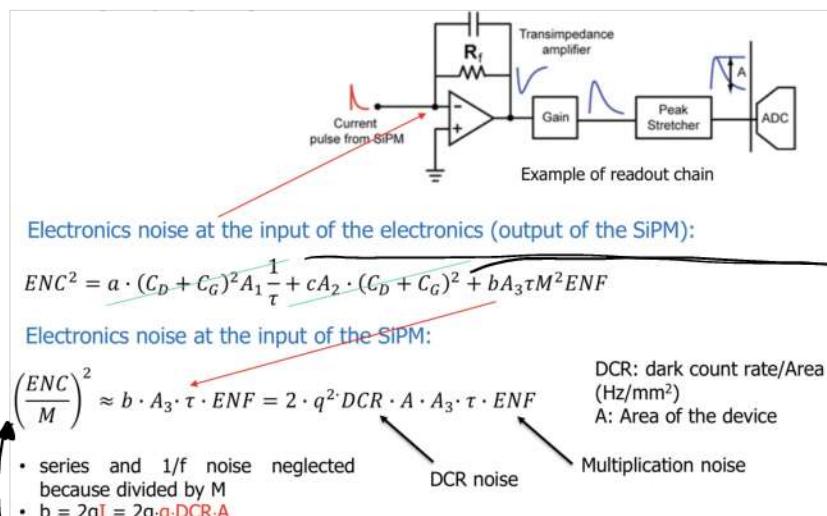
Composta da 2 contributi, quello di poisson e quello del rumore circuitali

Questa formula non è altro che la stessa formula solo invertita N/S risce su segnale

$\tau(E_{int})$ è la risposta dello scintillatore. Infatti uno scintillatore da un impulso di luce che segue poisson. Tuttavia in aggiunta a questo lo scintillatore non è omogeneo e ogni pezzo del scintillatore produce in media un numero di fotoni diverso

Con gli SiPM abbiamo un grande vantaggio infatti nella formula abbiamo un ENC diviso per M che è molto alto.

Tuttavia possiamo dire che l'ENC sia completamente annullata? nonh io c'è anche pieno con queste zetterazze.



Electronics noise at the input of the electronics (output of the SiPM):

$$ENC^2 = a \cdot (C_D + C_G)^2 A_1 \frac{1}{\tau} + c A_2 \cdot (C_D + C_G)^2 + b A_3 M^2 ENF$$

Electronics noise at the input of the SiPM:

$$\left(\frac{ENC}{M}\right)^2 \approx b \cdot A_3 \cdot \tau \cdot ENF = 2 \cdot q^2 \cdot DCR \cdot A \cdot A_3 \cdot \tau \cdot ENF$$

DCR: dark count rate/Area (Hz/mm²)
A: Area of the device

- series and 1/f noise neglected because divided by M
- b = 2qI = 2q · q · DCR · A
- DCR noise
- Multiplication noise

Nei calcoliamo il rumore all'input.

Nei vogliamo riuscire a rilevare i singoli fotoni ma questo significa che l'ENC/M deve essere < 1 photo electron.

Potrei non considerare tutta questa parte perché ENC^2 è diviso per M^2 e quindi diventano trascurabili.

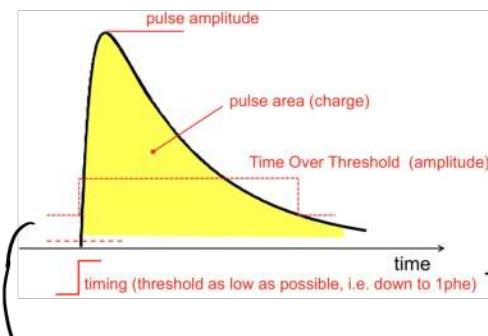
La prima contributiva è ancora rilevante perché è moltiplicata per M^2 .

A rimane dunque la shot noise. Nei siamo abituati a avere $b = 2q I_{dark}$ noi abbiamo che la dark current è espressa in termi di dark count rate [es 600 KHz/cm²] quindi per avere la corrente noi moltiplichiamo per area e per densità.

Digital SiPM

Ci sono degli SPAD speciali con dell'elettronica integrata, il vantaggio di questi dispositivi è che possono killare la dark current.
Si è infatti dimostrato che la generazione della dark current non è uniforme ma ci sono degli SPAD molto + rumosi degli altri. Quindi noi potremo spegnere gli SPAD + rumosi, tuttavia così facendo noi perdiamo quantum efficiency.

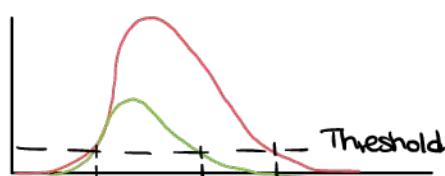
Misura del segnale del SiPM



Questi sono tutti i possibili dati che possiamo estrarre da un impulso.

Metto la threshold + bassa che posso in base al rumore che ho per ottenere un time stamp.
Non posso metterla troppo bassa perché abbiano i dark counts.

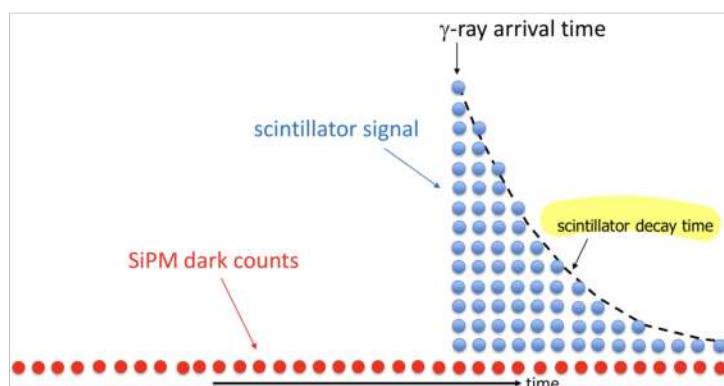
Possiamo anche misurare la durata dell'impulso tra 2 threshold. Questa misura di tempo è proporzionale all'ampiezza



Quindi io posso calcolare la pulse amplitude con semplici circuiti di timing.
tuttavia abbiamo lo svantaggio che la durata non è lineare con l'ampiezza dell'impulso.

Teoria del filtro ottimo per il segnale

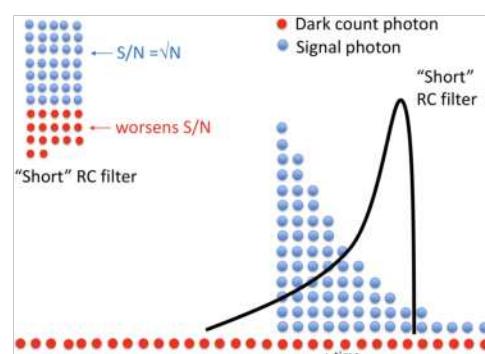
I miei renici sono gli impulsi di dark current di 1phe dato che le altre fonti di rumore sono trascurabili.



(Acco che qua noi stiamo parlando di tutto all'input e per questo ce consideriamo la dark current noise di 1phe)
Noi supponiamo che la dark current sia distribuita uniformemente (non lo è ma così è + facile)

Pot essere dimostrato che quando abbiamo un segnale e un sistema con risposta $R(t)$ allora il segnale Risch è il primo convoluto il secondo.

Dobbiamo trovare la miglior $R(t)$ per il nostro segnale. Nel nostro caso l'RC filter è molto buono

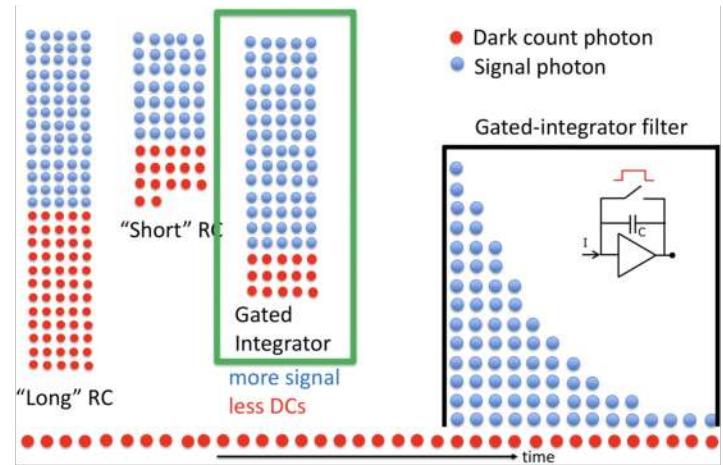


Per semplicità noi consideriamo il segnale come le pulsioni dentro l'intersezione dei 2 segnali.

Allora noi potremo provare a cambiare la durata dell'RC filter ma vediamo che cambia perdiamo troppo rumore

Possiamo allora usare un Gated Integrator così facendo noi ci riduciamo il filtro quando abbiamo il segnale e nell'altro caso lo zprima.

In questo caso noi prendiamo tutto il segnale e prendiamo la meno dark noise possibile.



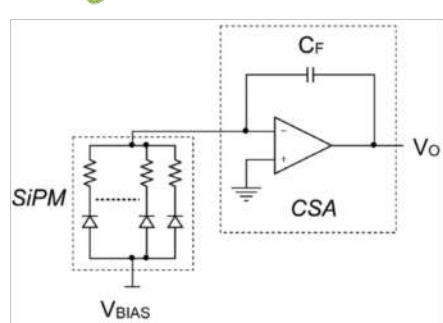
13.05.2022

3h

(soluzioni quindi)

Lettura degli SPAD

• Charge preamplifier

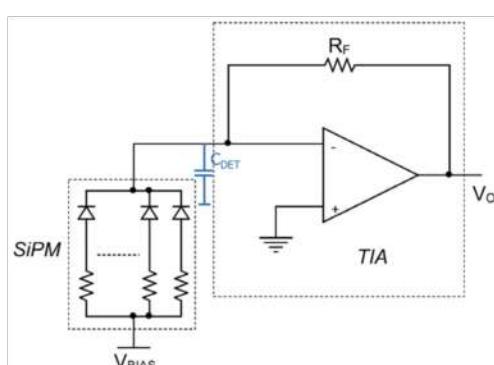


Noi integreremo la carica data dal dispositivo. Tuttavia c'è un circuito non molto adatto per questi dispositivi. Il problema è la quantità di carica, infatti il device fornisce un impulso molto grande.

Infatti da uno scintillatore per pot abbiamo circa 2000 e^- che sono da moltiplicare per il fattore moltiplicativo dello spad $M=10^6$.

Allora quindi una uscita di circa 320 pC. Se noi abbiamo una tensione di uscita di 1V allora il condensatore in feedback deve essere $C = Q/V = 320 \text{ pC}/1\text{V}$ quindi C deve essere 320 pF. È un numero troppo grande per un IC.

• Transimpedance Amplifier



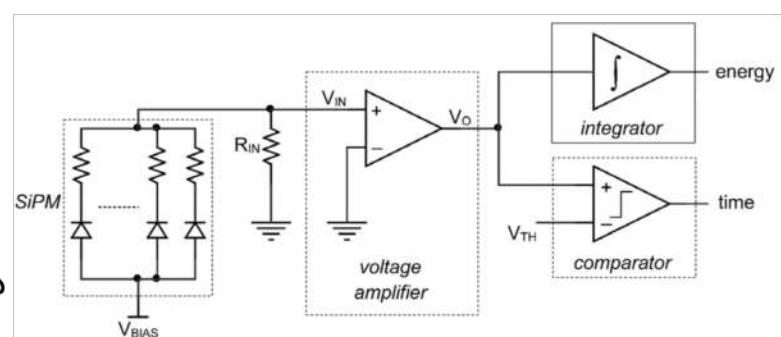
La corrente è convertita in tensione tramite la legge di Ohm. Il vantaggio di questo circuito è che non c'è un integratore ma conserva la forma dell'impulso (dato che la legge di Ohm è proporzionale) e quindi questo circuito ci va bene per fare il timing (dato che la shape della corrente è quella a goccia della tensione).

Questo circuito non ci va bene per un peak steamer perché l'impulso è troppo veloce.

Dobbiamo stare attenti alla stabilità del circuito, infatti abbiamo la capacità del detector (che è molto zeta $\approx n\text{F}$).

• Voltage readout

Facciamo una conversione ancora più semplice per trasformare la corrente in tensione. Ci serve inizialmente la grande corrente degli SPAD. Qui siamo costretti dalla stabilità quindi open loop.

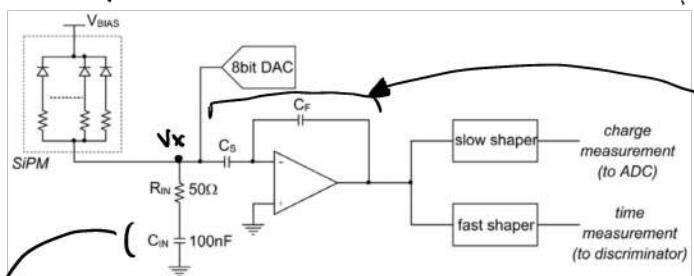


Poi il segnale viene mandato su 2 path uno per prendere il time stamp e l'altro per calcolare l'integrazione.

Qui l'integratore possono usare perché non c'è un input e noi possiamo mettere un demoltiplicatore per togliere segnali.

Tuttavia questo circuito ha un grande ritardo negativo. Visto che siamo in open-loop abbiamo che V_{IN} cambia e quindi noi modificando anche i bias dello SPAD, no buono. Noi dobbiamo scegliere la resistenza piccola così non variamo molto il segnale.

Esempio di circuito voltage readout.



Abbiamo che R_N è 50Ω per abbassare l'impedenza.

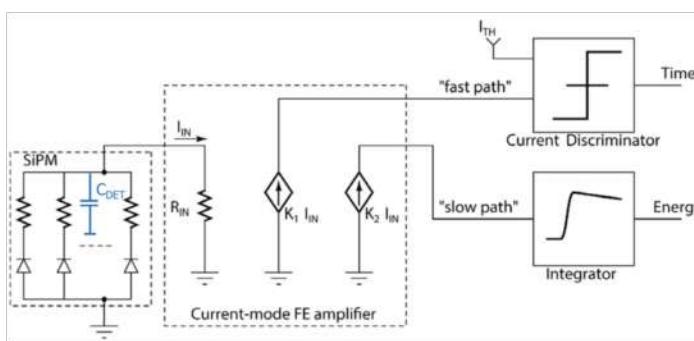
Abbiamo poi un voltage amplifier
Punto a condensatori al posto delle resistenze
Data da variano i condensatori non abbiano
Corrente in DC che scorre nel circuito

La resistenza non è messa a terra direttamente ma c'è anche un grande condensatore. Questo è fatto per non limitare la DC tensione V_X alla resistenza R_N , se non avessimo il condensatore avremmo una corrente in DC su R_N e quindi la tensione V_X sarebbe legata in quel modo a R_N .

Data che la tensione V_X non ha nessuna componente DC ora se il DAC posso decidere di mettere la tensione che voglio per scegliere la corrente netta.

Quando ho il segnale il condensatore di R_N è un corto e quindiabbiamo il circuito standard.

• Current readout



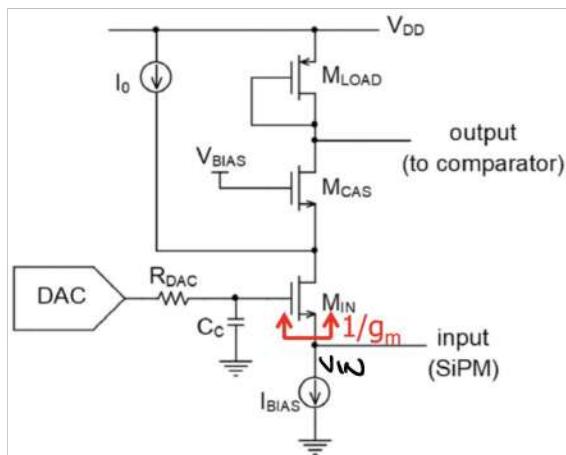
La corrente degli SPAD è letta tramite un current buffer.
Il current buffer ha $Z_{IN} \approx 0$ così tutta la corrente va lì, poi il circuito fornisce la corrente al secondo stage identica a com'era in ingresso.
Il vantaggio del buffer è che possiamo fare una demoltiplicazione dei segnali.

Nel circuito vediamo che abbiamo 2 output ognuno moltiplicato per un fattore $K < 1$. Abbiamo 2 output perché abbiamo 2 richieste, ma per l'integrazione è l'altro per il time discriminator.

K_2 deve essere piccolo perché per fare l'integrazione e se la corrente è troppo grande devo mettere un C troppo grande.

K_1 invece lo possiamo tenere grande tanto ci interessa solo superare quando passano una threshold.

• Esempio di Current readout



Il transistor M_{IN} è un cascode. Il gate di questo transistor è comandato da un dc così che la tensione V_{IN} sia uguale a quella del gate perché far uscire da follower (INDC !!). Modificando V_{IN} noi variamo la tensione d'ingresso degli SPAD.

La corrente degli SPAD entra nel transistor e c'è poi un altro cascode. Sol tan per noi abbiamo un transduttore di flusso da carico.

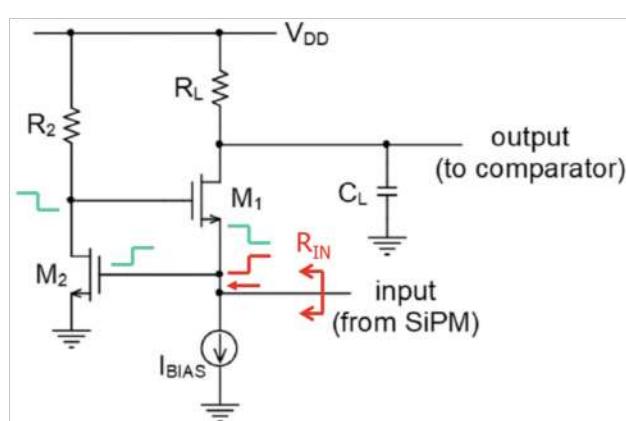
Il circuito base possiamo vederlo così →



Ma l' $1/g_m$ del transistor non dovrebbe essere piccola?

Nel lo facciamo grande facendo scorrere pochi corrente in quel modo usando un gen di corrente in parallelo per arrivare a I_{BIAS} . I_{BIAS} dovrà essere grande perché noi vogliamo che l' $1/g_m$ del transistor di input sia piccolo.

• Current readout 2

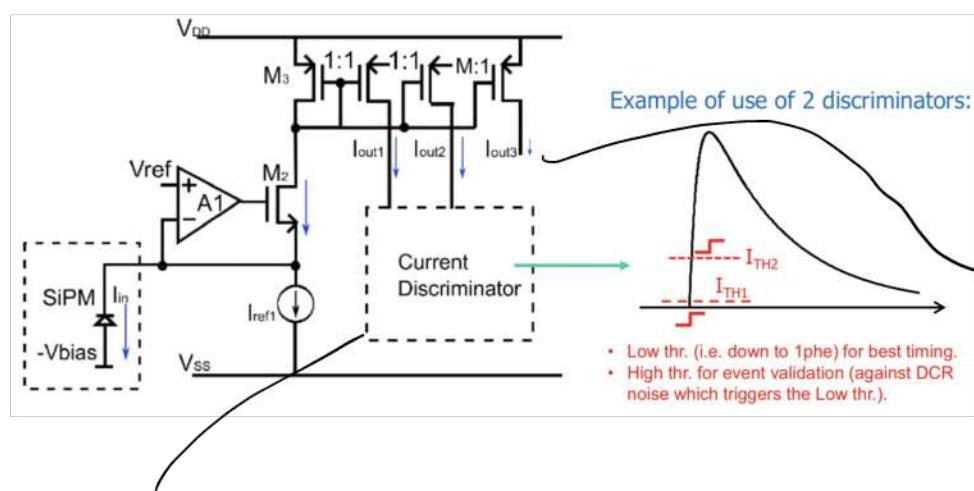


Aggiungiamo un cascode in negative loop in questo modo riduciamo di molto la corrente di input

$$R_{IN} = \frac{1}{1 - G_{loop}}$$

Dove abbiamo che $G_{loop} = -g_m R_2$

• Altro circuito



Il principio di funzionamento è identico agli altri.

Solo che qui non convertiamo la corrente in tensio attraverso una resistenza.

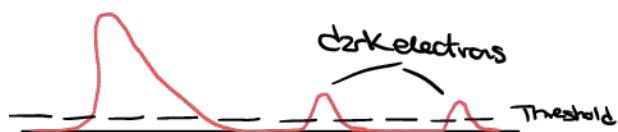
Nei possiamo correggere direttamente qua un integrale. Dato che la corrente è il voto + picco abbiamo il problema del condensatore.

Abbiamo un current discriminator che fa la comparazione tra un threshold e corrente in ingresso, se la corrente d'ingresso è > della threshold ha un segnale. Abbiamo 2 correnti per i discriminatori perché vogliamo 2 threshold una bassa e una + alta. Ma perché abbiamo 2 threshold?

Quando vogliamo fare un trigger per l'arrivo, i timestamp noi vogliamo fare la threshold il primo possibile (questo perché così possiamo avere più foto per

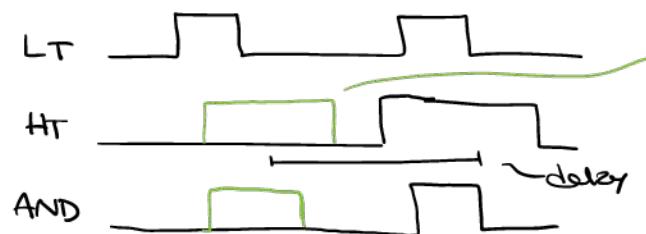
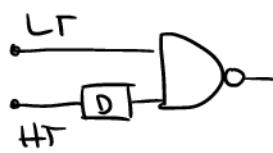
Per il trigger, se supero la threshold mi sono + fasti e quindi ci vado + tempo).

Tuttavia noi dobbiamo ricordare che abbiamo anche abbiano anche i dark electrons. Se noi riduciamo la threshold troppo sotto anche i dark counts fanno triggerare il mio sensore.



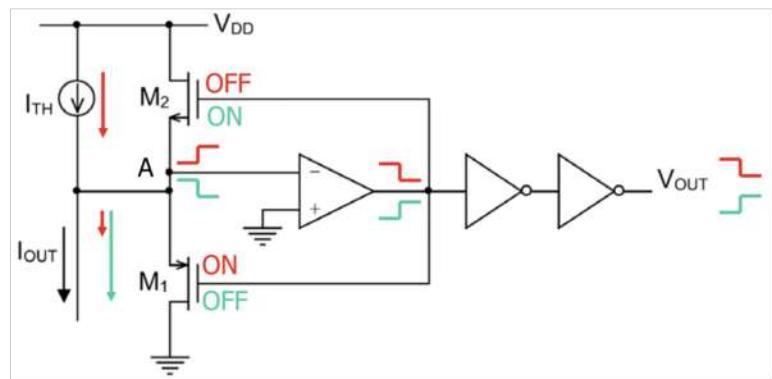
Se noi vogliamo non prendere i dark counts dobbiamo abbassare la threshold ma perdiamo il timing.

Ma io posso usare 2 threshold e metterle in AND, così facendo io mi "certifico" il trigger. Dovrò comunque il segnale della fast threshold con un delay nella AND. Ci sarebbe senno la AND va a 1 quando ho il 2° impulso e quindi non sarei a niente.



Questo è due dovette essere il segnale della high threshold, noi lo ralentiamo così che si vada a contrarre con il segnale della low threshold seguente.

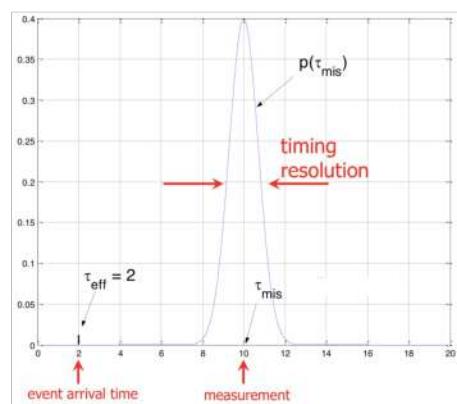
• Current discriminator



Abbiamo una corrente I_{TH} che è il nostro segnale. In +abbiamo una corrente di riferimento I_{TH}. Se la corrente è sotto I_{TH} abbiamo che M₁ si deve accendere. Stessa cosa succede al contrario per M₂.

Quindi questo è un circuito instabile che sta in 2 stati dipendentemente dal valore della corrente.

Timing



Quando abbiamo un evento ci interessano come del tempo prima di rilevare il segnale.

Ma quello che ci interessa veramente è la timing resolution (che è la larghezza della distribuzione gaussiana di tempi)

Cioè ci interessa che tra + misurazioni diverse non abbiano poca distanza.

Il delay a noi non ci interessa + & troppo perché ci interessa il tempo relativo tra 2 eventi.

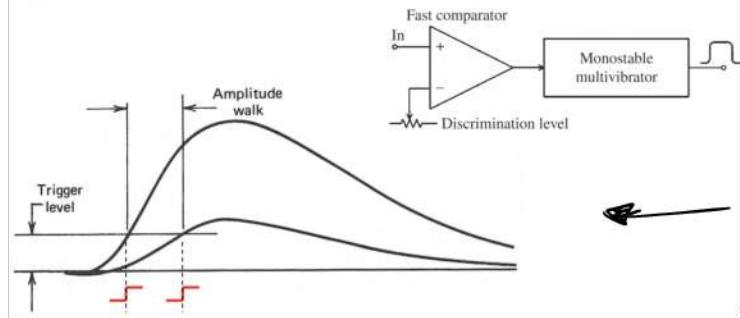
Queste sono le 3 tecniche che utilizziamo per effettuare il timing.

- Leading edge triggering
- Zero-crossing timing
- Constant Fraction timing

I segnali iniziali di tutte queste 3 tecniche è il segnale del Preamplificatore (non abbiamo quasi mai un baseline step), molte le segnali sono rumorosi e questo è uno scatto quando superano una threshold.

• leading edge

Goal: to detect the time in which the pulse crosses a given threshold



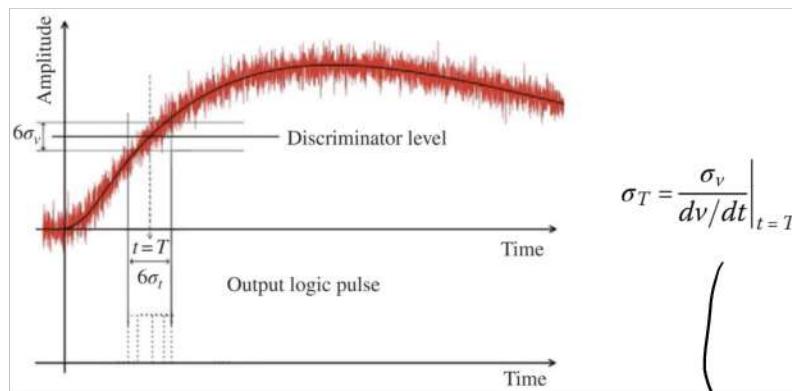
È un classico e semplicissimo
comparatore

Il problema è che la trigger
position è dipendente dalla
ampiezza del segnale

Se il segnale è grande ha la threshold
scatto se il segnale è basso ha la
threshold + tau.

Questo è un problema se gli impulsi vengono in ampezzata.

Se misuro anche l'ampiezza posso modificare/regolare il timing in base
all'ampiezza, infatti l'amplitude walk è deterministico.



$$\sigma_T = \frac{\sigma_v}{dv/dt} \Big|_{t=T}$$

Abbiamo poi che il nostro segnale è estremamente rumoso. ha quindi una regola d'incertezza d'ampiezza.

No ce noise waveform produce jitter in uscita.

La soluzione per questo è che l'impulso malto perché così non ho perturbante jitter.

Vediamo però che il jitter orizzontale dipende dalla durata del segnale.

Se la durata è ∞ (grado) ho 0 orizzontal jitter ma se ho rumore verticale. Tuttavia per avere un grado debbo avere banda estremamente alta quindi ho + rumore di fondo. Dovendo tenere un compromesso.

19-05-2022

2h

Se mi faccio un zoom dove il segnale passa la thresholdabbiamo che

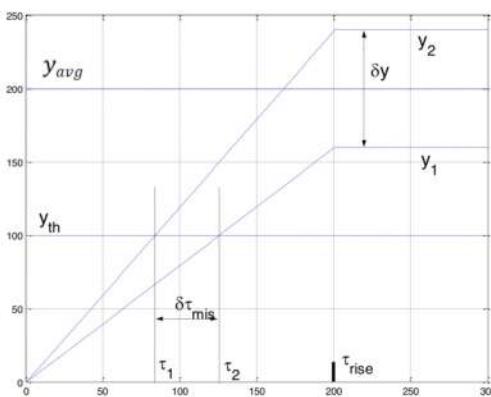
Supposing a linear rise of the signal, if its amplitude changes around an average value \bar{y} , the variation of τ_{meas} as a function of variations of the amplitude δy is given by:

$$\delta\tau_{meas} = -\frac{y_{th}\tau_{rise}}{y_{avg}^2} \delta y$$

where y_{th} is the level at which the threshold is placed

Time walk reduces with:

- Lower threshold (vs. noise)
- Shorter rise time (vs. noise)
- Larger signal (vs. S/N)



Come abbiano fatto abbiano un amplitude walk che zero questa formula

Nella formulaabbiamo in yavg questo seno perché ha una relazione diretta con la perdita dei 2 segnali

Vediamo che il mismatch di tempo dà perde direttamente della posizione della threshold, ma abbiamo il rumore e quindi dobbiamo stare $V_{th} \approx 5\text{-}10$

Poiché noi vorremo impulsi + rapidi (ma questo vuol dire + rumore preso in input) e vorremo avere ampiezza del segnale + zetta

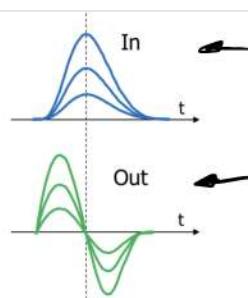
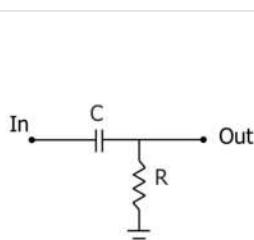
• Zero crossing timing

È una nuova tecnica che cerca di risolvere i problemi del leading edge trigger.

Noi facciamo in modo che il segnale sia bipolare (positivo e negativo) e noi non cerchiamo più quando il segnale passa una threshold ma noi diciamo il timestamp quando passano lo zero. Noi abbiamo che il punto d'arriveramento dello 0 è indipendente dall'ampiezza.

Il lato negativo è che il trigger è latenza dell'arrivo del segnale perché dobbiamo aspettare che scenda a 0. Questo non è un problema se abbiamo un'applicazione in cui dobbiamo fare la differenza tra 2 impulsi (POT) perché i 2 delay si cancellano fra loro.

Questa tecnica è facilmente realizzabile.



- To obtain the bipolar pulse, different types of shaping may be employed, among them a semigaussian signal suitably derived. These types may also offer the advantage to improve the S/N ratio at the output of the filter.
- Note: best shaping time for amplitude measurements is not necessarily best shaping time for timing \Rightarrow separate channels for amplitude and timing

Noi prendiamo il segnale e lo filtriamo con un filtro gaussiano. Fatto ciò mandiamo questo segnale in un C-D-Rifer (derivatore)

Ottengo quindi in uscita la derivata del segnale che è bipolare. Per ottenere la derivata è 0 quando sono sul picco del segnale. Noi supponiamo che il peaking time è sempre lo stesso, allora ho il picco sempre allo stesso tempo e quindi croso lo zero sempre allo stesso tempo.

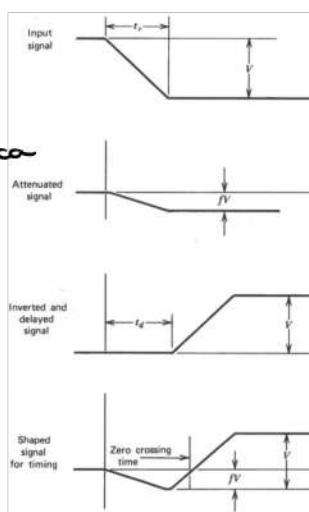
Noi vediamo che lo shaping time ottimo per l'ampiezza non è necessariamente quello ottimo per l'arrivo (C deve essere più veloce) allora capiamo che noi possiamo sfruttare il R-Heggy a semigassiano già utilizzato per l'ampiezza.

Esiste anche una tecnica alternativa per generare lo zero crossing e si chiama Constant fraction timing

In questo caso non facciamo nessuno shaping

Supponiamo di avere un "dopo" preamplificatore e cerca un impulso standard che ha un tempo di salita tr. Noi prendiamo l'impulso e lo atteniamo.

Poi prendiamo il segnale originale lo flippiamo e lo riferendiamo e poi noi facciamo la somma dei 2



It is similar to the previous method, except for the shaping of the bipolar pulse, $y_{bip}(t)$.

The input signal $y_{in}(t)$ is taken, attenuated by a suitable factor f_r , and it is again added to an inverted and replica of $y_{in}(t)$ delayed by a time t_d .

Usually the best attenuation factor is ranging from 0,1 and 0,2, while t_d has to be larger than the rise time τ_r of the pulse.

It is obtained:

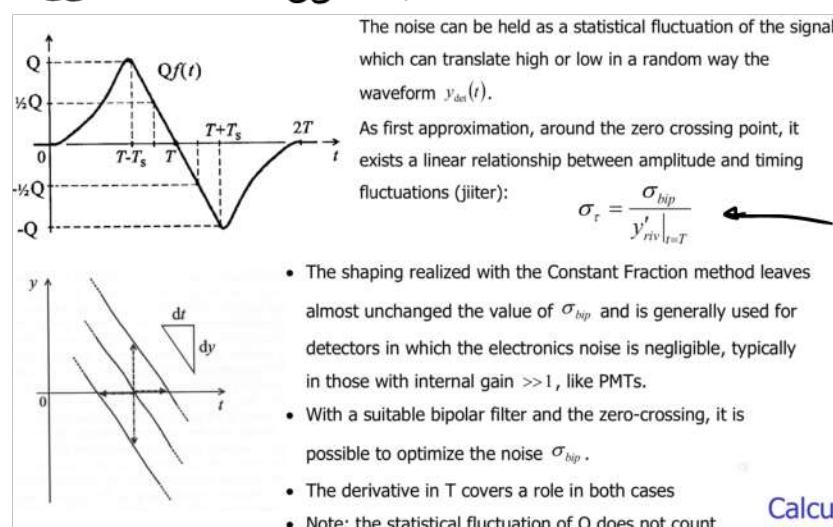
$$y_{bip}(t) = f_r y_{in}(t) - y_{in}(t - t_d)$$

The zero-crossing time results independent from the amplitude of the signal.

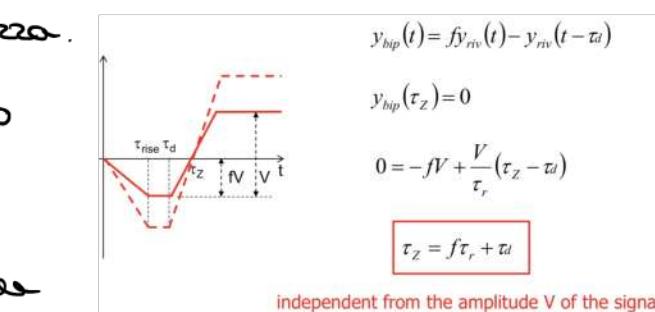
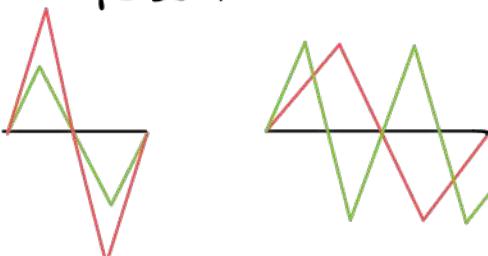
Ottieniamo quindi un segnale bipolare, può essere dimostrato che questo zero crossing time è indipendente dall'ampiezza.

Ma quando queste due facce dobbiamo usare? Il prodotto della seconda struttura è che non dobbiamo fare lo shaping ma ci serve solo un delay e un attenuatore (per fare il delay ci basta un certo cassone). Ma dato che questa tecnica fa solo calcoli algoritmici noi non modifichiamo il rumore di fondo con la prima tecnica noi facciamo un filtraggio e riduciamo il rumore.

Ma per cui questo discorso sul rumore? Perché noi dobbiamo riuscire a leggere il passaggio per lo zero.



La deviata dipende dall'ampiezza e 2 punti di ampiezza dipende anche dallo zero crossing time (credo intendo frequenza)

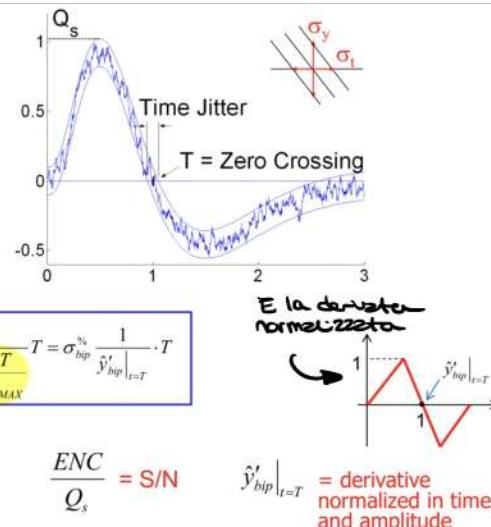


Chiamiamo T lo zero crossing time.

Noi facciamo uno zoom nell'area di attivazione di ϕ . Notiamo che abbiamo sempre la formula del time jitter (vertical filtreto fatto la derivata).

Adesso noi facciamo elencate le probabilità di questa formula esplicitando alcuni parametri

Calculation of the time jitter:



Allora noi esprimiamo la deviata per questi valori, moltiplichiamo e dividiamo per "ampiezza y_{MAX} e per lo zero crossing T .

Noi prendiamo la deviata moltiplicata per T/y_{MAX} , questa è la deviata normalizzata per ampiezza 1 e zero crossing 1.

Poiché ho anche il rumore chiuso per l'ampiezza che è l'opposto del SNR quindi posso scrivere il NSR come ENC/Q_s quindi ottengo che "time jitter" è:

$$\sigma_r = \frac{\text{ENC}}{Q_s} \cdot \frac{1}{|y'_bip|_{t=T}} \cdot T$$

Più piccolo è T meglio è. (quindi facciamo il segnale + schizzetto possibile) Abbiamo poi anche la deviata normalizzata del segnale.

Ottieniamo quindi delle istruzioni da questo

$$\sigma_\tau = \frac{ENC}{Q_s} \frac{1}{\hat{y}'_{bip}|_{t=T}} T$$

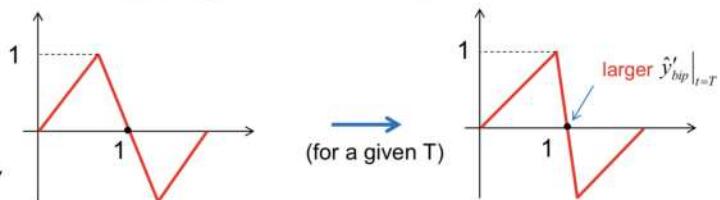
time jitter reduces with:

- small ENC (but look to dependency from T^*)
- large Q_s **
- small T (but be careful to preamp rise time)
- large $\hat{y}'_{bip}|_{t=T}$

*question: considering ENC dependence on T , do we overall improve or not σ_τ by reducing T ?

**question: how the choice of the scintillator and photodetector have an impact here?

increasing $\hat{y}'_{bip}|_{t=T}$ to minimize time jitter?



but increasing $\hat{y}'_{bip}|_{t=T}$ has an effect also on ENC through the filtering factors

Nel vogliamo ridurre minimo (TUTTOVA DOBBIANO ricordare che l'ENC dipende dalla shaping time e il nostro shaping time ora è lo zero crossing T. Capiamo dunque che abbiamo un trade off perché se riduce T l'ENC va aumentando)



Nel se mettessimo $T=\emptyset$ avremo che il rinculo va a ∞ . Ma chi

de' 2 effetti va vincendo. Nel ci spostiamo nel grafico dell'ENC verso sinistra e quindi la componente principale dell'ENC sarà quella sines rase (ENC^2 della sines rase va con T quindi ENC va a $1/T$). Abbiamo quindi 2 componenti una che va con T e una che va con $1/T$ quindi se poniamo che c'è effettivo ridurre T perché comunque migliorano.

Cose la salta di un photodetector e un scintillatore zero o peggiorano la formula? Io voglio + segnale possibile così Q è + zero e la durata è + perdite.

vedo poi che modificando la forma dell'impulso indipendentemente dagli altri fattori. La seconda forma è migliore della prima.

Non possiamo perche all'esterno questo perche l'ENC resta anche con la forma del segnale (il coefficiente A_1 (che è quello che c'è interessa) è dipendente dall'integrale del quadrato della deviazione del segnale d'origine) (perciò siamo a sinistra nell'ENC).

Reducing zero crossing time vs preamplifier rise time

- Ideal Case: front-end rise time supposed to be zero

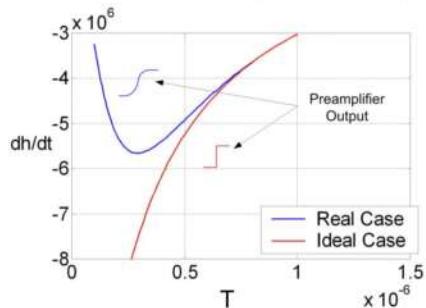
\Rightarrow the derivative tends to $-\infty$ by reducing the zero-crossing time

- Real case: front-end rise time limited by three main effects:

- detector collection time
- rise time of the preamplifier
- scintillator decay time



Pulse derivative at the Zero Crossing time T vs. T (defined our shaping time of the filter)

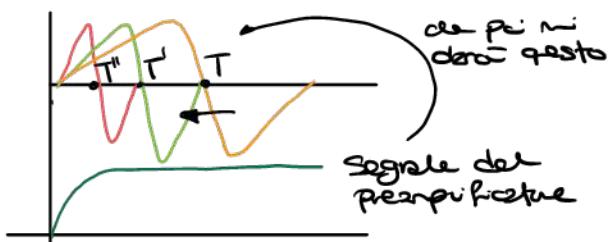


\Rightarrow the abs. value of the derivative has a maximum and then its reduces to zero because of the rise time of the preamplifier.

\Rightarrow there is an optimum shaping time for the derivative

Dobbiamo ricordare che il preamplificatore non è ideale.

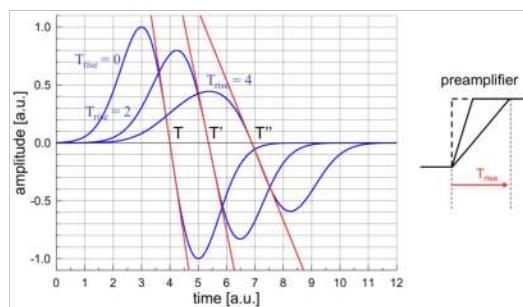
Nel vogliamo ridurre la T per avere vantaggi;



vediamo il grafico. Mi pongo la deviazione vs shaping time.

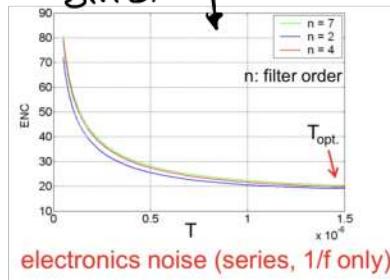
desiderate noi potemo andare a $T=\emptyset$ ma se il preamp non è ideale noi non possiamo generare un segnale netto (come quello del preamp) un segnale bipolare con $T=\emptyset$ è nato piccolo. Nel possiamo andare al min ad avere uno shaping time = al tempo di salita del preamp (lo vediamo nel grafico nella curva bw)

Vediamo che è lento è il trise niente e la devia del segnale bipolare

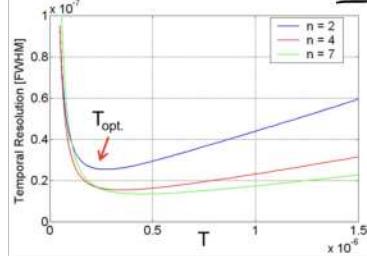
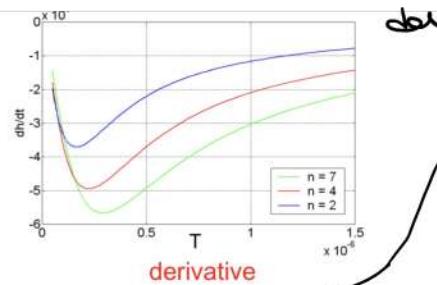


Esempio di relazione delle performance di timing

È l'ENC solo preso a sinistra ↓



Questa è l'absolute derivative (è migliorabile anche di due ordini di più)



$$\sigma_t = \frac{ENC}{Q_s} \frac{1}{\hat{y}'_{bip}|_{t=T}} T$$

Notes:

- An optimum T exists for timing measurement
- T_{opt} for amplitude meas. different than T_{opt} for timing meas. !!

Risultato finale dell'electric noise dato da curva e ENC.
Vediamo che c'è presente per ogni curva un tempo ottimo (capremo che non possono coincidere con $T=\infty$)

Notiamo che il T_{opt} dell'ENC (per l'ampiezza) è molto diversamente per il timing T_{opt} è molto basso

Capremo quindi che non possono usare gli stessi Ritr per ampiezza e per timing.

• Time 2 amplitude converter

Per la PDR tipo C serve la distanza tra 2 impulsi. La Time 2 amplitude converter fa sì che lo abbia una tensione proporzionale alla distanza dei 2 impulsi. Faccio questo integrando una curva sul condensatore accendendo al primo impulso e spegnendolo al secondo.

• Time to digital converter

c'è un'altra tecnica ancora più facile, ho un counter e un clock che conta la distanza tra i 2 impulsi.

20.05.2022

3h

I coefficienti A_1, A_2, A_3 della formula dell'ENC sono assolutamente indipendenti dalla shaping time. (Mi sa che dobbiamo separare le formule finiti dei 3 coeff. e da cosa dipendono)

Digital radiography

(torniamo ai raggi X) è una discussione su pannelli che sanno leggere i raggi X che passano attraverso un paziente.

Noi non stiamo lavorando più in un sistema che processa individualmente i fotoni ma noi li integriamo per un tempo prefissato. Quindi la nostra immagine non è più composta da eventi singoli come nella PCT. Il lato negativo è che noi perdiamo le informazioni d'energia di ogni singolo evento.

Un tempo si usavano dei film per usare i raggi X, andavano bene molto bene perché avevano una grande spatial resolution. Ad oggi abbiamo pannelli di pixel che tuttavia hanno una risoluzione minore dei film.

Clinical Task →	Chest radiology	Mammography	Fluoroscopy
Detector size	35 cm × 43 cm	18 cm × 24 cm	25 cm × 25 cm
Pixel size	200 μm × 200 μm	50 μm × 50 μm	250 μm × 250 μm
Number of pixels	1750 × 2150	3600 × 4800	1000 × 1000
Readout time	~ 1 s	~ 1 s	1/30 s
X-ray spectrum	120 kVp	30 kVp	70 kVp
Mean exposure	300 μR	12 mR	1 μR
Exposure range	30 - 3000 μR	0.6 - 240 mR	0.1 - 10 μR
Radiation (quantum) noise	6 μR	60 μR	0.1 μR

Questa è una tabella che mostra le caratteristiche di una macchina a raggi X. (Non vorrei sapere i numeri esatti ma solo se sono grandi o piccoli)

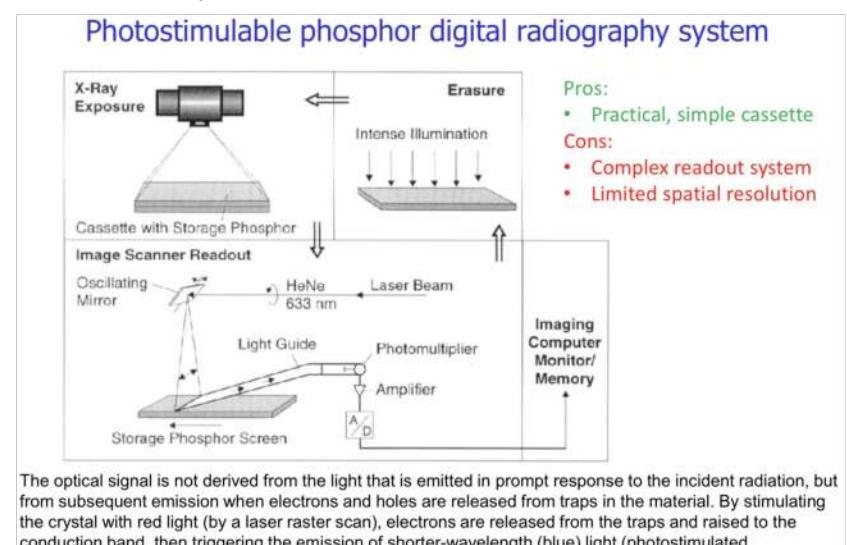
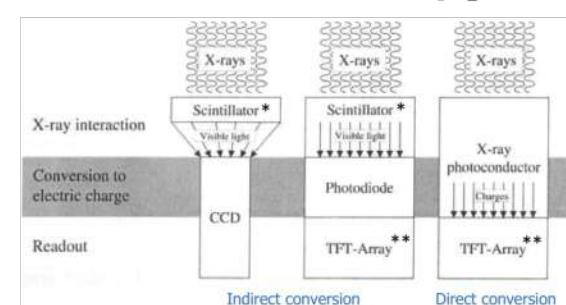
Questi numeri ci servono per capire che tipo di tecnologia abbiamo usato (se abbiamo fatto un pannello 40x40 non possiamo usare la stessa tecnologia della fotocamera del telefono).

Teneteci di notare che il tubo e raggi X

Un modo per ottenere queste foto è fornire una cassetta al fosforo. Quando un raggio X arriva su questa cassetta ha di eccitare un elettrone che va a interagire ed in alto livello energetico.

Poi prendo la cassetta e la metto in un apposito che fa un laser la scatenare. Questo laser ha abbastanza energia da far saltare gli elettroni in zona di conduzione, questi poi tornano in zona di valenza emettendo fluorescenza. Noi poi rileviamo questa fluorescenza e riceviamo l'immagine.

Abbiamo poi dei pannelli altri che generano istantaneamente i segnali per generare l'immagine. Questi possono essere a conversione diretta o indiretta. (diretta non nel silicio ma in un elemento chiamato X-ray photoconductor)

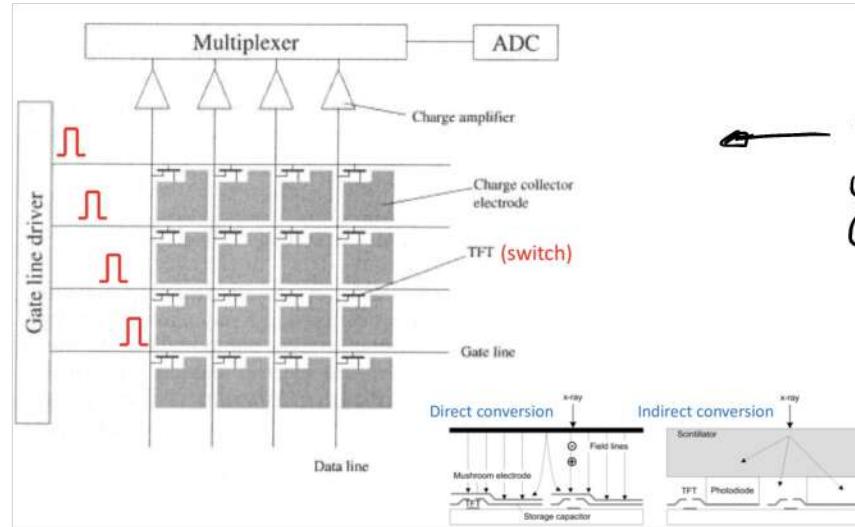


Affiancate due o più scintillatori qui non riceviamo il singolo evento.

Potremo poi usare o no la tecnologia TFT, è una tecnologia molto adatta per queste applicazioni (sia diretta che indiretta).

Se usiamo la tecnologia CCD ci sono una grida di linee per rendere la linea del CCD nella parte piatta del CCD.

Thin Film Transistor



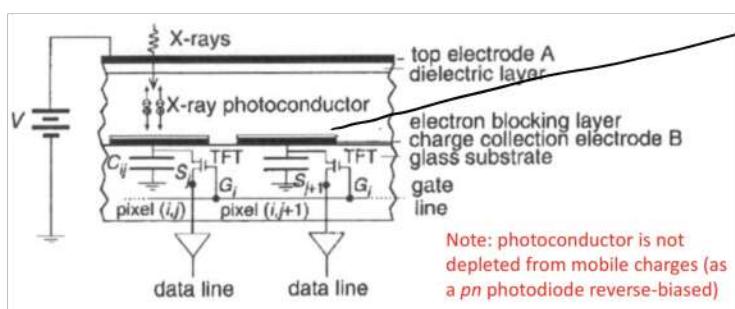
Il vantaggio di questi è che costano poco.

Ho un array di pixel composto da un elettrodo che "salva" la carica (tipo condensatore) che ho ricevuto nel tempo d'esposizione. Questa carica è letta dai transistor che lavorano come interruttori.

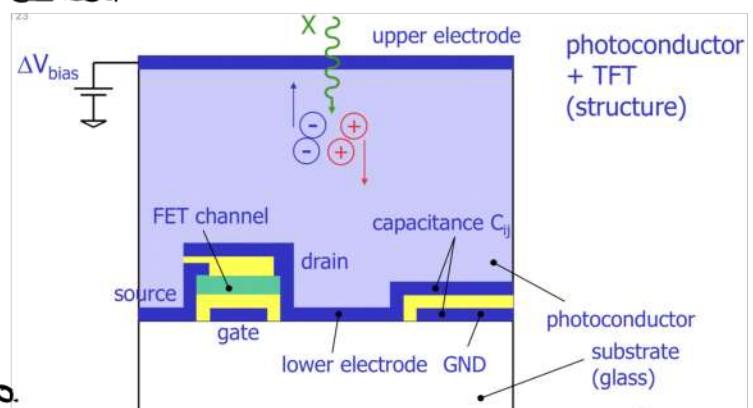
Vedo che ho molti transistor collegati alla stessa data line, non c'è un problema perché i transistor sono attivati linea per linea.

Adesso analizzeremo come la carica è immagazzinata nel pixel. Ci sono 2 strategie, la prima è la direct conversion, la seconda è quella indiretta.

Direct Conversion



Questo pietto è il pietto superiore del nostro condensatore che salva la carica.

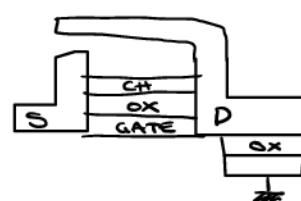


TFT technology: Si amorphous hydrogenate (a-Si:H), semiconductor deposited as thin layer from silane gas (SiH_4) in a plasma chamber

La tecnologia TFT usa materiali amorfi che significa che i materiali sono messi uno sopra l'altro ma non devono soddisfare uno specifico motivo cristallino. Sono difficili da usare ma sono più abbondanti costano solo un MOS anche se non è perfetto non è importante.

Il nostro MOS è molto basico ed è fatto così il drain è sia il drain sia il pietto superiore del condensatore.

Vediamo che il drain s. estende sopra il transistor, questo non serve per il funzionamento del mos, questo non serve solo per prendere la carica (+ grande è questo elettrodo + carica negativa ← prendere).



Questa tecnologia è così versatile da passare su di lei il photocapacitor (che ha un elettrodo sopra perché deve avere una tensione di bias).

Ma cos'è sto photodiode?

L'unico esempio di detectore a conversione diretta è la PN junction in inverso (ci ricordiamo che anche per gli X-ray c'è il Unite).

In questo caso infatti usano il photodiode, è un materiale che una radiazione cambia leggermente la condutibilità del materiale. (la radiazione cambia la resistenza) ma a me questo fenomeno non mi interessa.

Per noi i photodiode sono materiali che i raggi X generano coppie elettronica. (ma è la stessa cosa d'una giunzione PN perché qui siamo in zona depleta). I photodiode per ottimizzare non sono depleti quindi ho ancora molto carica mobile (dato che non ho zona depleta). Questo non è catastrofico perché assorbe raggi X di 160 KeV non c'è senso in sensore molto spesso (alcuni milimetri) e quindi abbiano buona probabilità di la carica generata dal raggio X arrivare all'elettrodo senza essere recombinate. (Questo è il motivo per cui non usiamo questa tecnica per i raggi X che hanno 511 KeV quindi ci sentirebbe un materiale troppo spesso e avremmo recombinazione sicura).