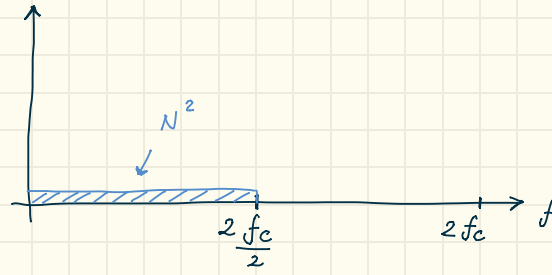
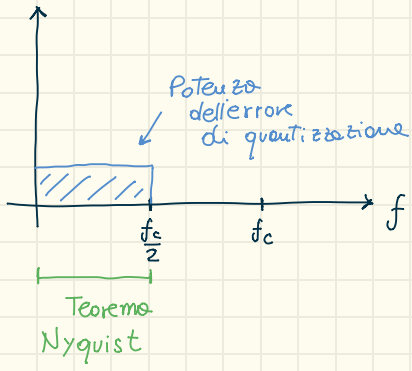


## Recap convertitori a sovra campionamento

\* esempio bacinella



## NOISE SHAPING

Spingiamo il rumore ad alta frequenza *fuori* dalla banda a noi interessata.

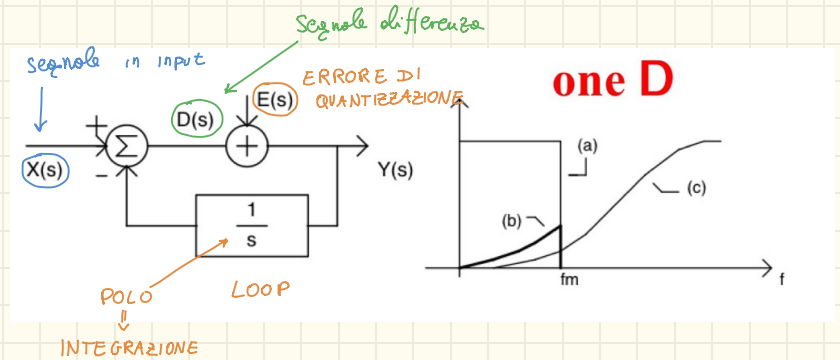
Come? **Modulazione delta**

L'obiettivo è spostare fuori banda il rumore.

La nostra banda utile va da una frequenza pari a zero fino a  $F_c/2$ . Quindi ci basta concentrare il rumore oltre  $f_c/2$  per non trovarcelo più nel segnale convertito in digitale (visto che le frequenze oltre  $f_c/2$  non riusciamo a convertirle).

Vediamo come i segnali vengano moltiplicati per un fattore nella variabile  $s$ ; quel fattore rappresenta un **filtro passa alto**, ovvero amplifica le alte frequenze ed attenua quelle basse; il problema è che distorce completamente il segnale.

La nota positiva è che così facendo il **segnale** (totale) viene **shiftato a destra**. Vediamo però che  $Y(s)$  è composto da due termini:  $X(s)$  ovvero il segnale in ingresso, ed  $E(s)$  ovvero l'errore di quantizzazione, ed entrambi sono moltiplicati per il filtro.

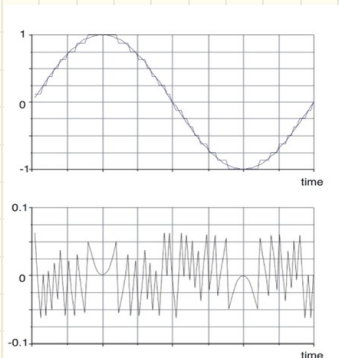
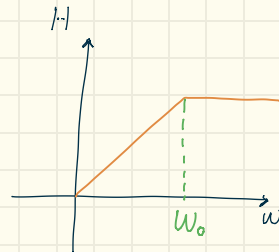


$$\begin{cases} Y(s) = E(s) + D(s) \\ D(s) = X(s) - \frac{1}{s} Y(s) \end{cases} \Rightarrow Y(s) = E(s) + X(s) - \frac{1}{s} Y(s)$$

$$\Rightarrow Y(s) \left( \frac{s+1}{s} \right) = E(s) + X(s)$$

$$\Rightarrow Y(s) = \frac{s}{s+1} E(s) + \frac{s}{s+1} X(s)$$

FILTRO PASSA ALTO



Se sommiamo l'errore di quantizzazione al segnale digitale convertito, otteniamo proprio il segnale analogico originario.

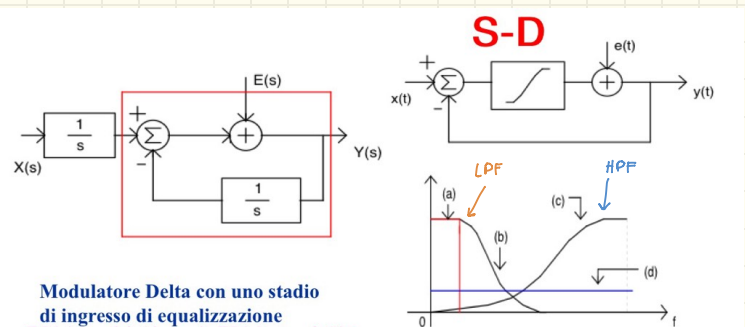
### Operazione sigma - delta

Siccome abbiamo fatto passare il nostro segnale attraverso un filtro passa alto, lo abbiamo "rovinato" e reso poco utilizzabile, anche se lo abbiamo shiftato a destra. Effettuiamo quindi l'operazione sigma delta: prima di passare il segnale al blocco con retroazione appena visto (filtro passa alto), lo facciamo passare attraverso un **integratore**.

Questo ha come effetto quello di moltiplicare  $X(s)$  per  $1/s$ , in modo da far semplificare l'altro polo del blocco in retroazione.

Ma **attenzione!**

Solo con il segnale  $X$  viene semplificata la  $S$  al numeratore, la  $s$  al numeratore resta nell'errore, e quindi abbiamo un filtro passa alto per l'errore (quello che ci serve) ed un filtro passa basso sul segnale in ingresso.

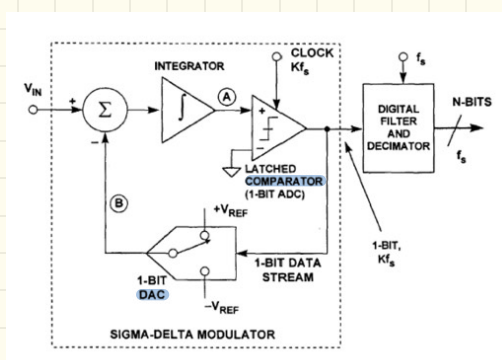


$$Y(s) = \frac{1}{1+s} X(s) + \frac{s}{1+s} E(s)$$

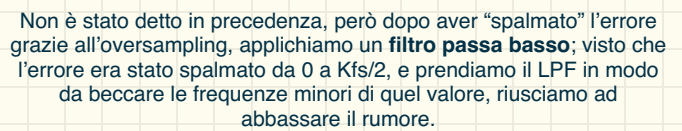
LTP      segnale      HPF      errore

Abbiamo separato il segnale dal rumore

Ci basta porre un **filtro passa basso** per recuperare il segnale che ci interessa.



#Domande esame



← TOP DI GAMMA

Block diagram of a first-order sigma-delta modulator. The transfer function is given by:

$$Y(s) = \frac{1}{(1 + s^2)} X(s) + \frac{s^2}{(1 + s^2)} E(s)$$

Block diagram of a second-order sigma-delta modulator. The transfer function is given by:

$$Y(s) = \frac{1}{(1 + s^3)} X(s) + \frac{s^3}{(1 + s^3)} E(s)$$

SIGMA-DELTA MODULATORS  
SHAPE QUANTIZATION NOISE

Graph showing the magnitude response of a digital filter. The x-axis is frequency, with markers at  $f_s/2$  and  $Kf_s/2$ . The y-axis represents magnitude. The graph shows a rectangular pulse representing the ideal filter response, and two curves representing the magnitude response of first-order and second-order sigma-delta modulators. The first-order curve is a smooth, low-pass filter response. The second-order curve is a steeper, more rectangular low-pass filter response, indicating better noise shaping.

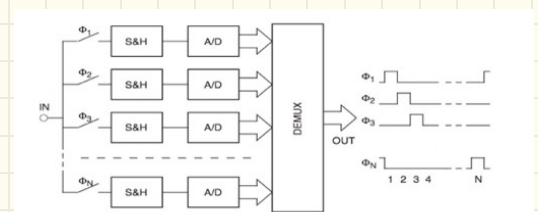
The diagram illustrates a BPSK system with feedback and noise-shaping. The top part shows the feedback loop with error signal  $E(z)$  and a summing junction. The middle part shows the forward path with two 1st order noise-shapers and a BPN block. The bottom part shows the input signal  $x(n)$  and the output signal  $y(n)$  with a feedback path.

in questo tipo di modulatore preleviamo il valore del segnale **sia prima che dopo il nodo sommatore  $E(z)$**  e così facendo estrapoliamo il rumore di quantizzazione andando a sottrarre il segnale di dopo (di nodo sommatore) al segnale di prima (del nodo sommatore) Vol segno negativo.

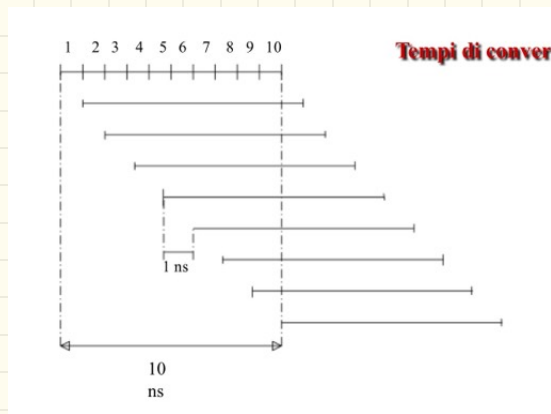
Entrambi i segnali risultanti  $Y1(z)$  ed  $Y2(z)$  vengono inviati ad un **BPN - Bit-Processing-Node** che ci permette di processare i due errori ed eliminare ulteriormente il rumore.

## MODULATORI PER ALTISSIME FREQUENZE (GHz)

- **Ogni ADC campiona il segnale a tassi diverse**

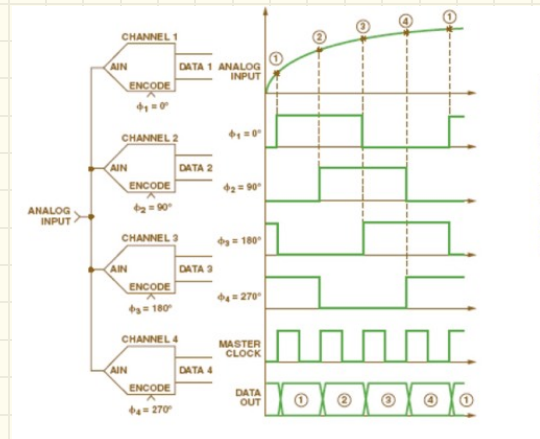


Il demultiplexer ciclizza gli ingressi in modo da leggere un solo input per volta. Questo è possibile perché i convertitori sono sfasati tra di loro di un ritardo a noi noto (che usiamo per triggerare il demux).



Anche se un singolo convertitore fa intercorrere 10ns tra un campione e l'altro, se mettiamo in successione 10 ADC (sempre da 10ns) possiamo ottenere un campione **ogni nano secondo (1ns)**.

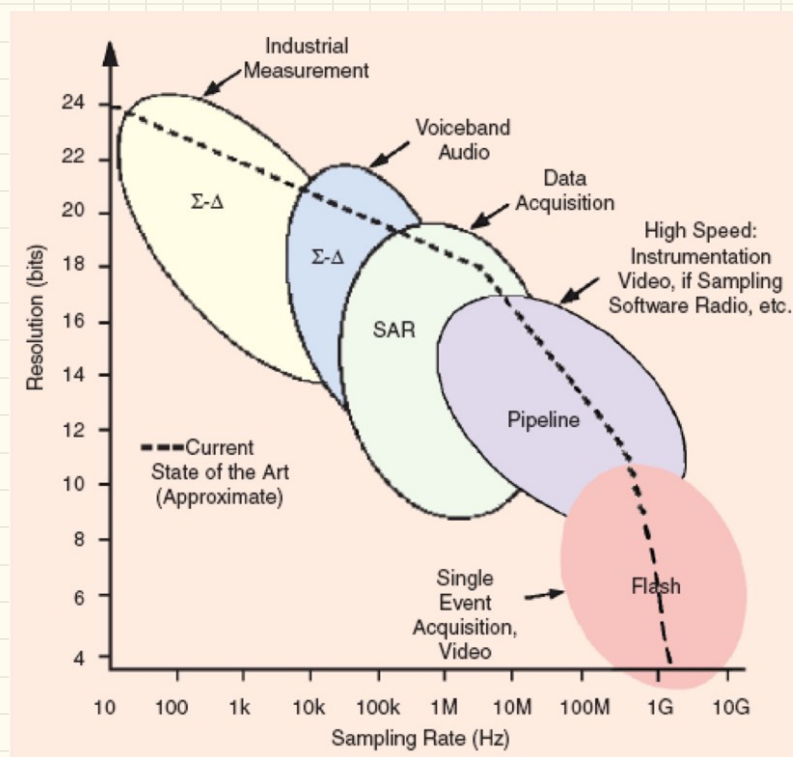
Un periodo di 10ns corrisponde a 100MHz, usando 10 ADC possiamo ottenere dei campioni ad 1GHz, ovvero 10ns.



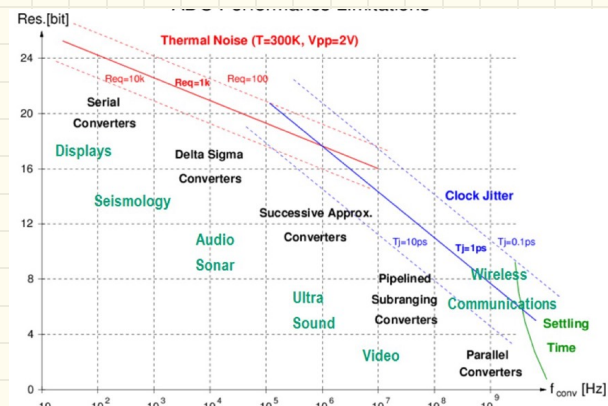
## PROBLEMI

Siccome stiamo campionando nell'ordine dei nanosecondi, la **temporizzazione è di fondamentale importanza**; se la dinamica strettamente temporizzata della macchina viene meno, è facile intuire che già a partire dal demux avremo problemi.

## RECAP ARCHITETTURE



Tecnica	Risoluzione	Velocità	Costi
Conversione Seriale	Alta >12 Bit	Bassa <1kHz	Bassi
Approssimazioni Successive	Media 8-14 Bit	Media <10MHz	Medi
Conversione Parallela	Bassa 6-10 Bit	Alta <100MHz	Alti
Sigma Delta	Alta >12 Bit	Bassa-Media <1MHz	Bassi



□ La scelta dell'architettura dipende dall'applicazione

## ERRORI PRIMA REL

- All'inizio riportare tensione NOMINALE 1V invece di 1.003V
- Riportare sempre 6 cifre significative
  - Misurazioni
  - Calcoli
  - Scarto tipo Sperim.
- Usare le formule dell'incertezza dello specifico strumento
- DIMOSTRARE la legge della propagazione incertezza:  $U_{Vo}^2 = \left(\frac{\partial V_o}{\partial V_{in}}\right)^2 \cdot (U_{vin})^2 + \dots$  53:39
- Verificare la compatibilità delle misure incertezze A COPPIE (INTERSEZIONI)

## SECONDA ESERCITAZIONE CURVE REGRESSIONE

- Descrizione del montaggio
- Evitare l'errore di parallasse
- Dopo aver alzato il limite di corrente dell'ALI è possibile aumentare la tensione
- Aumentare la tensione od 1V sul Voltmetro Analogico
- Misurare "A scendere" per controllare isteresi
  - 5 salita
  - 5 discesa
- Spiegazione Misure

MISURAZIONI

	V = 4V			V = 8V		V = 12V		V = 16V	
	N.	V.C. [V]	E.A. [V]	V.C. [V]	E.A. [V]	V.C. [V]	E.A. [V]	V.C. [V]	E.A. [V]
MISURE IN SALITA									
1	1	3,08144E	-0,01855E	7,06032E	-0,03067E	12,2560E	-0,3560E	15,0460E	-0,0520E
2	2	3,08163E	-0,01836E	7,06048E	-0,03051E	12,2670E	-0,2070E	15,0460E	-0,05240E
3	3	3,08170E	-0,01829E	7,06053E	-0,03046E	12,2672E	-0,2072E	15,0460E	-0,0526E
4	4	3,08175E	-0,01815E	7,06067E	-0,03040E	12,2673E	-0,2073E	15,0460E	-0,0526E
5	5	3,08200E	-0,01800E	7,06058E	-0,03041E	12,0506E	-0,0403E	15,0506E	-0,0023E
MISURE IN DISCESA									
1	1	3,08172E	-0,01827E	7,06077E	-0,03022E	12,2674E	-0,2074E	15,0472E	-0,0527E
2	2	3,08210E	-0,01810E	7,06070E	-0,03023E	12,2674E	-0,2074E	15,0506E	-0,0030E
3	3	3,08212E	-0,01812E	7,06030E	-0,07969E	12,0061E	-0,0061E	15,0470E	-0,0529E
4	4	3,08217E	-0,01817E	7,06041E	-0,02041E	12,1073E	-0,1073E	15,0505E	-0,0034E
5	5	3,08200E	-0,01800E	7,06060E	-0,02060E	12,0045E	-0,0045E	15,0506E	-0,0034E

- Guida analisi regressione del sito del prof 1:28

- Visualizzo eq grafico e vis. valore  $R^2$  1:32

Lo  $S_{xy}$  [V] ← ha unità di misura

Valore più basso

Valore più alto

- Classe strumento:

$$C = \frac{|\max(E_i)|}{FS(\text{Analogico} = 30V)} \cdot 100 \approx [2, 2.5, 3]$$

Approx per eccesso