

In questa nota viene presentata una parziale rassegna delle caratteristiche dei dispositivi hardware contenuti tipicamente negli strumenti di acquisizione di segnali sismici, dall'uscita analogica del geofono all'uscita digitale del convertitore A/D. In particolare vengono esaminati i principali aspetti degli strumenti reali che possono influire sulla qualità del segnale acquisito. Agli argomenti già trattati ampiamente nel corso di Prospezioni Geofisiche, quali i fenomeni di aliasing e i rapporti tra segnali nel dominio dei tempi e loro spettri nel dominio delle frequenze, si fa riferimento dove necessario senza ulteriore discussione.

1 - Segnali reali presenti all'ingresso analogico dello strumento di acquisizione

Il segnale in ingresso di ogni canale dello strumento di acquisizione è una tensione elettrica variabile con continuità nel tempo e nell'ampiezza. Idealmente questo segnale rappresenta il movimento del suolo così come trasdotto da velocità meccanica a segnale elettrico dal geofono (o dall'array analogico di geofoni) collegato alla linea.

Tra le caratteristiche del segnale sismico, quella che è di gran lunga la più impegnativa dal punto di vista delle prestazioni richieste agli strumenti di acquisizione è la grande escursione dinamica (vedi §3), cioè il rapporto tra l'ampiezza dei primi arrivi delle tracce ad offset corto e l'ampiezza dei dettagli più deboli distinguibili, che è nell'ordine dei 120 dB (cioè 10^6). Se si considera l'incertezza nella stima, prima dello shot, dell'ampiezza massima si arriva a una dinamica di circa 140 dB (cioè 10^7 ; si veda in appendice per la conversione da e in decibel). (Pieuchot, 1984).

Al segnale prodotto dai geofoni sono sempre sommati alcuni disturbi dovuti a segnali spuri, introdotti lungo la linea analogica che collega il geofono all'ingresso dello strumento; tra questi:

- Rumore termico (§2), bianco, prodotto dalla componente resistiva della bobina del geofono, della rete di damping e dei cavi, che si somma al rumore generato all'interno dello strumento di acquisizione.
- Interferenze introdotte per conduzione attraverso accidentali perdite verso terra lungo la linea, in pratica punti in contatto elettrico con il suolo o altri oggetti attraverso una resistenza troppo bassa e soprattutto se si opera in presenza di acqua o forte umidità. Sono dovute a correnti disperse nel terreno prodotte da linee ferroviarie elettrificate, impianti elettrici industriali e fenomeni atmosferici. Queste situazioni si correggono curando la connessione dei geofoni alla linea, l'impermeabilità dei contenitori delle capsule dei geofoni e la buona condizione dei cavi.
- Interferenze a bassa frequenza irradiate dalle linee di distribuzione della rete elettrica: 50 Hz in Europa e nella maggior parte del mondo; 60 Hz negli USA, Canada, Messico, Brasile, Arabia Saudita e pochi altri Stati (USACE, 1999): possono essere attenuate con gli appositi filtri notch (elimina-banda) inseribili. La fem indotta nella bobina del geofono dai campi magnetici alternati prodotti dalle linee di potenza viene annullata con espedienti costruttivi basati sulla cancellazione del disturbo con l'induzione in opposizione di fase dello stesso segnale (bobina divisa in due parti con avvolgimento in senso opposto del filo, ecc.).
- Interferenze ad alta e altissima frequenza dovute a diffusione radiotelevisiva, a ponti radio telefonici ed amatoriali, a radar e altri apparecchi dotati di trasmettitori radiofrequenza ad elevata potenza; interferenze emesse da altri apparecchi del sistema di acquisizione (ponti radio dei sistemi telemetrici, comunicazioni radio in voce tra gli operatori, ma anche computer nelle immediate vicinanze). Queste interferenze hanno frequenze molto più elevate della banda del segnale sismico e sono facilmente eliminati dai filtri analogici all'ingresso dello strumento;

- Scariche ESD (*Electrostatic Discharges*) dovute al contatto con corpi ad elevato potenziale elettrostatico, oppure a fenomeni atmosferici;
- Rumore dovuto a cariche elettriche generate per sfregamento negli isolanti di cavi sottoposti a vibrazioni o deformazioni, osservabile solo nel caso di strumenti con elevata impedenza d'ingresso, ad esempio quelli per i trasduttori piezoelettrici degli idrofoni senza trasformatore;

Alcune delle fonti di rumore elencate sono difficili da prevedere e da modellizzare; esaminiamo ora in dettaglio il rumore termico, che invece è modellizzabile agevolmente.

2 - Il rumore termico nei conduttori (*Thermal o Johnson Noise*)

Nei circuiti elettronici sono osservabili molti tipi di rumore, sia bianco, cioè con spettro "piatto", sia con ampiezze maggiori verso le basse frequenze (Cuniberti *et al.*, 1988; TI Corp., 1999). Il rumore si manifesta come tensioni e correnti con valore istantaneo casuale, valore medio nullo e valore efficace (RMS, *root mean squares*) definito e diverso da zero in un intervallo di tempo sufficientemente lungo.

La distribuzione delle componenti in frequenza del rumore lungo lo spettro di ampiezza viene espressa dalla densità spettrale $S(f)$ definita come

$$S^{(e)}(f) = \frac{dE_{n,RMS}^2}{df} \quad [V^2/Hz] \quad S^{(i)}(f) = \frac{dI_{n,RMS}^2}{df} \quad [A^2/Hz]$$

dove $E_{n,RMS}^2$ e $I_{n,RMS}^2$ sono il quadrato del valore efficace della tensione e della corrente di rumore. Spesso la densità spettrale viene espressa, come spot noise, con la sua radice quadrata, quindi in V/\sqrt{Hz} e A/\sqrt{Hz} e chiamata semplicemente (ma con ambiguità) tensione e_n o corrente i_n di rumore.

Nella banda di frequenze $\Delta f = f_2 - f_1$

$$E_{n,RMS}^2 = \int_{f_1}^{f_2} S^{(e)}(f)df \quad [V^2] \quad I_{n,RMS}^2 = \int_{f_1}^{f_2} S^{(i)}(f)df \quad [A^2]$$

La densità spettrale di un rumore bianco è costante lungo tutto lo spettro. Allora il valore efficace del rumore su una banda di frequenze Δf vale

$$E_{n,RMS} = e_n \sqrt{\Delta f} \quad [V] \quad I_{n,RMS} = i_n \sqrt{\Delta f} \quad [A]$$

Come si vede, il valore efficace del rumore aumenta con la radice quadrata della larghezza di banda; per questo motivo è sempre conveniente limitare la banda passante del sistema alla porzione effettivamente utilizzata dal segnale, a maggior ragione nell'acquisizione di segnali sismici, che come noto nella propagazione subiscono una forte attenuazione delle componenti a frequenza maggiore.

Il rumore termico, o rumore Johnson, dovuto al movimento casuale degli elettroni all'interno di un conduttore, è rumore bianco e la sua tensione efficace ai capi di un conduttore di resistenza R su una banda di frequenze Δf vale

$$E_{n,RMS} = \sqrt{4kTR\Delta f} \quad [V]$$

dove $k = 1,38 \cdot 10^{-23}$ [J/K] è la costante di Boltzman e T [K] è la temperatura assoluta.

La sua densità spettrale vale

$$e_n = \frac{E_{n,RMS}}{\sqrt{\Delta f}} = \sqrt{4kTR}$$

Può essere necessario stimare l'ampiezza istantanea massima o l'ampiezza picco-picco massima del rumore. Per i tipi di rumore con ampiezze che abbiano distribuzione di probabilità gaussiana (fig. 1), la tensione efficace $E_{n,RMS}$ è per definizione la deviazione standard σ delle tensioni istantanee di rumore E_n , quindi

$$\begin{aligned} -E_{n,RMS} &\leq E_n \leq E_{n,RMS} && \text{nel 68\% dei casi} \\ -2E_{n,RMS} &\leq E_n \leq 2E_{n,RMS} && \text{nel 95.4\% dei casi} \\ -3E_{n,RMS} &\leq E_n \leq 3E_{n,RMS} && \text{nel 99.7\% dei casi} \end{aligned}$$

...

e le ampiezze picco-picco sono

$$\begin{aligned} E_{n,P-P} &\leq 2E_{n,RMS} && \text{nel 68\% dei casi} \\ E_{n,P-P} &\leq 4E_{n,RMS} && \text{nel 95.4\% dei casi} \\ E_{n,P-P} &\leq 6E_{n,RMS} && \text{nel 99.7\% dei casi} \end{aligned}$$

...

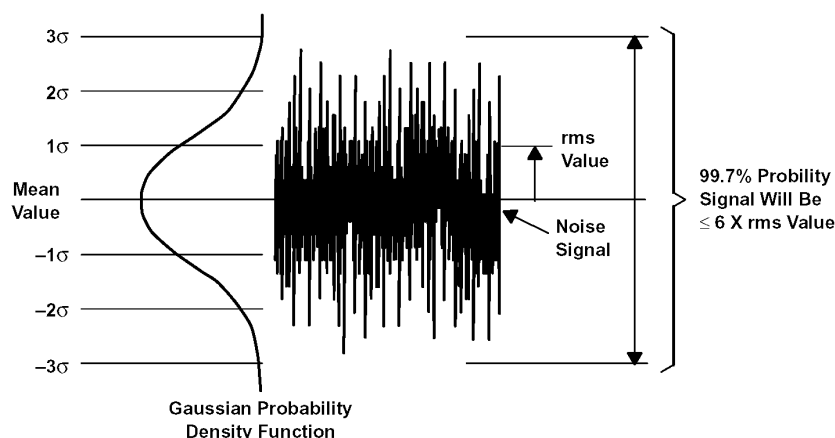


Fig. 1 - Distribuzione gaussiana delle ampiezze del rumore (TI Corp., 1995).

Esempio: un resistore di 10 K Ω a temperatura ambiente genera uno spot noise $e_n = E_n / \sqrt{\Delta f} = 4.06 \text{ nV} / \sqrt{\text{Hz}}$. Su una banda di frequenza $\Delta f = 200 \text{ Hz}$ la tensione efficace di rumore $E_{n,RMS} = 182 \text{ nV}$.

Ai semiconduttori utilizzati nello strumento di acquisizione sono legati molti tipi di rumore, ma in genere l'operatore non vi può intervenire e non vengono trattati. Il rumore termico è invece prodotto dalla componente resistiva di qualunque dispositivo: i cavi, le bobine dei geofoni, la rete di damping, ecc. Si deve infatti ricordare che i cavi, le bobine dei geofoni, le tracce dei circuiti stampati ecc. sono costruiti con materiali a resistività molto bassa non nulla, quindi la resistenza elettrica di questi conduttori non è mai zero.

3 - Rapporto segnale-rumore (SNR), range dinamico (DR) e distorsione armonica totale (THD)

Il rumore si può esprimere attraverso il suo valore efficace (rumore rms) oppure, quando si parla di un segnale contenente rumore, come rapporto tra l'ampiezza del segnale utile e l'ampiezza del rumore (SNR, *signal-to-noise ratio*). Il rapporto segnale/rumore di uno strumento dipende dal rumore interno generato dallo strumento (*system noise*, o *instrument noise*), e pone un limite al più piccolo segnale acquisibile: ogni segnale più debole si confonde nel *system noise*.

Il rumore di sistema viene sempre indicato in volt RMS riferito all'ingresso (RTI, *referred-to-input noise*, o *equivalent input noise*), che equivale al rumore misurato all'uscita dello strumento diviso per l'amplificazione.

La distorsione, in genere misurata come distorsione armonica totale (THD, *total harmonic distortion*) e indicata in decibel o come percentuale, è definita come il rapporto, nello spettro di ampiezza del segnale in uscita, tra la somma delle ampiezze di tutte le armoniche superiori e l'ampiezza dell'armonica fondamentale, quando all'ingresso viene applicato un segnale sinusoidale di ampiezza specificata e virtualmente privo di distorsione. Per ampiezze prossime alla saturazione del range dinamico la distorsione armonica è maggiore.

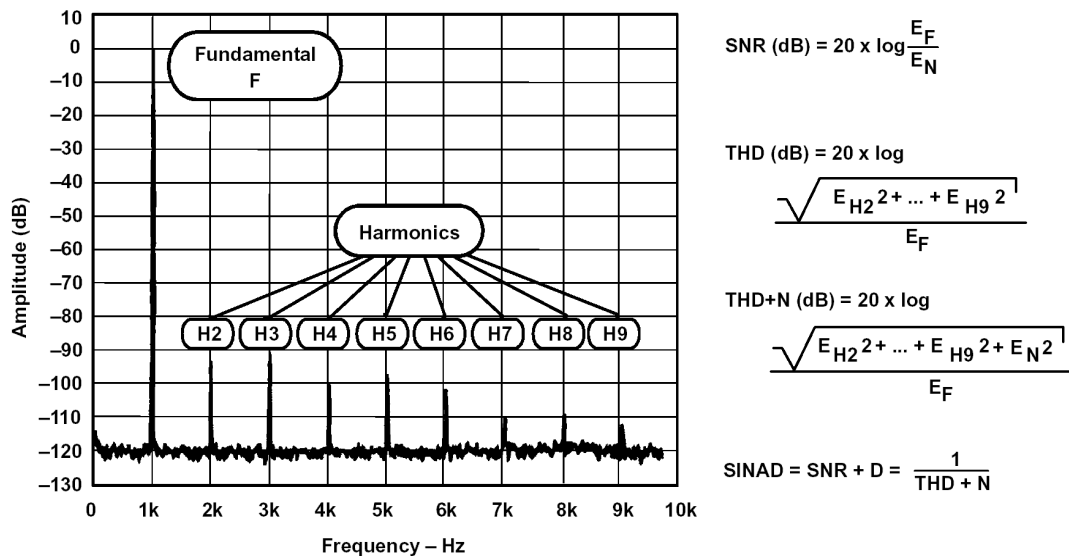


Fig. 2 - Rappresentazione nello spettro di ampiezza di un segnale di frequenza 1 kHz affetto da distorsione armonica e con un fondo di rumore (da: Rowland, 2001).

Il rumore del sistema (e la distorsione) contribuiscono anche a determinare il *range dinamico* (DR, *dynamic range*) di ingresso dello strumento, che è il rapporto tra la massima e la minima tensione entro le quali può variare il segnale che stiamo acquisendo. Il limite inferiore è stabilito dal rumore di sistema; il limite superiore dipende dal valore di fondo scala del convertitore A/D o dalla distorsione introdotta dagli stadi amplificatori, che aumenta con il crescere dell'ampiezza del segnale. Quando il range dinamico del segnale supera quello dello strumento si dice che il segnale satura la dinamica di ingresso dello strumento.

Per considerare l'effetto negativo del sommarsi di rumore e distorsione si può calcolare il SINAD (*signal to noise and distortion*), e da questo si può calcolare il numero effettivo di bit significativi che è possibile ottenere da un sistema, cioè la sua risoluzione reale (vedi §9 e §15).

La SEG ha pubblicato alcune raccomandazioni ai costruttori per standardizzare i metodi di misura e di rappresentazione di questi ed altri parametri (Badger, 1998).

4 - Protezione degli ingressi dello strumento

Lo stadio di ingresso di ogni canale deve proteggere fisicamente l'elettronica sia da segnali oltre il range di risposta lineare dello strumento sia da situazioni eccezionali potenzialmente distruttive. Si basa su circuiti analogici (filtri, scaricatori a gas, limitatori di tensione e di corrente realizzati con varie tecnologie) progettati per ridurre l'ampiezza e l'energia di quei segnali che eccedono la tolleranza dei circuiti a valle. Devono avere il minimo effetto possibile sui segnali utili, soprattutto in termini di rotazione di fase, rumore e distorsione introdotte.

La protezione dalla scariche elettrostatiche (ESD) si basa sull'elevato voltaggio e breve tempo di salita dei transitori dovuti a questi fenomeni. Esistono vari standard che descrivono nel dettaglio le caratteristiche di transitori - modello. In genere gli scaricatori a gas possono ridurre l'ampiezza della tensione intorno al centinaio di volt. Questi sono seguiti da filtri passa-basso (*low-pass* o *high-cut*) analogici con frequenza di taglio molto più alta di quella dei segnali sismici utili, così da evitare distorsioni di fase, e dimensionati per reggere l'energia del transitorio. I resistori posti in serie al segnale contenuti in questi stadi limitano la corrente, ma generano rumore (vedi §2). Sono usati anche componenti a semiconduttore (diodi veloci, soppressori di transienti, ecc.).

In genere una protezione "assoluta" implica che il circuito di protezione, sottoposto a stress superiori alle sue capacità e quindi "fuso", apra il circuito d'ingresso, proteggendo così l'elettronica a valle. Tuttavia questa situazione sarebbe molto sconveniente dal punto di vista dell'utente, rendendo in genere inutilizzabili alcuni o tutti i canali fino alla riparazione.

Il tempo necessario allo strumento per rientrare nei suoi parametri di funzionamento normali è un dato importante: in Badger, 1988, si raccomanda ad esempio di specificare il valore di tensione del massimo impulso di tensione di durata 16 ms che lo strumento può tollerare rientrando nel funzionamento lineare entro 200 ms dalla fine dell'impulso.

5 - Reiezione delle interferenze

Le interferenze, introdotte nel segnale elettrico lungo i cavi analogici, possono essere rimosse dai circuiti d'ingresso dello strumento, prima del campionamento, soltanto se differiscono dal segnale utile per qualche parametro, principalmente frequenza e *modo*.

Segnali su bande di frequenza molto strette, quali gli esatti 50 o 60 Hz delle reti elettriche, possono essere attenuati con filtri elimina-banda molto selettivi (*notch*) sintonizzati su queste frequenze. L'uso di questi filtri deve essere limitata ai casi di effettiva necessità, perché introducono distorsioni con cambiamento della fase sul segnale alle frequenze vicine a quelle di lavoro del filtro stesso.

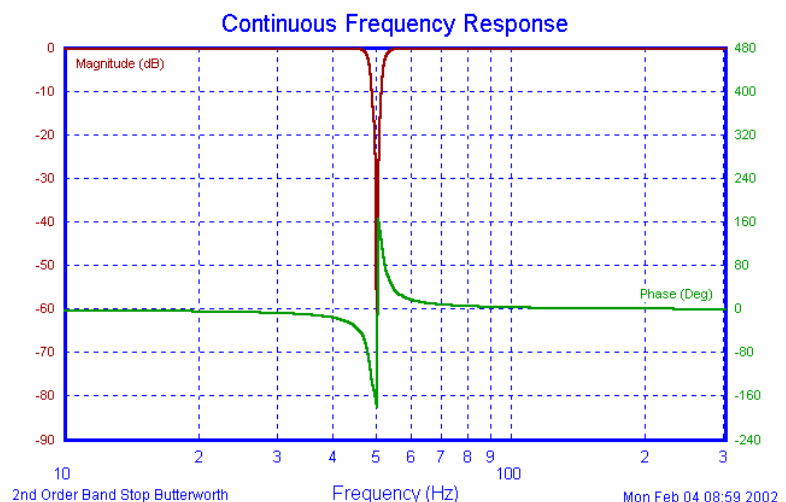


Fig. 3 - Risposta di un filtro notch Butterworth del secondo ordine sintonizzato su 50 Hz. La fase è plottata non "swrappata".

Segnali a frequenza maggiore o molto maggiore di quella del segnale sismico vengono fermati dal filtro anti-alias e dai filtri analogici all'ingresso dell'amplificatore. Maggiore l'ampiezza di questi disturbi, più a monte devono essere fermati: un segnale che potrebbe essere attenuato efficacemente dal filtro anti-alias a monte del convertitore A/D ma abbastanza ampio, sommato al segnale utile, da saturare l'amplificatore causerebbe una grossa distorsione o imporrebbe un'inutile diminuzione di range dinamico. Rumori meno intensi o non facilmente discriminabili dal segnale utile possono essere rimossi più convenientemente in fase di processing.

L'uso di strumenti con ingressi differenziali è una tecnica molto efficace per ridurre certi disturbi ed è largamente usata dove dei piccoli segnali circolino in cavi soggetti a captare forti interferenze. Si basa sul "modo" del segnale, utilizzando (amplificando) il segnale differenziale v_d e scartando (attenuando) quello di modo comune v_c



$$v_d = v_1 - v_2$$

$$v_c = \frac{v_1 + v_2}{2}$$

$$v_o = A_d v_d + A_c v_c = A_d \left(v_d + \frac{A_c}{A_d} v_c \right)$$

$$CMRR|_{dB} = 20 \log_{10} |A_d / A_c|$$

dove:

A_d è l'amplificazione differenziale, più o meno elevata, in base alle necessità;

A_c è l'amplificazione di modo comune (la più bassa possibile, idealmente $A_c \rightarrow 0$);

CMRR, *Common Mode Rejection Ratio* è il rapporto di reiezione al modo comune (il più alto possibile, idealmente $CMRR \rightarrow \infty$ essendo $A_c \rightarrow 0$)

Così facendo i segnali provenienti dal geofono entrano in A e in B in opposizione di fase (cioè sfasati di π) e vengono amplificati, mentre ogni interferenza, captata contemporaneamente dai due conduttori che nel cavo collegano il geofono allo strumento di acquisizione, si presenta in fase agli ingressi A e B viene attenuata. In fig. 4 sono rappresentati due segnali in opposizione di fase contenenti una componente *common mode* di interferenza di rete a 50 Hz e una scarica atmosferica. In verde è rappresentata l'uscita completamente priva di rumore estratta da un amplificatore differenziale ideale caratterizzato da $A_d = 1$, $A_c = 0$ e $CMRR \rightarrow \infty$.

Si noti anche che il segnale in uscita ha un'ampiezza doppia rispetto ai segnali in entrata: questo è un vantaggio nella progettazione degli stadi amplificatori analogici, che si trovano a lavorare su segnali con escursione dinamica pari alla metà (cioè a -6 dB) dell'escursione dinamica del sistema. Gli stadi analogici a monte del convertitore A/D possono essere completamente differenziali.

Il metodo di misura del CMRR sugli strumenti reali raccomandato dalla SEG è descritto in Badger, 1988.

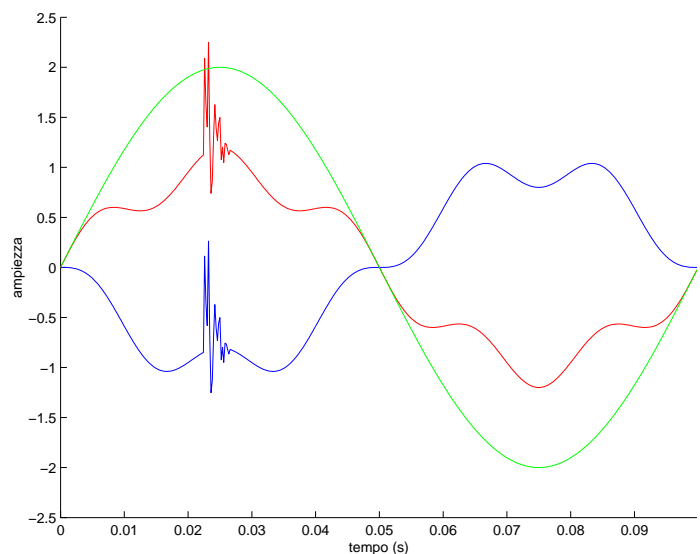


Fig. 4 - rosso, blu: segnali di ingresso v_1 e v_2 in opposizione di fase; verde: segnale differenziale estratto (v_o).

6 - Condizionamento analogico del segnale

Prima del campionamento e della conversione da analogico a digitale il segnale deve essere filtrato almeno da un filtro anti-alias. Può essere utile inserire ulteriori filtri: passa alto, che rimuovono le frequenze più basse della loro frequenza di taglio F_t , e passa basso, che rimuovono le frequenze più alte della loro F_t .

Per l'operatore le caratteristiche più importanti dei filtri analogici sono (vedi fig. 5):

- la frequenza di taglio (*cut-off frequency*), cioè la frequenza minima (filtri passa basso) o massima (filtri passa alto) la cui ampiezza viene attenuata più di -3 dB.
- la pendenza della *roll-off slope*: indica quanto "velocemente" aumenta l'attenuazione delle frequenze più alte (filtri passa basso) o più basse (filtri passa alto) della frequenza di taglio. Viene indicata in dB/ottava, dove un'ottava è l'intervallo di frequenze tra una frequenza f e la frequenza $2f$.
- la larghezza della regione di transizione tra la banda passante (*pass band*) e la banda di attenuazione (*stop band*)
- l'ondulazione della risposta nella banda di frequenza (*pass band ripple* o *pass band flatness*): in certi tipi di filtri la risposta in frequenza non è esattamente "piatta" nella banda passante ma presenta delle ondulazioni.
- L'ordine del filtro: dall'ordine dipendono le tre caratteristiche precedenti: in genere all'aumentare dell'ordine del filtro aumenta la complessità circuitale dell'elettronica ma molte caratteristiche nel dominio delle frequenze migliorano. In particolare aumenta la pendenza della roll-off slope e si restringe la regione di transizione tra *pass band* e *stop band*. Nel dominio dei tempi invece possono accentuarsi i problemi descritti nel punto seguente. Per ogni aumento dell'ordine del filtro il roll-off aumenta di 6 dB/ottava. Per esempio un filtro del 4° ordine ha presenta un'attenuazione di 24 dB/ottava mentre per ottenere una attenuazione di 48 dB/ottava si deve usare un filtro dell'8° ordine.
- Nel dominio dei tempi: l'ampiezza dell'*overshoot*, che si osserva quando l'uscita del filtro mostra un'escursione maggiore di quella del segnale d'ingresso, e la durata del *ringing*, cioè dell'oscillazione smorzata dell'uscita dopo un impulso o un gradino di tensione in entrata (vedi fig. 5)
- Lo "stile" del filtro (Butterworth, Chebyshev, Bessel,...) che insieme all'ordine determina la risposta nelle frequenze e nei tempi Ognuno ha i suoi vantaggi e svantaggi: ad esempio un filtro Chebyshev ha una curva iniziale di roll off più ripida di un filtro Butterworth dello stesso ordine, ma ha ringing e overshoot maggiori (vedi fig.).

La tendenza attuale è di sostituire per quanto possibile i filtri analogici a monte del convertitore con filtri digitali applicati sul segnale campionato. I filtri digitali permettono infatti un risparmio economico, maggiore versatilità, minore ingombro, nessuna necessità di taratura e prestazioni per molti aspetti superiori ai filtri analogici.

La trattazione quantitativa del comportamento dei filtri è un argomento troppo complesso per essere affrontato in questa sede, tuttavia alcuni aspetti possono essere osservati graficamente sulle curve di risposta dei diversi filtri e possono essere compresi ricordando i rapporti che legano il dominio dei tempi con quello delle frequenze. Vediamo alcuni esempi:

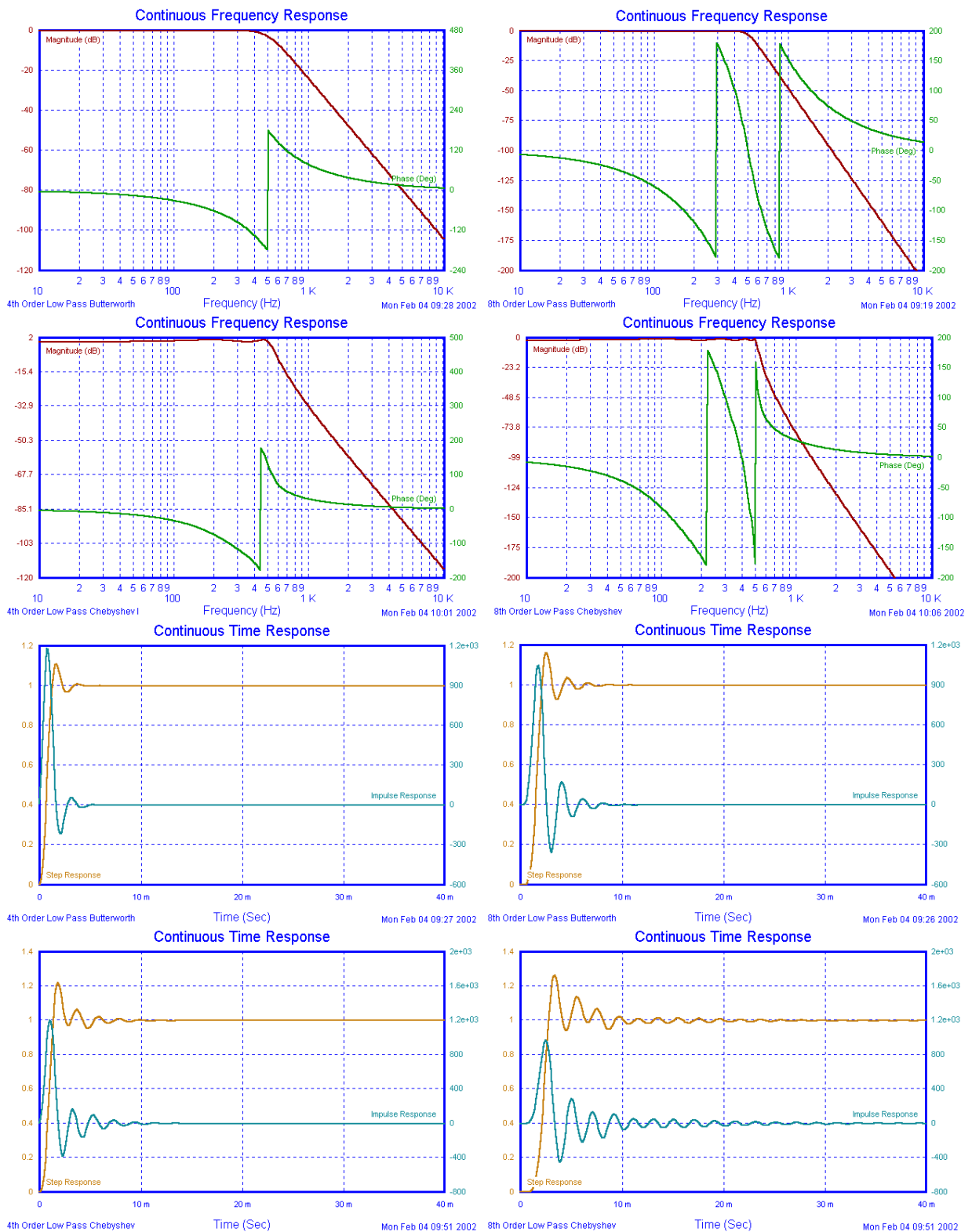


Fig. 5 - Curve di risposta nel dominio delle frequenze e nel dominio dei tempi per due filtri passa basso Butterworth e Chebyshev con frequenza di taglio di 500 Hz. Si noti la maggior pendenza iniziale della risposta in frequenza dei filtri Chebyshev e l'ondulazione (*ripple*) nella banda passante. Entrambi i filtri di 4° ordine tendono a una attenuazione di 24 dB/ottava, mentre i due filtri di 8° ordine tendono a una attenuazione di 48 dB/ottava. È ben visibile l'azione del filtro sullo spettro di fase. Si noti l'elevata durata del ringing dei filtri Chebyshev e il ritardo che introducono. Si può anche notare come le risposte "strette" nel dominio delle frequenze corrispondano a risposte "larghe" nel dominio dei tempi, e viceversa. Le fasi sono plottate non "swrappate".

Oltre al filtraggio, il segnale deve essere amplificato o attenuato in modo da poter sfruttare al massimo l'intero range dinamico del convertitore: questo compito è svolto dall'amplificatore. In base alla configurazione circuitale interna dello strumento di acquisizione può essere presente un preamplificatore, in genere con guadagno fisso selezionabile dall'operatore prima dello shot, seguito da un amplificatore a guadagno variabile (una tecnica oggi superata) o da amplificatori cosiddetti "a virgola mobile", ecc. che verranno trattati in seguito. L'ultima generazione di strumenti impiega convertitori A/D $\Delta\Sigma$ che, presentando range dinamici dell'ordine di 120 dB, in genere non richiedono questa ulteriore amplificazione.

Per l'operatore le caratteristiche più importanti del preamplificatore sono:

- il fattore di amplificazione (guadagno, *gain*): valori comuni sono scelti tra 0 dB, 12 dB, 24 dB, 36 dB e 48 dB, selezionabili dall'utente (per la notazione in dB vedere l'appendice);
- il livello di rumore e distorsione introdotti nel segnale;
- la larghezza di banda nella quale la distorsione resti a livelli accettabili;
- il massimo livello del segnale di ingresso per il quale la distorsione resti a livelli accettabili.

7 - Amplificazione del segnale (I) - FGA, PGC e AGC

L'evoluzione tecnologica degli strumenti di acquisizione ha prodotto il succedersi di numerose tecniche applicate alla progettazione dell'ultimo stadio di amplificazione del segnale a monte della visualizzazione e della registrazione su nastro analogico nei sistemi analogici, o della conversione A/D nei sistemi digitali (per una rassegna si veda ad esempio Pieuchot, 1984). Alcune di queste tecniche (per es. il BGR, *Binary Gain Ranging* e il IFP, *Instantaneous Floating Point*, sviluppati dopo l'introduzione dei sistemi digitali), tendono a far diventare l'amplificatore parte integrante del sistema di conversione da analogico a digitale del segnale e verranno trattate più avanti.

7.1 - Amplificatori a guadagno fisso (FGA, *fixed gain amplifiers*)

Rappresentano il primo e più elementare tipo di amplificatore: l'utente, prima dello shot, stabiliva l'entità dell'amplificazione in base alla sua esperienza e alla situazione specifica (intensità della sorgente, offset, bontà dell'accoppiamento sorgente - suolo e suolo - geofono, intensità stimata delle riflessioni più interessanti, ecc.). La complessità circuitale era la minima possibile ma un guadagno fisso presenta molti inconvenienti: il rischio che segnali più forti del previsto potessero saturare la dinamica di ingresso era alto e, quando si verificava, imponeva la scelta tra ripetere lo shot con tutte le spese connesse e scartare una parte dei dati. Inoltre, se per cautelarsi contro questa possibilità si sceglieva un guadagno basso, il segnale utilizzava solo una parte della dinamica di ingresso dello strumento (all'epoca, già molto limitata), venendo acquisito con un rapporto segnale - rumore (SNR) basso. Infine, un'amplificazione sufficientemente bassa da non saturare lo strumento era insufficiente per permettere di registrare le riflessioni più profonde o comunque più deboli.

Questi problemi portarono alla realizzazione di nuovi sistemi, nei quali il guadagno poteva variare durante il tempo di acquisizione: gli amplificatori AGC e PGC

7.2 - Amplificatori a regolazione programmabile del guadagno (PGC, *programmable gain control amplifiers*)

Si basano sul decadimento dell'ampiezza del segnale sismico in funzione del tempo trascorso dallo shot. In questi dispositivi l'operatore impostava prima dello shot i parametri della funzione di decadimento. Da questa il sistema ricavava la variazione nel tempo del guadagno dell'amplificatore, necessaria a mantenere il segnale in uscita su livelli ottimali rispetto al DR e al SNR del sistema. Pur costituendo una importante innovazione, consentendo tra l'altro di ricostruire in un secondo momento l'ampiezza reale del segnale (la legge di variazione del guadagno era nota e imposta a

priori), restava la necessità di ipotizzare prima dello shot le caratteristiche del segnale che si stava per registrare. Anche con gli amplificatori a regolazione programmabile del guadagno esisteva il rischio di dover ripetere lo shot. Mentre questa tecnica non è più utilizzata nell'acquisizione, è talvolta utilizzata nella visualizzazione all'operatore del segnale acquisito: i dati registrati non vengono modificati, quindi non si corre nessun rischio di danneggiarli se il settaggio del PGC, realizzato in genere nel software, fosse sbagliato.

7.3 - Amplificatori a regolazione automatica del guadagno (AGC, *automatic gain control amplifiers*)

Negli strumenti dotati di AGC l'amplificazione ad un certo istante dipende dall'ampiezza media di un numero preimpostato di campioni precedenti, la finestra dell'AGC (*AGC window*). Oltre a questo il dispositivo deve offrire due funzionalità di base: la regolazione del tempo di intervento (*attack time*), cioè del ritardo tra un momentaneo aumento del segnale di ingresso e la conseguente diminuzione dell'amplificazione, e la regolazione del tempo di recupero (*recovery time*) che è il tempo, dall'arrivo di un evento più forte, dopo il quale l'amplificazione torna al livello che si sarebbe avuto in assenza dell'evento stesso. È intuitivo che un tempo di intervento eccessivo vanifica di fatto la presenza dell'AGC, consentendo ai primi valori degli eventi più forti di saturare ugualmente lo strumento. Allo stesso modo, un tempo di recupero troppo lungo manterrà l'amplificazione bassa anche in porzioni della traccia sismica nelle quali il segnale è tornato a basso livello, con il rischio di cancellare un secondo evento, ravvicinato nel tempo e di ampiezza inferiore. Se le impostazioni sono corrette l'escursione del segnale in uscita si mantiene pressoché costante per tutta la lunghezza della traccia a prescindere dall'ampiezza del segnale di ingresso, mentre su intervalli di tempo brevi il segnale in uscita segue l'andamento di quello in di ingresso.

Il tempo di intervento e quello di recupero, da impostare prima dello shot, richiedevano ancora una previsione da parte dell'operatore. Tuttavia la limitazione più importante dell'AGC era la perdita di informazioni riguardo alla vera ampiezza degli eventi.

Nell'acquisizione sismica il concetto dell'AGC trova attualmente applicazione solo nella visualizzazione dei dati, senza effetto sul segnale registrato.

8 - Dai sistemi analogici ai sistemi digitali

Agli albori della prospezione sismica il segnale veniva filtrato, amplificato e impresso su pellicola fotografica o scritto su carta, con una dinamica della registrazione e della visualizzazione intorno ai 25 dB. Con il perfezionamento della registrazione analogica su nastro magnetico (dinamica della registrazione nell'ordine di 50 dB) fu possibile registrare il segnale e farne il *replay* in un secondo tempo, aprendo così la strada del post processing analogico. Tuttavia la visualizzazione restava limitata alla dinamica della rappresentazione cartacea (Helbig, 1998).

Nella metà degli anni '60 del secolo scorso comparvero i primi strumenti di acquisizione digitali, nei quali il segnale analogico amplificato e filtrato veniva selezionato da un multiplex che collegava a turno (*multiplexing*) l'uscita dell'amplificatore di ogni canale ad un unico, veloce convertitore A/D. La dinamica del sistema di acquisizione e registrazione veniva ad essere limitata dal numero di bit del convertitore D/A, e la dinamica di acquisizione arrivò intorno ai 78 dB. L'uscita del convertitore in questi primi strumenti era espressa come numero binario intero.

Insieme alla diffusione degli strumenti digitali comparvero nuovi tipi di amplificatore, adatti a lavorare insieme al convertitore A/D per fornire un range dinamico ancora maggiore: i BGA (*Binary Gain Amplifiers*) e gli amplificatori IFP (*Instantaneous Floating Point*). In questi sistemi per rappresentare l'ampiezza del segnale digitale fu introdotta la notazione in virgola mobile.

9 - Risoluzione, Precisione e Accuratezza nell'hardware e nel software

La **risoluzione** indica la minima variazione della grandezza misurata rilevabile dallo strumento utilizzato.

- Esempio hardware: una bilancia con scala graduata al grammo ha una risoluzione di un grammo, cioè una risoluzione maggiore (o migliore) rispetto a una bilancia con graduazione al chilogrammo.
- Esempio software: calcolo il valore della funzione $y = \sin(x)$ fino alla seconda cifra decimale: ho una risoluzione di 0,01.

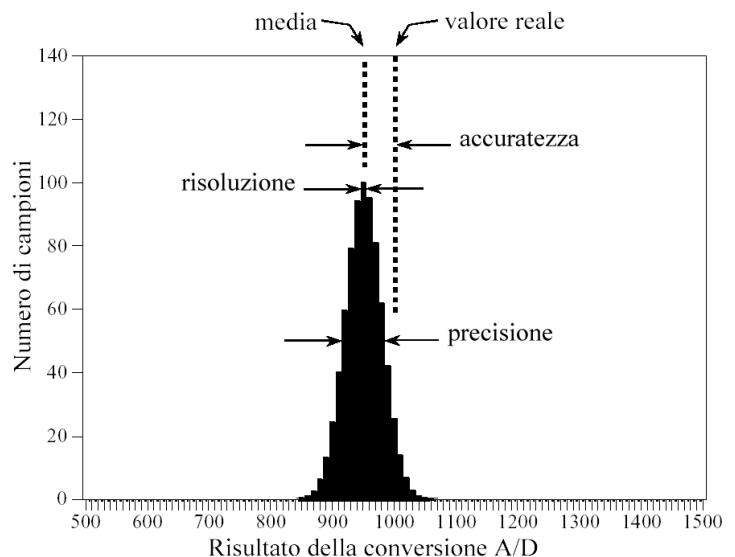
La **precisione** indica quanto le singole misure si discostano dalla media sperimentale. Se la distribuzione di probabilità dei valori misurati è nota, è possibile esprimere la precisione riferendosi allo scostamento massimo dalla media che una misura presenta con una data probabilità. È modellizzabile come un errore random che si somma alla media sperimentale. Se la grandezza non varia nel tempo la precisione può essere sempre migliorata aumentando il numero di misure acquisite.

- Esempio hardware: peso uno stesso oggetto un numero n di volte: quanto più simili sono le letture delle pesate, tanto più la bilancia è precisa. Se aumento il numero di misure, o miglioro la precisione dello strumento, ottengo misure via via più precise e aumenta il numero di cifre significative con cui posso indicarne la media.
- Esempio software: una procedura di calcolo è un processo *deterministico*, quindi fissati i valori dei parametri e la procedura il risultato è sempre esattamente lo stesso ad ogni esecuzione: la dispersione dei dati è nulla, la precisione "assoluta" e il numero di cifre significative tende virtualmente all'infinito. Attenzione però: nel lessico informatico con "precisione" ci si riferisce al numero di cifre usate per rappresentare un dato (il numero di bit se le cifre sono quelle binarie).

L'**accuratezza** è lo scostamento tra la media sperimentale delle misure e il valore reale della grandezza fisica misurata. È modellizzabile come un errore sistematico che si somma alla media sperimentale. Può, almeno concettualmente, essere migliorata calibrando lo strumento.

Esempio hardware: peso un oggetto con una bilancia che, a vuoto, indica un valore diverso da zero.
Esempio software: assegno a una variabile un numero reale con un numero infinito di cifre decimali, che deve quindi essere arrotondato. L'effetto dell'arrotondamento può cumularsi durante una procedura di calcolo e produrre un errore apprezzabile sul risultato. Quante più cifre decimali utilizzo nei calcoli intermedi, tanto più accurato sarà il risultato. Ancora, il calcolo è un processo deterministico e il risultato sarà sempre lo stesso, ma questo risultato può essere lontano dal risultato corretto più che per il solo effetto della risoluzione con cui è espresso.

Fig. 7 - Significato dei termini risoluzione, accuratezza e precisione visti sulla rappresentazione del risultato di numerose conversioni A/D di un segnale stazionario (da Smith 1999, modificato).



Nelle specifiche degli strumenti reali talvolta il valore di risoluzione, accuratezza e precisione viene fornito come frazione, o come percentuale del fondo scala (FS, *full scale*). Questo riflette la difficoltà che si incontra nella realizzazione pratica dello strumento: è molto più facile ottenere una accuratezza di ± 1 mV su un segnale 1 V, pari a $\pm 0,1\%$ che su un segnale di 1 KV, cioè pari a ± 1 ppm.

Osservazioni:

- una misura può essere estremamente accurata e precisa anche con uno strumento a bassa risoluzione;
- una misura può essere estremamente precisa anche con uno strumento mal calibrato.

Purtroppo anche nella letteratura tecnica capita di incontrare un impiego impreciso dei termini precisione, accuratezza e risoluzione. Questo è dovuto prevalentemente all'uso che se ne fa nei diversi ambiti tecnologici: per fare un esempio, trattando di rappresentazione binaria dei dati numerici (vedi §10) tra gli informatici è consolidato l'uso di *precision* dove in realtà si tratterebbe di *resolution*: "...floating-point trades off precision for dynamic range...", "The more bits allocated to the significand, the larger the precision". Allo stesso modo molti linguaggi di programmazione hanno tipi di dati numerici predefiniti chiamati "double precision floating point", ad esempio le variabili dichiarate `double` in linguaggio C, che utilizzano un numero di bit doppio rispetto alle altre variabili "floating point" (vedi §10.2), dichiarate con `float`. Al contrario tra gli ingegneri, dove il problema della precisione delle grandezze è importante, dal numero di bit viene correttamente fatta dipendere la risoluzione: "The number of bits determines resolution of a converter. Insufficient resolution is not an error; it is a design characteristic of the A/D [converter]. If a given converter's resolution is insufficient, use a converter with better resolution (more bits)" (Carter, 2000). Nel caso dell'acquisizione e del trattamento del segnale sismico, geologi, ingegneri, informatici, e fisici si incontrano e talvolta questo porta a un uso "selvaggio" dei vari termini.

10 - Rappresentazione del dato digitale: formati numerici

Come noto, l'informazione nei sistemi digitali deve essere codificata utilizzando una sequenza di bit, che possono assumere soltanto i valori 0 e 1. Esistono molti standard che descrivono altrettanti sistemi di codifica (formati) di dati numerici in forma binaria, ma tutti possono essere ricondotti a due approcci di base: la notazione in virgola fissa e la notazione in virgola mobile.

Per avere degli esempi di riferimento si veda Pullan (1990) dove sono descritti i formati numerici raccomandati dalla SEG per la rappresentazione sia in virgola fissa che in virgola mobile di segnali sismici su personal computer (standard SEG-2).

10.1 - Rappresentazione in virgola fissa (*fixed point notation*)

La prima notazione utilizzata nei registratori digitali è stata la rappresentazione binaria intera (*integer binary representation*). Un numero positivo x può essere codificato con un adeguato numero n di bit a formare una "parola" (*word*) nel seguente modo:

$$x = M(2^0 b_0 + 2^1 b_1 + 2^2 b_2 + \dots + 2^{n-1} b_{n-1}) = M \sum_{i=0}^{n-1} b_i 2^i$$

dove M è un fattore di scala e rappresenta il più piccolo incremento della quantità che si vuole rappresentare ed esprime così la risoluzione. Ad esempio:

MSB	b_7	b_6	b_5	b_4	b_3	b_2	b_1	b_0	LSB
	0	1	1	1	0	0	1	1	

$$x = M(1 + 2 \cdot 1 + 4 \cdot 0 + 8 \cdot 0 + 16 \cdot 1 + 32 \cdot 1 + 64 \cdot 1 + 128 \cdot 0) = 115$$

Se M è costante per tutti i valori che stiamo rappresentando, cioè ad esempio su tutta la traccia acquisita per un certo canale per un certo shot, è sufficiente registrarla una sola volta in modo da poter essere recuperato in futuro. Non ha nessuna importanza ai fini di questa discussione il valore assunto da M nell'applicazione specifica, né che M sia un numero intero oppure no. Ad esempio, se M fosse pari¹ a 0,0157 allora la x dell'esempio sarebbe una rappresentazione binaria intera in virgola fissa del numero 1,8055. In realtà M dipende dalla impostazione del guadagno e dalle caratteristiche costruttive dello strumento, quindi può essere calcolato da questi dati in un secondo momento. Nel caso dell'uscita di un convertitore A/D, M è pari a 1 LSB (*least significant bit*), cioè alla risoluzione del convertitore (vedi §15). Nella terminologia informatica, relativamente alla parola di 8 bit dell'esempio precedente, b_0 è appunto chiamato LSB mentre b_7 è chiamato MSB (*most significant bit*). Con questa codifica possiamo rappresentare tutti i valori compresi tra 0 e $(2^n - 1)M$, ovvero nel nostro esempio di una parola di 8 bit, tutti i valori tra 0 e 255 M . In generale, il range dinamico di un numero binario a n bit vale

$$DR|_{dB} = 20 \log_{10} \frac{M(2^n - 1)}{M \cdot 2^0} = 20 \log_{10} (2^n - 1) \approx 20n \log_{10} 2 \approx 6,02n \text{ dB}$$

Per contemplare la possibilità di valori di x negativi potremmo scegliere, per convenzione, di dedicare il bit MSB al segno (*signed-magnitude representation*), quindi MSB = 1 per i numeri negativi e MSB = 0 per quelli positivi. Un'altra possibilità è di codificare tutti i valori sommando loro un offset pari, ad esempio, a $2^{n-1} - 1$ (*biased representation*). In questo modo, sempre mantenendo una parola di 8 bit, potremmo rappresentare tutti i valori compresi tra -127 e +128. In realtà esistono altri modi di indicare i valori negativi, meno intuitivi ma più facili e rapidi da elaborare per un computer.

Per quanto riguarda il range dinamico possiamo vedere che in ogni caso un bit viene di fatto utilizzato per il segno, lasciando $n - 1$ bit per codificare il valore assoluto del numero². Il range dinamico allora vale

$$DR|_{dB} = 20 \log_{10} \frac{M(2^{n-1} - 1)}{M \cdot 2^0} = 20 \log_{10} (2^{n-1} - 1) \approx 20(n - 1) \log_{10} 2 \approx 6,02(n - 1) \text{ dB}$$

Nelle notazioni in virgola fissa la posizione della virgola (binaria, ma concettualmente analoga alla virgola decimale, vedi §10.2) non viene indicata esplicitamente ma viene assunta come posta a destra dell'LSB (cioè di b_0).

Nella notazione fixed point l'intervallo tra un numero e il seguente è costante e pari ad M lungo tutto il range dinamico.

10.2 - Rappresentazione in virgola mobile (*floating point notation*)

Nelle notazioni binarie in virgola mobile il fattore di scala M non è uguale per tutti i valori, deve quindi essere indicato esplicitamente e vale

$$M = 2^k$$

¹ Questo valore è pari, in volt, a 1 LSB di un convertitore A/D a 8 bit con un *full scale range* di 5V (vedi §15).

² Nel caso della *signed-magnitude representation* esiste un'altra piccola inefficienza: la doppia rappresentazione dello zero, con un zero "positivo" 00...0 e uno zero "negativo" 10...0.

dove k è detto esponente ed è un numero intero. La rappresentazione in virgola mobile di un numero è allora composta da bit dedicati a rappresentare l'esponente, da altri bit che rappresentano la mantissa e in generale da un bit per il segno della mantissa e un bit per il segno dell'esponente (in alternativa per codificare esponenti negativi si può aggiungere all'esponente un offset, come già visto per il *fixed point*). Vediamo alcuni esempi di numeri a 20 bit con 15 bit di mantissa, 4 bit di esponente e un bit di segno della mantissa, e con la convenzione che l'esponente abbia segno codificato con un offset pari a 7

b_{19}	b_{18}	b_{17}	b_{16}	b_{15}	b_{14}	b_{13}	b_{12}	b_{11}	b_{10}	b_9	b_8	b_7	b_6	b_5	b_4	b_3	b_2	b_1	b_0
s	m_{14}	m_{13}	m_{12}	m_{11}	m_{10}	m_9	m_8	m_7	m_6	m_5	m_4	m_3	m_2	m_1	m_0	e_3	e_2	e_1	e_0
1	0	1	0	0	0	1	1	0	1	0	0	0	0	1	1	1	0	1	1

vale

$$x = -1 \cdot 2^{(11-7)} \cdot (9027) = -144432$$

un secondo esempio: il più grande numero positivo rappresentabile:

$$01111111111111111111$$

vale

$$x = +1 \cdot 2^{(15-7)} \cdot (32767) = 8388352$$

e infine il più piccolo numero positivo rappresentabile:

$$00000000000000010000$$

vale

$$x = +1 \cdot 2^{(0-7)} \cdot (1) = 0,0078125$$

Possiamo calcolare il range dinamico:

$$DR|_{dB} = \frac{8388352}{0,0078125} \approx 180,6 \text{ dB}$$

La codifica degli esempi precedenti può essere anche indicata come

$$x = (-1)^s \cdot 2^k \cdot \sum_{i=1}^{14} m_i 2^i \quad \text{con} \quad k = -7 + \sum_{j=0}^3 e_j 2^j$$

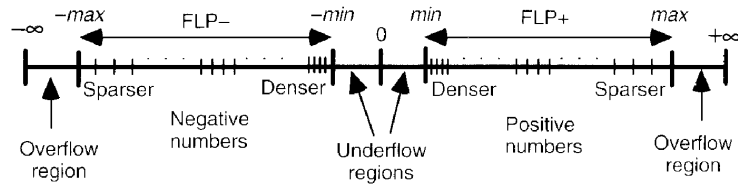
Il concetto di virgola binaria è analogo a quello della virgola decimale: le cifre binarie (*digits*) prima della virgola sono i coefficienti moltiplicativi delle potenze di 2, quelle dopo la virgola sono i coefficienti moltiplicativi delle potenze negative di 2. Si noti che possono esistere diverse rappresentazioni in virgola mobile equivalenti dello stesso valore: ad esempio, restando nel sistema decimale per maggiore chiarezza, il numero a 7 cifre (decimali)

$$1234500 = 0123450 \cdot 10^1 = 0012345 \cdot 10^2$$

Nella terminologia della notazione *floating point* la rappresentazione con il più piccolo esponente e la maggiore mantissa è detta "normalizzata" ed è quella con la massima risoluzione e il minimo range dinamico.

E' evidente che, una volta stabilito il numero di cifre da utilizzare (cioè di bit, se le cifre sono binarie) per la mantissa e per l'esponente, l'intervallo tra due valori consecutivi rappresentabili varia lungo il range dinamico della notazione floating point adottata (fig. 8): per valori piccoli, l'esponente è piccolo o anche negativo e la risoluzione è alta. Quando invece il numero da rappresentare è grande, l'esponente è grande, una variazione di +/- 1 LSB della mantissa è maggiore che nel caso precedente e la risoluzione è bassa.

Fig. 8 - Visualizzazione del range dinamico della notazione floating point.



Ad esempio, sempre con riferimento alla codifica a 20 bit impiegata sopra, l'intervallo tra il numero più grande rappresentabile e quello immediatamente precedente vale

$$x = 2^{(15-7)} \cdot (32767) - 2^{(15-7)} \cdot (32766) = 8388352 - 8388096 = 256$$

mentre tra 0 e il più piccolo valore positivo vale, come già visto: 0,0078125.

Si può notare che il rapporto tra l'ampiezza di questi due intervalli vale $90,3 \text{ dB}$ cioè $20 \log 2^{2^\epsilon - 1}$, dove ϵ è il numero di bit dell'esponente. Se a questi si sommano i $90,3 \text{ dB}$ cioè $20 \log 2^{2^\mu - 1}$, dove μ è il numero di bit della mantissa, si ottengono i $180,6 \text{ dB}$ di dinamica già calcolati sopra.

Questa caratteristica non è necessariamente favorevole nella registrazione di segnali sismici, perché con segnali forti porta a una perdita di risoluzione (vedi §11.2).

Da questa osservazione emerge però uno dei principali vantaggi, almeno nel software, della virgola mobile: la possibilità di un compromesso, a parità di numero di cifre utilizzate (cioè di bit, se le cifre sono binarie), tra la risoluzione e la dinamica. Se è possibile sacrificare dinamica a vantaggio della risoluzione si può scegliere di aumentare i bit della mantissa e diminuire quelli dell'esponente. Viceversa se è indispensabile una dinamica più ampia.

Ora che sono stati esposti i principi della notazione floating point è possibile trattare delle soluzioni circuitali adottate negli strumenti appena precedenti alla generazione attualmente in commercio. Molti strumenti di questo tipo, specie quelli dotati di amplificatori IFP (*Instantaneous Floating Point*), sono tuttora in uso.

11 - Amplificazione del segnale (II) - BGA e IFP

Ricapitoliamo le maggiori limitazioni delle tipologie di amplificatori esaminate fin qui: insufficiente dinamica per un guadagno costante prefissato e conseguente necessità di intervento dell'operatore per impostare i parametri di funzionamento dei circuiti di controllo del guadagno. La soluzione ideale a questi problemi avrebbe richiesto: una regolazione completamente automatica capace di rispondere velocemente a grandi variazioni del segnale; la facilità di registrare il valore del guadagno utilizzato per ogni campione con il minor numero di bit possibile; la facilità di elaborare i dati in un computer digitale. Questi requisiti vennero soddisfatti dall'introduzione dei (*Binary Gain Amplifiers*) e della tecnica IFP (*Instantaneous Floating Point*).

11.1 - Binary Gain Amplifiers (BGA)

Si basano su questo modo di operare: inizio a registrare con un guadagno abbastanza basso da non saturare il sistema con i primi campioni e, ad ogni successivo campione acquisito, verifico se il livello del segnale di uscita dall'amplificatore è compreso tra un numero di poco inferiore al fondo scala del convertitore A/D e la metà (-6 dB) del fondo scala stesso. Se il segnale di uscita resta sotto la soglia di -6 dB dal fondo scala per un tempo stabilito (tempo di rilascio) allora il sistema di controllo automatico raddoppia esattamente il guadagno dell'amplificatore. Al contrario, se il segnale di uscita si avvicina a saturare il convertitore, il guadagno viene immediatamente dimezzato. Questo era implementato collegando in cascata un numero variabile di stadi amplificatori ognuno con guadagno 2. Registrando insieme al segnale digitale prodotto dal convertitore A/D anche l'eventuale raddoppio o dimezzamento, è possibile ricostruire in un secondo momento l'esponente e quindi il dato originale. Inoltre viene costantemente sfruttata l'intera dinamica del convertitore A/D. Il BGA può variare il guadagno di $6 \cdot F_s$ dB/s, quindi se campioniamo con $F_s = 1$ kHz ottengo 6000 dB/s, molto più veloce di un AGC (circa 150 dB/s). Le uniche regolazioni richieste all'operatore erano il guadagno iniziale e il tempo di rilascio. Il modo di operare degli amplificatori BGA è rappresentato in fig. 9. Di fatto, una parte della conversione A/D viene effettuata dal sistema di controllo del guadagno dell'amplificatore, che fornisce l'esponente di un numero in virgola mobile.

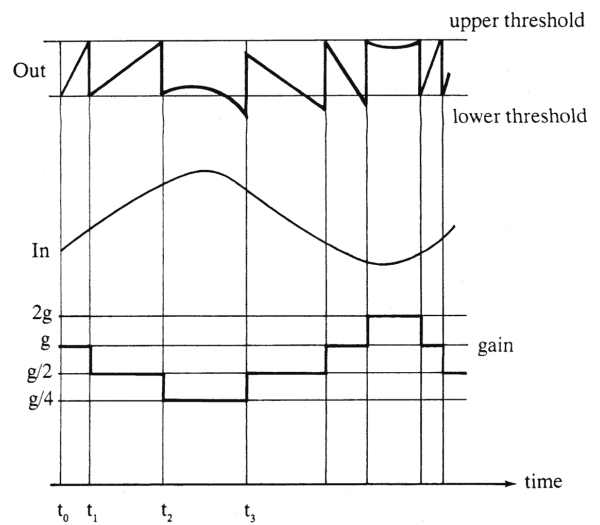


Fig. 9 - Funzionamento di un IFP: segnale presentato al convertitore A/D, segnale di ingresso ed esponente (da: Pieuchot, 1984).

11.2 - Amplificatori IFP (Instantaneous Floating Point)

Negli amplificatori IFP il guadagno viene regolato automaticamente per ogni singolo campione, indipendentemente dal valore dei campioni precedenti. Questo significa che sarebbe possibile acquisire un campione con la minima e il campione successivo con la massima amplificazione.

Gli amplificatori IFP funzionano in un modo molto semplice: un certo numero di stadi, tutti con uno stesso guadagno g (in genere 2) sono posti in cascata in modo che l'uscita del primo sia amplificata dal secondo, e così via; l'uscita di ognuno di questi stadi viene confrontata con due tensioni di riferimento: la tensione di fondo scala V_{FS} e la tensione V_{FS} / g . In generale, se la tensione all'uscita dello stadio in esame è maggiore di V_{FS} il sistema passa ad esaminare l'uscita dello stadio precedente; se al contrario è minore di V_{FS} / g il sistema passa ad esaminare l'uscita dello stadio successivo. Quando si trova uno stadio che fornisce

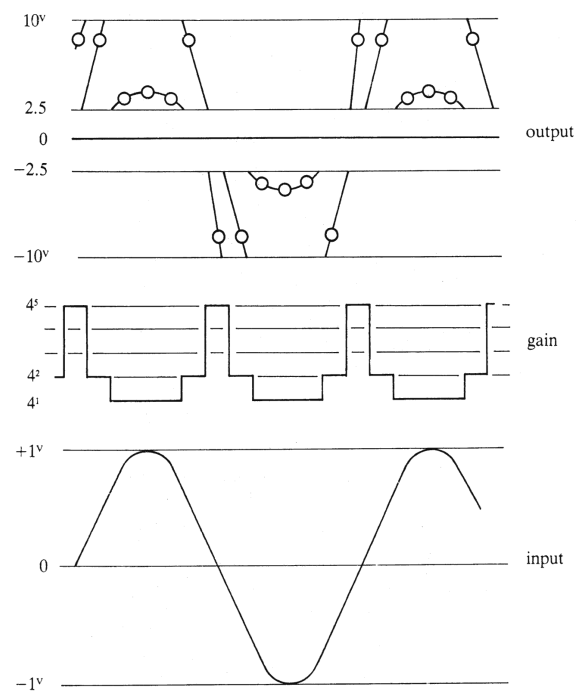


Fig. 10 - Funzionamento di un IFP: segnale presentato al convertitore A/D, esponente e segnale di ingresso (da: Pieuchot, 1984).

una uscita compresa tra i due riferimenti, questo viene collegato al convertitore A/D per la conversione della mantissa, mentre la posizione dello stadio nella cascata di amplificatori fornisce l'esponente per la notazione floating point. La fig. 10 illustra questo modo di operare. Gli strumenti dotati di IFP sono completamente automatici e possono essere progettati con una dinamica sufficiente per ogni segnale sismico. L'unico difetto consiste nel funzionamento in virgola mobile che, se da un lato offre un'ampia escursione dinamica, ha lo svantaggio di offrire una risoluzione variabile con l'ampiezza del segnale (vedi §10.2). Questo riduce la risoluzione con cui vengono registrati degli eventi di piccola ampiezza sovrapposti ad altri molto intensi: per esempio si pensi alla presenza di eventi multipli intensi che si sommano alle riflessioni utili. Se anche fossimo in grado di attenuare le multiple con il processing, le riflessioni utili sarebbero comunque state acquisite con una risoluzione e un rapporto segnale/rumore (SNR, *signal-to-noise ratio*) minore.

12 - Campionamento: discretizzazione nel tempo

L'operazione di campionamento fornisce in uscita un segnale discreto nel tempo; il numero di volte al secondo che il segnale in ingresso viene campionato è detto frequenza di campionamento F_s e il valore di ogni campione idealmente corrisponde al valore istantaneo del segnale di ingresso al tempo esatto in cui viene misurato.

Nel dominio dei tempi possiamo modellizzare il campionamento del segnale continuo di fig. 11 come il prodotto tra il segnale stesso e una funzione di campionamento impulsiva con impulsi di ampiezza unitaria (pettine di Dirac).

Dal teorema del campionamento di Nyquist - Shannon) deriva la necessità di utilizzare una frequenza di campionamento F_s maggiore al doppio della massima frequenza presente nello spettro del segnale di ingresso (frequenza di Nyquist, $F_N=(1/2)F_s$), al fine di evitare l'aliasing.

Esistono dispositivi che campionano a F_s multiple del numero di campioni al secondo che forniscono in uscita. Questa tecnica è detta sovracampionamento (*oversampling*) seguito da filtraggio e decimazione (*decimation*). È utilizzata nei convertitori A/D $\Delta\Sigma$ degli strumenti più recenti (vedi §18); il rapporto di sovracampionamento OSR (*oversampling ratio*) vale

$$OSR = \frac{F_s}{2F_N}$$

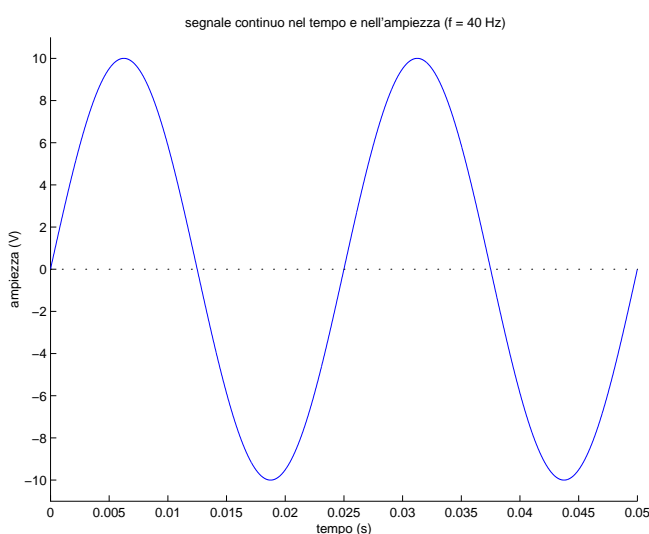


Fig. 11 - segnale sinusoidale continuo.

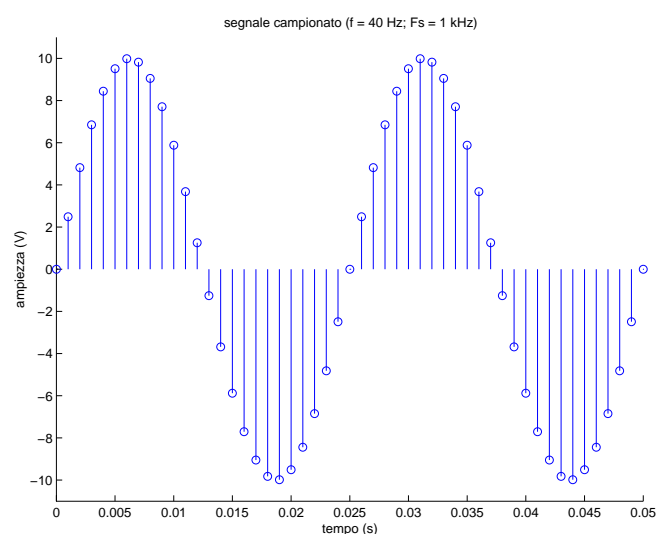


Fig. 12 - segnale campionato ideale.

Nel campionamento reale esistono alcune non-idealità che introducono distorsione e rumore nello spettro del segnale campionato: la larghezza finita degli impulsi della funzione di campionamento (ed es. Mazzotti, 1999; TI Corp., 1995; Smith, 1999) e l'errore dovuto alla precisione della base dei tempi, cioè dell'orologio che stabilisce il momento esatto in cui viene campionato il segnale analogico. Tralasciando il primo di questi problemi, che come noto introduce una distorsione nello spettro del segnale campionato dovuto alla convoluzione nel dominio delle frequenze tra lo spettro del segnale e lo spettro della funzione di campionamento, vediamo l'effetto degli errori della base dei tempi.

13 - Errore di apertura (aperture error)

Nel campionamento ideale ogni impulso della funzione di campionamento segue il precedente dopo un tempo costante ed esattamente pari a $1/F_s$. Nei dispositivi reali questo tempo presenta una fluttuazione casuale e l'errore di apertura³ che ne deriva pone un limite alla massima frequenza F_M del segnale campionabile con errore minore di un valore fissato. Infatti in ogni momento l'errore E_A (fig. 13) sarà direttamente proporzionale all'incertezza T_A dell'istante in cui il segnale viene campionato e allo *slew rate*, cioè alla derivata della tensione del segnale rispetto al tempo.

Per il segnale di tensione sinusoidale di fig. 13

$$V = V_o \sin 2\pi f \quad [\text{V}]$$

lo *slew rate* istantaneo vale

$$\frac{dV}{dt} = 2\pi f V_o \cos 2\pi f \quad [\text{V/s}]$$

e lo *slew rate* massimo, che si raggiunge a ogni passaggio dallo 0 del segnale

$$\left. \frac{dV}{dt} \right|_{\max} = 2\pi f V_o \quad [\text{V/s}]$$

per T_A piccoli, l'errore di apertura massimo vale

$$E_{A,\max} = T_A \left. \frac{dV}{dt} \right|_{\max} = 2\pi f V_o T_A \quad [\text{V}]$$

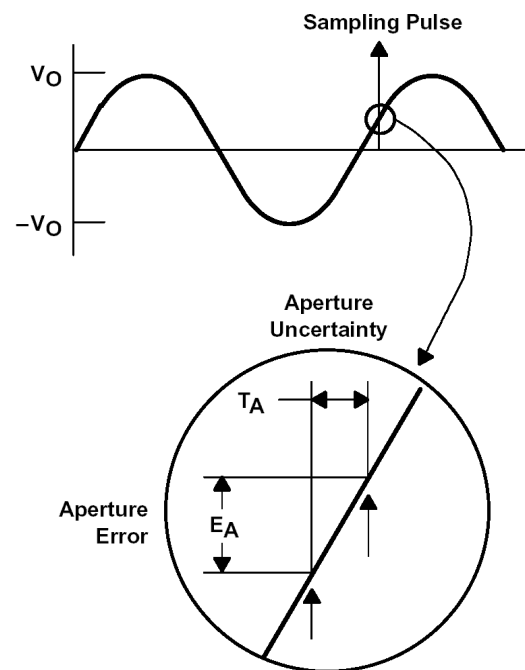


Fig. 13 - Errore di apertura (da: TI Corp., 1995).

Ipotizziamo che il campionamento venga seguito dalla quantizzazione del segnale campionato (vedi §14). Possiamo calcolare la frequenza massima F_M alla quale possiamo campionare con un errore di apertura minore della metà del passo di quantizzazione q

$$E_{A,\max} = 2\pi f V_o T_A < \frac{q}{2} = \frac{1}{2} \frac{2V_o}{n} \quad [\text{V}]$$

³ Il nome deriva dalla terminologia relativa a un particolare circuito elettronico, il *sample & hold*, che in molti sistemi di acquisizione svolge, tra altre funzioni, quella di campionare il segnale. In generale il concetto di errore di apertura consiste nell'incertezza sull'istante effettivo in cui viene acquisito ogni singolo campione.

$$f < \frac{1}{2\pi n T_A} \quad [\text{Hz}]$$

dove n è il numero massimo di livelli di quantizzazione diversi possibili.

14 - Quantizzazione: discretizzazione nell'ampiezza

La conversione di un dato analogico in dato digitale esprimibile con un numero finito di bit comporta una quantizzazione, che approssimi il valore del campione analogico al più vicino valore digitale rappresentabile. In questo processo va persa una parte di informazione: valori analogici simili vengono rappresentati con lo stesso numero, introducendo un errore che può essere considerato casuale⁴ e che si chiama rumore di quantizzazione (*quantization noise*). L'entità della perdita di informazione dipende dalla risoluzione disponibile al momento della quantizzazione: nel nostro caso dal numero di bit (vedi anche §10). L'ampiezza massima dell'errore di quantizzazione è di $\pm 1/2$ LSB, dove 1 LSB è la larghezza del gradino come visibile in fig. 14.

L'errore per il j -esimo gradino vale

$$E_j = (V_j - V_i) \quad [\text{V}]$$

e l'errore quadratico medio lungo tutto il j -esimo gradino vale

$$\overline{E_j^2} = \frac{1}{q} \int_{-q/2}^{+q/2} E_j^2 dE = \frac{q^2}{12} \quad [\text{V}^2]$$

dove $q = 1$ LSB, cioè la larghezza del gradino. Se assumiamo che tutti i gradini siano uguali, la tensione efficace del rumore di quantizzazione vale

$$E_{q,RMS} = \frac{q}{\sqrt{12}} \quad [\text{V}]$$

Si può dimostrare (ad es. TI, 1995) che per un segnale sinusoidale quantizzato da un convertitore a n bit il massimo valore teorico raggiungibile del rapporto segnale/rumore è

$$SNR|_{dB} = 6,02n + 1,76 \text{ dB}$$

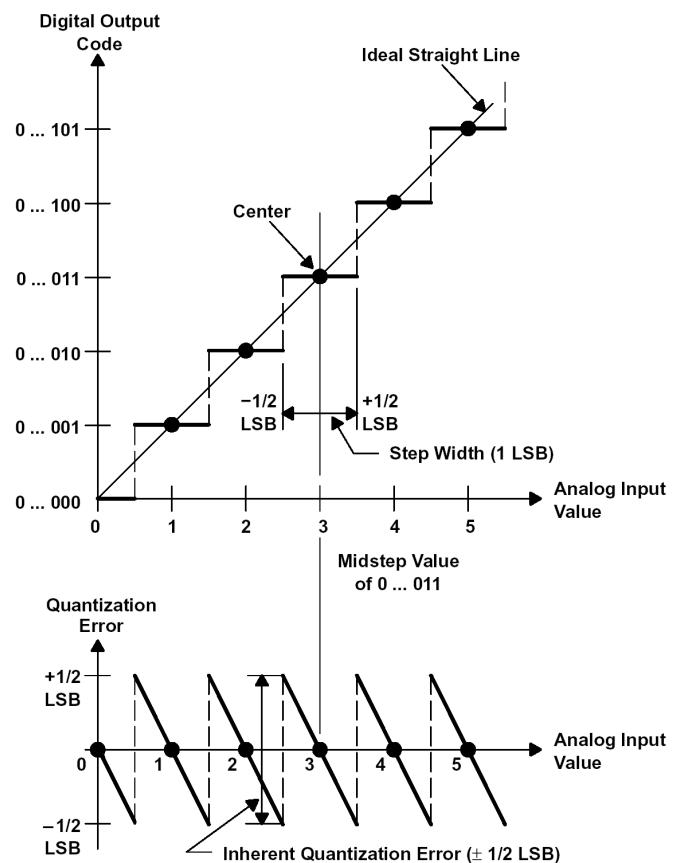


Fig. 14 - Errore di quantizzazione (da: TI Corp., 1995, modificata).

L'ampiezza, e di conseguenza l'energia, del rumore di quantizzazione non dipendono dall'ampiezza del segnale analogico, né dalla eventuale F_s , nel caso si stia trattando di un segnale campionato: quantizzazione e campionamento sono due concetti indipendenti tra loro.

⁴ L'errore di quantizzazione non può essere considerato casuale nel caso di segnali costanti nel tempo. Per questi segnali l'errore di quantizzazione contribuisce a peggiorare l'accuratezza della misura.

L'energia del rumore di quantizzazione di un segnale campionato è distribuita uniformemente tra 0 Hz e F_N (tutte le componenti a frequenza maggiore di F_N vengono aliasate dal campionamento nella banda tra 0 Hz e F_N) quindi la densità spettrale è

$$S_q(f) = \frac{E_{q,RMS}^2}{F_N} \quad [V^2/Hz]$$

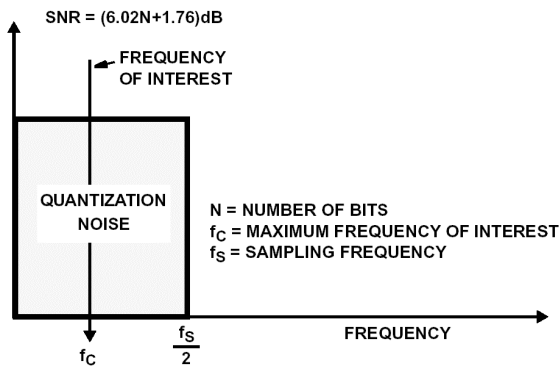


Fig. 15 - spettro del rumore di quantizzazione senza sovracampionamento (da: Jarman, 1995).

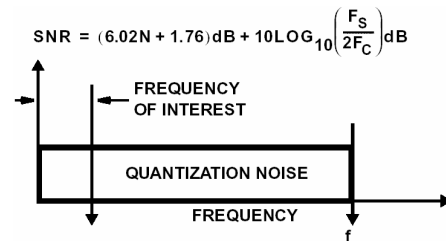


Fig. 16 - spettro del rumore di quantizzazione quando $OSR > 1$ (da: Jarman, 1995).

Consideriamo ora un segnale sovracampionato di un fattore OSR (vedi §12). Dopo il campionamento il rumore di quantizzazione sarà distribuito uniformemente su tutte le frequenze tra 0 Hz e F_s . Nella banda disponibile per il segnale utile (tra 0 Hz e F_N) l'energia del rumore di quantizzazione vale

$$E_{q,RMS}^2(OSR) = E_{q,RMS}^2 \frac{2F_N}{F_s} = \frac{E_{q,RMS}^2}{OSR} \quad [V^2]$$

e la tensione efficace del rumore di quantizzazione nella banda tra 0 Hz e F_N vale

$$E_{q,RMS}(OSR) = \frac{E_{q,RMS}}{\sqrt{OSR}} \quad [V]$$

Per sfruttare questa situazione (Jarman, 1995; Del Signore *et al.*, 1989), nello spettro del segnale campionato dobbiamo attenuare tutte le componenti presenti nella banda di frequenze tra F_N e $0,5 F_s$ così che, quando sottocampioneremo (decimazione) questo segnale campionato con una frequenza di $2 F_N$ pari al numero di campioni al secondo forniti in uscita, non vi sia rumore che possa essere aliasato nelle frequenze minori di F_N . Questo filtraggio passa basso viene effettuato da un filtro digitale, come vedremo parlando di convertitori A/D Δ - Σ (§18).

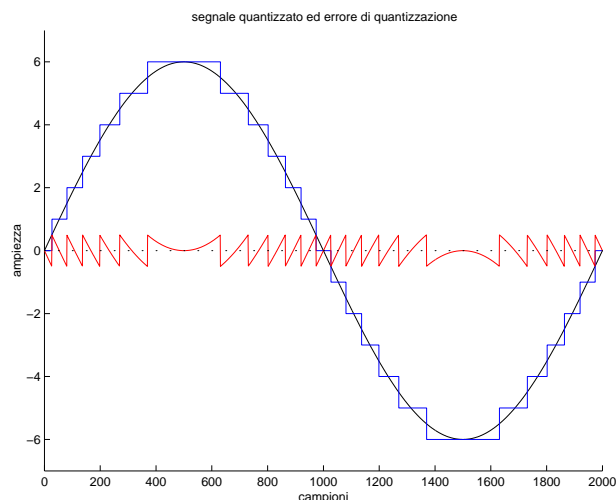


Fig. 17 - Rumore di quantizzazione di un segnale sinusoidale.

15 - Funzione di trasferimento ideale dei convertitori A/D

Un convertitore analogico-digitale ideale, cioè con errore totale massimo⁵ pari a zero e range dinamico infinito (quindi numero infinito di livelli di quantizzazione, ampiezza infinitesima di ogni gradino e rumore nullo), è descritto da una funzione di trasferimento costituita da una retta passante per l'origine (fig. 18).

I convertitori reali hanno un numero finito di livelli di quantizzazione, quindi la loro funzione di trasferimento è una funzione a scala; la larghezza di ogni gradino, detta passo di quantizzazione e indicata come 1 LSB (*least significant bit*, bit meno significativo) è uguale, ad eccezione del primo e dell'ultimo gradino che hanno larghezza pari a 1/2 LSB.

La risoluzione di un convertitore, pari a 1 LSB, è determinata dal numero n di bit della parola del segnale digitale di output e dall'ampiezza massima del segnale analogico di input FSR (*full-scale range*). Ricordando che il primo e l'ultimo gradino hanno ampiezza di 1/2 LSB, un convertitore a n bit ha 2^n possibili codici digitali di output e una risoluzione di

$$1 \text{ LSB} = \frac{\text{FSR}}{2^n - 1}$$

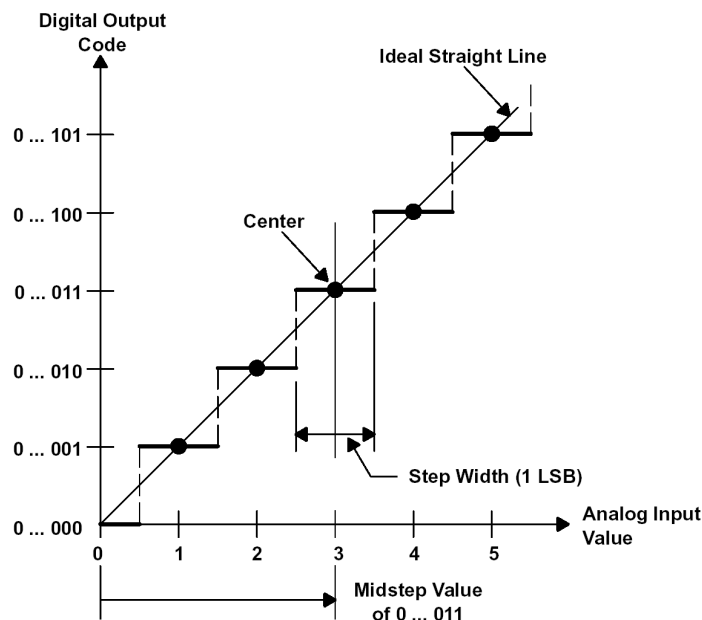


Fig. 18 - Funzione di trasferimento di un convertitore A/D reale (da: TI Corp., 1995).

I convertitori reali differiscono dal modello ideale anche perché presentano errori statici, cioè che riducono l'accuratezza della misura di segnali costanti nel tempo (*offset error*, *gain error*, *differential nonlinearity error* e *integral nonlinearity error*), ed errori dovuti alla non idealità del campionamento reale (ad es. *aperture error*, §13) che si manifestano nell'acquisizione di segnali variabili nel tempo. Un modo molto generale di calcolare il numero massimo di bit di risoluzione che si possono ottenere da un sistema reale, misurati SNR e THD (vedi §3) è il calcolo di ENOB (*effective number of bits*):

$$ENOB_{bit} = \frac{SINAD_{dB} - 1,76}{6,02}$$

⁵ L'errore totale, o accuratezza assoluta, è la massima differenza per ogni livello di quantizzazione tra il valore analogico in ingresso e il punto di mezzo ideale di quel livello di quantizzazione (vedi §14). Se il valore di questo errore è zero per ogni livello di quantizzazione si dice che l'errore totale *massimo* è zero, ma questo non è ottenibile nella realtà.

16 - Errori statici della funzione di trasferimento dei convertitori A/D reali

16.1 - Errore di offset (*offset error*)

È la differenza, misurata quando l'uscita digitale è a zero, tra il valore reale e quello nominale del *midstep value*, cioè del punto di mezzo del gradino della funzione di trasferimento. Questo errore interessa in uguale misura tutti i valori di output e si manifesta sul segnale digitale come una componente continua, cioè a frequenza uguale a zero; riduce l'escursione dinamica ma può essere ridotto mediante calibrazione manuale o, nei sistemi attuali, automatica.

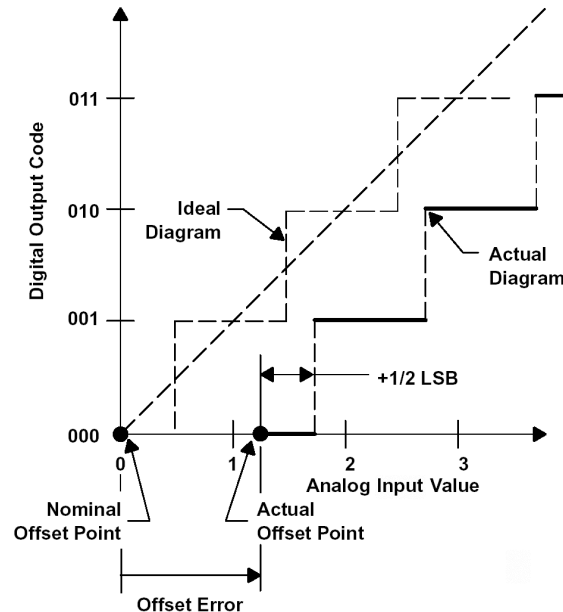


Fig. 19 - Funzione di trasferimento di un convertitore A/D affetto da errore di offset (da: TI Corp., 1995).

16.2 - Errore di guadagno (*gain error*)

È la differenza tra il valore reale e quello nominale del *midstep value* del gradino corrispondente al fondo scala dell'uscita digitale. Questo errore interessa con uguale percentuale tutti i valori di output, si manifesta come una piccola amplificazione o attenuazione del segnale e con una piccola variazione del FSR e dalla larghezza di 1 LSB. Può essere corretto con la calibrazione manuale o automatica.

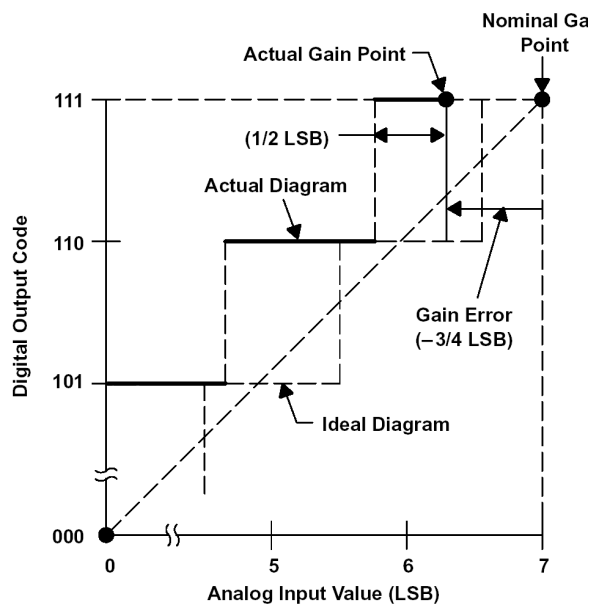


Fig. 20 - Funzione di trasferimento di un convertitore A/D affetto da errore di guadagno (da: TI Corp., 1995).

16.3 - Differential nonlinearity (DNL) error

È la differenza tra la larghezza reale di un gradino e il valore ideale di 1 LSB. Se per qualche valore digitale di output l'errore DNL è maggiore di 1 LSB la larghezza di questo gradino supera i 2 LSB ed è allora possibile che uno dei due valori adiacenti non compaia mai all'uscita per nessun valore analogico in ingresso. Si manifesta introducendo distorsione nel segnale digitale. In genere si indica il valore massimo di questo errore su tutto il range dinamico del convertitore. I convertitori A/D Δ - Σ attualmente usati hanno DNL virtualmente nulla.

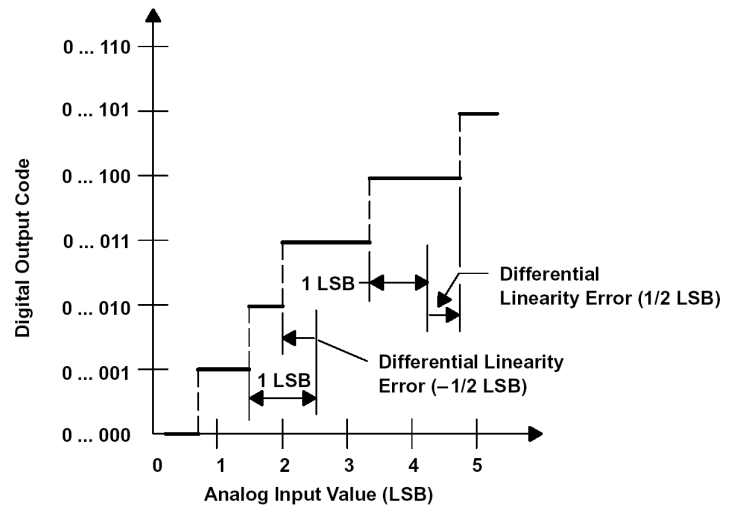


Fig. 21 - Funzione di trasferimento di un convertitore A/D affetto da errore DNL (da: TI Corp., 1995).

16.4 - Integral nonlinearity (INL) error

Viene anche indicato semplicemente come errore di linearità ed è la deviazione dei valori della funzione di trasferimento reale ai quali avviene la transizione da un gradino all'altro rispetto ai valori sulla retta che passa per i punti estremi della funzione di trasferimento, dopo che gli errori di offset e di guadagno sono stati compensati. Introduce distorsione nel segnale digitale.

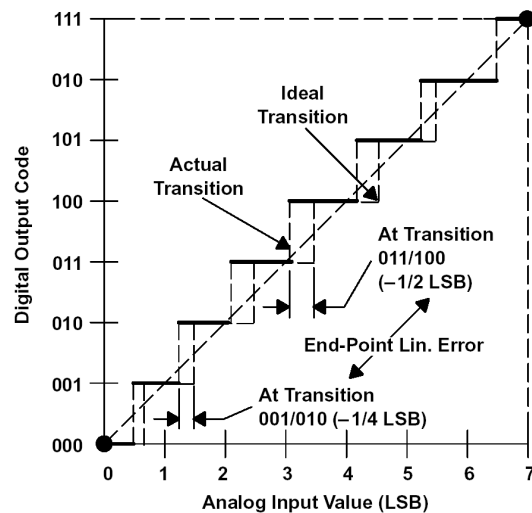


Fig. 22 - Funzione di trasferimento di un convertitore A/D affetto da errore INL (da: TI Corp., 1995).

16.5 - Errore totale (*total error* o *absolute accuracy*)

Per uno specifico gradino, è la massima differenza tra un valore analogico e il *midstep value* ideale. Include gli effetti di tutti gli errori statici descritti sopra e anche l'errore di quantizzazione.

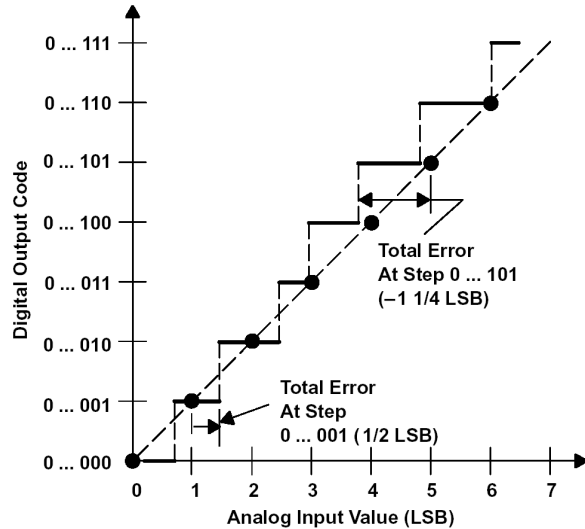


Fig. 23 - Funzione di trasferimento di un convertitore A/D che illustra la natura del *total error* (da: TI Corp., 1995).

17 - Tipi di convertitori A/D reali

Esistono molti tipi di convertitori A/D, ottimizzati prevalentemente per ottenere alte velocità di conversione o elevata risoluzione. (fig. 24)

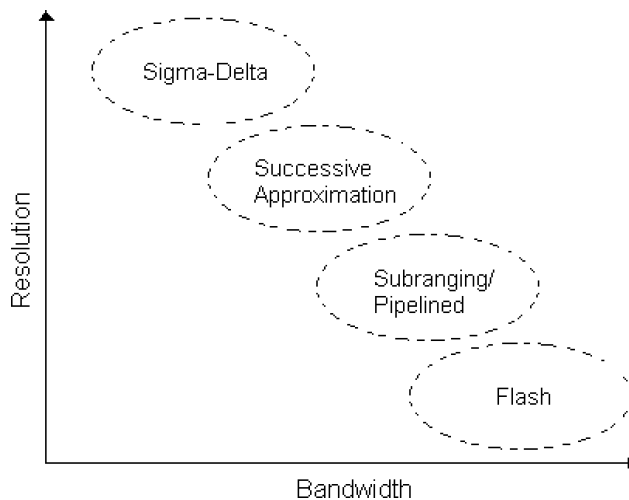


Fig. 24 - Differenti tecnologie realizzano differenti compromessi tra velocità e risoluzione. (da: Noriega, 1996).

I convertitori in grado di fornire la risoluzione necessaria nell'acquisizione di segnali sismici, cioè 12 - 18 bit per la mantissa dei sistemi floating point, 24 bit per i sistemi fixed point $\Delta-\Sigma$ attuali (Helbig, 1998) sono i convertitori ad approssimazioni successive e i convertitori $\Delta-\Sigma$.

I convertitori ad approssimazioni successive operano una serie di confronti tra la tensione da convertire e delle frazioni della tensione di fondo scala ottenute con una opportuna rete di resistenze di precisione. Il fattore limitante della risoluzione nella loro costruzione è la stabilità e la tolleranza

dei valori di resistenza. Vengono utilizzati per convertire la mantissa nei sistemi a virgola mobile, nei quali l'esponente viene ottenuto dal sistema di controllo del guadagno dell'amplificatore IFP o BGA e possono essere abbastanza veloci da convertire più canali multiplexati.

18 - Convertitori A/D Δ - Σ (Delta-Sigma) ⁶

Questi convertitori sovracampionano il segnale a una F_s superiore rispetto al numero di campioni che forniscono in uscita in un secondo, detto *word rate*. Sono composti da tre blocchi funzionali: un modulatore Δ - Σ , un filtro passa basso digitale e un decimatore digitale.

Il modulatore Δ - Σ riceve in ingresso il segnale analogico e l'onda quadra del segnale di campionamento e fornisce in uscita un treno di impulsi digitali con frequenza uguale a F_s e con una densità di 1 e 0 proporzionale al valore del segnale di analogico. Per valori prossimi a zero in uscita si hanno molti 0 e pochi 1; con un ingresso vicino al fondo scala il modulatore emette molti 1 e pochi 0; con un ingresso a metà della tensione di fondo scala le densità di 1 e 0 sono uguali (fig.25).

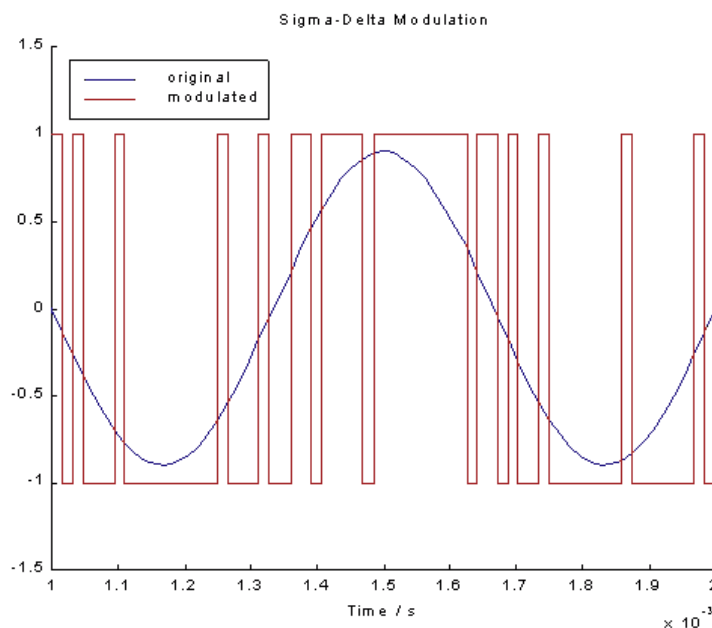


Fig. 25 - Simulazione del segnale digitale in uscita da un modulatore Δ - Σ (da: Rosti Antti, 2001).

Un'altra proprietà importante del modulatore Δ - Σ è quella di agire da filtro passa alto sul rumore di quantizzazione (Jarman, 1995), come visibile in fig. 26. Questo fenomeno, indicato in letteratura come *noise shaping* (ad es. Del Signore, 1989; Jarman, 1995) contribuisce a ridurre il rumore nella banda del segnale utile e permette, insieme all'effetto stesso del sovracampionamento esaminato in dettaglio nel §14, di ottenere SNR molto elevati, anche superiori a 120 dB.

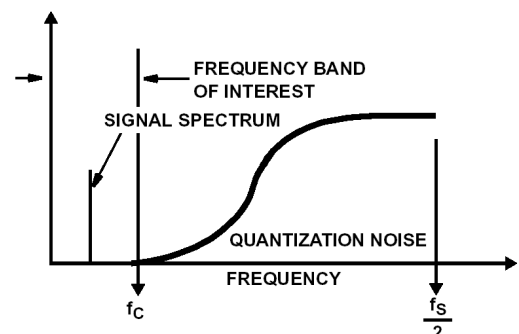


Fig. 26 - La caratteristica di filtro passa alto mostrata del modulatore Δ - Σ sul rumore di quantizzazione risulta evidente nello *shaping* del rumore stesso (da: Jarman, 1995).

⁶ Molto spesso vengono chiamati Σ - Δ , "sigma-delta". Le due forme sono sinonime.

Come visibile in fig. 26, il rumore è elevato al di sopra della banda di frequenze del segnale. Per questo i convertitori A/D Δ - Σ contengono un filtro passa basso digitale⁷ che presenta una elevatissima pendenza della curva di roll-off e una altrettanto elevata attenuazione nella stop-band. In fig. 27 è visibile l'effetto del filtraggio digitale.

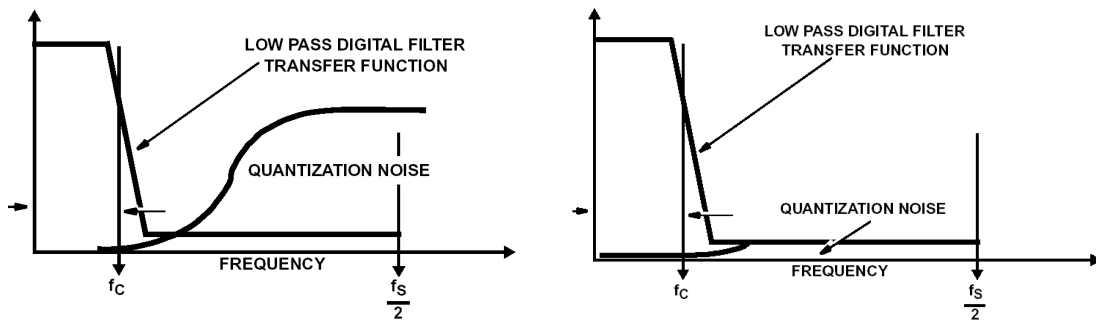


Fig. 27 - Effetto del filtro digitale sul rumore di quantizzazione nella regione di spettro a frequenze maggiori di quella della banda del segnale.

L'ultimo stadio del convertitore Δ - Σ consiste nella decimazione del segnale digitale. La stop band del filtro passa basso digitale si estende dalla $0,5 F_s$ fino al limite con la banda del segnale. Questo significa che tutta questa porzione dello spettro del segnale digitale campionato non contiene (teoricamente) più alcuna energia. Possiamo allora sottocampionare senza che si verifichino fenomeni di aliasing. La decimazione scarta molti dei campioni disponibili e ne trasmette all'uscita del comparatore soltanto una parte. Vediamo questo processo anche in termini di quantità di informazioni contenute nello spettro: dopo il filtro passa basso molte informazioni (cioè le fasi e le ampiezze delle componenti a frequenza maggiore di quella di taglio del filtro) sono state volutamente perse, perché contenevano solo rumore; il numero di campioni del segnale digitale risulta allora ridondante rispetto alla quantità di informazione contenuta nella banda $0 \text{ Hz} - F_N$ e può essere senz'altro decimato. La frequenza alla quale avviene il *downsampling* determina il numero di campioni emessi dal convertitore in un secondo e quindi la frequenza di Nyquist del sistema di campionamento. I convertitori Δ - Σ hanno molti vantaggi:

- offrono una dinamica nell'ordine dei 24 bit (144 dB), quindi la risoluzione con cui vengono acquisiti segnali forti non diminuisce, come invece accade in tutti i sistemi floating point;
- sono più economici, compatti, stabili e richiedono meno tarature di tutti i sistemi precedenti;
- raggiungono le loro prestazioni con un compromesso tra larghezza di banda e risoluzione e i parametri di questo compromesso (ad esempio il rapporto OSR) possono spesso essere variati secondo necessità senza modificare l'hardware;
- sono intrinsecamente lineari (per ragioni legate alla struttura interna del modulatore, che in realtà contiene un convertitore A/D a 1 bit);
- richiedono un filtraggio antialias analogico molto ridotto perché campionano il segnale a frequenze molto alte (nell'ordine dei MHz) e contengono un filtro digitale ad alte prestazioni;

ma presentano anche alcuni svantaggi:

- Non possono essere utilizzati su segnali multiplexati come avveniva negli apparecchi precedenti perché il modulatore Δ - Σ e il filtro digitale hanno bisogno di un certo tempo per passare da un segnale ad un altro;
- Hanno velocità limitata (ma più che sufficiente per le frequenze di nostro interesse).

⁷ La trattazione dei filtri digitali non viene qui affrontata. Tuttavia alcuni tipi di filtri digitali si basano su principi molto semplici: restando nel campo dei filtri digitali passa basso, è possibile realizzarne uno molto efficiente ed efficace implementando una semplice media mobile su una finestra di un certo numero di campioni.

Bibliografia

- Badger A.S., 1988 - *Special report on Digital Seismic Recorder specification standards by SEG Subcommittee on digital seismic recorder specifications*. Geophysics, 53 (3), 415-437.
- Carter B., 2000 - *Selecting the right operational amplifier for an A/D converter*. Texas Instruments Corp., App. Rep. SLOA050.
- Cuniberti E., De Lucchi L. & De Stefano B., 1988 - *Elettronica, vol. 2: Dispositivi e sistemi*. Petrini Ed., Bologna, 822 pp.
- Del Signore B.P., Kerth D.A., Swanson E.J., Souch N.S. & Welland D.R., 1989 - *Monolithic 20-bit Delta-Sigma A/D converter suitable for use in portable seismic data capture instrumentation*. Procs. 59th Ann. Int. Mtg. SEG, 398-400.
- Helbig K., 1998 - *Fifty years of amplitude control*. Geophysics, 53 (2).
- Jarman D., 1995 - *A brief introduction to Sigma Delta Conversion*. Intersil Corp., App. Note AN9504.
- Mazzotti A., 1999 - *Dispense ad integrazione delle lezioni del corso in Prospezioni Geofisiche. Cenni sulla teoria del campionamento 1D e 2D*.
- Noriega G., 1996 - *Sigma-Delta converters - Audio and medium bandwidths*. RMS Instruments., Tech. Note DT3.
- Pieuchot M., 1984 - *Seismic instruments*, in Helbig K. & Treitel S. (Eds.), *Handbook of Geophysical Exploration, 20*. Geophysical Press, Londra - Amsterdam, 372 pp.
- Pullan S.E., 1990 - *Recommended standard for seismic (/radar) files in the personal computer environment*. Geophysics, 55 (9), 1260-1271.
- Rosti Antti, 2001 - *1-bit A/D and D/A converters*. Pagina web <http://www.iki.fi/~rostri/1-bit/>.
- Rowland P., 2001 - *Amplifiers and bits: an introduction to selecting amplifiers for general-purpose data converters*. Texas Instruments Corp., App. Rep. SLOA035A.
- Smith W.S., 1999 - *The scientist and engineer's guide to digital signal processing, 2nd Ed.* California Tech. Publ., San Diego, CA, 650 pp.
- TI Corp., 1995 - *Understanding data converters*. Texas Instruments Corp., App. Rep. SLAA013.
- TI Corp., 1999 - *Noise analysis in operational amplifiers circuits*. Texas Instruments Corp., App. Rep. SLVA043A.
- USACE, 1999 - *Foreign Voltages and Frequencies Guide*. DoA, Tech. Rep. 5-688, Washington.

Appendice: la rappresentazione in dB

La rappresentazione in *decibel* è molto utilizzata per esprimere il rapporto tra due grandezze omogenee, in particolare quando questo può variare di diversi ordini di grandezza. Nell'acquisizione di segnali si lavora prevalentemente sull'ampiezza⁸ in tensione: un esempio tipico è il valore dell'amplificazione o dell'attenuazione di un segnale, espresso come rapporto tra l'ampiezza del segnale in uscita e l'ampiezza del segnale in entrata.

Nel caso dell'amplificazione o attenuazione in tensione, $A_v = V_o/V_i$

$$A_v|_{dB} = 20 \log_{10} \frac{V_o}{V_i} \quad A_v = 10^{\frac{A_v|_{dB}}{20}}$$

È possibile convertire a mente con buona approssimazione da e in decibel ricordando che:

A_v	1	2	3	10
$A_v _{dB}$	0	≈ 6	≈ 9.5	20

e applicando le proprietà dei logaritmi. Ad esempio:

$A_v _{dB} = 60 \text{ dB} = 3 \cdot 20 \text{ dB}$	equivale a	$A_v = 10^3 = 1000$
$A_v = 40000 = 2 \cdot 2 \cdot 10^4$	equivale circa a	$A_v _{dB} = 6 \text{ dB} + 6 \text{ dB} + 4 \cdot 20 \text{ dB} = 92 \text{ dB}$
$A_v = 5 = 10 / 2$	equivale circa a	$A_v _{dB} = 20 \text{ dB} - 6 \text{ dB} = 14 \text{ dB}$
$A_v = 0.5 = 1 / 2$	equivale circa a	$A_v _{dB} = 0 \text{ dB} - 6 \text{ dB} = -6 \text{ dB}$
$A_v _{dB} = -105 \text{ dB} \approx -5 \cdot 20 \text{ dB} - 6 \text{ dB}$	equiv. a poco più di	$A_v = 10^{-5} / 2 = 0.000005$

Alcuni altri parametri espressi convenientemente in *decibel* sono il rapporto segnale/rumore (SNR, *signal-to-noise ratio*, vedi §3), l'escursione dinamica (DR, *dynamic range*, vedi §3), la reiezione di modo comune (CMRR, *common mode rejection ratio*, vedi §5).

⁸ In origine invece il decibel era utilizzato per esprimere rapporti tra potenze: in tal caso per una amplificazione o attenuazione $A_v = P_o/P_i$ valgono:

$$A_v|_{dB} = 10 \log_{10} \frac{P_o}{P_i} \quad A_v = 10^{\frac{A_v|_{dB}}{10}}$$

LA SISMICA ANNO ZERO

