



UNIVERSITÀ DEGLI STUDI DI PALERMO
DIPARTIMENTO DI INGEGNERIA ELETTRICA ELETTRONICA E
DELLE TELECOMUNICAZIONI, DI TECNOLOGIE CHIMICHE,
AUTOMATICA E MODELLI MATEMATICI

Dottorato di Ricerca in
INGEGNERIA ELETTRONICA E DELLE TELECOMUNICAZIONI
Settore disciplinare ING-INF/01 ELETTRONICA

SISTEMI DI ACQUISIZIONE DATI AD ELEVATA
RISOLUZIONE E BASSI CONSUMI DI POTENZA

TESI DI DOTTORATO DI RICERCA DI
GIOACCHINO FERTITTA

COORDINATORE DEL CORSO
PROF. GIOVANNI GARBO

TUTOR
PROF. COSTANTINO. G. GIACONIA

XXIII CICLO – TRIENNIO 2009-2011

DOTTORATO



Indice generale

I. Introduzione	4
I.1 Sistemi elettronici di acquisizione ad elevata risoluzione.....	4
I.2 Sistemi di acquisizione alimentati a batteria.....	7
I.3 Sistemi di acquisizione per stazioni OBS.....	8
I.4 Conclusioni.....	10
II. Architetture di acquisitori elettronici ad elevata risoluzione	11
II.1 Descrizione a livello sistema.....	11
II.2 Conversione digitale.....	11
II.2.1 Risoluzione efficace e nominale.....	11
II.2.2 Conversione AD nei sistemi ad elevata risoluzione.....	13
II.2.3 Tensioni di riferimento per ADC ad alta risoluzione.....	16
II.3 Condizionamento analogico.....	19
II.3.1 Circuiti di condizionamento attivi.....	21
II.3.2 Circuiti di condizionamento passivi.....	22
II.4 Elaborazione dei dati.....	23
II.4.1 Finalità dell'elaborazione digitale.....	23
II.4.2 Soluzioni hardware a bassi consumi di potenza.....	29
II.5 Memorizzazione dei dati.....	32
II.5.1 Memorie non volatili a bassi consumi di potenza.....	32
II.5.2 Memorie a bassi consumi per sistemi di acquisizione.....	34
II.6 Circuiti di alimentazione.....	36
II.6.1 Le sorgenti di energia.....	36
II.6.2 Circuiti di alimentazione per sistemi ad alta risoluzione e bassi consumi di potenza.....	37
II.6.3 Sistemi a singola o a doppia alimentazione.....	39
III. Rumore elettronico nei sistemi ad alta risoluzione	41
III.1 Sorgenti di rumore nei sistemi di acquisizione.....	41
III.2 Sensori.....	42

III.3	Condizionamento analogico.....	43
III.3.1	Circuiti passivi.....	43
III.3.2	Circuiti attivi.....	47
III.4	ADC.....	51
III.5	Tensione di riferimento.....	55
III.6	Precisione aritmetica.....	56
IV.	La misura del rumore nei sistemi di acquisizione.....	61
IV.1	Introduzione.....	61
IV.2	Il set-up sperimentale.....	62
IV.3	Misura del rumore con ingressi a zero.....	64
IV.4	Misura del rumore con ingressi a tensione costante.....	65
IV.5	Misura del rumore con ingressi sinusoidali.....	68
IV.6	Conclusioni.....	70
V.	Precisione temporale.....	71
V.1	La localizzazione degli eventi sismici.....	71
V.2	Limiti dei riferimenti al quarzo.....	71
V.3	Generazione di riferimenti temporali accurati.....	73
V.4	L'acquisizione della variabile tempo.....	74
V.5	DTXO SISMTB 4.0.....	75
V.6	Conclusioni.....	77
VI.	Registratori geofisici ad elevate prestazioni.....	78
VI.1	Presentazione di un sistema di acquisizione per OBS.....	78
VI.1.1	Specifiche di progetto.....	78
VI.1.2	Architettura del sistema.....	78
VI.1.3	Prestazioni della soluzione presentata.....	86
VI.1.4	Potenza complessiva.....	91
VI.1.5	Potenza assorbita dal kernel software.....	92
VI.2	Dispositivi commerciali.....	93
	Appendice A Densità di rumore di un filtro passivo e differenziale.....	95
	Appendice B Rumore equivalente prodotto da un riferimento di tensione.....	98

I. Introduzione

1.1 Sistemi elettronici di acquisizione ad elevata risoluzione

I moderni sistemi di acquisizione dati sono costruiti secondo uno schema ben consolidato che prevede uno stadio analogico di ingresso, un convertitore analogico-digitale, *Analog to Digital Converter* (ADC), e uno stadio di uscita digitale. Lo stadio analogico realizza un'interfaccia verso i sensori ed eventualmente amplifica i segnali. Lo stadio d'uscita svolge il compito di elaborare e memorizzare i dati.

Dal momento che lo sviluppo dell'elettronica digitale ha permesso la diffusione di dispositivi con elevata potenza di calcolo a costi contenuti, oggi, i sistemi di acquisizione possono sfruttare complessi algoritmi di elaborazione allo scopo di migliorare la qualità dei dati. Anche se gli algoritmi concorrono insieme agli ADCs a determinare le prestazioni dei sistemi di acquisizione, è lo sviluppo tecnologico degli ADCs il fattore che determina maggiormente le prestazioni ottenibili da un sistema allo stato dell'arte.

I segnali analogici, applicati all'ingresso di un sistema di acquisizione, dopo aver “attraversato” lo stadio analogico vengono convertiti in sequenze di dati binari. La risoluzione di un sistema di acquisizione può essere definita come il numero di bit impiegati per esprimere un singolo dato. Come verrà spiegato nei prossimi capitoli, la risoluzione non dipende soltanto dallo stadio di conversione, ma anche dallo stadio di elaborazione, tuttavia, l'incremento della risoluzione ottenibile mediante gli algoritmi numerici è relativamente limitato, quindi la risoluzione di un sistema di acquisizione è determinata in larga parte dall'ADC impiegato.

Considerando le varie tecnologie di costruzione degli ADC e mettendone a confronto le prestazioni, si osserva un legame tra frequenza di campionamento e risoluzione [1]. In generale, all'aumentare della frequenza di campionamento la massima risoluzione ottenibile diminuisce. Restringendo il campo alle applicazioni che insistono sulla banda audio, si può affermare che i sistemi ad elevata risoluzione sono

quelli che impiegano ADC con risoluzione maggiore di 16bit.

Disporre di elevata risoluzione significa poter discriminare valori vicini della grandezza d'ingresso. I sistemi ad elevata risoluzione permettono di registrare fenomeni fisici che si manifestano con scarsa energia all'ingresso di uno o più sensori. Tuttavia, questa caratteristica da sola, non giustifica i costi e gli sforzi progettuali necessari per la realizzazione. Considerando il problema dell'acquisizione di segnali deboli, i sistemi a bassa risoluzione, dotati di amplificatori a basso rumore, offrono prestazioni superiori a quelle dei sistemi ad elevata risoluzione. La motivazione più forte allo studio di sistemi ad elevata risoluzione è la possibilità di registrare fenomeni fisici deboli anche quando questi si sovrappongono a fenomeni di maggiore entità. In questo caso infatti i sistemi basati su semplici front-end ad elevato guadagno non possono più funzionare a causa della saturazione.

Uno dei campi scientifici che richiedono l'impiego di sistemi ad elevata risoluzione è quello delle indagini geofisiche. Solitamente l'acquisizione dei segnali sismici nelle stazioni terrestri è affetta dal rumore artificiale prodotto dalle attività di produzione e trasporto. Tuttavia i migliori sensori sismici, se posizionati in siti strategici, possono rilevare eventi avvenuti anche a diverse migliaia di chilometri di distanza. Questi eventi, che vengono indicati col nome di telesismi, hanno la caratteristica di generare onde che si propagano sulla superficie terrestre per lungo tempo e subiscono numerose riflessioni e rifrazioni prima di essere attenuate del tutto. Quindi per i telesismi la probabilità di sovrapposizione con altri eventi è relativamente alta. L'acquisizione ad elevata risoluzione è di fondamentale importanza nelle applicazioni geofisiche, perché consente la registrazione fedele di eventi con intensità diversa anche in sovrapposizione.

Anche nell'ambito delle apparecchiature mediche si osserva un crescente interesse per i sistemi ad elevata risoluzione. L'elettrocardiogramma è l'esempio più noto di indagine medica basata sull'acquisizione di potenziali elettrici. I segnali contenenti le informazioni di interesse medico risultano sovrapposti a rumore, di natura fisiologica e non, la cui ampiezza supera quella dei segnali stessi. Negli ultimi anni l'approccio

classico, basato sull'impiego di stadi analogici in cascata, viene spesso abbandonato in favore dell'adozione di sistemi ad elevata risoluzione. La nuova strategia, infatti, si è dimostrata vantaggiosa sia in termini di costi che di consumi di potenza [2].

Anche le applicazioni industriali traggono beneficio dalla diffusione di ADC ad elevata risoluzione¹. I sistemi industriali di controllo devono eseguire il monitoraggio di grandezze fisiche assai diverse fra loro, pressione, temperatura, umidità, etc.. Di conseguenza i sistemi di acquisizione per applicazioni industriali devono possedere un'interfaccia adatta a diverse tipologie di sensori. Le soluzioni possibili sono tre:

- usare un *Programmable Gain Amplifier* (PGA) combinato con un ADC a bassa risoluzione;
- applicare un amplificatore ad ogni ingresso mantenendo la scelta di un ADC a bassa risoluzione;
- connettere gli ingressi non amplificati a un ADC ad alta risoluzione.

L'approccio basato su PGA è vincente in termini di costo. I PGA permettono di variare la dinamica d'ingresso a seconda dei sensori quindi è sufficiente un unico dispositivo per acquisire diversi ingressi. Il punto debole di questa strategia si manifesta quando la dinamica del segnale d'ingresso varia nel tempo. In questo caso il sistema di controllo fa variare il guadagno del PGA in funzione della dinamica stessa. Le variazioni di guadagno provocano la comparsa di rumore transitorio nell'acquisizione. Inoltre il *gain mismatch* del dispositivo è una ulteriore sorgente di errore.

L'utilizzo di un amplificatore dedicato per ogni sensore permette di raggiungere prestazioni elevate ma non è una scelta a basso costo.

L'impiego di un ADC ad elevata risoluzione ha come maggiore vantaggio la semplicità. In certi casi questo approccio permette di raggiungere prestazioni

¹ Le informazioni sulle applicazioni industriali, riportate in questo paragrafo, riflettono il contenuto di un articolo di Dave Kress, direttore del marketing di Analog Devices, apparso su www.ecnmag.com.

superiori a quelle di un PGA, ma ad un costo più basso rispetto alla soluzione con amplificatori singoli.

Un esempio di applicazione che evidenzia l'importanza dei sistemi ad alta risoluzione è il monitoraggio della temperatura di processi industriali. Le termocoppie possono essere posizionate in punti diversi dello stesso processo al fine di acquisire diverse temperature. In questo caso serve accuratezza assoluta, per conoscere la temperatura di ogni punto, ma anche accuratezza differenziale, per apprezzare le piccole variazioni di temperatura in un punto fissato. Nel caso di questa applicazione un ADC ad elevata risoluzione permette di costruire un'architettura relativamente semplice, rispetto ai sistemi analogici di condizionamento dei segnali.

Infine i sistemi ad elevata risoluzione consentono di sfruttare l'intero range dinamico dei fotodiodi. Questi dispositivi infatti hanno un range così esteso che di solito vengono accoppiati con amplificatori logaritmici. Tuttavia gli amplificatori di questo tipo richiedono componenti passivi di elevata precisione ed operazioni di taratura, quindi l'adozione di sistemi ad elevata risoluzione può risultare una scelta vantaggiosa in termini di costi.

1.2 Sistemi di acquisizione alimentati a batteria

Esistono svariate ragioni per decidere di alimentare un sistema di acquisizione a batteria. La più banale fra queste è la necessità di raccogliere dati in luoghi non ancora raggiunti dalla rete di distribuzione dell'energia elettrica, tuttavia questa non è la sola motivazione possibile.

Buona parte della moderna strumentazione medica contiene al suo interno sistemi di acquisizione più o meno sofisticati. Parte di questi strumenti sono alimentati a batteria al fine di permettere la gestione delle emergenze mediche lontano dalle strutture ospedaliere o in funzione di una migliore logistica dei reparti ospedalieri.

Nel settore *automotive* e in particolare durante le fasi di test, i sistemi di acquisizione *embedded* non possono essere collegati all'alimentazione elettrica del veicolo stesso a

causa del rumore elettromagnetico generato dalle candele. In questi casi si preferisce isolare il sistema dai disturbi collegandolo a batterie separate.

Le apparecchiature *low noise* allo stato dell'arte vengono alimentate a batteria per diversi motivi:

1. i convertitori AC/DC, necessari per assorbire energia dalla rete elettrica, sono sorgenti intrinseche di rumore condotto e talvolta di disturbi elettromagnetici;
2. sulla rete elettrica viaggiano i disturbi generati dai convertitori AC/DC di tutti gli strumenti connessi alla rete stessa;
3. disconnettere la massa dello strumento dal potenziale di terra consente di limitare l'effetto dell'accoppiamento capacitivo fra gli ingressi del sistema d'acquisizione e i cavi della rete elettrica;
4. le batterie sono le sorgenti di energia elettrica che generano in assoluto i più bassi livelli di rumore [3].

In base alle considerazioni sin qui esposte risulta chiaro che le batterie sono le sorgenti di energia ideali per i sistemi di acquisizione ad elevata risoluzione. Tuttavia l'evoluzione tecnologica delle batterie è un fenomeno lento rispetto all'incessante sviluppo del settore elettronico. Questa lentezza dà origine alla necessità di costruire strumenti elettronici a bassi consumi di potenza. Il vantaggio dell'elettronica con bassi consumi non consiste solo nell'allungamento della durata della carica delle batterie, ma anche nell'aumento del loro tempo di vita (il tempo di vita viene spesso misurato come numero di cicli di carica / scarica).

1.3 Sistemi di acquisizione per stazioni OBS

In questo paragrafo verrà presentata un'applicazione che più di altre esige acquisitori con entrambe le caratteristiche di bassi consumi ed elevata risoluzione. Si tratta della raccolta di dati geofisici operata per mezzo di *Ocean Bottom Seismometers* (OBS), ovvero stazioni sismiche sottomarine. Le motivazioni scientifiche di queste indagini sono legate alla presenza di siti attivi di particolare interesse geofisico localizzati sul

fondo del mare. Per citare un esempio, i ricercatori dell'“Osservatorio Gibilmanna”² sono attivi da anni nel monitoraggio del maggiore vulcano attivo di tutta Europa, il vulcano Marsili, posizionato a 140 km a nord della costa di Messina.

Il fondo del mare è un ambiente privilegiato per l'acquisizione di dati sismici dal momento che il rumore artificiale prodotto dalle attività industriali e di trasporto risulta notevolmente attenuato. In queste condizioni i sensori sismici allo stato dell'arte permettono di acquisire eventi molto deboli tra cui i telesismi. In base a queste considerazioni, i sistemi di acquisizione ad elevata risoluzione risultano l'unica possibile scelta per realizzare l'acquisizione dei dati.

Allo stesso tempo operare sul fondo del mare significa disporre di strumentazione altamente sofisticata e costosa per la deposizione e il recupero delle stazioni di misura. Uno degli elementi che incidono maggiormente sul costo è il fattore di ingombro delle batterie. Di conseguenza tutti gli strumenti e l'elettronica di contorno per OBS devono essere a bassi consumi di potenza. Inoltre allo scopo di limitare le spese di deposizione e recupero è necessario effettuare campagne di misura relativamente lunghe (fino a un anno) e ciò limita ulteriormente la quantità di potenza elettrica utilizzabile.

Considerando il solo sistema di acquisizione, la voce più importante fra i costi di costruzione è costituita dalla memoria. Un acquisitore multicanale per OBS richiede circa 10 GB di memoria per ogni mese di funzionamento sottomarino. Quindi è importante implementare algoritmi di compressione dei dati che limitino il consumo di memoria senza incidere pesantemente sui consumi di potenza.

In geofisica le forme d'onda prodotte dai sensori non sono molto significative se non è possibile risalire al tempo in cui gli eventi registrati sono accaduti. Infatti la localizzazione degli epicentri si basa sul confronto dei dati sismici registrati da stazioni poste a grande distanza. Il parametro di maggiore interesse è costituito dal

² L'Osservatorio Gibilmanna è un'unità di ricerca che fa capo all'Istituto Nazionale di Geofisica e Vulcanologia. Da diversi anni questa unità è impegnata in una collaborazione scientifica con il laboratorio di Elettronica dei Sistemi Digitali dell'Università degli Studi di Palermo.

tempo di arrivo degli eventi in ciascuna stazione. In genere la stima del tempo deve essere valutata con precisione dell'ordine del secondo. Per capire quale sia il livello di precisione in questione, bisogna notare che l'errore commesso nella misura del tempo è un errore di tipo accumulato, cioè tende a crescere col passare del tempo. Considerando la durata massima di una campagna di misura (1 anno), un errore sul tempo assoluto pari ad 1 secondo corrisponde ad una stabilità temporale dell'ordine di 10^{-8} . Valori così bassi di stabilità³ indicano che i sistemi di acquisizione per OBS devono essere dotati di orologi ben più sofisticati dei semplici quarzi, al fine di consentire la corretta localizzazione degli eventi sismici.

1.4 Conclusioni

In questo capitolo sono state presentate svariate applicazioni che combinano insieme sia l'esigenza di alta risoluzione che di bassi consumi. Inoltre, è stato spiegato che le ottime prestazioni di rumore delle batterie sono il nesso tra elevata risoluzione e bassi consumi di potenza. In base alle considerazioni svolte, si può affermare che lo sviluppo di acquisitori, aventi entrambe le caratteristiche citate, è un problema di carattere generale nel mondo dell'acquisizione dati.

³ Sarebbe più corretto dire “instabilità”, è una consuetudine tipica del mondo delle misure di frequenza usare il termine stabilità per indicare piuttosto l'instabilità.

II. Architetture di acquisitori elettronici ad elevata risoluzione

II.1 Descrizione a livello sistema

La struttura dei moderni sistemi di acquisizione, che è stata introdotta brevemente all'inizio del paragrafo I.1, verrà analizzata in maggiore dettaglio in questo capitolo. Questa struttura è basata su un insieme di blocchi funzionali distinti, ognuno dei quali implementa una delle *funzioni di base* elencate di seguito:

- condizionamento analogico degli ingressi;
- conversione analogico-digitale;
- elaborazione dei dati convertiti;
- memorizzazione dei dati;
- generazione delle tensioni di alimentazione per i circuiti interni al sistema.

Nei prossimi paragrafi tutti i blocchi funzionali, relativi alle funzioni citate, verranno analizzati in dettaglio con particolare riferimento al progetto di acquisitori ad elevata risoluzione e bassi consumi di potenza. Verrà inoltre spiegato quali siano i vincoli stringenti che caratterizzano la progettazione di un dispositivo allo stato dell'arte. L'ordine dei paragrafi non rispetta quello elencato per le funzioni di base, ma piuttosto, è funzionale alla comprensione dei vincoli concettuali tra i diversi sottosistemi.

II.2 Conversione digitale

II.2.1 Risoluzione efficace e nominale

Lo studio delle prestazioni e dei limiti degli ADCs ad elevata risoluzione si basa essenzialmente sul concetto di *rumore di quantizzazione* e sulla distinzione tra *risoluzione nominale* e *risoluzione effettiva*. Dunque, è opportuno presentare almeno brevemente queste grandezze, prima di entrare nel vivo della discussione sugli

ADCs.

II.2.1.1 Risoluzione nominale

La risoluzione nominale è il numero di bit che l'ADC usa per codificare i dati in uscita. Questo parametro è indicativo della precisione massima ottenibile da un ADC, ma non della precisione effettiva.

II.2.1.2 Rumore di quantizzazione

L'ADC dispone di un numero finito di valori digitali per rappresentare tutti i possibili valori in ingresso. Di conseguenza, alla conversione analogico-digitale si associa un errore di approssimazione, detto *errore di quantizzazione*⁴.

A stretto rigore, l'errore di quantizzazione non è una grandezza aleatoria ma determinata, in quanto dipende unicamente dal livello di tensione in ingresso. Tuttavia, in letteratura, si considera l'errore di quantizzazione come il risultato di un processo aleatorio non correlato al valore di ingresso. Inoltre, nel dominio della frequenza, si accetta l'ipotesi che la densità spettrale di potenza del processo sia costante (spettro bianco). Il processo aleatorio è chiamato *rumore di quantizzazione*.

L'effetto della quantizzazione su livello di rumore dell'ADC può essere espresso mediante la potenza media del processo N_q o mediante il *signal to noise ratio*⁵ (*SNR*). La (1) e la (2) mostrano le relative espressioni analitiche (per la derivazione delle formule riferirsi a [4]). Si noti che la potenza media dipende dalla risoluzione nominale N così come dalla dinamica dell'ADC A mentre l'*SNR* dipende unicamente da N .

$$N_q = \frac{1}{3} \cdot \frac{A^2}{2^{2N}} \quad (1)$$

4 L'insieme dei valori digitali all'uscita dell'ADC è un insieme quantizzato (cioè discreto). Da qui l'uso delle espressioni “quantizzazione” ed “errore di quantizzazione” per indicare rispettivamente la conversione analogico-digitale e l'errore ad essa associato.

5 Per il calcolo dell'*SNR* si considera un segnale sinusoidale di ampiezza massima rispetto alla dinamica d'ingresso dell'ADC.

$$SNR_{dB} = \left[\left(\frac{A^2}{2} \right) \cdot \left(\frac{A^2}{3 \cdot 2^{2N}} \right)^{-1} \right]_{dB} = 1.76 + 6.02 N \quad (2)$$

II.2.1.3 Risoluzione effettiva

Negli ADC reali, il rumore di quantizzazione non è l'unica sorgente di errore che influisce sulla qualità dei dati. Di conseguenza, la misura dell' SNR su ADCs reali restituisce valori inferiori rispetto al valore teorico dato dalla (2). Dunque l' SNR teorico esprime il grado massimo, non effettivo, di precisione ottenibile da un ADC. Dato che l' SNR teorico dipende unicamente dalla risoluzione nominale, per transitività, neanche la risoluzione nominale è un parametro indicativo della precisione effettiva dell'ADC.

La *risoluzione effettiva*, al contrario della risoluzione nominale, tiene conto della quantità totale di rumore misurabile all'uscita dell'ADC. Il suo valore, N_{eff} , viene calcolato, sulla base del valore misurato di SNR , invertendo la relazione (2). La (3) mostra la relazione analitica.

$$N_{eff} = \frac{SNR_{dB} - 1.76}{6.02 N} \quad (3)$$

Dal momento che i valori misurati di SNR sono sempre inferiori al valore dato dalla (2), la risoluzione effettiva è sempre inferiore a quella nominale.

II.2.2 Conversione AD nei sistemi ad elevata risoluzione

Come è stato spiegato nel paragrafo I.1, alla base dei sistemi di acquisizione ad elevata risoluzione vi sono ADCs ad elevate prestazioni. Sul mercato esistono varie architetture di ADCs ma non tutte possono essere impiegate nei sistemi ad elevata risoluzione. In particolare, le architetture meno adatte sono quelle che, per motivi strutturali, risentono maggiormente delle imperfezioni di fabbricazione dei dispositivi.

Gli ADCs Sigma-Delta costituiscono un brillante esempio di architettura con elevata

tolleranza rispetto ai limiti dei processi tecnologici. Questa caratteristica permette ai Sigma-Delta di raggiungere risoluzioni superiori ai 16 bit. Il principio di funzionamento di questa architettura è abbondantemente descritto in [5]. In questo paragrafo saranno espressi alcuni concetti teorici sul funzionamento dei Sigma-Delta, che consentono di comprendere i punti di forza di questi dispositivi all'interno dei sistemi di acquisizione.

Il blocco funzionale più importante nell'ADC Sigma-Delta è chiamato *modulatore*. Il modulatore comprende circuiti analogici e digitali che, connessi, formano un anello di reazione. Malgrado la complessità del modulatore, è possibile darne una semplice descrizione basata sulla relazione ingresso/uscita. In quest'ottica il modulatore può essere descritto come un ADC a bassa risoluzione (solitamente non superiore ai 2 bit) e ad elevata frequenza di campionamento (molto maggiore della frequenza di Nyquist).

In base alla descrizione data, dovrebbe essere chiaro che la banda del segnale in ingresso è contenuta in una piccola porzione della banda del modulatore. A questa porzione possiamo dare il nome di “banda utile” per distinguerla dalla regione dello spettro che non è occupata dal segnale in ingresso.

La caratteristica specifica del modulatore Sigma-Delta sta nella distribuzione del rumore di quantizzazione rispetto alla frequenza. Contrariamente ai normali ADCs, che producono rumore costante su tutto lo spettro⁶, i modulatori Sigma-Delta generano un livello di rumore minore all'interno della banda utile e maggiore all'esterno. La modulazione della densità di rumore si indica con l'espressione: *noise shaping*.

Lo stadio di uscita dei convertitori Sigma-Delta è costituito dalla sezione di filtraggio digitale. Il filtraggio digitale, che viene effettuato con filtri di tipo *finite impulse response* (FIR), cancella il rumore di quantizzazione all'esterno della banda utile lasciando inalterato il segnale in ingresso. Dunque il filtraggio provoca un abbattimento della potenza media di rumore ovvero un aumento dell'*SNR*. In base

⁶ Per i segnali campionati lo spettro si estende da zero alla frequenza di Nyquist.

alla formula (3), all'aumento dell' SNR corrisponde un incremento della risoluzione effettiva. Grazie a questo meccanismo, è possibile ottenere alti valori di risoluzione in uscita dai filtri FIR.

I filtri FIR restringono la banda dell'ADC dal valore originario, dettato dalla frequenza del modulatore fino ad un valore finale, che dipende dalla banda effettiva del segnale. In base al teorema di Nyquist, la riduzione della banda permette un abbassamento proporzionale della frequenza di campionamento. Tale abbassamento, detto *decimazione*, avviene già all'uscita dei filtri FIR, che, per questa ragione, sono anche detti *filtri decimatori*.

Come è stato spiegato, il modulatore trasferisce buona parte del rumore di quantizzazione dall'interno della banda utile verso le alte frequenze (noise shaping). Tuttavia una quota minoritaria di rumore permane nella banda utile. Sfortunatamente, questo livello residuo risulta indistinguibile dal segnale in ingresso, dal momento che occupa lo stesso intervallo di frequenze. Di conseguenza i filtri decimatori non possono cancellare il livello residuo nella banda utile, che in definitiva determina il valore della risoluzione effettiva in uscita.

Al crescere della banda utile, la porzione di rumore che passa inalterato attraverso i filtri FIR aumenta. Di conseguenza ad un aumento della banda del segnale corrisponde una perdita di risoluzione effettiva. Questa considerazione sta alla base di un principio fondamentale degli ADC Sigma-Delta: la risoluzione effettiva è una funzione crescente del rapporto fra la banda del modulatore e la banda utile. Questo rapporto viene chiamato in letteratura *rapporto di decimazione*.

Allo scopo di eliminare la ridondanza dei dati, è conveniente scegliere come frequenza finale di campionamento il doppio della banda del segnale. Con questa condizione, il rapporto tra la banda del modulatore e la banda utile è uguale al rapporto tra la frequenza di campionamento iniziale e quella finale. Questa uguaglianza giustifica l'uso dell'espressione “rapporto di decimazione” per indicare un rapporto tra due ampiezze di banda.

Dal momento che la risoluzione di un ADC Sigma-Delta dipende dal rapporto di decimazione, la risoluzione effettiva non è un parametro statico, cioè strettamente legato all'architettura dell'ADC. Infatti, molti dispositivi, presenti sul mercato, possono essere configurati per operare a diverse frequenze di campionamento e con diversi valori di risoluzione.

Oggi la quasi totalità dei Sigma-Delta si attesta sui 24bit di risoluzione nominale. La risoluzione effettiva, invece, varia da dispositivo a dispositivo, in relazione all'architettura del modulatore e al rapporto di decimazione.

Per fare un esempio di ADC ad elevate prestazioni, è possibile citare l'ADS1281 [6] che vanta, secondo i dati del produttore (Texas-Instruments), 130dB di SNR alla frequenza di campionamento di 250 *Sample Per Second* (SPS), questo valore di SNR corrisponde ad una risoluzione effettiva di 21.3bit. In base alla conoscenza degli autori, il dispositivo citato presenta il valore più alto di SNR tra tutti gli ADCs in commercio.

II.2.3 Tensioni di riferimento per ADC ad alta risoluzione

Il funzionamento degli ADC richiede l'applicazione di un livello di tensione DC, detto tensione di riferimento, ad appositi ingressi. Durante la conversione l'ADC confronta l'ingresso con questo livello e produce un codice digitale. Per ottenere elevate prestazioni dall'ADC è necessario che la tensione di riferimento sia altamente stabile e priva di rumore.

La stabilità della tensione di riferimento dipende essenzialmente dal *coefficiente termico* del circuito di generazione, che esprime la variazione di tensione in corrispondenza ad una variazione unitaria della temperatura. Il rumore del riferimento invece viene generato all'interno dei circuiti elettronici che lo generano. Le variazioni termiche sono un processo relativamente lento, quindi producono alterazioni dei dati a bassa frequenza, al contrario, il rumore elettronico influenza la precisione dei dati in un intervallo esteso di frequenze.

Oggi esistono tre categorie di circuiti integrati adatti alla generazione delle tensioni di riferimento per gli ADCs ad alte prestazioni: 1) *bandgap*; 2) *XFET*; 3) *buried zener*.

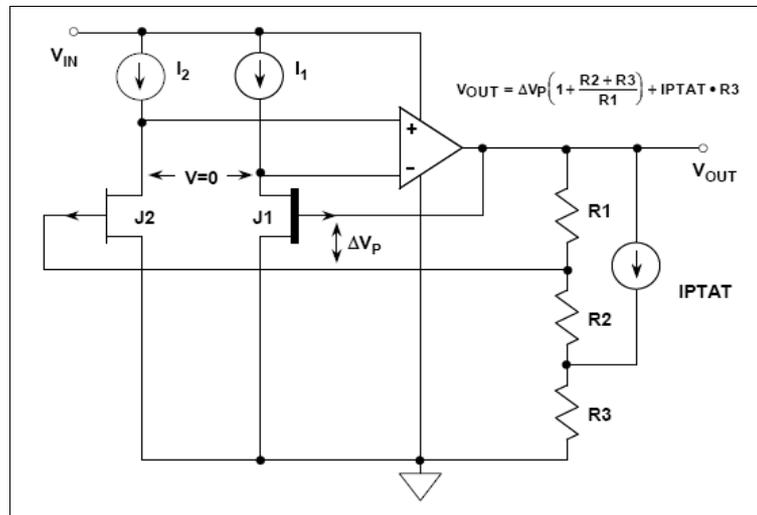


Illustrazione 1: Architettura del riferimento XFET. Per gentile concessione di Analog Devices.

I *bandgap* sono circuiti basati sulla moltiplicazione della tensione base-emettitore di un transistor, polarizzato con corrente costante. I dispositivi *XFET* producono la tensione d'uscita a partire dalla differenza di tensione tra i gates di due FETs polarizzati a corrente costante. Sia i *bandgap* che gli *XFET* implementano meccanismi di compensazione del coefficiente termico al fine di incrementare la stabilità della tensione d'uscita. L'architettura di un *XFET* è mostrata in Illustrazione 1. I dispositivi basati su *buried zener* sfruttano la tensione inversa ai capi di un diodo realizzato al di sotto della superficie del silicio. Questa tecnologia permette di abbassare il livello di rumore del diodo zener grazie all'assenza di imperfezioni superficiali[7].

La Tabella 1 mostra un confronto tra le tipologie citate di circuiti. I riferimenti *bandgap* presentano i livelli più alti di rumore e discreti livelli di stabilità. I riferimenti *buried zener* producono i livelli più bassi di rumore, ma richiedono elevate tensioni⁷ e correnti di alimentazione, quindi sono poco adatti ad applicazioni

⁷ I diodi zener usati nei riferimenti a basso rumore sono quelli con tensione inversa pari a 6.3V.

a basso consumo di potenza. I dispositivi XFET hanno prestazioni di rumore vicine a quelle dei buried zener ma i loro consumi di potenza sono di molto inferiori, quindi gli XFET rappresentano la scelta ideale per sistemi di acquisizione a bassi consumi ed alta risoluzione [8].

BANDGAP	BURIED ZENER	XFET®
< 5V Supplies	> 5V Supplies	< 5V Supplies
High Noise @ High Power	Low Noise @ High Power	Low Noise @ Low Power
Fair Drift and Long Term Stability	Good Drift and Long Term Stability	Excellent Drift and Long Term Stability
Fair Hysteresis	Fair Hysteresis	Low Hysteresis

Tabella 1: Riferimenti di tensione, confronto tra bandgab, buried zener e XFET. Per gentile concessione di Analog Devices.

Il dispositivo ADR444 [9] è un esempio di riferimento XFET ad elevate prestazioni. La tensione d'uscita nominale del riferimento è 4.096 V. Secondo i dati del produttore, il rumore tipico nella banda 0.1-10 Hz è 1.8 $\mu\text{Vp-p}$, e la densità di rumore tipica a 1 kHz è 78.6 nVrms/ $\sqrt{\text{Hz}}$. In base a queste caratteristiche, questo dispositivo può essere ritenuto un riferimento di tensione allo stato dell'arte.

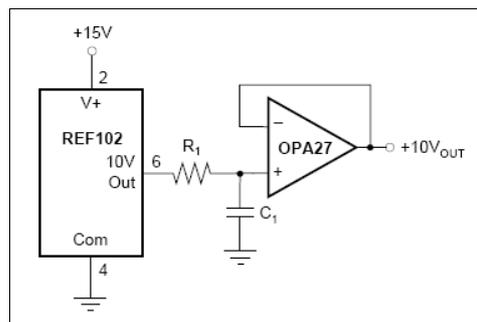


Illustrazione 2: Filtraggio di un riferimento di tensione. Per gentile concessione di Texas instruments.

Dunque la tensione di alimentazione non può scendere al di sotto di questo valore.

Le prestazioni dei riferimenti integrati possono essere migliorate tramite l'utilizzo di filtri. L'Illustrazione 2 mostra l'esempio più semplice di filtro attivo applicato ad un riferimento. Il gruppo RC introduce un polo che determina un abbassamento del rumore proveniente dal riferimento. L'amplificatore connesso a buffer ripristina la condizione di bassa impedenza. Ovviamente il circuito in Illustrazione 2 si interpone fra l'uscita del generatore di riferimento e l'ingresso di riferimento dell'ADC. La necessità di bassi livelli di rumore pone quindi dei vincoli stringenti sul rumore prodotto dall'amplificatore operazionale e più in generale da tutti i componenti elettronici che ivi si trovano.

II.3 Condizionamento analogico

I circuiti di condizionamento hanno un grande impatto sulle prestazioni dei sistemi a basso rumore, perché le imperfezioni di questi circuiti si traducono in alterazioni delle forme d'onda acquisite. Inoltre la scelta dei componenti attivi e passivi da impiegare nella costruzione del circuito si rivela critica. Il motivo di questa criticità sta nel fatto che i livelli di rumore dei dispositivi non sono indipendenti dai consumi di potenza degli stessi. L'esempio più semplice è quello delle resistenze: secondo la legge di Johnson all'aumentare della resistenza corrisponde un aumento del rumore bianco prodotto dalla stessa resistenza. Tuttavia l'impiego di resistenze piccole determina correnti elevate e dunque alti consumi di potenza. Questa legge che lega il rumore ai consumi è “tristemente” vera anche per molti dispositivi attivi.

Nelle applicazioni in cui si richiede elevata precisione i segnali analogici utilizzati nel trasferimento delle informazioni sono sempre di tipo differenziale. Anche gli ADCs ad elevata risoluzione sono dotati di ingressi differenziali. Questa tipologia di ingressi presenta l'indubbio vantaggio di trasformare i disturbi elettromagnetici esterni in segnali di modo comune. Solitamente gli ADCs ad elevate prestazioni presentano almeno 60 dB di reiezione del modo comune, di conseguenza la struttura differenziale rende trascurabile l'effetto della maggior parte dei disturbi esterni al sistema.

In tutti i sistemi di acquisizione il circuito di condizionamento deve svolgere la funzione di filtro *anti-aliasing* per l'ADC. I filtri impiegati per questi scopi sono di svariata natura. Nei casi in cui serve una banda di transizione stretta si impiegano filtri attivi di ordine elevato. Fortunatamente i sistemi ad alta risoluzione non richiedono l'utilizzo di filtri con particolari prestazioni. Il fattore che determina questa maggiore tolleranza rispetto alle caratteristiche dei filtri è l'impiego di ADCs Sigma-Delta.

Come è stato spiegato nel paragrafo II.2.2 , l'ADC Sigma-Delta campiona il segnale in ingresso a frequenza molto elevata, rispetto alla frequenza di Nyquist ed infine la frequenza di campionamento viene abbassata grazie ai filtri decimatori. I filtri decimatori non cancellano solo il rumore di quantizzazione ma anche il segnale che cade all'esterno della banda utile. Di conseguenza i Sigma-Delta sono intrinsecamente protetti dall'aliasing. L'unico intervallo di frequenze in cui sono vulnerabili all'aliasing si trova intorno alla frequenza di campionamento del modulatore [5]. Dato che questa frequenza è molto maggiore della banda del segnale, l'ampiezza della banda di transizione dei filtri anti-aliasing non è un parametro critico.

La semplicità dei filtri anti-aliasing può rendere i sistemi ad alta risoluzione preferibili, in termini di costi, ai sistemi tradizionali basati su ADC più economici.

I circuiti di condizionamento sono attivi o passivi a seconda che sia utile o no amplificare gli ingressi. Il fattore che maggiormente determina l'esigenza di amplificazione è la tipologia di sensori impiegati. Ad esempio, le applicazioni geofisiche basate su geofoni, così come le applicazioni mediche basate su semplici elettrodi, traggono giovamento dall'amplificazione dei segnali. Le applicazioni geofisiche in cui si preferisce l'impiego di sensori attivi non necessitano di amplificazione. In genere, nemmeno le applicazioni di monitoraggio industriale citate nel paragrafo I.1 richiedono amplificazione.

Gli ADCs ad elevata risoluzione necessitano di essere pilotati da sorgenti a bassa

impedenza. In caso contrario il funzionamento del circuito di *Sample and Hold* (S/H) presente all'interno dell'ADC genera rumore. Quindi, a prescindere dal sensore collegato al sistema di acquisizione, è necessario connettere capacitori a bassa ESR (Equivalent Series Resistance) tra gli ingressi dell'ADC.

II.3.1 Circuiti di condizionamento attivi

L'Illustrazione 3 mostra lo schema di un circuito di condizionamento per geofono. La rete resistivo-capacitiva che si osserva all'ingresso implementa un filtro efficace contro le interferenze elettromagnetiche. Per comprendere la struttura del filtro bisogna considerare che il geofono è un sensore puramente differenziale. Di conseguenza la tensione di modo comune sull'uscita del geofono risente fortemente delle interferenze. In presenza di un segnale di ampiezza elevata, la reiezione di modo comune dell'ADC può non essere sufficiente, soprattutto ad alta frequenza. Dunque, è necessario inserire un filtro di modo comune, realizzato mediante due rami perfettamente simmetrici. Tuttavia, il concetto di simmetria è puramente teorico. Nella pratica, a secondo della tolleranza dei componenti passivi, il filtro di modo comune risulta sbilanciato. A causa dello sbilanciamento, il filtro ha un basso valore di reiezione del modo comune, cioè trasforma parte dell'interferenza in un segnale differenziale. Per risolvere questo problema si può scegliere di usare elementi passivi ad alta precisione o si può inserire un filtro differenziale in cascata. La seconda opzione è preferibile in termini di costi. Per ottenere un miglioramento sensibile, la frequenza di taglio del filtro differenziale deve essere almeno un ordine di grandezza inferiore rispetto a quella del filtro di modo comune.

A bassa frequenza il filtro che è stato descritto non ha nessun effetto sul segnale d'ingresso. Dunque il segnale raggiunge inalterato lo stadio amplificatore. Questo stadio è realizzato mediante due operazionali connessi in forma differenziale. In cascata agli operazionali si osserva un filtro anti-aliasing. Lo scopo di questo ultimo stadio di filtraggio è quello di eliminare il rumore bianco prodotto dagli operazionali, in modo che la potenza di questo rumore non sia trasferita in banda base dall'ADC

(aliasing).

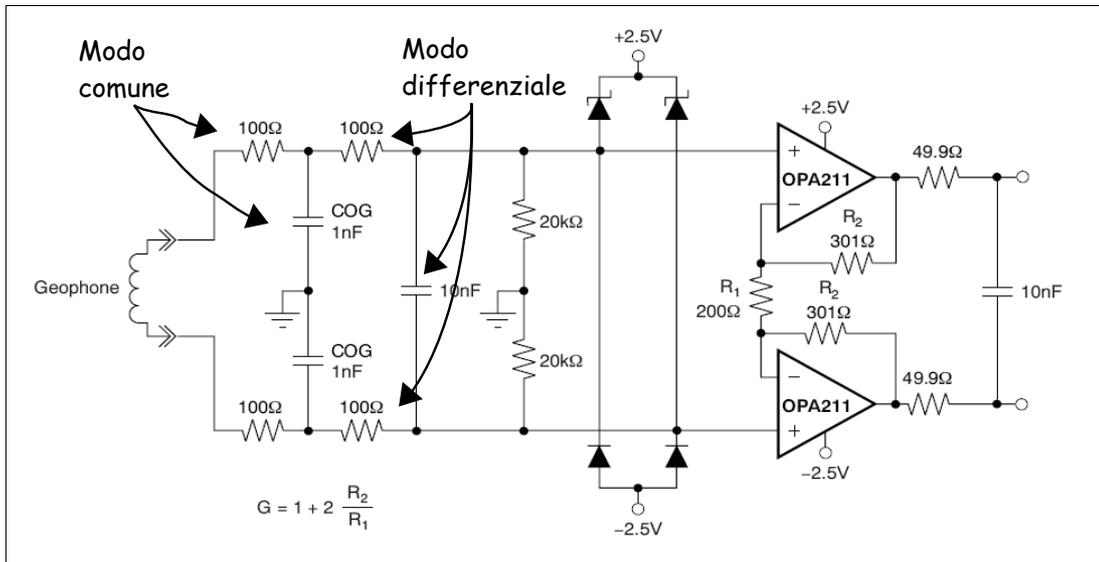


Illustrazione 3: Circuito di condizionamento per geofono. Per gentile concessione di Texas-Instruments.

II.3.2 Circuiti di condizionamento passivi

I circuiti di condizionamento passivi svolgono gli stessi compiti dei circuiti attivi eccetto l'amplificazione del segnale. Sostanzialmente questi circuiti sono filtri differenziali passa-basso. I parametri fondamentali nel dimensionamento dei filtri sono l'impedenza di ingresso, che deve essere fissata in relazione al sensore, e l'impedenza di uscita che deve essere maggiore di quella offerta dagli ingressi dell'ADC. L'illustrazione 4, parte (a), mostra un esempio di circuito di condizionamento passivo per sensore sismico amplificato. Si può notare la presenza di un filtro di modo comune e di un filtro differenziale in cascata. In questo caso, l'attenuazione offerta dal filtro permette di ottenere valori più elevati di reiezione. Nei circuiti di condizionamento per sensori amplificati, il filtro di modo comune è efficace non solo contro le interferenze ma anche contro il rumore presente sulla massa del sensore.

Dal momento che i componenti attivi sono sorgenti intrinseche di rumore, i circuiti di condizionamento passivi presentano livelli più bassi di rumore rispetto ai loro equivalenti attivi. Tuttavia, questi circuiti presentano impedenze d'uscita

relativamente elevate dal momento che l'uso di resistenze molto basse comporterebbe un incremento eccessivo dei consumi di potenza dinamici.

Nei casi in cui gli ingressi analogici dell'ADC devono essere pilotati da tensioni positive (ingressi unipolari), può essere necessario introdurre circuiti di traslazione dei livelli d'ingresso. Alla base di tali circuiti ci sono necessariamente dei riferimenti di tensione che determinano l'innalzamento della potenza di rumore. Un modo per limitare l'effetto del rumore è quello di sfruttare, come riferimento, quello impiegato per l'ADC. In questo modo le variazioni di tensione sul traslatore e quelle sull'ingresso di riferimento dell'ADC si compensano reciprocamente. L'illustrazione 4, parte (b), mostra un circuito che sfrutta questa tecnica. Si noti che l'entità della compensazione diminuisce all'aumentare della frequenza e della tensione d'ingresso.

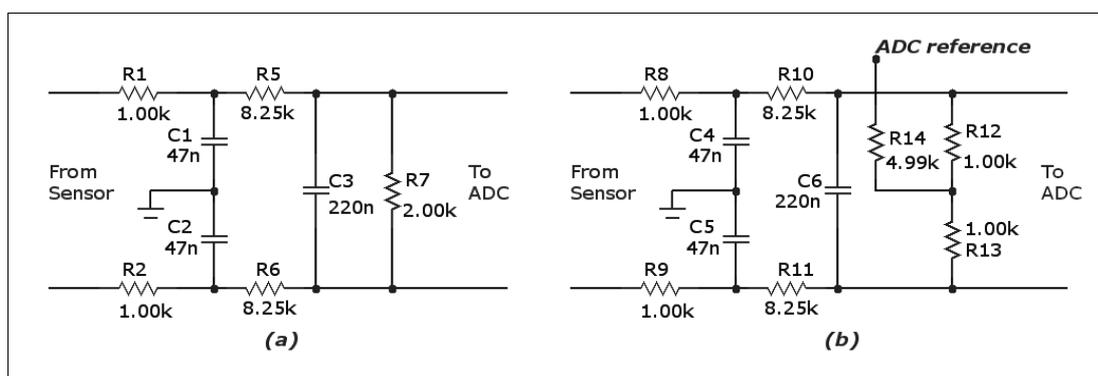


Illustrazione 4: Circuito di condizionamento per sensore sismico amplificato. Parte (a) circuito per ADC con ingressi bipolari. Parte (b) circuito con traslatore di tensione per ADC con ingressi unipolari.

Oltre ai problemi citati, i circuiti di traslazione causano anche l'abbassamento della reiezione di modo comune del filtro differenziale. L'insieme degli aspetti critici descritti rende i sistemi con ingressi unipolari poco adatti ad applicazioni che richiedono elevata precisione.

II.4 Elaborazione dei dati

II.4.1 Finalità dell'elaborazione digitale

L'elaborazione dei dati può avere diverse finalità a seconda dell'applicazione considerata. Per esempio, può servire a incrementare la precisione della misura o a

risparmiare la quantità di memoria necessaria per la registrazione dei dati. Nella prima parte di questo paragrafo verranno presentate alcune tecniche di elaborazione basate sull'utilizzo di filtri digitali, mentre, nella seconda parte saranno introdotti alcuni metodi di compressione che risultano adatti ai sistemi a bassi consumi di potenza.

II.4.1.1 Elaborazione basata su filtri digitali

Come primo esempio di elaborazione numerica applicata ai sistemi digitali, si può considerare un sistema di acquisizione per elettrocardiogramma. Come è noto, il segnale prodotto dagli elettrodi è affetto dall'interferenza della rete elettrica. L'interferenza di modo comune viene rimossa mediante l'applicazione di un apposito elettrodo all'altezza della caviglia del paziente, mentre quella di modo differenziale rimane sovrapposta al segnale cardiaco. In questo caso si può decidere di rimuovere l'interferenza con un filtro analogico (soluzione ad alto costo) oppure con un filtro digitale (soluzione a basso costo). L'eliminazione digitale di frequenze "singole" si realizza mediante filtri *notch* di tipo *infinite impulse response* (IIR). L'illustrazione 5 mostra il diagramma poli-zeri sul piano Z e la funzione di trasferimento di un filtro notch IIR. Questo tipo di elaborazione non è particolarmente complessa perché l'implementazione del filtro richiede solamente 4 moltiplicazioni. L'ampiezza della banda cancellata può essere ridotta scegliendo opportunamente i coefficienti; tuttavia il valore minimo ottenibile di banda dipende dalla precisione aritmetica con cui sono rappresentati i dati e i coefficienti.

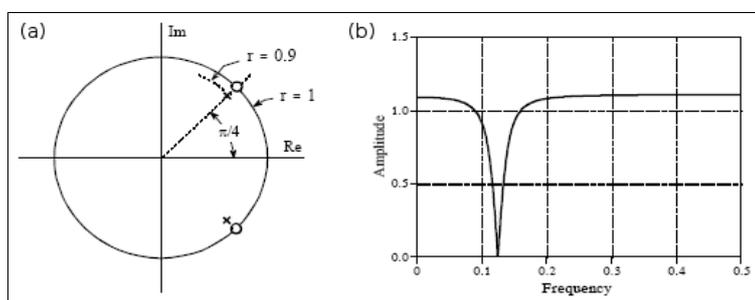


Illustrazione 5: Filtro notch digitale: (a) diagramma poli-zeri sul piano Z ; (b) funzione di trasferimento.

Si noti che la rimozione digitale nelle interferenze in un sistema a bassa risoluzione non è sempre attuabile. Come è stato spiegato nel capitolo I, i sistemi a bassa risoluzione fanno uso di amplificatori ad alto guadagno per raggiungere i livelli richiesti di *SNR*. In presenza di forti interferenze, gli amplificatori saturano, dunque il segnale deve essere ripulito a monte degli amplificatori. Utilizzando un sistema ad alta risoluzione, invece, è possibile acquisire i segnali di interesse anche in presenza di forti interferenze (anche maggiori dei segnali stessi). I segnali possono essere estratti successivamente mediante filtraggio digitale. Il vantaggio in termini di costo dell'approccio basato sull'acquisizione ad alta risoluzione dovrebbe essere a questo punto evidente.

Nel campo delle acquisizioni geofisiche sottomarine, ad esempio, è importante ottenere elevati valori di *SNR*. Dal momento che la sorgente primaria di errore in queste applicazioni consiste nel rumore di quantizzazione dell'ADC, e considerato che questa sorgente presenta uno spettro approssimativamente bianco, si può decidere di aumentare l'*SNR* facendo diminuire la banda (come è noto la potenza del rumore bianco cresce proporzionalmente con la banda totale). Questa soluzione è accettabile nel mondo delle applicazioni geofisiche dove è richiesto di acquisire segnali relativamente lenti.

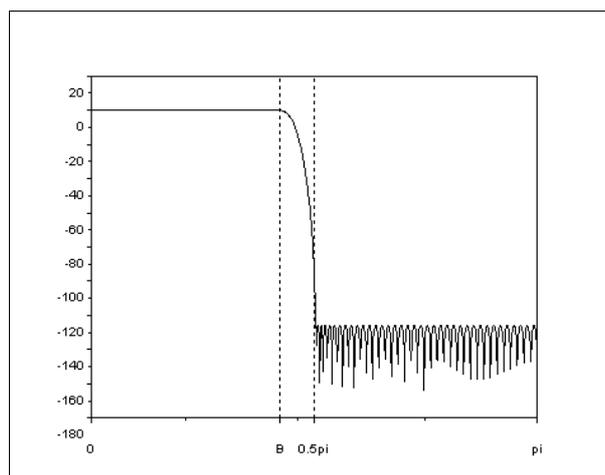


Illustrazione 6: Funzione di trasferimento di filtro FIR a 128 coefficienti

Per restringere la banda ed evitare la comparsa dell'aliasing, servono complessi filtri FIR atti alla cancellazione del rumore e del segnale al di fuori della banda finale. In seguito al restringimento della banda, operato dai filtri, è possibile anche abbassare la frequenza di campionamento determinando così un risparmio di memoria. L'Illustrazione 6 mostra la funzione di trasferimento di un filtro FIR a 128 coefficienti, utilizzato in un prototipo di acquisitore sismico [10] per incrementare l'*SNR* di 3 dB. All'uscita dello stesso filtro si realizza una diminuzione della frequenza di campionamento da 200 Hz a 100 Hz. Si noti che la banda di transizione è circa 10 Hz e che l'attenuazione in banda oscura è 120 dB. Queste caratteristiche stringenti sono necessarie affinché il sistema di acquisizione citato raggiunga un *SNR* superiore ai 120 dB.

II.4.1.2 Compressione dei dati

La compressione dei dati viene solitamente richiesta nelle applicazioni geofisiche e negli acquisitori per la banda audio. Le tecniche di compressione si dividono in algoritmi *con* e *senza perdite*. Gli algoritmi con perdite producono rapporti di compressione elevati ma non permettono l'esatta ricostruzione della registrazione originaria. Al contrario gli algoritmi senza perdite sono poco efficaci nel comprimere i dati, ma permettono la ricostruzione esatta del segnale, quindi si adattano bene alle esigenze dei sistemi ad elevata risoluzione.

I metodi applicati in banda audio sono sostanzialmente diversi da quelli impiegati nel campo geofisico. Infatti, nelle registrazioni geofisiche si hanno lunghi intervalli di "silenzio" interrotti da sporadici eventi sismici, mentre nelle registrazioni audio la potenza sonora è distribuita in modo più o meno uniforme lungo il tempo.

Lo schema classico degli algoritmi di compressione prevede la presenza di due blocchi. Il primo, detto predittore, elimina la ridondanza del segnale, ovvero separa quella parte del segnale che può essere prevista, sulla base della storia passata del segnale stesso, dalla parte che non può essere prevista, detta innovazione. Nella pratica il predittore opera nel seguente modo: al passo *n-esimo* effettua una

previsione del campione di posto n sulla base dei campioni precedenti e restituisce la differenza tra il valore vero e il valore predetto. La sequenza degli errori di predizione viene quindi elaborata dal secondo blocco, detto codificatore entropico. Il codificatore trasforma questa sequenza in una successione di codici binari, scelti in modo da minimizzare la lunghezza in bit della successione stessa.

A seconda della loro complessità, i predittori effettuano una separazione più o meno netta della parte “prevedibile” del segnale dalla sequenza delle innovazioni. L'esempio più semplice di predittore è quello che al passo n -esimo produce, come predizione il campione di posto $n-1$ e come errore di predizione la differenza tra il campione di posto n e quello di posto $n-1$.

Solitamente la predizione è effettuata mediante una combinazione lineare dei campioni e degli errori di predizione precedenti. Dunque, i predittori possono anche essere studiati come filtri digitali che ricevono in ingresso la sequenza da comprimere e restituiscono la sequenza degli errori di predizione. Ad esempio, il predittore appena citato funziona analogamente ad un filtro passa alto, dunque gli errori di predizione sono piccoli se la frequenza dei segnali in ingresso è piccola. Malgrado la sua semplicità il predittore citato viene largamente impiegato nelle applicazioni geofisiche, tuttavia è di scarsa utilità nelle applicazioni audio.

I coefficienti dei predittori possono essere costanti o variabili. Nel secondo caso, parte dell'algoritmo di compressione è rivolto alla determinazione dei coefficienti. Affinché la compressione non produca perdite di informazione, l'algoritmo di decompressione deve essere in grado di effettuare esattamente le stesse operazioni svolte da quello di compressione per determinare i coefficienti del predittore e i valori predetti.

Malgrado gli sviluppi della teoria dell'informazione abbiano portato a definire algoritmi di codifica ottimi, quali la codifica aritmetica [11], questi algoritmi non sono implementabili nei sistemi a bassi consumi di potenza perché richiedono eccessiva potenza di calcolo. Nella pratica si scelgono algoritmi sub-ottimi ma con

più bassa complessità.

Sequenza originale		Uscita del predittore		Uscita del codificatore	
Dato 0 :	<i>0h001204D1</i>	Dato 0 :	<i>0h001204D1</i>	Dato 0 :	<i>0h001204D1</i>
Dato 1 :	<i>0h00120503</i>	Errore 1 :	<i>0h00000032</i>	Lunghezza :	<i>0h01</i>
Dato 2 :	<i>0h00120556</i>	Errore 2 :	<i>0h00000053</i>	Errore 1 :	<i>0h32</i>
Dato 3 :	<i>0h001205AA</i>	Errore 3 :	<i>0h00000054</i>	Errore 2 :	<i>0h53</i>
				Errore 3 :	<i>0h54</i>
16 bytes		16 bytes		9 bytes	

Tabella 2: Esempio di algoritmo di compressione per dati geofisici.

La Tabella 2 mostra un esempio di algoritmo di compressione adatto ad applicazioni geofisiche. La sequenza originale è una sequenza di 4 campioni a 32 bit. Il predittore è del tipo descritto sopra, quindi in corrispondenza ad ogni campione in ingresso restituisce la differenza con il campione precedente. Tuttavia il primo campione della sequenza viene restituito inalterato per permettere la ricostruzione esatta in fase di decompressione. Osservando la sequenza restituita dal predittore, si nota che tutti gli incrementi possono essere espressi con un solo byte e questa circostanza viene sfruttata dal codificatore per risparmiare memoria. Il pacchetto prodotto dal codificatore comprende, nell'ordine, il primo campione, un campo che indica la lunghezza in byte degli incrementi (*0h01* indica 1 byte) e i tre incrementi scritti in sequenza. La lunghezza della sequenza prodotta dal codificatore è di 9 bytes contro i 16 della sequenza di partenza.

La tecnica appena descritta è una versione semplificata di due fra i più famosi algoritmi di compressione per registratori sismici: Steim1 e Steim2 [12]. Gli algoritmi citati sono progettati per proteggere i dati contro gli errori di scrittura o di lettura della memoria. Questa funzione aggiuntiva comporta un abbassamento del rapporto di compressione ma rende il sistema di acquisizione più affidabile.

A differenza della codifica aritmetica, la codifica unaria è un algoritmo semplice che si presta ad essere implementato nei sistemi a bassi consumi di potenza. In questo schema di codifica, un numero intero m viene codificato con $m+1$ bit. Il valore dei primi m bit è un '1' logico mentre il valore dell'ultimo bit è uno '0' logico. La Tabella

3 mostra la codifica unaria dei primi 4 numeri interi. La codifica unaria è un caso speciale di codifica di Huffman.

Valore numerico	Codice unario
0	'1'
1	'10'
2	'110'
3	'1110'

Tabella 3: Esempi di codifica unaria.

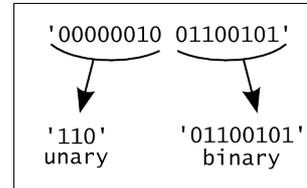


Illustrazione 7: Esempio di codifica di Rice.

La codifica unaria trova applicazione all'interno dell'algoritmo di Rice. Questo algoritmo consiste nel dividere i dati binari in due parti: la parte più significativa viene codificata con la tecnica unaria, mentre la parte meno significativa viene codificata in forma binaria. L'Illustrazione 7 mostra un esempio di codifica di Rice su un dato a 16 bit: gli 8 bit più significativi sono codificati in forma unaria, i restanti 8 bit in forma binaria. Nella codifica di Rice la sequenza di ingresso viene suddivisa in *frames* (blocchi di dati consecutivi). La lunghezza in bit della parte più significativa e di quella meno significativa viene calcolata per ogni frame in base ai dati contenuti nel frame stesso. La decodifica del frame è possibile a patto di conoscere la lunghezza in bit della parte codificata in modo binario. L'algoritmo di Rice può essere implementato facilmente in forma di circuito logico, quindi è largamente utilizzato nei sistemi elettronici.

II.4.2 Soluzioni hardware a bassi consumi di potenza

Le diverse soluzioni *hardware* per l'implementazione dell'elaborazione digitale devono essere confrontate in base ai consumi di potenza. Da questo punto di vista, la soluzione ottima è la costruzione di un *Application Specific Integrated Circuit* (ASIC) dotato delle risorse di calcolo necessarie all'applicazione. Questa soluzione porta alla realizzazione di dispositivi con consumi di potenza molto bassi, tuttavia, richiede investimenti economici elevati. Nella pratica, i costi sono accettabili soltanto quando si considerano grandi volumi di produzione.

L'utilizzo di dispositivi configurabili quali *microcontrollori*, *Complex Programmable Logic Devices*(CPLD) e *Field Programmable Gate Arrays* (FPGA) rappresenta la soluzione diametralmente opposta, in quanto sfrutta dispositivi economici che non sono ottimizzati per l'applicazione finale. Rispetto alla soluzione ASIC i dispositivi configurabili, presentano maggiori consumi di potenza. In particolare le logiche programmabili (CPLD e FPGA), a parità di funzioni logiche, richiedono solitamente una potenza circa 10 volte maggiore degli ASIC [13].

Sebbene i microcontrollori commerciali presentino consumi di potenza leggermente maggiori degli ASIC, essi sono compatibili con le esigenze di molte applicazioni a bassi consumi di potenza. Inoltre i moderni microcontrollori implementano varie strategie per il risparmio energetico che possono avvicinare le prestazioni di questi dispositivi a quelle degli ASIC.

Il fattore di maggior peso nella valutazione dei consumi del microcontrollore è il consumo di potenza del microprocessore. Chiaramente, questa quantità dipende dall'applicazione ma anche dall'architettura del processore. I microcontrollori in commercio sfruttano processori a 8, 16 o 32-bit. Sebbene le architetture a 32-bit richiedano maggiore energia per eseguire le singole istruzioni, proprio queste architetture sono spesso impiegate nei sistemi a bassi consumi. Il motivo di questo apparente controsenso è che nel calcolo nella potenza entra anche il numero di istruzioni necessarie per svolgere una data operazione. Dal momento che le architetture a 32-bit posseggono set di istruzioni più ampi rispetto ai dispositivi a 8 e 16-bit, esse in genere richiedono meno istruzioni per svolgere una data operazione. Esistono casi documentati in cui il passaggio da un processore a 8-bit a uno a 32-bit ha prodotto un abbassamento dei consumi di potenza [14].

Alcuni nuovi microcontrollori utilizzano processori con caratteristiche mirate al risparmio energetico. Tra queste caratteristiche, una delle più importanti è l'uso del *clock gating*, tecnica che consiste nella distribuzione controllata dei segnali di clock. L'abbassamento dei consumi è una conseguenza del fatto che, mediante il clock gating, il processore può bloccare la propagazione del segnale di clock all'interno dei

circuiti logici inattivi. I processori che sfruttano questa tecnica possono entrare in *stand-by* mediante apposite istruzioni. Un esempio di processore che possiede queste caratteristiche è il Cortex -M3 [15].

La gestione dei consumi a livello del processore è uno strumento abbastanza diverso rispetto dalle gestione dei consumi realizzata mediante periferiche integrate nei microcontrollori. Queste periferiche ottengono un abbattimento quasi totale della potenza assorbita dal microcontrollore, ma generalmente sono lente. I tempi di ingresso e di uscita dalla modalità di risparmio energetico dei microcontrollori sono dell'ordine dei ms. Al contrario, la gestione dei consumi a livello del processore è caratterizzata da tempi di reazione dell'ordine dei μ s. Quindi, grazie, ai nuovi processori è possibile progettare architetture software fortemente orientate all'efficienza energetica.

In alcuni casi è possibile aumentare il tempo in cui il processore rimane in *stand-by* grazie a dispositivi logici esterni. Questa tecnica porta a un effettivo risparmio energetico solo se i dispositivi esterni consumano poco. I CPLD della famiglia CoolRunner-II [16], grazie ai loro consumi ridotti, sono un esempio di circuito configurabile adatto a svolgere funzione di questo tipo.

L'Illustrazione 8 mostra il diagramma di funzionamento combinato di un CPLD con un microprocessore. Il microprocessore è in *stand-by* mentre il CPLD monitora lo stato di uno o più segnali esterni. In uno schema classico il processore dovrebbe rispondere ad ogni variazione dei segnali esterni uscendo dalla modalità di risparmio energetico. L'utilizzo del CPLD permette di filtrare quegli eventi esterni che non richiedono l'intervento del processore allungando così la permanenza del processore in *stand-by*.

Lo schema di funzionamento mostrato in Illustrazione 8 può essere adattato alle esigenze specifiche dei sistemi di acquisizione a bassi consumi. Per esempio, il CPLD può leggere i dati provenienti dagli ADCs e implementare un meccanismo a soglia, ovvero attivare il microcontrollore solo se i valori letti sono maggiori di un

valore prestabilito.

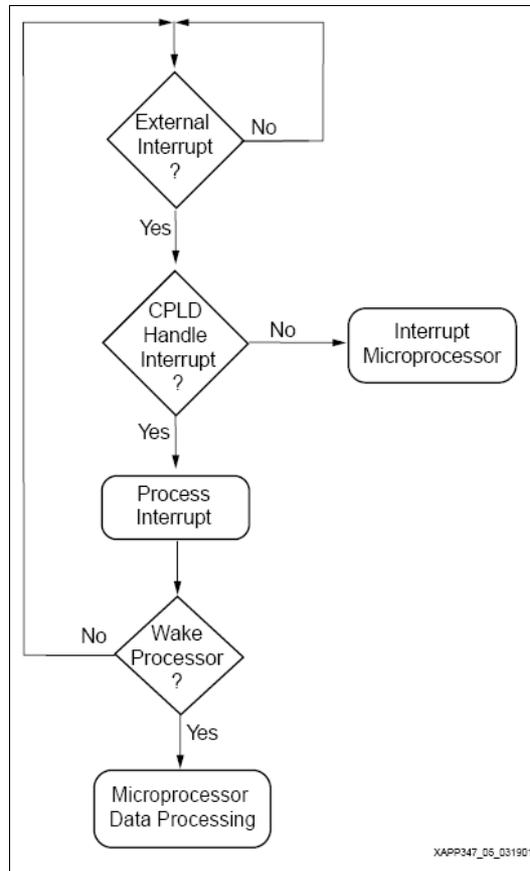


Illustrazione 8: Utilizzo di un CPLD per abbassare la potenza assorbita dal microcontrollore. Per gentile concessione di Xilinx.

II.5 Memorizzazione dei dati

II.5.1 Memorie non volatili a bassi consumi di potenza

Negli ultimi decenni il settore delle memorie non volatili è stato caratterizzato dall'ascesa inarrestabile della memoria FLASH. L'impiego di questo tipo di memoria in applicazioni consumer, come i pen drives, ha permesso l'abbassamento dei costi di questa tecnologia. Attualmente il mercato delle memorie FLASH ed in particolare di tipo NAND, è in crescita.

Le caratteristiche che hanno favorito la diffusione delle memorie FLASH sono l'alta densità e i bassi consumi di potenza. In questi ultimi anni la densità delle memorie

FLASH è cresciuta velocemente, ma per il prossimo futuro è previsto un certo rallentamento dovuto alla difficoltà di abbassare ulteriormente le dimensioni delle singole celle di memoria FLASH. Contemporaneamente, ci sono stati degli sviluppi scientifici importanti nel campo delle memorie non volatili alternative. Attualmente tra le tecnologie a stato solido più studiate ci sono le *Resistive RAM* (RRAM), e le *Phase Change Memories* (PCM) [17]. Nel 2011 Texas Instruments ha lanciato sul mercato un microcontrollore basato su memoria ferro-elettrica (FeRAM) [18]. Attualmente PCM ed RRAM sono ancora in fase di sviluppo, mentre le memorie FeRAM, che in qualche forma sono già presenti sul mercato, presentano gravi problemi di scalabilità, quindi non hanno le caratteristiche adatte per divenire competitive con le memorie FLASH. La memoria FLASH rappresenta la migliore soluzione in termini di compattezza e consumi di potenza attualmente disponibile.

I consumi di potenza di vari tipi di memorie FLASH sono comparati in [19]. Dai risultati delle misure risulta che l'energia necessaria per scrivere un byte in una memoria di tipo NAND da 512MB con interfaccia parallela è circa 0.034 $\mu\text{J}/\text{byte}$. Questo risultato mostra chiaramente che la memoria FLASH è una scelta adatta ai sistemi di acquisizione a bassa potenza.

Sfortunatamente, la durata delle celle di memoria FLASH non è illimitata: in genere il numero massimo di cicli di scrittura si attesta intorno ai 100'000. Questo limite risulta problematico nella gestione dei *file systems* implementati su memoria FLASH. Per scongiurare la perdita dei dati, i sistemi che fanno uso di memoria FLASH devono utilizzare algoritmi che garantiscono un uso uniforme della memoria (algoritmi di *wear levelling*).

I *bit error rates* delle memorie FLASH, ovvero la probabilità di un errore nella lettura o scrittura dei singoli bit, non sono sempre trascurabili. I bit error rates dipendono soprattutto dall'architettura delle celle di memoria, nello specifico, le celle *multi-level*, che sono capaci di immagazzinare più di un bit, presentano rates più alti delle celle *single-level*. Nelle applicazioni che non tollerano errori sporadici di lettura o scrittura, la gestione della memoria FLASH comporta l'utilizzo di *Error Correction*

Codes (ECC) ovvero di algoritmi capaci di rilevare e correggere errori di lettura o scrittura.

Le memorie FLASH vengono commercializzate in varie forme, tra cui una delle più diffuse è rappresentata dalla *parallel* NAND. Questo tipo di memorie sono chip che integrano uno o più blocchi di memoria FLASH con un'interfaccia parallela a 8 o 16-bit. Questi chip sono ampiamente utilizzati dai produttori di supporti di memoria per la realizzazione di pen drives e memory cards (MMC, SD, CompactFlash etc.).

Pen drives e memory cards, contengono, oltre alla NAND FLASH, microcontrollori destinati alla gestione della memoria. I compiti primari dei microcontrollori sono quello di eseguire gli algoritmi di wear levelling e quello di manipolare gli ECC. In alcuni casi (pen drives, MMC, SD etc.) questi microcontrollori permettono ai dispositivi esterni di accedere alla memoria FLASH mediante comunicazione seriale. Si noti che questi dispositivi presentano consumi di potenza maggiori delle parallel NAND singole a causa della presenza dei microcontrollori.

II.5.2 Memorie a bassi consumi per sistemi di acquisizione

In base alle considerazioni svolte nel paragrafo precedente, le alternative attualmente possibili per la progettazione di un sistema di acquisizione a bassi consumi sono le parallel NAND, le pen drives e le memory cards. In questo paragrafo verrà effettuato un confronto tra le diverse soluzioni. Tra le memory cards sono state scelte le SD perché l'autore di questo documento ha avuto modo di utilizzare questo formato e di valutarne i consumi di potenza.

	Parallel NAND	SD memory	Pen Drive
<i>Potenza assorbita</i>	Molto bassa	Bassa	Bassa
<i>Interfaccia</i>	Parallela	Seriale/SDIO	Seriale
<i>Wear levelling</i>	Si	No	No
<i>ECC</i>	Si	No	No
<i>Costi</i>	Elevati	Bassi	Bassi

Tabella 4: Confronto tra memorie per sistemi di acquisizione

In tabella Tabella 4 sono presentati i parametri utilizzati per il confronto. Sul contenuto della tabella è opportuno fare alcune precisazioni. L'interfaccia delle SD può essere configurata per operare da seriale sincrona (SPI) o per operare in modalità SDIO (con bus dati a 4-bit) [20]. I costi delle parallel NAND sono elevati perché in questo documento si considera il caso di piccoli volumi di produzione. A parità di capacità il costo di una memoria parallel NAND, acquistata singolarmente, si attesta intorno a due tre volte quello di una SD memory o di un pen drive.

In base ai dati in Tabella 4 si può concludere che nelle applicazioni che richiedono elevata capacità di memoria, come i registratori per OBS (oltre 50GB), il fattore costo può risultare determinante, quindi la scelta di pen drives o SD risulta vincente. Questa scelta penalizza leggermente i consumi di potenza ma semplifica notevolmente la realizzazione dell'hardware grazie alle interfacce seriali. Inoltre SD e pen drives facilitano il trasferimento dei dati verso i computer.

Nelle applicazioni con minore esigenza di memoria, la scelta di impiegare le parallel NAND permette di rendere praticamente trascurabili i consumi legati alle operazioni di lettura e scrittura dei dati. Tuttavia comporta l'aggiunta degli ECC e la realizzazione di un'interfaccia che permetta di scaricare i dati presenti in memoria.

La necessità di utilizzare il wear levelling nei sistemi di acquisizione nasce dal fatto che le informazioni di base sul numero, la lunghezza e la posizione delle registrazioni vengono normalmente memorizzate ad indirizzi fissi. Nei casi in cui questi campi non siano aggiornati di frequente, il wear levelling può anche essere evitato. In alternativa si potrebbe considerare l'utilizzo combinato di una parallel NAND FLASH e di un microcontrollore con memoria ferro-elettrica come quello prodotto da Texas Instruments [18]. Questo microcontrollore, oltre a possedere una memoria non convenzionale, presenta bassi consumi di potenza. In questo schema la NAND potrebbe memorizzare i dati delle acquisizioni mentre il microcontrollore potrebbe conservare le informazioni strettamente necessarie per localizzare in memoria le acquisizioni stesse.

II.6 Circuiti di alimentazione

II.6.1 Le sorgenti di energia

La realizzazione dei circuiti di alimentazione influenza sia i consumi di potenza che la precisione dei sistemi di acquisizione. Dunque, è importante che i circuiti di alimentazione siano ad alta efficienza e che producano bassi livelli di rumore.

Nel paragrafo I.2 sono stati elencati i motivi che portano a preferire l'alimentazione a batterie, rispetto alla rete elettrica, negli strumenti di precisione. Tra questi motivi, i bassi livelli di rumore delle batterie sono uno dei più importanti [3].

In un sistema a batterie, le interferenze elettromagnetiche prodotte da dispositivi esterni possono divenire la sorgente primaria di rumore sull'ingresso di alimentazione. La soluzione ottima, che è quella di schermare l'intero sistema (batterie incluse), non è sempre attuabile. La soluzione alternativa, che è quella di applicare dei filtri di soppressione del rumore nella parte terminale dei cavi di alimentazione, ha lo svantaggio di incidere sui costi del sistema in modo sensibile.

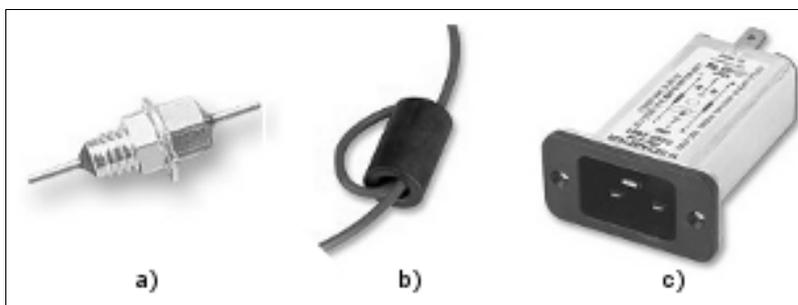


Illustrazione 9: Soppressori di radio-frequenze. a) Condensatore pass-through. b) Nucleo di ferrite. c) Filtro LC di modo comune e differenziale.

Fatta eccezione per i dispositivi allo stato dell'arte, che richiedono tutti gli accorgimenti descritti, la maggior parte dei sistemi di acquisizione ad elevata risoluzione riesce a tollerare le normali interferenze sull'alimentazione e a conservare un livello accettabile di precisione. Il motivo di questa robustezza sta nell'uso massiccio di filtraggio digitale all'interno dei Sigma-Delta ed eventualmente nei sistemi di elaborazione.

II.6.2 Circuiti di alimentazione per sistemi ad alta risoluzione e bassi consumi di potenza

I sistemi di acquisizione sono composti da vari circuiti analogici e digitali, che lavorano a diverse tensioni di alimentazione. Quindi, all'interno di questi sistemi sono presenti convertitori DC-DC che producono tutti i livelli richiesti. Per citare alcuni esempi, la maggior parte dei microcontrollori in commercio è progettata per operare a 3.3 V DC, mentre molti ADCs ad elevate prestazioni richiedono 5 V DC.

Inoltre, è sempre necessario separare le alimentazioni analogiche da quelle digitali per impedire che la corrente assorbita dai dispositivi digitali disturbi i dispositivi analogici.

Nei sistemi ad alta risoluzione e bassi consumi i convertitori DC-DC devono possedere due caratteristiche fondamentali: elevata efficienza e basso rumore.

I convertitori DC-DC che presentano i valori più elevati di efficienza sono i regolatori switching e le pompe di carica. Questi dispositivi, pur essendo divisi in varie famiglie, sono basati su un principio comune. La tensione d'uscita viene misurata ai capi di un condensatore, detto condensatore d'uscita e la carica del condensatore d'uscita viene costantemente bilanciata mediante degli impulsi di corrente, quindi anche la tensione rimane costante. Dal momento che regolatori switching e pompe di carica controllano la tensione d'uscita mediante impulsi di corrente, questi dispositivi sono sorgenti intrinseche di rumore elettronico e talvolta di onde elettromagnetiche.

I regolatori lineari sono convertitori DC-DC con caratteristiche opposte a quelle dei regolatori switching e delle pompe di carica. Infatti, questi dispositivi generano poco rumore ma hanno efficienze basse. In prima approssimazione, l'efficienza di questi dispositivi è uguale al rapporto tra la tensione d'uscita e la tensione d'ingresso, quindi all'aumentare della caduta di tensione sul regolatore l'efficienza peggiora.

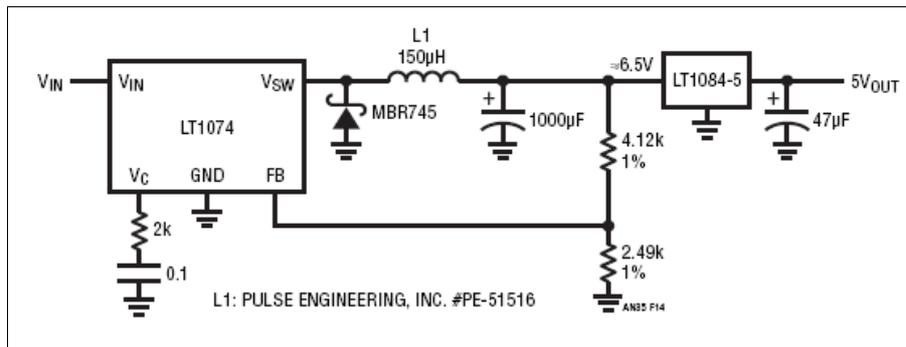


Illustrazione 10: Circuito di alimentazione ad alta efficienza e basso rumore. Per gentile concessione di Linear Technology.

Negli acquisitori ad elevata risoluzione e bassi consumi, si sfruttano i punti di forza di entrambe le tipologie di circuiti di alimentazione. L'illustrazione 10 mostra uno schema di alimentatore ad elevata efficienza e basso rumore, basato sull'impiego combinato di un regolatore switching e di un regolatore lineare. In questo schema, il convertitore switching “assorbe” la maggior parte della caduta di tensione tra ingresso e uscita, permettendo così al regolatore lineare di operare ad alta efficienza. Il regolatore lineare ripulisce la tensione prodotta dallo switching e fornisce un livello DC affetto da basso rumore.

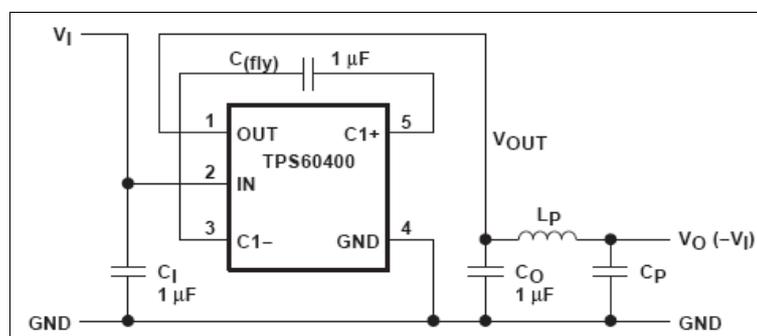


Illustrazione 11: Invertitore di tensione a basso rumore. Per gentile concessione di Texas Instruments.

Uno dei metodi più usati per abbassare il livello di rumore, prodotto dai regolatori switching, consiste nell'inserimento di filtri passa-basso. L'illustrazione 11 mostra un invertitore di tensione basato su una pompa di carica. La tensione di uscita della pompa (ai capi del condensatore C_O) viene filtrata tramite un circuito LC per abbassare il rumore sovrapposto alla tensione continua.

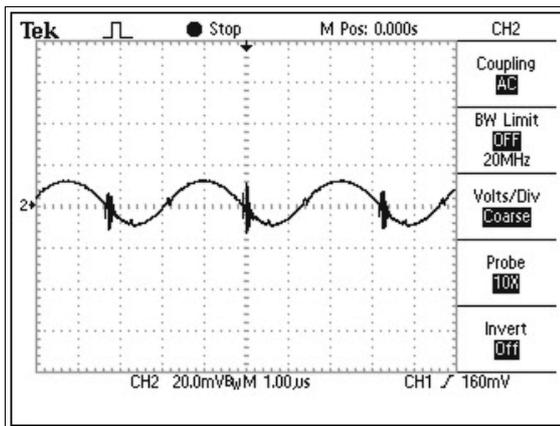


Illustrazione 12: Ripple di tensione sul condensatore d'uscita di un regolatore switching. Per gentile concessione di Maxim-Ic.

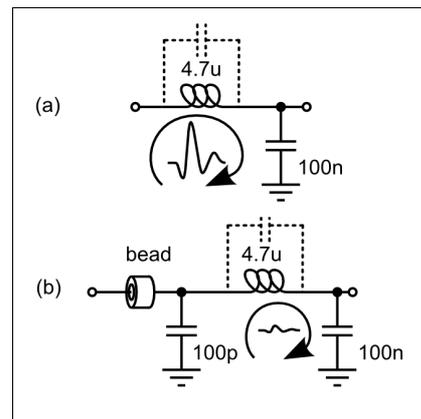


Illustrazione 13: (a) filtro per alimentazione; (b) filtro a banda larga.

L'illustrazione 12 mostra il rumore (ripple di tensione) misurato sul condensatore d'uscita di un alimentatore switching. Si noti la presenza impulsi molto stretti sovrapposti ad un'oscillazione relativamente lenta. L'illustrazione 13 (a) mostra un filtro LC per alimentazioni switching, il filtro è progettato per avere una frequenza di taglio relativamente bassa (questa caratteristica, in teoria, dovrebbe permettere di ottenere una perfetta cancellazione del rumore presente all'ingresso). Tuttavia, la capacità parassita ai capi dell'induttore modifica il comportamento del filtro in alta frequenza. Gli impulsi di tensione in ingresso generano impulsi di corrente che scorrono lungo il filtro. Se i collegamenti elettrici tra gli elementi del filtro sono relativamente lunghi (ad esempio, a causa delle dimensioni dell'induttore) i campi magnetici, associati alla corrente impulsiva, sono intensi, quindi interferiscono con il funzionamento dei circuiti vicini al filtro. L'illustrazione 13 (b) mostra uno schema circuitale che risolve il problema discusso mediante l'inserimento aggiuntivo di un filtro per radio-frequenza.

II.6.3 Sistemi a singola o a doppia alimentazione

Nel paragrafo II.3 è stato spiegato che l'inserimento dei circuiti traslatori provoca l'aumento del rumore nei circuiti di condizionamento. I circuiti traslatori sono necessari nei sistemi con alimentazione analogica singola, ovvero nei sistemi in cui i circuiti analogici attivi e gli ADCs vengono alimentati con una sola tensione di

valore positivo rispetto alla massa. Nei sistemi basati su alimentazioni doppie, i circuiti attivi e gli ADCs vengono alimentati con due livelli di tensione simmetrici rispetto alla massa: uno livello positivo e uno negativo. I sistemi con alimentazioni doppie non necessitano di traslatori di livello, tuttavia richiedono circuiti switching per la generazione delle tensioni negative.

Dal momento che i circuiti switching, così come i traslatori, determinano l'aumento del livello complessivo di rumore nel sistema, entrambe le tipologie a singola e a doppia alimentazione comportano vantaggi e svantaggi in termini di rumore. Nel prossimo capitolo il problema della generazione del rumore verrà affrontato in maggiore dettaglio e sarà anche sviluppato maggiormente il confronto tra le due tipologie di sistemi.

III. Rumore elettronico nei sistemi ad alta risoluzione

III.1 Sorgenti di rumore nei sistemi di acquisizione

Tutti i blocchi funzionali, che compongono i sistemi di acquisizione, generano in qualche misura rumore. Quindi, i dati registrati non contengono solo i segnali in ingresso ma anche gli errori generati dalla combinazione delle varie sorgenti di rumore. L'Illustrazione 14 propone uno schema di sistema di acquisizione che mette in evidenza tutti gli stadi di elaborazione dei segnali descritti nel capitolo precedente.

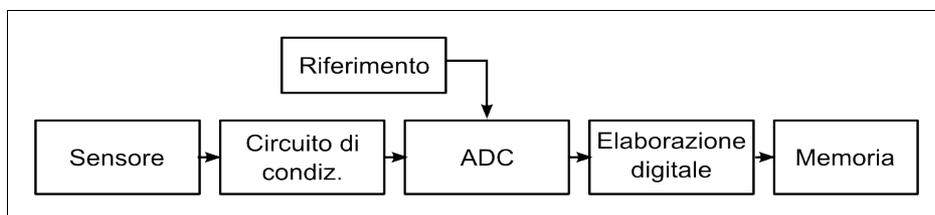


Illustrazione 14: Schema a blocchi di un acquisitore.

Ciascuno degli elementi che formano la catena di elaborazione mostrata sopra, può essere rappresentato mediante un modello matematico che comprende una relazione ingresso-uscita e una sorgente indipendente di rumore. L' Illustrazione 15 (a) mostra un diagramma a blocchi del sistema d'acquisizione basato su questo tipo di rappresentazione:

- il modello del sensore comprende il segnale d'ingresso S e il rumore prodotto dal sensore N_S ;
- il circuito di condizionamento viene schematizzato mediante l'amplificazione $A(f)$ e la sorgente di rumore N_{CND} ;
- il modello del riferimento di tensione è costituito dalla sola sorgente di rumore N_{REF} ;
- l'ADC viene sostituito da un blocco con funzione di trasferimento $H_{ADC}(f)$ e dalla sorgente di rumore N_{ADC} ;

- lo stadio di elaborazione digitale è rappresentato da un blocco con funzione di trasferimento $H_E(f)$ e dalla sorgente di rumore N_E .

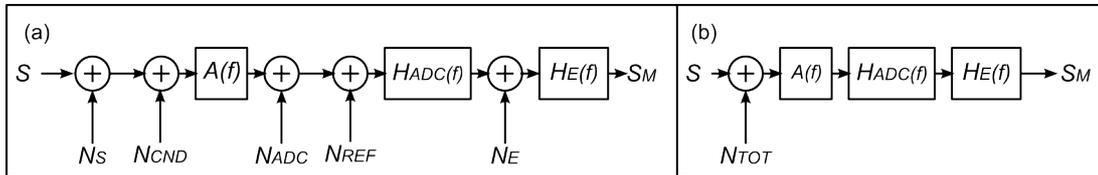


Illustrazione 15: Diagramma a blocchi di un acquirente. (a) Schema espanso con tutte le sorgenti di rumore in evidenza. (b) Schema equivalente con un'unica sorgente di rumore all'uscita.

Come è stato spiegato, la precisione del sistema d'acquisizione dipende dalla sovrapposizione di diverse sorgenti di rumore. Per determinare la precisione complessiva del sistema, è utile trasformare tutte le sorgenti di rumore in un'unica sorgente equivalente posizionata in ingresso, così come mostrato in Illustrazione 15, parte (b).

III.2 Sensori

Nei capitoli precedenti sono state presentate diverse applicazioni che possono trarre beneficio dall'impiego di sistemi ad elevata risoluzione ed è stato spiegato che queste applicazioni si differenziano soprattutto per le tipologie dei sensori richiesti.

L'acquisizione dell'elettrocardiogramma, richiede dei semplici elettrodi posti a contatto con i tessuti corporei. Proprio in virtù della loro semplicità, questi sensori generano livelli trascurabili di rumore rispetto ai circuiti contenuti nei sistemi di acquisizione.

I sensori sismici passivi, come i geofoni, sfruttano la tensione indotta dalle oscillazioni di una massa magnetica all'interno di una bobina. Anche questi sensori dunque hanno una struttura relativamente semplice e presentano livelli molto bassi di rumore.

Tra i sensori sismici amplificati ci sono esempi eccellenti di dispositivi a basso rumore. In Illustrazione 16 vengono mostrate le prestazioni del sensore Trillium120P [21]. I grafici mostrano la risposta del sensore a diverse sollecitazioni, la massima

ampiezza della risposta del sensore (clip level) e il rumore generato dal sensore stesso (self noise). Si noti che la distanza tra la curva del clip level e la curva del self noise supera i 160dB⁸.

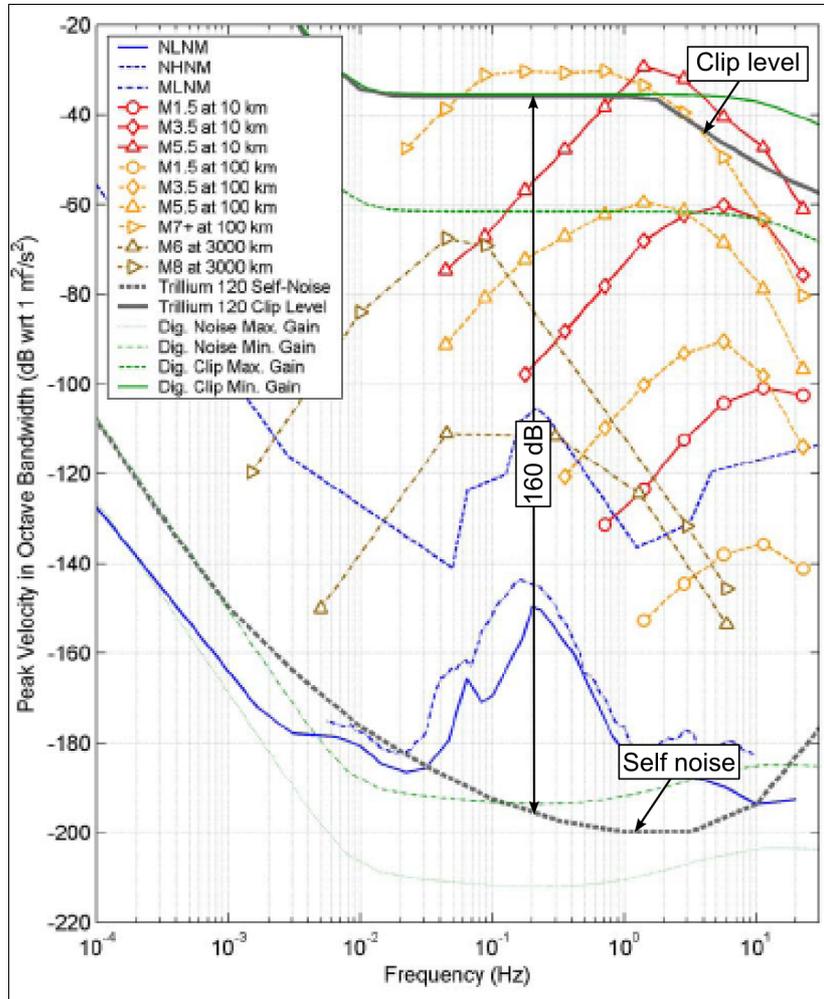


Illustrazione 16: Prestazioni del sensore sismico Trillium120P. Per gentile concessione di Nanometrics Inc.

III.3 Condizionamento analogico

III.3.1 Circuiti passivi

I circuiti di condizionamento passivi presentano il vantaggio di non avere al loro interno altre sorgenti di rumore che i resistori. I resistori generano due tipologie di

⁸ La distanza in dB tra clip level e self noise non è un valore di SNR, infatti il clip level misura una potenza di segnale, mentre il self noise misura una densità di potenza. Per ottenere l'SNR bisogna moltiplicare questo valore per l'ampiezza di banda.

rumore: il rumore Johnson, che è a spettro bianco, e il rumore *flicker*, la cui densità è proporzionale a $1/f$ dove f è la frequenza. Il rumore flicker domina il campo delle basse frequenze mentre il rumore bianco ha una banda praticamente illimitata⁹. La formula (4) mostra l'espressione della densità di rumore N_R di un resistore di valore R . Il primo termine rappresenta il rumore Johnson e il secondo il rumore flicker. Una delle caratteristiche fondamentali del rumore flicker nei resistori è che la sua intensità dipende dal quadrato della tensione applicata V_{DC} , come mostrato nella stessa formula, di conseguenza a bassa tensione questo tipo di rumore diviene trascurabile.

$$N_R = 4 k T R + \frac{c_f V_{DC}^2}{f} \quad (4)$$

Il coefficiente c_f che determina l'intensità del rumore flicker varia a seconda del materiale, delle dimensioni e della tecnologia di fabbricazione dei resistori [22]. Solitamente i dati dei produttori di resistori riportano un parametro equivalente a c_f chiamato *Noise Index* (NI). Questo parametro misura la potenza di rumore flicker in μV_{rms} all'interno di una decade di frequenza e alla tensione di 1 V_{DC} . In base a questa definizione, un resistore con 0 dB di NI alla tensione di 1 V_{DC} produce $1 \mu\text{V}_{\text{rms}}$ di rumore flicker in una qualunque decade di frequenza.

L'Illustrazione 17, mostra i valori dell'NI per varie tecnologie di resistori, si noti che l'NI dipende dai valori di resistenza così come dalla tecnologia. In genere i resistori con struttura fisica più omogenea presentano i valori più bassi di NI.

⁹ Il limite superiore della banda, determinato sulla base dei principi della fisica quantistica, è ben superiore alle frequenze dei circuiti elettronici.

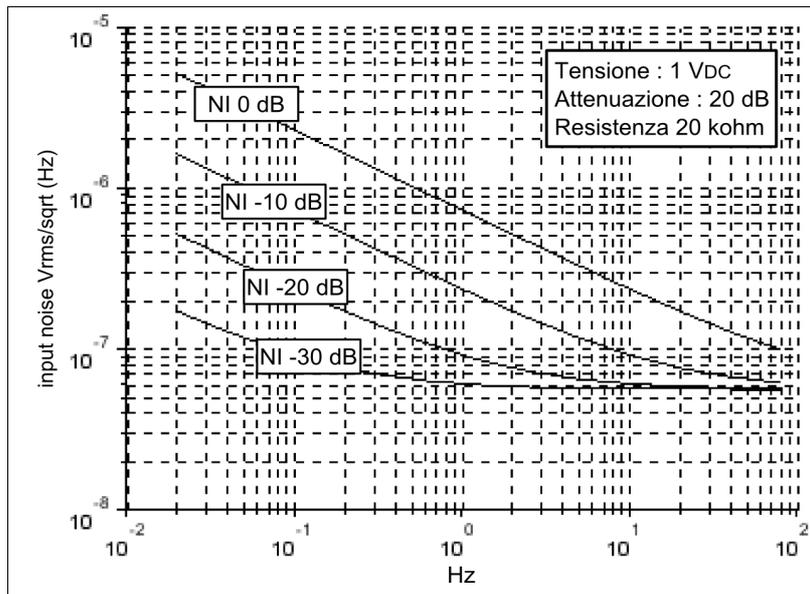


Illustrazione 18: Rumore equivalente in ingresso di un filtro differenziale con 20dB di attenuazione in continua.

In Illustrazione 18 sono riportate le densità di rumore equivalente N_{CND} di un filtro differenziale con guadagno in continua pari a -20 dB. Si noti come al diminuire dell'NI si ha un progressivo miglioramento delle prestazioni del filtro.

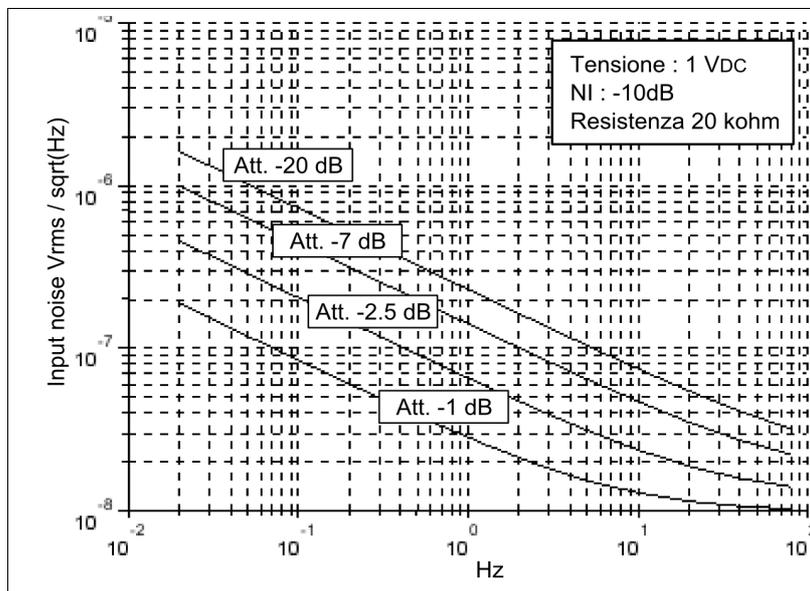


Illustrazione 19: Rumore equivalente in ingresso di un filtro differenziale costruito con resistori aventi NI -10dB.

L'Illustrazione 19 mostra le densità di rumore equivalente N_{CND} in funzione della

frequenza di diversi filtri differenziali tutti con resistenza d'ingresso pari a 20 k Ω . Le quattro curve differiscono soltanto per il rapporto di partizione del filtro. Si può notare che all'aumentare dell'attenuazione, prodotta dal filtro, il rumore equivalente aumenta. In realtà, il rumore in uscita dipende debolmente dal rapporto di partizione, quindi l'intensità della sorgente equivalente cambia per compensare le variazioni della funzione di trasferimento. Tuttavia se la dinamica d'ingresso rimane inalterata, l'aumento del rumore equivalente indica una diminuzione effettiva dell'SNR.

III.3.2 Circuiti attivi

I componenti fondamentali dei circuiti di condizionamento attivi per sistemi ad elevata risoluzione sono gli amplificatori operazionali a basso rumore. Nel campo di frequenze in cui trovano applicazione i sistemi ad elevata risoluzione le caratteristiche degli operazionali (guadagno ad anello aperto, impedenza d'ingresso, impedenza d'uscita etc.) sono praticamente ideali. Gli elementi di non idealità che incidono sulle prestazioni dei sistemi sono la densità di rumore generato dall'operazionale e la reiezione rispetto ai disturbi sulle alimentazioni.

Nonostante la complessità dei circuiti che costituiscono un operazionale, è possibile creare un modello di amplificatore abbastanza semplice che tiene conto del rumore generato dall'operazionale. Questo modello, mostrato in Illustrazione 20, è costituito da tre sorgenti di rumore, una di tensione e due di corrente, poste sugli ingressi di un operazionale ideale, ovvero privo di rumore.

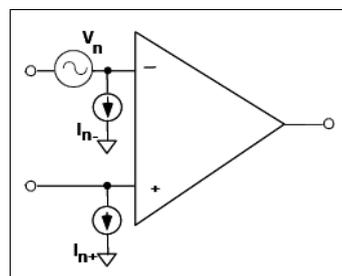


Illustrazione 20: Modello di amplificatore operazionale. Per gentile concessione di Analog Device

Il *chopping* è un'alternativa alla tecnica appena descritta che si basa sull'uso di switches analogici capaci di modulare la tensione di offset lasciando inalterata la tensione di ingresso. La tensione di offset modulata viene successivamente rimossa mediante filtraggio. Anche questa tecnica ottiene insieme alla rimozione dell'offset la cancellazione del rumore a bassa frequenza. Di recente è stata introdotta una nuova tecnica che consiste nell'azione combinata del chopping e dell'auto-zeroing nello stesso dispositivo.

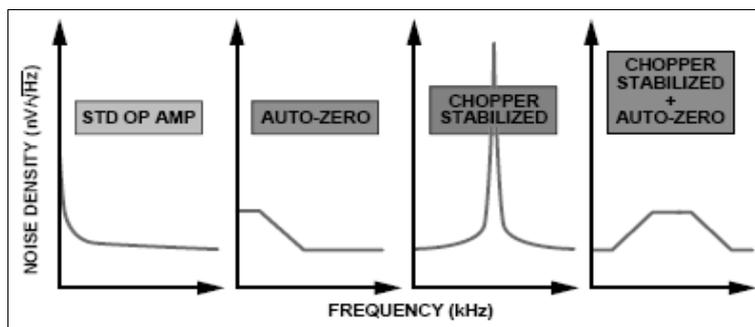


Illustrazione 22: Densità di rumore di diverse tipologie di operazionali. Per gentile concessione di Analog Devices.

L'Illustrazione 22 mostra un confronto qualitativo tra diverse tipologie di dispositivi: standard, auto-zero, chopper stabilizzato e chopper più auto-zero. Gli operazionali standard hanno ottime prestazioni di rumore in tutto lo spettro eccetto che alle basse frequenze, dove si manifesta il rumore flicker. I dispositivi auto-zero eliminano il rumore flicker, ma presentano un livello piuttosto alto di rumore alle frequenze intermedie. I dispositivi chopper hanno basso rumore a bassa frequenza ma presentano una riga spettrale intensa alla frequenza di lavoro degli switches. La combinazione delle due tecniche permette di sfruttare le prestazioni in bassa frequenza dell'architettura chopper e di limitare il rumore alla frequenza di lavoro degli switches.

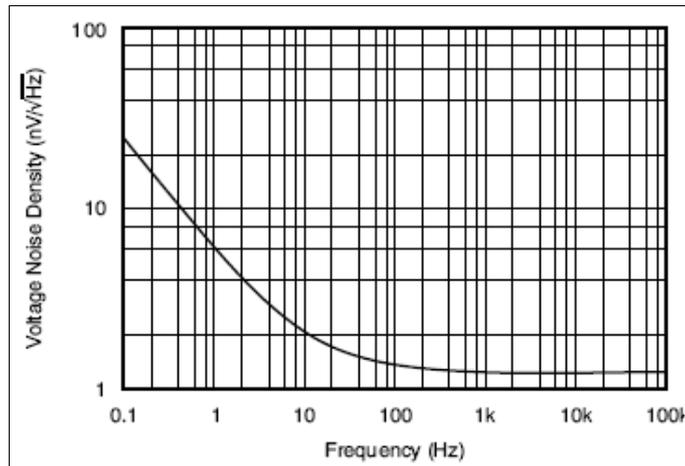


Illustrazione 23: Livello di rumore di tensione dell'OPA211 (operazionale standard).

L'Illustrazione 23 mostra i livelli di rumore di tensione di un dispositivo ad alte prestazioni: l'OPA211 [24]. questo dispositivo è un operazionale standard, perciò è affetto da rumore flicker, tuttavia, secondo i dati del produttore, presenta un livello di rumore bianco pari a $1.1 \text{ nVrms}/\sqrt{\text{Hz}}$.

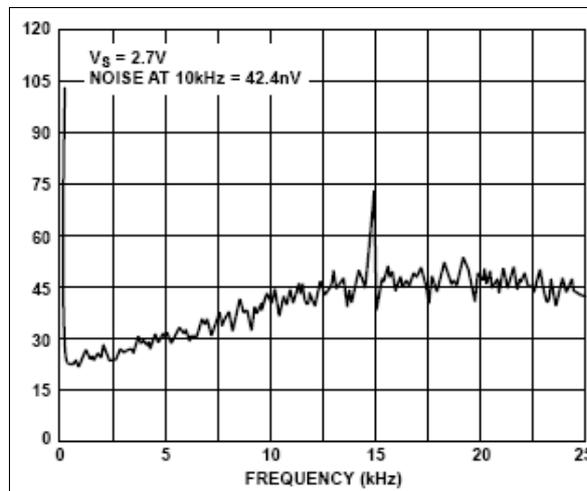


Illustrazione 24: Livello di rumore di tensione dell'AD8628 (operazionale chopper e auto-zero).

L'Illustrazione 24 mostra i livelli di rumore dell'operazionale AD8628 [25] un dispositivo chopper ed anche auto-zero. Il dispositivo non è affetto da rumore flicker ma ha una densità di rumore superiore a quella dell'OPA211 alle alte e medie frequenze.

In base alle osservazioni fatte fino a questo punto si può concludere che nelle applicazioni in cui le basse frequenze (meno di 1 Hz) non sono di particolare interesse (acquisizione con geofoni, elettrocardiogramma, applicazioni industriali, etc.) la scelta di un operazionale standard rimane vincente. Nelle applicazioni sismiche a banda larga può essere conveniente adottare un operazionale con compensazione, dal momento che le frequenze di interesse si estendono fino a 0.01 Hz.

L'analisi del rumore nei circuiti con operazionali è un argomento che tradizionalmente gode di grande interesse. Per questo motivo sono stati prodotti svariati documenti tecnici che spiegano come determinare le densità di rumore prodotto da questi circuiti, ad esempio ci si può riferire a [26].

Si consideri un circuito di condizionamento costituito da un filtro analogico e da uno stadio di amplificazione, come quello mostrato a pagina 22. Detta N_A la densità di rumore equivalente all'ingresso dello stadio amplificatore (calcolata come in [26]), detto N_F il rumore equivalente dei filtri (calcolato come descritto nel paragrafo precedente) e detta $H(f)$ la funzione di trasferimento dei filtri il rumore equivalente all'ingresso del sistema di acquisizione, dovuto al circuito di condizionamento, si esprime nella forma seguente:

$$N_{CND}(f) = N_F + \frac{N_A}{|H(f)|^2} \quad (6)$$

III.4 ADC

La tendenza all'abbassamento progressivo delle tensioni di alimentazioni, alla quale si è accennato nel merito degli amplificatori operazionali, ha influenze importanti anche sulle prestazioni degli ADCs ad elevata risoluzione. Tuttavia, grazie all'impiego della tecnica del *noise-shaping* e al filtraggio digitale i moderni ADCs di tipo Sigma-Delta riescono ad ottenere valori di risoluzione effettiva ragguardevoli.

La principale sorgente di rumore nei Sigma-Delta è il rumore di quantizzazione

(pagina 12). Nella letteratura specialistica si usa spesso assumere che questa sorgente di rumore sia indipendente dal segnale d'ingresso. Nel caso di ADCs Sigma-Delta il modello di rumore indipendente fornisce previsioni abbastanza aderenti ai risultati sperimentali. Il rumore di quantizzazione è di grande importanza nell'acquisizione di segnali deboli o di piccole variazioni intorno ad un valore non nullo perché la sua potenza determina il più piccolo segnale misurabile con l'ADC.

Gli ADCs Sigma-Delta sono basati sul circuito modulatore che consiste in un anello di reazione in parte analogico e in parte digitale. La stabilità dei modulatori è una delle problematiche più interessanti nella progettazione dei Sigma-Delta. Anche nel caso di modulatore stabile possono esistere dei “residui di instabilità” che si manifestano con componenti del rumore relativamente intense rispetto al livello del rumore di quantizzazione. Queste componenti elevate del rumore, dette *Idle Tones*, hanno ampiezza e frequenza dipendenti dalle “condizioni al contorno” dell'ADC ovvero tensione e impedenza d'ingresso.

La parte analogica del modulatore contiene una varietà di circuiti e sottosistemi tra cui amplificatori, switches analogici, comparatori e condensatori. Le non-idealità di questi dispositivi, come ad esempio la dinamica limitata degli amplificatori, la resistenza degli switches e le non-linearità dei condensatori causano deviazioni dei dati prodotti dal modulatore rispetto al comportamento ideale [27]. In particolare, fra tutti gli errori commessi dal modulatore quelli che risultano correlati con il segnale d'ingresso danno origine alle non-linearità del ADC.

Inoltre i circuiti analogici dei Sigma-Delta possono essere affetti da rumore flicker, questo aspetto limita la precisione delle acquisizioni a bassa frequenza. I dati relativi al rumore flicker di questi dispositivi solitamente non vengono forniti dai produttori. Tuttavia le misure effettuate su ADCs reali indicano la presenza di tali sorgenti di rumore.

Per quanto riguarda la sensibilità dei Sigma-Delta rispetto al rumore proveniente dal sensore, dal circuito condizionamento, dal riferimento e perfino dalle alimentazioni,

bisogna notare che i filtri digitali giocano il ruolo di attenuare qualunque segnale o disturbo cada al di fuori della banda finale. Questo fatto spiega la competitività dei sistemi di acquisizione ad alta risoluzione con sistemi basati su ADCs economici: a differenza dei sistemi classici, i sistemi che sfruttano il sovra-campionamento e il filtraggio digitale sono vulnerabili ai disturbi solo in una finestra ristretta di frequenze.

L'Illustrazione 25 permette di osservare la tecnica utilizzata nel dimensionamento dei filtri FIR all'interno dei Sigma-Delta ad elevate prestazioni. La curva continua rappresenta la funzione di trasferimento di un filtro digitale con coefficienti interi e piccoli (filtro Sinc di ordine 5). Questo filtro non ha prestazioni elevate dal momento che la funzione di trasferimento varia in modo graduale nella banda di transizione, ma grazie alla sua semplicità si presta ad operare con *data rates* elevati. Inoltre il filtro in questione produce degli zeri lungo l'asse delle frequenze, posizionati a intervalli regolari e nell'intorno di questi zeri la funzione di trasferimento assume valori tanto più bassi quanto più ci si avvicina ad essi.

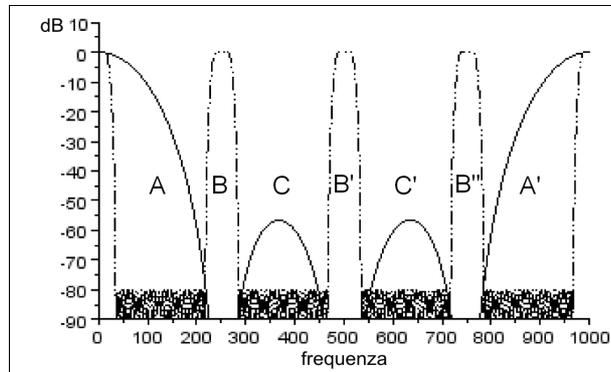


Illustrazione 25: Funzione di trasferimento di filtri decimatori operanti a frequenza diversa.

Nel caso mostrato in Illustrazione 25 i coefficienti del filtro sono scelti in modo da produrre tre zeri lungo l'asse delle frequenze. All'uscita dello stesso filtro si ha un abbassamento della frequenza di campionamento (decimazione) di un fattore 4, poi la sequenza viene elaborata mediante un secondo filtro passa-basso la cui funzione di trasferimento è rappresentata dalla curva tratteggiata.

Dal momento che la frequenza viene abbassata, anche il periodo della funzione di trasferimento del secondo filtro diminuisce proporzionalmente (questo spiega perché la funzione di trasferimento appare ripetuta quattro volte). Le zone B, B' e B'', che corrispondono alle ripetizioni della banda passante del secondo filtro, contengono le frequenze che possono essere trasferite nella banda finale a causa della decimazione (aliasing). Nelle stesse zone, il primo stadio di filtraggio fornisce circa 80 dB di attenuazione. In seguito alla decimazione le frequenze contenute nelle zone C, C' e A' vengono riportate nella zona A (aliasing). All'interno della zona A il secondo stadio di filtraggio fornisce 80 dB di attenuazione. In definitiva mediante la combinazione dei due filtri è possibile eliminare tutte le componenti di rumore e di segnale, nelle zone A, B, C, B', C', B'' e A' lasciando inalterate quelle contenute nella banda utile.

Da queste considerazioni si deduce che l'architettura Sigma-Delta risulta adatta alle applicazioni ad alta risoluzione, ovvero a basso rumore, non solo per il basso livello intrinseco di rumore ma anche per la robustezza nei confronti dei disturbi esterni.

Nel modello di acquisitore mostrato a pagina 42 le varie sorgenti di rumore vengono combinate in un'unica sorgente equivalente posta all'ingresso del sistema. Per determinare il contributo del rumore prodotto dall'ADC N_{eqADC} al rumore totale è necessario dividere la densità di rumore dell'ADC N_{ADC} per il modulo quadro della funzione di trasferimento del circuito di condizionamento $A(f)$ come mostrato nella (7). La formula indica che se il circuito di condizionamento è attivo, ovvero se il modulo della funzione di trasferimento è elevato, il rumore equivalente dell'ADC all'ingresso del sistema è una versione attenuata del rumore effettivo, viceversa il contributo dell'ADC viene esaltato.

$$N_{eqADC}(f) = \frac{N_{ADC}}{|A(f)|^2} \quad (7)$$

Nel paragrafo II.2.2 (pagina 13) è stato citato un dispositivo ad alte prestazioni, l'ADS1281; per questo dispositivo l'SNR dichiarato è pari a 130 dB a 250 sps. Può essere interessante confrontare la densità di rumore di questo dispositivo con quelle

dei circuiti di condizionamento riportate nei paragrafi precedenti.

$$N_{ADC} = \frac{1}{B_{ADC}} \cdot \frac{V_{max}^2}{2} \cdot 10^{\frac{SNR}{10}} = 1.6 \cdot 10^{-15} V^2 \cdot Hz^{-1} \quad (8)$$

La densità di rumore N_{ADC} può essere ottenuta con la formula (8), sfruttando i dati forniti dal produttore. Il valore rms corrispondente alla densità calcolata risulta pari a 40 nVrms/ \sqrt{Hz} . Dunque il livello di rumore dell'ADC è leggermente superiore a quello dell'operazione AD8628 ma abbondantemente superiore al rumore bianco dell'OPA211.

Se si vuole confrontare la densità di rumore di questo dispositivo con i livelli dei circuiti di condizionamento passivi espressi dai grafici a pagina 46 bisogna fare uso della formula (7), che permette di riportare la densità di rumore dell'ADC all'ingresso del circuito di condizionamento. Dal momento che i grafici a pagina 46 si riferiscono ad un circuito con 20dB di attenuazione, il rumore equivalente dell'ADC deve passare in base alla (7) dai 40 nVrms/ \sqrt{Hz} effettivi al valore equivalente di 400 nV rms/ \sqrt{Hz} . L'esame dei grafici permette di osservare che i resistori con NI inferiore pari a -20 e -30 dB producono una densità di rumore inferiore ai 400 nV rms/ \sqrt{Hz} all'interno delle frequenze del grafico. Tuttavia, i grafici sono tracciati per una tensione d'ingresso pari a 1 V_{DC} che è un valore relativamente piccolo per un circuito con 20 dB di attenuazione.

Sfortunatamente il costo dei resistori con NI basso (< -30 dB) è di diversi ordini di grandezza maggiore di quello dei normali resistori. Di conseguenza, nei sistemi a basso costo, che impiegano attenuatori all'ingresso e che sono progettati per misurare tensioni continue, la rete resistiva costituisce la principale sorgente di rumore a bassa frequenza.

III.5 Tensione di riferimento

Anche il rumore prodotto dai riferimenti di tensione, può essere caratterizzato mediante una densità di rumore bianco e una densità di rumore flicker. Per via delle

frequenze tipiche alle quali si manifesta il rumore flicker, questo tipo di rumore tende a sovrapporsi e confondersi con le variazioni di tensione legate all'instabilità termica. Tuttavia, in questo paragrafo i fenomeni termici non saranno considerati.

Nel paragrafo II.2.3 (pagina 16) è stato presentato un esempio di dispositivo XFET ad alte prestazioni: l'ADR444, vale la pena richiamare i dati riportati dal produttore di questo dispositivo per consentire un confronto con i valori che abbiamo fornito per gli altri elementi del sistema d'acquisizione: la tensione nominale è 4.096 V, il rumore tipico nella banda 0.1-10 Hz è 1.8 $\mu\text{Vp-p}$ e la densità di rumore tipica a 1 kHz è 78.6 nVrms/ $\sqrt{\text{Hz}}$.

Dal momento che l'ADC fa uso della tensione di riferimento per convertire i dati, il rumore sovrapposto a questo segnale provoca errori di conversione. Il rumore del riferimento può essere rappresentato mediante una sorgente equivalente N_{REF} posta all'ingresso dell'ADC, Illustrazione 15 parte (a). La densità spettrale equivalente N_{REF} è legata alla densità effettiva N_{eff} tramite la (9) dove V_{in} è la tensione d'ingresso e V_{REF} è la tensione nominale di riferimento (la derivazione della (9) è in Appendice B).

Osservando la (9), si può notare che il rumore equivalente tende a zero quando la tensione d'ingresso tende a zero. In genere la dinamica d'ingresso degli ADCs va da $-V_{REF}$ a $+V_{REF}$ dunque la densità equivalente è sempre inferiore a quella effettiva.

$$N_{REF} = -\left(\frac{V_{in}}{V_{REF}}\right)^2 N_{eff} \quad (9)$$

Il rumore equivalente del riferimento si sovrappone al rumore di quantizzazione dell'ADC, quindi può essere riportato all'ingresso del sistema con un'espressione analoga a quella impiegata per il rumore di quantizzazione, formula (7).

III.6 Precisione aritmetica

Sebbene i circuiti digitali non siano influenzati dal rumore elettronico, le prestazioni del circuito che implementa gli algoritmi di elaborazione possono incidere

negativamente sul livello di rumore complessivo del sistema d'acquisizione.

Il contributo, che lo stadio di elaborazione apporta al livello complessivo di rumore, deriva dalla precisione finita dei campioni digitali. Quindi, per eliminare il rumore dovuto all'elaborazione, è necessario rappresentare i dati con un numero adeguato di bit. Dal momento che la precisione dei dati determina la complessità dei circuiti di calcolo (elaborazione in hardware) e o il numero di operazioni richieste per ottenere un risultato prefissato (elaborazione in software), conoscere la relazione tra gli errori numerici e le rappresentazioni dei dati permette di affinare l'efficienza energetica dello stadio di elaborazione.

Nei sistemi di acquisizione a bassi consumi si impiegano processori e circuiti configurabili con capacità di elaborazione ridotta rispetto ai dispositivi a più alte prestazioni che il mercato può offrire. Di conseguenza, in questi sistemi si tende a implementare gli algoritmi richiesti sfruttando operazioni e operandi a basso costo computazionale.

I dispositivi impiegati nei sistemi a bassi consumi posseggono risorse hardware limitate, che permettono di eseguire operazioni aritmetiche di base come la somma e la moltiplicazione su operandi interi. Al contrario, i dispositivi con alta potenza di calcolo, oltre alle risorse citate, posseggono unità *floating-point* e divisori hardware.

Le risorse hardware dei sistemi a bassi consumi si prestano all'implementazione dell'aritmetica *fixed-point*. In questa rappresentazione i dati numerici sono rappresentati con un bit di segno, m bit di parte intera e f bit di parte frazionaria. Il vantaggio dell'aritmetica *fixed-point* è la possibilità di sfruttare sommatore e moltiplicatori binari per eseguire le operazioni aritmetiche. In particolare, il calcolo della somma è analogo a quello della somma binaria, mentre per il calcolo del prodotto si usano una moltiplicazione binaria e uno *shift aritmetico* (traslazione dei bit verso destra che non altera il bit di segno).

Lo shift aritmetico tronca il risultato del prodotto, dunque determina un errore q , detto errore di quantizzazione, la cui ampiezza dipende dal valore del bit meno

significativo come mostrato dalla (10).

$$-\frac{1}{2}2^{-f} < q < \frac{1}{2}2^{-f} \quad (10)$$

Tra gli algoritmi che possono risentire maggiormente della propagazione degli errori numerici c'è quello di filtraggio e decimazione, che è largamente utilizzato nei sistemi ad alta risoluzione.

Gli stadi finali di filtraggio di un sistema ad alta risoluzione devono avere prestazioni elevate, in modo da realizzare l'effetto anti-aliasing, cancellare il rumore di quantizzazione dell'ADC e incrementare il rapporto segnale rumore del sistema. L'attenuazione in banda oscura offerta da questi filtri è circa pari al rapporto segnale rumore del sistema in cui vengono implementati, dunque può facilmente superare i 120dB. Si consideri, come esempio, il filtro citato a pagina 25 del quale è riportata la funzione di trasferimento in forma grafica.

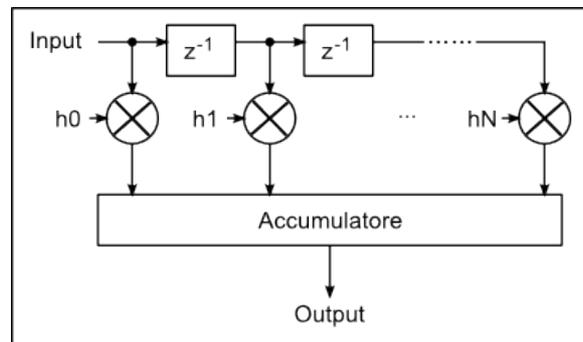


Illustrazione 26: Schema di filtro FIR

L'Illustrazione 26 mostra lo schema a blocchi di un filtro FIR ad N coefficienti $h_1, h_2 \dots h_N$. Il segnale in ingresso, *input*, percorre una catena di elementi di ritardo, i campioni ritardati del segnale vengono moltiplicati per i coefficienti h_n ($n = 1, 2 \dots N$) e le uscite dei moltiplicatori vengono sommate nell'accumulatore che produce l'uscita del filtro.

Se il segnale in ingresso è espresso da valori numerici alti, la sequenza degli errori prodotti da ciascun moltiplicatore può essere considerata come una grandezza

aleatoria con densità di probabilità costante, non correlata con il segnale in ingresso [28]. Sotto queste ipotesi la varianza q^2 dell'errore può essere calcolata con l'espressione (11).

$$q^2 = \frac{2^{-2f}}{12} \quad (11)$$

Ammettendo che gli errori dei diversi moltiplicatori siano reciprocamente indipendenti [28], l'errore quadratico in uscita dall'accumulatore Q^2 risulta dalla sovrapposizione dei singoli errori così come espresso dalla (12).

$$Q^2 = N \cdot \frac{2^{-2f}}{12} \quad (12)$$

Nota la potenza di rumore in uscita dal filtro, è possibile calcolare il rapporto segnale rumore del filtro FIR. Così come per gli ADC, ai fini del calcolo, si considera come segnale una sinusoide di ampiezza massima possibile. L'espressione dell'SNR è data dalla (13).

$$SNR = \frac{2^{2m}}{2} \cdot \frac{12}{N 2^{-2f}} = \frac{6}{N} \cdot 2^{2(m+f)} \quad (13)$$

La (13) mostra che il valore dell'SNR dipende dal numero totale di bit utilizzati per rappresentare la parte intera e la parte frazionaria dei campioni.

Mentre l'abbassamento del rumore nei circuiti analogici e negli ADCs comporta particolari accorgimenti e talvolta richiede l'impiego di componenti ad alto costo, l'aumento della precisione dei dati in genere non comporta un aumento sensibile dei costi del sistema. Questa affermazione è valida soprattutto se l'elaborazione è realizzata in software e se non si richiedono precisioni superiori ai 32bit. Nella pratica, si dimensiona il circuito digitale in modo che gli errori numerici risultino trascurabili rispetto alle altre sorgenti di errore presenti nel sistema. In altre parole, ai fini del progetto, è necessario sapere quanti bit occorrono per raggiungere un dato

SNR e non viceversa. In particolare l'SNR dello stadio di elaborazione digitale deve essere fissato almeno 12 dB al di sopra di quello dell'ADC.

Considerando un valore di 130 dB per l'SNR dell'ADC si ottiene un valore pari a 142 dB per lo stadio di elaborazione. Per raggiungere questo valore di SNR, il filtro di pagina 25 almeno 27 bit di precisione. Se il filtro è implementato in software, la lunghezza dei dati deve essere una potenza di due, dunque, in questo caso, bisogna usare dati a 32 bit.

Una delle tecniche che permette di limitare gli errori prodotti da un filtro FIR è quella di impiegare accumulatori capaci di accettare operandi lunghi. In questo caso l'operazione di troncamento non avviene all'uscita di ogni moltiplicatore ma soltanto all'uscita dell'accumulatore. Quindi l'espressione dell'SNR diviene quella mostrata nella (14). Si noti che nella (14) non compare la lunghezza del filtro N quindi rispetto allo schema precedente si ha un netto miglioramento.

$$SNR = 6 \cdot 2^{2(m+f)} \quad (14)$$

Questa implementazione alternativa del filtro, per ottenere 142 dB di SNR, richiede 24 bit di precisione, contro i 27 dello schema precedente.

Bisogna notare che questo abbassamento della precisione non potrebbe essere sfruttato in modo efficace in un sistema basato su microcontrollore, in quanto i microcontrollori gestiscono solo tre tipi di dati a 8, a 16 e a 32 bit. Inoltre, nei processori che non dispongono di sommatore sufficientemente lunghi, questa tecnica potrebbe comportare un aumento dei cicli macchina necessari per filtrare i dati. Quindi, malgrado l'attrattiva offerta dai bassi errori di calcolo, nei sistemi reali questa implementazione alternativa potrebbe determinare un inutile aumento dei consumi di potenza.

IV. La misura del rumore nei sistemi di acquisizione

IV.1 Introduzione

Per dare una definizione del concetto di rumore nei sistemi di acquisizione è possibile riferirsi allo standard IEEE 1057-1994 (R2001) “IEEE Standard for Digitizing Waveform Recorders” [29] che recita:

“Noise: Any deviation between the output signal (converted to input units) and the input signal except deviations caused by linear time-invariant system response (gain and phase shift), or a dc level shift, or an error in the sample rate”

*Std IEEE 1057-1994
IEEE Standard for Digitizing Waveform Recorders*

“Rumore: Ogni differenza tra il segnale in uscita (convertito nell'unità di misura dell'ingresso) e il segnale in ingresso, fatta eccezione per le differenze dovute alla risposta lineare tempo-invariante del sistema, (alterazioni del guadagno e della fase), o a traslazioni dei livelli dc, o a un errore della frequenza di campionamento”.

La definizione di rumore riportata sopra pone l'attenzione sulle alterazioni dei segnali acquisiti più che sull'effettiva entità delle sorgenti di errore nei sistemi. Questo approccio è di fondamentale importanza nel campo della misura del rumore; infatti, l'intensità delle varie sorgenti di errore nei sistemi di acquisizione dipende sensibilmente dai segnali in ingresso, così come è stato spiegato nel capitolo precedente. In altre parole, le misure di rumore devono essere condotte applicando segnali d'ingresso analoghi a quelli per cui il sistema è stato progettato, in caso contrario, i risultati della misura possono non essere significativi.

Ad esempio, nelle applicazioni in cui è necessario rilevare segnali di scarsa energia è utile definire il rumore come la potenza di segnale misurata quando gli ingressi sono posti a zero. Se invece, i segnali in ingresso si manifestano come piccole alterazioni di valori continui, il rumore può essere pensato come la distanza tra i valori continui in ingresso e i segnali registrati.

La situazione più complessa è quella in cui bisogna riprodurre con elevata accuratezza forme d'onda che coprono l'intera dinamica d'ingresso del sistema d'acquisizione. In questo caso le misure richiedono la generazione di segnali d'ingresso con livelli di rumore inferiori rispetto a quelli dei sistemi da esaminare. In seguito i dati acquisiti vengono elaborati mediante opportuni algoritmi che permettono di calcolare la distanza del segnale in ingresso dal segnale acquisito.

IV.2 Il set-up sperimentale

In base alle diverse tipologie di applicazioni la misura del rumore richiede apparati, tecniche, e algoritmi diversi. Ma trattandosi di una misura di precisione, è sempre necessario impedire che eventuali agenti esterni alterino i risultati.

Nelle misure sperimentali, finalizzate alla quantificazione del rumore, è necessario eliminare le interferenze e i disturbi condotti. Le interferenze possono essere bloccate mediante uno schermo elettromagnetico che, nel caso più semplice, è costituito da un contenitore metallico. I contenitori metallici, se ben assemblati, riescono a bloccare tutto lo spettro elettromagnetico eccetto i campi magnetici a bassa frequenza. Se è necessario schermare anche questi campi si può aggiungere allo schermo uno strato di materiale magnetico, come il μ -metal che è una lega metallica ad alta permeabilità. La sorgente primaria di rumore condotto è la rete di alimentazione, quindi è sempre opportuno sconnettere il sistema di misura dalla rete e alimentarlo a batteria. Questa operazione determina un ulteriore beneficio, infatti, la capacità parassita tra la massa del circuito e il neutro della rete elettrica, assorbe parte della caduta di tensione tra neutro e fase rete, riducendo l'effetto del disturbo sugli ingressi, vedere Illustrazione 27 condensatore C_B .

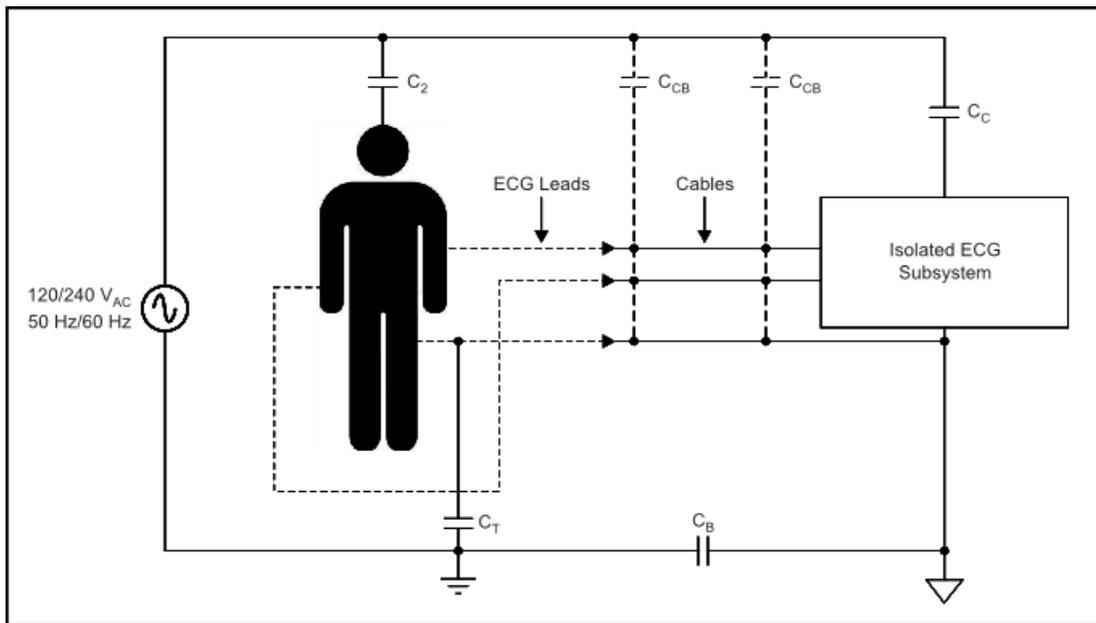


Illustrazione 27: Effetto della disconnessione dalla rete elettrica in un sistema per elettrocardiogramma. Per gentile concessione di Texas Instruments.

Nei test di laboratorio è opportuno introdurre le batterie all'interno dello schermo per minimizzare l'effetto delle interferenze sui cavi di alimentazione, in caso contrario è necessario impiegare opportuni filtri come quelli mostrati a pagina 36.

L'applicazione dei terminali degli strumenti di misura, come le sonde di oscilloscopi, deve essere fatta in modo da non introdurre disturbi all'interno dello schermo. Infatti, le calze delle sonde possono captare le interferenze esterne e introdurle nello schermo. La soluzione ottima è quella di connettere la calza dei cavi che penetrano nello schermo alla superficie esterna dello schermo stesso in modo che le correnti indotte dalle interferenze circolino all'esterno e non all'interno del sistema di misura.

Per misurare il rumore sulle alimentazioni in genere si può impiegare un oscilloscopio digitale. Tuttavia nella misura si deve tenere conto che i disturbi generati dagli assorbimenti di corrente di circuiti digitali e ADCs hanno una banda relativamente ampia (dai kHz fino alle centinaia di Mhz). Questo comporta l'utilizzo di tecniche tipiche dei sistemi a radiofrequenza, per esempio l'adattamento delle terminazioni, al fine di non falsare i risultati delle misure.

IV.3 Misura del rumore con ingressi a zero

Il livello di rumore del sistema di acquisizione misurato con gli ingressi a zero è un parametro importante perché permette di valutare la capacità del sistema di rilevare segnali deboli.

Quando gli ingressi sono posti a zero, alcune delle sorgenti di rumore del sistema non sono osservabili. Ad esempio, le non linearità dei circuiti di condizionamento e degli ADCs non possono essere valutate. Inoltre, in base a quanto è stato spiegato nel paragrafo III.5, il rumore del riferimento non nessuna influenza sul sistema.

Come è stato spiegato nel capitolo precedente, esistono diversi accorgimenti che permettono di costruire un acquisitore che non manifesti rumore flicker quando gli ingressi sono a zero: filtro analogico bipolare, operazionali con compensazione, ADC con ingresso chopper. Se e solo se tutti questi requisiti vengono rispettati il rumore sovrapposto all'uscita risulta a spettro bianco (fatta eccezione per eventuali toni del modulatore).

Nel caso di rumore bianco è possibile valutare la precisione del sistema in modo molto semplice. Assumendo che il rumore sia un processo ergodico, si può stimare la varianza σ^2 del rumore mediante una media temporale come mostrato nella (15) dove: x_i è la sequenza dei campioni ed N è la lunghezza della sequenza.

$$\sigma^2 = \frac{1}{N-1} \sum_{i=0}^N \left(x_i - \frac{1}{N} \sum_{j=0}^N x_j \right)^2 \quad (15)$$

La formula (15) può essere interpretata come la stima della distanza quadratica dei campioni dal valore medio stimato μ .

$$\mu = \frac{1}{N} \sum_{j=0}^N x_j \quad (16)$$

IV.4 Misura del rumore con ingressi a tensione costante

Il rumore misurato con ingressi a tensione costante permette di determinare il livello di precisione del sistema di acquisizione nel rilevare piccole variazioni sovrapposte a un valore continuo di tensione.

Il rumore misurato con ingressi a tensione costante (non nulla) è frutto di un numero maggiore di sorgenti di errore rispetto a quello misurato con tensione nulla. In questo caso il rumore del riferimento diventa rilevante e apporta sia un contributo di rumore bianco che di rumore flicker.

La presenza della componente flicker non consente di valutare il rumore con la formula (15). Questo tipo di rumore, infatti, produce una deriva continua dei segnali, quindi la media temporale μ della sequenza non converge.

In teoria tra le possibili strade per il calcolo del rumore c'è anche da considerare l'analisi in frequenza. Tuttavia i passaggi necessari per andare dal semplice calcolo di un'FFT alla determinazione delle densità spettrali non sono sempre banali.

Le misure di rumore con ingressi a tensione costante si effettuano collegando gli ingressi del registratore a delle batterie, che come è stato detto più volte, hanno livelli di rumore eccezionalmente bassi. Purtroppo per osservare il rumore flicker bisogna acquisire i segnali per tempi relativamente lunghi (più di 1 secondo). Su questa scala dei tempi insorge il fenomeno di scarica delle pile che si manifesta con una variazione quasi lineare della tensione d'ingresso.

Dal momento che le variazioni lineari producono densità spettrali di forma simile a quella del rumore flicker l'utilizzo delle analisi in frequenza non risulta agevole.

La misura del rumore flicker viene di norma richiesta nella caratterizzazione dei riferimenti di frequenza. In questo ambito è stato messo a punto uno strumento matematico potente che è la varianza di Allan [30] e che permette di trattare in modo relativamente semplice sorgenti di rumore con densità f^{-a} per di versi valori di a . La varianza di Allan permette di manipolare sorgenti di questo tipo perché non richiede la stima della media.

Per definire la varianza di Allan si considera una variabile aleatoria $y(t)$, e si divide l'asse temporale in intervalli consecutivi di ampiezza τ . Quindi si calcola la sequenza \bar{y}_k data dalla media di $y(t)$ sul k-esimo intervallo temporale, formula (17).

$$\bar{y}_k = \frac{1}{\tau} \int_{k\tau}^{(k+1)\tau} y(t) dt \quad (17)$$

La varianza di Allan $\sigma^2(\tau)$ è definita dalla formula (18) dove la notazione “ $\langle \dots \rangle$ ” indica la media temporale.

$$\sigma^2(\tau) = \frac{\langle \bar{y}_{k+i} - \bar{y}_k \rangle^2}{2} \quad (18)$$

La varianza di Allan per densità spettrali di y del tipo f^{-a} è calcolata in [30]. La Tabella 5 mostra la varianza di Allan data dal rumore bianco ($a = 0$), dal rumore flicker ($a = -1$) e da un segnale determinato con variazione lineare nel tempo. In Tabella 5 la densità spettrale di y è indicata con $S_y(f)$.

	<i>Caratteristica</i>	$\sigma^2(\tau)$
<i>Rumore bianco</i>	$S_y(f) = h_0$	$\frac{h_0}{2\tau}$
<i>Rumore flicker</i>	$S_y(f) = \frac{h_{-1}}{f}$	$2 h_{-1} \ln(2)$
<i>Variazione lineare</i>	$y(t) = at$	$a \frac{\tau^2}{2}$

Tabella 5: Espressioni analitiche della Varianza di Allan

Per misurare il rumore con la varianza di Allan bisogna costruire un modello accurato del segnale e delle sorgenti di rumore. Nel caso della tensione generata da una batteria, il modello riproduce la tensione iniziale della pila x_0 , il fenomeno di scarica, e il rumore aggiunto dal sistema di acquisizione di tipo bianco e flicker. Il modello è riassunto dalla (19) e (20).

$$x(t) = x_0 + at + y(t) \quad (19)$$

$$S_y(f) = h_0 + h_{-1} f^{-1} \quad (20)$$

In base al modello fissato si determina l'espressione analitica della varianza di Allan, usando le espressioni di Tabella 5. Nel caso della tensione generata da una batteria l'andamento atteso è mostrato dalla (21).

$$\sigma^2(\tau) = \frac{h_0}{2\tau} + 2h_{-1} \ln(2) + a \frac{\tau^2}{2} \quad (21)$$

Quindi si stima la varianza di Allan sulla base dei dati applicando la relazione (18). Avendo determinato l'andamento atteso e l'andamento stimato della varianza di Allan è possibile utilizzare un algoritmo di *fitting* per determinare i parametri che compaiono nella (21). La conoscenza dei parametri h_0 e h_{-1} permette di caratterizzare completamente il rumore presente nel sistema d'acquisizione.

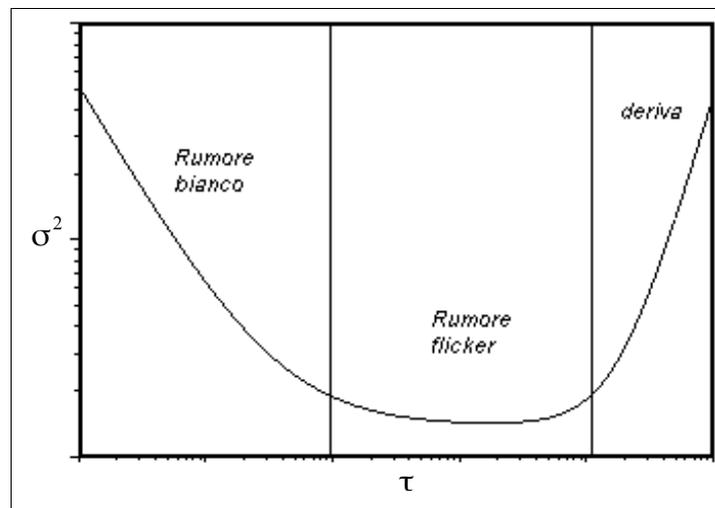


Illustrazione 28: Varianza di Allan

La potenza della varianza di Allan, come strumento di analisi dei dati, si può spiegare osservando il diagramma in Illustrazione 28 che mostra l'andamento di $\sigma^2(\tau)$ in scala logaritmica. L'operazione di estrazione dei parametri h_0 e h_{-1} è semplice perchè

ognuno dei termini che figurano nella (21) risulta predominante in un intervallo distinto di valori di τ .

La varianza di Allan si è dimostrata uno strumento importante anche nella caratterizzazione dei voltmetri ad elevata sensibilità (DC nanovoltimeters) come viene descritto in [31].

IV.5 Misura del rumore con ingressi sinusoidali

In [29] viene descritto un metodo per determinare la precisione dei sistemi di acquisizione, basato sulla registrazione di segnali sinusoidali con ampiezza massima. I risultati di questa misura esprimono l'intensità complessiva di tutte le sorgenti di errore nel sistema, incluse le sorgenti dinamiche e le non linearità.

Il metodo di misura richiede, come primo passo, la generazione di un segnale sinusoidale di elevata purezza, che sia affetto da un livello di rumore molto più basso di quello del sistema da caratterizzare (più avanti verranno discusse le implicazioni di questa richiesta per i sistemi ad elevata risoluzione). Il segnale in ingresso viene acquisito dal sistema, quindi elaborato mediante un algoritmo detto *sine-fitting*. Questo algoritmo determina la frequenza, l'ampiezza e la fase della sinusoide che meglio approssima i dati acquisiti. L'errore quadratico medio che risulta dal confronto del segnale acquisito con il segnale ricostruito rappresenta l'errore introdotto dal sistema. Infine il rapporto segnale rumore si calcola tra il valore quadratico medio della sinusoide e il valore quadratico medio dell'errore.

Il pregio di questo metodo è quello di dare informazioni complessive e accurate sulla precisione dei dati acquisiti. Il difetto principale è quello di non permettere la discriminazione delle diverse sorgenti di errore.

I metodi basati sull'analisi in frequenza, ovvero sul calcolo dell'FFT, permettono di evidenziare specifiche sorgenti di errore. Ad esempio, la misura del *Total Harmonic Distortion* (THD) permette di quantificare l'effetto delle non-linearità del sistema di acquisizione. Questa misura si effettua sommando la potenza spettrale delle

frequenze multiple della frequenza fondamentale e confrontandole con la potenza della sinusoide d'ingresso.

La misura dell'SNR per mezzo del *sine-fitting*, così come la misura del THD per mezzo dell'analisi spettrale richiedono sorgenti sinusoidali con risoluzione effettiva superiore a quella dei sistemi testati. Nel caso di sistemi ad elevata risoluzione questa caratteristica può essere difficile da raggiungere. Una delle strategie possibili per ottenere un segnale sinusoidale di elevata purezza è quella di connettere filtri LC in cascata a generatori di funzioni ad elevate prestazioni [32]. Tuttavia, questa tecnica è di difficile applicazione alle basse frequenze. A riprova di quanto appena detto, è interessante osservare l'Illustrazione 29. Il grafico riporta la misura del THD dell'ADC ADS1281 [6] realizzata dal produttore del dispositivo, Texas Instruments. Come si può notare, il produttore ha indicato nel grafico il limite di precisione imposto del generatore di segnali. Il fatto che un'azienda altamente competitiva, quale è Texas Instruments, riporti questo genere di difficoltà nelle misure, indica l'esistenza di un limite effettivo delle tecnologie attuali.

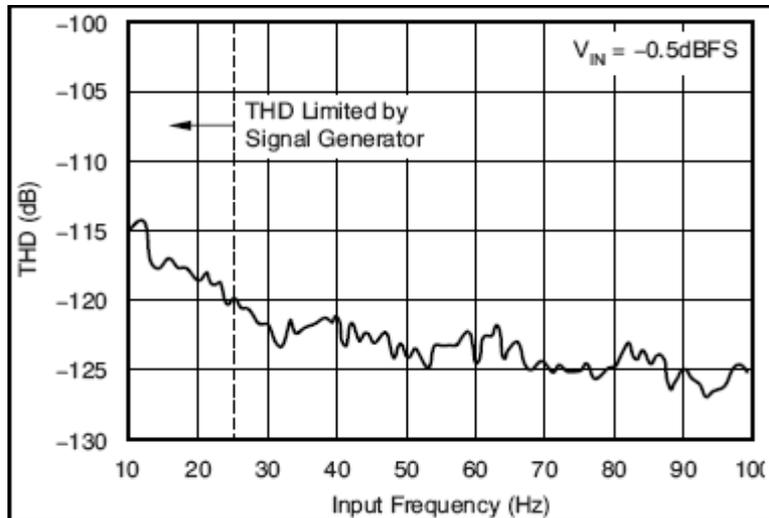


Illustrazione 29: Misura di distorsione dell'ADS1281. Per gentile concessione di Texas Instruments.

IV.6 Conclusioni

Le tecniche di misura del rumore, che sono state descritte in questo capitolo, differiscono rispetto ai set-up sperimentali e agli algoritmi di elaborazione richiesti, ma sono basate su un'unica filosofia, che è quella di estrarre i parametri di interesse sulla base dei dati digitali. Questa strategia di misura è dettata dalla difficoltà di misurare l'entità delle sorgenti di rumore elettronico per via diretta senza introdurre alterazioni nel comportamento delle sorgenti stesse.

I metodi di misura descritti in questo capitolo sono ispirati alle tecniche di caratterizzazione degli ADCs. Lo stretto collegamento tra il mondo delle misure sugli ADCs e quello delle misure su registratori digitali è motivato dal fatto che, nonostante i recenti progressi tecnologici, gli ADCs rimangono una delle principali fonti di errore nei sistemi di acquisizione.

Utilizzando i metodi di misura del rumore che sono stati descritti non è possibile discriminare le varie sorgenti di rumore, ma al massimo, quantificare con esattezza la sorgente dominante. In linea di principio le sorgenti di rumore sovrapposte sono perfettamente indistinguibili in virtù della natura aleatoria del rumore stesso. Questa considerazione motiva lo studio analitico dei sistemi che è stato presentato nel capitolo precedente. Infatti, l'individuazione delle principali sorgenti di rumore in fase di progetto permette di interpretare in modo efficace i risultati delle misure e di agire sui parametri che hanno maggiore influenza sulle prestazioni complessive del sistema.

V. Precisione temporale

V.1 La localizzazione degli eventi sismici

La complessità e i costi delle operazioni di deposizione e recupero delle stazioni OBS (i sistemi OBS sono descritti a pagina 8) impongono di effettuare, per quanto possibile, rilevazioni di lunga durata. Poiché la conoscenza dei tempi di arrivo degli eventi sismici è di fondamentale importanza nell'analisi dei dati geofisici, i sistemi di acquisizione per OBS devono essere corredati di orologi altamente precisi anche su tempi lunghi. Come è noto la precisione di un orologio dipende dalla stabilità del riferimento di frequenza contenuto al suo interno, quindi, nello sviluppo di acquisitori per OBS, si pone il problema della generazione di riferimenti di frequenza altamente stabili.

V.2 Limiti dei riferimenti al quarzo

La diffusione degli oscillatori al quarzo ha segnato l'ingresso dei riferimenti temporali di precisione nel mercato consumer. La caratteristica fondamentale dei quarzi è quella di possedere un fattore di merito molto superiore a quello dei comuni oscillatori elettronici. Questa caratteristica permette di creare oscillatori con basso rumore di fase ed elevata stabilità. Purtroppo la frequenza centrale del quarzo cambia in risposta ad alcuni processi fisici quali le variazioni termiche e l'invecchiamento. Questi due fattori limitano la stabilità dei quarzi nel breve periodo (secondi) e soprattutto nel lungo periodo (giorni).

L'autore ha svolto test sulla stabilità di un oscillatore al quarzo operante alla frequenza di 20 MHz a temperatura ambiente. A seguito di diversi esperimenti si è osservato che la stabilità rispetto alla temperatura aumenta se l'oscillatore viene posto all'interno di una scatola di piccole dimensioni. Facendo variare il materiale e lo spessore delle pareti della scatola non si sono apprezzate differenze nelle prestazioni del quarzo quindi si è dedotto che l'azione fondamentale della scatola è quella di bloccare le correnti di aria che altrimenti fluiscono liberamente sul contenitore del

quarzo.

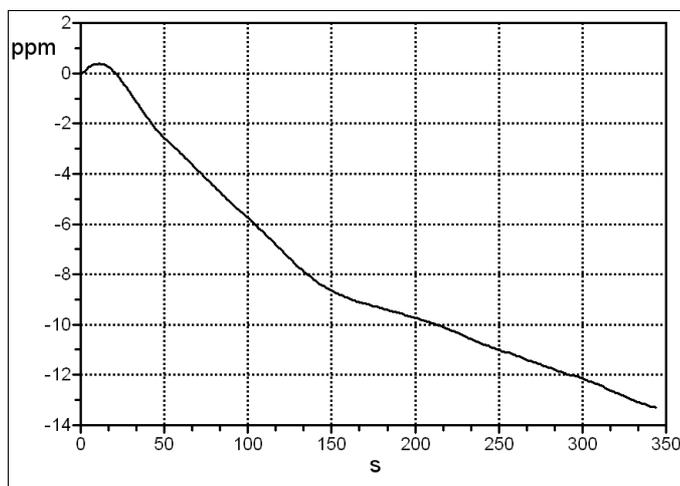


Illustrazione 30: stabilità di un quarzo a 20 MHz a temperatura ambiente..

Il sistema che misura la stabilità è basato su un oscillatore al quarzo da 20 MHz (che si vuole caratterizzare), un generatore di funzioni da banco con stabilità maggiore del quarzo e un circuito digitale di misura implementato su una FPGA Spartan 3. Il circuito all'interno dell'FPGA comprende a sua volta quattro blocchi:

1. un *Digital Clock Manager* (DCM) che riceve in ingresso l'uscita del quarzo e produce un segnale di clock agganciato al quarzo, alla frequenza di 200 MHz;
2. un contatore binario a 200 MHz;
3. un circuito che riceve in ingresso l'uscita del generatore di funzioni e sincronizza i fronti di salita con il clock a 200 MHz;
4. un modulo capace di trasmettere i conteggi via RS232 ad un computer.

Il circuito di misura conta i cicli di clock contenuti tra due fronti di salita successivi del segnale prodotto dal generatore di funzioni. Il generatore è configurato in modo da produrre un fronte ogni secondo, quindi il valore nominale dei conteggi è 2×10^8 .

I dati raccolti dal computer sono stati elaborati mediante una media mobile su 30 campioni al fine di incrementare la risoluzione effettiva. L'Illustrazione 30 mostra i dati mediati, estratti da una delle varie misure che sono state effettuate.

Sostanzialmente le diverse misure hanno condotto a risultati analoghi. Su un intervallo di 350 s si può osservare una deviazione massima dal valore iniziale pari a -14 ppm.

Nelle applicazioni OBS la sensibilità rispetto alla temperatura è poco influente, dal momento che il fondo del mare è un ambiente termostato, tuttavia è l'invecchiamento che impedisce di usare i classici oscillatori al quarzo negli OBS.

V.3 Generazione di riferimenti temporali accurati

In questo paragrafo presenteremo brevemente alcune tecnologie che consentono di superare i limiti degli oscillatori al quarzo.

Una delle strategie più economiche per incrementare la stabilità di un oscillatore al quarzo si basa sulla misura della frequenza di risonanza in funzione della temperatura. Questo tipo di misura può essere fatto una sola volta per ciascun dispositivo in fase di produzione. I dispositivi basati su questo approccio contengono un sensore di temperatura e una memoria contenente i dati necessari per determinare l'errore di frequenza del quarzo. Inoltre, il circuito dell'oscillatore funziona da *Voltage Controlled Oscillator* (VCO), in modo da poter compensare l'errore di frequenza in risposta ad una tensione applicata. Questo genere di dispositivi prende il nome di *Digital Temperature Compensated Crystal Oscillators* (DTCXO). I vantaggi di questi dispositivi sono i costi relativamente contenuti e i bassi consumi.

Un altro metodo che permette di incrementare le prestazioni dei quarzi è quello che si basa sul mantenimento della temperatura costante. I dispositivi che impiegano questo metodo, *Temperature Controlled Oscillators* (TCO), presentano prestazioni migliori dei DTCXO, ma allo stesso tempo hanno consumi elevati (>1 W) e costi elevati.

La terza soluzione si basa sull'impiego di ricevitori GPS i quali forniscono un impulso di temporizzazione ogni secondo, *1 Pulse Per Second* (1PPS), agganciato ad una rete di orologi atomici e quindi prodotto con elevata precisione. I moduli GPS

hanno costi e consumi limitati rispetto ai TCO. Tuttavia il segnale GPS non può essere ricevuto sul fondo del mare dunque questa soluzione non è adatta per le stazioni OBS. Al contrario i DTCXO rappresentano il miglior compromesso tra consumi e prestazioni per OBS.

V.4 L'acquisizione della variabile tempo

I sistemi classici di acquisizione immagazzinano l'informazione sulla variabile tempo in modo implicito. Le informazioni temporali, come la durata di un impulso o il periodo di una oscillazione, vengono ricavate sulla base del periodo di campionamento nominale e del conteggio dei campioni.

La memorizzazione implicita del tempo si basa sull'assunzione che le variazioni della frequenza di campionamento effettiva rispetto alla frequenza nominale siano trascurabili. Tuttavia in certe applicazioni, come l'acquisizione dati negli OBS, questa assunzione è difficilmente accettabile per molti riferimenti di frequenza.

La memorizzazione esplicita del tempo si può attuare includendo nelle registrazioni una serie di informazioni temporali, *time stamps*, che permettano di allineare gli istanti di campionamento con il riferimento. In questo tipo di soluzione, il sistema inserisce periodicamente nei dati alcuni pacchetti che contengono i valori di tempo assoluto misurati sulla base del riferimento. In questo approccio l'accuratezza temporale aumenta al diminuire della distanza tra i pacchetti temporali, quindi è possibile ottenere elevate precisioni regolando questo parametro.

La soluzione appena discussa ha il vantaggio della flessibilità dal momento che non esistono vincoli di sorta tra la frequenza del riferimento ad alta precisione e la frequenza di campionamento. Tuttavia con questa soluzione gli istanti di campionamento divengono una variabile dipendente, dal momento che le variazioni della frequenza di campionamento producono un numero di campioni di volta in volta diverso tra *time stamps* consecutivi. Questo effetto complica notevolmente l'elaborazione dei dati, soprattutto nel caso di sistemi con consumi elevati di memoria.

La soluzione che permette di evitare questo genere di problemi è quella di agganciare la frequenza di campionamento alla frequenza del riferimento. Questa tecnica solitamente comporta l'impiego di un *Phase Locked Loop* (PLL), dal momento che non sempre è possibile disporre di un riferimento sufficientemente preciso che al contempo produca la frequenza di campionamento richiesta. Una situazione di questo tipo si verifica nei sistemi che usano come riferimento il segnale di temporizzazione fornito dai moduli GPS, *1 Pulse Per Second* (1PPS), che viene emesso alla frequenza fissa di 1 Hz.

V.5 DTXO SISMTB 4.0

Il modulo SISMTB 4.0 [33] è un DTXO ad alte prestazioni e bassi consumi di potenza. Rispetto ai normali DTXO il SISMTB realizza anche un meccanismo di compensazione dell'invecchiamento del quarzo. Questo dispositivo fornisce un riferimento primario a bassa frequenza (125Hz) ed uno secondario ad alta frequenza (12.288MHz) che è generato da un PLL agganciato al primario. Secondo i dati del produttore il SISMTB presenta un livello di precisione tale da accumulare un errore massimo pari a 1.5 s nell'arco di un anno, quindi è un riferimento di frequenza adatto per stazioni OBS.

La presenza del riferimento secondario è di fondamentale importanza nello sviluppo di un sistema di acquisizione per OBS perché questa uscita può essere impiegata come sorgente di clock degli ADCs Sigma-Delta.

Il produttore dichiara che sul riferimento primario si registra un *jitter* pari a 1 μ s, ma non specifica in che modo questo *jitter* agisca sulla stabilità del riferimento secondario, ovvero in che modo il PLL risponde a questo disturbo. Si noti che questo valore di jitter elevato è legato al meccanismo stesso di compensazione della frequenza come dichiarato dal produttore. Il SISMTB dunque accorcia di 1 μ s alcuni periodi di clock in modo da compensare le variazioni termiche e l'invecchiamento del quarzo.

Capire l'influenza del jitter sul secondario è fondamentale perché il rumore di fase

può influire sulle prestazioni degli ADCs. A tal proposito, si è utilizzato un circuito di misura simile a quello descritto nel paragrafo V.2 per valutare l'effetto del jitter sull'uscita del secondario. Il circuito di misura conta il numero di cicli del riferimento secondario all'interno di un periodo del primario. La misura viene, inoltre, eseguita una seconda volta, sostituendo il secondario con un clock indipendente dal SISMTB 4.0, la cui frequenza è a 25 MHz. I risultati delle misure sono mostrati in Illustrazione 31 (ai conteggi del secondario è stato applicato un fattore di scala per renderli direttamente confrontabili con quelli del clock esterno).

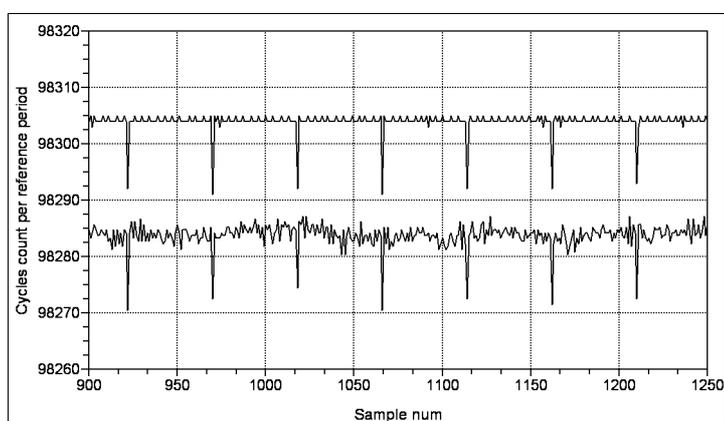


Illustrazione 31: Jitter sul riferimento primario del SISMTB 4.0

I dati in Illustrazione 31 mostrano i conteggi del secondario in alto e quelli del clock esterno in basso. Nell'andamento delle curve si possono notare dei picchi negativi, la cui ampiezza equivale alla durata di $1 \mu\text{s}$. Questi picchi evidentemente corrispondono al jitter dichiarato dal produttore. Il fatto che i picchi siano di uguale ampiezza nelle due curve indica che il PLL filtra questi disturbi sporadici mantenendo un rumore di fase basso. Infine, le fluttuazioni dei conteggi in basso sono dovute alle fluttuazioni di frequenza dell'oscillatore esterno e del SISMTB 4.0.

Queste misure permettono di fare un'osservazione sui sistemi che sfruttano meccanismi digitali di compensazione degli errori di frequenza. Si può desumere da ciò che tali compensazioni avvengono ad istanti precisi; che nell'intervallo di tempo che intercorre tra due compensazioni successive il sistema si evolve praticamente senza compensazione ed accumula errore. Tuttavia, la presenza di un PLL può

servire a fornire una versione ripulita del riferimento di frequenza. Nel caso specifico del modulo SISMTB 4.0, l'uscita del PLL non sembra risentire delle compensazioni. Una ulteriore conferma alla validità del riferimento secondario come sorgente di clock di ADCs Sigma-Delta è venuta dalla misura del jitter, eseguita sfruttando la funzione di persistenza di un oscilloscopio digitale, che ha restituito 2 ns rms.

V.6 Conclusioni

La possibilità di impiego del modulo SISMTB 4.0 come riferimento di frequenza per acquisitori di segnali sismici per stazioni OBS è stata valutata positivamente. Il modulo oltre al riferimento di frequenza primario a bassa frequenza offre un riferimento secondario ad alta frequenza che in base alle misure effettuate è risultato idoneo come sorgente di clock per ADCs ad alta risoluzione. Dal momento che il riferimento secondario è agganciato al primario “eredita” da questo le caratteristiche di stabilità a lungo termine dunque è una sorgente di clock ideale per la generazione di una frequenza di campionamento stabile rispetto alle variazioni termiche e al processo di invecchiamento del quarzo.

VI. Registratori geofisici ad elevate prestazioni

VI.1 Presentazione di un sistema di acquisizione per OBS

Nei prossimi paragrafi sarà presentato lo sviluppo di un sistema di acquisizione ad elevata risoluzione e a bassi consumi di potenza, concepito per operare all'interno di un OBS (a pagina 8 è stata data una descrizione dei sistemi OBS). Le soluzioni adottate in questo sistema hanno alla loro base l'esperienza acquisita grazie allo sviluppo di un sistema con caratteristiche analoghe, che è stato descritto in [10]. Rispetto alla versione precedente, il sistema mostra prestazioni superiori in termini di precisione, e mantiene i consumi di potenza quasi invariati.

VI.1.1 Specifiche di progetto

Il registratore presentato deve acquisire la tensione differenziale prodotta da un sensore sismico amplificato e a banda larga, come il Trillium 120P [21] (a pagina 43 sono mostrate le prestazioni di questo sensore). L'ingresso deve essere acquisito con risoluzione effettiva superiore o uguale ai 20 bit, al fine di consentire la registrazione contemporanea di eventi sismici locali e telesismi. La frequenza di campionamento deve essere superiore ai 100 Hz. I dati devono essere registrati su una memoria SD, formattata FAT32, in modo da agevolare il recupero e il trasporto dei dati in modo. Il contributo dell'unità di ricerca "Osservatorio Gibilmanna" (INGV), che da diversi anni è impegnata nella raccolta e nell'analisi di dati da stazioni OBS, è stato di fondamentale importanza nella definizione delle specifiche sopraindicate.

VI.1.2 Architettura del sistema

L'architettura del sistema di acquisizione, Illustrazione 32, comprende tutti stadi di elaborazione che sono stati presentati nei capitoli precedenti, a partire dal circuito di condizionamento fino al supporto di memoria. Il funzionamento del sistema descritto si basa su un microcontrollore che raccoglie ed elabora i dati dall'ADC, immagazzina le acquisizioni in memoria ed esegue un insieme di comandi di base provenienti dell'utente. Come viene evidenziato in Illustrazione 32, il sistema presenta una netta

separazione tra i circuiti analogici e quelli digitali al fine di preservare i segnali analogici dal rumore generato dai circuiti digitali.

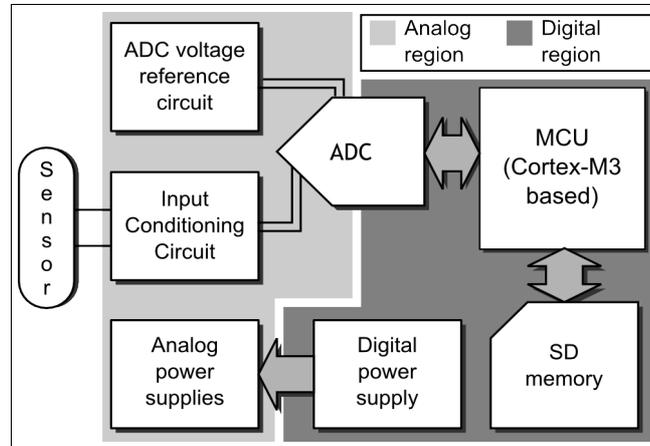


Illustrazione 32: Architettura del sistema d'acquisizione

VI.1.2.1 ADC

La soluzione presenta livelli inferiori di rumore flicker rispetto a [10], grazie all'utilizzo di appropriati schemi circuitali e di dispositivi con funzioni speciali come l'ADC Sigma-Delta ADS1281 [6] (i paragrafi II.2.2 e III.4 riportano alcune informazioni su questo dispositivo). Le caratteristiche fondamentali di questo ADC sono: architettura chopper, ingressi bipolari e filtri FIR ad alte prestazioni. In Illustrazione 33 è possibile osservare la catena dei filtri digitali configurabili implementati all'interno dell'ADC.

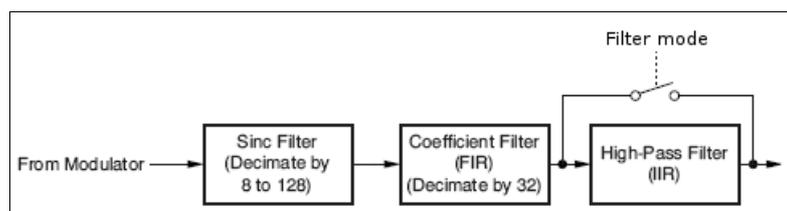


Illustrazione 33: Catena di filtri digitali all'interno dell'ADS1281. Per gentile concessione di Texas Instruments.

Grazie alle caratteristiche citate, è stato possibile eliminare i traslatori di livello nel circuito di condizionamento, traslatori che invece erano necessari in [10]. L'eliminazione dei traslatori ha comportato la diminuzione del livello di rumore flicker.

L'ADS1281 ha anche permesso di alleggerire gli algoritmi di decimazione implementati nella sezione digitale. L'ADC in [10] essendo sprovvisto di filtri FIR ad alte prestazioni, produceva un SNR relativamente basso. Questo imponeva di realizzare in software quattro stadi di filtraggio digitale in grado di innalzare l'SNR fino al valore finale di 124 dB (nel paragrafo II.4.1.1 viene spiegato in che modo il filtraggio può incrementare l'SNR). Nella soluzione proposta, invece, il microcontrollore elabora i dati mediante un unico filtro FIR, eppure le prestazioni ottenute sono migliori di quelle riportate in [10].

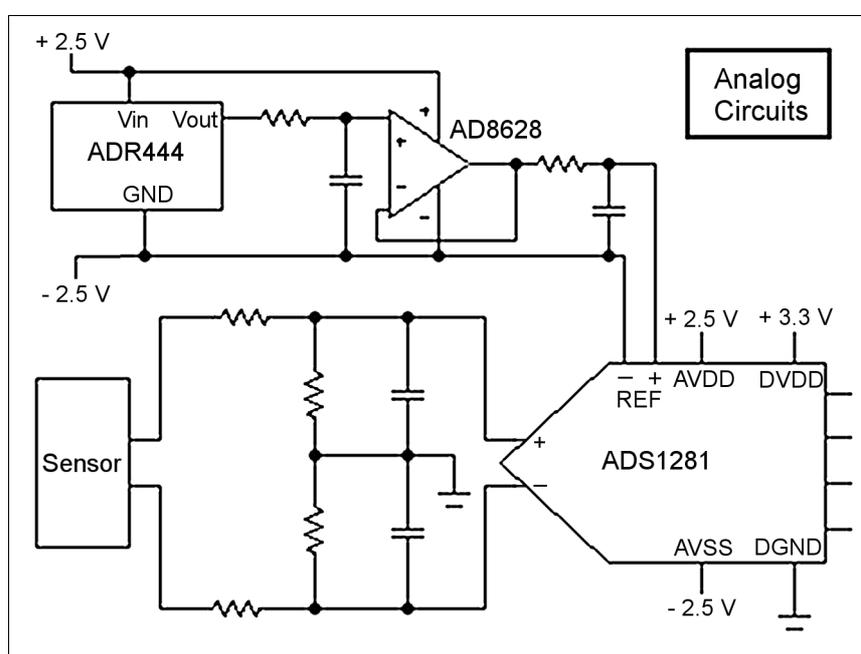


Illustrazione 34: Circuiti analogici del registratore

VI.1.2.2 Circuito di condizionamento

Il circuito di condizionamento riceve in ingresso la tensione prodotta dal Trillium 120P e la attenua di un fattore 10 al fine di adattare la dinamica di uscita del sensore che è pari a 40 Vpp alla dinamica di ingresso dell'ADC che è pari a 4.096 V.

Il circuito, mostrato in Illustrazione 34, può operare sia come filtro di modo comune che come filtro di modo differenziale. Il filtro è in grado di attenuare di ben 68 dB i disturbi di modo comune e differenziale provenienti dal sensore, alla frequenza di lavoro del modulatore Sigma-Delta (le caratteristiche dei filtri anti-aliasing per ADC

Sigma-Delta sono state descritte nel paragrafo II.3).

VI.1.2.3 Riferimento di tensione

Per generare il riferimento di tensione è stato adottato l'XFET ADR444 [9] che produce una tensione pari a 4.096 VDC (questo dispositivo è stato già presentato nei paragrafi II.2.3 e III.5). Al fine di migliorare ulteriormente le ottime prestazioni fornite dall'ADR444, tra l'uscita dell'XFET e gli ingressi di riferimento dell'ADC, è stata inserita una sezione di filtraggio passa-basso a due stadi, il cui schema circuitale è mostrato in Illustrazione 34.

Lo schema del filtro comprende un gruppo RC connesso all'uscita dell'XFET, un amplificatore operazionale connesso a buffer e un secondo gruppo RC all'uscita dell'operazionale. Il primo gruppo RC, ha lo scopo di eliminare il rumore dell'XFET al di sopra di 0.16 Hz. Per ottenere un frequenza di taglio talmente bassa è necessario impiegare resistenze relativamente alte, dunque il filtro ha un'alta impedenza d'uscita. L'inserimento dell'operazionale permette di abbassare questa impedenza, tuttavia può comportare l'innalzamento del livello di rumore flicker sugli ingressi dell'ADC. Al fine di evitare questo effetto è stato impiegato come operazionale l'AD8628 [25], un dispositivo chopper e auto-zero, che è stato già citato nel paragrafo III.3.2 in virtù delle sue prestazioni. Dal momento che i dispositivi di questo tipo presentano un innalzamento della densità di rumore al crescere della frequenza, è stato inserito il secondo gruppo RC, con banda pari a 300 Hz, il quale compensa questo innalzamento.

Illustrazione 35 Riporta il confronto tra il rumore dell'ADR444 (curva in alto) e il rumore all'uscita del filtro presentato (curva in basso). Si può notare che al di sopra della prima frequenza di taglio si ha un netto abbassamento del rumore sugli ingressi dell'ADC (le curve sono calcolate sulla base dei dati forniti dai produttori).

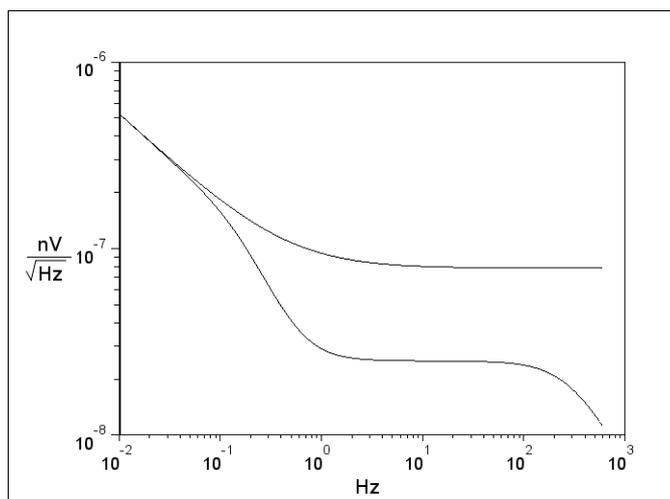


Illustrazione 35: Effetto del filtro (curva in basso) sul rumore del riferimento di tensione (curva in alto).

VI.1.2.4 Circuiti digitali

L'illustrazione 36 mostra lo schema della sezione digitale dell'acquisitore. La figura mette in evidenza i collegamenti del microcontrollore con l'ADC, la SD card e l'interfaccia utente (costituita da vari tasti e LEDs). Il microcontrollore impiegato in questo progetto è un dispositivo della famiglia STM32F103x [34], basato sul processore ARM Cortex -M3, che è stato citato al paragrafo II.4.2 come esempio di processore a bassi consumi di potenza.

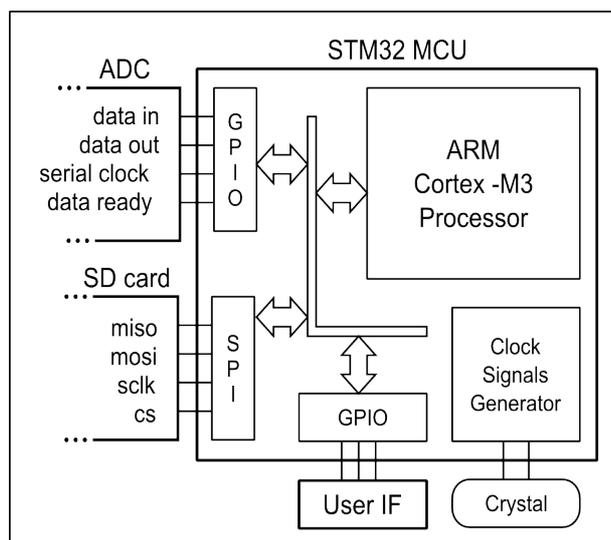


Illustrazione 36: Circuiti digitali del sistema di acquisizione presentato.

Il firmware del sistema di acquisizione è stato strutturato in funzione del risparmio energetico del microprocessore. Il Cortex -M3 è in grado di entrare in *stand-by* per mezzo di una istruzione chiamata *Wait For Interrupt* (WFI). L'esecuzione di questa istruzione, che richiede un solo ciclo macchina [35], mette il processore in *stand-by* fino alla successiva richiesta di interruzione. Infine, il processore impiega all'incirca 12 istruzioni per tornare nella modalità normale di funzionamento.

Il firmware fa uso di un kernel multi-task progettato appositamente per il sistema di acquisizione presentato. Il kernel è in grado di lanciare l'esecuzione dei task in risposta ad eventi esterni o su richiesta di un task attivo. A ciascun task è associata una priorità statica in fase di compilazione del codice. Il kernel è in grado di interrompere i task a bassa priorità per attivare i task a priorità più alta; al termine dell'esecuzione dei task ad alta priorità, l'esecuzione del task interrotto riprende normalmente, adottando cioè una filosofia di tipo pre-emptive.

In Illustrazione 37 sono mostrati i task dell'applicazione e le loro interazioni reciproche. Ogni 100 ms il kernel attiva *Human Interface Task* che interpreta i comandi dell'utente. A seconda dei comandi ricevuti *Human Interface Task* può attivare (tramite opportune richieste al kernel) *Start recording task* per avviare un'acquisizione o *Stop recording task* per fermare un'acquisizione.

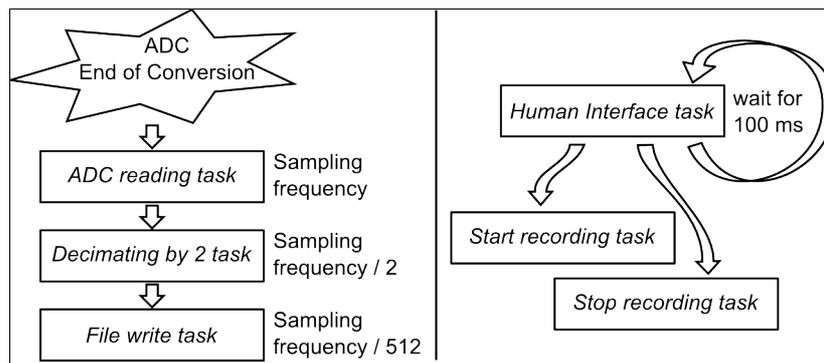


Illustrazione 37: I task dell'applicazione.

Alla fine di ogni conversione il kernel attiva *ADC reading task* che ha il compito di recuperare i dati dall'ADC. Ogni due cicli di attivazione questo task attiva *Decimating by 2 task* che esegue l'algoritmo di filtraggio e decimazione. I dati filtrati

vengono scritti in un blocco di memoria RAM in attesa di essere trasferiti nel file d'uscita. Quando il blocco di memoria è pieno *Decimating by 2task* attiva *File Write task* il cui compito è trasferire i dati dalla RAM in un apposito file contenuto nella SD card.

Grazie alla presenza del kernel è possibile massimizzare il tempo che il processore trascorre in stand-by, quindi minimizzare il consumo di potenza del microprocessore. Quando un task viene completato il kernel controlla lo stato degli altri task, se nessuno richiede attivazione viene attivato un task speciale chiamato *Kernel idle task* che contiene l'istruzione WFI. Infine, il processore esce dalla modalità stand-by periodicamente grazie agli eventi generati da un timer hardware.

VI.1.2.5 Alimentazioni analogiche

Dal momento che la qualità dei sistemi di acquisizione ad elevata risoluzione dipende dai livelli di rumore presenti sulle alimentazioni vale la pena fornire una descrizione dei circuiti impiegati per la generazione delle alimentazioni analogiche.

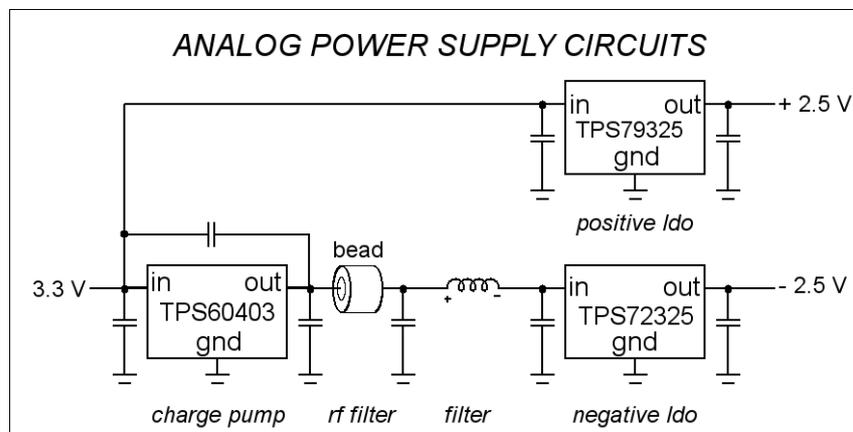


Illustrazione 38: Schema dei circuiti di alimentazione analogica e digitale.

I circuiti di alimentazione per la sezione analogica del registratore generano due livelli di tensione (-2.5VDC e 2.5VDC), con bassi livelli di rumore, per alimentare l'ADC e il riferimento di tensione. La tensione positiva viene ottenuta per mezzo di un regolatore lineare a basso rumore, TPS79325 [36], mentre la tensione negativa viene generata dalla combinazione in cascata di una pompa di carica, TPS60403 [37]

e di un regolatore lineare a basso rumore, TPS72325 [38].

La pompa di carica TPS60403 è un invertitore privo di regolazione, ovvero non è dotata di un meccanismo di controllo della tensione di uscita. Questo genere di dispositivi ha una resistenza d'uscita relativamente alta rispetto ai regolatori di tensione, tuttavia questa caratteristica non è molto importante nei sistemi a bassi consumi come quello descritto. In compenso l'efficienza energetica e il ripple della pompa di carica sono bassi per correnti di uscita basse.

Come è stato spiegato nel paragrafo II.6.2 , il regolatore lineare in cascata con la pompa di carica ripulisce la tensione di alimentazione dal rumore. Tuttavia, nel sistema presentato, questo effetto non sarebbe sufficiente a produrre il livello di precisione necessario per alimentare l'ADC e il riferimento. Per questo motivo, l'uscita della pompa, attraversa un filtro passa-basso prima di giungere al regolatore lineare. Il filtro è composto da uno stadio a radiofrequenza in cascata con un gruppo LC con bassa frequenza di taglio (30kHz), Illustrazione 38.

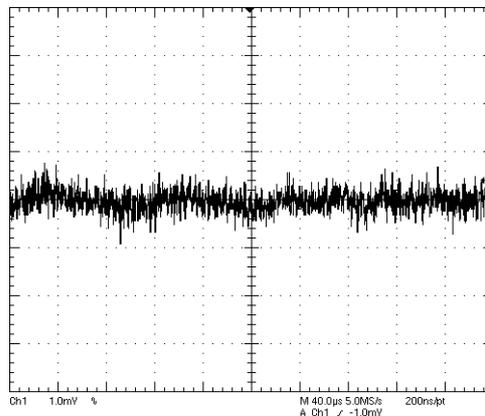


Illustrazione 39: Rumore misurato -2.5 V e 2.5 V con corrente pari a 10 mA. La divisione verticale è 1 mV, quella orizzontale è 40 μ s.

La qualità delle alimentazioni analogiche è stata verificata misurando il ripple tra la tensione negativa (-2.5VDC) e quella positiva (2.5VDC). La prima misura è stata ottenuta sconnettendo l'ADC dall'alimentazione e connettendo un carico resistivo di prova capace di assorbire 10 mA. Il ripple, che è stato misurato facendo uso di un

oscilloscopio digitale, è risultato inferiore 2 mVpp Illustrazione 39. Questo dato è di particolare rilievo dal momento che i livelli di rumore prodotti dalle alimentazioni switching solitamente si attesta intorno alle decine di mV.

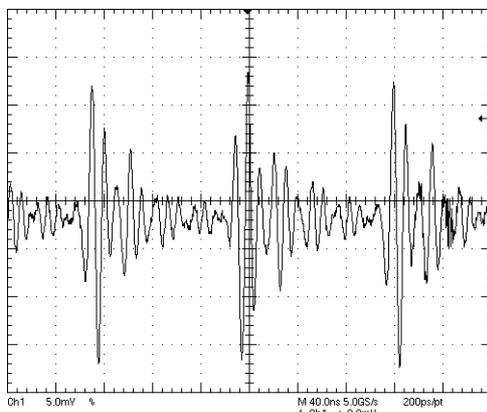


Illustrazione 40: Impulsi di tensione sull'alimentazione analogica dovuti al clock dell'ADC. La divisione verticale è 5 mV, quella orizzontale è 40 ns

La misura del rumore sull'alimentazione è stata effettuata una seconda volta connettendo l'ADC all'alimentazione. Il risultato è mostrato in Illustrazione 40. Si può notare la formazione di impulsi che avvengono con cadenza regolare, pari al doppio della frequenza di clock dell'ADC. La formazione di questi impulsi, che è dovuta alle transizioni dei circuiti digitali all'interno dell'ADC, si manifesta nonostante l'uso di opportuni condensatori di disaccoppiamento posti sulle alimentazioni degli ADCs.

VI.1.3 Prestazioni della soluzione presentata

VI.1.3.1 Rumore

Al fine di determinare la sensibilità dello strumento nei confronti dei segnali che giungono all'ingresso con scarsa intensità è stata effettuata la misura del rumore con ingressi a zero. In Illustrazione 41 sono mostrati i dati binari prodotti dal registratore presentato (in basso) e dalla versione precedente di registratore descritta in [10] (in alto). Nella curva relativa a [10] è possibile notare fluttuazioni in bassa

frequenza che non si osservano nei dati prodotti dal registratore presentato. Questa differenza evidenzia un diverso livello di rumore flicker nei due registratori.

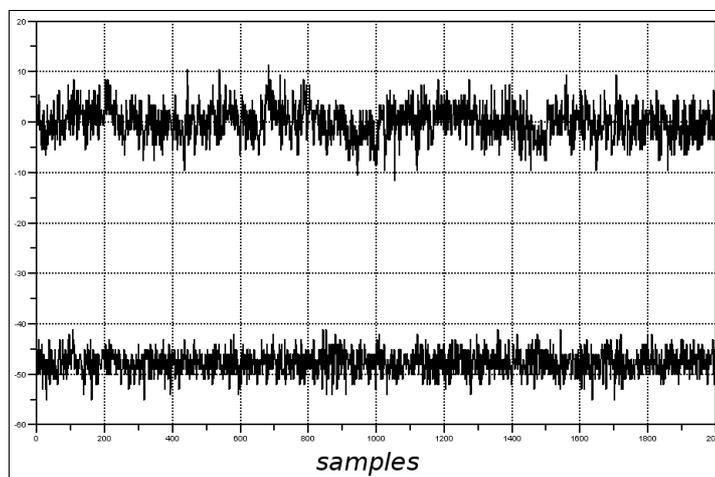


Illustrazione 41: Paragone fra i livelli di rumore con ingressi a zero del sistema presentato (in basso) e della versione precedente (in alto).

Osservando Illustrazione 42, dove è mostrata l'FFT dei dati prodotti dalla nuova versione, si può notare l'assenza del tipico innalzamento di intensità alle basse frequenze che indica la presenza del rumore $1/f$. Si nota anche la presenza di un tono del modulatore leggermente al di sopra di 1 Hz. Il tono in questione è 10 dB al di sopra del livello medio del rumore bianco e determina un aumento della potenza totale di rumore di circa 1 dB.

Calcolando la varianza dei dati binari, registrati con ingresso in cortocircuito, si ottiene un valore circa pari a 5.1 che corrisponde ad una potenza di segnale 128.4 dB inferiore rispetto alla massima potenza di ingresso. Questo risultato rappresenta un incremento di 4 dB rispetto al dispositivo presentato in [10]. Per comprendere il valore di questo risultato è utile esprimere la varianza dei dati binari in V_{rms} misurati all'ingresso dell'ADC. La varianza riportata equivale ad un segnale in ingresso all'ADC di ampiezza pari a 560 nV $_{rms}$. Questo valore include il contributo del rumore bianco e del tono visibile in Illustrazione 42 che incide circa per il 10 %.

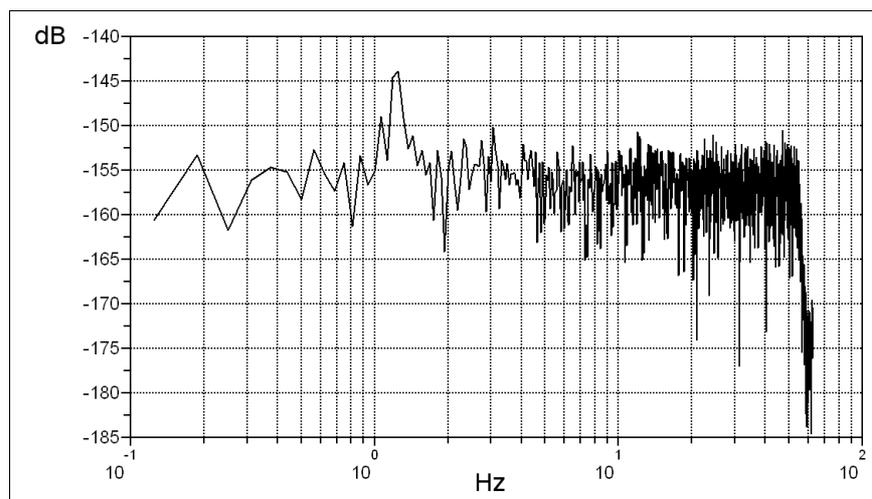


Illustrazione 42: FFTs su 2048 campioni dei dati registrati con ingressi a zero.

Al fine di osservare la variazione del livello complessivo di rumore con la tensione d'ingresso sono state effettuate misure di rumore con tensioni costanti. Agli ingressi sono state applicate le tensioni 1.6, 3.2, 4.8 e 6.4 VDC che sono state ottenute combinando in serie delle pile AA. Per ogni valore di tensione è stato realizzato un numero di misure pari a 10 in modo da avere accettabili livelli di confidenza.

I dati sulla varianza sono mostrati in forma grafica in Illustrazione 43. I punti marcati con simboli rappresentano la varianza calcolata sulla base delle misure, mentre le curve continue mostrano il tentativo di fitting con il modello descritto nel paragrafo IV.4. Si ricordi che il modello citato contiene tre parametri che sono la densità di rumore bianco h_0 , il coefficiente del rumore flicker h_1 e la derivata della tensione delle pile in funzione del tempo a .

Dall'esame del grafico si può osservare l'aderenza quasi perfetta del modello ai dati per tensione d'ingresso pari 6.4 V. Al contrario per il livello 1.6 V si osserva uno scostamento sensibile della curva continua dai punti misurati dovuto alla presenza di un tono del modulatore all'interno della banda del segnale. Questo differenza indica che la precisione nella misura della varianza dipende dall'intensità del rumore, ovvero indicano che se l'intensità diminuisce i dettagli che differenziano il modello dal comportamento reale (come i toni del modulatore) divengono più influenti.

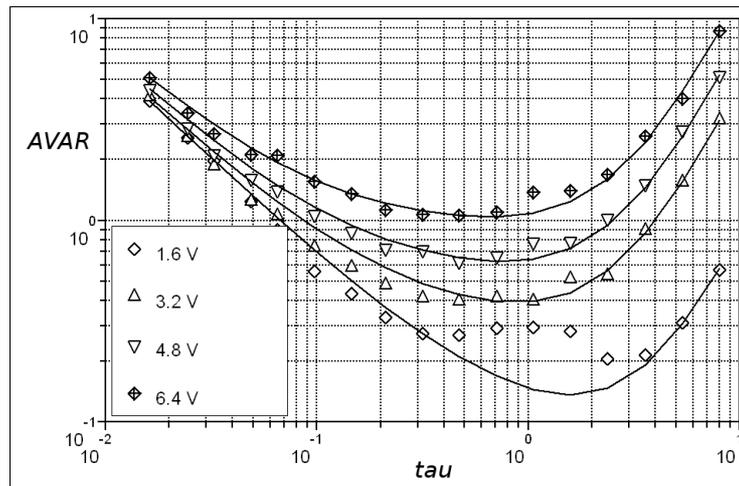


Illustrazione 43: Varianza di Allan per differenti ingressi DC.

L'operazione di fitting ha restituito i parametri del modello sopracitato che sono riportati in Tabella 6. I grafici della varianza di Allan in Illustrazione 43 e i parametri riportati in Tabella 6 sono calcolati sulla base dei dati binari trattati come numeri interi, ovvero l'unità di misura è l'ampiezza del bit meno significativo piuttosto che il Volt (le dimensioni di h_0 sono $[\text{Hz}^{-1}]$, e h_{-1} è un numero puro).

Ingresso DC	h_0	h_{-1}	a
1,6	0,124	0,056	0,124
3,2	0,123	0,208	0,297
4,8	0,129	0,360	0,384
6,4	0,137	0,640	0,492

Tabella 6: Parametri estratti dalla varianza di Allan.

Usando i dati in Tabella 6 sono state ricavate tre grandezze significative: la potenza di rumore tra 10 e 50 Hz (che esprime sostanzialmente la densità di rumore bianco), la potenza spettrale tra 0.1 e 10 Hz (che dipende fortemente dal livello di rumore flicker) e il rumore da 0.1 a 50Hz. I valori di questi parametri sono riportati in Tabella 7, al fine di consentire il confronto con i livelli di rumore di altri dispositivi, queste grandezze sono espresse in Volt rms equivalenti all'ingresso dell'ADC e all'ingresso del sistema d'acquisizione.

Ingresso DC	Rumore equivalente all'ingresso dell'ADC			Rumore equivalente all'ingresso del sistema		
	μVrms 0.1 -10 Hz	μVrms 10 – 50 Hz	μVrms 0.1 -50 Hz	μVrms 0.1 -10 Hz	μVrms 10 – 50 Hz	μVrms 0.1 -50 Hz
0	0,270	0,407	0,488	2,70	4,07	4,88
1,6	0,299	0,544	0,621	2,99	5,44	6,21
3,2	0,361	0,543	0,652	3,61	5,43	6,52
4,8	0,420	0,555	0,696	4,20	5,55	6,96
6,4	0,507	0,570	0,764	5,07	5,70	7,64

Tabella 7: Prestazioni del sistema d'acquisizione. Rumore equivalente rms nelle bande 0.1-10 Hz, 10-50 Hz e 0.1-50 Hz. A sinistra valori equivalenti all'ingresso dell'ADC, a destra valori equivalenti all'ingresso del circuito di condizionamento.

A questo punto è utile fare alcune precisazioni sui dati riportati in Tabella 7. Questi dati descrivono accuratamente le componenti aleatorie del rumore flicker e del rumore bianco mentre non tengono conto dei disturbi a frequenze singole come i toni generati dal modulatore. Questa osservazione risulta evidente osservando i grafici in Illustrazione 43, in particolare i punti relativi alla tensione 1.6 V si discostano al quanto dalla curva che rappresenta il modello. Tuttavia, ha senso presentare i dati del rumore al netto del contributo dei toni dal momento che toni e rumore hanno una natura profondamente diversa, i primi sono segnali determinati mentre il rumore ha per definizione un comportamento aleatorio. Fatta questa doverosa precisazione, si consideri che il calcolo della deviazione standard classica (ovvero riferita al valore medio della sequenza stessa) di una sequenza di 4096 dati, alla tensione di ingresso di 1.6 V, restituisce un valore che si scosta meno dell'1% dal rumore rms nella banda 0.1-50 Hz riportato in Tabella 7. Questa vicinanza tra i due valori indica che l'influenza del tono sulle prestazioni complessive è molto bassa. Al contrario l'influenza del rumore flicker aumenta con il tempo di osservazione, quindi, se fosse possibile eliminare il fenomeno di scarica delle batterie la parte destra del grafico in Illustrazione 43, tensione 1.6 V, si assesterebbe intorno a un valore costante imposto dalla densità di rumore flicker.

VI.1.4 Potenza complessiva

Le misure sui consumi di potenza complessivi sono state effettuate misurando la tensione ai capi di una resistenza di sensing, posta in serie alle batterie che alimentano il sistema. Le variazioni istantanee di corrente vengono eliminate da una serie di condensatori posti in parallelo alla resistenza di sensing, quindi ai capi della resistenza si stabilisce un valore di tensione proporzionale alla corrente media.

La misura della corrente media ha fornito il valore complessivo di 22mA. Trascurando la caduta di tensione sul regolatore lineare primario (che alimenta la sezione digitale e le alimentazioni analogiche) si ricava un consumo di potenza pari a 73 mW. Negli sviluppi futuri del sistema sarà auspicabile sostituire il regolatore lineare citato con un circuito switching in modo da incrementare l'efficienza complessiva del sistema.

Il sistema descritto in [10] consuma circa 62 mW per canale alimentato da una tensione esterna di 12 VDC. Tuttavia [10] è un sistema dotato di quattro canali, quindi il valore riportato non è direttamente confrontabile con quello del sistema presentato. Infatti una buona percentuale dei consumi è statica, ovvero non dipende dalla quantità totale di dati che il sistema elabora. Inoltre in tutti i circuiti di alimentazione sono di tipo switching [10].

In definitiva la soluzione proposta risulta molto promettente in vista di sviluppi futuri. Tra le possibili migliorie ci sarà l'inserimento di un alimentatore switching come circuito primario di alimentazione. Inoltre, l'ampliamento del numero di canali consentirebbe di incrementare l'efficienza del dispositivo (ovvero di abbassare la potenza necessaria per singolo canale) e andrebbe incontro alle esigenze delle stazioni OBS che solitamente contengono diversi sensori sismici.

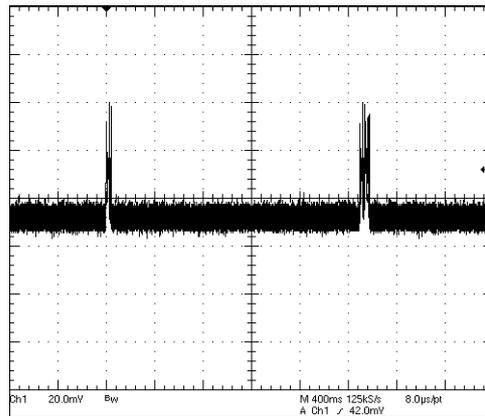


Illustrazione 44: Tensione acquisita su resistenza di sensing per la misura della corrente totale.

L'Illustrazione 44 mostra la tensione ai capi della resistenza di sensing durante la registrazione. L'immagine è interessante perché permette di stimare per eccesso i consumi della SD card. I picchi che si osservano corrispondono a due fasi successive di scrittura sulla SD. Durante queste fasi la potenza richiesta raddoppia, tuttavia, il contributo medio di questi incrementi è relativamente piccolo rispetto alla corrente media assorbita. Queste misure confermano la validità delle memorie SD per sistemi a bassi consumi di potenza.

VI.1.5 Potenza assorbita dal kernel software

Nella descrizione del sistema si è accennato alla presenza di un kernel multi-task impiegato per attuare in modo sistematico le operazioni di risparmio energetico. Dal momento che lo stesso kernel potrebbe determinare con le sue stesse operazioni un incremento dei consumi di potenza è utile valutare sperimentalmente il rapporto tra i costi (l'incremento di potenza dovuta al kernel) e i benefici (le operazioni di risparmio energetico).

I consumi del kernel dipendono dal numero di operazioni che il kernel stesso mediamente esegue e dalla complessità di ciascuna operazione. Nel sistema descritto il kernel gestisce sei tasks, due dei quali (*Start recording* and *Stop recording task*) vengono attivati con cadenza relativamente bassa. Quindi si può considerare con

buona approssimazione che il kernel debba provvedere all'avvio e al blocco di soli quattro tasks.

La misura che è stata effettuata fa uso di un firmware di prova che contiene quattro task. I task vengono attivati e sospesi alla massima frequenza sostenibile dal kernel che è 1 kHz. Facendo uso di appositi segnali digitali, che sono prodotti dal microcontrollore, è stato possibile misurare il tempo che il microcontrollore impiega per bloccare uno qualunque dei task ed attivare il successivo. La misura ha restituito il valore di 30 μ s alla frequenza di clock di 8 MHz. Nota la cadenza degli interventi del kernel f_{kernel} (1 kHz), la durata delle operazioni di blocco e avvio dei task Δt_{kernel} (60 μ s), e la corrente media I_{ave} assorbita dal microcontrollore alla frequenza di clock fissata (8 mA) [39], è possibile stimare i consumi di potenza legati al funzionamento del kernel con l'espressione (22).

$$P_k = V_{DD} I_{ave} \Delta t_{kernel} f_{kernel} \quad (22)$$

L'espressione scritta sopra restituisce il valore di 0.8 mW che è pari circa all'1% del consumo totale del registratore. Questo dato indica che le operazioni del kernel non comportano un aumento sostanziale dei consumi di potenza dell'intero sistema, quindi, il risparmio di energia che si ottiene negli intervalli di tempo in il kernel mette il processore in stand-by può essere considerato un guadagno energetico praticamente netto.

VI.2 Dispositivi commerciali

In questo paragrafo saranno citati alcuni dispositivi commerciali ad alte prestazioni per applicazioni sismiche.

Il *GSR-24* [40], prodotto da Geosig, è un registratore a 3 canali e 24 bit. Alla frequenza di 100 sps ha un dinamica di 130dB e include un ricevitore GPS per la sincronizzazione per un consumo globale di circa 2W.

Il *130 Broadband Seismic Recorder* [41], prodotto da Reftek, accetta sei canali in

ingresso e acquisisce dati a 24 bit. Anche questo dispositivo è fornito di ricevitore GPS e può inviare i dati mediante trasmissione radio. La frequenza di campionamento è programmabile da 1 a 1000 sps. A 50 sps presenta una sensibilità di circa 140dB. In assenza di comunicazione e con tre canali attivi, consuma 1W.

Il *Makalu* [42], prodotto da Kinometrics, acquisisce a 24 bit con una frequenza di campionamento da 20 a 250 sps ed operando a 100 sps possiede una dinamica di 130dB. Anche questo registratore possiede un ricevitore GPS ed il consumo massimo è pari a 4W.

Fra i dispositivi presentati il *130 Broadband Seismic Recorder* è quello che si presta meglio ad un confronto con la soluzione presentata in questo capitolo. Il dispositivo commerciale offre maggiore precisione, ma richiede una corrente di alimentazione nettamente maggiore.

Appendice A Densità di rumore di un filtro passivo e differenziale

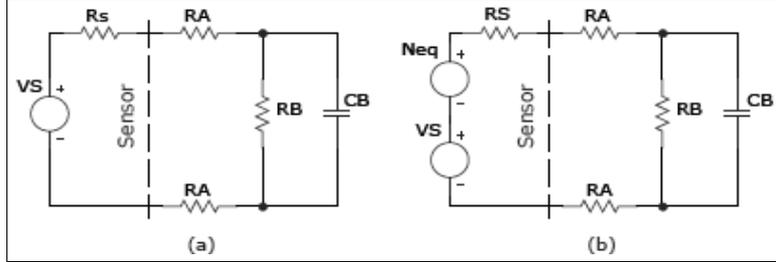


Illustrazione 45: Filtro differenziale

Si consideri il filtro differenziale in Illustrazione 45 (a), che riceve in ingresso il segnale in tensione continua V_S e produce l'uscita ai capi di R_B . Si vuole calcolare la densità di rumore equivalente N_{eq} , Illustrazione 45 (b), generata dal filtro.

Ai fini del calcolo si ricordi che la densità di rumore prodotta da una resistenza di valore R è espressa dalla formula (23) dove k è la costante di Boltzmann, T è la temperatura assoluta, c_f è la costante di rumore flicker e V_{DC} è la tensione ai capi della resistenza.

$$N_R = 4kTR + \frac{c_f V_{DC}^2}{f} \quad (23)$$

Il rumore equivalente può essere calcolato a partire dal rumore N_o all'uscita del filtro. Questo rumore è la somma di tre componenti: il rumore N_{oA} delle resistenze R_A considerato due volte e il rumore N_{oB} della resistenza R_B .

$$N_{oA} = N_{RA} \cdot \left(\frac{R_B}{R_S + 2R_A + R_B} \right)^2 \cdot \left| \frac{1}{1 + i\omega C_B (R_B || (R_S + 2R_A))} \right|^2 \quad (24)$$

$$N_{oB} = N_{RB} \cdot \left(\frac{R_S + 2R_A}{R_S + 2R_A + R_B} \right)^2 \cdot \left| \frac{1}{1 + i\omega C_B (R_B || (R_S + 2R_A))} \right|^2 \quad (25)$$

La formula (24) e la formula (25) mostrano rispettivamente le espressioni di N_{oA} e

N_{oB} in funzione dei valori degli elementi del filtro e delle densità di rumore dei resistori N_{RA} e N_{RB} .

Per scrivere il rumore N_{eq} in funzione di N_o bisogna invertire la funzione di trasferimento del filtro, come mostrato nella (26).

$$N_{eq} = N_o \cdot \left(\frac{R_B}{R_S + 2R_A + R_B} \right)^{-2} \cdot \left| \frac{1}{1 + i\omega C_B (R_B || (R_S + 2R_A))} \right|^{-2} \quad (26)$$

Inserendo nella (26) le espressioni (24) e (25) si ottiene l'espressione di N_{eq} in funzione di N_{RA} e N_{RB} mostrata nella (27).

$$N_{eq} = 2N_{RA} + N_{RB} \cdot \left| \frac{R_S + 2R_A}{R_B} \right|^2 \quad (27)$$

Il rumore N_{eq} può essere scomposto in una componente di rumore bianco N_{eqW} e in una componente di rumore flicker N_{eqF} .

$$N_{eq} = N_{eqW} + N_{eqF} \quad (28)$$

La componente di rumore bianco N_{eqW} può essere calcolata sostituendo nella (27) le espressioni del rumore Johnson per le resistenze R_A ed R_B , come mostrato nella (29).

$$N_{eqW} = 4kT \cdot 2R_A + 4kT R_B \cdot \left(\frac{R_S + 2R_A}{R_B} \right)^2 \quad (29)$$

Ponendo:

$$R_{eqW} = 2R_A + R_B \cdot \left(\frac{R_S + 2R_A}{R_B} \right)^2 \quad (30)$$

la componente di rumore bianco N_{eqW} può essere scritta nella forma (31).

$$N_{eqW} = 4 k T R_{eqW} \quad (31)$$

La componente di rumore flicker N_{eqF} si ricava in modo analogo alla componente di rumore bianco ma tenendo conto delle tensioni DC su ogni resistore, la (32) mostra il risultato analitico .

$$N_{eqF} = 2 \frac{c_A}{f} V_S^2 \frac{R_A^2}{(R_S + 2 R_A + R_B)^2} + \frac{c_B}{f} V_S^2 \frac{R_B^2}{(R_S + 2 R_A + R_B)^2} \cdot \left| \frac{R_S + 2 R_A}{R_B} \right|^2 \quad (32)$$

La (32) può essere riscritta in modo più sintetico come mostrato dalla (33).

$$N_{eqF} = \frac{V_S^2}{f} \cdot \frac{2 c_A R_A^2 + c_B (R_S + 2 R_A)^2}{(R_S + 2 R_A + R_B)^2} \quad (33)$$

Ponendo:

$$c_{eq} = \frac{2 c_A R_A^2 + c_B (R_S + 2 R_A)^2}{(R_S + 2 R_A + R_B)^2} \quad (34)$$

la componente di rumore flicker può essere scritta nella forma (35).

$$N_{eqF} = \frac{c_{eq} V_S^2}{f} \quad (35)$$

In base alle espressioni precedenti, il rumore totale N_{eq} può essere espresso in modo semplificato come mostrato nella (36).

$$N_{eq} = 4 k T R_{eqW} + \frac{c_{eq} V_S^2}{f} \quad (36)$$

Si noti che nonostante la presenza del condensatore C_B la densità di rumore N_{eq} non dipende dalla frequenza. Questo risultato si spiega osservando che alle alte frequenze è la funzione di trasferimento del filtro ad attenuare la densità di rumore in uscita.

Appendice B Rumore equivalente prodotto da un riferimento di tensione

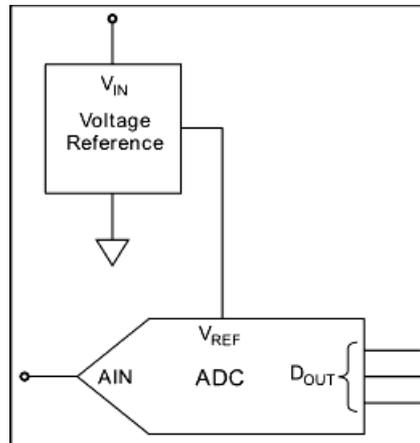


Illustrazione 46: ADC con riferimento di tensione. Per gentile concessione di Texas Instruments.

L'effetto delle perturbazioni della tensione di riferimento sulla precisione dei sistemi di acquisizione si comprende considerando il ruolo che la tensione di riferimento gioca nella funzione di trasferimento degli ADCs. La formula (37) [43] mostra la relazione tra il codice digitale *Code* e la tensione di ingresso V_{in} , in un ADC di risoluzione nominale n con tensione di riferimento V_{REF} .

$$Code = V_{in} \frac{2^n}{V_{REF}} \quad (37)$$

Per valutare l'effetto del rumore sovrapposto al riferimento si può differenziare la (37) rispetto a V_{REF} ottenendo il risultato mostrato dalla (38).

$$\Delta Code = -V_{in} \frac{2^n}{V_{REF}^2} \Delta V_{REF} \quad (38)$$

L'errore del codice $\Delta Code$ si può trasformare in una variazione di tensione equivalente ΔV_{in} all'ingresso dell'ADC invertendo la (37) come mostrato nella (39).

$$\Delta V_{in} = -\frac{V_{in}}{V_{REF}} \Delta V_{REF} \quad (39)$$

In base alla (39), nota la densità spettrale del rumore sovrapposto al riferimento N_{REF} si può ottenere la densità spettrale di rumore equivalente all'ingresso dell'ADC come mostrato dalla (40).

$$N_{eqREF} = -\left(\frac{V_{in}}{V_{REF}}\right)^2 N_{REF} \quad (40)$$

Dal punto di vista teorico il passaggio dalla (39) alla (40) pone dei seri problemi di natura statistica. Infatti, dal momento che i riferimenti di tensione sono affetti da rumore flicker, il valore centrale V_{REF} non può essere pensato come un valore medio (il rumore flicker non è a media finita), ma servirebbe una definizione più accurata. Tuttavia, limitando il ragionamento ad una approssimazione del primo ordine, il rapporto V_{in}/V_{REF} si può ritenere circa costante al variare degli esperimenti e del tempo, questa osservazione legittima l'espressione (40).

Bibliografia

- [1] Bin Le, Thomas W. Rondeau, Jeffrey H. Reed, and Charles W. Bostian; "Analog-to-Digital Converters"; IEEE Signal Processing Magazine; November 2005; Issue: ; Page(s): 69-77.
- [2] "Analog Front-End Design for ECG Systems Using Delta-Sigma ADCs"; Application Report; www.ti.com.
- [3] Chadwick K. Boggs, Alan D. Doak, F. L. Wall; "Measurement of voltage noise in chemical batteries"; Proceedings of the 49th IEEE International Frequency Control Symposium; 31 May - 02 Jun 1995; Page(s): 367 - 373.
- [4] "Understanding Data Converters"; Application Report; www.ti.com.
- [5] Pervez M. Aziz, Henrik V. Sorensen, Jan Van Der Spiegel; "An Overview of Sigma-Delta Converters"; IEEE Signal Processing Magazine; January 1996; Issue: ; Page(s): 61-84.
- [6] "High-Resolution Analog-to-Digital Converter ADS1281"; Datasheet; www.ti.com.
- [7] Linden T. Harrison; "Current sources & voltage references"; Newnes; 2005; Page(s) 415-420.
- [8] "Voltage References"; Tutorial; www.analog.com.
- [9] "Ultralow Noise, LDO XFET VoltageReferences with Current Sink and Source; ADR440/ADR441/ADR443/ADR444/ADR445"; Datasheet; www.analog.com.
- [10] G. Fertitta, A. Di Stefano, G. Fiscelli, G. C. Giaconia; "A low power and high resolution data logger for submarine seismic monitoring"; Microprocessors and Microsystems; March – June 2010; Issue: 2 – 4; Page(s): 63 – 72.
- [11] Samuel D. Stems; "Arithmetic Coding in Lossless Waveform Compression"; IEEE Transactions on Signal Processing; August 1995; Issue: 8; Page(s): .
- [12] Mauro Mariotti, Terje Utheim; "A White Paper about MiniSEED for LISS and data compression using Steim1 and Steim2"; Norwegian National Seismic Network; Technical Report No. 20; February 2006.
- [13] I. Kuon, J. Rose ; "Measuring the Gap Between FPGAs and ASICs"; IEEE Transactions on Computer-Aided Design of Integrated Circuits and Systems; February 2007; Issue: 2; Page(s): 203 - 215.
- [14] "32-bit Code Size Analysis"; Application Note; www.arm.com.
- [15] "An Introduction to the ARM Cortex-M3 Processor"; White Paper; www.arm.com.
- [16] "CoolRunner-II CPLD Family"; Datasheet; www.xilinx.com.
- [17] Wong, H.-S.P.; SangBum Kim; Byoungil Lee; Caldwell, M.A.; Jiale Liang; Yi Wu; Jeyasingh, R.G.D.; Shimeng Yu; "Recent progress of phase change memory (PCM) and resistive switching random access memory (RRAM)"; 10th IEEE International Conference on Solid-State and Integrated Circuit Technology (ICSICT); 1-4 November 2010; Page(s): 1055 - 1060.
- [18] "Mixed Signal Microcontroller MSP430FR573x MSP430FR572x"; Datasheet; www.ti.com.

- [19] Gaurav Mathur, Peter Desnoyers, Deepak Ganesan, Prashant Shenoy; "UltraLowPower Data Storage for Sensor Networks"; The Fifth International Conference on Information Processing in Sensor Networks; 0-0 0 2006; Page(s): 374 - 381.
- [20] "SD Specifications Part 1 Physical Layer Simplified Specification"; Version 2.00 September 25, 2006; www.sdcard.org.
- [21] "Trillium 120P Seismometer"; User Guide; www.nanometrics.ca.
- [22] G. Vsilescu; "Electronic Noise and Interfering Signals"; Springer; January 2005; Page(s) 168.
- [23] Christian C.Enz, Gabor C. Temes; "Circuit Techniques for Reducing the Effects of Op-Amp Imperfections: Autozeroing, CorrelatedDouble Sampling, and Chopper Stabilization"; Proceedings of the IEEE ; November 1996; Issue: 11; Page(s): 1584 - 1614.
- [24] "1.1nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$ Noise, Low Power, PrecisionOperational Amplifier in Small DFN-8 Package OPA211 OPA2211"; Datasheet; www.ti.com.
- [25] "Zero-Drift, Single-Supply, Rail-to-RailInput/Output Operational Amplifier AD8628/AD8629/AD8630"; Datasheet; www.analog.com.
- [26] "Noise Analysis inOperational AmplifierCircuits"; Application Report; www.ti.com.
- [27] de la Rosa, J.M.; "Sigma-Delta Modulators: Tutorial Overview, Design Guide, and State-of-the-Art Survey "; IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers; January 2011 ; Issue: 1; Page(s): 1 - 21 .
- [28] Bernard Widrow, István Kollár; "Quantization Noise: Roundoff Error in Digital Computation, Signal Processing, Control, and Communications"; Cambridge University Press ; 2008 ; Page(s) 373-402.
- [29] IEEE Std 1057-1994 (R2001), Standard for Digitizing Waveform Recorders; The Institute of Electrical and Electronics Engineers; 345 East 47th Street, New York, NY 10017-2394, USA; 2001.
- [30] Barnes, James A. , Chi, Andrew R. , Cutler, Leonard S. , Healey, Daniel J. , Leeson, David B. , McGunigal, Thomas E. , Mullen, James A. , Smith, Warren L. , Sydnor, Richard L. , Vessot, Robert F. C. , Winkler, Gernot M. R.; "Characterization of Frequency Stability "; IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement; May 1971; Issue: 2; Page(s): 105 - 120.
- [31] Witt, T.J. ; "Using the Allan variance and power spectral density to characterize dc nanovoltmeters "; Conference on Precision Electromagnetic Measurements Digest; 14-19 May 2000; Page(s): 667 - 668.
- [32] Haasz V. , Komarek M. , Roztocil J. , Slepicka D. . Suchanek P. ; "Influence of test signal phase noise on high-resolution ADC testing"; Instrumentation and Measurement Technology Conference Proceedings; 1-3 May 2007; Page(s): 1 - 4.
- [33] Low-Power, High-Accuracy Time Base Module (Model #SISMTB ver. 4.0); Seascan Inc.; 346 Gifford Street Falmouth, MA 02540; .
- [34] "Medium- and High-density STM32F101xx and STM32F103xxadvanced ARM-based 32-bit MCUs"; Reference Manual; www.st.com.

- [35] "Cortex -M3 Technical Reference Manual"; Manual; www.arm.com.
- [36] "Ultralow-noise, high PSRR, Fast RF 200mA Low-Dropout Linear Regulators in NanoStar Wafer Chip Scale And SOT23, TPS793xx"; Datasheet; www.ti.com.
- [37] "TPS60400, TPS60401,TPS60402, TPS60403, Unregulated 60-mA Charge Pump Voltage Inverter "; Datasheet; www.ti.com.
- [38] "200mA Low-Noise, High-PSRR Negative Output Low-Dropout Linear Regulators, TPS72301 TPS72325"; Datasheet; www.ti.com.
- [39] "High-density performance line ARM-based 32-bit MCU with 256 to512KB Flash, USB, CAN, 11 timers, 3 ADCs, 13 communication interfaces, STM32F103xC STM32F103xD STM32F103xE"; Datasheet; www.st.com.
- [40] "GSR-24 Seismic Recorder / GSD-24 Seismic Digitiser"; Datasheet; www.geosig.com.
- [41] "Third Generation Broadband Seismic Recorder model 130-01"; Datasheet; www.reftek.com.
- [42] "Makalu ® digital Recorder"; Datasheet; www.kmi.com.
- [43] "How the voltage reference affectsADC performance, Part 2"; Analog Application Journal; 2009; www.ti.com/aaaj.