

DALLA STRUMENTAZIONE ANALOGICA ALLA STRUMENTAZIONE DIGITALE

Raffaele Pisani

Studio di Ingegneria Acustica Pisani, Rivoli

1. Un pò di storia

Parrebbe quanto mai strano dover asserire che tra la teoria della metrologia acustica e la strumentazione di misura non vi sia stata una stretta consequenzialità intesa come sviluppo teorico, prima ed applicazione pratica, poi. Chi scrive, grazie alla fortuna di essere entrato a far parte del gruppo di ricercatori dell'allora Istituto Elettrotecnico Nazionale "Galileo Ferrarsi" di Torino il cui reparto di acustica era diretto dal Prof. Sacerdote, ha percepito subito che lo sviluppo metrologico in acustica era legato alla disponibilità di strumenti di misura. Larghissima parte della ricerca e progettazione degli strumenti in acustica è dovuta alla fervida fantasia e competenza del Prof. Brüel. Negli anni cinquanta e nei decenni successivi, infatti, poche case costruttrici proponevano strumentazioni per l'acustica. Tra queste occorre ricordare la General Radio, la Dawe etc. Si può tracciare un profilo dello sviluppo metrologico fino agli anni novanta sfogliando tutti i numeri della rivista periodica "Techincal Review", edita dalla Brüel & Kjær, nei quali preparatissimi tecnici pubblicavano le basi teoriche che portavano alla costruzione degli ultimi dispositivi di misura.

Si può ancora asserire che la metrologia acustica, negli anni cinquanta, segnasse il passo rispetto ad altri campi della scienza tra i quali, il più affine all'acustica era quello dei campi elettromagnetici.

Sicuramente l'interpretazione dello sviluppo storico della metrologia acustica e la transizione dalle tecniche analogiche a quelle digitali potrà non trovare d'accordo alcuni colleghi; quanto descritto nella presente nota è da intendersi come il modo di sentire personale di chi scrive maturato operando in qualità di ricercatore in uno dei pochissimi laboratori di acustica esistenti in Italia ed unico allora attrezzato anche per le misure in edilizia con camere riverberanti anecoiche etc (siamo negli anni cinquanta).

Il secolo scorso, segnato dalle guerre mondiali, aveva spinto la ricerca e l'industria a sviluppare le discipline relative alla comunicazione. La teoria della propagazione delle onde elettromagnetiche e quella delle onde acustiche erano note da tempo. L'applicazione pratica nel campo della metrologia delle elettrocomunicazioni anticipò quella acustica in quanto fu immediata la misura diretta delle due componenti che carat-

terizzano il campo elettromagnetico (il vettore rappresentativo della componente elettrica \vec{E} e quello rappresentativo della componente magnetica \vec{H}).

In acustica, invece, la metrologia non ebbe un così rapido sviluppo in quanto fu subito possibile la misura di una sola delle due componenti che caratterizzano il campo sonoro: lo scalare pressione sonora p . La misura della seconda componente del campo sonoro, il vettore velocità acustica \vec{v} , fu invece possibile praticamente solo dopo lo sviluppo della tecnica digitale. La metrologia acustica dagli anni cinquanta agli anni settanta si sviluppò, per questo, in maniera impropria e di questo ne risentì la cultura e la preparazione degli acustici impegnati unicamente a misurare il rumore ambientale e, quindi, a misurare la sola componente scalare del campo acustico.

Le tecniche digitali di misura nei diversi settori delle scienze, unitamente alla miniaturizzazione dei componenti elettronici, hanno consentito un sorprendente sviluppo della strumentazione tanto è che alcune applicazioni pratiche allora possibili solo nei laboratori, oggi possono essere facilmente condotte in campo.

2. Cosa significa analogico? Cosa significa digitale nella metrologia acustica?

L'avvento dei calcolatori, dei convertitori analogico digitali e la grande diffusione di tali macchine, costruite anche per occupare poco spazio, hanno rivoluzionato il modo di pensare ed operare anche nel campo dell'acustica e della metrologia. Molti di coloro che si sono avvicinati alla misura del rumore negli ultimi anni, trovano logico ed impossibile da concepire un mondo privo delle tecniche digitali. Eppure la metrologia in acustica è nata e si è sviluppata con l'evolversi dell'elettronica e con i componenti disponibili in ciascuna epoca. Dai circuiti a valvole rigorosamente analogici (anni cinquanta), si è passati prima a circuiti a transistori più complessi ma sempre analogici (anni sessanta - settanta). Poi, con l'invenzione dei circuiti integrati e degli amplificatori operazionali, la progettazione dei circuiti elettronici si è semplificata e questo ha favorito lo sviluppo di circuiti più complessi contenuti anche in spazi limitati. Contemporaneamente alla nascita degli amplificatori operazionali integrati (applicazione pratica dei calcolatori analogici), si sono sviluppati i circuiti integrati di tipo logico che hanno consentito di progettare le reti logiche applicando per intero gli algoritmi teorici dell'algebra di Boole. A seguito della diffusione dei circuiti integrati si sono sviluppati strumenti di misura di tipo misto con elaborazione analogica dei segnali e comandi delle funzioni di tipo digitale (anni ottanta) fino ad arrivare ai moderni fonometri ed analizzatori di spettro miniaturizzati e di facile uso pratico in quanto programmabili. È questa ultima tappa di strumentazione, quasi interamente digitale, che rappresenta il modo di pensare in digitale? La risposta è assolutamente NO! Il modo di pensare in digitale si sviluppa sull'analisi delle serie temporali le cui basi teoriche, sviluppatasi principalmente sugli algoritmi derivati dall'applicazione della Trasformata Veloce di Fourier (FFT), erano note da tempo ma non trovavano sviluppo in pratica se non dopo l'avvento dei mini computer da laboratorio.

È da premettere che la metrologia in acustica si basa principalmente sull'analisi dei segnali che, in larga approssimazione, estrae informazioni dall'andamento del tempo del segnale elettrico la cui ampiezza rappresenta l'evolversi di una grandezza fisica alla quale esso è associato (la pressione sonora, l'accelerazione etc). La teoria dei segnali nel mondo della tecnica analogica ha basi concettuali decisamente diverse dal mondo della tecnica digitale e conseguente elaborazione dei segnali. Anche se sussistono punti di contatto teorici comuni ai due mondi, si può, in maniera approssimativa, descrivere i due ambiti nei seguenti modi:

1. La tecnica analogica di elaborazione dei segnali si basa su concetti primitivi, resi in pratica da circuiti semplici, ad unica funzione, quali l'amplificazione, l'attenuazione, le operazioni di raddrizzamento del segnale, la misura del vero valore efficace, l'operazione di integrazione, derivazione e di filtraggio etc. Sono blocchi operativi separati che elaborano in continuo i segnali che si evolvono nel tempo e dei quali è possibile la visualizzazione della forma d'onda mediante l'impiego di un oscilloscopio che può essere collegato indistintamente all'uscita di ciascun blocco funzionale.
2. La tecnica digitale ripropone le stesse operazioni sul segnale ma si basa su teoremi ed algoritmi che operano direttamente su serie temporali cioè su un insieme finito di numeri la cui successione è rappresentativa della evoluzione del tempo ed i cui valori rappresentano l'ampiezza del segnale. La serie temporale di dati rappresenta la evoluzione del segnale in un dominio campionato (non continuo) ed è ottenuta impiegando appositi circuiti campionatori detti circuiti di conversione da Analogico a Digitale (convertitori A/D). Il teorema del campionamento del segnale è alla base dell'analisi della serie temporale. Esso pone precisi vincoli che non devono essere disattesi pena l'introduzione di errori ed artefatti. Le operazioni sopra accennate sul segnale analogico si traducono, nel mondo digitale, in semplici operazioni algebriche su vettori e matrici di numeri.

Per concludere si vuole portare ad esempio la misura del tempo di riverberazione di un ambiente confrontando il processo di calcolo del valore per ciascuna banda di frequenze eseguito con tecniche analogiche e tecniche digitali. Nel modo di pensare analogico si ricorre alla registrazione grafica del livello sonoro prodotto, ad esempio, da un colpo di pistola esploso nell'ambiente. Il segnale, registrato su nastro magnetico, è di tipo ad energia finita per cui, filtrato nella banda di frequenze voluta ed inviato ad un registratore grafico del livello sonoro, produce, su carta, il decadimento del livello nella banda di frequenze impostata sull'analizzatore. Si riproduce il nastro tante volte quante sono le bande di frequenze di interesse da analizzare ottenendo altrettanti decadimenti tracciati su carta.

La misura del tempo di riverberazione, per ciascuna banda di frequenze, viene effettuata tracciando visivamente una retta di regressione e calcolando il valore del tempo di riverberazione per semplice estrapolazione della retta in una gamma dinamica di 60 dB, nota la velocità di scorrimento del nastro di carta del registratore grafico. Una lettura diretta del tempo di riverberazione viene eseguita mediante apposito regolo fornito con il registratore grafico. Nella Figura 1 si riporta il noto regolo denominato protractor della ditta Brüel & Kjær (anni antecedenti la produzione di analizzatori di frequenza così detti Real Time).

Una misura più agevole del tempo di riverberazione registrato su nastro magnetico o acquisito direttamente in loco, viene effettuata impiegando gli analizzatori per bande di terzi di ottava realizzati con filtri digitali detti Real Time ed acquisendo una serie di spettri con cadenza regolare e periodo di campionamento sufficientemente breve rispetto al valore più basso del tempo di riverberazione da misurare. Ovviamente la serie di valori del livello per ciascuna banda di frequenze (o analogicamente parlando in uscita di ciascun filtro) inviata ad un calcolatore può essere elaborata per tracciare la retta di regressione lineare del decadimento del livello e, quindi per estrapolazione, la misura del tempo di riverberazione nota la frequenza con cui è campionato lo spettro del segnale ad energia finita (colpo di pistola o rumore rosa interrotto). Questo secondo metodo che utilizza apparecchiature sicuramente costruite con tecniche digitali è da intendersi il punto di arrivo nel mondo digitale applicato alla metrologia in acustica? A parere di chi

scrive la risposta è, ancora una volta, NO in quanto l'ausilio offerto dalle nuove apparecchiature non produce un nuovo modo di pensare ma ricalca concetti e metodi propri del mondo analogico.

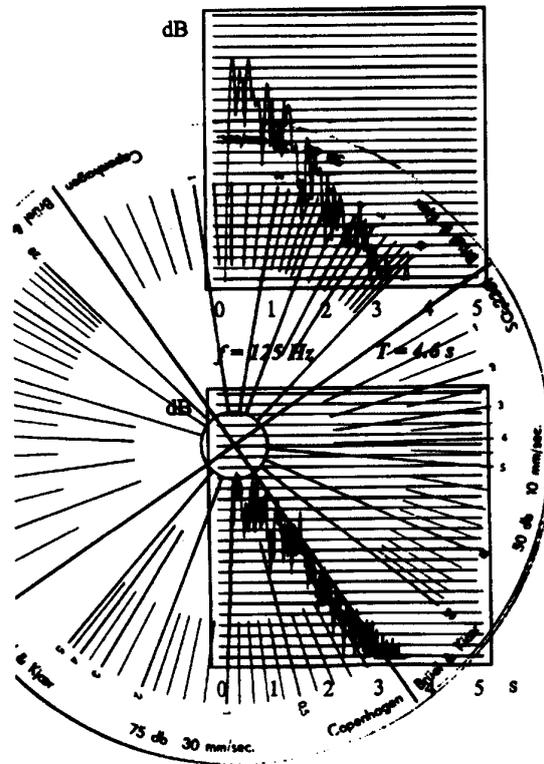


Figura 1 – Metodo classico di misura del tempo di riverberazione mediante apposito “compasso o protractor” ruotato in modo da scegliere la migliore retta che si adagia sulla curva di decadimento registrata con il registratore grafico B&K 2305.

Il modo di pensare in digitale, invece, sostituisce la sensazione visiva della riverberazione offerta dal movimento in discesa del pennino del registratore grafico con la coscienza interpretativa della risposta all'impulso desunta digitalmente mediante analisi di segnali modulati in frequenza con legge lineare o esponenziale (linear sweep o exponential sweep) ovvero mediante l'analisi di segnali MLS (Sequenze di massima lunghezza) generati da un calcolatore ed inviati in ambiente. Il sistema di misura è diverso e richiede un convertitore Analogico - Digitale A/D ed un convertitore Digitale - Analogico D/A quale unica periferica di un PC portatile. Il segnale deterministico, generato dal PC ed inviato all'altoparlante previa conversione in segnale analogico e successiva amplificazione in potenza, viene ricevuto, in ambiente, da un microfono collegato al convertitore A/D. Come sarà accennato più oltre la risposta all'impulso del sistema sarà dedotta con il calcolo ipotizzato il sistema invariante nel tempo. La risposta all'impulso consente di determinare non solo il tempo di riverberazione mediante integrazione dell'energia associata all'impulso, con tecnica ad inversione del tempo o a ritroso, ma anche di de-

durre i numerosi parametri che consentono di qualificare una sala come definiti dalla nuova norma ISO 3382.

3. Ambito di sviluppo della strumentazione analogica.

Lo sviluppo degli strumenti di misura in acustica, dall'inizio del secolo scorso fino agli anni ottanta, ha seguito due grosse evoluzioni: la prima ha riguardato indubbiamente la tecnica di misura delle grandezze utili alle necessità pratiche della metrologia acustica, la seconda ha tratto vantaggio dello sviluppo dell'elettronica analogica e della miniaturizzazione dei componenti.

Le possibilità pratiche delle misure in acustica (non si considerano quelle per le vibrazioni), le apparecchiature realizzate ed i campi di applicazione sono:

- a) Microfoni tarati, amplificatori microfonic, misuratori del vero valore efficace, analizzatori di spettro a banda costante e a percentuale di banda costante.
- b) Registratori grafici di livello sonoro e loro impiego per la documentazione grafica su carta di: andamento del livello sonoro nel tempo, strumenti per tracciare le curve di risposta in frequenza di dispositivi audio, registratori grafici dei livelli in uscita dagli analizzatori di spettro, registratori del decadimento del livello di pressione sonora nel tempo e conseguente misura del tempo di riverberazione, registratori dei diagrammi polari di emissione di sorgenti sonore.
- c) Sistemi composti per la determinazione delle risposte in frequenza costituiti principalmente da un oscillatore a frequenza variabile ed ampiezza costante, il sistema da sottoporre a prova, un amplificatore di misura ed un registratore grafico di livello, tutti collegati in sequenza. Il cuore del sistema è il registratore che comanda meccanicamente l'oscillatore, sincronizza il sistema di misura e traccia su carta pre-stampata la risposta in frequenza.
- d) Sistemi di analisi in frequenza dei suoni. Anche in questo caso il motore del sistema è il registratore grafico di livello che comanda direttamente un analizzatore a banda passante costante (di tipo ad eterodina) la cui frequenza di sintonia si sposta nel campo delle frequenze di analisi con continuità per le analisi a banda fine o comanda analizzatori a percentuale di banda costante per le analisi a bande di terzi di ottava od ottava con banchi di filtri, selezionabili in successione, la cui larghezza di banda B è definita in base alla frequenza di centrobanda su cui è calcolata la risposta del filtro. Il segnale in analisi, all'ingresso dei due tipi di analizzatori, deve essere inteso come segnale stazionario o reso stazionario con l'impiego dei registratori a nastro (riproduzioni ripetute, riproduzioni del segnale registrato su nastro ad anello etc.). La catena di misura ha il collegamento meccanico con il motore del registratore di livello che registra in continuo su apposito nastro di carta prestampata l'andamento del livello in uscita del filtro in funzione della frequenza. L'analisi in frequenza è di tipo sequenziale; solo con la miniaturizzazione introdotta dai circuiti a stato solido sono stati realizzati analizzatori a percentuale di banda costante con un numero sufficientemente alto di filtri analogici che operano in parallelo.
- e) Analizzatori in frequenza in tempo reale. Solo dopo il 1972, grazie allo sviluppo dell'elettronica, sono comparsi i primi registratori digitali di eventi e sono stati implementati i filtri digitali. Sono stati progettati i primi analizzatori in tempo reale sia a banda fine sia a percentuale di banda costante. Non possono essere dimenticati, tra quest'ultimi, l'analizzatore B&K 2131 e l'analogo analizzatore GenRad GR1995. Tali strumenti, di grandissima importanza per lo sviluppo dell'acustica, concettualmente devono essere annoverati tra quelli che apparten-

gono al modo di pensare in analogico anche se i circuiti elettronici utilizzano tecniche digitali per sintetizzare i filtri di analisi.

Lo sviluppo tecnologico che ha consentito la realizzazione di apparecchiature sempre più portatili per le misurazioni in campo, può essere così ricordato:

- a) L'invenzione delle valvole termoioniche ha consentito di realizzare amplificatori dei segnali captati dai microfoni. I filtri ad ottava e terzi d'ottava sono realizzati con induttori, condensatori e resistori, cioè con componenti discreti e passivi. Si sono resi disponibili i primi apparecchi di acustica da laboratorio.
- b) L'invenzione dei transistori, poi, ha consentito la realizzazione di circuiti analogici più complessi tra i quali si ricorda la realizzazione di filtri ad ottava e terzi di ottava di contenute dimensioni realizzati con componenti attivi.
- c) I circuiti integrati analogici hanno consentito una maggiore miniaturizzazione dei dispositivi. Quest'ultimo sviluppo dell'elettronica integrata è stato il punto di partenza della tecnica digitale consentendo la realizzazione, in poco spazio, di circuiti logici complessi e, nel campo della strumentazione di acustica, la realizzazione dei primi fonometri integratori.
- d) L'ulteriore sviluppo della tecnologia elettronica ha portato ad una maggiore integrazione circuitale con l'impiego dei chip SMD sempre più piccoli e saldati direttamente sui circuiti stampati da apposite macchine a comando numerico.
- e) Si entra nel mondo digitale e di analisi dei segnali sonori con l'invenzione e diffusione commerciale dei circuiti integrati DSP (processori digitali di segnali).

3.1 L'esempio della misura della pressione sonora all'origine dell'acustica applicata

Come precedentemente accennato l'acustica applicata fino agli anni settanta si è sviluppata unicamente sulla misura della pressione sonora. L'invenzione del microfono ha consentito la conversione diretta in tensione elettrica della sola componente scalare del campo acustico. Questa possibilità, se sussistono particolari condizioni di campo acustico, ha consentito la misura anche dell'intensità sonora in un punto del campo e, quindi, anche la misura della potenza sonora irradiata da una sorgente.

In linea di principio un misuratore di livello di pressione sonora (impropriamente chiamato fonometro) presenta i blocchi funzionali di Figura 2.

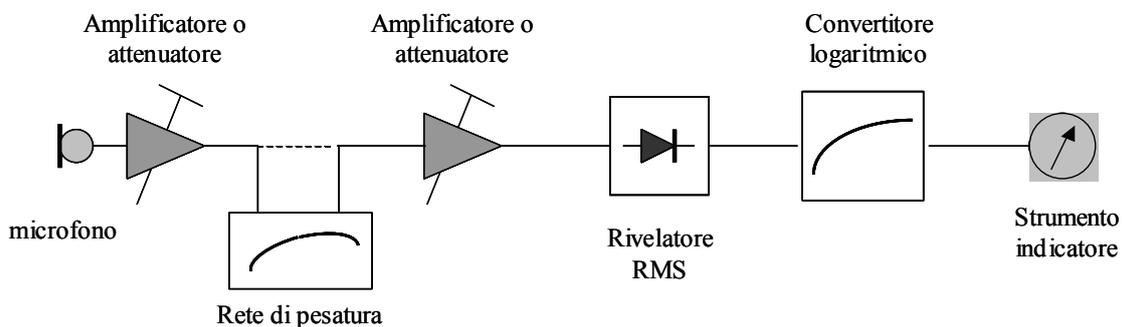


Figura 2 – Schema di base di un misuratore di livello sonoro

In questa sede non si vogliono descrivere i singoli blocchi funzionali che costituiscono lo strumento bensì si vogliono elencare le funzioni che devono assolvere ciascuno dei principali componenti.

1. *Il microfono* costituisce il trasduttore di pressione sonora in tensione elettrica. Il trasduttore deve essere tarato, nel senso che deve essere nota la rispondenza tra pressione sonora in Pascal e tensione elettrica in uscita in Volt.
2. *L'amplificatore a guadagno variabile*, deve poter amplificare ed attenuare il segnale mediante un commutatore manuale e tarato (deve essere noto il guadagno o l'attenuazione corrispondente a ciascuno scatto).
3. *La rete di pesatura in frequenza* può essere inserita e disinserita e può essere sostituita con filtri esterni per bande di ottava o terzi di ottava per effettuare l'analisi in frequenza di rumori stazionari. I filtri sono sequenziali nel senso che possono essere inseriti manualmente, uno dopo l'altro, ruotando un commutatore.
4. *Il circuito rivelatore del vero valore efficace* della pressione sonora $p(t)$ costituisce il cuore di qualsiasi strumento di misura. Esso viene descritto in modo più approfondito, in questa sede come esempio, per descrivere l'evoluzione del modo di pensare da analogico a digitale.
5. *Il circuito di conversione da lineare a logaritmo* costituisce il blocco funzionale del circuito che consente la lettura in dB del valore RMS.
6. *Lo strumento indicatore ad indice*, tarato, ha una scala lineare in dB e fornisce la lettura diretta del livello della pressione sonora. Se l'ampiezza del valore RMS della pressione sonora fluttuerà nel tempo anche l'indice dello strumento indicatore fluttuerà e "ad occhio" potrà essere stimato anche il valore medio delle fluttuazioni del livello sonoro se il segnale è stazionario. L'ampiezza delle fluttuazioni sarà ridotta se lo strumento indicatore è "smorzato" ovvero se il tempo di integrazione del circuito rivelatore sarà sufficientemente alto (si normalizzano le costanti di tempo Fast e Slow).

3.2 L'esempio della determinazione del valore RMS della pressione sonora

L'esempio riguarda uno degli argomenti più discussi e concettualmente più sentiti legati alla misura del livello sonoro sia con strumenti ad indice sia con registratori grafici su carta. La molteplice tipologia dei segnali da analizzare (stazionari, variabili casualmente nel tempo, impulsivi etc.), ha reso problematica e degna di approfondimenti teorici su basi statistiche la metodologia per la determinazione del vero valore efficace del segnale in relazione alla durata del fenomeno. Ci si rende conto dell'errore che si commette nella misura del valore efficace scegliendo in maniera non appropriata il tempo di integrazione in relazione alle diverse tipologie di segnali. Le questioni inerenti tali problemi, legate anche ai segnali filtrati, sono state ampiamente dibattute dal 1961 al 1975 (1, 2, 3, 4) in occasione della progettazione e realizzazione dei primi fonometri di uso comune (ad esempio il fonometro General Radio mod. 1551-A anno 1952, il fonometro B&K 2209 anno 1965, i registratori a carta dell'andamento del livello sonoro (esempio storico più importante è il registratore di livello B&K 2305 anno 1960)). Per quest'ultimo il problema si sposta sulle costanti di tempo più appropriate da utilizzarsi affinché le oscillazioni dell'equipaggio mobile del pennino si avvicinino a quelle dell'indice del fonometro ed in particolar modo alle costanti di integrazione normalizzate Fast e Slow. Si studiano le migliori combinazioni della velocità di scrittura o Writing Speed con il limite inferiore della banda passante o Lower Limiting Frequency. Il registratore grafico, per le caratteristiche del proprio circuito di integrazione basato principalmente su tecniche di smorzamento dell'equipaggio mobile del pennino, riproduce meglio su carta le variazioni del livello con le costanti Fast e Slow se collegato direttamente all'uscita in continua DC in quanto le costanti di integrazione sono quelle determinate con maggior precisione dai circuiti di integrazione del fonometro. L'ingresso del

registratore grafico sarà di tipo AC e collegato all'uscita AC di un amplificatore qualsiasi (ad esempio l'uscita di un registratore magnetico) se si vuole rappresentare l'andamento temporale del livello sonoro con costante di tempo "circa" Fast o Slow. L'ingresso del registratore commutato su DC consentirà una migliore rappresentazione del livello sonoro con costanti Fast o Slow se collegato all'uscita in DC del fonometro.

La misura del valore efficace vero o RMS di un segnale variabile nel tempo $p(t)$ è fondamentale in acustica in quanto il segnale è quasi sempre di tipo casuale ed il valore misurato è legato al suo contenuto energetico. L'esempio di seguito riportato si riferisce a segnali casuali a potenza media finita e riveste una particolare importanza sia nella strumentazione analogica sia in quella digitale. L'importanza dell'argomento aumenta se il valore efficace deve essere misurato in uscita di un filtro che limita la banda B del segnale.

Il valore efficace di un segnale, come è noto, è fornito dalla relazione:

$$(1) \quad P_{RMS} = \sqrt{\lim_{T_A \rightarrow \infty} \frac{1}{T_A} \int_0^{T_A} p^2(t) dt} \quad [\text{Pa}]$$

ove la variabile $p(t)$ (pressione sonora) è integrata nel dominio del tempo con durata della finestra tendente a ∞ .

Oppure, nota la densità spettrale di potenza $G(f)$ associata al segnale $p(t)$, il valore efficace è espresso dalla relazione:

$$(2) \quad P_{RMS} = \sqrt{\int_0^{\infty} G(f) df} \quad [\text{Pa}]$$

con integrazione nel dominio delle frequenze della densità spettrale di potenza del segnale ricavata con finestra temporale di analisi di ampiezza tendente a ∞ .

Oppure, nota la densità di probabilità dell'ampiezza del segnale $A(x)$, il valore efficace della pressione sonora è fornito dalla relazione:

$$(3) \quad P_{RMS} = \sqrt{\int_{-\infty}^{+\infty} p^2(t) \cdot A(x) dx} \quad [\text{Pa}]$$

con integrazione nel dominio delle ampiezze del segnale pesato con la funzione densità di probabilità.

I tre modi sopra indicati per ottenere la misura del valore efficace non sono facilmente realizzabili con circuiti elettronici analogici d'epoca. L'espressione (1) si presta meglio alla implementazione circuitale se si definisce una finestra di analisi temporale T finita e se si accetta una incertezza di misura da dichiararsi. Lo sviluppo circuitale per elaborare il segnale secondo la relazione (1) richiede un blocco funzionale la cui uscita risulti legata al quadrato della grandezza elettrica d'ingresso. Il circuito di Figura 3, progettato da Wahrmann, produce la corrente i di uscita proporzionale al quadrato della tensione V di ingresso $i = kV^2$. L'espressione riportata è l'equazione di una parabola; i diodi sono prepolarizzati dalla rete di resistori ed entrano in conduzione se la tensione supera il valore di soglia. La parabola è approssimata mediante una spezzata, come illustrato nella Figura 4, realizzata dalla rete di resistenze il cui circuito equivalente cambia

in funzione della conduzione successiva dei diodi D_1, D_2 etc , in funzione dell'ampiezza del segnale d'ingresso. L'integrazione del segnale di corrente i è ottenuta dal circuito che vede in parallelo un condensatore C e la resistenza R_1 .

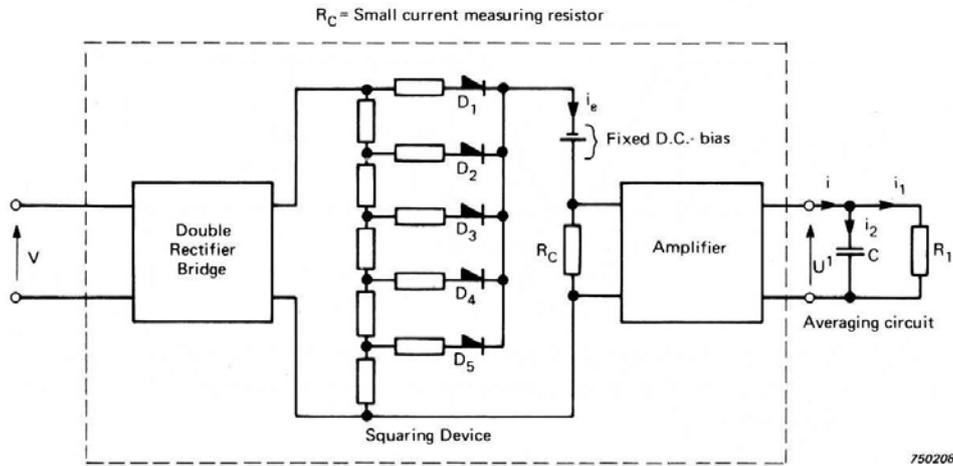


Figura 3 – Circuito analogico che realizza il quadrato della grandezza V d'ingresso e l'integrazione del segnale i di uscita mediante la rete R_1C (4)

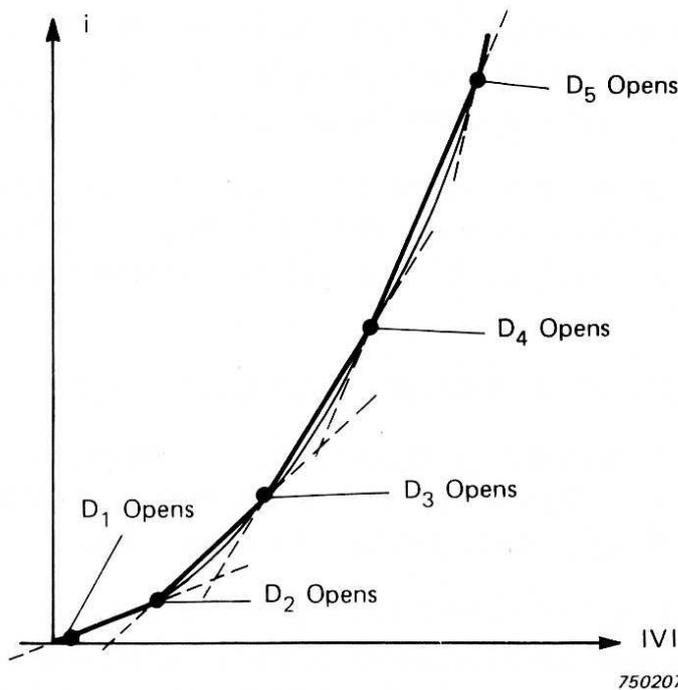


Figura 4 – La risposta ingresso $|V|$ verso l'uscita (i) della rete di diodi di Figura 3.

L'espressione della risposta in ampiezza $i = kV^2$ del circuito che esegue il quadrato del segnale è valida solo per ampiezze non eccessivamente elevate della tensione d'ingresso per cui si possono commettere errori per segnali i cui valori di cresta (rappor-

to tra valore massimo e valore efficace) sono superiori ad una determinata quantità (ad esempio 5).

L'argomento del metodo di integrazione della grandezza $p^2(t)$, portato ad esempio, richiede un maggior approfondimento in quanto il concetto di integrazione e velocità di risposta devono essere riproposti nei metodi di misura basati su tecniche digitali. L'operazione di integrazione del segnale o media nel tempo, può essere effettuata utilizzando i seguenti metodi:

- a) Media / integrazione a lungo periodo (long time). La durata T è posta uguale a quella di osservazione del fenomeno ed è più elevata possibile.
- b) Media / integrazione a passi successivi (Step – wise). Il segnale è integrato e mediato su un periodo temporale T_A ; successivamente il segnale viene integrato su un secondo periodo T_A contiguo al precedente. Si hanno, quindi, valori in successione al termine della media di ciascuna finestra temporale di durata T_A .
- c) Media / integrazione in modo continuo. Il metodo consiste in una vera integrazione del segnale che si evolve in continuazione con finestra di durata T_A mobile ed il cui valore dell'integrazione tiene conto degli ultimi secondi. La memoria di integrazione elimina i valori antecedenti all'inizio della finestra temporale T_A cioè i valori determinati prima di $t-T_A$.
- d) Media / Integrazione pesata. Tale metodo è quello comunemente più utilizzato e la pesatura è di solito di tipo esponenziale in quanto affidata ad un circuito integratore di tipo RC. I valori letti sullo strumento indicatore, che cambiano se il segnale ha un contenuto energetico che cambia nel tempo, tengono maggiormente conto dell'energia presente all'istante di lettura e meno, con legge esponenziale, dei valori che precedono l'istante di lettura e sempre contenuti, comunque, nella finestra temporale T_A entro la quale scorre il segnale d'ingresso.

In sostanza l'integrazione dell'energia sonora associata al segnale su un lungo periodo di osservazione (metodo a)) è una accumulazione in crescere che diventa finita e stabile se mediata sul tempo di osservazione T_A . Il segnale, anche se di ampiezza variabile nel tempo, è di tipo a potenza media finita ed il valore ottenuto dalla media dell'energia accumulata nel periodo T_A è equivalente al valore ottenuto se il segnale è ergotico di tipo stazionario. La trasformazione in scala logaritmica della potenza media rapportata ad un valore di potenza di riferimento porta alla misura del valore del livello sonoro continuo equivalente Leq .

L'integrazione dell'energia sonora con il metodo b) rapportata al periodo di integrazione finito, ad esempio $T_A=1/32$ s fornisce o un solo valore se ci si limita a considerare un solo intervallo temporale T_A del segnale (il tipo di media è detto Linear Single) ovvero una successione di valori di potenza calcolata su tempi brevi consecutivi (Linear repeat). Si ha quindi un criterio di media lineare ripetitiva che, se tradotta in livello di pressione sonora, fornisce il livello equivalente su tempo breve Leq short. La media temporale con pesatura esponenziale, come descritto per il circuito di figura è quella più diffusamente impiegata nei misuratori di livello sonoro di tipo analogico. Nella Figura 5 si riporta lo schema del circuito integratore di tipo RC e la sua risposta all'impulso. Tale risposta è legata al peso che viene attribuito alle ampiezze $p^2(t)$ dal circuito integratore RC. Costanti di tempo RC lunghe portano a contenute oscillazioni dell'indice del fonometro analogico. Brevi costanti RC portano ad oscillazioni più rapide e più ampie dell'indice intorno al valore medio. La norma IEC 651 parte da queste considerazioni per definire la costante di integrazione veloce o Fast (F-time) con tempo di integrazione pari a 125 ms e la costante lenta o Slow (S-time) con tempo di integrazione di 1000 ms.

I diversi metodi di integrazione illustrati, la tipologia dei segnali analizzati, la visualizzazione grafica dell'andamento del livello sonoro etc. producono risultati che possono essere affetti da errori. Ad esempio diversi sono i risultati di una analisi statistica dei livelli se le costanti di integrazione sono Fast o Slow.

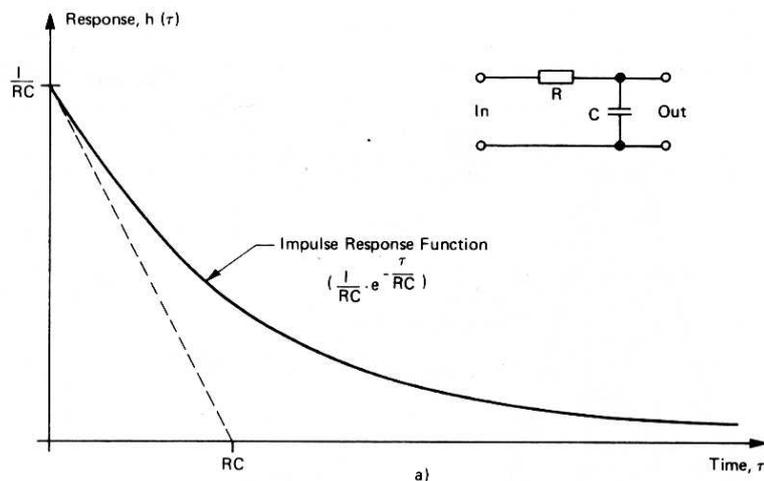


Figura 5 – Risposta all’impulso di un circuito RC utilizzata per realizzare medie di tipo esponenziale nei circuiti analogici

Uno dei quesiti che si pone colui che esegue determinazioni del livello equivalente o misure di spettri di segnali è quello di definire del tempo di integrazione T_A del segnale più opportuno. Nella metrologia acustica in generale e nell’esempio descritto in particolare, si deve essere consapevoli dell’errore che si commette stimando il valore efficace P_{RMS} , il suo livello o il livello equivalente di un segnale di durata finita. L’errore della stima è da intendersi nel senso che campionando in tempi diversi il segnale stazionario su finestre temporali di durata T_A , il valore efficace misurato possa essere diverso nei segmenti temporali successivi. Per determinare l’errore della stima occorre calcolare la deviazione standard dell’insieme dei valori efficaci desunti dai campioni di segnale a partire dal metodo descritto dall’espressione (2) che risulta teoricamente il più appropriato.

Ricordando l’ipotesi di segnali a potenza media finita, la stima della deviazione standard σ delle fluttuazioni dell’energia sonora associata al segnale dipende, per ciascun campione di segnale, dalla larghezza di banda B del segnale e dalla durata della finestra temporale T_A scelta per l’operazione di integrazione. E’ intuitivo riconoscere che la deviazione standard dei campioni di valori quadratici medi (energia) si riduce aumentando la larghezza di banda del segnale casuale ed aumentando la durata della finestra temporale di analisi sulla quale si calcola la densità spettrale di potenza. La larghezza di banda del segnale può essere estesa o può essere limitata dai filtri ad ottava e terzi di ottava. Questi ultimi hanno una larghezza di banda a percentuale costante che cambia con il valore della frequenza di centro banda. Per il calcolo della deviazione standard relativa delle fluttuazioni del valore efficace intorno al valore medio si ipotizza che il prodotto $B \cdot T_A \gg 1$. Si deduce la seguente espressione per la deviazione standard mediante considerazioni di tipo energetico basate sulla determinazione della densità spettrale di potenza

$$(4) \quad \frac{\sigma}{P^2_{RMS}} = \frac{1}{\sqrt{B \cdot T_A}}$$

Poiché non è praticamente attuabile la misura della densità spettrale di potenza, come detto, è più pratico l'uso della relazione (1) se si risolve circuitalmente il modo di eseguire l'integrazione nel dominio del tempo, il quadrato della pressione sonora e la radice quadrata della media. Se si è interessati ad esprimere il valore RMS della pressione sonora in dB è sufficiente sostituire al blocco funzionale che esegue la radice quadrata quello che esegue l'operazione di logaritmo.

Per terminare il discorso legato all'operazione di integrazione nel dominio del tempo si ricorre a circuiti integratori di tipo RC Figura 5 la cui costante di tempo T è legata al prodotto del valore della resistenza (in Ohm) per il valore della capacità (in Farad). Si dimostra che la deviazione standard delle fluttuazioni dei valori quadratici medi è fornita dalla relazione

$$(5) \quad \frac{\sigma}{P^2_{RMS}} = \frac{1}{\sqrt{2 \cdot B \cdot RC}}$$

Si deduce, confrontando le due espressioni, che la costante di integrazione di un circuito RC è pari alla metà della finestra temporale T_A cioè $T_A = 2 \cdot RC$ per cui la (5) diventa

$$(6) \quad \frac{\sigma}{P^2_{RMS}} = \frac{1}{2\sqrt{B \cdot T_A}}$$

Nel modo di ragionare in analogico per determinare il valore RMS di un segnale $p(t)$ nel tempo occorre eseguire prima l'operazione di elevazione al quadrato e, poi, eseguire l'integrazione dello stesso. Per meglio illustrare il concetto e descrivere il circuito elettronico che realizza l'operazione con tecnica analogica si ricorre alla rappresentazione grafica di un segnale casuale del quale si effettua l'elevazione al quadrato e la successiva integrazione nel tempo. Nella Figura 6 si riporta un segmento temporale del segnale casuale preso ad esempio. Esso presenta, nella finestra temporale visualizzata, un valore medio nullo.

Nella Figura 7 si riporta il risultato delle operazioni eseguite sul segnale analogico di Figura 6. L'operazione di elevazione al quadrato del segnale viene eseguita mediante l'impiego della rete costituita dai diodi e resistori della Figura 3

Il valore quadratico medio risulta pari a $0,164$ (u.a.)² sull'intero segnale visualizzato. Il valore efficace RMS è pari a $0,405$ u.a. La varianza è calcolata sul segmento temporale T_A e corrisponde alle fluttuazioni dell'indice dello strumento indicatore.

Concludendo si può asserire che la scelta più opportuna del tempo di integrazione è legata all'errore relativo che si accetta di commettere (pochi decibel o frazioni di dB). Nel modo di pensare in analogico, ed in questo ambito possono rientrare gli analizzatori a percentuale di banda costante anche se realizzati con filtri digitali, la costante di integrazione più opportuna è legata alle caratteristiche statistiche del segnale da analizzare.

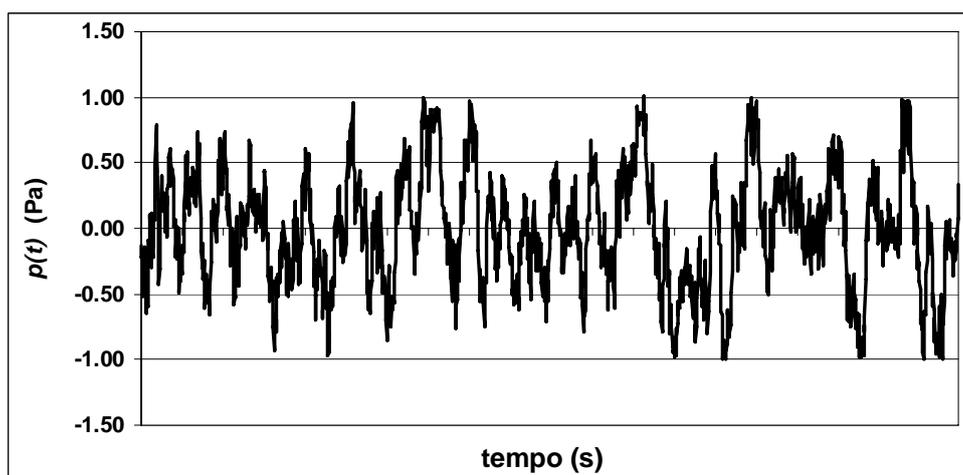


Figura 6 - Segnale casuale di ampiezza A

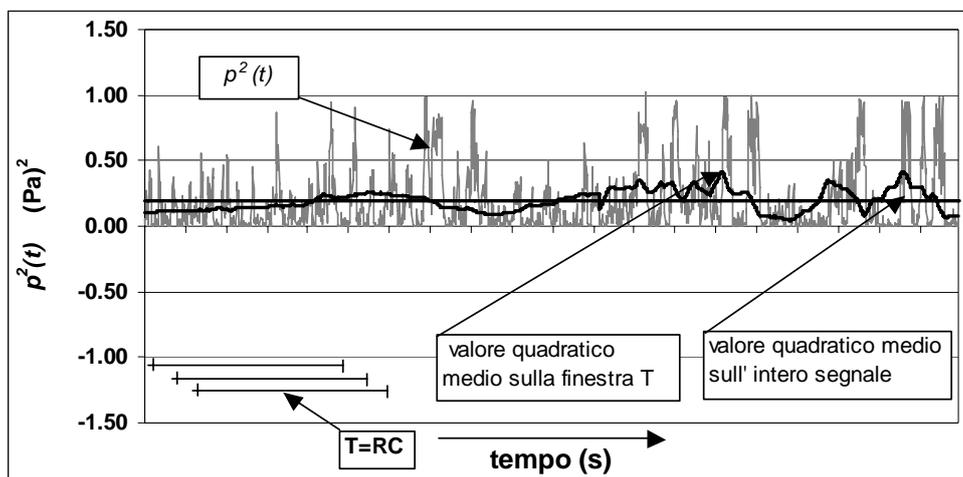


Figura 7 - Elaborazione analogica del segnale casuale per estrarre il valore quadratico medio

4. Ambito di sviluppo della strumentazione digitale

Il passaggio dalla strumentazione analogica alla strumentazione digitale non ha comportato, all'inizio, alcun disagio psicologico all'utente cresciuto manovrando manopole ed interpretando i movimenti dell'ago di uno strumento di misura o il pennino di un registratore grafico. L'interfaccia uomo macchina è rimasta immutata ad eccezione di una veste più moderna dello strumento e della disposizione dei comandi. La maggiore richiesta degli utenti si è concentrata, principalmente all'inizio, su due tipologie diverse di apparecchiature: il fonometro integratore e gli analizzatori di spettro in tempo reale a percentuale di banda costante e, meno richiesto, quello a banda fine. Il modo di operare nell'uso delle nuove apparecchiature è rimasto immutato mentre è cambiata radicalmente l'architettura circuitale che ha reso le apparecchiature più complete e portatili. Un'analisi storica relativa alla nascita ed all'uso delle apparecchiature realizzate con tecniche digitali mostra la grande preoccupazione dei costruttori a mantenere non solo

inalterato il modo di gestire gli strumenti da parte degli utenti ma anche a mantenere la forma grafica con cui i risultati vengono riportati su carta. I registratori grafici con l'impiego di carte prestampate di facile lettura per gli acustici, restano ancora il sistema richiesto di visualizzazione dei risultati. Tipico è l'esempio del collegamento ad un calcolatore del registratore grafico di livello B&K 2306. Il registratore accetta, all'ingresso, solo segnali analogici mentre il calcolatore dispone di una porta seriale e di una parallela per la stampante. Il collegamento avviene attraverso la porta parallela standard ed il protocollo di interfaccia utilizza il canale di trasmissione dei dati ed i segnali di controllo. Un convertitore D/A a 10 bit è sufficiente per generare il segnale analogico da inviare al registratore grafico di livello. Ovviamente il flusso dei dati restituiti dal calcolatore dovrà essere lento per consentire all'equipaggio mobile del registratore di tracciare su carta prestampata tradizionale le risposte in ampiezza e in frequenza elaborate dal PC. Il sincronismo è ottenuto dall'interfaccia che invia appositi impulsi all'ingresso del controllo remoto che fa avanzare la carta del registratore. Il registratore deve essere regolato su DC – Lin in modo da accettare segnali in corrente continua. La conversione dei dati in scala logaritmica sarà compito del software per cui il convertitore D/A fornisce una tensione che varia linearmente a rappresentare i livelli espressi in dB. I due esempi di registrazione grafica riportati nell'articolo citato (anno 1979) sono riproposti di seguito in quanto segnano decisamente il passaggio dal modo di pensare in analogico al modo di pensare in digitale già appannaggio dei ricercatori dell'epoca. La Figura 8 riporta la curva di risposta in ampiezza di un altoparlante calcolata dalla sua risposta all'impulso. Il convertitore A/D campiona la risposta all'impulso con frequenza di 50 kHz. Il calcolatore desume la curva di risposta mediante l'algoritmo FFT su 2048 campioni. Il software simula l'impostazione con potenziometro logaritmico con dinamica di 25 dB ed invia al registratore il segnale in DC adatto alla rappresentazione in scala della ampiezza in dB in funzione della frequenza.

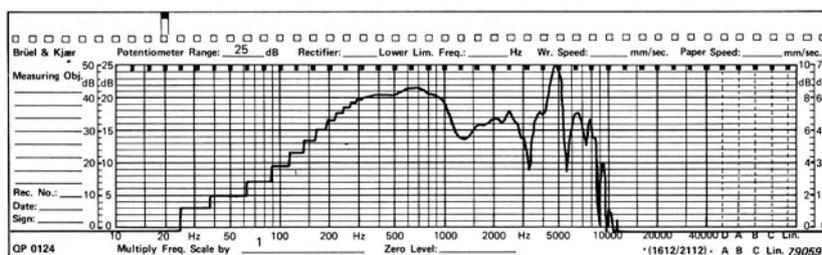


Figura 8 – Curva di risposta in frequenza di un altoparlante calcolata dalla risposta all'impulso (anno 1979)

La Figura 9 riporta l'esempio del decadimento del livello di pressione sonora per la misura della riverberazione di una sala da concerto. Il tracciato è il risultato del calcolo della risposta all'impulso e dell'integrazione al contrario già in uso con il metodo di Schroeder. In questo caso il software, per la restituzione di un segnale in continua, simula il potenziometro logaritmico di dinamica pari a 50 dB che realizza la conversione in dB sui registratori grafici.

Lo sviluppo della tecnica digitale dagli anni novanta in poi, ha facilitato la costruzione degli strumenti per l'acustica in quanto la produzione dei circuiti elettronici, seppure complessa, è facilitata dall'impiego di macchine a controllo numerico e, quindi, realizzabile da ditte specializzate esterne cresciute e sviluppatesi specialmente in oriente.

Il modo di operare dello strumento, invece, è affidata al software che richiede un investimento solo in risorse umane e non in strutture produttive. Questo fatto ha consentito una maggiore liberalizzazione del mercato con la nascita di nuove case produttrici in grado di fornire apparecchiature perfettamente allineate con le apparecchiature costruite dalle poche ditte “storiche”.

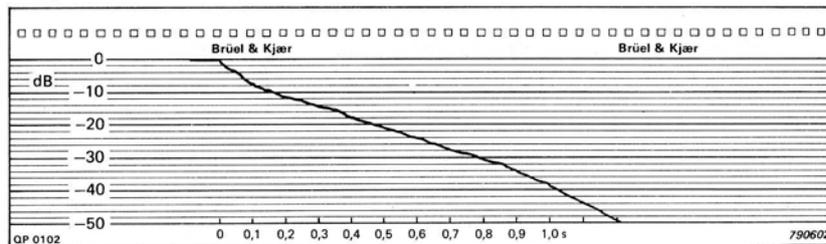


Figura 9 – Curva di riverberazione di una sala da concerto calcolata dalla riposta all’impulso (anno 1979)

4.1 La tecnica digitale e l’elaborazione dei segnali

È stato più volte asserito che il passaggio dal mondo analogico a quello digitale riguarda fondamentalmente due aspetti: il primo è quello della realizzazione di strumenti che vestono, per l’utente, ancora sembianze analogiche anche se realizzati con circuiti elettronici digitali; il secondo riguarda il nuovo modo di pensare e si sviluppa, in pratica con l’impiego di un PC interfacciato ad un convertitore A/D. Nel primo caso si dispone di una strumentazione completa ed autonoma che può essere interfacciata ad un calcolatore per la raccolta dei dati e la conseguente ulteriore elaborazione e restituzione su carta. Nel secondo caso, invece, non si dispone di una apparecchiatura appositamente costruita bensì di una sola interfaccia hardware di conversione A/D che alimenta preamplificatori microfonic, amplificatori di carica etc. L’interfaccia è collegata al calcolatore direttamente come scheda su BUS ovvero attraverso i collegamenti universali di periferiche quali la porta USB. Il resto è affidato all’elaborazione dei dati raccolti come serie temporali di valori numerici. In questo caso il PC richiede solo un apposito software o, meglio un programma completamente aperto che consenta all’utente esperto di effettuare proprie elaborazioni. si citano, a tal proposito, il programma MatLab ed il software di elaborazione LabVIEW della National Instruments che gestisce, anche le schede di conversione A/D e D/A della stessa casa produttrice. Sia gli strumenti completi ed autonomi, sia le interfacce dei PC con i sensori per la trasduzione dei valori delle grandezze fisiche da misurare in segnali elettrici, richiedono all’inizio della catena, la conversione del segnale da Analogico a Digitale.

4.1.1 Conversione di un segnale analogico in una serie temporale di numeri binari

La conversione del segnale analogico è ottenuta mediante un campionamento delle ampiezze del segnale ad intervalli di tempo regolari Figura 10. Il segnale analogico all’ingresso, opportunamente condizionato in ampiezza ed in banda passante, viene tradotto in numeri binari accumulati in un file in modo sequenziale (vettore). La scheda di conversione A/D può avere più ingressi che vengono campionati contemporaneamente per cui i dati numerici rappresentativi dei segnali analogici agli ingressi, sono raccolti sotto forma di matrice.

Poiché il numero di livelli discreti utilizzati per la quantizzazione determina il numero di bit che costituisce il corrispondente valore binario, si comprende come un numero maggiore di livelli produca una migliore rappresentazione dell'ampiezza del segnale. La discretizzazione delle ampiezze produce, comunque, un rumore additivo di quantizzazione inversamente proporzionale al numero r di bit usati per la codifica. La dinamica del segnale codificato, espressa in dB dal rapporto segnale Se e rumore No , è calcolabile attraverso la seguente relazione (7).

$$(7) \quad \frac{Se}{No} = 6r + 1,74 \quad \text{dB}$$

Nella Tabella 1 che segue si riporta la dinamica espressa in dB in funzione del numero r di bit prodotti dal convertitore per rappresentare il valore di ciascun campione.

Tabella 1 – Campo dinamico riprodotto dalla conversione in digitale in funzione del numero di bit utilizzati.

r	8 bit	12 bit	14 bit	16 bit
$\frac{Se}{No}$	50 dB	74 dB	86 dB	98 dB

Per inciso, nell'ambito della registrazione audio in digitale, oggi si utilizzano convertitori con numero maggiore bit in grado di riprodurre dinamiche che risultano sproporzionate per le esigenze della metrologia acustica.

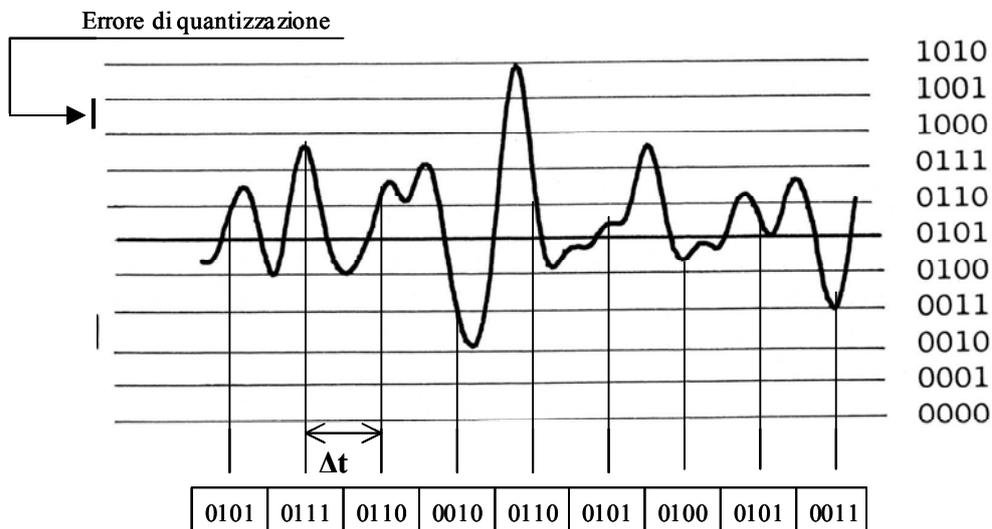


Figura 10 – Conversione in digitale di un segnale analogico in digitale.

Il numero di bit utilizzati nell'esempio di Figura 10 è $r = 4$. L'intervallo di tempo Δt , utilizzato per illustrare il campionamento, è inadeguato a rappresentare il segnale con

sufficiente approssimazione. La dimensione del blocco di numeri binari a 4 bit che rappresenta la finestra temporale visualizzata è $N = 9$. La durata del segnale rappresentato nella finestra di figura 9 è pari a $T_A = N \cdot \Delta t$. Se ad esempio si campiona il segnale con frequenza di $f_s = 100$ Hz, cioè un campione ogni $\Delta t = 1/f_s = 0,01$ s, la durata della finestra temporale sarà di $T_A = 0,09$ s

Il campionamento di un segnale analogico deve avvenire seguendo precise regole per evitare la presenza di errori e la comparsa di artefatti nell'elaborazione numerica successiva. Le disposizioni da seguire sono:

1. La frequenza di campionamento $f_s > 2f_{\max}$ deve essere superiore almeno il doppio della frequenza massima dello spettro del segnale. Il teorema di Shannon asserisce che tutte le informazioni contenute nel segnale analogico si trasmettono inalterate nel segnale campionato se la frequenza di campionamento è superiore al doppio della frequenza di Nyquist. In questo modo si evita l'artefatto dell'Aliasing (ribaltamento) che ripropone componenti in frequenza superiore alla frequenza di campionamento entro la banda utile del segnale. Per evitare con maggiore sicurezza l'assenza del fenomeno di Aliasing i convertitori A/D sono muniti di filtri analogici anti aliasing ovvero operano con frequenze di campionamento molto elevate ed eseguono un filtraggio passa basso in digitale prima di riproporre la serie numerica temporale sotto campionata. Tale operazione risulta necessaria per limitare il numero di campioni nella finestra temporale ed ottenere una risoluzione in frequenza accettabile nella banda di analisi.
2. La durata minima accettabile del segnale T_A , sottoposto ad analisi numerica, deve essere tale da ridurre il fenomeno del Leakage (dispersione di energia su righe spettrali non propriamente appartenenti al segnale ma esaltate per effetto del troncamento del segnale) se sapientemente combinato con una opportuna finestra di analisi. Comunemente utilizzate sono le finestra rettangolare di durata T_A , le finestre di Hanning e di Hamming che per la loro forma a campana (cosinusoide al quadrato) pesano maggiormente il segnale al centro del segmento T_A e riducono l'effetto del troncamento del segnale stazionario attenuando le ampiezze dei segmenti di segnale ai due estremi della finestra temporale.

I segnali casuali devono raggiungere le condizioni di stabilità statistica per cui è sovente necessario dove eseguire l'operazione di media di un determinato numero di blocchi di segnale. Se ad esempio si utilizza una trasformata Discreta di Fourier (DFT), al fine di conseguire la stabilità statistica del risultato (ovvero ridurre l'incertezza della stima del misurando) si può procedere ad una media nel dominio del tempo ovvero ad una media nel dominio delle frequenze.

4.1.2 Il passaggio dal dominio del tempo al dominio delle frequenze e viceversa

Il segnale digitalizzato, sotto forma di un blocco numerico di N valori o, meglio detto, sotto forma di serie temporale di dati è immagazzinato in un buffer di memoria ed utilizzato per le elaborazioni successive o mediante circuiti integrati denominati DSP (processori digitali di segnale), ovvero mediante dispositivi hardware denominati Filtri digitali, ovvero elaborato direttamente dalla CPU del calcolatore mediante appositi programmi software. La più nota ed importante elaborazione di una serie temporale di dati numerici di durata $T_A = N \cdot \Delta t$ è la trasformata veloce di Fourier FFT che produce uno spettro a righe equidistanziate alla frequenza $\Delta f = 1/T_A$. Più lunga è la durata della serie temporale, più fitta (in termine di righe spettrali) è la risoluzione in frequenza dello

spettro. La trasformata di Fourier di un segnale $p(t)$ funzione del tempo è fornita, in linea teorica, dalla relazione (8)

$$(8) \quad P(\omega) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} p(t) e^{-j\omega t} dt$$

dove $\omega = 2\pi f$ (rad/s) è la pulsazione, $j = \sqrt{-1}$ è l'operatore immaginario. $P(\omega)$ è la funzione nel dominio delle frequenze corrispondente alla trasformata di Fourier della funzione $p(t)$ nel dominio del tempo. Si può tornare nel dominio del tempo dal dominio delle frequenze (trasformata inversa di Fourier) applicando alla funzione $P(\omega)$ la relazione

$$(9) \quad p(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} P(\omega) e^{+j\omega t} d\omega$$

In pratica NON può essere applicata la relazione (8) in quanto è fisicamente impossibile disporre di un segnale continuo di durata infinita. Il segnale deve essere limitato nel tempo (finestra temporale) e ritenuto uguale a se stesso nelle finestre precedenti e successive alla finestra di durata T_A di analisi. La trasformata di Fourier diventerà una serie di Fourier in quanto il segnale diventerà periodico con periodo T_A e, se applicata ad una serie di numeri reali N ottenuti dal campionamento di un segnale, essa diventerà la trasformata discreta di Fourier DFT espressa dalla relazione

$$(10) \quad P(k) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} p(n) e^{-j \frac{2\pi n k}{N}}$$

La trasformata inversa sarà data dalla relazione

$$(11) \quad p(n) = \sum_{k=0}^{N-1} P(k) e^{+j \frac{2\pi n k}{N}}$$

Le funzioni continue nel tempo $p(t)$ e nelle frequenze $P(\omega)$ sono sostituite da una serie finita di numeri di dimensione N ottenute dall'operazione di campionamento del segnale denominata rispettivamente $p(n)$ e $P(k)$ ove la variabile discreta tempo è $n\Delta t$ e la variabile discreta frequenza è $k\Delta f$. Δt e Δf sono rispettivamente gli incrementi nel dominio del tempo (periodo di campionamento) e nel dominio delle frequenze (risoluzione in frequenza). Le operazioni che richiedono la moltiplicazione di un esponenziale con esponente immaginario portano, per la formula di Eulero, ad ottenere una serie di numeri complessi sia nel dominio del tempo (trasformata inversa) sia in quello delle frequenze (trasformata diretta). Le due espressioni (8) ed (9) sono praticamente simili per cui valgono le stesse proprietà analitiche nel dominio discreto del tempo e delle fre-

quenze. La periodicità nel dominio del tempo (introdotta dalla finestra temporale finita) porta ad ottenere uno spettro a righe nel dominio delle frequenze. Nei casi pratici il segnale campionato è costituito da N numeri reali. Questi, con l'applicazione della trasformata DFT, diventano N numeri complessi dei quali solo la metà ($N/2$) rappresentano lo spettro, gli altri ($N/2-1$) sono ridondanti in quanto risultano complessi e coniugati dei primi. Nel dominio delle frequenze, quindi, uno spettro con banda di analisi fino a $fs/2$ (frequenza di Nyquist pari alla metà della frequenza di campionamento) rappresenta quello delle frequenze positive, la seconda metà (da $fs/2$ a fs) rappresenta lo spettro delle frequenze negative (cioè da $-fs/2$ a 0).

L'elevato numero di moltiplicazioni di numeri complessi da compiere (pari a N^2) per trasformare le funzioni discrete indicate nelle relazioni (8) ed (9), con dispendio di tempo di calcolo, possono essere sostituite da un minor numero di operazioni (pari a $N/\log_2 N$) se N è un numero di campioni espresso da una potenza di 2. Per $N=1024$, ad esempio, il numero di moltiplicazioni di numeri complessi passa da $(1024)^2$ a circa 100. L'algoritmo che consente tale aumento di velocità di calcolo per un numero ridotto di operazioni è l'algoritmo della trasformata veloce di Fourier o FFT. Questa semplificazione porta, però, a due ridondanze di informazioni che devono essere soppresse. La prima è che nel dominio del tempo il numero complesso che rappresenta ciascun campione ha la parte immaginaria nulla. La seconda è che le componenti a frequenze negative (quelle da $-fs/2$ a 0) sono, come detto, le complesse coniugate delle componenti a frequenze positive (quelle da 0 a $fs/2$).

Nella Figura 11 si riporta lo schema della serie temporale B0 ottenuta dal campionamento del segnale analogico (N valori reali) e la serie dei numeri complessi B1 ($N/2$ numeri complessi) che costituiscono la FFT della serie temporale. Il primo valore della serie di numeri complessi, che corrisponde alla frequenza $fs=0$, è reale ed è relativo alla eventuale componente DC. Infatti nella (10), ponendo $k=0$, la somma dei numeri è divisa per N che corrisponde al valore medio della serie temporale. I successivi $N/2-1$ valori corrispondono allo spettro di ampiezza (a righe) del segnale. La larghezza di banda, come detto, è la metà della frequenza di campionamento $fs/2$ o frequenza di Nyquist; ogni riga corrisponde al risultato di una analisi in banda fine con larghezza di banda del filtro pari a Δf .

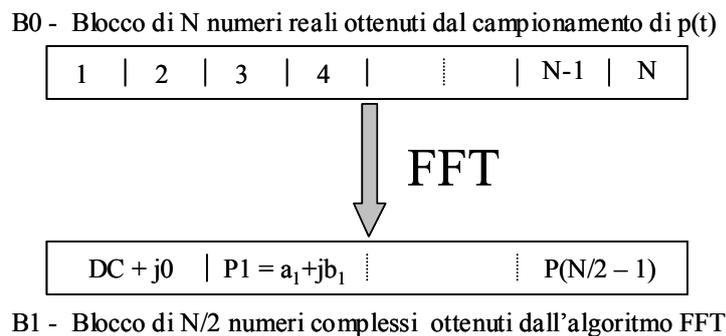


Figura 11 – L'algoritmo FFT trasforma il blocco B1 (serie temporale) nel blocco B2 costituito da $N/2$ numeri complessi.

La possibilità di implementare via Hardware o via Software l'algoritmo della trasformata di Fourier ha portato alla costruzione di analizzatori di spettro a banda fine in

sostituzione dei corrispondenti analogici ad eterodina. Per inciso questi ultimi si basano sulla modulazione di ampiezza di una portante a frequenza elevata con variazione continua (sweep) tra due valori stabiliti che, trasposti nella banda base, corrispondenti alla gamma di frequenze da analizzare. Un filtro selettivo a frequenza fissa (essenzialmente a quarzo) è utilizzato per la separazione delle componenti armoniche in banda trasposta e contenute nel segnale da analizzare. L'uscita del filtro, riportata nella banda base, fornisce lo spettro del segnale sul registratore grafico meccanicamente collegato alla manopola di sintonia. Il concetto di analizzatore Real Time nella metrologia con strumenti analogici non è praticabile. L'analisi in frequenza a banda fine è stata realizzata, in passato, registrando su un anello di nastro magnetico il segnale ed eseguendo l'analisi con lentezza variando la frequenza dell'analizzatore con continuità in modo sincrono con lo scorrimento della carta del registratore grafico di livello.

Sotto questo aspetto la tecnica analogica concettualmente non è poi così diversa dalla tecnica digitale: la durata di un giro dell'anello di nastro magnetico corrisponde alla durata della finestra temporale. La velocità di scansione dell'analizzatore deve essere lenta di modo che per valori pressochè fissi della frequenza di sintonia, il circuito rivelatore possa integrare per intero il segnale registrato sull'anello.

Per fornire una idea più precisa del passaggio alle tecniche di analisi digitale, si descrivono, in questa sede e a titolo di esempio, gli analizzatori di spettro basati su filtri digitali ed alcuni algoritmi necessari per l'impiego delle tecniche digitali nell'acustica.

Si ricorda che le due tecniche si sono sviluppate contemporaneamente a volte sovrapponendosi e spesso distinguendosi per il diverso approccio culturale all'analisi dei fenomeni acustici.

4.1.3 L'esempio dell'impiego dei filtri digitali

La strumentazione di analisi per la trasposizione nel dominio delle frequenze dei fenomeni fisici che si sviluppano nel dominio del tempo ha subito una intrinseca trasformazione grazie alla possibilità pratica di realizzare filtri digitali a percentuale di banda costante e programmi per la realizzazione della trasformata veloce di Fourier FFT alla base dell'analisi delle serie temporali. Senza ombra di dubbio si può asserire che gli analizzatori di spettro a percentuale di banda costante, che operano in tempo reale, abbiano avuto un enorme sviluppo con la realizzazione dei filtri digitali che hanno sostituito quelli analogici, molto ingombranti, realizzati con filtri in parallelo.

La risposta di un filtro analogico è caratterizzata da una espressione razionale fratta ottenuta applicando la trasformata di Laplace all'equazione integro - differenziale che caratterizza il comportamento elettrico del circuito.

Nel dominio della trasformata con variabile (o pulsazione) complessa s la risposta del sistema è fornita dalla relazione razionale fratta

$$(12) \quad H(s) = \frac{(s + r_1)(s + r_2)}{(s + p_1)(s + p_2)}$$

essendo r_1 ed r_2 gli zeri (radici del polinomio a numeratore) ed s_1 ed s_2 i poli (radici del polinomio a denominatore).

Un sistema digitale o a campionamento nel tempo è descritto da una equazione differenziale ove la sua trasformata z (variabile complessa) è analoga alla trasformata di Laplace nel sistema in continuo nel tempo. La trasformata $X(z)$ di una sequenza o serie di numeri $x(N \cdot \Delta t)$ è definita dalla seguente espressione (13).

$$(13) \quad X(z) = \sum x(N \cdot \Delta t) z^{-n}$$

dove z^{-1} , denominato operatore unitario di ritardo, corrisponde ad un ritardo dell'intera sequenza della serie numerica ottenuto per spostamento dell'intera sequenza di un campione. La funzione di trasferimento del sistema digitale può essere scritta nella forma

$$(14) \quad H(s) = \frac{A_0 + A_1 z^{-1} + A_2 z^{-2}}{1 - B_1 z^{-1} - B_2 z^{-2}}$$

L'analogia con la relazione (12) è evidente: il filtro è costituito da due unità di ritardo z^{-1} e z^{-2} e da coefficienti moltiplicativi A_0, A_1 ed A_2 (gli zeri del filtro) e B_1 e B_2 (i poli del filtro). La struttura del sistema digitale che ha come funzione di trasferimento la relazione (14) è data dallo schema a blocchi della Figura 12

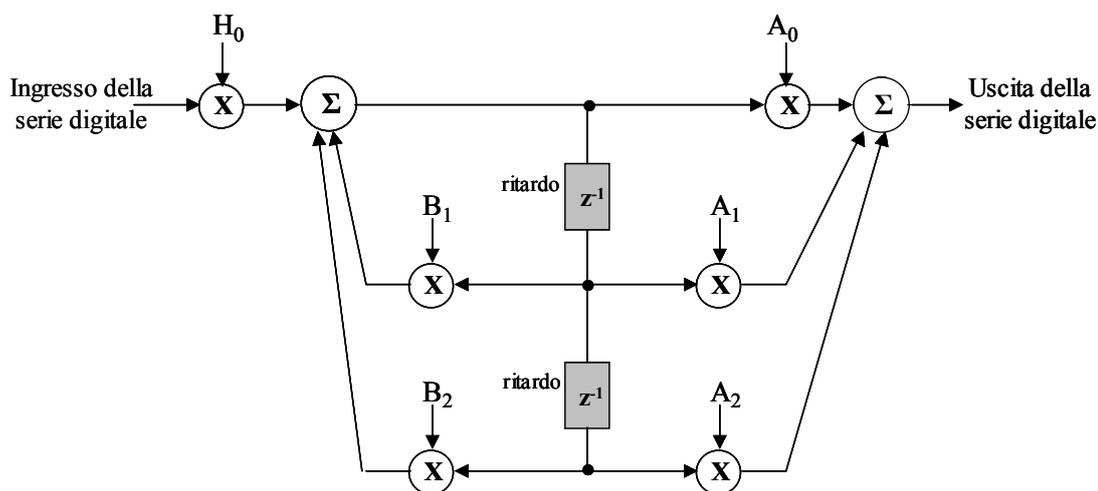


Figura 12 – Schema a blocchi di un Filtro digitale a due poli

Il circuito a due poli non è sufficiente per un analizzatore a bande di terzi di ottava con frequenze di centrobanda da 1,6 Hz a 20 kHz. Possono essere aggiunte altre unità di ritardo ovvero realizzare filtri a due poli posti in cascata. Più facilmente è conveniente agire più volte sulla stessa serie temporale d'ingresso cambiando di volta in volta i coefficienti A e B del filtro. Tali valori sono immagazzinati in una memoria ROM a sola lettura e possono essere rapidamente caricati nel sistema digitale. I valori che valgono per ciascun filtro di terzi d'ottava in cui è suddivisa l'ottava sono utilizzati per le altre ottave ma le frequenze nominali di centro banda sono ottenute cambiando le frequenze di campionamento cioè il valore dell'intervallo Δt . Il processo produce 42 serie temporali che rappresentano i segnali filtrati dai 42 filtri a 1/3 di ottava nella banda di frequenze di analisi con numeri di campioni diversi. Di tali segnali occorre calcolare il livello del valore efficace che corrisponde al livello della pressione sonora rilevata dal microfono in ciascuna banda di frequenze.

I vantaggi dei filtri digitali, rispetto a quelli analogici, possono essere così elencati:

- a) I filtri digitali sono più stabili dei corrispondenti analogici. I sistemi costruiti con tecniche digitali sono meno sensibili alle variazioni delle condizioni ambientali.
- b) I sistemi digitali sono perfettamente lineari se si escludono i componenti analogici di condizionamento del segnale dei convertitori A/D.
- c) I sistemi digitali godono di una estrema flessibilità nell'adattarsi alle diverse condizioni di misura: lo stesso circuito si adatta ad esempio a rappresentare filtri a 1/3 di ottava, 1/6 di ottava, 1/12 di ottava cambiando i coefficienti moltiplicativi.
- d) Sono aboliti i circuiti analogici per determinare i valori efficaci. L'operazione di elevazione al quadrato, di media, di estrazione di radice etc. sono sostituite da semplici calcoli numerici. Scompaiono, quindi, tutte le limitazioni dei rivelatori analogici come ad esempio il limitato uso degli stessi a segnali con fattori di cresta contenuti. In digitale l'unica limitazione è imposta dal campo dinamico del convertitore A/D che, come visto, raggiunge gamme esageratamente elevate per le applicazioni pratiche. I valori efficaci rilevati sui segnali digitali in uscita dei filtri non hanno più limitazioni per cui essi sono di tipo ideale per ciascun tipo di segnale (stazionario, impulsivo etc.)
- e) L'operazione di calcolo della media del segnale digitale avviene senza problemi sia per finestre di tipo rettangolare sia per finestre di tipo esponenziale. Questo offre numerosi vantaggi per l'analisi di rumori impulsivi o segnali estratti in regime transitorio. In questo caso è anche utile utilizzare il registro che immagazzina il valore massimo (Max Hold) per quantificare l'energia associata ad un suono impulsivo e liberarsi del tempo di ritardo proprio di ciascun filtro.

Le medie eseguite sui segnali in uscita di ciascun filtro digitale sono principalmente due: La media lineare e la media esponenziale.

La media lineare è scelta nei casi in cui il segnale da analizzare è limitato nella durata, dove si desidera minimizzare l'errore statistico nell'analisi di segnali casuali di tipo stazionario. La finestra temporale T_A entro la quale viene effettuata la media è costante e prefissata. Tutti i valori che vengono mediati in uscita di ciascun filtro hanno lo stesso peso in quanto la media è di tipo lineare. Se N_i è il numero di campioni in uscita del filtro digitale i e t_i è l'intervallo tra due campioni successivi, il valore medio dei quadrati della serie è data dalla relazione

$$(15) \quad A_i = \frac{1}{N_i} \sum_{r=1}^{N_i} p_i^2(r t_i)$$

Se la larghezza di banda del filtro i -esimo è pari a B_i Hz, assumendo $t_i < 1/2B_i$ risulta che il tempo di media effettivo del processo di integrazione relativo al filtro i -esimo è pari a $T_{Ai} = N_i \cdot t_i$. La media esponenziale è scelta nei casi in cui si desidera monitorare un segnale che varia nel tempo osservando le oscillazioni delle ampiezze per ciascuna banda (tipica necessità assoluta dagli analizzatori in tempo reale); si sceglie la media esponenziale se si desidera avere lo stesso errore statistico per tutte le bande di frequenza ($B \cdot T_A$ costante). Il valore medio dei quadrati della serie, in questo caso, è data dalla relazione

$$(16) \quad A_{ir} = A_{i(r-1)} + \frac{p_i^2(r t_i) - A_{i(r-1)}}{k_i}$$

Il risultato tiene conto di tutti i valori di r mentre k_i è una costante che dipende, per ciascun filtro, dal tempo di media voluto. Si dimostra che la costante di tempo del processo di integrazione esponenziale è pari a $k_i \cdot t_i$ ed il tempo effettivo di media è $T_{Ai}=2 k_i \cdot t_i$. Sia la media lineare sia quella esponenziale possono essere effettuate con tempo di integrazione costante per tutti i canali. E' necessario che sia sempre verificata la condizione $B_i \cdot T_{Ai} > 1$. Per filtri a terzi di ottava con frequenza nominale inferiore a 125 Hz la condizione non è verificata se non per tempi di integrazione lunghi. Ad esempio per avere uno scarto minore 0,5 dB della stima del livello misurato nella banda di 16 Hz il tempo di integrazione è pari a 64 secondi. Tale valore sale a 512 s per il filtro a terzi di ottava con frequenza nominale di 2 Hz. Tale considerazione deve essere maggiormente tenuta presente se si analizzano segnali di vibrazione delle strutture ove il campo delle frequenze di interesse può scendere sotto 1 Hz.

4.1.4 L'esempio dell'impiego degli algoritmi di analisi delle serie temporali

Si può datare il passaggio graduale dal modo di pensare in analogico al modo di pensare in digitale nel periodo tra il 1975 ed il 1980. Solo con la comparsa sul mercato degli analizzatori di spettro monocanale (B&K 2033 e GenRad 2512) nonché gli analizzatori bicanale (es. B&K 2032 e GenRad 2505) si può parlare di tendenza dei costruttori ad abbandonare la strumentazione analogica e sviluppare le nuove tecniche digitali rese possibili dal forte sviluppo dell'elettronica. Chi scrive, però, ha una sua personale opinione consolidata dal fatto che l'interfaccia uomo macchina è ancora pressochè immutata per cui si possono utilizzare gli strumenti di tipo compatto ed autonomi senza prendere effettiva coscienza dei criteri matematici alla base dell'analisi numerica dei segnali. Tale mancanza di coscienza si riversa sulla difficoltà pratica di comprendere le potenzialità nell'acustica dell'analisi dei segnali fino a non comprendere il significato di alcune impostazioni che devono essere, comunque, fornite al sistema di analisi (durata della finestra di analisi, numero di medie da impostare, risoluzione in frequenza dell'analisi, fenomeno del Leakage, effetto "palizzata" per le componenti tonali causato dalla suddivisione in righe equidistanziate e fisse della gamma di analisi etc.). È personale convinzione ritenere che il vero momento che sancisce il nuovo modo di fare acustica è quello determinato dall'impiego dei minicomputer collegati ai convertitori analogico/digitali. Solo in questo modo, programmando la macchina per ottenere i risultati voluti, ci si rende conto del modo in cui si pensa per l'analisi digitale dei segnali.

Si sviluppa la pratica dell'analisi delle serie temporali e, caro a chi scrive è stato il sistema Gen_Rad basato sull'impiego di un mini-calcolatore della serie DIGITAL PDP11 munito di un convertitore A/D da 12 bit a due canali, un convertitore D/A da 10 bit una memoria di 32 k byte, periferiche lettore e registratore di banda perforata, disco rigido e floppy, telescrivente, plotter e video costituito da un oscilloscopio con tubo a raggi catodici a memoria. Il sistema, facilmente programmabile in Fortran, è munito di un interprete in linguaggio basic con routine per l'analisi di serie temporali TMS © appositamente realizzato per la GenRad dalla ditta Time Date. La facilità di programmazione e la immediatezza nella visualizzazione dei risultati, già disponibile nel 1975, ha consentito ai ricercatori dell'epoca di costruire il sistema di analisi a proprio uso.

Analizzatori a banda stretta

Gli analizzatori di segnali a banda stretta utilizzano la trasformata FFT e per questo richiedono dimensioni della finestra di analisi con numero di parole pari ad una potenza di 2. Se il blocco di dati è costituito da 1024 parole in teoria si ottiene una analisi in frequenza del segnale di 512 righe. La frequenza di campionamento del segnale f_s determi-

na la risoluzione in frequenza nel senso che la banda in frequenza egualmente ripartita tra le 512 righe si estende fino alla metà della frequenza di campionamento. Se il segnale analogico è campionato alla frequenza di 10.000 Hz, le 512 righe si distribuiscono tra 0 Hz a 5125 Hz con risoluzione di 10 Hz. Occorre ricordare che è possibile l'operazione di espansione della risoluzione in una gamma più ristretta di frequenze grazie alla possibilità di effettuare lo "zoom" dello spettro.

Per quanto riguarda la possibilità di calibrare in ampiezza l'analizzatore di spettro a banda fine occorre rifarsi alla Figura 11 e ricordare che la variabile temporale $p(t)$ è stata volutamente riferita alla pressione acustica che agisce sul microfono. Ovviamente per la trasduzione da grandezza meccanica a grandezza elettrica occorre seguire le procedure inerenti la calibrazione dello strumento. Se è nota a tutti la procedura dell'uso di un calibratore da applicarsi al microfono, molto più importante è comprendere, per la corretta restituzione del dato, il meccanismo che si sviluppa nell'algoritmo di analisi e che rientra nel modo di pensare in digitale al quale si è sempre fatto riferimento.

La serie di numeri complessi che costituisce il blocco B1 e che è prodotto dall'algoritmo della FFT si riferisce, nelle ampiezze delle righe, a metà della potenza media finita associata al segmento di segnale campionato nel blocco B0; l'altra metà è contenuta nelle righe sopresse che da $-fs/2$ a 0 costituiscono lo spettro speculare ma con valori coniugati rispetto a quelli della banda da 0 a $fs/2$ Hz. L'operazione di elevazione al quadrato del blocco B1 (che corrisponde alla frequenza positive di uno spettro a doppia banda rispetto allo zero o Double Sided Spectrum) deve tener conto che le ampiezze sono metà delle effettive, cioè $A/2$. L'operazione di elevazione al quadrato porta a valori $A^2/4$. La potenza totale associata al segnale sarà il doppio, cioè $A^2/2$ per cui il valore efficace di ciascuna riga sarà pari a $A/\sqrt{2}$. Ogni riga sarà quindi rappresentativa della potenza associata al segnale rapportata alla larghezza di banda del filtro (o risoluzione in frequenza). La funzione Densità Spettrale di Potenza PSD sarà ottenuta normalizzando lo spettro di potenza alla risoluzione Δf per poter esprimere i valori in termini di Pa^2/Hz . La potenza totale associata al segnale nella finestra di analisi di durata T_A sarà data dalla somma dei quadrati di tutte le ampiezze delle righe che costituiscono lo spettro. Il valore efficace si ricava estraendo la radice quadrata al risultato ottenuto.

L'affidabilità della stima del valore efficace RMS per ciascuna componente è ancora data dalla espressione dell'errore normalizzato

$$(17) \quad \varepsilon = \frac{1}{2\sqrt{BT_A}}$$

Se il rumore casuale analizzato ha una densità di probabilità gaussiana, ciascuno spettro ottenuto dall'algoritmo DFT su una durata della finestra temporale T_A è ottenuto con il prodotto $BT_A=1$ in quanto la risoluzione in frequenza è $B=1/T_A$. In questo caso $\varepsilon=0,5$. Ci sono due modi per ottenere un accettabile valore del prodotto BT_A : uno è quello di aumentare T_A mediando un numero sufficientemente alto di spettri ottenuti su altrettanto numero di campioni di segnale di pari finestre temporali T_A . La condizione è che gli M segnali considerati per la media siano statisticamente indipendenti; l'altro consiste nell'aumentare la larghezza di banda B mediando le ampiezze relative ad un determinato numero di bande adiacenti. Normalmente viene effettuata la media dei quadrati delle ampiezze e, successivamente, viene estratta la radice quadrata al valore di ciascuna componente. L'errore statistico normalizzato per la stima del valore efficace sarà fornito dalla relazione (18).

(18)

$$\varepsilon = \frac{1}{\sqrt{M}}$$

Analizzatori a banda stretta bicanale

Gli analizzatori in frequenza bicanale o a molteplici canali consentono di effettuare numerose misure analizzando digitalmente i segnali provenienti dai diversi trasduttori. Lo schema base di un analizzatore bicanale è quello della Figura 13.

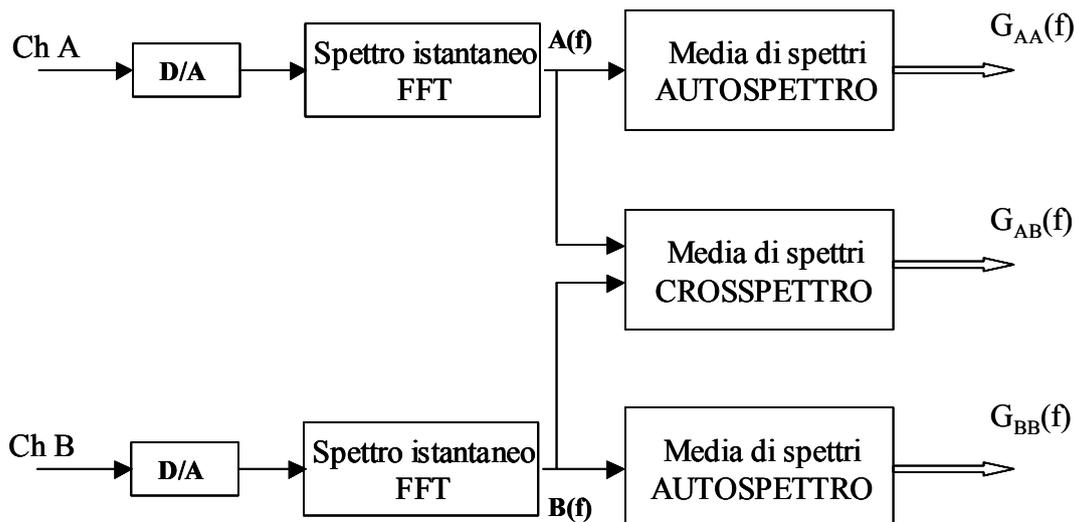


Figura 13 – Schema base di un analizzatori di spettro FFT

Lo schema sintetizza la tecnica di analisi sia di un analizzatore di spettro bicanale sia di un programma interamente implementato su PC munito di convertitore A/D bicanale. In entrambi i casi, a seguito della conversione A/D, si dispone di due blocchi di dati (serie temporale) a pari frequenza di campionamento e con pari numero di parole. Su ciascuna serie se esegue la FFT che produce uno spettro a righe costituito da $N/2$ valori complessi. Ciascuno spettro complesso del canale A moltiplicato per se stesso e mediato su un determinato numero di blocchi, anche contigui o parzialmente sovrapposti, fornisce l'autospettro $G_{AA}(f)$ o spettro di potenza del segnale relativo al canale A. Analogamente si determina l'autospettro $G_{BB}(f)$ o spettro di potenza per il canale B. Si avranno, quindi, due spettri completamente indipendenti, uno per il canale A e l'altro per il canale B. L'intervallo di confidenza per la stima del valore efficace di ciascuna componente spettrale è dedotto con l'impiego della relazione (18).

Lo spettro incrociato o Cross – Spettro, invece, è un numero complesso ottenuto moltiplicando il valore di ciascuna riga del canale B con il complesso coniugato del corrispondente valore del canale A. Cioè $G_{AB}(f) = B(f) \cdot A(f)^*$.

Riassumendo, quindi, in uscita di un processo su due canali realizzato sia con apparecchiatura dedicata (analizzatore bicanale) sia con appositi programmi (calcolatore ed interfaccia A/D) si ottengono, in uscita, le seguenti entità: Spettri complessi di entrambi i canali visualizzati sia in modulo e fase, sia in parte reale e parte immaginaria; Auto-spettro o spettro di potenza di entrambi i canali per la determinazione della potenza associata a ciascuna banda o riga dello spettro (è da tener conto che componenti periodi-

che nel segnale possono distribuire la propria energia su due bande contigue se la frequenza non coincide con quella di una riga (effetto palizzata o “Picket Fence”); Spettro incrociato rappresentato da $N/2$ numeri complessi.

I risultati in termini di spettri di ampiezze, di potenza e spettri incrociati possono essere successivamente elaborati per ottenere informazioni e grandezze di enorme interesse in acustica.

5. Applicazioni in acustica

Sono numerosissime e di grande aiuto per la comprensione di fenomeni acustici o per la misura di grandezze fisiche. Si descrivono di seguito alcune misure e determinazioni rese possibili dalle tecniche digitali di elaborazione del segnale tenendo conto che sono possibili determinazioni di altre numerose funzioni quali ad esempio:

- 1) Densità spettrali di potenza coerenti con gli ingressi per la identificazione delle sorgenti
- 2) Determinazione di Momenti di ordine superiore (curtosi ed asimmetria) per studi di segnali non lineari
- 3) Determinazione delle funzioni di densità spettrale di potenza di ordine superiore (esempio bispettri) e funzioni di coerenza per studi di fenomeni non lineari.
- 4) Uso della trasformata di Hilbert per la generazione di funzioni di involuppo e studi sulla casualità di fenomeni
- 5) Impiego delle Wavelets (ondine) per l’analisi e la simulazione di fenomeni transitori.
- 6) Procedure per l’analisi spettrale di tipo parametrico per misure di breve durata.
- 7) Determinazione della funzione di trasferimento della modulazione per il calcolo degli indici di intelligibilità del parlato (STI, RASTI etc).

5.1 Misura dell’intensità acustica.

Si dimostra che la componente attiva del vettore intensità acustica è proporzionale alla parte immaginaria dello spettro incrociato tra due segnali microfonicamente rilevati a distanza Δr di una sonda intensimetrica a gradiente di pressione. La componente reattiva, invece, è proporzionale alla differenza degli autospettri dei due segnali

La componente del vettore intensità lungo la congiungente i due microfoni alla distanza r dalla sorgente è data dalla relazione (19).

$$(19) \quad \vec{I} = I_r + jJ_r = -\frac{1}{\omega\rho\Delta r} \Im G_{AB} + j\frac{1}{\omega\rho\Delta r} (G_{AA} - G_{BB})$$

dove ρ è la densità dell’aria e $\Im G_{AB}$ è la parte immaginaria dello spettro mutuo.

Un analizzatore di spettro bicanale diventa, quindi, un prezioso intensimetro per la determinazione della potenza sonora delle sorgenti e per lo studio del campo sonoro in prossimità della sorgente stessa ove la misura della sola pressione sonora porterebbe a valori errati per la presenza della componente reattiva del campo acustico.

5.2 Determinazione della funzione di Auto Correlazione.

Sul blocco di dati campionati, ad esempio B_0 di N numeri (o serie temporale di N valori) relativi a segnali stazionari con valore medio nullo, il valore stimato della funzione di autocorrelazione al ritardo $\tau=r\Delta t$ è dato dalla relazione (20).

$$(20) \quad R(\tau) = \frac{1}{N-r} \sum_{n=1}^{N-r} p_n p_{n+r}$$

dove $r = 0, 1, 2, \dots, m$ è un numero intero che esprime l'entità di ritardo legata al numero di campioni in cui viene spostata la serie temporale prima di essere moltiplicata (valore per valore) con la stessa serie a ritardo $\tau=0$. A tal proposito il valore della funzione di autocorrelazione $R(0)$, calcolata cioè nell'origine, esprime il valore quadratico medio del segnale campionato.

Un secondo metodo per dedurre la funzione di autocorrelazione è quello di effettuare la Trasformata inversa di Fourier della funzione densità spettrale di potenza $G_{AA}(f)$ (Teorema di Wiener). Analogamente la funzione $G_{AA}(f)$ può essere ottenuta eseguendo la trasformata diretta di Fourier della funzione di autocorrelazione. E' noto l'uso in acustica della funzione di autocorrelazione per rilevare periodicità contenute in un segnale di rumore, per rilevare echi presenti in un segnale etc.

5.3 Determinazione della funzione di Mutua Correlazione.

Sui blocchi di dati campionati B0 e B1, si può determinare la funzione di mutua correlazione con la relazione

$$(21) \quad R_{pq}(\tau) = \frac{1}{N-r} \sum_{n=1}^{N-r} p_n q_{n+r}$$

essendo rispettivamente p il segnale campionato nel blocco B0 e q il segnale campionato nel blocco B1. Il procedimento è analogo a quello descritto per la funzione di autocorrelazione.

Anche in questo caso la trasformata inversa della funzione di mutua correlazione G_{AB} fornisce, per il teorema di Wiener, la funzione di mutua correlazione. Vale anche il teorema della trasformata diretta di Fourier della funzione di mutua correlazione per dedurre lo spettro incrociato G_{AB} .

5.4 Determinazione del tempo di riverberazione

La tecnica moderna per la misura del tempo di riverberazione è definita dalla norma ISO 3382. La risposta all'impulso di una sala viene determinata mediante tecniche numeriche che prevedono l'impiego di segnali deterministici (MLS sequenze di massima lunghezza o Sweep segnali sinusoidali modulati linearmente o esponenzialmente in frequenza). La scheda di conversione D/A collegata al calcolatore invia all'altoparlante il segnale deterministico voluto. Il microfono riceve il segnale che viene acquisito dal convertitore A/D della stessa scheda con funzione cosiddetta Full Duplex. Il segnale ricevuto viene confrontato con quello noto inviato: in realtà la funzione di mutua correlazione che determina la risposta all'impulso del sistema viene eseguita applicando la trasformata veloce di Hadamard. Determinata la risposta all'impulso con tecnica di integrazione ad inversione di tempo (metodo di Schroeder) si ricava il decadimento del segnale con la stessa rappresentazione grafica di Figura 1. Si tracciano le rette di regressione dei dati ottenuti per ciascuna banda di frequenze e si calcolano i valori dei tempi di riverberazione indicati dai diversi criteri stabiliti dalla norma: T_{20} , T_{30} , EDT etc.

6. Conclusioni

Il passaggio dal mondo analogico al mondo digitale ha prodotto, nella metrologia acustica dal dopo guerra ad oggi, due diverse innovazioni. La prima ha consentito di realizzare strumenti di misura più compatti, facilmente trasportabili, con maggiore capacità di memoria per accumulare i risultati di numerose misurazioni in campo e riversare gli stessi sulla memoria di un calcolatore per la stesura di rapporti di misura. L'interfaccia uomo strumento, eseguita mediante apertura di specifici menù, si è adattata al modo di operare dei programmi su PC abbandonando la vecchia concezione degli strumenti a comando diretto con manopole e selettori. Un moderno misuratore di livello sonoro, ormai completo di sezione che esegue l'analisi in frequenza in tempo reale, richiede comunque un software su PC per poter "scaricare" i dati di misura ed eseguire ulteriori elaborazioni degli stessi, quasi sempre, come detto, per redigere rapporti di misura e raramente usato per eseguire elaborazioni al fine di comprendere il fenomeno fisico in studio.

La seconda innovazione, invece, introdotta con la costruzione degli analizzatori digitali bicanale o multicanale e, soprattutto, con lo sviluppo di software ed algoritmi su calcolatori più veloci, ha reso possibile superare le limitazioni pratiche all'uso di metodiche note in linea teorica ed impossibili da realizzare praticamente quali ad esempio la misura della intensità acustica. In sostanza la metrologia acustica, allora limitata al campo scalare della pressione sonora, si è aperta da un lato anche al campo vettoriale della velocità acustica, dall'altro allo sviluppo ed all'impiego di tecniche nuove di indagine basate su algoritmi legati alle trasformate di Fourier ed alla determinazione della risposta all'impulso di un sistema fisico. È parere di chi scrive asserire che il passaggio dal mondo analogico al mondo digitale non debba essere visto come un graduale uso di apparecchiature più moderne (termine vuoto di significato), bensì come una vera e propria rivoluzione nel modo di pensare e di impostare la metrologia acustica.

Colui che, nato nell'ambito della metrologia analogica, ha voluto interpretare e seguire l'evolversi della metrologia acustica, nel corso degli anni, sino all'impiego delle più moderne tecniche digitali ha dovuto esercitare su se stesso una violenza psicologica imposta dal rifiuto della nuova rivoluzione culturale. Se ha superato tale barriera egli ha potuto apprezzare i vantaggi offerti dal nuovo modo di pensare in digitale.

Colui che è nato in piena era digitale non può comprendere la nuova impostazione metrologica se non è dotato di solide basi teoriche nell'ambito dell'analisi numerica dei segnali e se non conosce la storia della metrologia acustica. Costui utilizzerà la nuova strumentazione sfruttando, in maniera molto limitata, le possibilità offerte dalle apparecchiature e, ben che vada, resterà comunque legato alla vecchia metrologia acustica.

Bibliografia:

- 1) Effective Averaging Time of a Level Recorder Type 2305 by J.T. Broch and C.G. Warman - Brüel & Kjær Technical Review N. 1 (1961)
- 2) Measurements of averaging times of Level Recorders Types 2305 and 2307 by H.P. Olesen and K. Zaver - Brüel & Kjær Technical Review N. 1 (1974)
- 3) On the Averaging Time of RMS Measurements by C.G. Wahrmann and J.T. Broch - Brüel & Kjær - Technical Review N. 2 (1975)

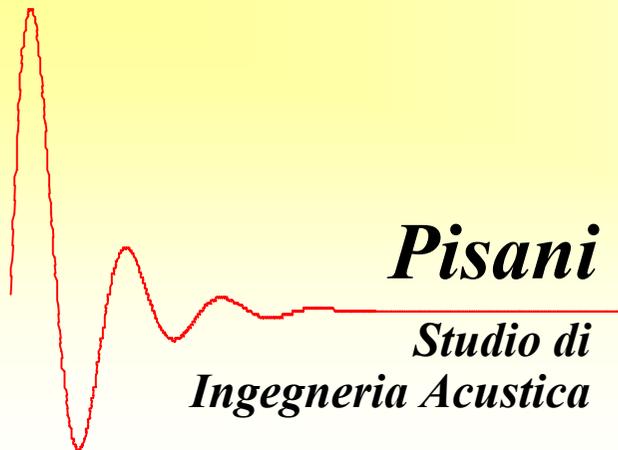
- 4) On the Averaging Time of RMS Measurements by C.G. Wahrmann and J.T. Broch B&K Technical Review N.3 1975
- 5) Interfacing Level Recorder Type 2306 to a Digital Computer by M.M. Bone - Brüel & Kjær - Technical Review N. 3 (1979)
- 6) An Objective Comparison of Analog and Digital Methods of Real Time Frequency Analysis by Roger Upton B. Sc - Brüel & Kjær - Technical Review N. 1 (1977)
- 7) Handbook of Noise Measurement by Arnold P.G. Peterson – GenRad (1980)
- 8) The Discrete Fourier Transform and FFT Analysers by N.Thrane - Brüel & Kjær - Technical Review N. 1 (1979)
- 9) Digital Filters in Acoustic Analysis Systems by Ole Roth - Brüel & Kjær - Technical Review N. 1 (1977)
- 10) Impulse Analysis using a Real – Time Digital Filter Analyzer by R.B.Randal & N. Thrane - Brüel & Kjær - Technical Review N. 4 (1977)
- 11) Random Data: Analysis and Measurement Procedures by J.S. Bendat and Alan G. Piersol – Wiley – Interscience (1971).
- 12) Digital Time Series Analysis by R.K. Otnes and L. Enochson – John Wiley & Sons (1972)
- 13) An Introduction to Time-Series analysis by Edwin A. Sloane (8 aprile 1966) Time/Data.

**PRESENTAZIONE
AL CONVEGNO**

Dalla strumentazione analogica alla strumentazione digitale

Raffaele Pisani - Studio di ingegneria acustica Pisani, Rivoli (TO)

Paolo Onali – Studio di ingegneria acustica Pisani, Rivoli (TO)



via Cavalieri di Vittorio Veneto, 8
10098 Rivoli (TO)

La teoria dei campi

Nota dalla fine del 1800 si sviluppa, con maggior rigore matematico ed applicazione pratica, per la trattazione dei campi elettromagnetici. Si sviluppa in minor misura per la trattazione dei campi acustici

Campi elettromagnetici:

descritti dall'equazione di Maxwell (1873) che lega il campo del vettore elettrico \vec{E} al campo del vettore magnetico \vec{H}

μ_0 permeabilità magnetica

ϵ_0 costante dielettrica

$$\left\{ \begin{array}{l} \nabla \times \vec{E} = -\mu_0 \frac{\partial \vec{H}}{\partial t} \\ \nabla \times \vec{H} = \epsilon_0 \frac{\partial \vec{E}}{\partial t} \end{array} \right.$$

Campi Acustici:

descritti dall'equazione di Lagrange, Eulero che legano il campo del vettore velocità acustica \vec{v} al campo dello scalare pressione sonora p

ρ massa volumica

c velocità di propagazione

$$\left\{ \begin{array}{l} \nabla p = -\rho \frac{\partial \vec{u}}{\partial t} \\ \nabla \cdot \vec{u} = -\frac{1}{\rho c^2} \frac{\partial p}{\partial t} \end{array} \right.$$

Il campo sonoro

Contrariamente all'energia elettromagnetica che si propaga anche nel vuoto, l'energia meccanica si propaga unicamente in mezzi che rispondono elasticamente alle perturbazioni del loro stato di quiete.

Campi elettromagnetici:

La fisica dell'elettromagnetismo e la tecnologia hanno reso immediata la misura dei vettori
Campo elettrico e campo magnetico

$$\left\{ \begin{array}{l} \nabla \times \vec{E} = -\mu_0 \frac{\partial \vec{H}}{\partial t} \\ \nabla \times \vec{H} = \varepsilon_0 \frac{\partial \vec{E}}{\partial t} \end{array} \right.$$

Campi Acustici:

La fisica delle onde elastiche e la tecnologia hanno consentito la misura della sola componente scalare del campo acustico.

La misura del vettore velocità acustica è stata agevolmente possibile solo con lo sviluppo delle tecniche digitali di misura

$$\left\{ \begin{array}{l} \nabla p = -\rho \frac{\partial \vec{u}}{\partial t} \\ \nabla \bullet \vec{u} = -\frac{1}{\rho c^2} \frac{\partial p}{\partial t} \end{array} \right.$$

Cosa significa analogico ?

La metrologia in acustica si basa principalmente sull'analisi dei segnali elettrici forniti dai trasduttori.

Il microfono fornisce un segnale elettrico proporzionale alla pressione sonora.

Per molti decenni l'unica grandezza misurabile è stata la pressione acustica

$$p(x, y, z, t)$$

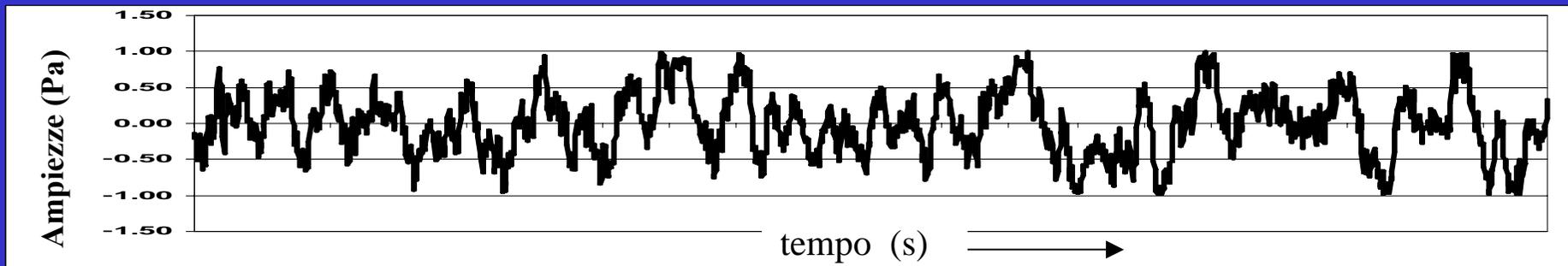
La completa descrizione del campo sonoro, invece, richiede anche la misura del vettore velocità.

Purtroppo è concettualmente fuorviante ritenere che:

$$|\vec{u}(x, y, z, t)| = \frac{1}{\rho c} p(x, y, z, t)$$

Cosa significa analogico ?

E' un modo di pensare ed operare basato sulla consapevolezza che il segnale acustico si evolve in continuo nel tempo.



Si ritiene di poter derivare le altre grandezze di tipo energetico (potenza, intensità etc) dall'unica grandezza misurabile del campo acustico (lo scalare pressione sonora). Le informazioni estratte dalla misura sono valide solo in determinate condizioni di campo acustico.

L'elaborazione analogica dei segnali continui utilizza circuiti elettronici semplici, ad unica funzione e collegati in cascata (amplificazione, filtraggio, elevazione al quadrato, integrazione etc.).

Cosa significa analogico

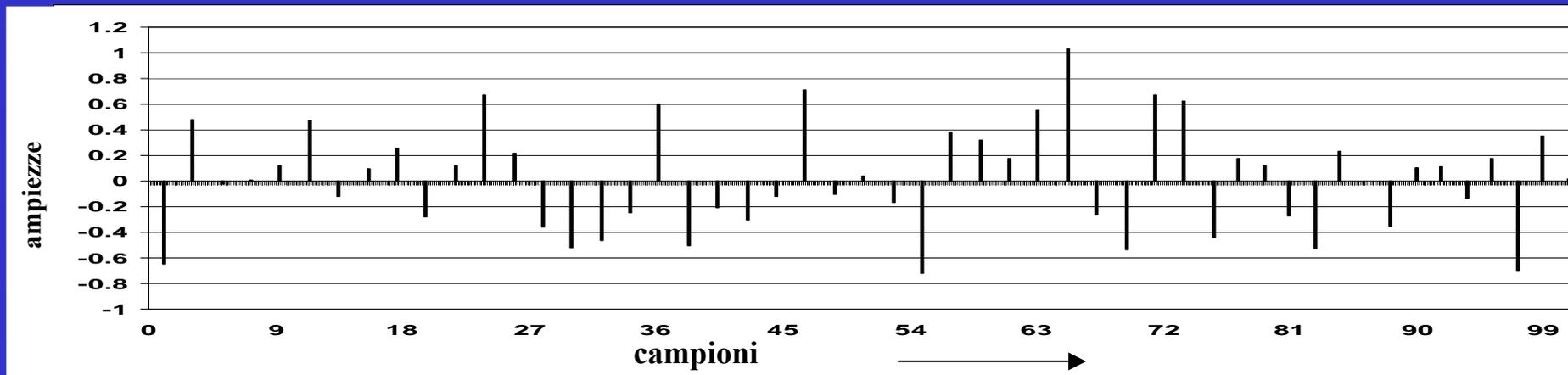
La misura, ad esempio, del vero valore efficace della grandezza è limitata dalle caratteristiche di risposta del circuito analogico.

La tecnologia, grazie all'enorme sviluppo dell'elettronica, ha consentito di realizzare strumenti sempre più sofisticati anche con tecniche digitali di supporto ma tutti basati unicamente sulla misura ed elaborazione della pressione sonora.

Il più sofisticato misuratore di livello sonoro, corredato anche di un sistema per l'analisi in frequenza, nel suo aspetto esterno e nel modo di pensare dell'operatore, è pur sempre un dispositivo che rientra concettualmente nel mondo analogico.

Cosa significa digitale?

E' un nuovo modo di concepire la metrologia acustica e quindi, a parere di chi scrive, è un nuovo modo di pensare.



La serie temporale dei dati rappresenta l'evoluzione del segnale in un dominio campionato (non continuo) ed è ottenuta impiegando appositi circuiti campionatori detti convertitori Analogico/Digitale.

Devono essere rispettati precisi vincoli che non devono essere disattesi pena l'introduzione di errori ed artefatti.

Cosa significa digitale?

L'analisi delle serie temporali è attuata con l'uso dei calcolatori

Le operazioni riproposte si basano su teoremi ed algoritmi che operano direttamente sulle serie temporali cioè su un insieme finito di numeri la cui successione è rappresentativa della evoluzione del tempo della grandezza ed i cui valori rappresentano l'ampiezza del segnale.

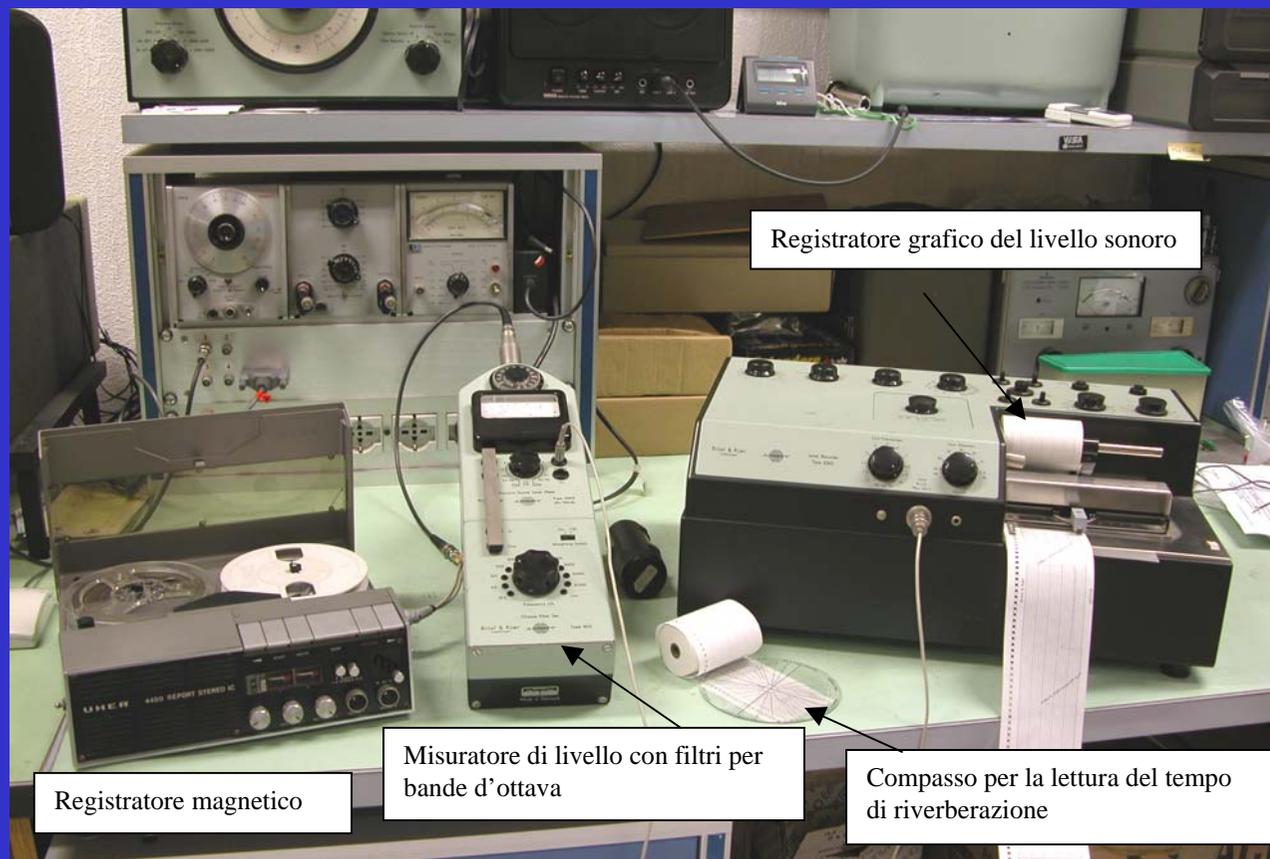
Le operazioni accennate ed assolate dai circuiti analogici si traducono, nel campo digitale, in semplici operazioni algebriche sulle serie temporali espresse da vettori e matrici.

Algoritmi specifici quali la trasformata veloce di Fourier (FFT) producono serie di dati in forma di numeri complessi del tipo $a + j b$

L'esempio della misura del tempo di riverberazione

Con tecnica analogica

Il modo di pensare in analogico si basa sul concetto di disporre circuitualmente strumenti monofunzione collegati in cascata.



Per la misura del tempo di riverberazione si dispone usualmente di una registrazione magnetica.

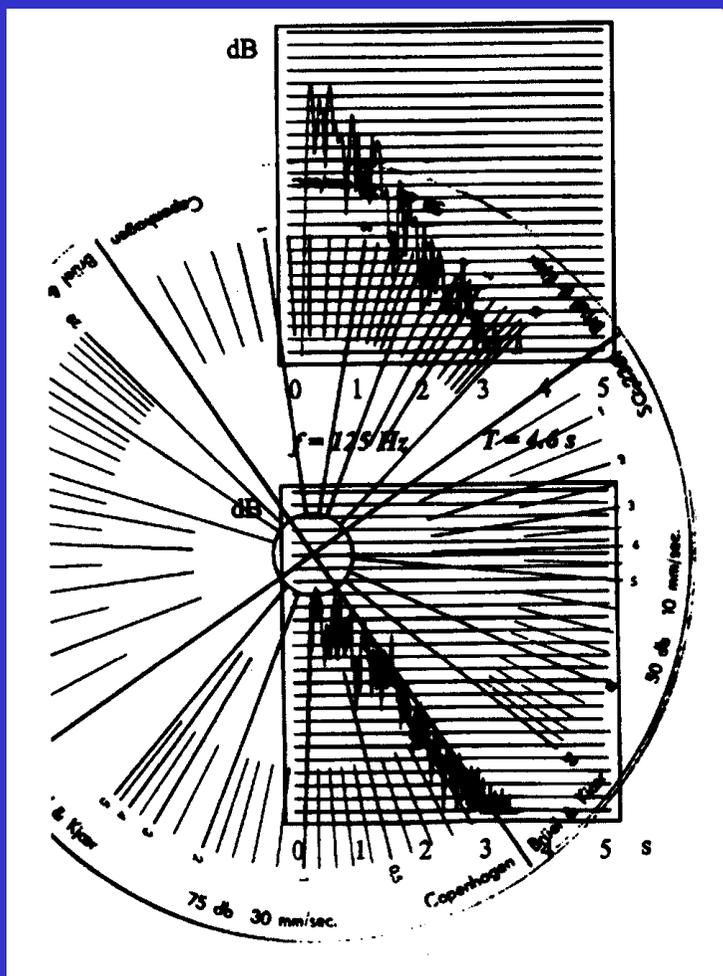
L'operatore riproduce i colpi di pistola o il rumore rosa interrotto registrato su nastro osservando il corretto decadimento del livello registrato su carta.

L'esempio della misura del tempo di riverberazione

Con tecnica analogica

Le lettura del tempo di riverberazione è possibile tracciando manualmente una retta che interpola il tracciato che rappresenta il decadimento nel tempo del segnale filtrato in banda. Si estende virtualmente il tracciato su dinamica di 60 dB e si calcola il tempo T60.

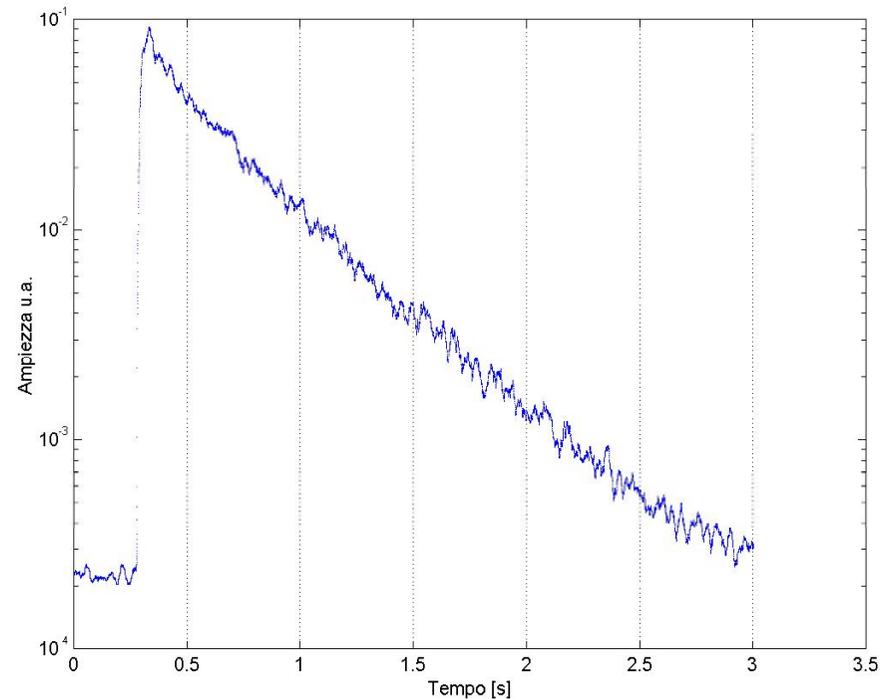
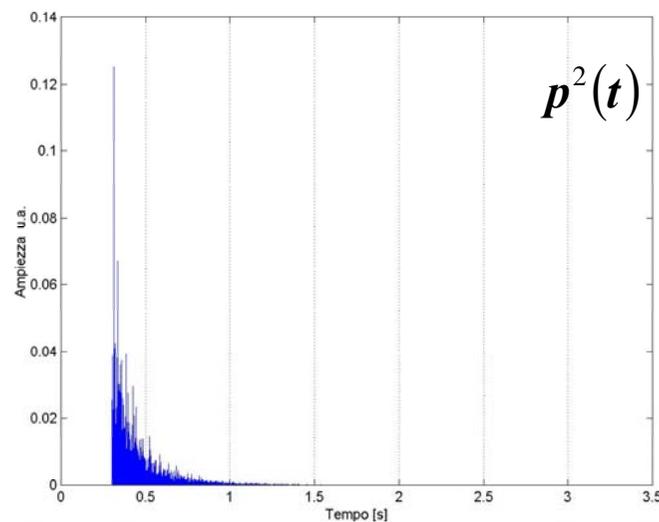
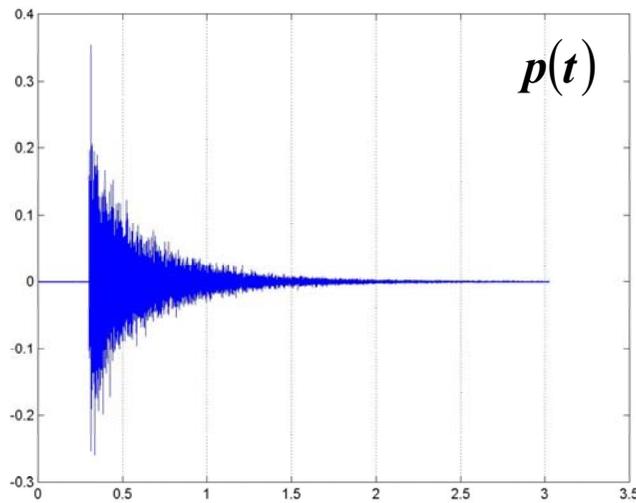
Si può leggere direttamente il tempo di riverberazione con l'impiego di un apposito disco trasparente (protractor) adagiato sul tracciato e che viene ruotato in modo da sovrapporre la retta che rappresenta uno dei quattro quadranti caratterizzati da velocità e dinamica diversa dovuta all'impostazione del registratore grafico. Il raggio parallelo alla griglia, tarato in secondi, fornisce RT60



L'esempio della misura del tempo di riverberazione

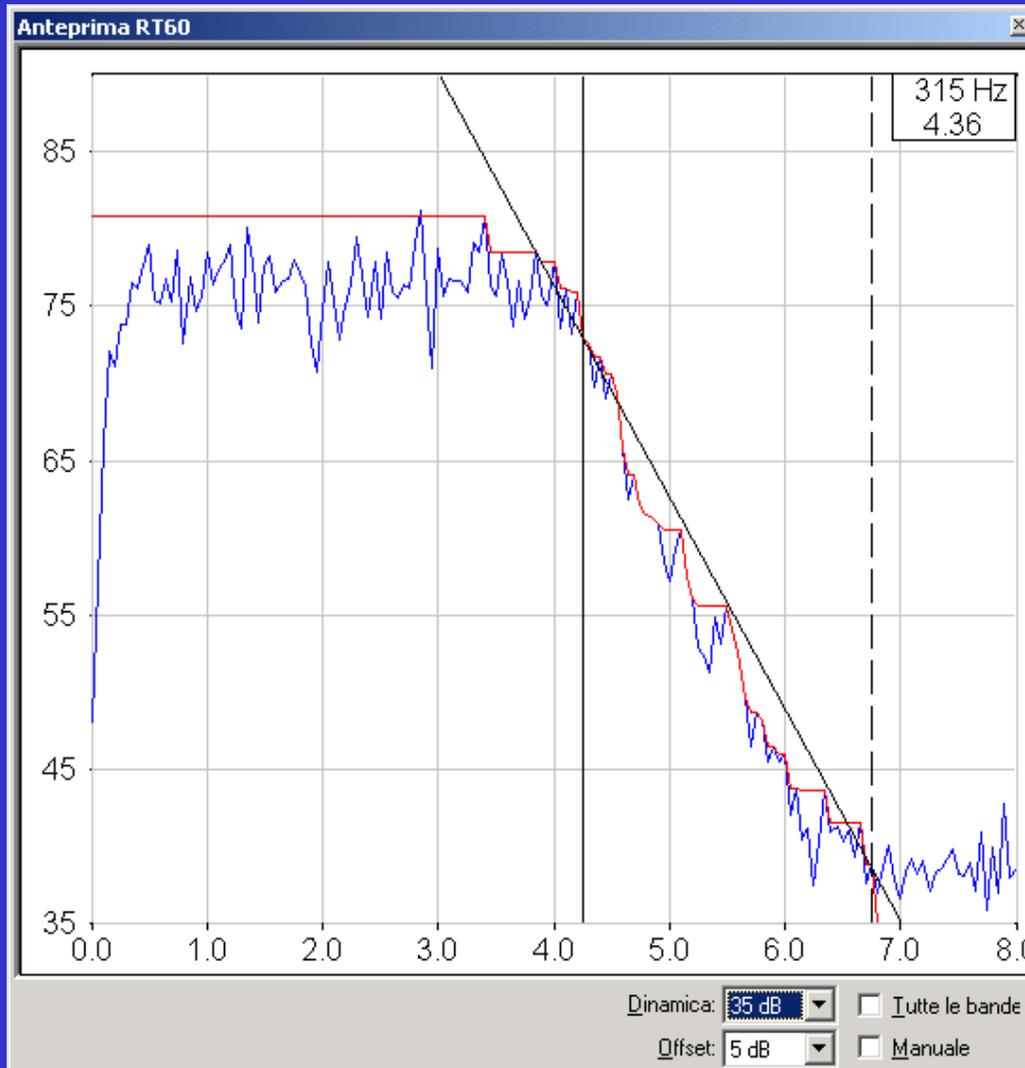
Con tecnica digitale

La norma ISO 3882 – 1 (anno 2004) ed ISO 3882 – 2 (anno 2003) non esclude nessun metodo di eccitazione della sala per dedurre la risposta all'impulso.



L'esempio della misura del tempo di riverberazione

Con tecnica digitale



La risposta all'impulso è desunta con tecniche digitali mediante eccitazione della sala con suoni deterministici (MLS o Sine Sweep) sintetizzati da un calcolatore che, nel contempo, riceve il segnale da un microfono.

Il PC confronta la serie temporale inviata (a lui nota) e quella ricevuta (modificata dalla risposta acustica della sala) e determina la funzione di trasferimento o la risposta all'impulso. Il filtraggio per bande di frequenza e la conversione in decadimento del livello è effettuata analiticamente dal calcolatore.

La miniaturizzazione dei circuiti analogici

Lo sviluppo degli strumenti di misura in acustica, dall'inizio del secolo scorso fino agli anni ottanta, è stato orientato verso la misura della pressione sonora e del relativo spettro in frequenze incoraggiato dallo sviluppo dell'elettronica analogica e della miniaturizzazione dei componenti .



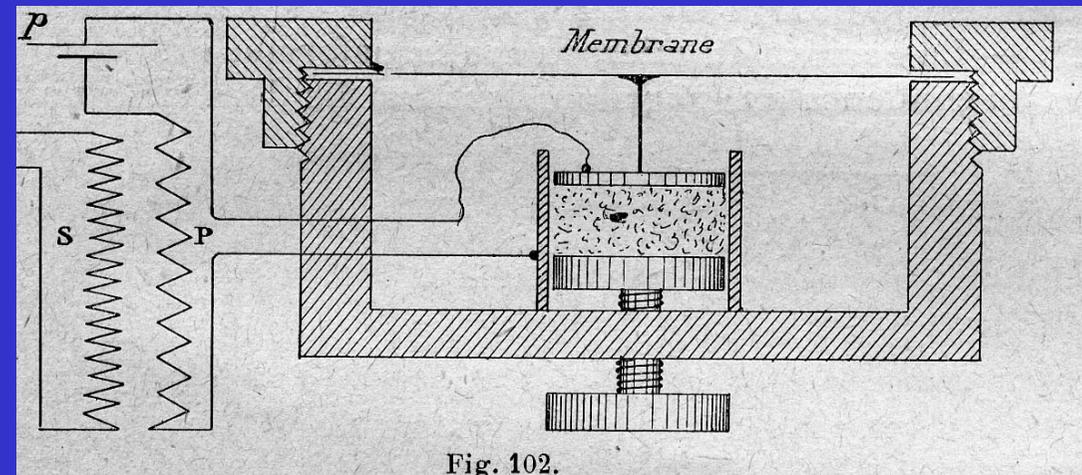
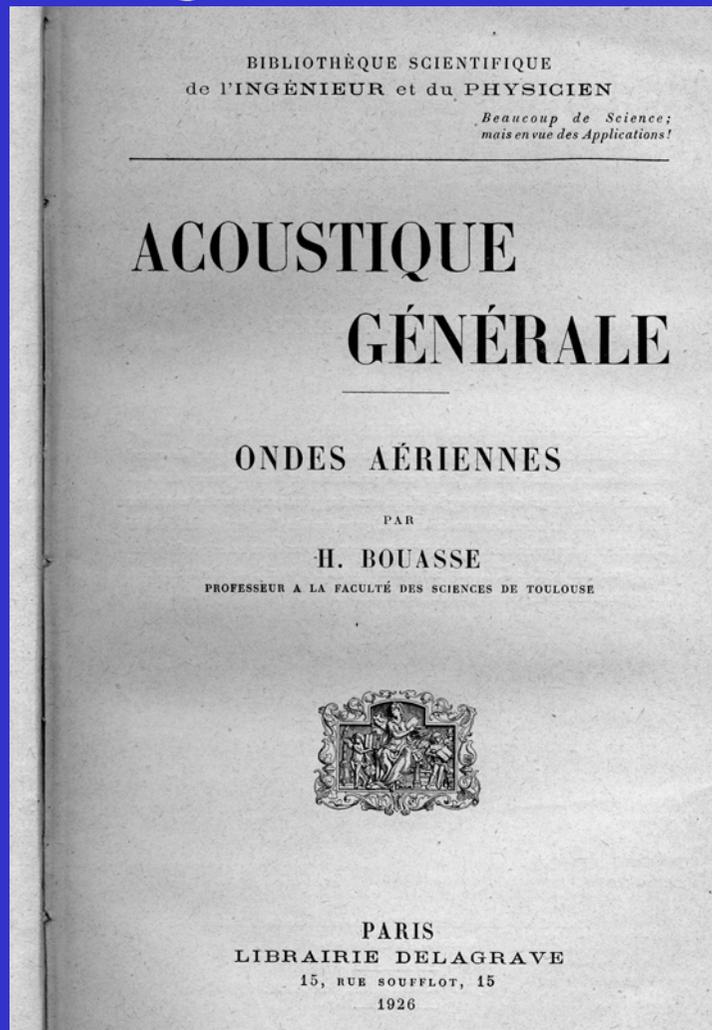
Dalla valvola al circuito integrato

Si dispone di:

- **Microfoni tarati**
- **Registratori grafici di livello sonoro**
- **Oscillatori ed analizzatori comandati direttamente dal motore del registratore grafico**
- **Analizzatori in frequenza in tempo reale che, pur basati su analisi FFT e filtri digitali rientrano nella sfera della strumentazione utilizzata con approccio analogico .**

L'acustica si separa dal capitolo della fisica

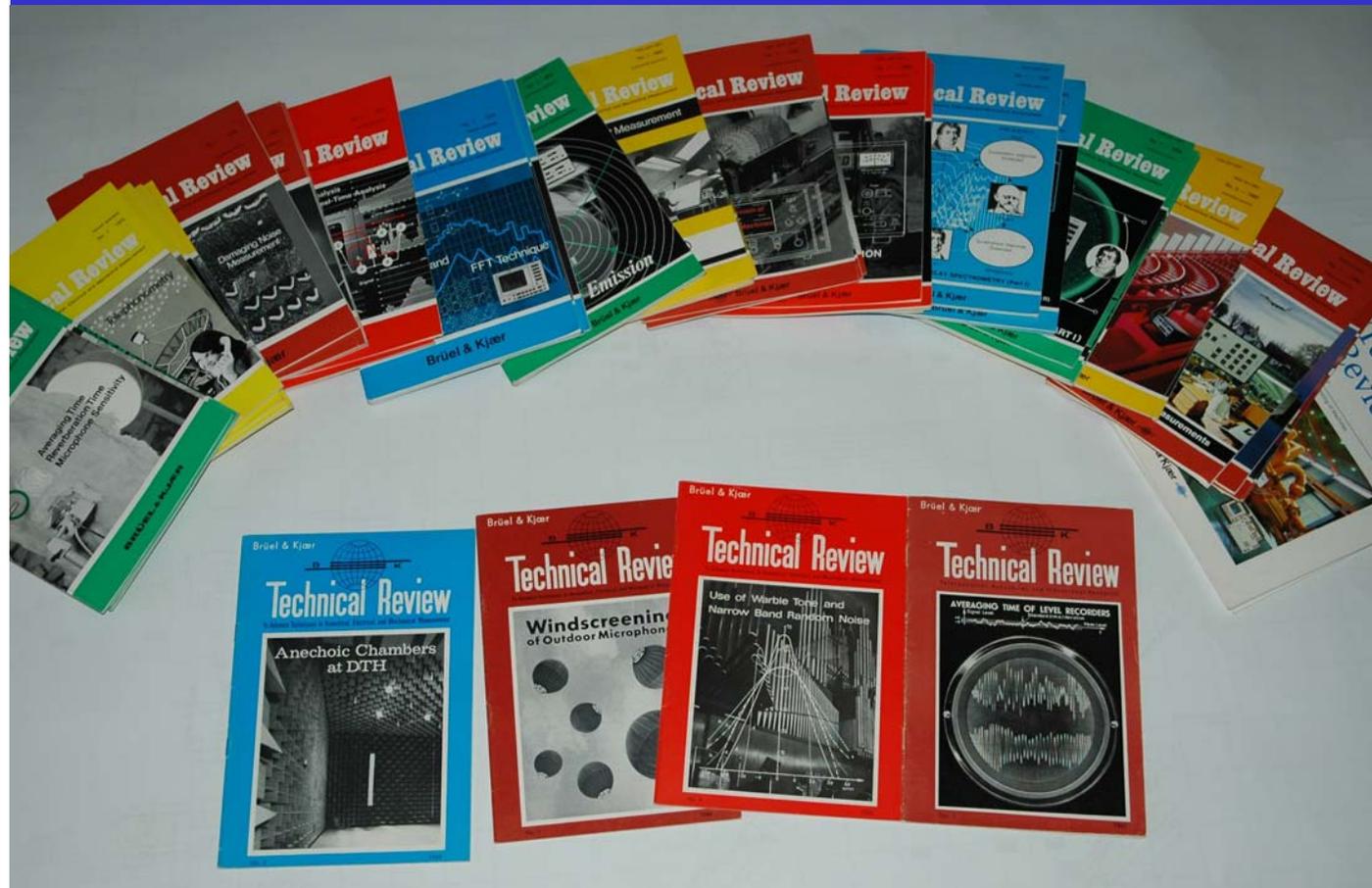
Negli anni successivi alla prima guerra mondiale compaiono i primi testi di acustica .



**Schema di microfono a carbone
estratto dal trattato di acustica
generale del Prof. BOUASSE
(anno 1926)**

L'acustica diventa anche una scienza applicata

Lo sviluppo della strumentazione e le tecniche di analisi in acustica sono efficacemente pubblicate nella rivista "Technical Review" della Brüel & Kjær



Quattro bollettini
annui ricchi di
teoria e pratica
per l'uso della
strumentazione
prodotta dalla
società Brüel &
Kjær

I primi misuratori di livello sonoro



Gli analizzatori analogici con filtri di tipo eterodina

Analizzatore di spettro
B&K 2107

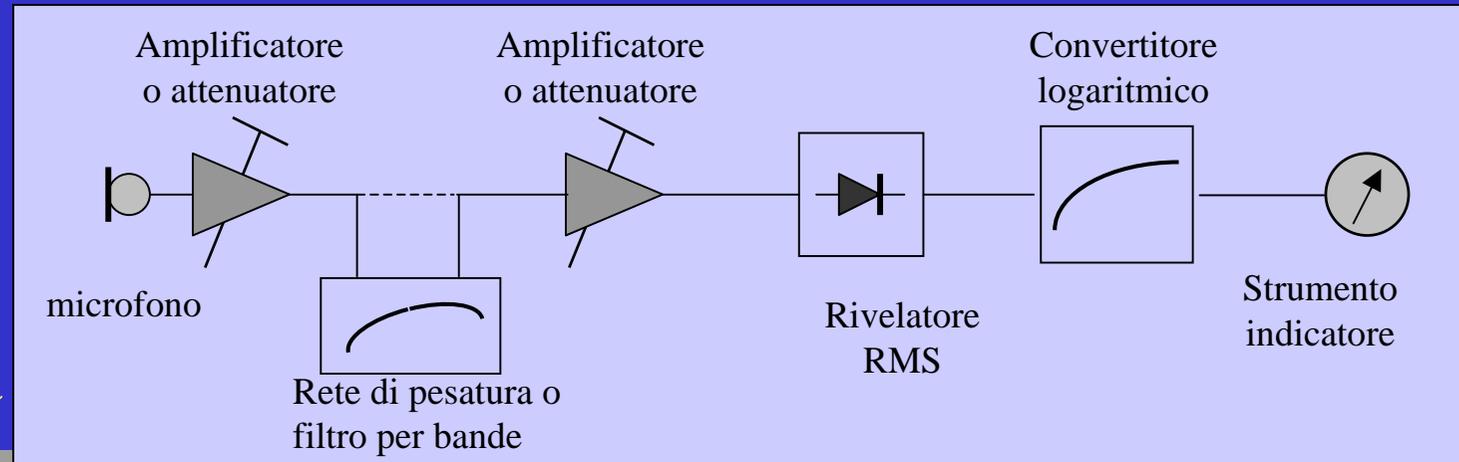
Registratore grafico di
livello B&K 2305



Albero di collegamento

Gli analizzatori analogici con filtri di tipo eterodina

Schema di un
misuratore
analogico di
livello di
pressione sonora



I misuratori di livello sonoro ed i registratori grafici di livello dispongono di una sezione per la misura del vero valore efficace o RMS

La misura del vero valore efficace o RMS

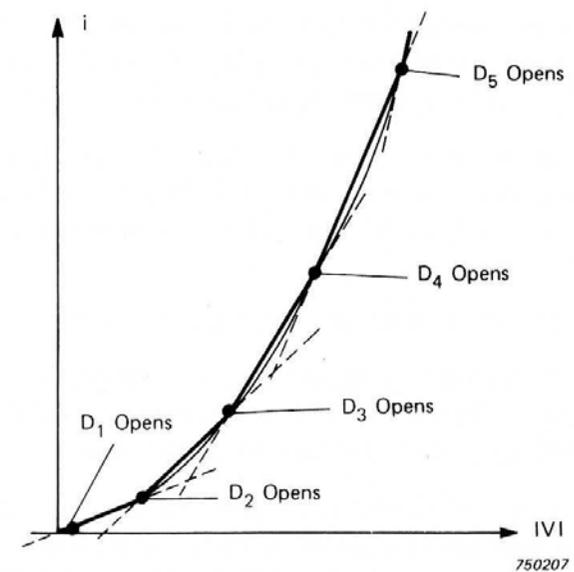
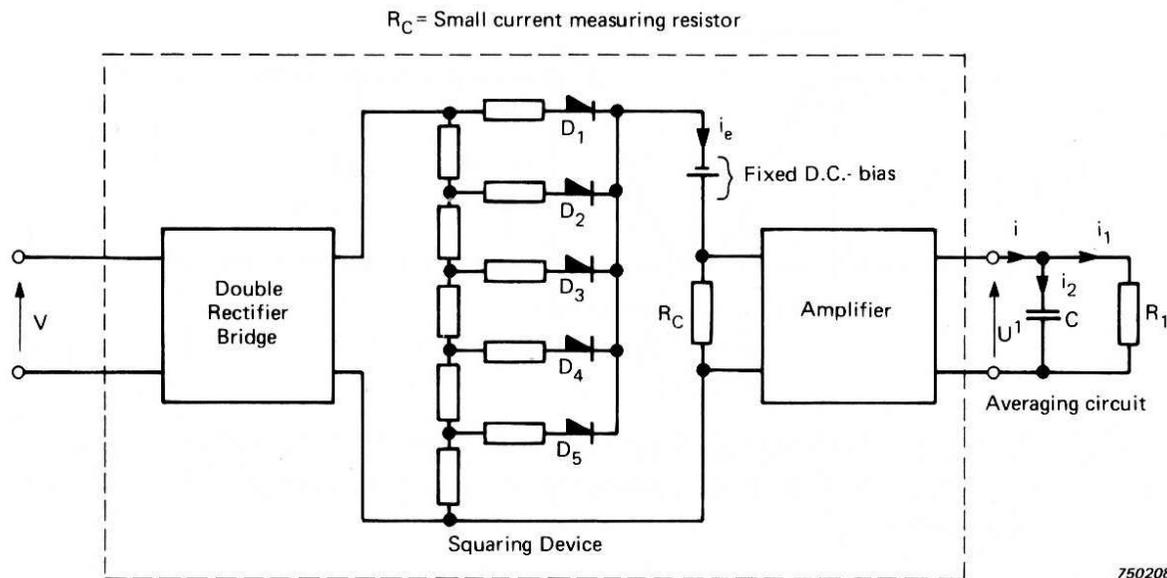
Approccio analogico per la misura del vero valore efficace della pressione sonora $p(t)$

Il valore efficace della pressione sonora è fornito dalla relazione

$$P_{RMS} = \sqrt{\lim_{T_A \rightarrow \infty} \frac{1}{T_A} \int_0^{T_A} p^2(t) dt}$$

Il circuito analogico per la funzione quadrato e media

La risposta corrente i verso il modulo della tensione V d'ingresso



Ambito di sviluppo della tecnica digitale

La metrologia digitale in acustica utilizza un calcolatore corredato di periferiche atte alla conversione del segnale Analogico in Digitale



Anno 1974 – Calcolatore per l'analisi dei segnali con tecnica digitale (Istituto Elettrotecnico Nazionale "G. Ferraris" di Torino)

Il calcolatore Digital PDP 11 con memoria di 32 kB è munito di convertitore A/D bicanale a 12 bit e convertitore D/A a 10 bit.

Ambito di sviluppo della tecnica digitale

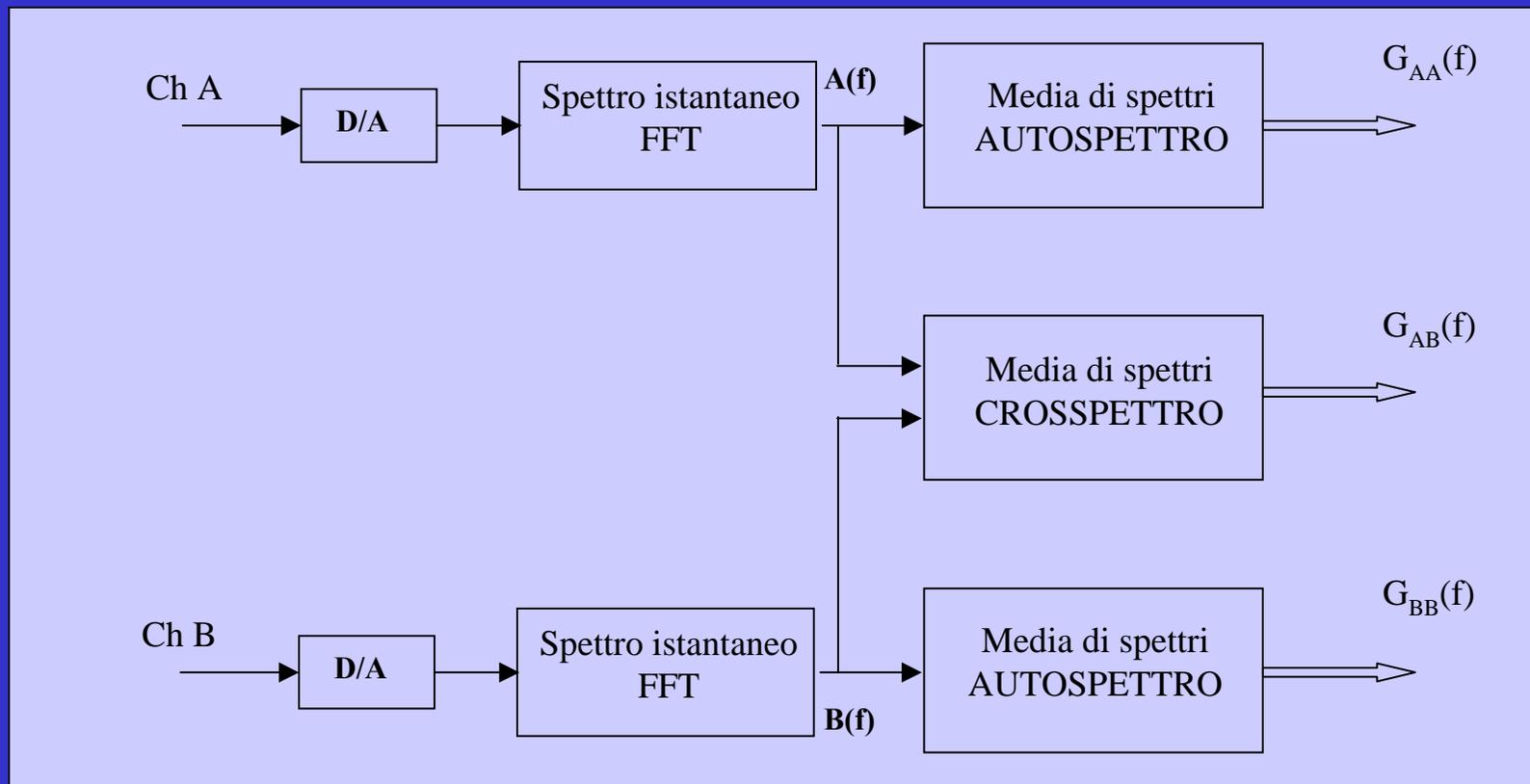
Il segnale da analizzare, registrato su nastro magnetico mediante registratore Nagra IV, può subire un preliminare trattamento con strumenti analogici.



- **Trasformata di Fourier FFT**
- **Funzione di autocorrelazione**
- **Funzione di mutua correlazione**
- **Risposta all'impulso**
- **Funzioni di trasferimento**
- **Funzioni di coerenza**

Ambito di sviluppo della tecnica digitale

Le applicazioni in acustica di un sistema bicanale digitale di analisi dei segnali

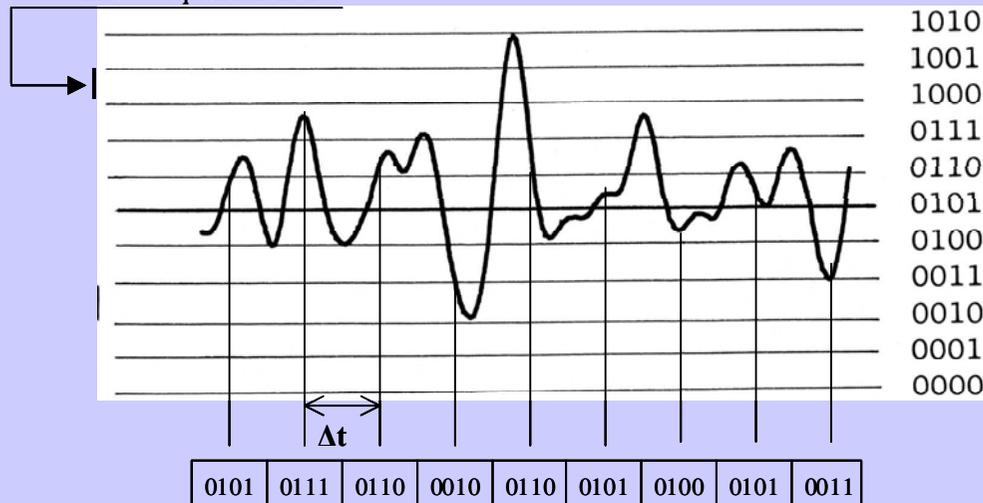


Schema di principio per il calcolo della funzione di spettro mutuo o Cross Spettro $G_{AB}(f)$

Analisi numerica dei segnali

Campionamento ed algoritmi di calcolo

Errore di quantizzazione

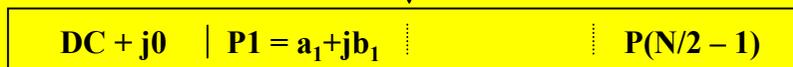


Il campionamento di un segnale analogico deve rispettare precise regole per evitare errori di aliasing, Leakage etc.

B0 - Blocco di N numeri reali ottenuti dal campionamento di $p(t)$



FFT



B1 - Blocco di N/2 numeri complessi ottenuti dall'algoritmo FFT

La FFT di una serie temporale di N numeri reali produce N/2 numeri complessi

Convertitori a più ingressi producono matrici di numeri reali e matrici di numeri complessi a seguito della FFT

Ambito di sviluppo della tecnica digitale

Le principali applicazioni

- **Densità spettrali di potenza coerenti con gli ingressi per la identificazione delle sorgenti**
- **Determinazione di Momenti di ordine superiore (curtosi ed asimmetria) per studi di segnali non lineari**
- **Determinazione delle funzioni di densità spettrale di potenza di ordine superiore (esempio bispettri) e funzioni di coerenza per studi di fenomeni non lineari.**
- **Uso della trasformata di Hilbert per la generazione di funzioni di inviluppo e studi sulla casualità di fenomeni**
- **Impiego delle Wavelets (ondine) per l'analisi e la simulazione di fenomeni transitori.**
- **Procedure per l'analisi spettrale di tipo parametrico per misure di breve durata.**
- **Determinazione della funzione di trasferimento della modulazione per il calcolo degli indici di intelligibilità del parlato (STI, RASTI etc).**

L'intensimetria acustica come applicazione dell'analisi di serie temporali – Determinazione della potenza sonora

La misura dell'intensità acustica in un punto è possibile grazie alla misura del vettore velocità $\vec{u}(t)$



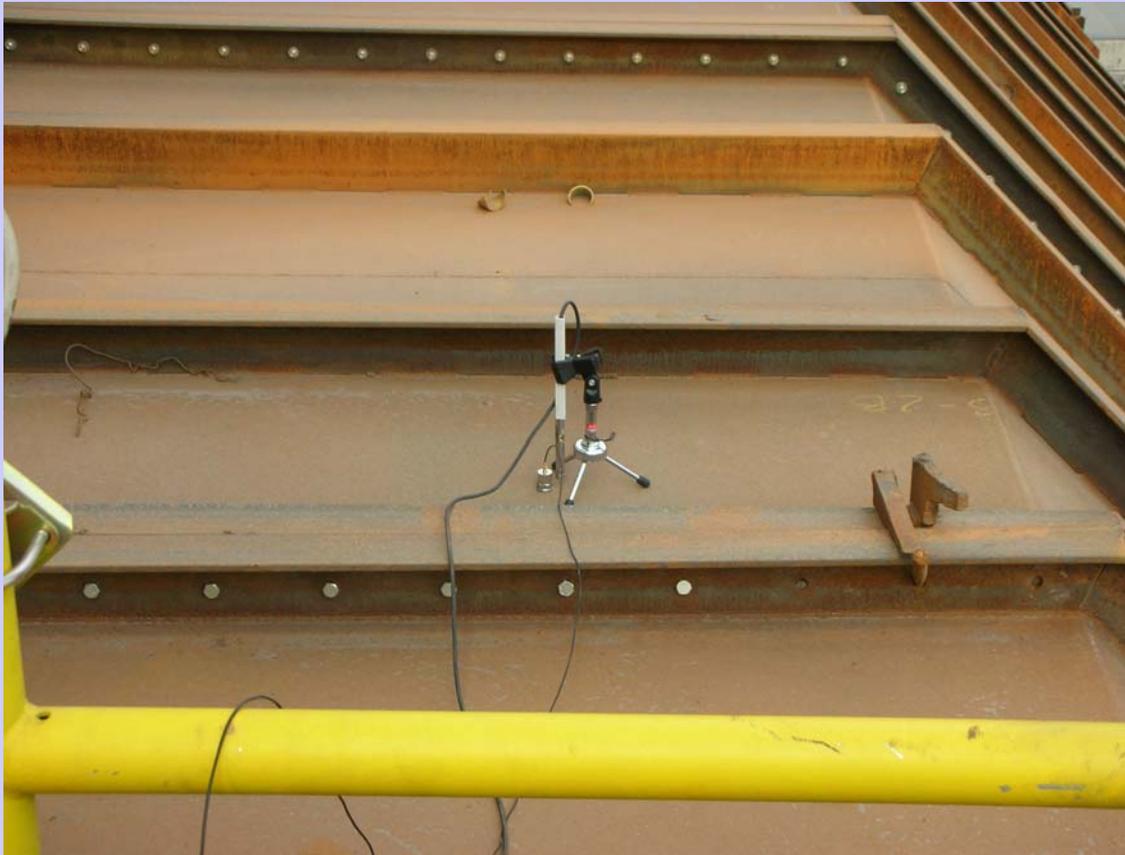
I modelli matematici utilizzati per la previsione d'impatto acustico richiedono i dati di potenza della sorgente sonora.

La misura della potenza sonora avviene attraverso la misura della intensità su una superficie che racchiude la sorgente.

Non è possibile derivare la potenza dalla sola pressione sonora

L'intensimetria acustica come applicazione dell'analisi di serie temporali – Determinazione della potenza sonora

La potenza irradiata per unità di superficie può essere ricavata attraverso la velocità di vibrazione $u(t)$ del corpo irradiante



Il prodotto tra il vettore velocità e lo scalare pressione forniscono l'intensità acustica sull'elemento di superficie.

La misura della potenza sonora avviene attraverso la misura della intensità su una superficie che racchiude la sorgente

L'intensimetria acustica come applicazione dell'analisi di serie temporali – Determinazione della potenza sonora

Il vettore velocità $\vec{u}(t)$ può essere ricavato più agevolmente dalla misura del gradiente di pressione rilevato mediante l'analisi del segnale



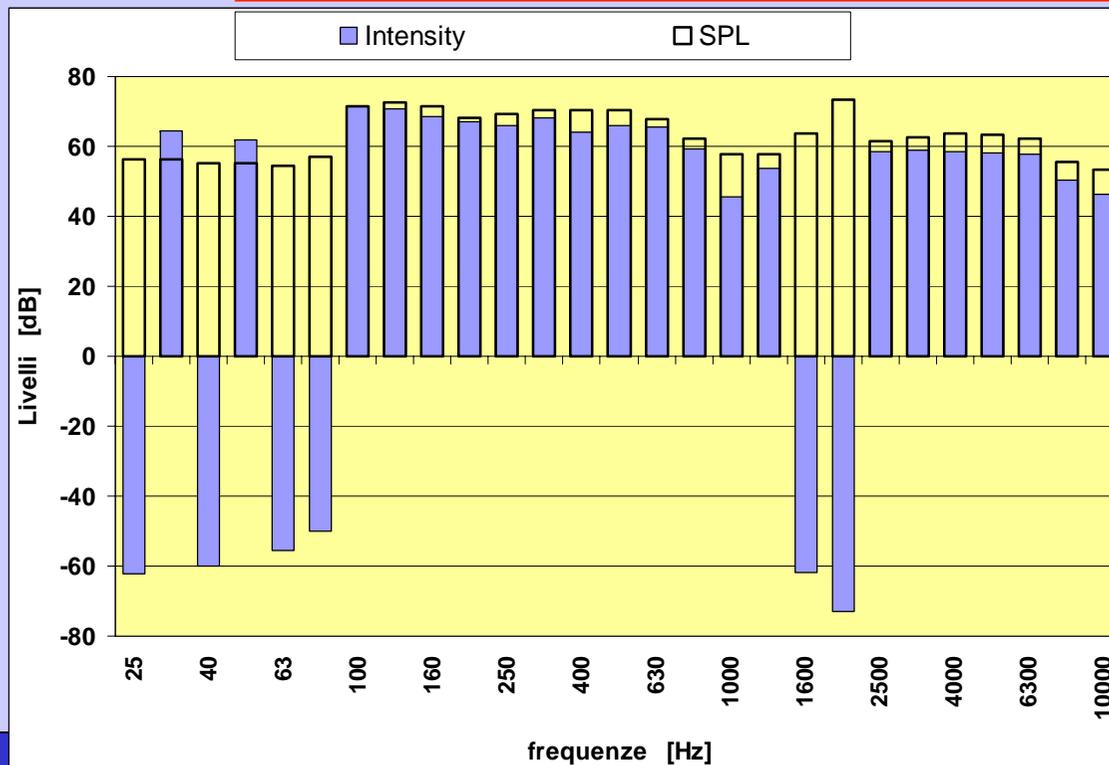
Due microfoni posti alla distanza di pochi millimetri rilevano contemporaneamente, lungo la congiungente dei rispettivi centri acustici, due segnali di pressione.

I segnali vengono inviati ad un analizzatore bicanale.

L'intensimetria acustica come applicazione dell'analisi di serie temporali – Determinazione della potenza sonora

Il vettore intensità acustica \vec{I} è desunto dal calcolo dello spettro mutuo G_{AB} tra i segnali dei due microfoni e dagli autospettri dei segnali dei singoli microfoni.

$$\vec{I} = I_r + jJ_r = -\frac{1}{\omega\rho\Delta r} \Im G_{AB} + j\frac{1}{\omega\rho\Delta r} (G_{AA} - G_{BB})$$



La componente attiva dell'intensità I_r si propaga nella direzione r . La componente reattiva J_r è responsabile di fluttuazioni dell'energia sonora dal campo vicino alla sorgente e viceversa.

In figura lo spettro della componente attiva dell'intensità confrontato con lo spettro di pressione SPL