

## Capitolo 4

### Tecnica di analisi on-line

#### 4.1 Introduzione

L'analisi in tempo reale di un sistema complesso comporta la scelta di tecniche di analisi di tipo statistico e di tipo spettrale semplici come la FFT o la PSD.

Analisi più accurate, con l'applicazioni di tecniche più sofisticate, che richiedono un elevato peso computazionale, saranno sviluppate servendosi di registrazioni dei dati memorizzati.

Questo aspetto è valido sia per il segnale acquisito dagli accelerometri che per il "rumore" acquisito dai microfoni, mentre i sensori acustici permettono lo sviluppo di tecniche on-line molto semplici, le quali richiedono il conteggio di alcuni parametri caratteristici del segnale ( conteggi,picchi ed etc.), permettendo di osservare l'eventuale nascita e progressione del difetto dal loro aumento in numero.

#### 4.2 Metodi statistici

Nel progettare un sistema di allarmi che intervengano per bloccare la macchina all'insorgere di fenomeni di danneggiamento, sono stati utilizzati i seguenti parametri statistici :

- RMS;
- Crest Factor ( CF ) o fattore di cresta;
- Kurtosis.

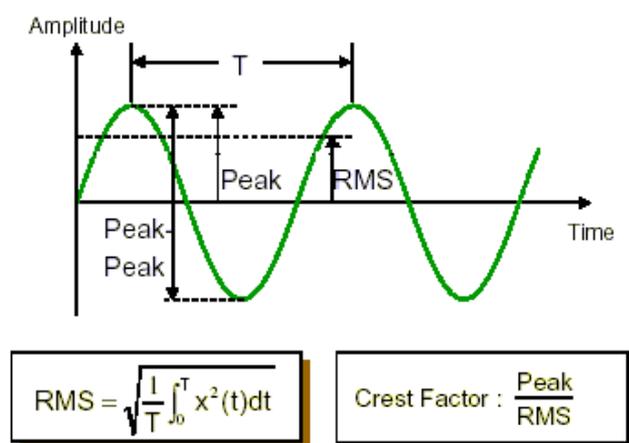


Figura 4- 1 Definizione di RMS e CF

### 4.2.1 RMS

Il valore RMS (valore quadratico medio), è il valore continuo che misura il contenuto energetico del segnale, applicando la semplice equazione:

$$\text{RMS} = \sqrt{\frac{1}{N} \sum_{i=1}^N x^2(i)} \quad [4.1]$$

Per ottenere il valore RMS, il segnale viene elevato al quadrato, si esegue la sommatoria dei valori nel tempo, ed infine viene eseguita la radice quadrata della media risultante.

Si tratta di un parametro che identifica il difetto, segnalando attraverso il proprio aumento.

Non è un processo di individuazione di carattere generale, ma permette di definire una linea di base, corrispondente al funzionamento corretto, e di conseguenza di definire un indice di discriminazione difetto/ non difetto del tipo:

$$V^* = \frac{V_{\text{RMS}}(t)}{V_{\text{RMS}}(\text{base})} \quad [4.2]$$

dove con  $V_{\text{RMS}}$  si è indicato il valore efficace della velocità di vibrazione, denominato Severità delle vibrazioni.

Dal punto di vista diagnostico  $V_{\text{RMS}}$  è un parametro di non elevata sensibilità in quanto tende ad appiattire il peso di eventuali componenti impulsive.

Nella diagnostica i parametri che si possono utilizzare per eseguire l'analisi del segnale sono principalmente tre:

- Spostamento;
- Velocità;
- Accelerazione.

La scelta dipende dal campo di frequenza che si analizza.

Si utilizza lo spostamento nel range tra 2-10 Hz su parti stazionarie come supporti, piedi e flangie, mentre nel range 2-1000 Hz direttamente sugli alberi.

La velocità nel range 10-1000 Hz su parti stazionarie, mentre l'accelerazione è comunemente usata su parti stazionarie quando si supera i 1000Hz

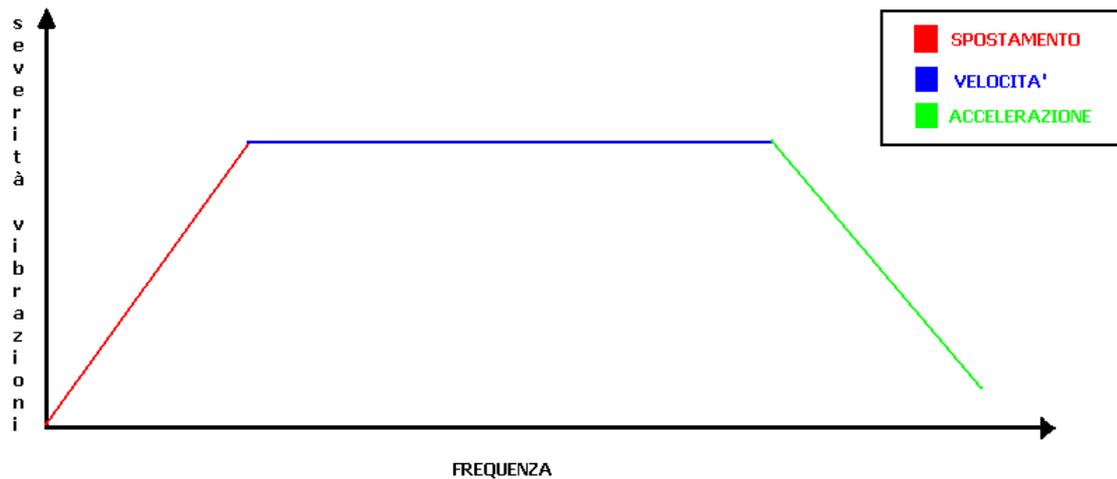


Figura 4- 2

La velocità è il parametro comunemente adottato nella valutazione di ingranaggi industriali, mentre nel nostro caso, data l'elevata velocità di regime richiesta,  $\approx 9000$  rpm, si utilizza direttamente il valore dell'accelerazione ricavato dal sensore accelerometrico.

Esistono in commercio accelerometri che possiedono un circuito interno integrato che gli consente di integrare il segnale fornendo in uscita il valore della velocità:

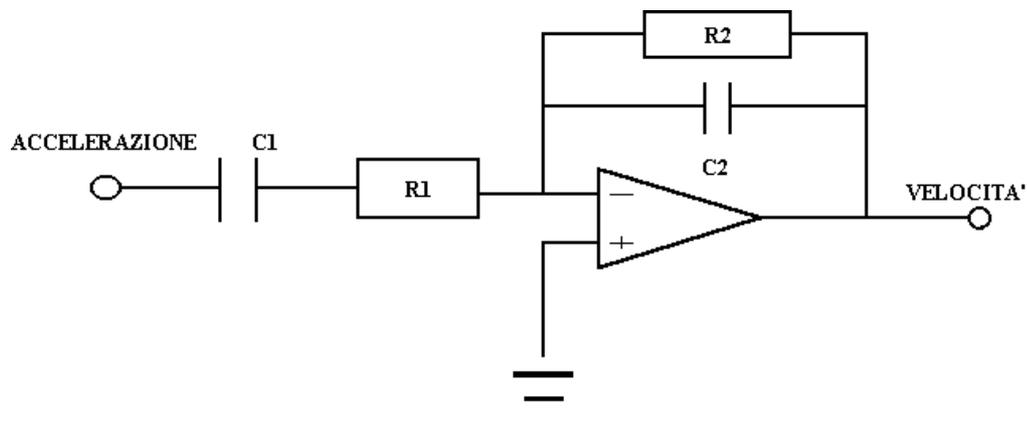


Figura 4- 3 Schema del circuito integrale

### 4.2.2 Crest Factor

Il Crest factor (CF) è definito come rapporto tra livello di picco e livello efficace (RMS) di un segnale alternato:

$$CF = \frac{\text{Picco}}{\text{RMS}}$$

Per un'onda sinusoidale il valore del fattore di cresta è pari a 1,414.

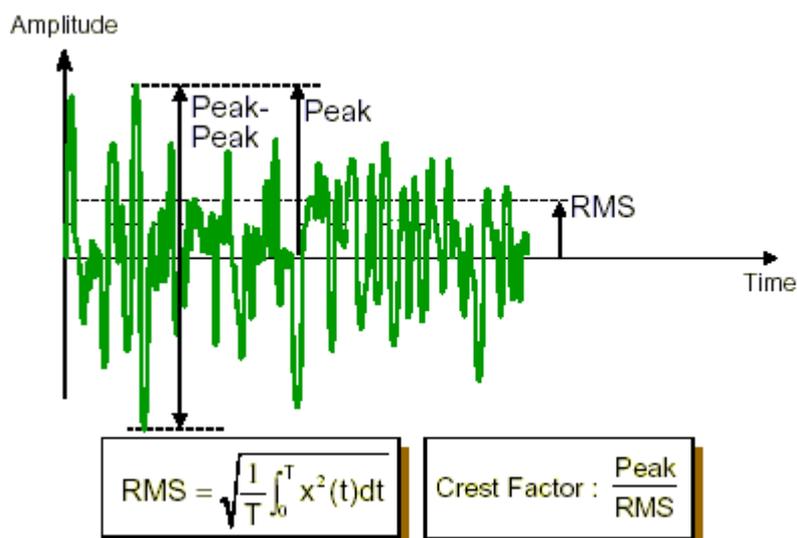


Figura 4- 4 Schema del RMS e del CF in un segnale random

### 4.2.3 Kurtosis

Il Kurtosis è un indicatore statistico, risultato di un algoritmo di calcolo effettuato su di un determinato campo di frequenza del segnale temporale, che permette di definire il carattere impulsivo di un segnale.

E' un parametro adimensionale, definito come il quarto momento statistico della distribuzione dei dati, che confronta la distribuzione attuale dei dati con una distribuzione di tipo Gaussiana, come mostrato dalla fig.4-5 dove viene riportata la distribuzione gaussiana e quella relativa ad un segnale impulsivo. Misurando l'entità dei picchi della distribuzione, la Kurtosis caratterizza l'appiattimento della densità di probabilità di un segnale.

In assenza di fenomeni impulsivi nel segnale temporale (segnale a distribuzione Gaussiana), il valore della **Kurtosis** è 3 mentre può raggiungere un valore maggiore di 50 in presenza di eventi impulsivi.

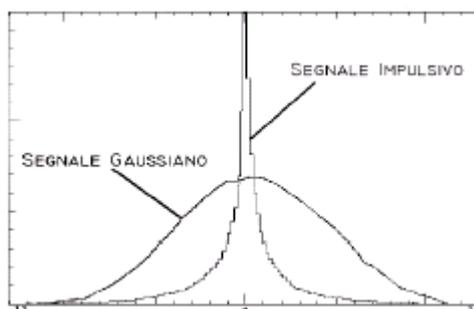


Figura 4- 5 confronto tra distribuzione di segnale impulsivo e gaussiano

Nella figura 4-6 gli impulsi, evidenziati dai rettangoli tratteggiati, generati da un difetto del cuscinetto incrementano l'indicatore **Kurtosis** da  $K=3$  a  $K=11$ .

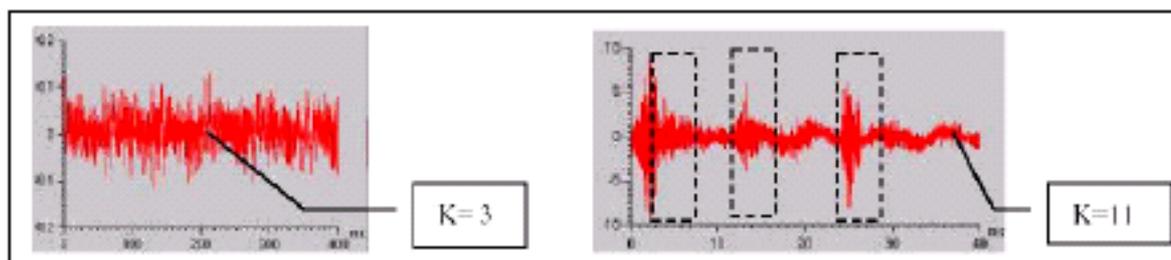


Figura 4- 6 rappresentazione e valore tipico del kurtosis

Basandosi sul confronto tra distribuzioni di segnali e la distribuzione gaussiana, il **Kurtosis** non è adatto, come parametro diagnostico, in macchine generatrici di impulsi periodici, mentre è vantaggioso per il monitoraggio delle macchine rotanti dove può essere usato in alternativa alla misura del valore globale, o come verrà illustrato successivamente, in collaborazione con il RMS.

Questo parametro, come mostrato in figura è, quindi, molto sensibile agli impulsi; la sua equazione è rappresentata dalla formula seguente:

$$\text{Kurtosis} = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N \left( \frac{x(i) - \mu}{\sigma} \right)^4 \tag{4.3}$$

con  $\mu$  : media, momento del 1° ordine;

$\sigma$  : scarto tipo, momento del 2° ordine;

e nel caso di un segnale centrato (a media nulla) lo scarto tende al valore efficace o valore RMS.

La tabella 4-1 fornisce valori tipici del Kurtosis per vari tipi di segnale.

Tipo di segnale	Valore della Kurtosis
Sinusoidale	1.5
Quadrato	1
Gaussiano	3
Impulsivo	>3

Tabella 4- 1

L'indicatore Kurtosis ha l'inconveniente di diminuire quando i difetti divengono molto importanti ed il danneggiamento si estende ai denti vicini al 1°dente che si è criccato, mentre l'RMS continua ad aumentare costantemente, sebbene in misura minore.

La figura 4-7 mostra che il Kurtosis, unitamente ad altri parametri statistici, sviluppati presso i laboratori Nasa, segnala, con un buon anticipo la rottura del 1° dente, e, successivamente, all'aumentare del danno, il Kurtosis diminuisca rapidamente fino a non segnalare più l'evento.

Contemporaneamente l'RMS continua ad aumentare, sebbene in misura minore.

Da qui l'idea di utilizzare il Kurtosis in parallelo al valore RMS del segnale aumentare al progredire del danno a differenza di tutti gli altri parametri statistici rappresentati.

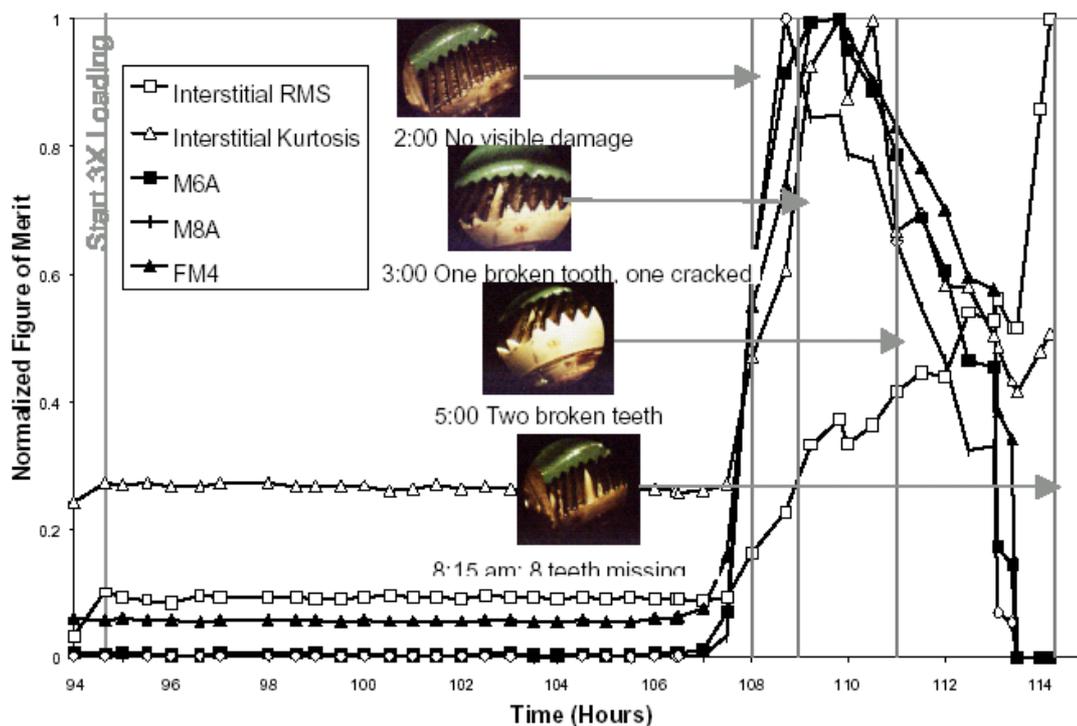


Figura 4- 7 Andamento del kurtosis e del RMS (DA [63])

Nel lavoro [59] (pag. 56-60) sono definiti altri parametri statistici, oltre al Kurtosis e al RMS, alcuni dei quali illustrati nella figura precedente, ovvero :

- NA4;
- NA4\*;
- NB4;
- FM4;
- M6A;
- M8A;

Tali parametri, non utilizzati nel presente lavoro, richiedono operazioni preliminari che ne riducono l'efficacia in tempo reale e non migliorano o anticipano le informazioni sul danneggiamento, rispetto al Kurtosis, come risulta evidente dalla figura precedente per gli ultimi 3 parametri, il FM4, M6A e il M8A.

Nella figura 4-8 viene riportato il segnale relativo alla modulazione in ampiezza di un segnale acquisito da un accelerometro, in cui è stato valutato il fattore di Kurtosis, per dimensioni piccole e grandi del difetto.

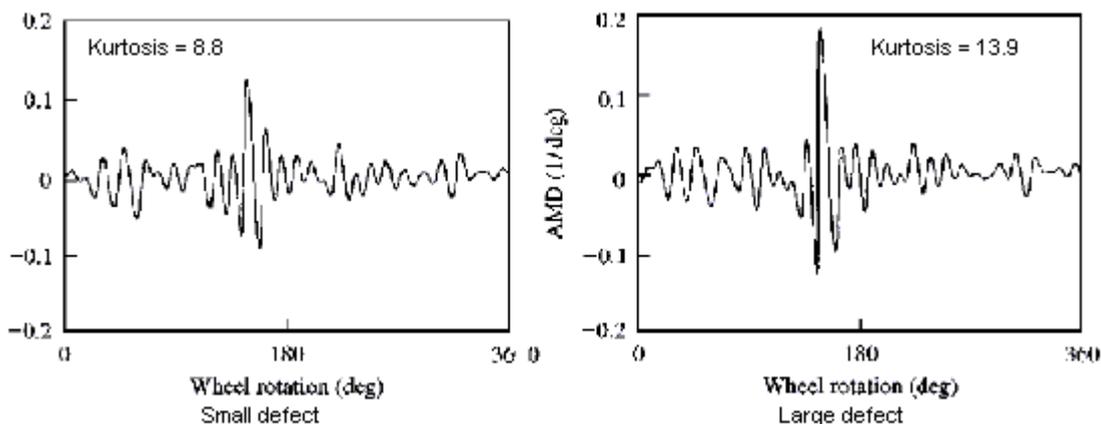


Figura 4- 8 ( DA[60])

Come si osserva, il Kurtosis mostra l'aumento delle dimensioni del difetto, passando da un 8.8 per piccole dimensioni del difetto, ad 13.9 per dimensioni superiori.

## **4.3 ANALISI SPETTRALE**

### **4.3.1 FFT**

L'elevato peso ponderale dei calcoli richiesti dalla DFT hanno spinto verso tecniche di elaborazione più rapide tra cui si è andata ad affermare la FFT ( Fast Fourier Transform ), tecnica che riduce il numero di operazioni necessarie a trasformare una serie temporale di N elementi da  $N^2$  a  $N \log_2 N$ .

#### Esempio

Se il n° dei punti  $N=1024=2^{10}$ , il tempo di calcolo si riduce del rapporto

$$N/\log_2 N = 2^{10}/10 = 102.4$$

Per una corretta applicazione della FFT, è necessario prendere per N un numero pari ad una potenza di 2, ossia  $N = 2^p$ .

L'analisi FFT prevede la cattura di un blocco di dati numerici e la loro trasformazione dal dominio del tempo al dominio della frequenza, per trovare le componenti in frequenza contenute nel segnale da analizzare.

Questo significa che se anche il segnale è continuo, il processo di trasformazione per blocchi lo tratta come un transitorio, problema che viene attenuato utilizzando funzioni finestra nel tempo e analisi in sovrapposizione di blocchi di dati nel tempo, definito overlapping.

Esiste sempre una relazione fissa tra la dimensione del blocco di dati nel buffer temporale e la risoluzione dello spettro risultante, sia in termini di numero di campioni che di valori in frequenza.

Il buffer temporale è il rapporto tra il n° di campioni e la banda di frequenza in esame, e rappresenta l'intervallo di tempo necessario per compiere l'operazione di FFT, al fine di non perdere informazioni, come sarà illustrato nell'esempio successivo.

Il criterio di Nyquist stabilisce che la frequenza di campionamento sia almeno pari a 2.56 volte la frequenza massima di analisi.

La FFT può dare on-line una prima rappresentazione della situazione, a cui occorre associare comunque altre metodologie per assicurare una miglior capacità diagnostica.

A rigore per poter parlare di analisi in tempo reale, on-line, il tempo di calcolo, relativo alle operazioni di filtraggio e rivelazione del valore efficace, deve essere minore del periodo di campionamento,  $T_s$ .

In realtà il concetto di "tempo reale" può estendersi anche quando tale condizione non è rispettata, ma si riesce ad utilizzare tutti i campioni acquisiti.

In particolare un analizzatore di spettro basato su FFT è in grado di eseguire l'analisi senza perdere segmenti temporali del segnale, se è in grado di completare i calcoli e la visualizzazione dei risultati in un tempo inferiore a  $T_s$ .

L'analizzatore FFT può sfruttare la sovrapposizione (overlap) di parte dei segmenti temporali analizzati, se la frequenza massima di interesse è bassa o se il dispositivo di calcolo è molto veloce.

L'overlap consiste nell'utilizzare per ogni blocco di N campioni una parte del blocco precedente e si tratta di una tecnica molto utile quando si utilizzano finestre di ponderazione, in quanto le finestre stesse producono, in assenza di sovrapposizione, la perdita dei dati agli estremi del blocco, tranne nel caso di utilizzo di finestra rettangolare.

Un'analisi in tempo reale per segnali casuali ponderati nel tempo con la finestra di Hanning, finestra utilizzata nella nostra analisi, richiede una sovrapposizione del 66.7%, che poi, per esigenze legate al fatto che la sovrapposizione deve essere fatta su uno spostamento intero di numeri di campioni, di regola utilizza il 75%.

L'analisi in tempo reale pertanto può essere definita come l'analisi che considera tutto il segnale in maniera equa, per tutto il tempo e senza perdita di informazione.

Un blocco di dati temporali, acquisito dalla scheda di acquisizione, viene elaborato dal processore, che calcola la trasformata e lavora su un blocco di dati, mentre il blocco successivo viene acquisito.

Prima di iniziare un nuovo calcolo si deve terminare il calcolo e visualizzare i risultati.

Da qui la necessità di un bilanciamento tra la velocità di calcolo e la frequenza di campionamento.

### Esempio

Se si ha un buffer nel tempo di acquisizione di 4096 campioni con una banda di frequenza fino a 20 kHz, che per il criterio di Nyquist deve essere moltiplicata per 2.56.

Il buffer nel tempo risultante sarà di  $4096/51200 \text{ sec} = 80 \text{ ms}$ .

Quindi il calcolo FFT deve durare meno di 80 ms per evitare la perdita di informazioni.

Il tempo di registrazione dipende dalla frequenza di campionamento.

Se l'intervallo necessario in frequenza aumenta il buffer, mantenendo lo stesso numero di campioni, diminuisce.

Ma il tempo di analisi FFT è fisso, in quanto funzione del processore e dell'algoritmo utilizzato, e quindi, all'aumentare della frequenza di analisi, l'analizzatore, ad un certo punto, raggiunge la "frequenza di tempo reale" oltre la quale non viene più soddisfatto il criterio del tempo reale.

In realtà la frequenza in cui si può ritenere valida l'ipotesi di operare in tempo reale non può essere la frequenza di tempo reale, ma sarà una frequenza minore, dipendente dalla particolare finestra temporale di ponderazione utilizzata al fine di evitare i fenomeni di troncamento.

Se, ad esempio, si utilizza una finestra di ponderazione di Hanning, che presenta la forma di un coseno quadro, con la quale si dà maggior risalto ai dati centrali del buffer, si deve necessariamente ricorrere ad un overlapping del 66%, al fine di non perdere dati.

Questo significa che il tempo di calcolo del processore tratterà solo 1/3 di dati nuovi e di conseguenza la vera frequenza di tempo reale si riduce ad 1/3 di quella prima specificata.

Gli errori dovuti ad un insufficiente overlapping possono essere elevati in un ingranaggio in quanto può accadere che la frequenza di ingranamento, in riferimento al blocco temporale di acquisizione, può trovarsi nella condizione in cui l'impulso dovuto al contatto dente-dente venga a posizionarsi o al centro della finestra o alle sue estremità, con la conseguenza che la finestra di Hanning può enfatizzarlo o azzerarlo, causando errori molto importanti.

### 4.3.2 PSD: Power Spectrum density

Nella pratica si fa riferimento a dati ottenuti sotto forma di singole registrazioni temporali e se ne considera la stazionarietà o la non stazionarietà, intendendo per stazionarietà quando le proprietà calcolate nel singolo intervallo temporale non variano tra un intervallo e quello successivo, ovvero variano ma in misura minore rispetto alle normali variazioni statistiche relative al campionamento.

Il diagramma PSD, Power Spectrum Density, o autospettro si basa sulla definizione della funzione di autocorrelazione.

#### 4.3.2.1 Funzione di Autocorrelazione

Si considera una singola registrazione campione  $x_k(t)$  ottenuta dalla  $k$ -esima funzione campione di un processo casuale  $\{x_k(t)\}$ .

Si suppone di aver calcolato il valor medio e la funzione di autocorrelazione, mediando nel tempo lungo un breve intervallo  $T$  con istante iniziale  $t_1$ .

Si ha:

$$\begin{aligned}\mu_x(t_1, k) &= \frac{1}{T} \int_{t_1}^{t_1+T} x_k(t) dt \\ R_{xx}(t_1, t_1 + \tau, k) &= \frac{1}{T} \int_{t_1}^{t_1+T} x_k(t) \cdot x_k(t + \tau) dt\end{aligned}\quad [4.4]$$

Quando le proprietà del campione non variano significativamente al variare dell'istante iniziale  $t_1$  allora la registrazione campione è detta stazionaria.

La funzione di autocorrelazione per un processo casuale  $\{x(t)\}$  è definita come il valor medio del prodotto  $x(t)x(t + \tau)$ .

Il processo è campionato all'istante  $t$  e quindi di nuovo all'istante  $t + \tau$  ed il valore medio del prodotto viene indicato con  $E[x(t)x(t + \tau)]$ .  
Se il processo è stazionario, il valore di  $E[x(t)x(t + \tau)]$  è indipendente dal valore dell'istante  $t$  e dipende solo dal tempo di separazione  $\tau$ .

Si può dunque porre:

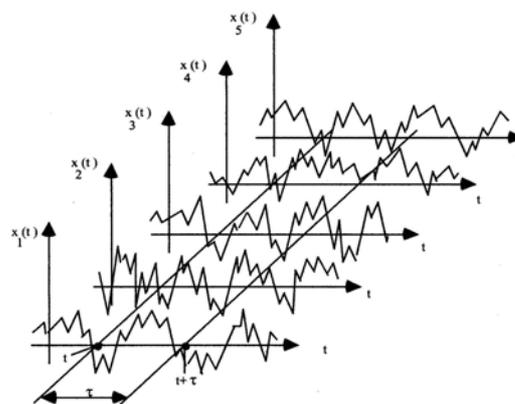


Figura 4-9 (DA[1])

$$E[x(t)x(t + \tau)] = f(\tau) = R_{xx}(\tau) \quad [4.5]$$

con  $R_{xx}(\tau)$  funzione di autocorrelazione per  $\{ x(t) \}$

### 4.3.2.2 Proprietà della funzione di autocorrelazione

Se il processo casuale  $\{ x(t) \}$  è stazionario, il valor medio e la deviazione standard sono indipendenti dal tempo:

$$\begin{aligned} E[x(t)] &= E[x(t + \tau)] = \mu \\ \sigma_{x(0t)} &= \sigma_{x(t+\tau)} = \sigma \end{aligned} \quad [4.6]$$

Quando  $\tau$  tende a zero, la funzione di autocorrelazione tende al valore  $E[x^2] = \psi^2$ , valore quadratico medio.

Quando  $\tau$  tende a  $\infty$ , la funzione di autocorrelazione tende al quadrato del valor medio  $\mu^2$ .

Se il processo è stazionario allora:

$$R_{xx}(\tau) = E[x(t)x(t + \tau)] = E[x(t - \tau)x(t)] = R_{xx}(-\tau) \quad [4.7]$$

E la  $R_{xx}(\tau)$  è una funzione pari di  $\tau$ .

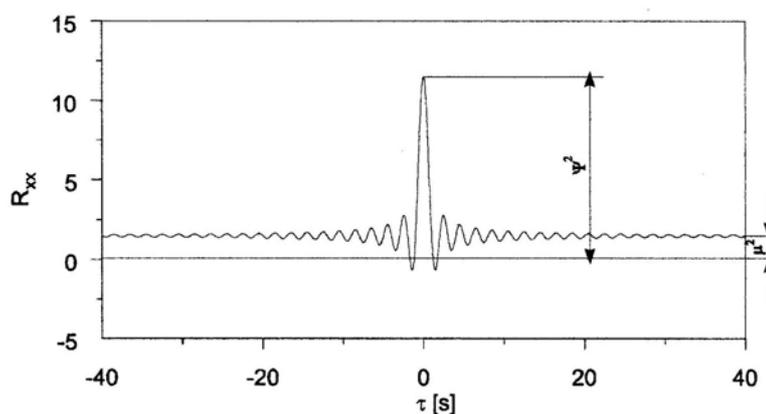


Figura 4- 1(DA[1])

### 4.3.2.3 Funzione di densità spettrale

La storia temporale di una funzione campione  $x(t)$ , appartenente ad un processo casuale che si svolge in maniera naturale non è periodica e non è quindi rappresentabile mediante una serie di Fourier.

Tale difficoltà viene superata eseguendo la trasformata di Fourier non della funzione campione, ma della sua funzione di autocorrelazione  $R_{xx}(\tau)$  che, indirettamente, contiene le informazioni sulle frequenze presenti nel processo.

Si applica alla  $R_{xx}(\tau)$  le trasformate diretta ed inversa di Fourier

$$S_{XX}(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} R_{XX}(\tau) \cdot e^{-j\omega \cdot \tau} d\tau \quad [4.8]$$

$$R_{XX}(\tau) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} S_{XX}(\omega) \cdot e^{j\omega \cdot \tau} d\omega$$

dato che  $\omega = 2\pi \cdot f$  [4.9]

$$R_{XX}(\tau) = \int_{-\infty}^{\infty} S_{XX}(f) \cdot e^{j2\pi \cdot f\tau} df$$

La funzione  $S_{xx}(\omega)$  o  $S_{xx}(f)$  è detta funzione di densità spettrale o autospettro della  $x(t)$ .

In particolare ponendo  $\tau=0$  si ottiene:

$$R_{XX}(0) = \int_{-\infty}^{\infty} S_{XX}(f) df = E[x^2] = \psi_x^2 \quad [4.10]$$

pertanto il valore quadratico medio di un processo casuale stazionario è dato dall'area compresa sotto la curva rappresentante la  $S_{xx}(f)$  in funzione di  $f$ , con  $S_{xx}(f)$  reale, pari nella  $f$  e non è mai negativa.

La funzione densità spettrale  $G_{xx}(f)$  è definita solo tra 0 e  $+\infty$ , ad un solo lato, come:

$$G_{XX}(f) = 2 S_{XX}(f) \text{ per } 0 \leq f < \infty \quad [4.11]$$

ed è rappresentata schematicamente dalla figura successiva.

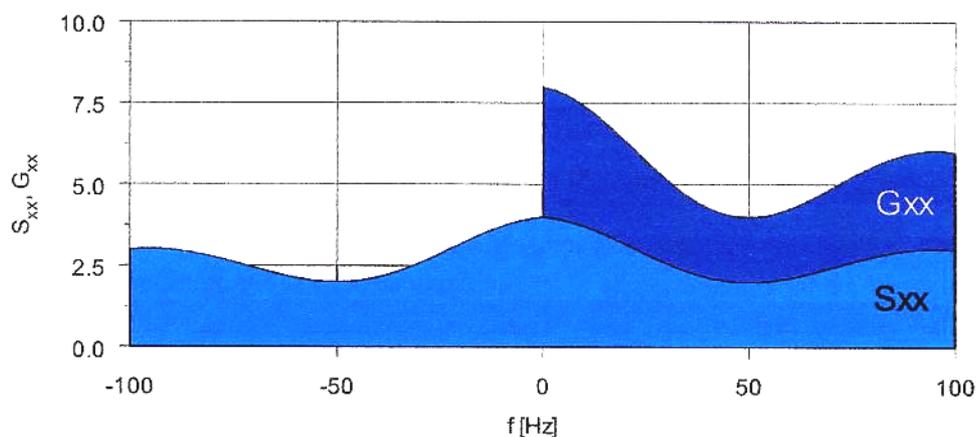


Figura 4- 11 Confronto  $G_{xx}(f)$ -  $S_{xx}(f)$  (DA[1])

Poiché l'area sottesa dalla funzione densità di potenza spettrale  $G_{xx} = 2 S_{xx}$  è uguale al valore quadratico medio  $\psi_x^2$  allora:

$$\begin{aligned} G_{xx}(f) \Delta f &= \psi_x^2(f) \\ G_{xx}(\omega) \Delta \omega &= \psi_x^2(\omega) \end{aligned} \quad [4.12]$$

dove  $\psi_x^2(f)$ , per  $\Delta f$  o  $\Delta \omega$  sufficientemente piccoli, rappresenta il valore quadratico medio associato alla sola generica frequenza  $f$ , ossia  $\psi_x^2(f)$  rappresenta la quota parte di valore quadratico medio filtrato alla frequenza  $f$  di banda.

Il metodo più utilizzato per calcolare la densità di potenza spettrale è numerico, basato sullo sviluppo in serie di Fourier.

Una generica registrazione campione viene suddivisa in  $n_d$  segmenti di uguale lunghezza  $T$ , ciascuno dei quali viene moltiplicato per una finestra opportuna per eliminare le discontinuità che possono essere causa di dispersioni di energia su frequenze vicine a quelle di interesse.

Per ciascuna porzione di segnale  $x(t)$ , considerata periodica, viene eseguita la trasformata di Fourier finita data da:

$$X(f, T) = \int_0^T x(t) e^{-j2\pi \cdot ft} dt \quad [4.13]$$

e la densità di potenza spettrale è data da:

$$G_{xx}(f) = 2 \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} E \left[ \left| X_k(f, T) \right|^2 \right] \quad [4.14]$$

Dato che le espressioni precedenti sono teoriche, data la finitezza di  $T$  e il limitato il numero di campioni che costituiscono l'insieme  $\{x_k(t)\}$ , si utilizza una stima dell'autospettro che minimizza l'errore casuale commesso rispetto alle espressioni teoriche:

$$\overline{G}_{xx}(f) = \frac{2}{n_d T} \sum_{i=1}^{n_d} X_i^*(f, T) X_i(f, T) = \frac{2}{n_d N \Delta t} \sum_{i=1}^{n_d} \left| X_i(f_k) \right|^2 \quad [4.15]$$

In pratica la registrazione  $x(t)$  è stata divisa in  $n_d$  segmenti contigui, ciascuno di lunghezza  $T$

e si campiona il segnale in  $N$  punti distanti  $\Delta t$  e per ciascun segmento viene eseguita la trasformata di Fourier finita, ottenendo:

$$X_i(f_k) = \Delta t \cdot X_{ik} = \sum_{n=0}^{N-1} x_{in} e^{\frac{-j \cdot 2 \pi kn}{N}} \quad [4.16]$$

dove il numero  $N$  di dati usati per il calcolo (block size) è il parametro fondamentale per determinare la risoluzione dell'analisi, data da :

$$\Delta f = 1/T = 1/(N\Delta t) \quad [4.17]$$

#### **4.3.2.4 PSD: Applicazioni**

Come mostrato nelle figure 2-4 e 2-5, il PSD fornisce una valida rappresentazione nella valutazione diagnostica dei vari organi meccanici costituenti un sistema più complesso, in particolare la figura 2-4 riporta l'aumento, nel tempo, della ampiezza della componente frequenziale, relativa ad un ben definito difetto.

In presenza di rappresentazione del segnale sufficientemente "pulita", è possibile osservare l'andamento della ampiezza delle componenti relative a frequenze caratteristiche di difetti.

Si riportano come esempio i risultati ottenuti in [19], relativi ad un difetto sulla pista interna di un cuscinetto a doppia corona di sfere appartenente ad un organo di trasmissione aeronautico che prevede due ruote dentate montate su due alberi supportati da due serie di cuscinetti a sfere e a rulli.

La figura 4-12 mostra lo spettro del segnale in una rappresentazione tridimensionale in cui si riporta la variazione del segnale ad istanti successivi.

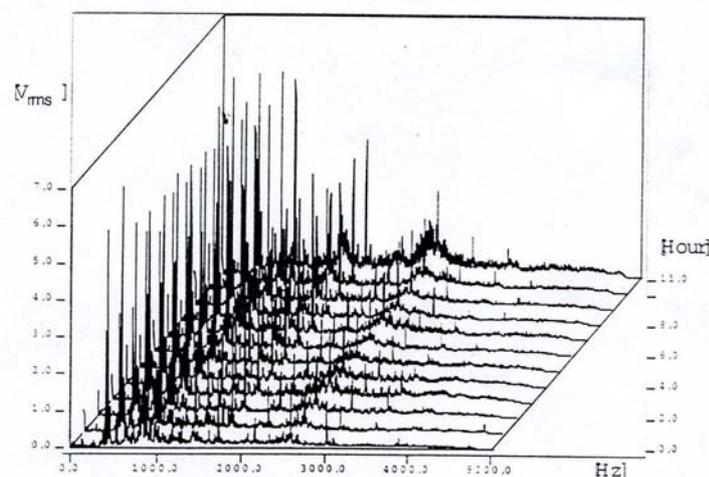


Figura 4- 1 Diagramma waterfall dello spettro (DA[19])

La figura 4-13 mostra, in versione tridimensionale, il corrispondente autospettro che fornisce una rappresentazione decisamente più “pulita”.

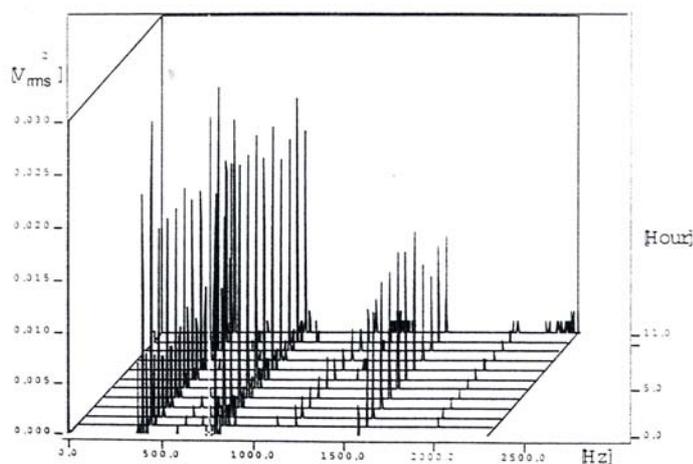


Figura 4- 13 Diagramma waterfall del PSD (DA[19])

La figura 4-14 mostra l’autospettro ad un particolare istante.

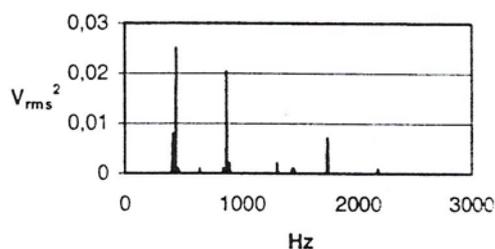


Figura 4- 14 PSD (DA[19])

Analizzando il trend relativo al valore massimo di PSD nell’intorno della frequenza BPFI, frequenza relativa alla presenza del difetto sulla pista interna, si può ritenere di prevedere con un anticipo sufficiente la rottura del cuscinetto, che avverrà alla 12° ora.

In pratica si nota che l’PSD si mantiene pressoché costante, ossia varia ma all’interno di un certo intervallo ( zona compresa tra le linee rosse ), fino al momento in cui si osserva un allontanamento da tale condizione, come mostrato dalla figura successiva (segnalato dalla freccia blu ):

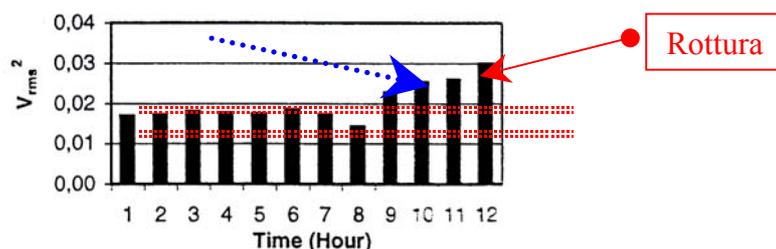


Figura 4- 15 Trend PSD (DA[19])

Controllare il trend dell'PSD fornisce un indicatore di un incipiente rottura dei cuscinetti a rotolamento, permettendo, da una parte di distinguere tra un falso allarme e un rischio reale, e dall'altra di scegliere se sostituire il pezzo difettoso immediatamente, o di attendere, nel caso il valore del massimo di PSD si mantenga entro dati limiti, la prima sosta prevista dal piano di manutenzione.

La procedura di seguire la tendenza del PSD in corrispondenza della frequenza di ingranamento non è idonea ad individuare la rottura dei denti, negli ingranaggi, se non nella fase finale, quando la dentatura si sta rompendo, dove si osserva la diminuzione rapida del valore in ampiezza della  $f_g$ . Nel monitorare un ingranaggio, l'analisi spettrale, sia FFT che PSD, deve comprendere tutto lo spettro caratteristico, in quanto s'individua il danneggiamento dal rapido aumento di componenti frequenziali in quelle zone dove, ad ingranaggio integro, l'attività era pressoché assente.

Tale caratteristica è verificata dai risultati sperimentali come verrà illustrato nel capitolo 9.