



Università degli Studi di Messina
Dipartimento di Ingegneria

Dottorato di Ricerca in Ingegneria e Chimica dei
Materiali e delle Costruzioni (XXIX ciclo)

“Sviluppo di metodologie sperimentali per
il controllo attivo delle vibrazioni e la
riduzione del rumore vibro-acustico”

Tesi di Dottorato di:
Ing. Antonino QUATTROCCHI

Supervisore:
Prof. Ing. Roberto MONTANINI

Coordinatore:
Prof. Signorino GALVAGNO

Triennio 2014/2016

Ringraziamenti

Ringrazio il Prof. Roberto Montanini che mi ha seguito assiduamente, supportato e sostenuto durante questi anni di dottorato. In particolare perché ha scommesso su di me e sulla mia crescita professionale, spingendomi ad affrontare situazioni che non mi sarei mai immaginato di fronteggiare e superare.

Ringrazio il Prof. Antonio Testa, il Prof. Salvatore De Caro, l'Ingegnere Tommaso Scimone e gli altri loro collaboratori per essersi sempre resi disponibili ad aiutarmi.

Ringrazio il Prof. Francesco Lanza di Scalea, l'Ingegnere Simone Sternini e l'Ingegnere Margherita Capriotti che mi hanno accolto e reso partecipe di una realtà differente e stimolate.

Ringrazio la mia famiglia che, come sempre, mi è stata vicina in ogni circostanza.

Sommario

1	Introduzione.....	1
1.1	Argomento della Ricerca	1
1.2	Motivazioni della Ricerca.....	2
1.3	Obiettivi della Ricerca	3
2	Stato dell'arte.....	5
2.1	Il controllo delle vibrazioni e del rumore	5
2.1.1	Sistemi passivi.....	5
2.1.2	Sistemi attivi.....	6
2.1.3	Sistemi ibridi	7
2.2	Il controllo attivo delle vibrazioni e del rumore	7
2.2.1	Tecniche per il controllo attivo delle vibrazioni e del rumore.....	8
3	Cenni teorici e pratici	15
3.1	Definizione del controllo attivo del rumore e delle vibrazioni	15
3.2	Analisi Modale.....	17
3.2.1	Approcci teorico e sperimentale	19
3.2.2	Tecniche sperimentali.....	21
3.3	Misurazioni e modellizzazione sperimentale.....	22
3.3.1	Funzione di risposta in frequenza.....	22
3.3.2	Analizzatore bicanale FFT	23
3.3.3	Errori	24
3.3.4	Forme modali	25
3.3.5	Vibrometria	26
4	Caratterizzazione sperimentale di patch PZT a film sottile: funzionamento come attuatore	28
4.1	Introduzione	28
4.2	Stato dell'arte.....	28
4.3	Materiali e metodi.....	30
4.3.1	Patch PZT	30
4.3.2	Setup sperimentale.....	31
4.3.3	Procedura sperimentale	31
4.4	Risultati.....	32
4.4.1	Modello conduttivo termo-elettro-meccanico	32
4.4.2	Distribuzione della temperatura superficiale della patch PZT	35
4.4.3	Validazione del modello conduttivo termo-elettro-meccanico.....	36
4.4.4	Modello di incertezza	39
4.5	Case study: pannello composito.....	41

4.6	Conclusioni	42
5	Caratterizzazione sperimentale di patch PZT a film sottile: funzionamento come sensore	44
5.1	Introduzione	44
5.2	Stato dell'arte	44
5.3	Materiali e metodi	47
5.3.1	Prototipo di generatore risonante piezoelettrico a sbalzo (RPG).....	47
5.3.2	Setup sperimentale.....	48
5.3.3	Procedura sperimentale	49
5.4	Risultati.....	50
5.4.1	Caratterizzazione elettrica della patch PZT	50
5.4.2	Analisi modale dell'RPG.....	50
5.4.3	Caratterizzazione meccanica della patch PZT	52
5.4.4	Caratterizzazione elettrica dell'RRC	56
5.4.5	Stima dell'efficienza di conversione dell'RPG	58
5.5	Conclusioni	62
6	Implementazione del controllo attivo	63
6.1	Introduzione	63
6.2	Stato dell'arte	63
6.2.1	LabVIEW™	65
6.2.2	CompactRIO.....	65
6.2.3	Controllo ad anello chiuso.....	66
6.2.4	PID.....	67
6.2.5	Il metodo di Ziegler-Nichols	68
6.3	Materiali e metodi	69
6.3.1	Setup sperimentale.....	69
6.3.2	Procedura sperimentale	70
6.3.3	VI per il controllo ad anello chiuso con PID	70
6.4	Risultati.....	72
6.4.1	Calcolo dei parametri del PID secondo il II metodo di Ziegler-Nichols	72
6.4.2	Segnali tipo alla risonanza.....	72
6.4.3	Riduzione della vibrazione alla risonanza	73
6.4.4	Riduzione della vibrazione nell'intorno della risonanza	75
6.5	Conclusioni	77
7	Match Coefficient Approach per l'identificazione dei difetti mediante sensori e attuatori piezoelettrici a film sottile.....	78
7.1	Introduzione	78

7.2	Stato dell'arte.....	78
7.3	Materiali e metodi.....	79
7.3.1	Setup sperimentale.....	79
7.3.2	Procedura sperimentale	79
7.3.3	Algoritmo MAE	80
7.3.4	Velocità dei modi a_0 e s_0	81
7.4	Risultati.....	82
7.4.1	Identificazione delle discontinuità.....	82
7.5	Conclusioni	84
	Ringraziamenti	Errore. Il segnalibro non è definito.
	Bibliografia	85

1 Introduzione

La presente tesi è l'elaborato finale del corso di Dottorato di Ricerca in Ingegneria e Chimica dei Materiali e delle Costruzioni (XXIX ciclo) dell'Università degli Studi di Messina, triennio 2014/2016. Essa è incentrata sullo studio e sullo sviluppo di un metodo di controllo attivo del rumore e delle vibrazioni attraverso sensori, attuatori (quali patch piezoelettriche) e algoritmi basati su regolatori PID. In particolare sono state analizzate le problematiche relative all'utilizzo di questi trasduttori e all'implementazione di strategie di controllo differenti in grado di garantire l'efficacia della tecnica presentata. Infine, viene proposta una metodologia originale, basata sul metodo dei coefficienti di convergenza, per il rilievo di difetti mediante onde ultrasoniche di superficie generate e misurate con film piezoelettrici.

1.1 Argomento della Ricerca

La vibrazione è un fenomeno elastico [1], secondo il quale un corpo oscilla in modo armonico e smorzato intorno alla sua posizione di equilibrio. Il rumore non è altro che la propagazione della stessa vibrazione in aria come onda di pressione. Tuttavia la sua definizione risulta particolarmente soggettiva e controversa: si parla di rumore, e non di suono, quando si ha un'onda non periodica e armonicamente molto complessa.

L'analisi modale permette di conoscere le vibrazioni in evoluzione libera o forzata, che una struttura è in grado di produrre se sollecitata da forze esterne. Esse sono descritte mediante un certo numero di parametri, utili per definire un modello matematico descrittivo del moto del sistema. L'analisi acustica, invece, esamina il rumore. Il suo studio è espletato mediante la rappresentazione dello spettro acustico, dal quale possono ricavarsi le informazioni specifiche per descrivere il comportamento meccanico del sistema.

L'applicazione dell'analisi vibro-acustica si basa sull'intuitiva considerazione di associare la vibrazione al rumore da essa prodotta. In tal modo è possibile comprendere lo stato meccanico di strutture di notevoli dimensioni e impervie da raggiungere con rilevante facilità e riduzione di tempi e costi. In questo senso, il suo utilizzo non è da identificarsi come esclusiva tecnica di progettazione, ma piuttosto come strumento per ottenere dati in grado di controllare l'accuratezza e la completezza delle previsioni teoriche effettuate. In genere, si può affermare che la riduzione delle vibrazioni comporti una conseguente diminuzione del rumore, anche se questi non risultano essere correlate da rapporti lineari.

1.2 Motivazioni della Ricerca

Nell'ultimo cinquantennio i fenomeni vibro-acustici hanno sempre più avuto notevole rilevanza, non solo per le applicazioni tecniche che ne sono derivate, ma soprattutto per le numerose problematiche a cui possono condurre [2, 3]. Tali questioni sono di varia natura e hanno spesso soluzione nella riduzione delle vibrazioni e del rumore, che rappresentano un'imprescindibile necessità sia all'interno delle attività produttive, sia nella semplice quotidianità. Tuttavia, ancora oggi ciò rappresenta un'ambiziosa sfida.

La vibrazione è in grado di produrre rilevanti danni per la salute umana, per i dispositivi meccanici e per i materiali di cui essi sono costituiti. La persona risulta essere soggetta a due principali condizioni:

- esposizione del Sistema Mano-Braccio HAV (Hand/Arm Vibration). Si riscontra in operazioni in cui si impugnano utensili vibranti o materiali sottoposti a vibrazioni o impatti. Questi possono indurre disturbi e lesioni vascolari, osteoarticolari, neurologici o muscolari degli arti superiori;
- esposizione del corpo intero WBV (Whole Body Vibration). Si presenta per coloro che si trovano a bordo di mezzi di movimentazione, di trasporto e in generale macchinari industriali vibranti, che trasmettono vibrazioni al corpo intero. I principali rischi sono lombalgie e traumi del rachide.

Le macchine e i loro materiali subiscono fenomeni di deterioramento e danneggiamento, che possono incidere sul funzionamento e sulla loro vita utile, quali:

- fatica. La sollecitazione indotta da una vibrazione è di tipo dinamico pulsante o alternato e di conseguenza è in grado di produrre uno stato di fatica per il materiale in grado di spingerlo ad un prematuro cedimento (es. cuscinetti);
- fenomeni di usura. L'oscillazione è spesso responsabile di usura, grazie allo sfregamento di una o più parti del sistema tra di esse con altre strutture ed eventualmente col suolo o generici vincoli (es. macchine poggianti al suolo);
- fenomeni di deformazione e rottura. Al raggiungimento delle condizioni di risonanza o di particolari ampiezze della vibrazione è possibile ottenere la rottura o la deformazione del sistema. Nelle strutture multi-materiale ogni porzione presenta una differente risposta vibrazionale e quindi un diverso comportamento che può inficiare sull'intero (es. edifici).

Il rumore, invece, risulta essere principalmente responsabile di danni alla salute umana. È bene distinguere gli effetti in funzione della durata e dell'intensità della trasmissione acustica:

-
- per brevi durate e basse ampiezze il rumore diviene percettibile e poco fastidioso;
 - per brevi durate e grandi ampiezze si presentano stati momentanei di ipoacusia neurosensoriale bilaterale;
 - per grandi durate e basse ampiezze possono insorgere cefalee e stati di riduzione della percezione sensibile;
 - per grandi durate e grandi ampiezze si giunge a completa sordità e danni circolatori di rilevanza notevole.

1.3 Obiettivi della Ricerca

In questo panorama variegato di motivazioni si è scelto di operare attraverso metodologie sperimentali in grado di garantire la riduzione dell'ampiezza delle vibrazioni e quindi del rumore conseguente sulla struttura in esame. Si è operato attraverso lo studio completo di un sistema di controllo e quindi delle sue parti: sensoristica, attuazione e regolazione.

Il primo obiettivo della tesi è quello di osservare i fenomeni termici che intervengono quando la patch piezoelettrica è utilizzata per generare una vibrazione, quindi come attuatore. A questo scopo è stato dato particolare rilievo all'analisi termografica ad infrarossi ed alla modellizzazione in ambito termo-elettro-meccanico per prevederne il riscaldamento. È stata anche valutata l'incertezza dei singoli parametri in gioco per soppesare la bontà del modello proposto.

Il secondo obiettivo è stato identificare la correlazione elettromeccanica di una patch piezoelettrica, utilizzata come sensore dello stato vibrazionale della struttura. In questo caso si è compreso l'effetto della risonanza meccanica sugli altri parametri in esame e si è sviluppato un prototipo di energy harvester in grado di sfruttare tale evento per produrre energia elettrica. In particolare è stata stimata l'efficienza di conversione, estremamente importante per identificare la corretta applicazione, ed è stato realizzato un circuito di raddrizzamento e regolazione per rendere immediatamente disponibile e utilizzabile la potenza elettrica raccolta.

Il terzo obiettivo è l'argomento centrale dello studio. Esso è l'implementazione di un algoritmo di controllo delle vibrazioni e del rumore basato sulla sovrapposizione distruttiva delle vibrazioni, sviluppato in ambiente Labview™. Mediante l'utilizzo di regolatori PID è stata garantita la riduzione dello stato di deformazione che interviene su una determinata struttura oscillante fino alle condizioni critiche. Sono state valutate le azioni proporzionale, integrativa e derivativa del PID, dopo attenta taratura dei parametri di regolazione, allo scopo di definire la migliore strategia di controllo.

Infine lo studio effettuato è stato applicato per proporre un nuovo risvolto dell'imaging ad ultrasuoni attraverso trasduttori piezoelettrici in forma di patch. Attuatori e sensori sono stati adoperati per produrre uno stato di vibrazione e acquisirne la risposta; un algoritmo in ambiente Matlab™ è stato implementato allo scopo di individuare discontinuità su strutture metalliche a spessore sottile.

2 Stato dell'arte

La riduzione delle vibrazioni e del rumore è ampiamente studiata in letteratura, ormai da più di un secolo. Principalmente si adoperano due tecniche. La prima, ad essersi sviluppata in senso temporale, è definita controllo passivo; tuttavia l'innovazione è orientata verso l'utilizzo della seconda e più giovane, detta controllo attivo. Purtroppo quest'ultima non ha ampie applicazioni pratiche in quanto si basa su tecnologie molto costose, poco affidabili in termini di stabilità della strumentazione elettronica impiegata ed eccessivamente vincolate alle singole applicazioni. Per queste ragioni non si è avuto ancora un adeguato sviluppo tecnologico a differenza delle previsioni di fine millennio. [4]

2.1 Il controllo delle vibrazioni e del rumore

2.1.1 Sistemi passivi

I sistemi passivi di controllo delle vibrazioni e del rumore [5] sfruttano tecnologie in grado di mitigare tali effetti meccanici, agendo direttamente sulle cause in modo univoco e non retroattivo. Si distinguono principalmente in:

- azione sulla sorgente. Si interviene sulla fonte per impedire che essa produca vibrazioni e rumore. Spesso ciò avviene nell'equilibratura delle parti rotanti come alberi a gomiti, pneumatici, dischi.
- disaccoppiamento elastico. Si impedisce il collegamento elastico tra la sorgente, che può essere o meno parte del sistema, e il sistema stesso. Ad esempio nelle sospensioni si adoperano molle elicoidali, dischi in gomma.
- smorzamenti. È il caso degli elementi smorzanti, che attuano una riduzione diretta della vibrazione, attraverso le loro proprietà intrinseche. Sono esempi gli ammortizzatori, gli elementi antivibranti.
- materiali fono-assorbenti. Si tratta di materiali in grado di assorbire il rumore, rimodularlo e/o correggerlo. Si distinguono principalmente in fonoassorbenti porosi, fibrosi e a celle aperte. La loro applicazione non interviene sulla vibrazione nel mezzo, ma solo sulla propagazione in aria.

Negli ultimi decenni lo sviluppo dei sistemi passivi è stato suffragato dall'utilizzo di nuovi materiali e dall'evoluzione della produzione manifatturiera. Attualmente in commercio si possono trovare dispositivi antivibrazione di vario genere costituiti in materiali plastici, compositi e ceramici innovativi.

Le loro prestazioni possono, però, essere limitate dalle condizioni ambientali e dalla scelta dei materiali. I migliori risultati si ottengono per le medie-alte frequenze, mentre perdono efficacia alle basse (< 200 Hz). Il volume ed il peso del sistema di controllo dipendono dalla lunghezza dell'onda acustica e di conseguenza sarebbero improponibili configurazioni pesanti ed ingombranti, caratteristiche non certamente gradite in molte applicazioni meccaniche. Tuttavia i sistemi passivi hanno il vantaggio di garantire una maggiore attenuazione per un più ampio spettro di frequenze, indifferentemente per onde piane o per modi di ordine superiore.

2.1.2 Sistemi attivi

I sistemi attivi di controllo delle vibrazioni e del rumore [6] si basano sul principio di sovrapposizione delle onde progressive. Questo afferma che, generando un segnale uguale e contrario a quello responsabile della vibrazione, è possibile ottenere un effetto finale di riduzione o, addirittura, di annullamento dell'onda iniziale. Tuttavia ciò è valido solo localmente, infatti, aumentando l'estensione della zona soggetta al fenomeno elastico, entrano in gioco molti parametri non facilmente controllabili che impediscono una corretta diminuzione o cancellazione.

Un tipico sistema di controllo attivo è costituito da sensori, quali microfoni, accelerometri, estensimetri, responsabili di percepire il segnale, e da attuatori, cioè dispositivi in grado di produrre alterazioni meccaniche, attraverso azionamenti elettromeccanici, elettrostrittivi, piezoelettrici, idraulici o altoparlanti. I principali fattori risultano, quindi, la corretta posizione dei sensori, che devono adeguatamente misurare la vibrazione, e la banda di risposta degli attuatori, che sono direttamente responsabili della generazione del segnale di antivibrazione.

Principalmente il controllo attivo del rumore può avvenire secondo due diverse modalità:

- per sovrapposizione distruttiva. Gli attuatori, in genere altoparlanti, generano un segnale della stessa ampiezza di quello di riferimento (prodotto dalla vibrazione), ma sfasato in modo da ottenerne la cancellazione.
- per variazione del modo di vibrare. Gli attuatori adoperati sono generatori di vibrazioni, come ad esempio vibratori, piastre piezoceramiche o elettrostrittive, capaci di modificare il modo di vibrare della struttura e quindi intervenire sul rumore radiato.

Principalmente questa tecnica è usata per strutture flessibili.

Il controllo attivo delle vibrazioni è simile a quello del rumore. La sostanziale differenza riguarda il mezzo elastico in cui si introduce l'energia meccanica; per il rumore è l'aria, mentre per la vibrazione è il materiale della struttura flessibile. È bene, però, mettere in

evidenza che, nonostante la correlazione tra i due fenomeni, una riduzione del livello delle vibrazioni non necessariamente diminuisce il rumore irradiato.

Attualmente sul mercato si trovano maggiormente sistemi attivi di controllo del rumore. Questo campo di studio ha potuto godere di maggior interesse e minori difficoltà applicative rispetto a quello delle vibrazioni. Le applicazioni più evidenti sono presenti in spazi finiti, ben delimitati fisicamente, come condotti d'aspirazione, di scarico o di condizionamento, cabine di veicoli, terrestri ma soprattutto aerei, o cuffie per la protezione dell'udito.

2.1.3 Sistemi ibridi

Tutti i dispositivi antivibranti devono possedere caratteristiche adeguate a cancellare o ridurre le cause di vibrazioni e rumore. Tuttavia numerosi sono i problemi che intervengono nell'utilizzo delle tradizionali tecnologie. I sistemi inerziali devono essere adeguatamente dotati di una rigidità propria che sia bassa, in modo da non modificare le frequenze di risonanza della struttura e vanificare il loro utilizzo. Tuttavia ciò può portare spesso ad inconvenienti legati alle deformazioni dei collegamenti e alle basature dei dispositivi adoperati, che potrebbero essere molto pesanti e voluminosi. Inoltre le tecniche passive intervengono all'interno di un ristretto range di frequenze, spesso insufficiente a limitare vibrazioni e rumori altamente tempo-varianti. I sistemi attivi si basano su tecnologie elettroniche che abitualmente soffrono di malfunzionamenti e brevi tempi di usura. Inoltre, in questi casi, un errore di progettazione comporta non solo inefficienze ma possibili effetti risonanti in grado di distruggere il meccanismo da proteggere.

Per ridurre queste problematiche si installano sistemi ibridi [7], ovvero combinazioni di quelli passivi e attivi. Questi impianti garantiscono, a parità di prestazioni, pesi minori ed ingombri ridotti e in particolare sfruttano i vantaggi delle due tipologie: si ottiene una maggiore attenuazione alle basse frequenze (sistema passivo) ed è possibile adattare la risposta ai vari regimi di funzionamento e alle diverse condizioni ambientali e di manutenzione (sistema attivo). Il principale ostacolo al loro sviluppo è rappresentato dagli eccessivi costi di produzione ed utilizzo.

2.2 Il controllo attivo delle vibrazioni e del rumore

Lo studio dei principi fisici alla base della vibrazione e del rumore ha permesso la definizione della cosiddetta vibro-acustica. Tuttavia, tale tematica non è stata inizialmente compresa e di conseguenza i due fenomeni fisici, ad essa correlabili, sono stati analizzati e affrontati separatamente, come evidenziano Norton et al. [8] (2003).

Pur presentandosi questa situazione, i controlli attivi sono distribuiti abbastanza omogeneamente in molti settori applicativi e con buoni risultati in termini di sviluppo tecnologico. I primi metodi a essere utilizzati furono l'Active Noise Reduction (ANR), sistemi di altoparlanti in grado di ridurre il rumore acustico in ambito aeronautico, e l'Active Vibration Reduction (AVR), dispositivi costituiti da smorzanti atti a diminuire l'effetto delle vibrazioni in campo automobilistico, come riportato da Kowalczyk et al. [9] (2004). A seguire furono messi a punto l'Active Noise Control (ANC), capace di cancellare il rumore acustico ad una determinata frequenza e più avanti a frequenze mobili ancora mediante altoparlanti, e l'Active Vibration Control (AVC), utile ad eliminare le vibrazioni attraverso attuatori inerziali (es. vibratori), come descritto da Lallart [10] (2010). Dal connubio delle varie tecniche precedenti si sviluppò anche l'Active Vibration and Noise Control (AVNC), come definito da Berkman et al. [11] (1997). Nell'ultimo quinquennio è stato messo a punto l'Active Structural Acoustic Control (ASAC), che si applica a strutture flessibili o fisse (corpi o inserti vibranti), ottimizzate per produrre vibrazioni in grado di contrastare la fonte di rumore acustico, come fatto notare da Svaricek et al. [12] (2012).

2.2.1 Tecniche per il controllo attivo delle vibrazioni e del rumore

L'Active Noise Control (ANC) fu introdotto da Lueg [13] nel 1936. Costui brevettò un primo sistema su onde acustiche tonali di tipo feed-forward con propagazioni monodimensionali e tridimensionali. I conseguenti studi, incentrati su metodi analogici, risalgono a Olson et al. [14] (1953) con dispositivi di assorbimento sonoro di natura elettronica e a Conover [15] (1956) con meccanismi basati sul principio di sovrapposizione delle onde. I primi modelli digitali, invece, si svilupparono circa quattro decenni dopo ad opera di Nelson et al. [16] (1991) e di Elliott [17] (2001). La progressione delle tecniche, in maggioranza nel presente, è ed è stata fortemente influenzata dai diversi settori di applicazione. Di conseguenza si procederà distinguendo i vari impieghi e descrivendo il loro livello di progressione. Il campo applicativo dove l'argomento in esame ha riscosso maggiore successo, è quello dell'aviazione civile. L'attenzione si è focalizzata su due specifiche problematiche pratiche: il controllo del rumore periodico, generato dalle pale delle eliche, e quello del rumore a banda larga trattato come segnale casuale. Durante gli anni 80 Chaplin [18] (1983) e Ffowcs-Williams [19] (1984) applicarono i principi ANC a modelli di laboratorio per limitare il rumore tonale che si presenta nelle cabine degli aerei a causa delle vibrazioni delle pale dei propulsori ad elica. Successivamente Bullmore et al. [20] (1987) li estesero a casi comuni di aeroplani ed elicotteri. Solitamente questi sistemi utilizzano

controllori multicanale: essi comandano altoparlanti posti dietro i pannelli interni della cabina passeggeri, in particolare laterali e sottostanti gli scomparti per i bagagli, per ridurre il rumore nelle vicinanze della testa dei passeggeri. Questo tipo di controllo è realizzato con algoritmi feed-forward adattativi che si basano su un segnale di riferimento, misurato da un tachimetro posto sul rotore delle eliche del velivolo, e su segnali di errore, provenienti da microfoni collocati vicino ai poggiatesta dei sedili. I sistemi di controllo più recenti utilizzano attuatori elettrodinamici inerziali (AVC), oppure risuonatori sincronizzati attivamente (ASAC), che vengono montati sulla struttura della fusoliera dell'aereo. In questo modo il segnale di controllo è generato dai pannelli della fusoliera stessa con maggiore efficienza rispetto agli altoparlanti. Il primo metodo fu creato da Ross et al. [21] (1997) e da Johansson et al. [22] (1999), questi ultimi con 32 altoparlanti e 48 sensori di accelerazione furono in grado di ridurre di 17, 10, 6 e 3 dB l'armonica fondamentale e le successive 3 armoniche rispettivamente. Il secondo sistema si deve a Fuller et al. [23, 24 e 25] (1996, 1997 e 2000) che con le loro osservazioni dimostrarono la validità di tale progetto per un ampio spettro di frequenze. Dati i risultati particolarmente entusiasmanti, a breve tempo dai test sperimentali, furono immesse in commercio tecnologie di questo tipo. Gli attuatori elettrodinamici inerziali furono introdotti da Emborg et al. [26] (1993) e Billout et al. [27] (1995) su velivoli Bombardier DASH-8 (*Figura 1*), mentre i più economicamente validi risuonatori sincronizzati attivamente vennero installati dalla Ultra Electronics (2002) (*Figura 2 e Figura 3*). Per questi ultimi i risultati mostrano un'attenuazione del rumore di 10 dB per l'armonica fondamentale e di 7 e 3 dB per le successive armoniche della frequenza di passaggio di pala.



Figura 1: Bombardier DASH-8.

Fonte <http://www.aviastar.org/>



Figura 2: ANC, apparati (Ultra Electronics).

Fonte <http://www.ultra-controls.com>

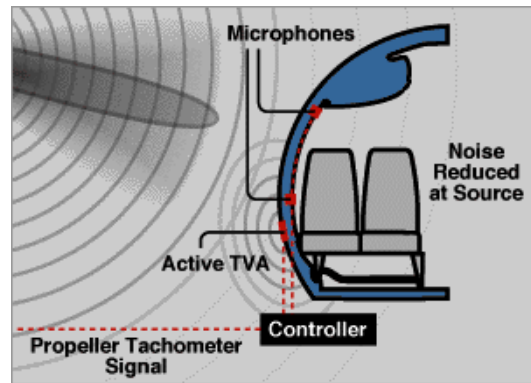


Figura 3: ANC, layout (Ultra Electronics).

Fonte: <http://www2.bombardier.com>

Contemporaneamente a questi successi tecnologici si cominciarono ad introdurre gli AVC. In particolare sugli elicotteri Sutton et al. [28] (1997) e Maier et al. [29] (1999) sperimentarono i primi modelli per mitigare la trasmissione delle vibrazioni attraverso gli elementi strutturali che connettono il rotore alla struttura della cabina. Sistemi commerciali di assorbitori dinamici vennero introdotti da von Flotow et al. [30] (1994) per controllare il rumore vibro-acustico generato dai motori a getto montati sulla parte posteriore della fusoliera degli aerei DC-9 e MD-80 (Figura 4 e Figura 5) della McDonnell Douglas (1997).



Figura 4: McDonnell Douglas MD-80.

Fonte <http://en.wikipedia.org>



Figura 5: McDonnell Douglas MD-80, interni.

Fonte <http://www.aircraftcompare.com>

Agli inizi del nuovo secolo si virò verso l'utilizzo di una tecnica innovativa con attuatori piezoelettrici (PZT) nell'ambito dell'AVNC. La NASA Langley (2002), attraverso Gibbs et al. [31] (2002), iniziò una campagna di ricerca sul controllo attivo del rumore, indotto da flussi turbolenti, dimostrando l'indubbia validità del controllo in retroazione per la gestione di questo tipo di problemi. In tali applicazioni furono impiegati attuatori PZT [32] arrivando a ottenere un'attenuazione di circa 15 dB del livello del rumore interno. Anche Hilbrunner et al.

[33] (2002) proposero l'installazione di attuatori del tipo PZT con controllo in retroazione nello spessore della parete della turbina. In tal modo il disturbo è stato cancellato dal campo di pressione generato dalle oscillazioni della parete interna. Più recentemente ci si è interessati agli ASAC. Questi sistemi, introdotti da Gardonio [34] (2002) e da Fahy et al. [35] (2004), sono costituiti da sensori e attuatori direttamente integrati nella struttura dell'aereo. Negli studi di Fahy et al. [36] (2007) e di Gardonio [37] (2010) si mette in evidenza la possibilità di implementare controlli in retroazione (feedback) che permettono il controllo di disturbi stocastici stazionari, come ad esempio il rumore aerodinamico dovuto al flusso turbolento dell'aria sulla superficie della fusoliera, oppure il rumore dei motori a reazione. Una prima applicazione è stata sviluppata nel 2009 per l'A400M dell'Airbus (*Figura 6 e Figura 7*). Essa prevede un grande numero di attuatori elettrodinamici inerziali montati direttamente sulla fusoliera dell'aereo in modo da ridurre il rumore dei quattro propulsori fissati sulle ali dell'aereo, efficacemente trasmesso all'intero tramite i pannelli sottili di alluminio (circa 1.3-1.5 mm) di cui è composta la fusoliera.



Figura 6: Airbus A400M.

Fonte: <http://commons.wikimedia.org>

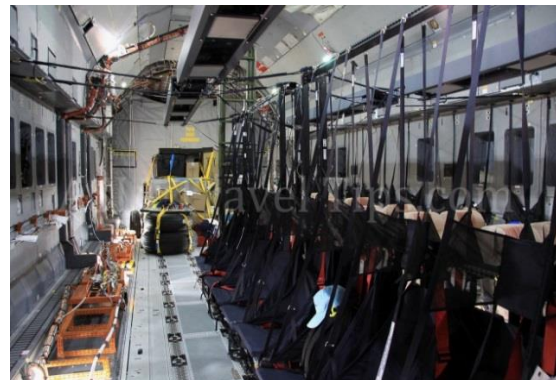


Figura 7: Airbus A400M, interni.

Fonte: <http://www.asiatraveltips.com>

Nel campo automobilistico e del trasporto su gomma la ricerca scientifica e industriale delle case produttrici è stata rivolta a cercare di ridurre il rumore interno prodotto dal motore e dall'attrito volvente degli pneumatici. Durante gli anni 80 Oswald [38] (1984) e Elliott et al. [39] (1986) si interessarono a diminuire i disturbi tonali generati dal motore, percepibili all'interno dell'abitacolo di modelli di laboratorio di autovetture. In seguito McDonald et al. [40] (1987), Elliot et al. [41] (1988) e Perry et al. [42] (1989) li ampliarono ai veicoli ordinari. Sano et al. [43] (2002) riportarono lo stato dell'arte delle tecniche ANR utilizzate nel settore commerciale (*Figura 8*).

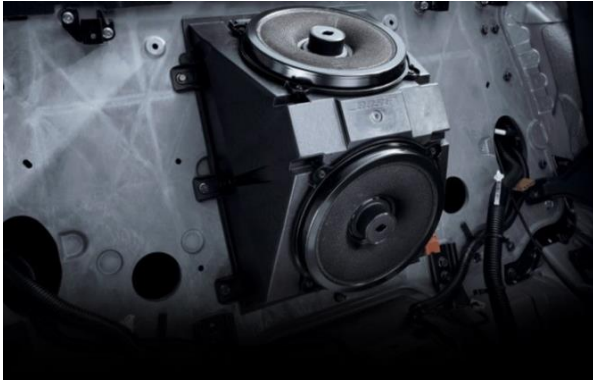


Figura 8: ANR su Nissan GT-R EXTERIOR.

Fonte: <http://www.nissanusa.com>



Figura 9: AVR su Lexus ES350.

Fonte: <http://www.brakeandfrontend.com>

La prima applicazione su una vettura stradale fu sviluppata da Nissan (1991): questo impianto prevedeva l'installazione all'interno dell'abitacolo di due altoparlanti, il cui segnale di riferimento era il regime di rotazione dell'albero a gomiti. In seguito applicando l'AVR (Figura 9) Toyota (1997) ha montato degli attuatori idraulici nei punti di connessione del motore allo scopo di ridurre le vibrazioni trasmesse al telaio con un'attenuazione di circa 5-10 dB. Le tecniche utilizzate in ambito aeronautico nel medesimo periodo non furono applicate. Probabilmente tale situazione era causata dai costi dei componenti (controllore, microfoni, altoparlanti) e delle installazioni (connessioni elettriche, meccaniche, software di controllo): questi avrebbero ridotto i già bassi margini di guadagno tipici del settore automobilistico. Con l'avvento del nuovo secolo questo orientamento subì una correzione. L'introduzione dei sistemi Hi-Fi digitali, installati su tutte le autovetture, ha permesso di integrare in se stessi l'ANR e ridurre notevolmente i costi legati ai microfoni e ai software. A ciò si sono uniti tre vantaggi indiretti: la tendenza a minimizzare il peso delle automobili, grazie alla possibilità di utilizzare un sistema preintegrato, l'opportunità di intervenire sui motori di bassa cilindrata, che di per se sono estremamente rumorosi, e l'eventualità di utilizzare lo stesso sistema per più modelli di veicolo con notevole riduzione dei costi di progettazione e sviluppo. Seguendo questa tendenza, Honda (2000) ha proposto un'apparecchiatura economica e di semplice gestione, grazie alla possibilità di utilizzare l'impianto stereo già installato a bordo delle proprie vetture: il rumore proveniente dall'esterno e concentrato a 40 Hz veniva ridotto fino a circa 10 dB sulla media frequenza attraverso i due altoparlanti anteriori con un controllo retroazionato a singolo canale e i due altoparlanti posteriori con un'architettura preazionata. Agli inizi del nuovo secolo sono stati proposti anche sistemi di AVNC per ridurre il rumore generato dai dispositivi per i gas di scarico degli autocarri. Fohr et al. [44] (2002) e Boonen et al. [45] (2002) hanno utilizzato altoparlanti e valvole basculanti, ottenendo risultati

particolarmente incoraggianti, con lo svantaggio, però, della necessaria presenza di un volume capacitivo interposto alla sorgente, ovvero al motore, per ridurre la contropressione ed aumentare l'attenuazione fino a circa 4 dB. Ultimamente Matsuoka et al. [46] (2004) e Avon-Rubber [47] (2005) hanno sviluppato sistemi di sospensione attiva per i motori delle automobili, comandati da un controllore di tipo feed-forward che minimizza il rumore all'interno dell'abitacolo. Purtroppo in questo campo sono poco visibili altri intenti di ricerca (*Figura 10*), molto probabilmente a causa dell'ancora troppo limitata efficacia dei sistemi ideati e del loro basso rapporto qualità/prezzo, vista la necessità di intervenire all'interno di un volume molto piccolo e per pochi individui.

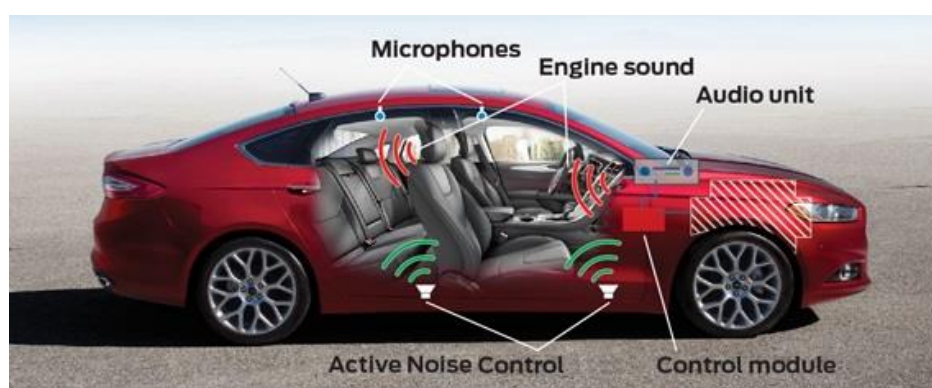


Figura 10: ANC su Ford Fusion Hybrid.

Fonte: <http://corporate.ford.com>

L'applicazione più ambita in termini economici e in grado di giustificare lo sviluppo tecnologico è quella per cuffie auricolari (*Figura 11 e Figura 12*). I modelli tradizionali impiegano controlli retroazionati ed elettronica analogica per minimizzare alcuni problemi di saturazione che si hanno quando il disturbo ha livelli tonali troppo elevati. Cartes et al. [48] (2002) presentarono sistemi che sfruttano la tecnologia digitale preazionata, evidenziandosi come molto promettenti per future applicazioni. Infatti Zimpfer et al. [49] (2002) dimostrarono come l'uso di sistemi retroazionati digitali, piuttosto che analogici, permetta di ottimizzare la configurazione di controllo per ogni possibile condizione ambientale. Pawelczyk [50] (1999) propose un impianto retroazionato ibrido, costituito da una parte digitale per il controllo delle componenti tonali dello spettro ed una analogica per quello del rumore a banda larga. In questo modo sono state ottenute attenuazioni di circa 10 dB per la banda larga e di 60 dB per la componente tonale.



Figura 11: ANC su cuffie Peltor.

Fonte <http://isalucca.it>



Figura 12: Schema ANC su cuffia Parrot Zik.

Fonte <http://www.parrot.com>

Il controllo attivo del rumore e delle vibrazioni ha trovato terreno fertile nel campo dei condotti di scarico (*Figura 13*) e di aspirazione (*Figura 14*) relativi a impianti industriali. I sistemi utilizzati oggi giorno sono in maggior parte in grado di controllare solo le onde piane, di conseguenza sono poco efficaci per frequenze superiori a quella critica di cut-off. Per questa ragione in futuro gli sforzi si concentreranno sul controllo degli ordini modali superiori. Hansen et al. [51] (2002) evidenziarono che per condotti di grandi dimensioni la frequenza critica è piuttosto bassa, circa 150 Hz, mentre i problemi di rumore si verificano a circa 200 Hz, quando si ha la propagazione di un'onda piana e di due fronti d'onda corrispondenti ai due successivi modi di oscillare. Kruger [52] (2002) presentò un sistema ibrido (oggi disponibile sul mercato), economico ed installabile su impianti già esistenti, capace di realizzare un controllo passivo (materiale fonoassorbente di spessore 50 e 100 mm) e uno attivo (serie di altoparlanti e sensori indipendenti gestiti ognuno da un controllo retroazionato dedicato). In questo modo il primo fornisce un'attenuazione (Insertion Loss, IL) variabile tra 20 e 30 dB in un campo di frequenze da 400 Hz a 1 kHz, mentre il secondo garantisce fino a 55 dB in meno.



Figura 13: AVC su torri di scarico.

Fonte <http://www.dbnoisereduction.com>



Figura 14: AVC su condotti di aspirazione.

Fonte: <http://www.dbnoisereduction.com>

3 Cenni teorici e pratici

3.1 Definizione del controllo attivo del rumore e delle vibrazioni

L'AVNC è uno dei campi di sviluppo sul controllo attivo che ha mostrato più vaste applicazioni e maggiori intenti di ricerca. Negli ultimi anni il numero di studi scientifici, riguardanti questo argomento, è duplicato rispetto al precedente decennio. L'interesse tecnologico e commerciale verso tale tema cominciò solo agli inizi degli anni 90. Ciò fu dovuto principalmente al fatto che nei periodi antecedenti a quella data i concetti alla base della trattazione erano considerati distinti [53].

La vibrazione e il rumore generati in un sistema sono legati al fenomeno della risonanza. Essa si presenta quando le forze dinamiche esterne eccitano le frequenze naturali, o modi di vibrazione, della struttura. Nella realtà certi livelli di vibrazione e rumore sono sempre presenti a causa del processo dinamico, quindi esistono delle norme internazionali che definiscono se tali disturbi sono o meno rilevanti. Causa di queste problematiche sono tre fattori:

- sorgente, dove le forze dinamiche sono generate;
- percorso, la modalità secondo la quale l'energia viene trasmessa;
- ricevitore, quanto rumore/vibrazione può essere tollerato.

Per incidere su queste cause e ridurre o annullare i loro effetti, è possibile intraprendere due strade risolutive. La prima è l'analisi del segnale cioè il processo di determinazione della risposta di un sistema, dovuta ad un'eccitazione generalmente sconosciuta ma facilmente interpretabile. La seconda è l'analisi del sistema che permette di determinare le proprietà intrinseche di una struttura sottoponendola a forze note per studiarne il rapporto input/output (sensibilità). Nei sistemi lineari questa correlazione è indipendente dal fatto che essi siano eccitati o a riposo. Per trovare un approccio risolutivo, bisogna anche mettere in evidenza che vibrazione e rumore non rappresentano fenomeni indipendenti. Piuttosto questi mostrano un connubio, anche se non sempre completo e definibile: la risposta acustica e quella strutturale sono dotati di rapporti di proporzionalità non lineari. Al fine di comprendere e affrontare adeguatamente i fenomeni e il loro legame, si applica la cosiddetta analisi Vibro-acustica o Vibro-acoustic Analysis (*Figura 15*). La raccolta dei parametri fondamentali del modello viene realizzata mediante l'Analisi Modale o Modal Analysis e/o l'Analisi Acustica o Acoustic Analysis. [54]



Figura 15: Sistema per Analisi Vibro-acustiche di automobili

Fonte: <http://www.acoustical-consultants.com>

L'Analisi Modale (*Figura 16 e Figura 17*) studia le vibrazioni in evoluzione libera o forzata, che una struttura è in grado di manifestare se sollecitata mediante forze esterne. In questo senso essa immagazzina e rilascia energia elastica in determinate modalità, che dipendono sostanzialmente da un certo numero di parametri semplicemente calcolabili. Si tratta di oscillazioni ben definite, cioè di spostamenti intorno alla propria posizione di equilibrio, che producono effetti sonori più o meno rilevanti. [55]



Figura 16: Analisi Modale su autoveicolo.

Fonte: <http://www.pcb.com>



Figura 17: Analisi Modale su parti di aereo.

Fonte: <http://www.pcb.com>

L'Analisi Acustica (*Figura 18*), invece, permette di conoscere il rumore prodotto dalle vibrazioni in evoluzione libera o forzata. Il suono è un'estensione del fenomeno elastico, in quanto attraversa l'aria prima di giungere agli strumenti di rilevazione. Il suo studio viene fatto mediante la rappresentazione dello spettro, dal quale possono ricavarsi le informazioni specifiche per definire il comportamento meccanico del sistema. [56]



Figura 18: Analisi Acustica su motore di automobile.

Fonte <http://www.acoustic-camera.com>

3.2 Analisi Modale

L'Analisi Modale [57] è la tecnica mediante la quale è possibile esaminare il comportamento dinamico di strutture. Attraverso il suo utilizzo è possibile definire un modello matematico descrittivo. Questo si costruisce sottoponendo il sistema ad una determinata eccitazione, analizzando la risposta attraverso la trasformata di Fourier (FFT) e definendo la funzione di risposta in frequenza (FRF). In tal modo è possibile ottenere le caratteristiche dinamiche mediante i parametri quali frequenze proprie, smorzamento e modi di vibrare (Figura 19).

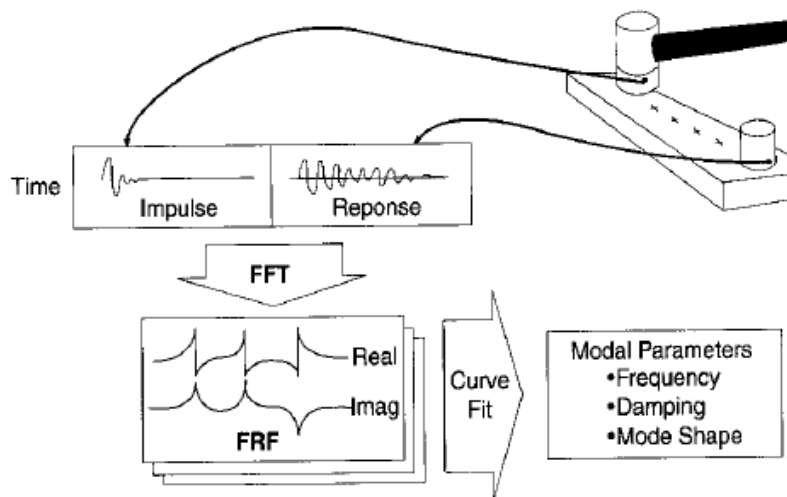


Figura 19: Layout Analisi Modale.

Fonte <http://www.crystallinstruments.com>

L'esecuzione di un test modale prevede dapprima l'utilizzo di un adeguato dispositivo atto a generare un segnale di eccitazione, che si applica al sistema considerato come input.

Classicamente si adoperano martelli strumentati o shaker elettrodinamici. L'output viene osservato attraverso elementi sensibili posti sulla struttura in grado di riceverne la risposta. Solitamente si tratta di accelerometri a singolo o a multi asse. Successivamente i segnali I/O vengono analizzati attraverso la trasformata di Fourier e infine si definisce la FRF del sistema. Essa è una funzione complessa distinguibile, quindi, in modulo e fase, spesso anche esplicitata come matrice $[H(\omega)]$ (Equazione 1 e Equazione 2).

$$[H(\omega)] = \frac{1}{[K] + i\omega[C] - \omega^2[M]} \quad \text{Equazione 1}$$

$$[H(\omega)] = [\Phi] \frac{1}{\omega^2 - \omega_r^2 + 2i\omega_r\zeta_r} [\Phi]^T \quad \text{Equazione 2}$$

Dove:

- $[K]$, $[C]$ e $[M]$ sono le matrici che costituiscono il modello spaziale di rigidità, di smorzamento e di massa;
- ω_r , ζ_r e $[\Phi]$ sono la pulsazione, il coefficiente di smorzamento del particolare modo r e la matrice degli autovettori.

Scrivendo tali equazioni per tutti gli m modi (Figura 20), è possibile descrivere il modello modale completo del sistema. Attraverso tali espressioni si nota che una singola riga o colonna della $[H(\omega)]$ è in grado di contenere tutte le informazioni necessarie alla comprensione e alla descrizione dello stesso modello modale. Tuttavia risulta spesso difficile identificare immediatamente quella corretta e ciò deriva dal fatto che ad ogni riga e colonna è associato un grado di libertà. Di conseguenza la scelta di uno di essi comporta la limitazione delle informazioni con il rischio di incorrere in caratteristiche non utili.

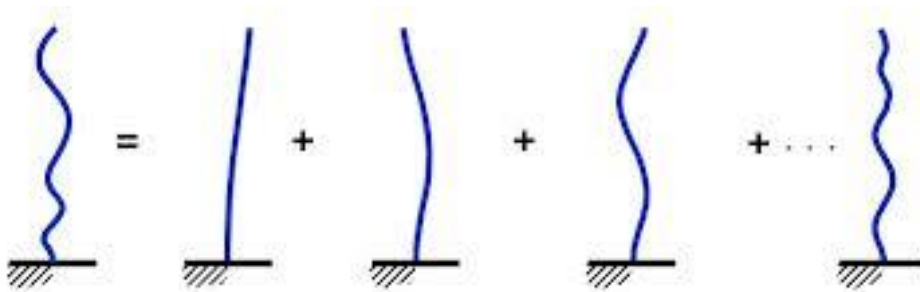


Figura 20: Modi di vibrare del sistema trave a mensola.

Fonte: <http://www.svibs.com>

3.2.1 Approcci teorico e sperimentale

L'ampliamento dell'Analisi Modale prevede la definizione di modelli matematici. Questi sono necessari per comprendere il comportamento delle strutture sottoposte a carichi dinamici, raffinare il rilevamento dei dati, prevedere la risposta alle forze esterne e simulare la modifica delle caratteristiche dinamiche. Per la loro sintesi, generalmente, possono essere utilizzate differenti metodologie [58], le principali si distinguono in:

- Metodo teorico

Esso prevede la creazione di un modello matematico analitico, solitamente spaziale, comprendente matrici di massa, di rigidità, di smorzamento, in grado di prevedere le proprietà di vibrazione della struttura sotto forma di quelle modali (frequenze naturali, forme modali e fattori di smorzamento modale). Queste descrivono i modi con cui essa sceglie di vibrare senza eccitazione esterna applicata. A seguire si studia l'input, se ciò è possibile, altrimenti si ipotizza un determinato comportamento (es. sinusoidale), e se ne calcola la risposta. Principalmente si adottano metodi di calcolo computerizzati, come il Metodo degli Elementi Finiti (FEM), in grado di produrre una serie di equazioni differenziali accoppiate per la definizione del modello analitico.

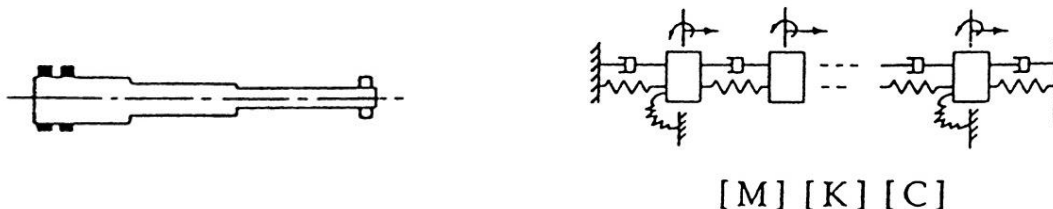


Figura 21: Metodo teorico (modello spaziale) [58].

- Metodo sperimentale

Negli ultimi anni sono state sviluppate diverse tecniche atte a risolvere sperimentalmente i problemi modali. In questo caso i dati modali vengono misurati e si giunge alla definizione di modelli sperimentali descritti da equazioni differenziali indipendenti.

- Pass off test

Si tratta di un approccio sperimentale, ampiamente praticato, secondo il quale il sistema viene sottoposto ad un ambiente reale o simulato, in grado di riprodurre le condizioni operative. Se la struttura verifica la prova allora è consona, altrimenti non è adatta. Questo test è spesso relativamente grossolano e non permette di

identificare i limiti dinamici, ma solo di evidenziare circoscritte condizioni operative.

- Prove di osservazione

Sono misure sperimentali in grado di determinare i livelli di risposta della vibrazione o le forze di eccitazione agenti sul sistema. L'obiettivo è quello di determinare qualitativamente questi parametri sia per verificare alcune previsioni, sia per ottenere dati grezzi, che non possono essere previsti. Il principale svantaggio è quello di fornire informazioni su alcune caratteristiche, ma avere poca comprensione del comportamento globale della struttura, che si sta osservando.

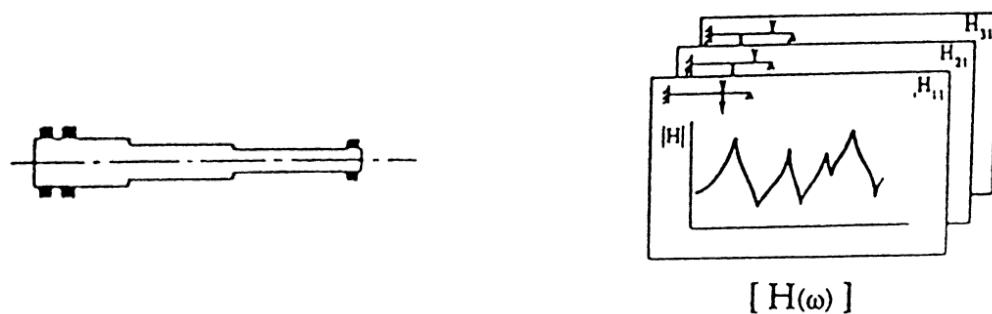


Figura 22: Metodo sperimentale, prove di osservazione (risposta modale) [58].

- Test modali

Sono prove sperimentali capaci di misurare, comprendere e spiegare le vibrazioni del sistema. In questo modo vengono quantificate la sollecitazione e la risposta, da ottenere una relazione causa-effetto. Ciò permette di determinare un modello simile a quello teorico, con la differenza sostanziale di essere diretto anziché spaziale. Questo è uno dei metodi più utilizzati in quando permette la piena conoscenza dinamica della struttura in esame.

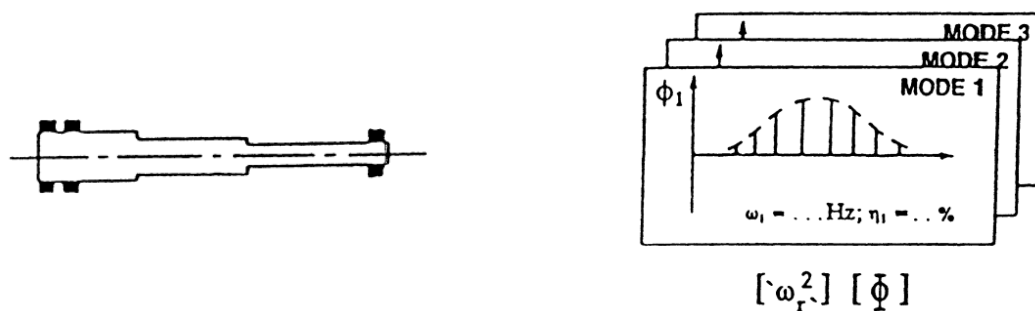


Figura 23: Metodo sperimentale, test modali (modello modale) [58].

3.2.2 Tecniche sperimentali

I test sperimentali [59] possono essere svolti seguendo differenti modalità, in funzione dell'articolazione dello stesso sistema e del grado di approssimazione che si vuole adoperare. Principalmente si distinguono:

- Single-point excitation (SIMO) (*Figura 24*)

La struttura viene testata attraverso un singolo eccitatore (martello strumentato, shaker, eccitatore magnetico o senza contatto). Il principale vantaggio è rappresentato dal fatto che le FRF possono essere collegate alla singola forza di eccitazione senza incorrere in eventuali errori. Tuttavia questa modalità non può essere applicata a grandi strutture, in quanto risulterebbe difficile fornire l'adeguata energia per la vibrazione.

- Multi-point excitation (MIMO) (*Figura 25*)

Sulla struttura in esame vengono utilizzati più eccitatori contemporaneamente. In tal maniera si hanno input differenti, ma lo scopo in questione è quello di far predominare un modo di vibrazione. Tale tecnica permette la misura attraverso specifici algoritmi, che riducono i tempi di analisi e gli eventuali errori di coerenza.



Figura 24: Single-point excitation.

Fonte: <http://www.dewesoft.com>

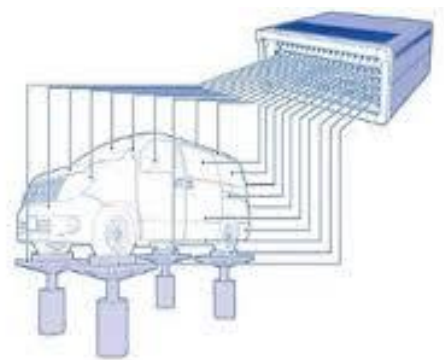


Figura 25: Multi-point excitation.

Fonte: <http://www.econ-group.com>

- Misure laser o vibrometria laser doppler (*Figura 26*)

Si adoperano sensori laser, a differenza degli altri casi in cui sono prevalentemente piezoelettrici, con rilevanti vantaggi. La misura è non a contatto e di conseguenza non intrusiva e non perturba lo stesso sistema, inoltre è a tutto campo, ovvero in grado di coprire l'intera superficie della struttura.

- Test planning (*Figura 27*)

La tecnica si basa sul confronto tra la simulazione teorica e la misurazione reale della struttura in esame. In questo caso il modello analitico servirà per localizzazione i punti

di eccitazione, le condizioni al contorno e i gradi di libertà da considerare, mentre quello reale si occuperà di validare i dati ottenuti.



Figura 26: Misure laser.

Fonte: <http://www.dantecdynamics.com>

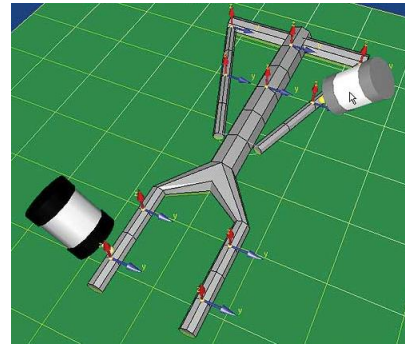


Figura 27: Test planning.

Fonte: <http://www.bksv.com>

3.3 Misurazioni e modellizzazione sperimentale

La modellizzazione modale sperimentale mira all'identificazione di una singola o di più FRF, capaci di definire le frequenze proprie e le forme modali, spesso animabili, di una struttura. In questa maniera possono essere controllate le vibrazioni critiche, definito il comportamento dinamico e verificati i modelli matematici descrittivi. [60]

3.3.1 Funzione di risposta in frequenza

La FRF ($H(\omega)$) [60] è tracciata acquisendo i segnali di ingresso ($F(\omega)$) e di uscita ($X(\omega)$) che riguardano una determinata struttura (Figura 28). Questa rappresenta il rapporto complesso tra output e input in funzione della frequenza (ω) e di conseguenza si distinguono il suo modulo ($|H(\omega)|$) e la sua fase ($\angle H(\omega)$).

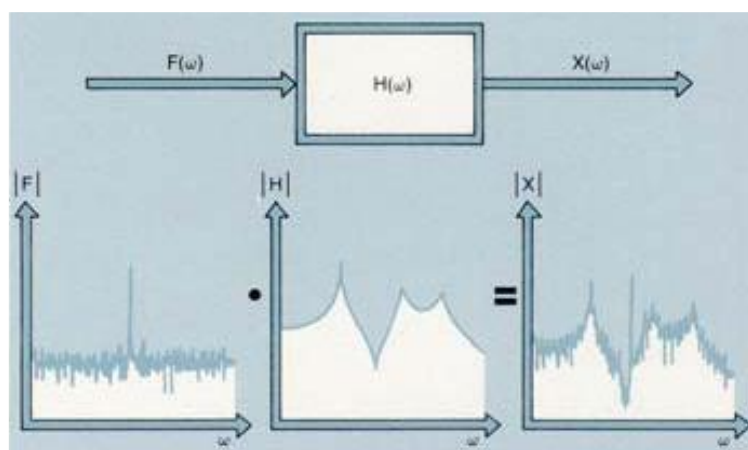


Figura 28: Ottenimento della FRF. [60]

La FRF misurata può essere generata da diverse caratteristiche di ingresso alla struttura. Si definiscono cedevolezza, mobilità ed ineranza le FRF ottenute da misure di spostamento, velocità e accelerazione (*Figura 29*). Genericamente la mobilità è in grado di descrivere ogni forma di FRF, mentre la cedevolezza è applicata nella progettazione e l'ineranza nelle misure.

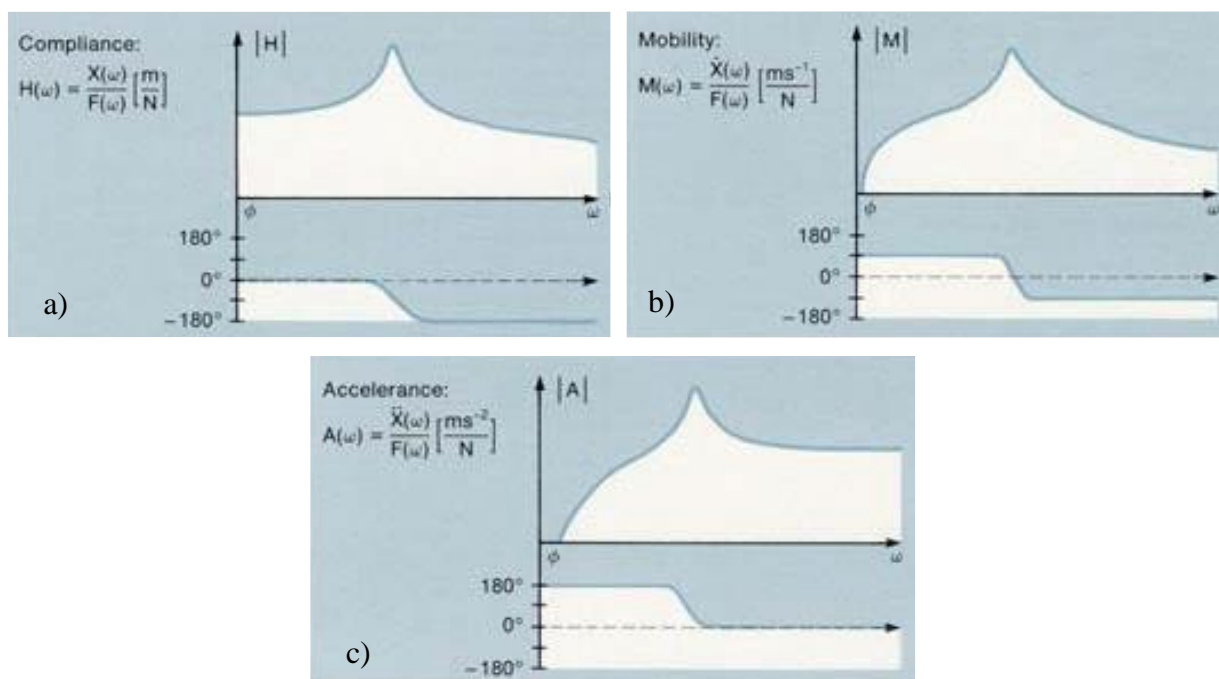


Figura 29: a) Cedevolezza in modulo e fase, b) mobilità in modulo e fase, c) ineranza in modulo e fase. [60]

3.3.2 Analizzatore bicanale FFT

La FRF [60] è ottenuta attraverso il cosiddetto analizzatore bicanale FFT (*Figura 30*). Esso può essere considerato come una "scatola nera", che, elaborando i segnali analogici di eccitazione e di risposta, permette di ottenere la funzione che descrive il comportamento del sistema. Per effettuare tale analisi spettrale si seguono i seguenti passi:

- A. i segnali analogici di ingresso sono filtrati, campionati e digitalizzati. La velocità del campionamento e la lunghezza della registrazione determinano la gamma di frequenze e la risoluzione dell'analisi;
- B. ogni registrazione viene moltiplicata (ponderata) per una funzione finestra;
- C. la sequenza ponderata viene trasformata dal dominio del tempo a quello della frequenza, tramite una trasformazione discreta di Fourier;

D. per questo nuovo segnale viene calcolato l'autospettro, moltiplicando lo spettro per il suo complesso coniugato, e il cross spettro, moltiplicando il complesso coniugato dello spettro per lo spettro di una grandezza fisica differente. Il cross spettro è complesso ed indica la differenza di fase tra l'uscita e l'ingresso ed una quantità che rappresenta il prodotto coerente della potenza all'ingresso e all'uscita.

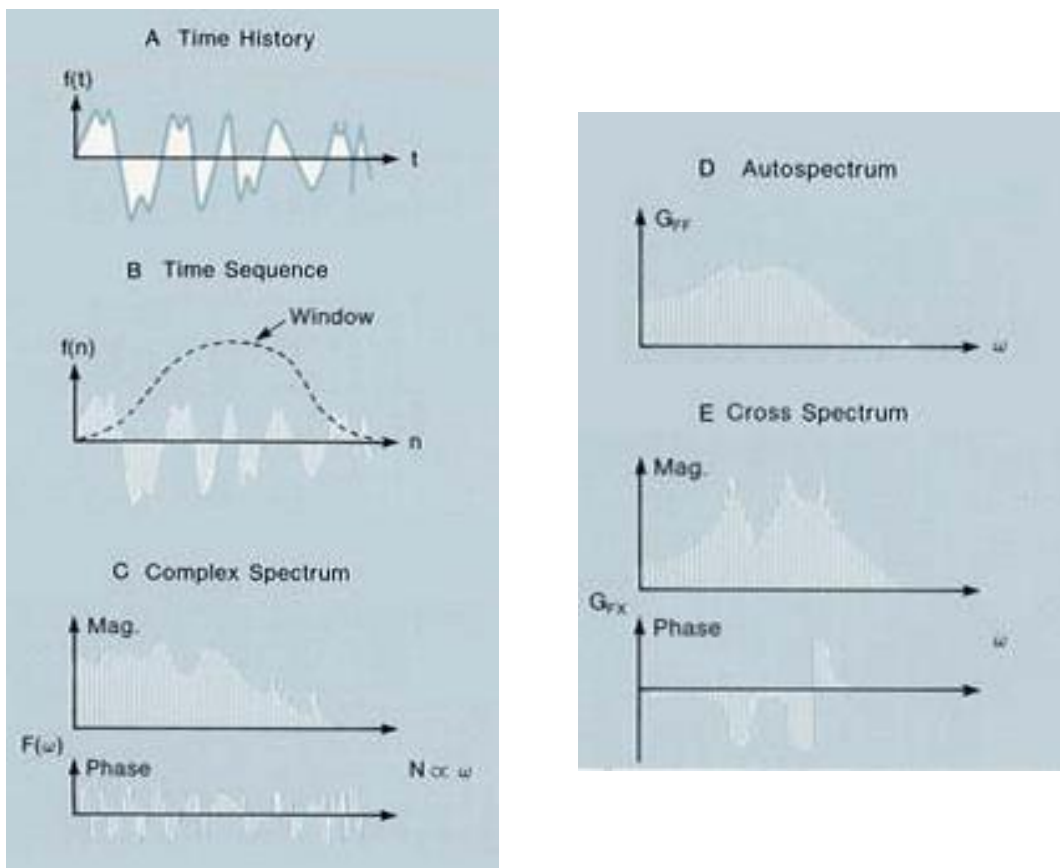


Figura 30: Analizzatore bicanale FFT. [60]

3.3.3 Errori

Sui segnali di ingresso e di uscita possono intervenire differenti tipologie di disturbo che inficiano sulla bontà della FRF [60]. Essi vengono spesso distinti in due classi. Gli errori sistematici o di bias sono causati da un uso non corretto delle attrezzature o dall'errata posizione d'installazione dei trasduttori, per cui risulta molto difficile individuarli e eliminarli. Gli errori casuali insorgono in seguito a rumore meccanico o elettrico della strumentazione e per questo possono essere facilmente eliminabili grazie a filtraggi ed in particolare ad integrazione del segnale.

Per ridurre l'effetto dei disturbi sul calcolo della FRF, si utilizzano opportune tecniche matematiche (Figura 30). L'estimatore H_1 , definito come il rapporto tra il cross spettro della

risposta e dell'ingresso (G_{FX}) e l'autospettro dell'ingresso stesso (G_{FF}), è adatto ad intervenire maggiormente su rumori casuali in uscita. Invece l'estimatore H_2 , pari al rapporto tra l'autospettro della risposta (G_{XX}) e il cross spettro della risposta e dell'ingresso (G_{FX}), permette di agire generalmente sui disturbi di bias in input.

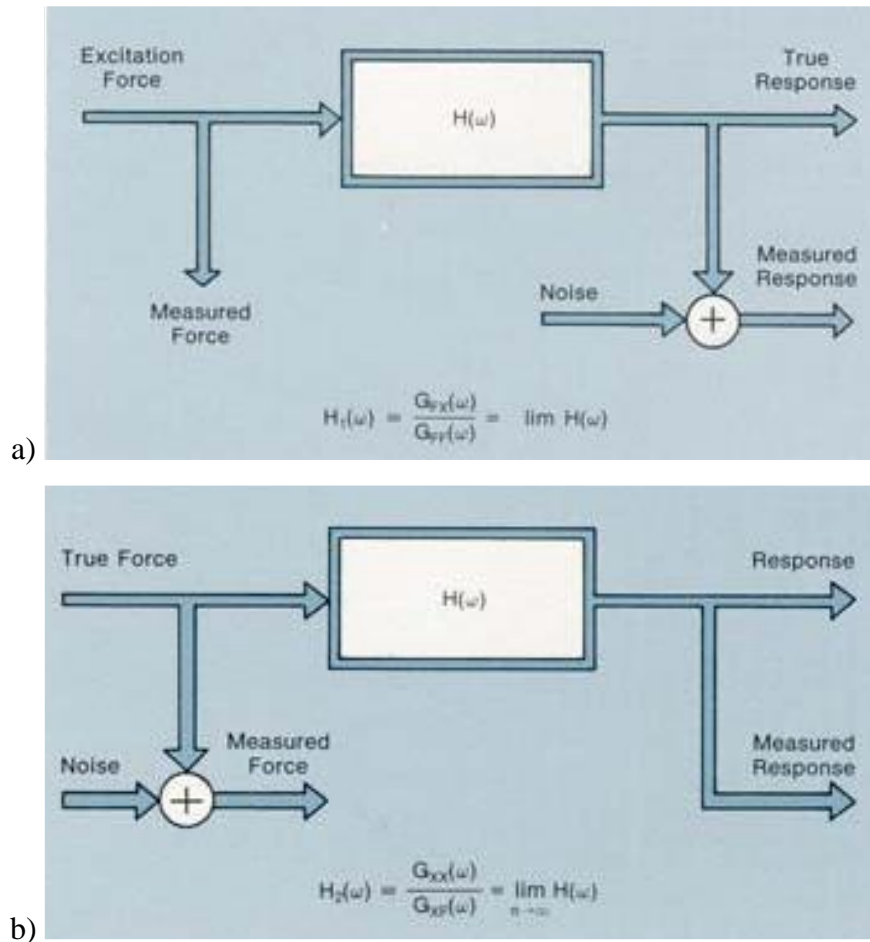


Figura 31: a) schema logico ed equazione estimatore H_1 ,
 b) schema logico ed equazione estimatore H_2 . [60]

3.3.4 Forme modali

Una forma modale [61] è un modello di deformazione associato ad una particolare frequenza modale. Si tratta di un parametro matematico che non definisce lo spostamento fisico della struttura, in quanto questo dipende dalla somma di tutte le forme modali. Tuttavia nel caso di eccitazione armonica vicina ad una frequenza critica, è possibile identificare il 95% dello spostamento associabile a quella forma modale stessa.

Le forme dei modi (Figura 32) sono funzioni continue e di conseguenza sono campionate attraverso una certa risoluzione spaziale, che dipende dal numero di gradi di libertà utilizzati. In generale queste non vengono misurate direttamente, ma sono determinate in base alle FRF

relative ai gradi di libertà. La singola forma modale può essere espressa attraverso un vettore che raccoglie tutti gli spostamenti relativi di ciascun grado di libertà.

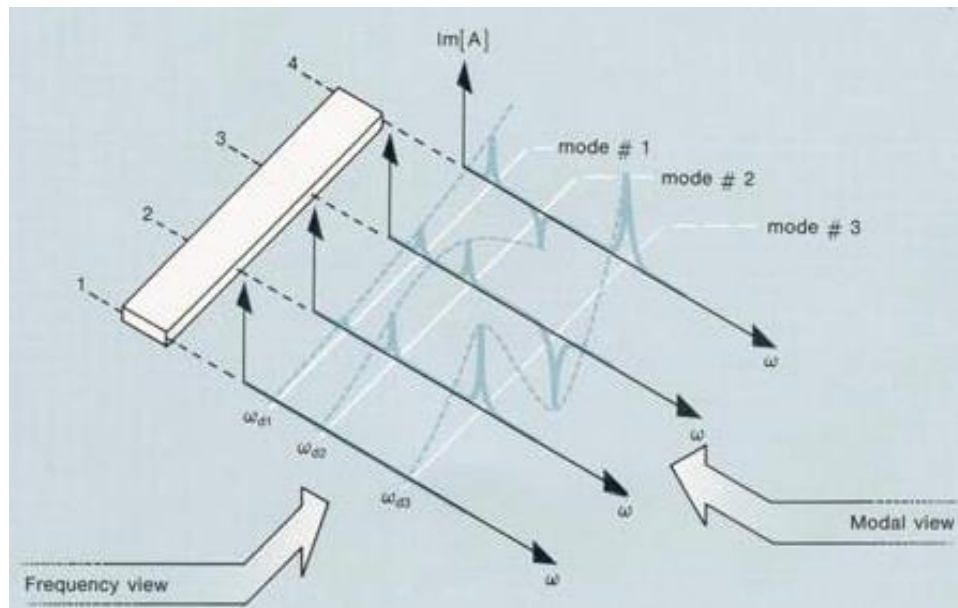


Figura 32: Forme modali di una barretta incastrata. [61]

3.3.5 Vibrometria

La Vibrometria Laser Doppler permette eseguire analisi modale attraverso un dispositivo chiamato Vibrometro Laser Doppler a Scansione o Scanning Laser Doppler Vibrometer (SLDV). Esso misura la velocità dei punti di un sistema vibrante, utilizzando una matrice di sensori laser e sfruttando l'effetto Doppler [62] per calcolare la FRF e le forme modali.



Figura 33: Vibrometro laser Doppler.

<http://www.polytec.com>

L'effetto Doppler [63] è dovuto al moto relativo tra la sorgente vibrante e l'osservatore: quando ciò avviene si ottiene una differenza tra le frequenze relative alle onde di sorgente e

l'osservatore. A causa del fatto che lo spostamento Doppler generalmente è molto minore della frequenza fondamentale del laser, la luce del laser viene divisa in un "raggio di riferimento" e uno "di misura" da un divisore di fascio (Beam Splitter 1 (BS1)). Quest'ultimo passa attraverso un altro separatore (BS3) e viene concentrato da una lente sulla superficie vibrante. Il raggio riflesso torna in BS3 che lo devia in BS2, dove interferisce con il "raggio di riferimento". L'intensità risultante dalla combinazione delle due onde varia sinusoidalmente con la loro differenza di fase, che può essere costante o meno a seconda che l'oggetto sia fermo o vibri a velocità v . Nel primo caso si determina il cammino ottico L , percorso dalla luce tra la superficie e il beam splitter BS2. Nel secondo, invece, la differenza di fase diventa tempo variante con una determinata frequenza istantanea, il cui valore dipende dallo shift. I segnali ottici vengono poi convertiti in elettrici dai photo detectors PD1 e PD2. Infine sono necessari un fotodiodo e un demodulatore FM, che estrae dal segnale Doppler il modulo del velocità della vibrazione. Per determinare la sua direzione si possono utilizzare celle di Bragg.

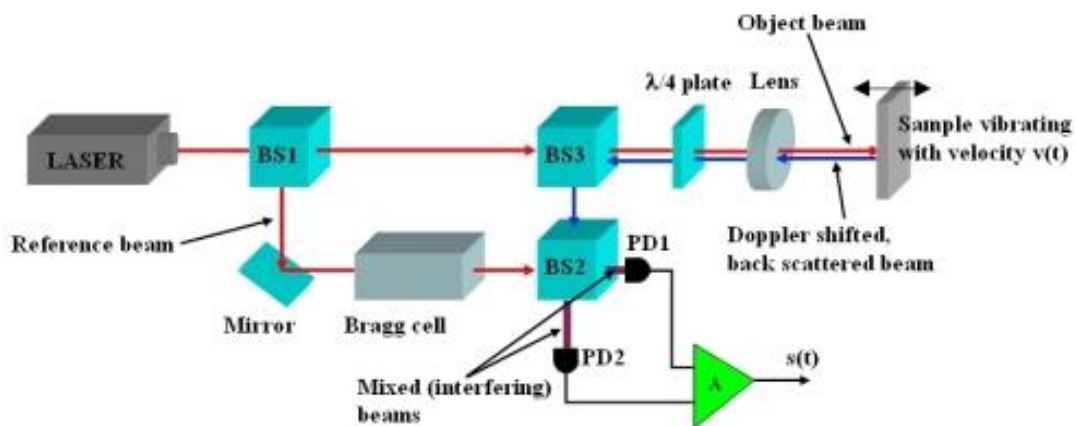


Figura 34: Schema descrittivo del funzionamento di un vibrometro laser Doppler. [63]

L'SLDV [64] può eseguire velocemente una serie di misure di velocità senza contatto su una griglia di punti della struttura da analizzare: i moderni dispositivi possono esplorare fino a 100 punti al secondo, per un numero totale di punti superiore ai 100.000. Nella maggior parte dei casi il range di velocità di un SLDV è di 10 m/s con un limite superiore di frequenza di 200 kHz e la risoluzione è dell'ordine del $\mu\text{m/s}$. La potenza del raggio laser raggiunge i decimi di mW e in tal modo garantisce la non intrusività dello strumento di misura, preservando l'oggetto da eventuali danneggiamenti. Le caratteristiche in esame rendono l'SLVD una tecnologia indicata per misure modali in situazioni in cui l'uso di sistemi convenzionali non è consigliabile ad es. strutture ad alta temperatura, non raggiungibili da operatore, leggere o mobili, sulle quali in generale non sia possibile applicare sensori.

4 Caratterizzazione sperimentale di patch PZT a film sottile: funzionamento come attuatore

4.1 Introduzione

Gli attuatori piezoelettrici sono spesso adoperati all'interno di sistemi complessi per controllare le condizioni di funzionamento. Tali trasduttori sono soggetti a riscaldamento, a causa delle correnti che si muovono al loro interno. Il principale problema può presentarsi in strutture dove l'effetto termico può alterare le corrette operazioni, specialmente quando l'attività dell'attuatore è continua.

In questo capitolo è stato analizzato un modello conduttivo di tipo termo-elettromeccanico, capace di descrivere il riscaldamento di attuatori piezoelettrici (patch PZT) annegati. In particolare esso permette di valutare la temperatura della patch PZT, misurando quelle delle superfici esterne del sistema. Per questo scopo, la distribuzione termica delle facce dell'attuatore è stata acquisita mediante termografia IR e punti rappresentativi sono stati investigati con termocoppie superficiali. Il modello è stato validato analizzando il provino costituito da una struttura polimerica con una patch PZT inglobata. Un modello di misura dell'incertezza è stato calcolato per mettere in evidenza le variabili più rilevanti ed è stato presentato il caso studio di una patch PZT, collocata all'interno di un pannello in composito.

4.2 Stato dell'arte

Una patch PZT è un dispositivo multistrato, costituito da un film sottile di materiale piezoelettrico, posto tra due elettrodi e isolato da una guaina polimerica. Essa è alimentata da una tensione alternata e quindi è soggetta ad uno stato di deformazione multiassiale, che è funzione dell'ampiezza e della frequenza della tensione stessa. [65]

Solitamente questi trasduttori sono collocati all'interno di una struttura più complessa ed influenzano significativamente il suo comportamento meccanico. Oggigiorno molte applicazioni sono utilizzate per sistemi elettronici, automobili e dispositivi medici [66]. Generalmente le patch PZT sono usate per scopi di attuazione, quando le performance di velocità, affidabilità e precisione sono necessarie [67, 68, 69]. In particolare Wills et al. [70] svilupparono un modello di controllo predittivo per un problema di disturbo nell'uscita di un sistema risonante lievemente smorzato, Basdogan et al. [71] progettarono un sistema di controllo attivo su strutture planari per sopprimere le vibrazioni e il rumore, Askin et al. [72] controllarono una struttura complessa 3D e Spiga et al. [73] crearono un sistema per correggere la deformazione della lente in telescopi di grandi dimensioni, generando delle forze attive.

In una patch PZT il risultato dell'applicazione di una tensione alternata è una deformazione meccanica, inoltre si osserva una modifica nello stato termico. Questo avviene perché parte della potenza elettrica applicata sull'attuatore è dissipata sotto forma di calore. Utilizzando sorgenti ad alte frequenze e voltaggio, Senousy et al. [74] evidenziarono significative alterazioni nelle proprietà e nell'affidabilità degli attuatori PZT con una consistente perdita di performance ed in particolare durante le attività di controllo. Zheng et al. [75] dimostrarono che questo incremento di temperatura è direttamente proporzionale alla frequenza e alla perdita di isteresi per ciclo di funzionamento per unità di volume nello stato privo di sollecitazione. Il principale approccio per lo studio del riscaldamento dei PZT fu introdotto da Ouchi et al. [76], considerando le condizioni di stato stazionario e la temperatura uniforme per il dispositivo. Interesse marginale fu dato agli effetti di distribuzione spaziale non omogenea di temperatura e ai transienti termici dinamici da parte di Takahashi et al. [77]. Richard and al. [78] valutarono le performance di emissione di un materiale PZT (Navy III) quando esso è annegato in una guaina di resine epossidiche con un'alta temperatura di transizione vetrosa. Zhou et al. [79] studiarono le interazioni tra una piastra di alluminio e un attuatore PZT. Questi proposero un semplice modello monodimensionale di trasferimento del calore per stimare l'aumento di temperatura e lo stress termico indotto sull'elemento PZT, variando la tensione elettrica applicata e lo spessore alla frequenza di risonanza. Infine Lesieutre et al. [80] osservarono l'intera risposta termica di un solido PZT, annegato in un pannello composito in resina epossidica e fibre di vetro, durante variazioni di voltaggio in frequenza e ampiezza. La struttura fu strumentata con termocoppie per ogni strato, ma la distribuzione non fu analizzata e solo un modello termo fu ottenuto per il dispositivo libero.

Il modello elettrico per un attuatore PZT dipende dalle condizioni meccaniche di questo, se esso è sollecitato o meno e/o alla frequenza di risonanza o meno [81]. Il più semplice circuito equivalente per un PZT, vicino alla frequenza di risonanza e scarico, è il Modello di Van Dyke [82]: questo è il parallelo tra la serie RLC , che rappresenta lo smorzamento meccanico, la massa e il comportamento meccanico, e la capacità C_o , quella tra i due elettrodi della patch PZT. Per mettere in evidenza le caratteristiche del materiale e le sue perdite significative, Sherrit et al. [83] usarono componenti circuitali, parametrizzati mediante valori complessi. Più recentemente Guan et al. [84] proposero un nuovo modello, in cui si stimano i valori dei componenti elettrici equivalenti, calcolandoli sulla base del comportamento elettrico, invece di quello meccanico. Questo modello è composto dal parallelo tra una serie RLC , C_o , R_s e R_p . Gli elementi dipendono dall'ampiezza e dalla fase dell'impedenza (C_o , C , L , R) e dall'energia dissipata (R_s , R_p). Quando il dispositivo piezoelettrico è montato su una struttura, e quindi

viene caricato nell'intorno della frequenza di risonanza, i modelli precedenti devono essere modificati con nuovi parametri, secondo le altre frequenze di risonanza della struttura stessa. Per questo motivo rami multipli *RLC* vengono aggiunti in parallelo al modello di Van Dyke e a quello di Guan [81].

Scopo di questo studio è quello di creare un modello conduttivo termo-elettro-meccanico, adatto a descrivere l'incremento della temperatura della patch PZT, quando essa è annegata in una struttura e utilizzata con differenti frequenze e valori di tensione, misurando la temperatura sulle superfici della stessa struttura. Inoltre, l'attività termica della patch PZT è stata caratterizzata. Un'analisi mediante termografia IR è stata effettuata per descrivere la distribuzione della temperatura dell'attuatore, mentre una valutazione quantitativa attraverso termocoppie è stata utilizzata per convalidare il modello termico. Un modello di misura dell'incertezza è stato sviluppato per mettere in evidenza le variabili più rilevanti. Infine il case study di un pannello composito è stato analizzato.

4.3 Materiali e metodi

4.3.1 Patch PZT

La patch PZT (*Figura 35*), adottata in questo studio, è un trasduttore prodotto dalla Physik Instrumente GmbH e chiamato P-876.A11 DuraAct Patch Transducer. Essa è composta da un layer piezoelettrico di PIC255, un composto modificato di titanato zirconato di piombo, due elettrodi, costituiti in metallo conduttivo, e una guaina polimerica in Kapton. Le sue dimensioni sono di $61 \times 35 \times 0,5$ mm. Meccanicamente ha una forza di bloccaggio di 90 N, una contrazione laterale minima di $400 \mu\text{m/m}$, un raggio di curvatura di 12 mm e una frequenza operativa massima di 10^4 Hz; mentre elettricamente una capacità di 150 nF, un range di voltaggio durante il funzionamento da -50 a 200 V e uno spessore del materiale piezoelettrico di $100 \mu\text{m}$. Infine presenta una resistenza alla fatica fino a 10^9 cicli e una temperatura di esercizio da -20 a $150 \text{ }^\circ\text{C}$. [85]

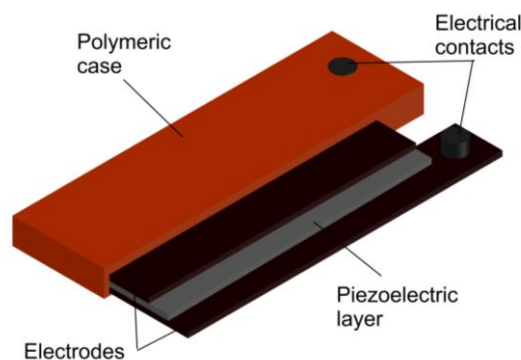


Figura 35: Schematizzazione della patch PZT.

4.3.2 Setup sperimentale

Il setup sperimentale (*Figura 36*) consiste in un sistema di alimentazione per la patch PZT (A1), costituito da un amplificatore di potenza (PA, Physik Instrumente, mod. E-413 D2) con un guadagno di tensione di 50 e una potenza di funzionamento di 24 W (24 V e 1 A), pilotato da un generatore di funzione (GF, Agilent, mod. 33220 A) e monitorato in ingresso da un oscilloscopio (OS, Tektronix, mod. TDS 2014) e in uscita mediante un multimetro (MU, Fluke, mod. 183). Due termocoppie superficiali tipo K (K1, K2) e il loro sistema di acquisizione (TDAQ, Measurement Advantage, mod. USB-TEMP) sono stati impiegati per misurare le temperature in corrispondenza dello stesso punto delle facce esterne della struttura. Due termocamere raffreddate ad infrarossi (TC1 E TC2, FLIR, mod SC 7400 e SC 7200.), dotate di array piani con rilevatori focali in InSb con risoluzione di 640 x 512 e 320 x 256 pixel (entrambi utilizzati a 640 x 512 pixel mediante finestrazione della meno performante), che operano nella banda spettrale del MWIR (3.6 - 5.1 μm) con NETD < 20 mK a temperatura ambiente, sono state adoperate per mappare la temperatura delle superfici. Infine un analizzatore di conducibilità termica (Mathis, mod. TCi) è stato adottato per misurare la conducibilità termica delle piastre di materiale polimerico e del pannello composito.

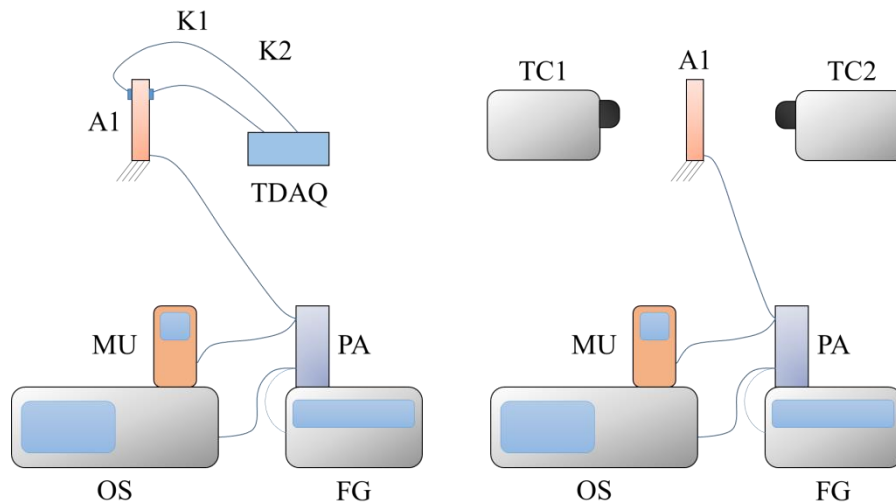


Figura 36: Setup sperimentale (non in scala).

4.3.3 Procedura sperimentale

Una prima patch PZT (*Figura 37a*) è stata incastrata in una configurazione a mensola, usando una morsa, ed esposta all'aria statica. Una tensione sinusoidale è stata applicata per alimentare l'attuatore con differenti ampiezze e frequenze. Per ogni condizione di vibrazione, le termocoppie monitorarono la temperatura delle superfici nei punti opposti. Dopo un

riscaldamento transitorio, l'attività termica del trasduttore è stata analizzata in condizioni stazionarie e quindi le temperature sono state acquisite. Queste procedure sono state ripetute racchiudendo la patch PZT tra due piastre in materiale polimerico con spessori differenti (*Figura 37b*), ma con identiche proprietà termiche. Una seconda patch PZT (*Figura 37c*) è stata annegata all'interno in un pannello composito in fibra di vetro e resina epossidica. Tale struttura, ottenuta tramite processo di lay-up manuale, è composta da 5 layer con il trasduttore posto tra la prima e la seconda lamina vicino ad un estremo. Durante l'applicazione di una tensione sinusoidale, il riscaldamento e il raffreddamento completo del target, vincolato a mensola, sono acquisiti dalle termocamere ad infrarossi. Le emissività delle superfici sono state precedentemente valutate mediante il confronto con nastro nero ad emissività nota.

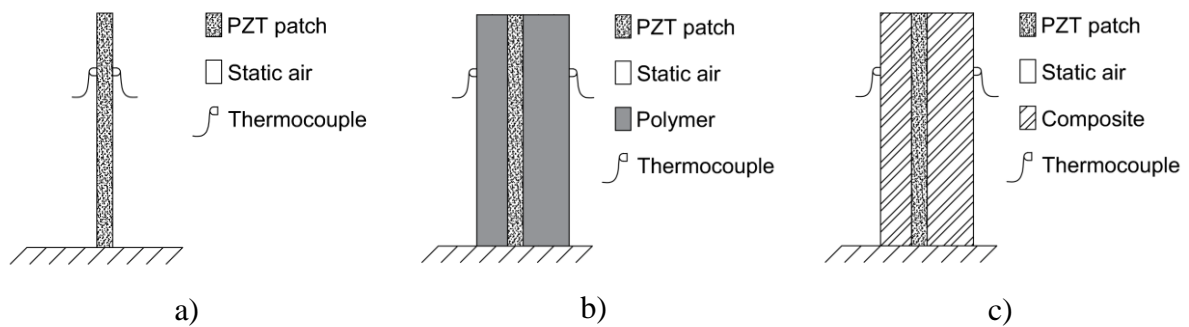


Figura 37: a) Patch PZT incastrata esposta all'aria statica, b) Pannello polimerico incastrato con patch PZT inglobata esposto all'aria statica, c) Pannello composito incastrato con patch PZT inglobata esposto all'aria statica.

4.4 Risultati

4.4.1 Modello conduttivo termo-elettro-meccanico

Diversi metodi per modellare elettricamente un attuatore piezoelettrico sono stati adottati da vari ricercatori [81-84], ma in ogni caso essi considerano rilevanti le dimensioni dei trasduttori. Come proposto da Otto et al.[85], in questo capitolo è suggerito un semplice schema elettrico per la modellazione della patch PZT (*Figura 38*), partendo dal presupposto che molti contributi nel fenomeno fisico possono essere approssimati causa lo spessore sottile del trasduttore. Un sensore piezoelettrico a film sottile è rappresentabile come un condensatore reale, quindi dotato di una resistenza interna (polvere piezoelettrica, elettrodi, aria). La potenza dissipata sotto forma di calore, corrisponde a quella persa per effetto Joule su quest'ultima. Di conseguenza una patch PZT può essere approssimata al parallelo tra la sua capacità C , per l'effetto del PIC 255, e la sua resistenza interna R_p .

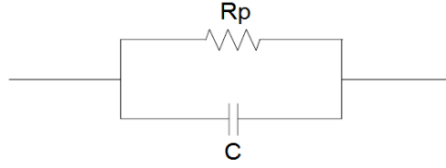


Figura 38: Schema elettrico della patch PZT.

L'elemento passivo (R_P [Ω]) è attraversato da una corrente elettrica I_{Rp} [A] (Equazione 3) ed essa dissipa la potenza elettrica P_{el} [W] sotto forma di calore (Equazione 4):

$$I_{Rp} = j \omega C V \tan \delta \quad \text{Equazione 3}$$

$$P_{el} = \frac{\pi}{4} \tan \delta f C V_{pp}^2 \quad \text{Equazione 4}$$

dove V è la tensione RMS [V], V_{pp} la tensione picco-picco [V], ω la pulsazione [rad], f la frequenza [Hz] di alimentazione della patch PZT, mentre $\tan \delta$ rappresenta il fattore di perdita dielettrica nel capacitore, una funzione non lineare del campo elettrico.

Quando la patch PZT è racchiusa o annegata in una struttura, il maggiore contributo al trasferimento termico è quello conduttivo. È stato quindi utilizzato un modello conduttivo termico per una sottile parete piana in condizioni stazionarie [86] (Figura 39).

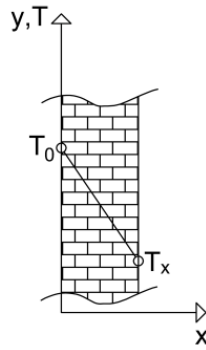


Figura 39: Modello conduttivo termico per una sottile parete piana in condizioni stazionarie.

In questo caso la potenza termica condotta P_{cond} [W] (Equazione 5) è:

$$P_{cond} = \frac{A}{s} \lambda (T_x - T_0) \quad \text{Equazione 5}$$

dove A è la superficie conduttiva [m^2], s lo spessore del materiale conduttivo [m], λ la conducibilità termica [$W/(m \cdot ^\circ C)$], T_x e T_0 le temperature delle due facce della parete [$^\circ C$].

L'intera struttura può essere, quindi, rappresentata come in *Figura 40*:

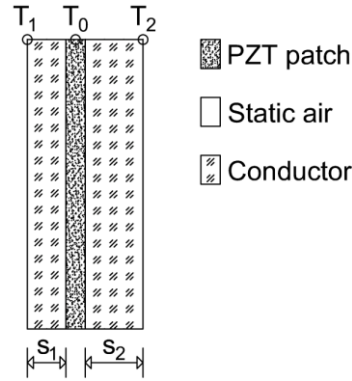


Figura 40: Patch PZT tra due piastre di materiale polimerico.

dove T_0 è la temperatura della patch PZT inglobata, T_1 e T_2 le temperature delle superfici del target in corrispondenza della stessa ordinata, mentre s_1 e s_2 sono lo spessore delle due piastre di materiale.

Assumendo che, in condizioni stazionarie, la patch PZT sia una sorgente piana di calore con una potenza dissipata P_{el} (*Equazione 4*) e il calore trasferito attraverso gli strati di polimero sia solo per il fenomeno di conduzione e uguale alla potenza condotta P_{cond} (*Equazione 5*), il modello conduttivo si modifica come in *Equazione 6*.

$$\left\{ \begin{array}{l} P_{el} = \frac{\pi}{4} \tan \delta f C V_{pp}^2 \\ P_{cond} = \frac{A}{s_1} \lambda (T_0 - T_1) + \frac{A}{s_2} \lambda (T_0 - T_2) \\ P_{el} = P_{cond} \end{array} \right. \quad \text{Equazione 6}$$

Risolvendo il precedente Sistema di equazioni, la temperatura T_0 della patch PZT inglobata è calcolabile utilizzando l'*Equazione 7*:

$$T_0 = \frac{\pi \tan \delta f C V_{pp}^2}{4 \lambda A} \cdot \frac{s_1 s_2}{s_1 + s_2} + \frac{T_1 s_2 + T_2 s_1}{s_1 + s_2} \quad \text{Equazione 7}$$

Nell'ambito dei sistemi di controllo delle vibrazioni e del rumore basati su patch PZT, la stima della temperatura di lavoro raggiunta a seguito di inglobamento all'interno di una struttura composita è importante ai fini della realizzazione di strutture "intelligenti" (*Smart Materials*).

4.4.2 Distribuzione della temperatura superficiale della patch PZT

La valutazione della distribuzione termica sulla patch PZT incastrata è stata effettuata utilizzando la termografia IR. L'emissività della superficie dell'attuatore è stata misurata tramite il confronto con quella nota di un nastro nero (0,97), ed è pari a 0,93. La *Figura 41* riporta l'effetto del riscaldamento dalla temperatura di 20.02 °C per 420 s, prodotto da un ingresso di tensione con ampiezza di 150 V_{pp} e frequenza di 300 Hz, e il raffreddamento per 210 s in aria statica.

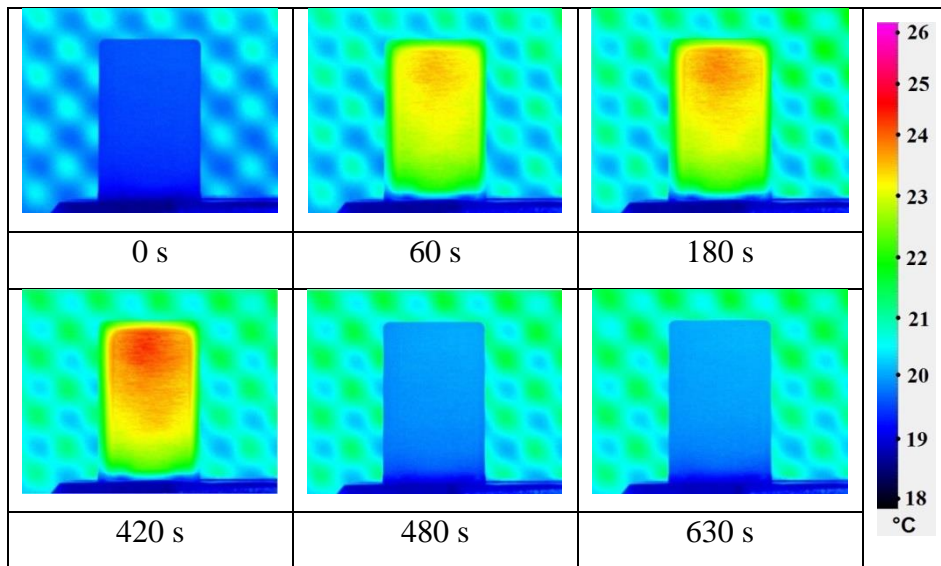


Figura 41: Tipica distribuzione termica sulla superficie della patch PZT incastrata in aria statica durante riscaldamento e raffreddamento.

La distribuzione di temperatura non è uniforme, con un incremento sulla parte superiore e un decremento vicino alla morsa, e inoltre risente della presenza di numerosi hot spot, causati dalla polvere piezoelettrica di cui è costituito l'attuatore.

La *Figura 42* mostra l'andamento della temperatura media della superficie della patch PZT durante il riscaldamento e il raffreddamento precedenti.

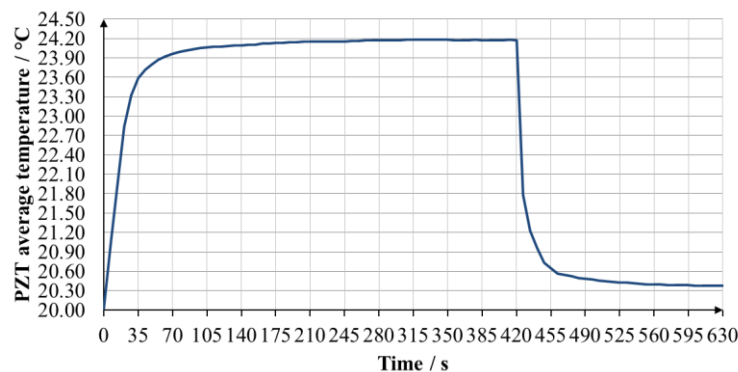


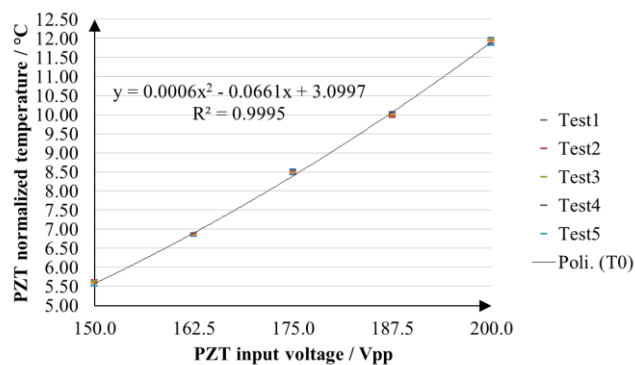
Figura 42: Tipico andamento della temperatura media della patch PZT incastrata.

Un incremento rapido della temperatura avviene nei primi 35 s di riscaldamento a causa dello spessore sottile della patch, successivamente si osserva una crescita più lenta, fino allo stato stazionario (24.17 °C). Il raffreddamento segue la tendenza opposta.

4.4.3 Validazione del modello conduttivo termo-elettro-meccanico

La validazione del modello conduttivo termo-elettro-meccanico è stata effettuata considerando di posizionare le termocoppie superficiali in corrispondenza della parte più calda PZT e sulla stessa ordinata sulle superficie. La temperatura T_{0_m} della patch PZT incastrata è stata misurata e considerata come quella del trasduttore inglobato. Le temperature T_1 e T_2 delle due piastre in materiale polimerico sono state acquisite per identificare una corrispondenza con quella calcolata T_{0_c} e la precedente misurata T_{0_m} . Il modello è stato applicato sul pannello composito, che è stato analizzato come case study.

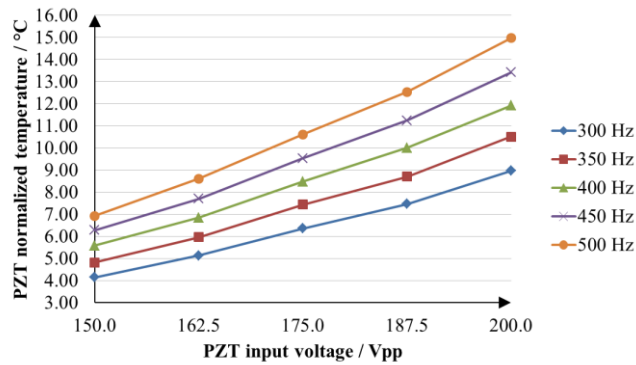
La *Figura 43* mostra la temperatura $T^*_{0_m}$ normalizzata (rispetto alla temperatura ambiente) e misurata del punto rappresentativo della superficie della patch PZT incastrata, acquisita dalle due termocoppie superficiali a 400 Hz, quando l'ampiezza della tensione di ingresso varia da 150 a 200 V_{pp}. Lo stato stazionario si è ottenuto dopo un riscaldamento di 7 minuti.



*Figura 43: Tipico andamento della temperatura normalizzata e misurata $T^*_{0_m}$ del punto rappresentativo della superficie della patch PZT.*

La curva è approssimata da un polinomio del secondo ordine e la temperatura superficiale della patch PZT è una funzione quadratica della tensione di ingresso. Le temperature, misurate dalle due differenti termocoppie superficiali, presentano una deviazione standard di soli 0,06 °C e le prove mostrano una ripetibilità adeguata con valore massimo di incertezza di 0,08 °C.

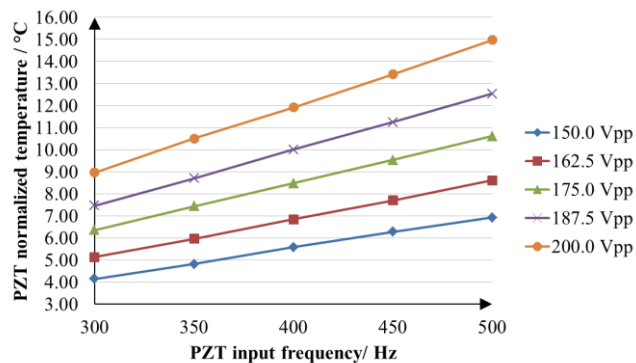
La *Figura 44* mostra, come la precedente, l'effetto della tensione di ingresso sulla temperatura $T^*_{0_m}$, ma considerando una variazione della frequenza tra 300 e 500 Hz.



*Figura 44: Temperatura normalizzata e misurata $T^*_{0_m}$ VS ampiezza della tensione in ingresso alla patch PZT al variare della frequenza.*

L'andamento è descritto da un'equazione polinomiale del secondo ordine con incremento all'aumentare della frequenza.

La *Figura 45* riporta, infine, la temperatura normalizzata e misurata $T^*_{0_m}$ in funzione della frequenza quando la tensione di ingresso varia da 150,0 a 200,0 Vpp.



*Figura 45: Temperatura normalizzata e misurata $T^*_{0_m}$ VS frequenza in ingresso alla patch PZT al variare dell'ampiezza della tensione.*

La temperatura presenta un andamento lineare, quando la frequenza aumenta, e un incremento della pendenza, quando cresce la tensione.

La *Figura 46* descrive le curve relative alle temperature T_1 e T_2 , misurate sulla superficie del pannello polimerico incastrato e sugli stessi punti considerati per acquisire T_0 . In questo caso, sono richiesti 30 minuti per avere la condizione di regime stazionario per la struttura. Il

test è stato effettuato applicando $162,5 V_{pp}$ a 400 Hz con 30 minuti di riscaldamento dalla temperatura ambiente ($17,91\text{ }^{\circ}\text{C}$).

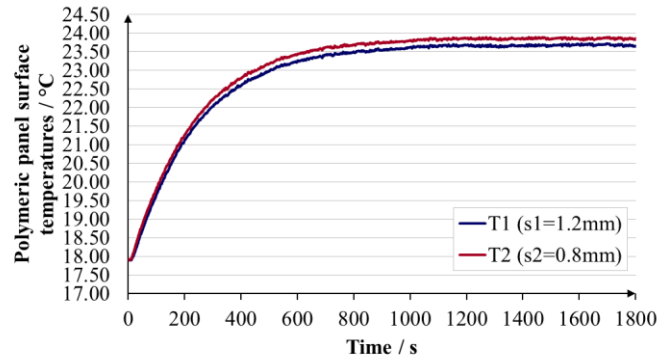


Figura 46: Andamento tipico delle temperature T_1 e T_2 delle due superfici del pannello polimerico incastrato.

L'andamento è lo stesso di quello riportato in *Figura 42*, ma può essere osservato un dissimile comportamento termodinamico. Il calore generato dalla patch PZT attraversa i due diversi spessori delle lastre polimeriche e, conseguenzialmente, le temperature raggiunte sulle superfici sono discordanti. Dopo 30 minuti di attività della patch PZT, le facce raggiungono le condizioni di stato stazionario e la loro differenza misurata rimane costante.

La *Tabella 1* riporta le temperature normalizzate T^*_1 e T^*_2 alla temperatura ambiente delle superfici del pannello polimerico incastrato, rispettivamente allo spessore di s_1 e s_2 , negli stessi punti utilizzati per la patch PZT incastrata e il confronto tra la temperatura calcolata $T^*_{0_c}$ e quella misurata $T^*_{0_m}$, normalizzate alla temperatura ambiente, della stessa patch PZT. Le prove sono state eseguite variando la tensione di ingresso da $150,0$ a $200,0 V_{pp}$ e la frequenza da 300 a 500 Hz con 30 minuti di riscaldamento, partendo dalla temperatura ambiente. Inoltre, per ottenere la $T^*_{0_c}$, è stata applicata l'*Equazione 7*. È stata misurata la conducibilità termica λ della struttura, il cui valor medio è risultato pari $0,150\text{ W} / (\text{m}\cdot^{\circ}\text{C})$, mentre la capacità C e la costante di perdita dielettrica $\tan \delta$ sono stati valutati attraverso i dati forniti dal costruttore [85]. Infine si è quantificato l'errore sul calcolo di T_0 ($\text{Err} \%(T_0)$), inteso come quanto $T^*_{0_c}$ è risultato percentualmente inferiore a $T^*_{0_m}$, che corrisponde all'errore che si commette sulla valutazione della temperatura della patch PZT quando si applica il modello proposto.

<i>Frequenza [Hz]</i>	<i>Tensione [V_{pp}]</i>	<i>T*₁ [°C]</i>	<i>T*₂ [°C]</i>	<i>tan δ</i>	<i>T*_{0_m} [°C]</i>	<i>T*_{0_c} [°C]</i>	<i>Err %(T₀)</i>
300	150.0	3.54	3.63	0.1290	4.15	3.78	9%
	162.5	4.51	4.61	0.1325	5.13	4.80	7%
	175.0	5.38	5.50	0.1350	6.36	5.72	10%
	187.5	6.44	6.57	0.1350	7.46	6.83	8%
	200.0	7.64	7.80	0.1350	8.97	8.09	10%
350	150.0	4.05	4.15	0.1290	4.82	4.33	10%
	162.5	5.18	5.30	0.1325	5.97	5.52	8%
	175.0	6.19	6.33	0.1350	7.44	6.59	11%
	187.5	7.43	7.59	0.1350	8.71	7.89	9%
	200.0	8.83	9.02	0.1350	10.51	9.36	11%
400	150.0	4.46	4.57	0.1290	5.59	4.78	14%
	162.5	5.75	5.88	0.1325	6.85	6.13	10%
	175.0	6.90	7.07	0.1350	8.48	7.36	13%
	187.5	8.32	8.50	0.1350	10.00	8.84	12%
	200.0	9.92	10.13	0.1350	11.92	10.52	12%
450	150.0	5.12	5.24	0.1290	6.28	5.48	13%
	162.5	6.50	6.65	0.1325	7.71	6.93	10%
	175.0	7.87	8.05	0.1350	9.54	8.38	12%
	187.5	9.46	9.66	0.1350	11.25	10.05	11%
	200.0	11.26	11.50	0.1350	13.42	11.93	11%
500	150.0	5.64	5.86	0.1290	6.92	6.09	12%
	162.5	7.21	7.48	0.1325	8.61	7.75	10%
	175.0	8.75	8.86	0.1350	10.62	9.27	13%
	187.5	10.51	10.74	0.1350	12.54	11.16	11%
	200.0	12.52	12.79	0.1350	14.97	13.27	11%

Tabella 1: Parametri per la validazione del modello termo-elettro-meccanico.

4.4.4 Modello di incertezza

Un modello di incertezza è stato sviluppato per verificare l'effetto dei singoli parametri sulla quantificazione del modello conduttivo termo-elettro-meccanico della patch PZT annegata. Il calcolo è stato realizzato applicando la normativa ISO IEC 98-3:2008 [87]. Secondo questa, l'Equazione 8 è stata utilizzata per valutare l'incertezza estesa della temperatura T_0 .

$$u^2(T_0) = \sum_i u^2(x_i) \left(\frac{\delta T_0}{\delta x_i} \right)^2 \quad \text{Equazione 8}$$

Considerando l'Equazione 7 per l'espressione di T_0 , l'incertezza estesa (Equazione 9) diventa:

$$\begin{aligned}
 u^2(T_0) = & u^2(\tan \delta) \left(\frac{\delta T_0}{\delta \tan \delta} \right)^2 + u^2(f) \left(\frac{\delta T_0}{\delta f} \right)^2 + u^2(C) \left(\frac{\delta T_0}{\delta C} \right)^2 + u^2(V_{PP}) \left(\frac{\delta T_0}{\delta V_{PP}} \right)^2 + \\
 & + u^2(\lambda) \left(\frac{\delta T_0}{\delta \lambda} \right)^2 + u^2(A) \left(\frac{\delta T_0}{\delta A} \right)^2 + u^2(T_1) \left(\frac{\delta T_0}{\delta T_1} \right)^2 + u^2(T_2) \left(\frac{\delta T_0}{\delta T_2} \right)^2 + u^2(s_1) \left(\frac{\delta T_0}{\delta s_1} \right)^2 \\
 & + u^2(s_2) \left(\frac{\delta T_0}{\delta s_2} \right)^2
 \end{aligned}$$

Equazione 9

L'incertezza estesa è stata stimata, assumendo un fattore di copertura $k = 3$, come in Equazione 10.

$$U_c(T_0) = k u(T_0)$$

Equazione 10

La Tabella 2 mostra i valori dei parametri delle Equazione 9 e Equazione 10 per la patch PZT racchiusa tra due piastre polimeriche, quando essa è alimentata con una tensione di 150.0 V_{pp} a 400 Hz.

Parametri [unità]	Valore	Incertezza tipo	Accuratezza	$u^2 * (\delta T_0 / \delta x)^2$
$\tan \delta$	0.1290	B	0.001	6.36E-08
f [Hz]	400	B	0.00002	2.54E-11
C [F]	1.30E-07	B	0.002	2.54E-07
V _{pp} [V _{pp}]	150.0	B	0.006	9.15E-06
λ [W/(m*k)]	0.150	A	0.006	4.58E-06
A [m ²]	0.0015	B	0.001	6.36E-08
T ₁ [°C]	4.46	A	0.07	0.004
T ₂ [°C]	4.57	A	0.06	0.006
s ₁ [m]	0.0012	B	0.00005	1.68E-06
s ₂ [m]	0.0008	B	0.00005	6.79E-06

$u^2(T_0)$ [°C ²]	$u(T_0)$ [°C]	$U_c(T_0, k=3)$ [°C]
0.01	0.10	0.30

Tabella 2: Parametri e incertezza del modello conduttivo termo-elettro-meccanico.

La misura delle temperature T_1 e T_2 presenta la maggior rilevanza nel calcolo dell'incertezza estesa, mentre la frequenza produce l'effetto minore.

4.5 Case study: pannello composito

Il modello conduttivo termo-elettro-meccanico della patch PZT inglobata è stato applicato quando tale attuatore viene annegato in un pannello composito in fibra di vetro e resina epossidica. L'attuatore è stato collocato tra il 1° e 2° layer (a distanza sufficiente all'asse neutro) per ottenere un comportamento di deformazione compatibile con il campo di interesse dell'attuatore (d_{31}).

Le superfici di questa struttura sono state osservate mediante indagine termografica IR. La loro emissione è stata misurata utilizzando il confronto con quella nota di un nastro nero (0,97) ed è risultata pari a 0,95. La *Figura 47* descrive la distribuzione della temperatura sulle facce del pannello composito, quando la patch PZT è alimentata con una tensione di 200,0 V_{pp} ad una frequenza di 500 Hz per 90 minuti, partendo dalla temperatura ambiente di 21,60 °C.

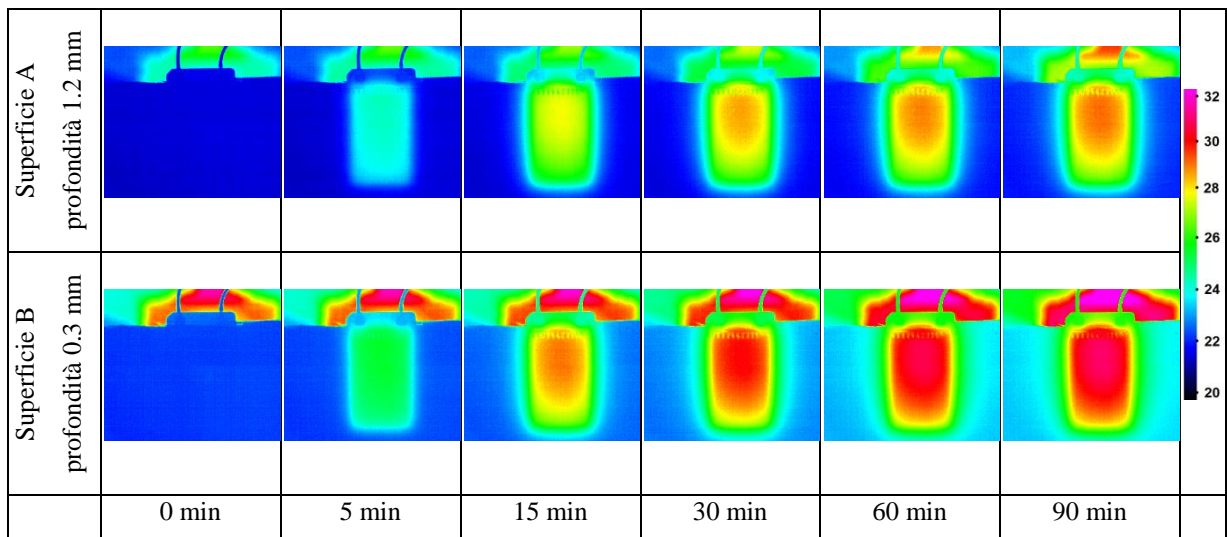


Figura 47: Tipica distribuzione termica sulle superfici del pannello composito in corrispondenza della patch PZT.

La distribuzione termica non è uniforme e inoltre non è simile al caso della sola patch PZT incastrata. Il livello di riscaldamento della superficie A è maggiore di quello della superficie B, tuttavia la diversa posizione dell'attuatore produce un incremento sulla parte inferiore della superficie con un aspetto ellittico.

La *Figura 48* mostra l'andamento delle temperature medie T_{A_m} e T_{B_m} delle superfici della patch PZT alla temperatura ambiente.

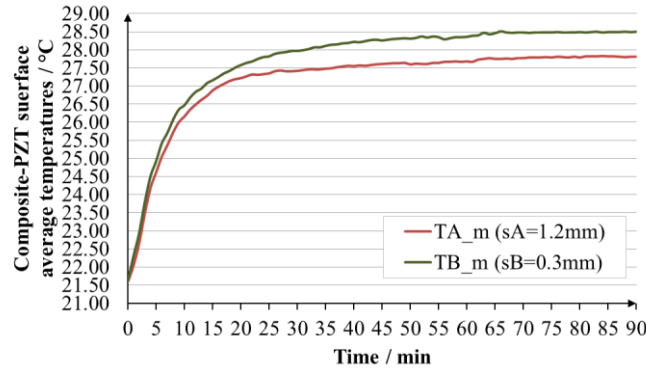


Figura 48: Andamenti delle temperature medie sulle superfici del pannello composito in corrispondenza della patch PZT.

Gli andamenti mantengono la stessa tendenza del test precedente sul pannello polimerico, ma, a causa della conduttività termica inferiore del composito, è necessario un tempo più lungo per raggiungere la condizione di stato stazionario.

La Tabella 3 mostra i valori dei parametri, adottati per questo test, e la temperatura media calcolata T_{0-m} della patch PZT.

$\tan\delta$	f	C	V_{ppPZT}	λ	A	s_A	s_B	T_{A_m}	T_{B_m}	T_{0_m}
	[Hz]	[F]	[V _{pp}]	[W/(m*K)]	[mm ²]	[m]	[m]	[°C]	[°C]	[°C]
0.1350	500	0.00000013	200.0	0.08	0.0015	0.0012	0.0003	27.81	28.48	28.90

Tabella 3: Parametri per il calcolo della temperatura media T_{0-m} della patch PZT.

4.6 Conclusioni

In questo capitolo è stato definito un modello conduttivo termo-elettro-meccanico per una patch PZT incorporata in un sistema. L'effetto del modulo e della frequenza della tensione di alimentazione sono stati studiati, le superfici dell'attuatore e la sua struttura sono stati analizzati mediante la termografia IR e un modello di incertezza è stato calcolato.

La patch PZT si riscalda a causa della corrente elettrica che si muove al suo interno. La distribuzione termica derivante non è omogenea e dipende dalla posizione, dal tipo di vincolo dell'attuatore, ma valori simili di temperatura vengono raggiunti per ogni configurazione. L'effetto termico è stato analizzato durante le varie fasi del riscaldamento, fino ad individuare una condizione di stato stazionario, e del raffreddamento. In seguito è stato definito e verificato un modello conduttivo di tipo termo-elettro-meccanico, osservando la superficie dell'attuatore, studiando definiti punti della stessa. Infine le osservazioni fatte sono state utilizzate per il case study di un pannello composito.

Il modello conduttivo termo-elettro-meccanico adottato è in grado di descrivere il fenomeno termico con un errore medio di circa l'11% e può essere utilizzato per ottenere una sufficiente valutazione dell'effetto critico del riscaldamento della patch PZT. Il modello di incertezza evidenzia l'importanza di una corretta stima della temperatura, il parametro più importante dello studio. La sua misura può notevolmente inficiare sull'attendibilità dei risultati.

5 Caratterizzazione sperimentale di patch PZT a film sottile: funzionamento come sensore

5.1 Introduzione

I sensori piezoelettrici sono dispositivi in grado di percepire lo stato vibrazionale di strutture più o meno complesse. Le loro caratteristiche intrinseche devono mostrare adeguatezza nell'acquisire correttamente i segnali da misurare, per cui risultano fondamentali la loro posizione, le loro dimensioni, il loro peso ed in generale le caratteristiche meccaniche ed elettriche utili alla loro funzione. Nella maggior parte dei casi tutto è finalizzato alla rilevazione della risonanza della struttura in esame. Questa rappresenta certamente l'effetto principale da eliminare per ottenere un corretto controllo di vibrazione e rumore, tuttavia può essere fruttata per giungere a risultati vantaggiosi.

Molti dispositivi piezoelettrici sono in grado di adoperare la vibrazione per produrre energia elettrica. Tale tecnica è chiamata Energy Harvesting (EH) e si basa sulla generazione di piccole potenze elettriche, mediante l'utilizzo di fenomeni dovuti a interazioni indirette sistema-harvester. In tal maniera è possibile posizionare un elemento piezoelettrico su un sistema vibrante e sfruttare la vibrazione prodotta per innescare la risonanza ed in modo passivo sviluppare corrente e tensione.

In questo capitolo sono stati caratterizzati un generatore risonante piezoelettrico a sbalzo (RPG), in grado di operare in configurazione d_{31} ed un circuito di raddrizzamento e di regolazione (RRC) ad esso collegabile.

I comportamenti elettrici e vibrazioni sono stati indagati attraverso prove di laboratorio per evidenziare la potenza massima generabile, i parametri dinamici, il campo di deformazione associata, l'efficienza dell'RPG ed i tempi di carica e scarica dell'RRC. I risultati mostrano che esiste una potenza ottimale per un carico specifico ed essa si massimizza in corrispondenza della frequenza di risonanza. Infatti in queste condizioni meccaniche, la potenza si accresce di diversi ordini di grandezza e vantaggi simili sono ottenuti nell'efficienza. Gli stessi sono stati raggiunti impiegando l'RCC, incrementando i tempi di funzionamento. L'obiettivo principale di questo studio è quello di migliorare le prestazioni di un tradizionale risuonatore piezoelettrico a sbalzo e verificarne la fattibilità per casi reali.

5.2 Stato dell'arte

Energia cinetica, contenuta nelle vibrazioni, può essere utilmente convertita in energia elettrica. Diversi tipi di sistemi sono stati sviluppati come harvester: questi utilizzano un

meccanismo di trasduzione basato su deformazioni (trasduzione piezoelettrica), velocità relativa (trasduzione elettromagnetica) o spostamento relativo (trasduzione elettrostatica). Generatori piezoelettrici sono in grado di produrre tensione elettriche, quando stimolati da un carico meccanico e dinamico. La loro struttura è molto semplice e per questo presentano bassi costi di produzione e possono essere utilizzati all'interno di piccoli sistemi senza influenzarne il comportamento meccanico. [88, 89, 90, 91]

Molti ricercatori hanno proposto harvester piezoelettrici per applicazioni di micro scala (da μm a mm) e di macro scala ($>\text{cm}$). White et al. [92] e Glynn-Jones et al. [93] impiegarono un microgeneratore vibrante triangolare a sbalzo, ottenuto tramite screen printing di materiale piezoelettrico. Questa struttura consente una costante deformazione sul film piezoelettrico per un dato spostamento e, in particolare, generò $3 \mu\text{W}$ di potenza elettrica a 80.1 Hz con un carico resistivo ottimale di $333 \text{ k}\Omega$. Roundy et al. [94] sviluppò un generatore a sbalzo con larghezza costante ed una massa aggiuntiva sulla sua estremità libera. Il sistema produsse una potenza massima di $3.75 \mu\text{W}$ con un'accelerazione di ingresso di 2.5 ms^{-2} a 120 Hz e un carico resistivo ottimale di $250 \text{ k}\Omega$. Sodano et al. [95] crearono una lastra in composito, alluminio e piezoelettrico, ottenendo una potenza massima di 2 mW , quando essa veniva eccitata alla sua frequenza di risonanza. De Pasquale et al. [96] studiarono un modello predittivo per descrivere l'effetto della frequenza operativa sulla tensione di uscita di un generatore piezoelettrico a sbalzo. Questo harvester era composto da un trasduttore piezoelettrico ed un circuito rettificante e raggiungeva una potenza massima di 12 mW , quando lavorava in condizioni di risonanza. Negli ultimi articoli citati si è evidenziato che la risonanza meccanica può favorevolmente migliorare la potenza di uscita di harvester piezoelettrico a sbalzo. Montanini et al. [97] costruirono un generatore piezoelettrico a sbalzo, usando un trasduttore piezoelettrico (DuraAct P-876.A12) incollato su un composito in fibra di vetro e resina epossidica. Essi studiarono la correlazione tra la frequenza di lavoro e la potenza elettrica generata, ma soprattutto analizzarono il campo di deformazioni (frequenza di risonanza e forma della flessione) per produrre il massimo valore di potenza. In questo caso si ottennero 12.4 mW con un carico ottimale di $100 \text{ k}\Omega$. Tuttavia ad oggi le caratteristiche elettromeccaniche dei generatori piezoelettrici, quando varia la frequenza di risonanza, non sono state valutate.

Sebbene un harvester PTZ produce una tensione alternata pseudo-sinusoidale con una piccola corrente, spesso un circuito di raddrizzamento e di regolazione deve essere utilizzato per ottenere potenza di uscita di tipo DC. Questa può essere immagazzinata in una batteria o impiegata direttamente per un piccolo carico (es. sensori wireless). Kwon et al. [98] proposero

un raddrizzatore e regolatore con ponte a diodi per estrarre e trasferire energia direttamente dal trasduttore piezoelettrico alla batteria di accumulo tramite un induttore, aumentando la potenza elettrica utilizzabile. Le et al. [99] fabbricarono e testarono un rettificatore sincrono a semionda e due raddrizzatori ad onda intera passivi e sincroni, adottando il processo CMOS. Grazie a queste tecnologie, essi evidenziarono il più alto picco di potenza fino a 22 W e il carico resistivo ottimale più basso fino a 68 k Ω .

L'evidenza di una buona prestazione per un generatore piezoelettrico deve essere misurata. Infatti un harvester produce una piccola quantità di energia elettrica e quindi una valutazione dell'efficienza di conversione può essere utilizzata per definire la corretta applicazione. Umeda et al. [100] proposero un meccanismo di generazione di energia elettrica in cui l'energia meccanica di un impatto è trasformata in energia elettrica attraverso un trasduttore piezoelettrico e misurarono l'efficienza della trasformazione come funzione del coefficiente di accoppiamento elettromeccanico, della perdita meccanica e della perdita dielettrica della struttura vibrante. Goldfarb et al. [101] indagarono un'eccitazione meccanica di tipo armonico per una configurazione a stack di piezoelettrici, suggerendo un modello analitico in cui l'efficienza è funzione della forza di ingresso, della frequenza e del carico resistivo. Recentemente Richards et al. [102], Shu et al. [103] e Kubba et al. [104] proposero una formula analitica per prevedere l'efficienza di conversione dell'energia di harvester piezoelettrici, connessi o meno a circuiti di raddrizzamento e quindi nel caso di potenza DC e AC in uscita.

In questo capitolo un generatore piezoelettrico risonante a sbalzo, che lavora in modalità d_{31} , è stato studiato ed ambedue i comportamenti elettrici e vibrazionali sono stati indagati. Una patch piezoelettrica (PZT) è stata incollata su una travetta in materiale composito in fibra di vetro e resina epossidica con diverse masse di prova applicate alla sua estremità libera e ad essa è stato collegato ad un RRC. Questo RPG è stato messo in vibrazione con uno shaker elettrodinamico, collegato ad un amplificatore di potenza e ad un generatore di funzioni. Un estensimetro è stato incollato sulla superficie della patch PZT con lo scopo di misurare la deformazione, mentre un sensore laser senza contatto è stato impiegato per rivelare gli spostamenti dell'estremità libera e del baricentro della travetta. Il comportamento modale del sistema è stato studiato, utilizzando la vibrometria laser Doppler. Prove sperimentali sono state eseguite al variare del carico resistivo sulla patch PZT, della frequenza e dell'ampiezza della vibrazione e del peso della massa di prova (per modificare la risonanza del sistema). L'efficienza del solo harvester PZT, senza RRC, è stata calcolata utilizzando un modello matematico.

Scopo di questo lavoro è quello di valutare il legame tra il comportamento vibrazionale e le caratteristiche elettro-meccaniche dell'RPG e dell'RRC, quando l'ultimo è collegato alla patch PZT. Nelle passate ricerche le attenzioni si sono concentrate su particolari applicazioni e la correlazione vibro-elettrica non è stata esaminata in modo approfondito. L'obiettivo principale di questo studio è l'identificazione delle ottimali condizioni per la produzione elettrica per migliorare le prestazioni di un tradizionale generatore risonante piezoelettrico a sbalzo e verificarne la sua fattibilità per un'applicazione reale in termini di produzione di energia, tempi di funzionamento e di efficienza.

5.3 Materiali e metodi

5.3.1 Prototipo di generatore risonante piezoelettrico a sbalzo (RPG)

L'RPG è un trasduttore piezoelettrico, realizzato utilizzando una patch piezoelettrica (Physik Instrumente, mod. DuraAct P-876 A.12.), una travetta a sbalzo di supporto in materiale composito (GPR), alcune masse aggiuntive e una morsa. L'elemento attivo è costituito da un layer piezoelettrico di PIC255, un composto modificato di titanato zirconato di piombo con un coefficiente di carica d_{31} di -180 pC/N, incapsulato in una guaina polimerica in Kapton. Le dimensioni della patch PZT sono $61 \times 35 \times 0,5$ mm. Meccanicamente presenta una forza di bloccaggio di 265 N, una contrazione laterale minima di 650 $\mu\text{m/m}$, un raggio di curvatura di 20 μm e una frequenza operativa massima di 10^4 Hz; mentre elettricamente una capacità di 90 nF, un range di voltaggio durante il funzionamento da -100 a 400 V e uno spessore del materiale piezoelettrico di 200 μm . Infine ha una resistenza alla fatica fino a 10^9 cicli e una temperatura di esercizio da -20 a 150 °C [85]. Questo tipo di trasduttore mostra una struttura simmetrica: quando viene deformato, la stessa quantità di carica elettrica, ma con segno opposto, verrà generata sulle due superfici dell'elettrodo. L'GPR, che ha dimensioni di $105 \times 35 \times 1$ mm, è stato realizzato mediante lay-up manuale con tre strati di composito in fibra di vetro, orientata a $0^\circ/90^\circ$, e resina epossidica. La struttura è stata vincolata con una morsa (50×10 mm) per 10 mm, dopo che la patch PZT è stata incollata su una faccia della travetta mediante cianoacrilato. Infine calibrate masse aggiuntive di 9,1 g, 14,7 g, 18,1 g, 24,1g, 28,8 g sono state applicate alla sua estremità libera. La *Figura 49* mostra lo schema descrittivo dell'RPG.

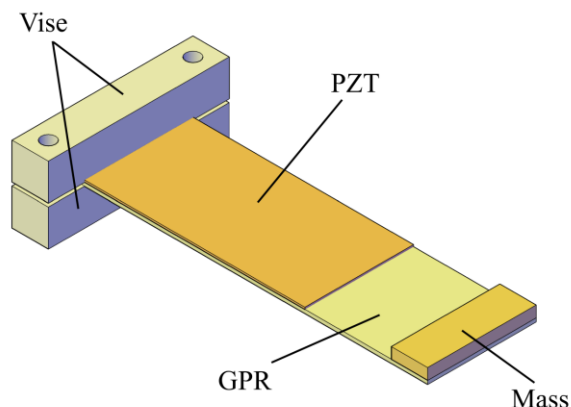


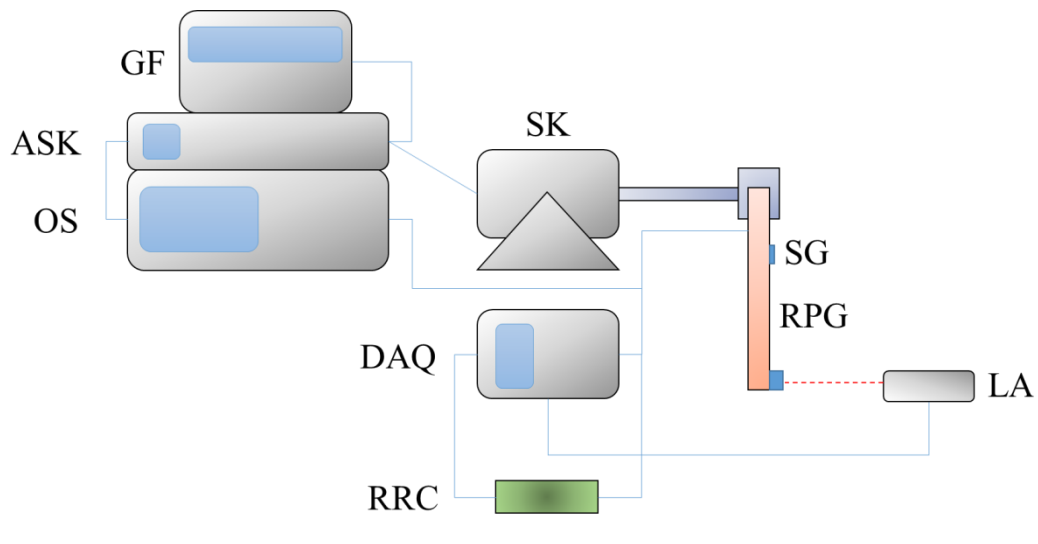
Figura 49: Schema del generatore piezoelettrico risonante a sbalzo (RPG).

5.3.2 Setup sperimentale

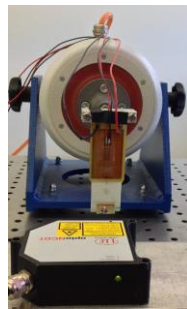
Il setup sperimentale (Figura 50) consiste in uno shaker elettrodinamico (SK, Tira, mod. S 513), alimentato da un amplificatore di potenza (ASK, Tira, mod. BAA 120) e pilotato da un generatore di funzioni (FG, Agilent, mod. 33220 A). L'RPG è stato vincolato allo stinger dello shaker attraverso una morsa. In un secondo momento è stato impiegato un circuito di raddrizzamento e regolazione (RRC, Physik Instrumente, mod. E-821.00): esso è in grado di accumulare la tensione pseudo alternata della patch PZT e convertirla in un segnale DC con limite un voltaggio fisso.

Il comportamento meccanico dell'RPG è stato valutato per mezzo di un sensore senza contatto a triangolazione laser (LA, MicroEpsilon, mod. ILD 2200-50), utilizzato per misurare lo spostamento dell'estremità libera e del baricentro, ed un estensimetro (SG, HBM, mod. LY11-6 -120), applicato al centro della superficie della patch PZT per stimare la deformazione. Questi segnali sono stati registrati simultaneamente per mezzo di un sistema di acquisizione (DAQ, HBM, mod. MGC Plus). Il comportamento elettrico dell'RPG è stato studiato prima con un oscilloscopio (OS, Tektronix, mod. TDS 5054B), in grado di misurare la tensione di uscita della patch PZT (> 50 V) alla risonanza meccanica con una sonda di 10 M Ω . Dopo di che è stato anche impiegato per acquisire l'output e il controllo di tensione dell'RRC. Questa scheda elettronica è stata comandata da un circuito di relè per permette cicli di carica e scarica e lo stoccaggio dell'energia elettrica.

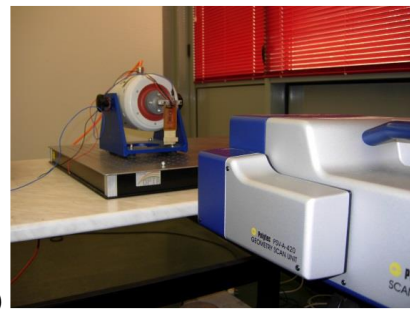
Le forme modali e le frequenze di risonanza del sistema RPG sono state misurate mediante scansione con vibrometria laser Doppler (SLDV, Polytec PSV-400). La coerenza della fase è stata assicurata mediante un accelerometro (Brüel & Kjær, mod. DeltaTron® Tipo 4507 B 004) posizionato sulla morsa.



a)



c)



d)

Figura 50: Setup sperimentale: a) studio elettro-meccanico (non in scala),
b) particolare patch PZT, c) studio meccanico (SLDV).

5.3.3 Procedura sperimentale

Il comportamento dinamico del prototipo RPG è stato studiato mediante SLDV, utilizzando un segnale chirp periodico con frequenza variabile da 1 a 400 Hz e 0,5 Hz di risoluzione, come sorgente di eccitazione, e una discretizzazione mediante una griglia 21×9 per la superficie del RPG. In questo modo sono stati identificati frequenze di risonanza e forme modali.

Successivamente il prototipo RPG è stato caratterizzato variando, passo dopo passo, il peso della massa aggiunta, la frequenza di vibrazione, l'ampiezza della vibrazione e la resistenza di carico. Diverse masse aggiuntive sono state adottate per modificare la risonanza del sistema, semplici onde sinusoidali sono state utilizzate come segnali di test. L'ampiezza della vibrazione è stata variata, cambiando la tensione di controllo del generatore di funzioni e tenendo conto di mantenere costante la potenza in uscita dall'amplificatore di potenza e di conseguenza in ingresso allo shaker. I test sono stati eseguiti analizzando il solo RPG e il sistema PRG - RRC.

5.4 Risultati

5.4.1 Caratterizzazione elettrica della patch PZT

La *Figura 51* mostra l'andamento tipico della potenza in uscita dall'RPG al variare della resistenza di carico. All'aumentare del carico elettrico, la potenza cresce fino ad un massimo, al di là del quale diminuisce. Quindi è evidenziabile un carico resistivo ottimale (100 k Ω) in cui la potenza dell'RPG è massima (12,4 mW). La ragione di tale comportamento è da attribuire alla natura intrinseca dell'elemento piezoelettrico, che può essere considerato come un generatore di tensione con una resistenza interna [94, 101]: grazie al teorema di massimo trasferimento di potenza [105], si presenta il massimo trasferimento di potenza quando il carico elettrico uguaglia la (sconosciuta) resistenza interna del generatore piezoelettrico. Dopo questo risultato, tutte le altre prove sono state eseguite utilizzando il carico ottimale di 100 k Ω . Un basso carico resistivo interno è auspicabile per ottenere una grande potenza in uscita con perdite minime, che altrimenti inciderebbero sostanzialmente sulla piccola produzione elettrica.

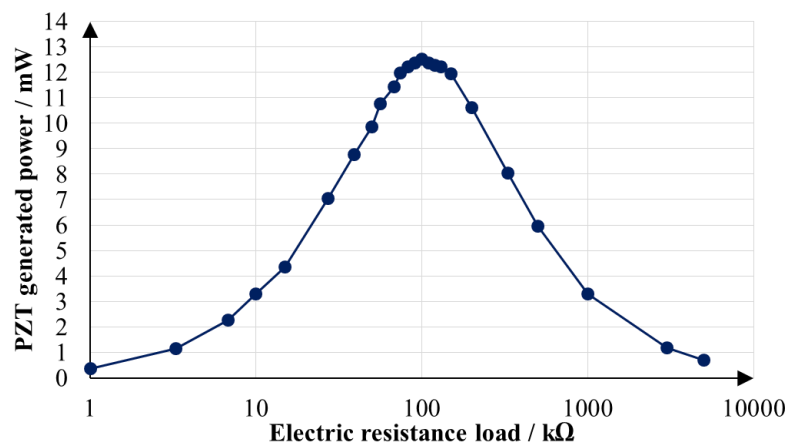


Figura 51: Potenza in uscita dall'RPG in funzione della resistenza elettrica di carico

($m = 18.1$ g; $f_R = 17.00$ Hz; $P_{IN} = 360$ mW).

5.4.2 Analisi modale dell'RPG

La *Figura 52* mostra la funzione di risposta in frequenza (FRF), in particolare la mobilità, dell'RPG, misurata in corrispondenza del punto centrale sulla superficie dello SG. Tre risonanze sono chiaramente visibili nel grafico dell'ampiezza (rispettivamente a 17.0, 41.0 e 210.0 Hz). Tuttavia, mentre il primo ed il terzo picco corrispondono alle risonanze del sistema RPG, il secondo no, come dimostra il valore costante della fase a tale frequenza. Infatti questa risonanza è collegata al sistema di eccitazione: misurando la risposta sulla morsa, invece che

dell'RPG, viene rilevata solo la risonanza a 41,0 Hz, mentre quelle a 17,0 e 210,0 Hz scompaiono.

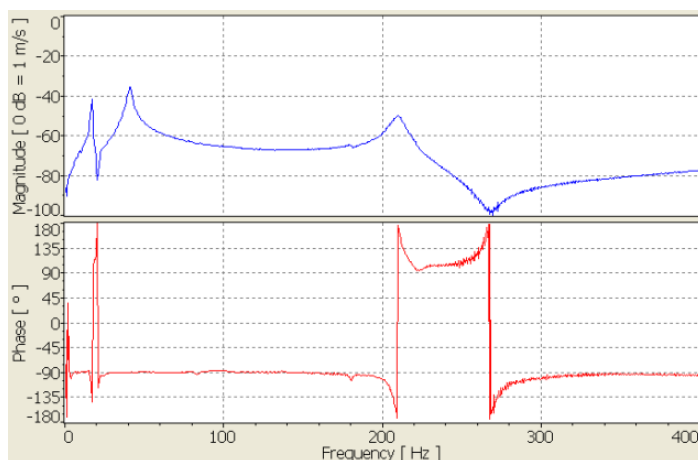


Figura 52: Mobilità del sistema RPG, ampiezza e fase).

Un ulteriore ausilio alla comprensione del comportamento dinamico dell'RPG è ottenuto osservando le forme modali, riportate in Figura 53. È interessante notare che, quando il prototipo RPG vibra alla sua prima (Figura 53a) e terza (Figura 53c) frequenza di risonanza, esso si comporta come una trave a sbalzo, mostrando le tipiche forme modali di quest'ultima. Alla risonanza l'estremo vincolato appare fisso rispetto ad un sistema di riferimento inerziale. Di conseguenza, confrontando le velocità delle vibrazioni dei grafici (a), (b) e (c) di Figura 53, può essere evidenziato che solo a 17,0 e 210,0 Hz (frequenze di risonanza) l'RPG presenta sostanziale deflessione, mentre non vibra significativamente quando eccitato a 41,0 Hz.

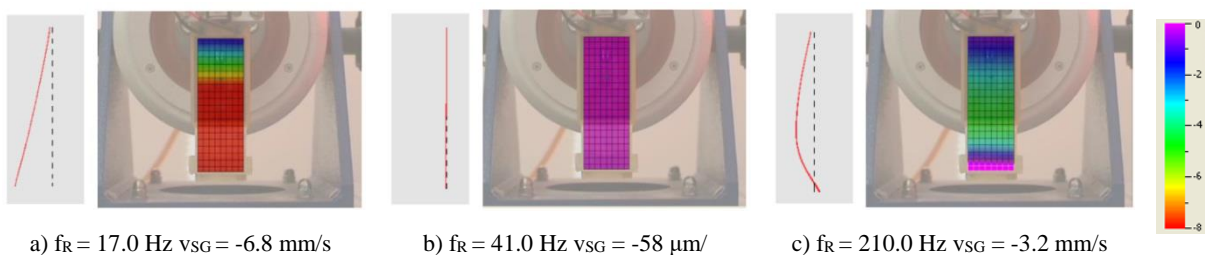
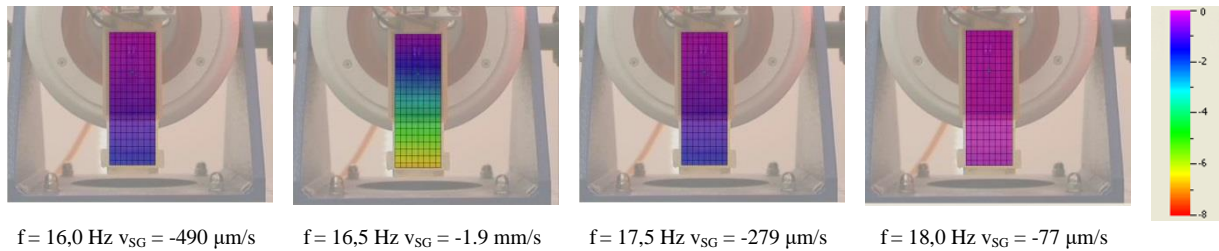


Figura 53: Forme operative della deflessione alle risonanze (parte reale).

In Figura 54 è osservabile che un leggero scostamento dalla condizione di risonanza comporta una drastica riduzione della deflessione della travetta. Questi risultati dimostrano che, al fine di indurre una deformazione consistente della patch PZT lungo il suo asse longitudinale, l'RPG deve essere eccitato alla prima risonanza. Quindi si anticipa che l'EH può essere significativamente sviluppato in questa condizione.



*Figura 54: Deflessioni intorno alla prima frequenza di risonanza
($f_R = 17.0$ Hz, parte reale).*

5.4.3 Caratterizzazione meccanica della patch PZT

La *Figura 55* mostra i segnali misurati dall'SG e da LA, registrati quando l'harvester vibrava a 15.00 Hz e presenta frequenza di risonanza di 17.00 Hz. Grazie alla configurazione a sbalzo, l'SG fornisce la deformazione lineare media (lungo la sua lunghezza di misurazione, 6 mm) della patch PZT, mentre LA monitora la deflessione dell'estremità libera della trave, dove è attaccata la massa aggiuntiva. Entrambi i segnali ripropongono la vibrazione armonica mono-frequenziale in ingresso e presentano un profilo abbastanza simmetrico.

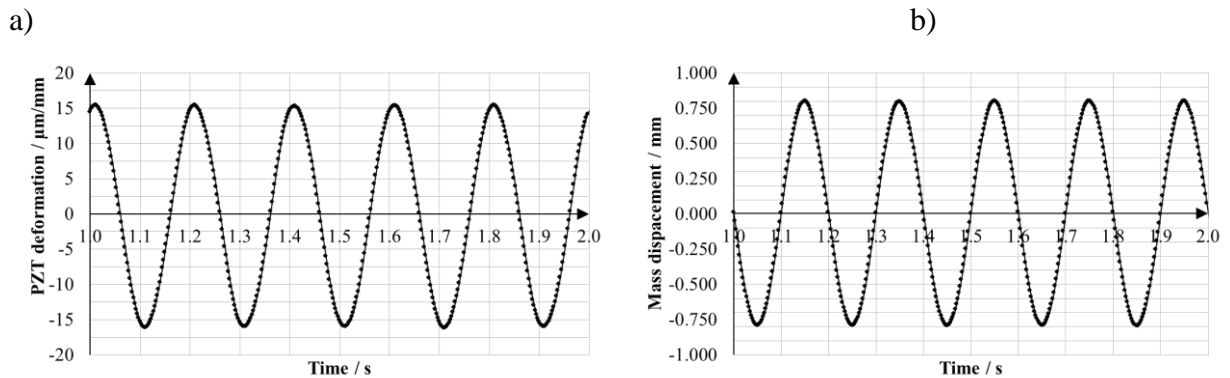


Figura 55: Tipici segnali registrati a 15 Hz con frequenza di acquisizione di 1200 Hz:

a) deformazione della patch PZT, b) deflessione dell'RPG all'estremo libero

($m = 18.1$ g; $f = 15.00$ Hz; $P_{IN} = 360$ mW).

La dipendenza della potenza in uscita dall'RPG dalla frequenza di eccitazione per diverse potenze di ingresso è illustrata in *Figura 56*. Si evidenzia che l'output presenta un rilevante picco nello spettro alla frequenza di risonanza dell'RPG ($f_R = 17.0$ Hz). Aumentando l'input di potenza fornito dal sistema di vibrazione (shaker + amplificatore) da 95 a 360 mW (+ 379%) si ottiene un incremento del 514% della potenza di uscita. Diventa, quindi, importante rimarcare che anche una leggera deviazione (± 1 Hz) dalla condizione di risonanza si tradurrà in un calo repentino della potenza generata dall'RPG. Questo risultato è coerente con le

misure delle forme operative della deflessione ottenute dall'SLDV (*Figura 53*), avvalorando così l'esistenza di una chiara relazione tra l'energy harvesting e la condizione di risonanza dell'RPG, trasferita alla patch PZT mediante la travetta.

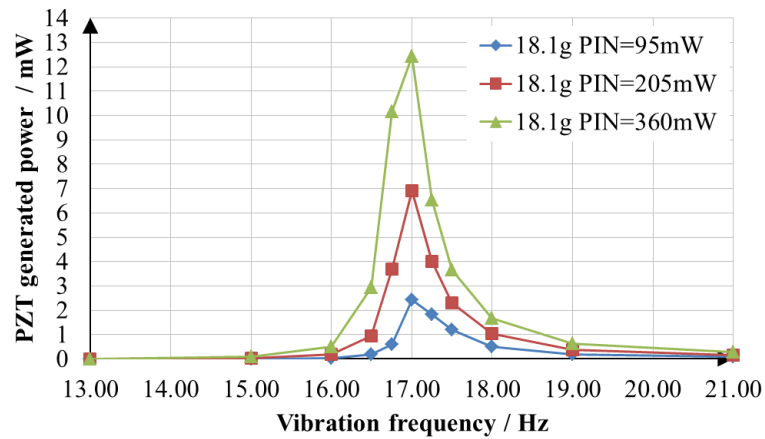


Figura 56: Massima deformazione misurata sulla patch PZT in funzione della frequenza di vibrazione

$(m = 18.1 \text{ g}; f_R = 17.00 \text{ Hz}).$

La *Figura 57* correla la deformazione della patch PZT alla frequenza di vibrazione per differenti potenze in ingresso. Anche in questo caso sono presenti due picchi quando l'RPG vibra alla sua prima risonanza, infatti il trend mette in luce due curve opposte e simmetriche. Quindi, come previsto, si può concludere che l'EH è in ultima analisi direttamente correlato alla deformazione lineare della patch PZT.

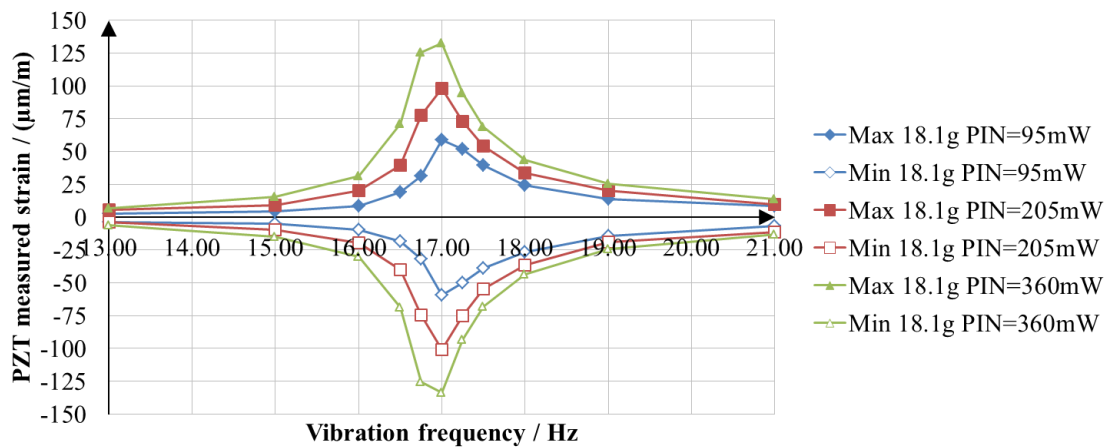


Figura 57: Deformazione della patch PZT al variare della frequenza della vibrazione

$(m = 18.1 \text{ g}; f_R = 17.00 \text{ Hz}).$

Plottando la potenza generata in funzione della deformazione lineare dalla patch PZT si evidenzia un comportamento non lineare, che può essere ben approssimato da una curva polinomiale del secondo ordine (*Figura 58*).

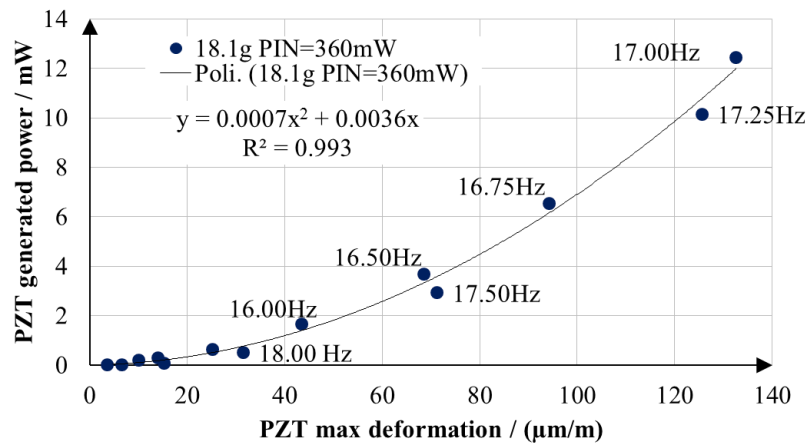


Figura 58: Correlazione tra la potenza in uscita e la deformazione massima della patch PZT ($m = 18.1 \text{ g}$; $f_R = 17.00 \text{ Hz}$; $P_{IN} = 360 \text{ mW}$).

Per concludere, i risultati sperimentali ottenuti mostrano che la prima risonanza sembra essere il migliore requisito per l'EH in tutte le configurazioni: per la specifica applicazione esaminata in questo lavoro, la produzione di energia elettrica è cresciuta da circa 1 mW in condizione di non risonanza a 12.4 mW alla risonanza con un aumento relativo di circa 12 volte.

L'effetto di variazione della frequenza di risonanza è stato studiato variando il peso della massa aggiuntiva, applicata all'estremità libera della travetta. La *Figura 59* mostra che, aumentando la frequenza di risonanza (attraverso la diminuzione del peso della massa aggiuntiva), si ottiene una riduzione della potenza in uscita dall'harvester: ne consegue un andamento piuttosto lineare. A frequenze di risonanza basse sono ottenute maggiori deformazioni dell'RPG, conseguenzialmente ciò accresce la generazione di potenza dalla patch PZT.

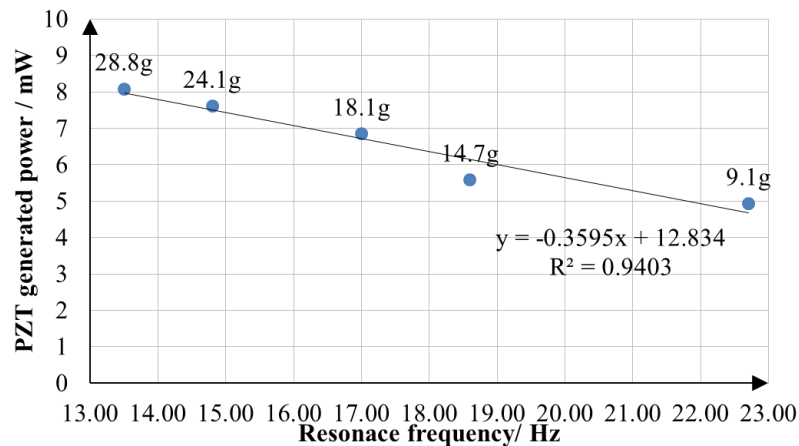


Figura 59: Potenza in uscita in funzione della frequenza di risonanza dell'RPG
($P_{IN} = 205 \text{ mW}$).

La Figura 60 mette in evidenza l'andamento della potenza in uscita dall'RPG, quando la frequenza di vibrazione cambia per ogni massa aggiuntiva introdotta. Questo rimane lo stesso comportamento osservato in Figura 56: le curve mostrano un incremento vicino alla frequenza di risonanza, ma i loro picchi dipendono dalla particolare frequenza di risonanza della struttura.

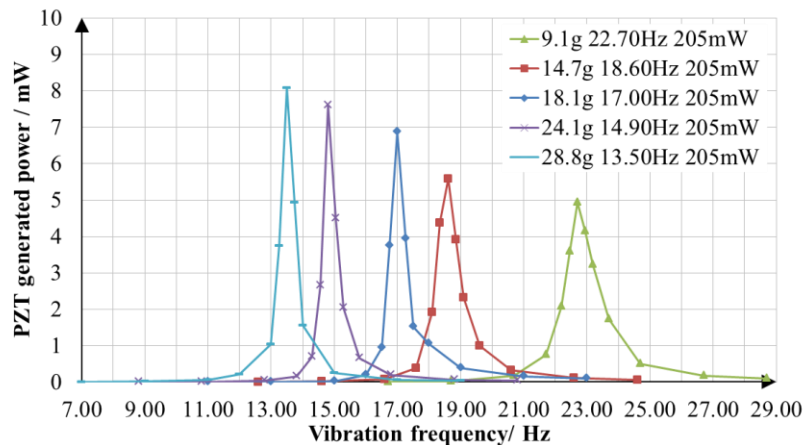


Figura 60: Potenza in uscita in funzione della frequenza di vibrazione dell'RPG
($P_{IN}=205 \text{ mW}$).

Infine l'analisi ha, quindi, permesso di dimostrare che una frequenza di risonanza più bassa è in grado di produrre una maggiore potenza di harvesting. Infatti con uno specifico ingresso di 205 mW, passando da 22,70 a 13,50 Hz, l'aumento di potenza generata è di circa 2/3.

5.4.4 Caratterizzazione elettrica dell'RRC

La potenza generata dalla patch PZT è stata elaborata utilizzando l'RRC (Figura 61). La tensione pseudo-alternata, prodotta dal PZT, viene raddrizzata in tensione continua da un ponte a diodi e inviata ad un parallelo di condensatori per essere immagazzinata. Un amplificatore operazionale consente di impostare la tensione di soglia e, infine, un convertitore buck abbassa l'uscita alla soglia stabilita. Tutti i segnali dell'RRC sono stati acquisiti utilizzando una frequenza di campionamento di 400 Hz.

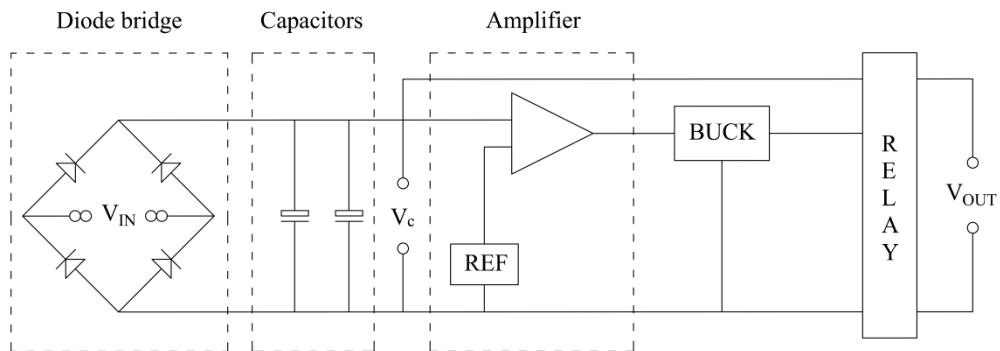


Figura 61: Schema del circuito di rettificazione e regolazione (RRC).

Inizialmente, quando la patch PZT è attiva, l'RRC non produce potenza in uscita: la carica del parallelo dei condensatori inizia da 0 V e cresce fino ad una tensione massima (V_H). Dopo di che l'RRC alimenta l'utilizzatore esterno, scaricando i condensatori fino ad una tensione minima (V_L) con un'uscita fissa. Se la patch PZT garantisce una tensione superiore a V_L , la potenza può essere continuamente prodotta, in alternativa questa viene arrestata dopo la scarica dei condensatori. Per ricominciare la produzione elettrica è necessario garantire nuovamente una tensione maggiore di V_H .

Un circuito relè è stato impiegato per studiare il processo di carica e scarica dell'RRC. Esso è in grado di scollegare la patch PZT al raggiungimento di V_H e ricollegarla quando la tensione è pari V_L all'RRC stesso: il tempo di scarica (t_D) è il periodo tra V_H e V_L , mentre il tempo di ricarica (t_R) è quello tra V_L e V_H . I valori di V_L e V_H dipendono dall'elettronica del circuito non sono variabili e quindi rimangono costanti durante le operazioni, rispettivamente a 11.1 V e 6.4 V. Il funzionamento appena descritto per l'RRC è rappresentato in Figura 62.

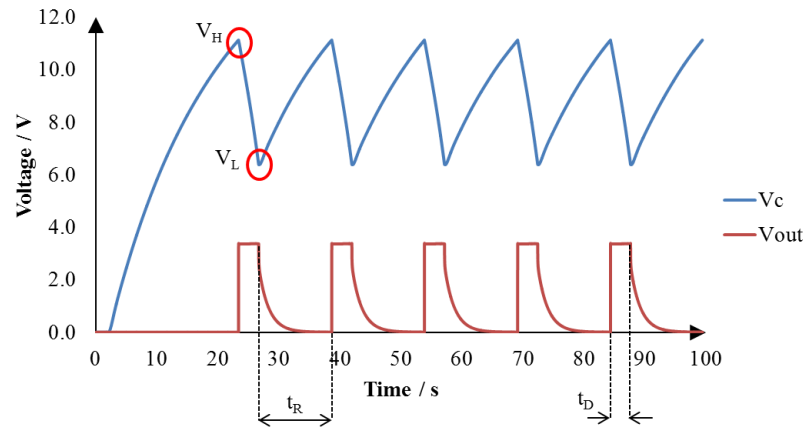


Figura 62: Condizione di funzionamento per l'RRC.

La Figura 63 mette in evidenza l'effetto della frequenza di risonanza sulla velocità di ricarica. Una variazione della massa aggiuntiva, incollata all'estremità libera della travetta a sbalzo, è in grado di cambiare il tempo necessario per ricaricare il parallelo dei condensatori dell'RCC. Infatti una riduzione della frequenza di risonanza diminuisce il tempo necessario per fornire potenza in uscita. Come precedentemente stabilito, a bassa frequenza di risonanza la patch PZT produce maggiore potenza e di conseguenza ricarica più velocemente il parallelo di condensatori.

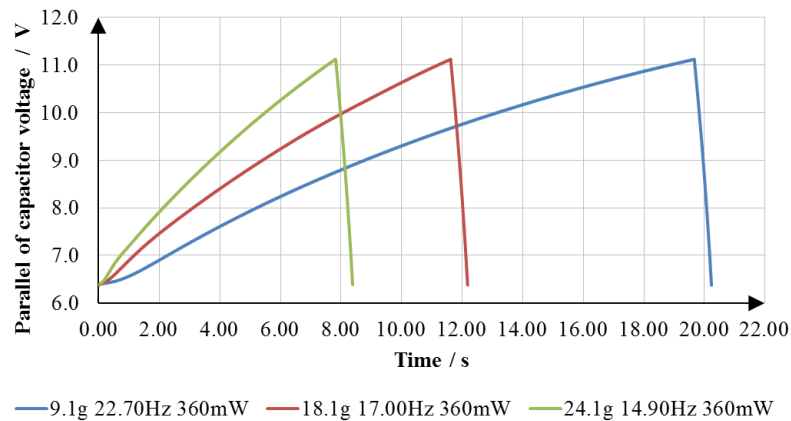


Figura 63: Velocità di ricarica per l'RRC con una resistenza di carico di 1kΩ.

La Figura 64 mostra il legame tra t_R e il carico elettrico resistivo, collegato all'RRC. Questi due parametri sono indipendenti, ma variano quando la frequenza di risonanza cambia e conseguentemente si ha una differente massa aggiuntiva.

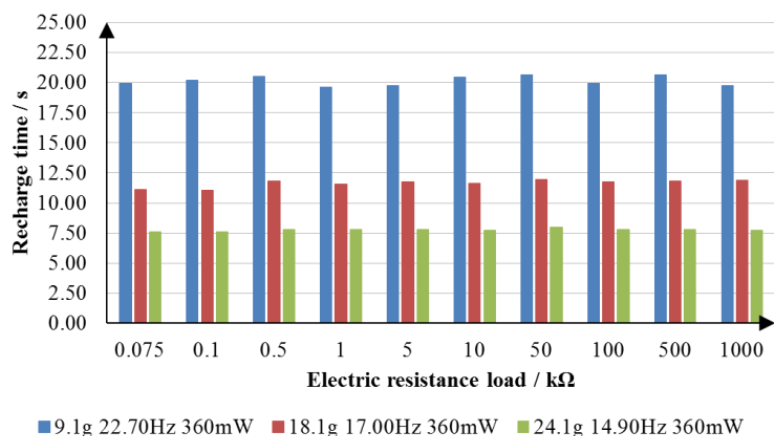


Figura 64: Caratterizzazione della t_R .

La Figura 65 mostra come t_D dipenda dal carico elettrico resistivo, collegato all'RRC e alimentato con una tensione di uscita di 3.3 V. Il trend è simile a quello di Figura 51, infatti la resistenza interna della RRC è probabilmente superiore a 1 MW. Quindi solo la prima parte del comportamento, descritto dal massimo trasferimento di potenza, è riportato in figura. Tuttavia esso non è assolutamente influenzato dalla massa aggiuntiva e quindi dalla frequenza di risonanza dell'RPG.

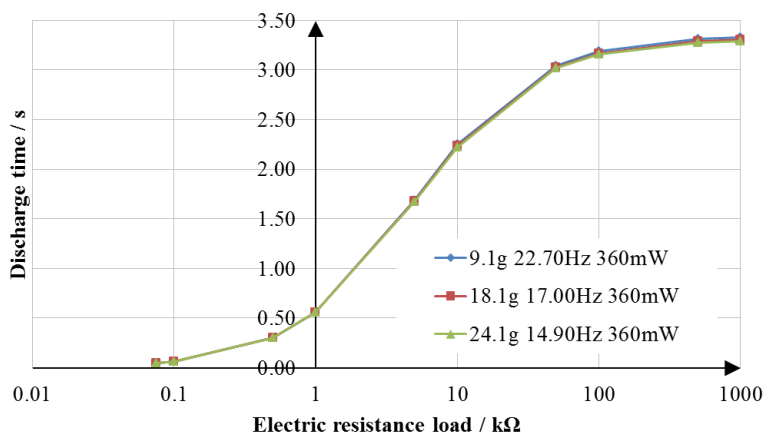


Figura 65: Caratterizzazione della t_D .

5.4.5 Stima dell'efficienza di conversione dell'RPG

La sola analisi delle condizioni elettro-meccaniche non è sufficiente per evidenziare l'effetto della risonanza sull'RPG. Per quantificare la sua efficienza è necessaria dimostrare la convenienza di questa tecnologia. L'efficienza di conversione (Equazione 11) può essere calcolata confrontando l'energia prodotta dall'harvester con quella in ingresso utilizzata per mettere in vibrazione l'RPG [101, 102]:

$$\eta = \frac{E_{out}}{E_{in}} = \frac{E_{out}}{E_{dis} + E_{out}} \quad \text{Equazione 11}$$

con E_{out} (Equazione 12) che può essere espresso come:

$$E_{out} = \frac{\pi V_{pp}^2}{\omega 2R} \quad \text{Equazione 12}$$

dove

$\frac{\pi}{\omega}$ è il semiperiodo del segnale sinusoidale di tensione in uscita;

ω è la pulsazione dell'RPG;

V_{pp} è la tensione picco-picco prodotta dalla patch PZT;

R è il carico elettrico resistivo che insiste sulla patch PZT.

Invece, E_{dis} (Equazione 13) è la parte di potenza in ingresso che è dissipata durante la vibrazione. Essa può essere calcolata come:

$$E_{dis} = \frac{\pi}{2} C \omega u_0^2 \quad \text{Equazione 13}$$

dove

C è il coefficiente di smorzamento dell'RPG;

u_0 è l'ampiezza dello spostamento del centroide dell'RPG.

Il coefficiente di smorzamento dell'RPG C (Equazione 14) è stato definito come:

$$C = 2\xi \omega_n m_{tot} \quad \text{Equazione 14}$$

con

ξ è il coefficiente di decremento logaritmico;

ω_n è la pulsazione di risonanza dell'RPG;

m_{tot} è la massa totale dell'intero sistema RPG.

In questa espressione il coefficiente di decremento logaritmico ξ (Equazione 15) è stato valutato in base alla misura dello spostamento del centroide:

$$\xi = \frac{1}{2\pi n} \ln \left(\frac{u_{0i}}{u_{0i+n}} \right) \quad \text{Equazione 15}$$

dove

n è il numero di cicli valutati;

u_{0i} è l'ampiezza dello spostamento dell' i -esimo ciclo;

u_{0i+n} è l'ampiezza dello spostamento dell' n -esimo ciclo.

La posizione esatta del centroide $d_{centroid}$ (Equazione 16) dipende dalla massa aggiuntiva, attaccata all'estremo libero della travetta e conseguenzialmente dall'intera massa del sistema. Essa è stata calcolata come (Tabella 4):

$$d_{centroid} = \frac{S_y}{m_{tot}} = \frac{\sum m_i d_i}{m_{tot}} \quad \text{Equazione 16}$$

dove

S_y è il momento statico rispetto all'asse y ;

m_i è la i -esima massa, incollata all'estremo libero della travetta;

d_i è la i -esima distanza della massa dall'asse y ;

m_{tot} è la massa totale dell'RPG.

M_i [g]	f_R [Hz]	S_y [g mm]	m_{tot} [g]	$d_{centroid}$ [mm]
9.1	22.70	1063.7	16.0	66.5
14.7	18.60	1554.2	21.6	72.0
18.1	17.00	1852.1	25.0	74.1
24.1	14.90	2377.7	31.0	76.7
28.8	13.50	2726.3	35.7	78.1

Tabella 4: Parametri per il calcolo della posizione del centroide.

Per una configurazione tipica dell'harvester, la Tabella 5 riporta i valori dell'efficienza di conversione, calcolati a diverse frequenze di lavoro. Questa mostra che in condizioni di risonanza non solo l'RPG genera una la potenza massima in uscita, ma esibisce anche la maggiore efficienza di conversione. Il trend, riportato in Figura 66, è simile agli andamenti dell'output di potenza e della deformazione: si presenta un picco in corrispondenza della frequenza di risonanza ed una variazione di pochi Hertz riduce l'efficienza di conversione dell'RPG di circa un ordine di grandezza.

n	u_{0i}	u_{0i-n}	ζ	f_R	ω_n	m_{tot}	C	V_{PZT}	R	f	ω	E_{out}	u_0	E_{dis}	η
	[mm]	[mm]		[Hz]	[rad/s]	[g]		[V _{pp}]	[k Ω]	[Hz]	[rad/s]	[J]	[mm]	[J]	
5	0.05	0.03	0.0163	17.00	106.814	25	86.840	0.410	100	11.00	69.115	3.82E-08	0.14	0.000	2.07E-04
5	0.09	0.05	0.0187	17.00	106.814	25	99.924	0.890	100	13.00	81.681	1.52E-07	0.24	0.001	2.09E-04
5	0.20	0.12	0.0163	17.00	106.814	25	86.840	2.490	100	15.00	94.248	1.03E-06	0.58	0.004	2.39E-04
5	0.62	0.36	0.0173	17.00	106.814	25	92.415	6.290	100	16.00	100.531	6.18E-06	1.14	0.019	3.26E-04
5	0.96	0.56	0.0172	17.00	106.814	25	91.629	13.750	100	16.50	103.673	2.86E-05	1.86	0.052	5.55E-04
5	1.09	0.66	0.0160	17.00	106.814	25	85.288	27.330	100	16.75	105.243	1.11E-04	2.78	0.109	1.02E-03
5	1.24	0.71	0.0177	17.00	106.814	25	94.792	37.070	100	17.00	106.814	2.02E-04	2.91	0.135	1.50E-03
5	1.07	0.61	0.0179	17.00	106.814	25	95.532	28.070	100	17.25	108.385	1.14E-04	2.58	0.108	1.05E-03
5	0.82	0.48	0.0170	17.00	106.814	25	91.038	17.500	100	17.50	109.956	4.38E-05	1.96	0.061	7.23E-04
5	0.37	0.22	0.0165	17.00	106.814	25	88.379	14.500	100	18.00	113.097	2.92E-05	1.75	0.048	6.07E-04
5	0.15	0.09	0.0163	17.00	106.814	25	86.840	8.700	100	19.00	119.381	9.96E-06	1.15	0.022	4.62E-04
5	0.09	0.05	0.0187	17.00	106.814	25	99.924	5.570	100	21.00	131.947	3.69E-06	0.77	0.012	3.01E-04
5	0.05	0.03	0.0163	17.00	106.814	25	86.840	4.620	100	23.00	144.513	2.32E-06	0.69	0.009	2.47E-04

Tabella 5: Parametri per l'efficienza dell'RPG con la massa aggiuntiva di 18.1g

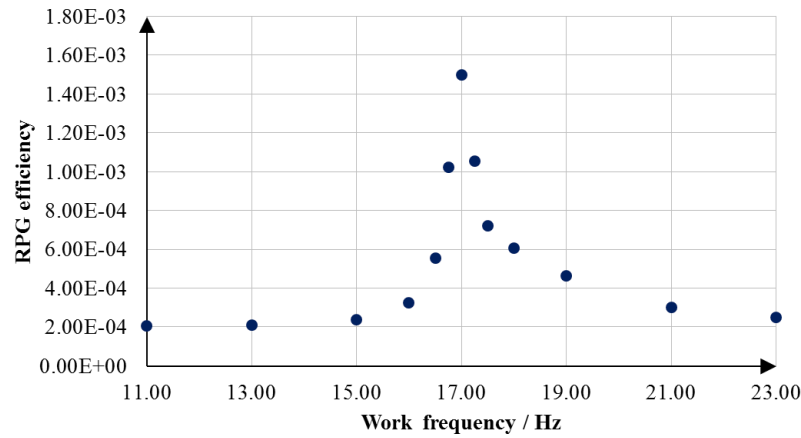


Figura 66: Efficienza dell'RPG in funzione della frequenza di lavoro.

Risultati simili sono stati ottenuti per diverse configurazioni del sistema RPG. In questo caso l'analisi delle condizioni di risonanza mostra come l'efficienza è indipendente dalla frequenza di risonanza stessa (Tabella 6 e Figura 67).

m_i	n	u_{0i}	u_{0i+n}	ζ	f_r	ω_n	m_{tot}	C	V_{PZT}	R	E_{out}	u_0	E_{dis}	η
[g]		[mm]	[mm]		[Hz]	[rad/s]	[g]		[V _{pp}]	[k Ω]	[J]	[mm]	[J]	
9.1	5	5	1.09	0.69	22.70	142.63	16,0	66.89	31.200	100	1.07E-04	2.38	8.51E-02	1.26E-03
14.7	5	5	1.21	0.70	18.60	116.87	21,6	87.95	33.467	100	1.51E-04	2.73	1.20E-01	1.25E-03
18.1	5	5	1.24	0.71	17.00	106.81	25,0	94.00	37.200	100	2.04E-04	2.91	1.34E-01	1.52E-03
24.1	5	5	1.31	0.77	14.90	93.62	31,0	98.65	38.933	100	2.54E-04	3.46	1.73E-01	1.47E-03
28.8	5	5	1.43	0.84	13.50	84.82	35,7	103.36	40.200	100	2.99E-04	3.79	1.98E-01	1.51E-03

Tabella 6: Parametri per l'efficienza dell'RPG alla frequenza di risonanza.

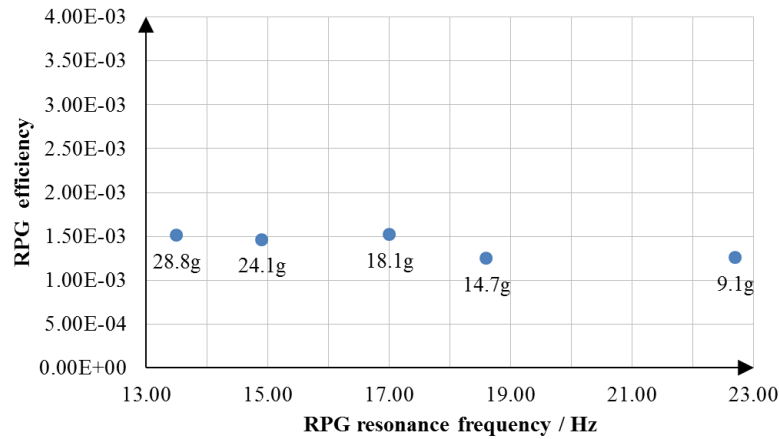


Figura 67: Efficienza dell'RPG in funzione della frequenza di risonanza.

5.5 Conclusioni

In questo capitolo è stata descritta la caratterizzazione di una patch PZT in configurazione risonante funzionante da generatore piezoelettrico a sbalzo con circuito di rettifica e di regolazione. Gli effetti della vibrazione e del comportamento elettrico sono stati analizzati.

Le prestazioni di questo sistema elettromeccanico sono state messe in luce con particolare rilevanza alla risonanza meccanica. In corrispondenza della prima frequenza di risonanza l'energia prodotta dalla patch PZT aumenta di più di un ordine di grandezza. Uguagliando il carico resistivo interno con quello esterno nella patch PZT, nella configurazione in esame si accresce la potenza in uscita da 1 a 12.4 mW. Un legame tra la forma operativa della deflessione e la generazione elettrica è stato dimostrato: di conseguenza è stata identificata una (non lineare) correlazione tra la deformazione longitudinale della patch PZT e la generazione di energia dell'RPG. L'importanza della variazione della frequenza di risonanza è stata messa in evidenza. Infine l'efficienza di conversione è stata stimata, verificandone l'aumento alla risonanza. Inoltre, utilizzando un circuito di rettifica e di regolazione, sono state valutate le prestazioni elettriche dell'harvester per le condizioni di funzionamento continuo. L'effetto della frequenza di risonanza sulla potenza è stato anche determinato.

Attività in corso e future includono lo sviluppo di un sistema di auto-tuning per porre l'harvester nelle migliori condizioni meccaniche ed elettriche e la miniaturizzazione dello stesso RPG.

6 Implementazione del controllo attivo

6.1 Introduzione

Il controllo attivo del rumore e delle vibrazioni è stato messo a punto avvalendosi dei sensori e degli attuatori piezoelettrici precedentemente studiati, al fine di creare un sistema automatizzato in grado di sopperire all'obiettivo attraverso implementazione software.

L'architettura hardware è stata facilmente impiantata su una semplice struttura, incollando i trasduttori sulle sue superfici. In seguito questi sono stati collegati ad un sistema di acquisizione/generazione/controllo dei segnali di vibrazione. In ambito software sono stati sviluppati applicativi, utilizzando LabVIEW™, in grado di attuare opportune strategie di condizionamento dei segnali, avvalendosi del principio di sovrapposizione degli effetti.

L'obiettivo del lavoro è quello di ridurre le vibrazioni alla risonanza, acquisendo i segnali e generando onde uguali e contrarie, quindi con stesso modulo e opposta fase, permettendo di approntare la cosiddetta sovrapposizione distruttiva, prodotta attraverso controllo ad anello chiuso.

6.2 Stato dell'arte

L'uso di sensori/attuatori piezoelettrici rappresenta uno dei metodi più innovativi per il controllo attivo di una struttura. Le ridotte dimensioni e le buone caratteristiche elettromeccaniche di questi dispositivi rappresentano parametri ottimali per intervenire sulle vibrazioni e sul rumore. A ciò si aggiungono le risonanze proprie a frequenze estremamente alte e i ridotti tempi di risposta. Infine è da considerare la forte propensione e facilità nell'essere utilizzati per sistemi di feedback controllati attraverso algoritmi che si basano su software come Labview™ e Matlab™ [106, 107].

T. Bailey et al. [108] furono tra i primi a studiare l'applicabilità di attuatori piezoelettrici discreti per la soppressione delle vibrazioni su strutture schematizzabili come travi incastrate. E.F. Crawley et al. [109] proposero una soluzione analitica per il caso statico di una mensola controllata adottando piezoelettrici a diversa geometria. E.K. Dimitridis et al. [110] analizzarono il campo di applicazione degli attuatori piezoelettrici con particolare riguardo al loro utilizzo come sistemi di eccitazione per specifici modi di vibrazione e implementarono un sistema di soppressione delle risonanze. Misra et al. [111] svilupparono una tecnica di modellazione dinamica per la soppressione delle vibrazioni di strutture piane, usando patch PZT inglobate al loro interno. Recentemente Suleman et al. [112] hanno dimostrato l'efficacia di sensori e attuatori piezoceramici in forma di patch per la soppressione di vibrazioni, causate dalle raffiche di vento, su prototipi di ali per aeromobili.

Il concetto di controllo attivo del rumore e delle vibrazioni si basa sulla generazione di un segnale di cancellazione per influenzare le forze di disturbo e ridurre o annullare le vibrazioni del sistema in esame. In questo modo un segnale uguale e opposto a quello registrabile sulla struttura è applicato e la sovrapposizione risulta in grado di rimuovere il disturbo. Durante gli ultimi decenni diverse strategie di controllo ad anello chiuso sono state proposte (PID, sliding mode control (SMC), fuzzy control, self-tuning control e algoritmi intelligenti); queste sono in grado di intervenire sulla struttura modellando i parametri di risposta in seguito alle tipologie di sollecitazione che intervengono [113, 114]. Gu et al. [115] proposero un controllo robusto, mostrando l'efficienza di questo in presenza di frequenze modali che variano a causa di modifiche nella massa e nell'elasticità di una trave. Itik et al. [116] applicarono schemi di sliding mode a di H infinity control a strutture piane con rilevanti risultati nella soppressione di un ampio range di frequenze oltre alle prime risonanze.

Recentemente Parameswaran et al. [117] hanno proposto un controllo attivo di rumore e vibrazione basandosi sulle potenzialità del sistema Labview™ e in particolare sviluppando algoritmi di controllo in ambiente Real Time-FPGA. In questo caso è stato implementato un software in grado di intervenire su una mensola attraverso l'uso di un sensore ed un attuatore piezoelettrici guidati da un opportuno software di controllo. P.K. Tripathi et al. [118] hanno implementato una strategia di controllo attivo mediante logica Labview™. In particolare sono state utilizzate e confrontate tre diverse strategie di controllo: Positive Position Feedback (PPF), Compensated inverse PID (CPID), Strain Rate Feedback (SRF). Di esse l'uso del PID ha dimostrato la maggiore efficacia nella riduzione dell'ampiezza delle vibrazioni.

In questo lavoro due patch PZT con funzione di attuatore e sensore e una terza e una quarta con ruolo di agente forzante sono state impiegate per la riduzione e il controllo dell'ampiezza della vibrazione in corrispondenza alla risonanza di una travetta di alluminio incastrata ad un estremo. La strategia di controllo adoperata è stata quella del PID, applicata attraverso Labview™ Real Time-FPGA con dispositivo CompactRIO. Un opportuno software è stato utilizzato per acquisire la vibrazione e generare un segnale uguale e opposto a quello percepito mediante le patch PZT.

Scopo dello studio è stato quello di creare un sistema di controllo semplificato mediante un PID, settabile in situ, ed analizzare la fattibilità dell'uso di patch PZT di influenzare strutture flessibili e a piccolo spessore.

6.2.1 LabVIEW™

LabVIEW™, abbreviazione di Laboratory Virtual Instrumentation Engineering Workbench, è un software che adopera un linguaggio di programmazione di tipo grafico, denominato “G language”, in cui la realizzazione degli applicativi avviene tramite diagrammi a blocchi. Il concetto alla base dell’esecuzione è quello del flusso di dati (dataflow): esso dipende dalla struttura del diagramma a blocchi implementato e prevede di eseguire le operazioni in modo ordinato e sequenziale non appena i dati necessari sono resi disponibili. LabVIEW™ è comunemente impiegato per l’acquisizione e l’analisi di dati, il controllo di strumenti e l’automatizzazione di processi industriali su varia scala, facendo uso di piattaforme come Windows, Linux, Mac OS e controllori National Instruments.

I programmi costruiti in LabVIEW™ prendono il nome di strumenti virtuali (Virtual Instruments, VI), poiché basati sull’imitazione dell’aspetto e del funzionamento degli strumenti reali. I VI rappresentano il mezzo tramite il quale avviene l’interazione tra la strumentazione e il computer e di conseguenza sono costituiti da due componenti principali: un pannello frontale (front panel) e uno schema a blocchi (block diagram). Il front panel rappresenta l’interfaccia utente di ogni VI in cui sono mostrati i controlli, indicatori, grafici. Il block diagram è il codice sorgente grafico del programma, costituito da più nodi collegamenti e strutture di analisi e controllo. In *Figura 68* sono mostrati il front panel e il block diagram di un semplice VI per la conversione della temperatura da gradi Celsius a Fahrenheit.

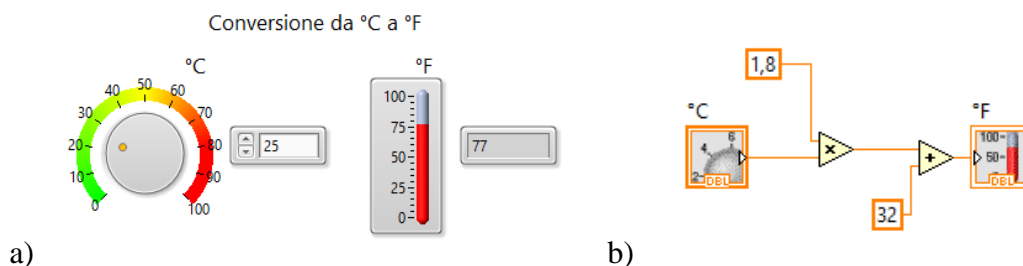


Figura 68: a) front panel b) block diagram del VI per la conversione della temperatura.

6.2.2 CompactRIO

La piattaforma CompactRIO di National Instruments è un sistema embedded per il controllo e l’acquisizione di dati che si basa sulle tecnologie LabVIEW FPGA e LabVIEW Real-Time. Tale logica (*Figura 69*) combina un processore real-time embedded, un chip FPGA e moduli di I/O intercambiabili.

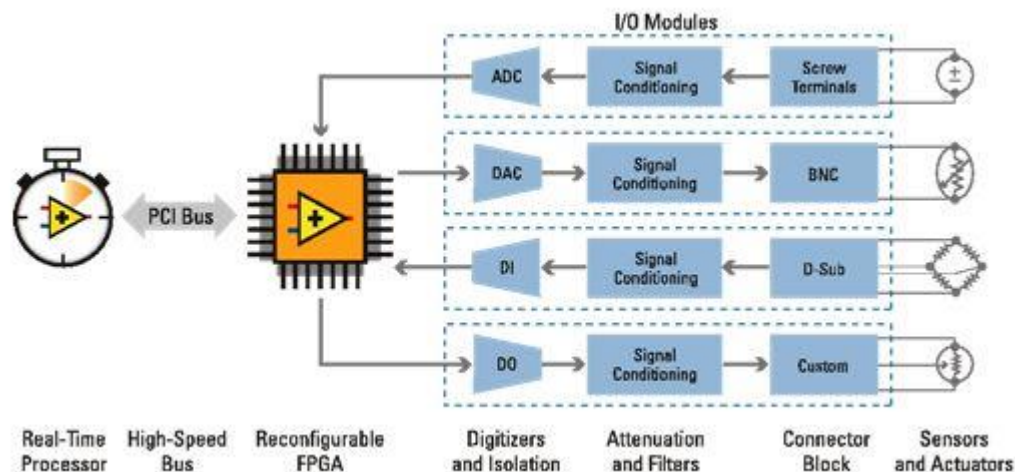


Figura 69: Architettura del sistema embedded.

fonte <http://www.ni.com>

Ciascun modulo I/O è connesso direttamente con il chip FPGA. Si tratta di un dispositivo riconfigurabile in grado di essere utilizzato per sistemi di controllo complessi su cui intervenire con operazioni di temporizzazione, triggering e sincronizzazione. A sua volta è collegato ad un processore real-time embedded, attraverso un bus PCI. Esso permette di realizzare operazioni complesse che necessitano di potenza di calcolo.

LabVIEW permette di configurare i moduli di I/O, il chip FPGA e il processore real-time embedded della CompactRIO, garantendo l'analisi real-time, il post processing e il data-logging senza la necessità di un computer. Ciò si traduce in un aumento della velocità di acquisizione/controllo/generazione che i sistemi di controllo attivo delle vibrazioni e del rumore necessitano per svolgere un adeguato funzionamento. Le brevi durate e l'alta variabilità dei fenomeni vibratorii possono essere affrontati con un approccio qualitativamente migliore, rispetto ai tradizionali sistemi, intervenendo sia sulla riduzione che annullando direttamente le risonanze della struttura.

6.2.3 Controllo ad anello chiuso

Il controllo di un determinato fenomeno può avvenire utilizzando logiche di differente natura, ma principalmente, quando si parla di controlli attivi delle vibrazioni e del rumore, si adoperano i cosiddetti controlli ad anello chiuso o in retroazione o di feedback (PID, controllo robusto, sliding mode control (SMC), fuzzy control, self-tuning control...). In questo caso il valore della variabile in uscita dal sistema viene letto da un sensore, inviato ad un controllore, che lo confronta con un set point desiderato, e, in base al risultato di tale comparazione, un attuatore appronta le dovute correzioni agendo direttamente su sistema. Tale processo risulta

essere continuo e in particolare fortemente influenzato dalle caratteristiche del segnale che deve essere manipolato. Uno schema di funzionamento di un sistema di controllo ad anello chiuso è presentato in *Figura 70*. [119]

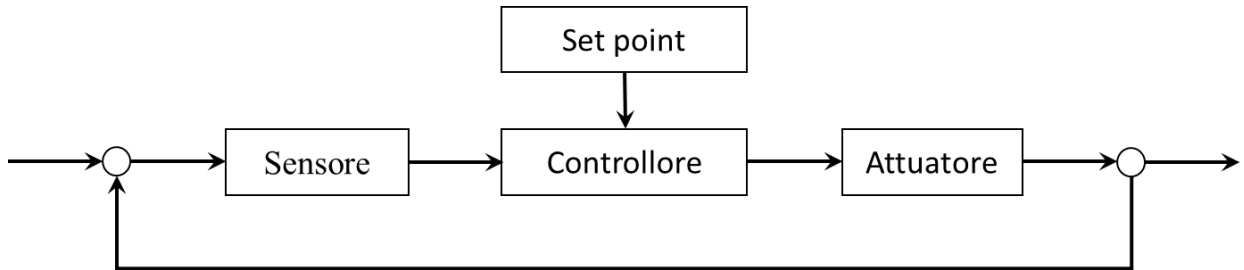


Figura 70: Schema di funzionamento di un sistema di controllo ad anello chiuso.

6.2.4 PID

I controllori PID (Proporzionale-Integratore-Derivativi) sono sistema di controllo in retroazione impegnati largamente in ambito industriale. Le ragioni del loro ampio utilizzo risiedono nel controllo soddisfacente di un'ampia gamma di processi, nel crescente sviluppo e nelle relative semplici regole tenute conto per loro taratura e infine per le basilari tecnologie con cui sono realizzati. Tutte queste qualità implicano bassi costi per la loro produzione. [120]

Un PID agisce acquisendo la specifica variabile di processo $u(t)$ di una determinata struttura, confrontandola con il set point richiesto $w(t)$ e cercando quindi di ridurre la loro differenza chiamata anche errore $e(t)$ (*Equazione 17*).

$$u(t) = K_P e(t) + K_I \int_{t_0}^t e(\tau) d\tau + K_D \frac{de(t)}{dt} \quad \text{Equazione 17}$$

L'errore $e(t)$ viene controllato tre differenti contributi. L'azione proporzionale K_P è direttamente proporzionale al valore dell'errore. L'azione integrativa K_I tiene conto dei valori che l'errore ha precedentemente assunto e proprio per questo si adotta per stabiliti segnali di riferimento e disturbi additivi costanti. Infine l'azione derivativa K_D interviene sulla velocità con cui l'errore si evolve, producendo un anticipo di fase e quindi una maggiore prontezza del sistema di controllo.

Una diversa formulazione matematica di un PID (*Equazione 18*) può essere fatta considerando la sua funzione di trasferimento nel dominio di Laplace:

$$R_{PID} = K_P \left(1 + \frac{1}{T_I s} + T_D s \right)$$

Equazione 18

In cui:

$T_I = \frac{K_P}{K_I}$ è il tempo integrale o di reset;

$T_D = \frac{K_D}{K_P}$ è il tempo derivativo.

La rappresentazione a blocchi per un PID è la seguente (Figura 71):

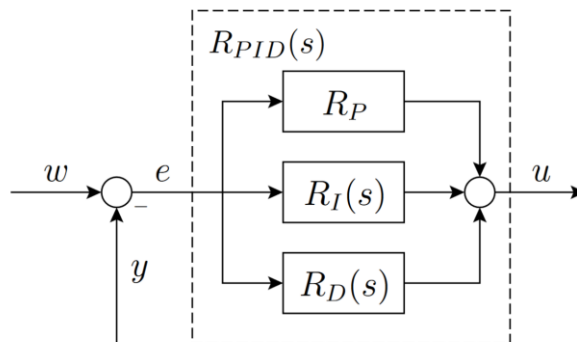


Figura 71: Struttura ideale di un PID. [121]

6.2.5 Il metodo di Ziegler-Nichols

I regolatori PID devono opportunamente essere tarati, affinché le loro prestazioni siano adeguate alla struttura da controllare. Diversi sono i metodi che possono essere impiegati, ma in questo lavoro si è scelto di operare seguendo il II metodo di Ziegler-Nichols. Esso si basa sulla conoscenza empirica delle condizioni di stabilità della struttura in esame, supposta in anello in anello chiuso, per stabilire i valori dei parametri K_P , K_I e $T_K D$ del PID. La procedura di calcolo avviene seguendo semplici passaggi:

- si sceglie la condizione critica da analizzare (nel caso in esame la risonanza a bassa frequenza) e il PID viene impostato con sola azione proporzionale annullando le altre;
- si aumenta il K_P fino al limite di stabilità della struttura, ovvero fino a diminuire adeguatamente le oscillazioni e a mantenere la loro ampiezza costante. In questa condizione si indicano con K_c il valore limite del K_P , detto guadagno critico, e con T_c il periodo di oscillazione della struttura;
- si ricorre alla *Tabella 7* e si definiscono i parametri in funzione del PID voluto, tenendo conto delle caratteristiche del sistema.

	P	PI	PD	PID
K_P	$0.50 K_c$	$0.45 K_c$	$0.50 K_c$	$0.60 K_c$
K_I	-	$\frac{0.85 T_c}{0.85 T_c}$	-	$\frac{0.50 T_c}{0.5 T_c}$
K_D	-	-	$0.20 T_c \cdot 0.5 K_c$	$0.12 T_c \cdot 0.6 K_c$

Tabella 7: Parametri secondo il II metodo di Ziegler-Nichols

6.3 Materiali e metodi

6.3.1 Setup sperimentale

Il setup sperimentale (*Figura 72*) consiste di una travetta metallica sottile incastrata, controllata attraverso 4 patch PZT incollate sulla sua superficie. La struttura viene posta in vibrazione alla frequenza di risonanza attraverso due patch PZT (G1, G2, Physik Instrumente, mod. DuraAct P-876 A.11), vibranti con le stesse caratteristiche ed in fase, guidate mediante un trasformatore (TG, Electronics R US, mod. VB 2,8 A2) e un generatore di funzioni (GF, Agilent, mod. 33220 A). Una terza patch PZT (S1, Physik Instrumente, mod. DuraAct P-876 A.11) è utilizzata come sensore ed è in grado di percepire un segnale di tensione, proporzionale alla deformazione della travetta, e quindi la frequenza e l'ampiezza della vibrazione. Infine una quarta patch PZT (A1, Physik Instrumente, mod. DuraAct P-876 A.11) è adoperata con la funzione di attuatore, mediante un trasformatore (TA, Electronics R US, mod. VB 2,8 A2).

Il sistema di acquisizione/controllo/attuazione (CRIO, National Instruments, mod. CompactRIO 9033) è caratterizzato da due schede, una di acquisizione e l'altra di generazione delle tensioni, e da un computer (BC) di bordo per l'elaborazione dei dati. Al primo modulo (MS, National Instruments, mod. NI 9239) è collegato S1, mentre il secondo (MA, National Instruments, mod. NI 9269) pilota TA di A1. Le operazioni di controllo attivo sono realizzate direttamente all'interno del sistema sopradescritto, utilizzando un opportuno algoritmo con un controllo PID, mediante chip FPGA e processore Real-time e inviate all'attuazione.

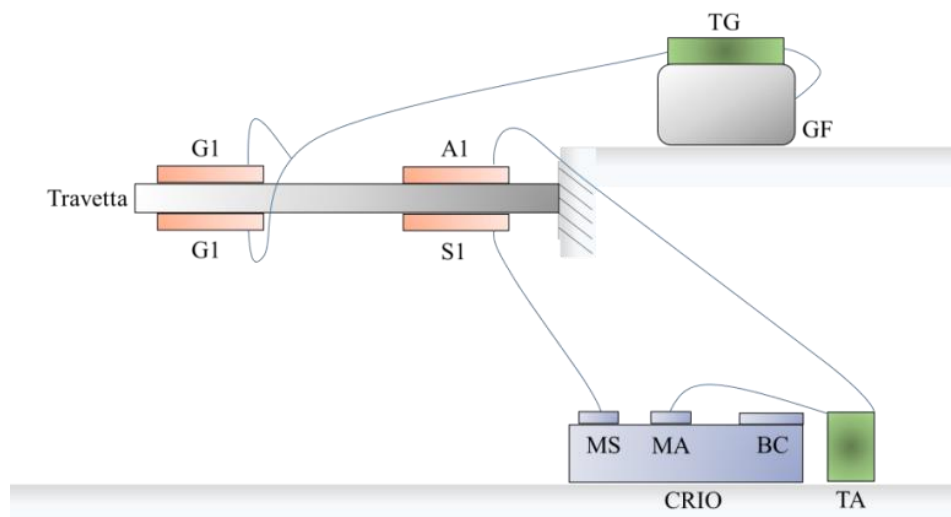


Figura 72: Schema setup sperimentale.

6.3.2 Procedura sperimentale

La struttura in esame è stata posta in vibrazione mediante G1 e G2, pilotati da GF e amplificati da TG, utilizzando un segnale sinusoidale di ampiezza, fase e frequenza conosciute. In particolare G1 e G2 sono alimentate in modo che producano una vibrazione, che deriva dalla somma costruttiva delle loro deformazioni. L'oscillazione è stata acquisita per mezzo di S1 ed inviata alla CRIO e da questa è stata elaborata attraverso algoritmo di controllo. Esso si basa sull'uso di un PID, opportunamente settato, per agire su A1 attraverso TA.

Il principio di funzionamento del VI utilizzato è incentrato sulla generazione di un segnale distruttivo, uguale e contrario, in grado di sommarsi all'input e ridurre l'ampiezza della vibrazione di risonanza con l'utilizzo del regolatore PID.

Per garantire le opportune impostazioni del controllo attivo delle vibrazioni e del rumore, si procederà utilizzando il II metodo di Ziegler-Nichols. In particolare si opererà alla risonanza, settando il guadagno critico e successivamente applicando la metodologia precedentemente descritta per ridurre le vibrazioni imposte da uno sweep di frequenza intorno alla risonanza stessa.

6.3.3 VI per il controllo ad anello chiuso con PID

La Figura 73 mostra il block diagram del VI utilizzato per il controllo attivo delle vibrazioni e del rumore mediante PID. In esso sono stati definiti i canali di S1 e A1 e il PID. Il set point della struttura è stato posto a 0, intendendo con tale condizione l'assenza delle vibrazioni, mentre la frequenza di acquisizione/controllo/attuazione è stata fissata a 25 MHz.

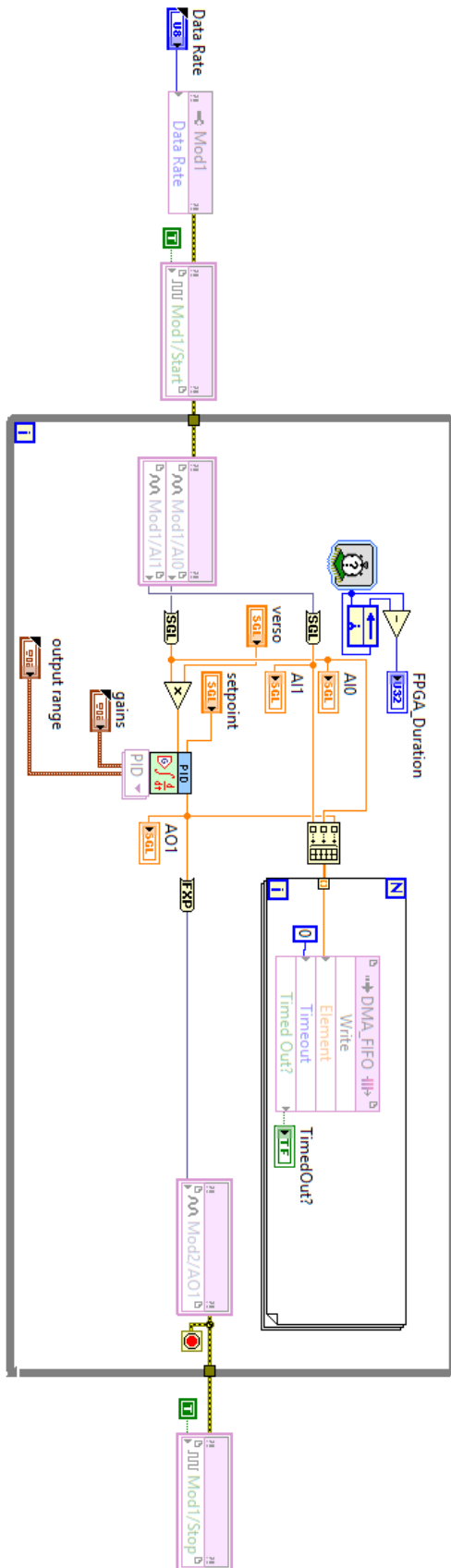


Figura 73: Block diagram del VI per il controllo attivo del rumore e delle vibrazioni.

6.4 Risultati

6.4.1 Calcolo dei parametri del PID secondo il II metodo di Ziegler-Nichols

Il guadagno critico K_c del sistema in esame è stato valutato portando la struttura in esame alla frequenza di risonanza (118.2 Hz) e imponendo la sola azione proporzionale per il PID. In questo caso si è giunti a definire $K_p = K_c = 4.9000$, limite al di là del quale il sistema perde la sua stabilità, e un periodo di oscillazione $T_c = \frac{1}{118.2 \text{ Hz}} = 0.0085 \text{ s}$. Di conseguenza in normale funzionamento il PID sarà settato con i valori in *Tabella 8*.

	<i>P</i>	<i>PI</i>	<i>PD</i>	<i>PID</i>
K_p	2.4500	2.2050	2.4500	2.9400
T_I	-	364.0306	-	689.1360
T_D	-	-	0.0042	0.0030

Tabella 8: Parametri del PID secondo il II metodo di Ziegler-Nichols.

6.4.2 Segnali tipo alla risonanza

La *Figura 74* mostra la tensione sinusoidale inviata a G1 e G2, necessaria per deformare le patch PZT e produrre la vibrazione in grado di far risuonare la struttura (118.2 Hz).

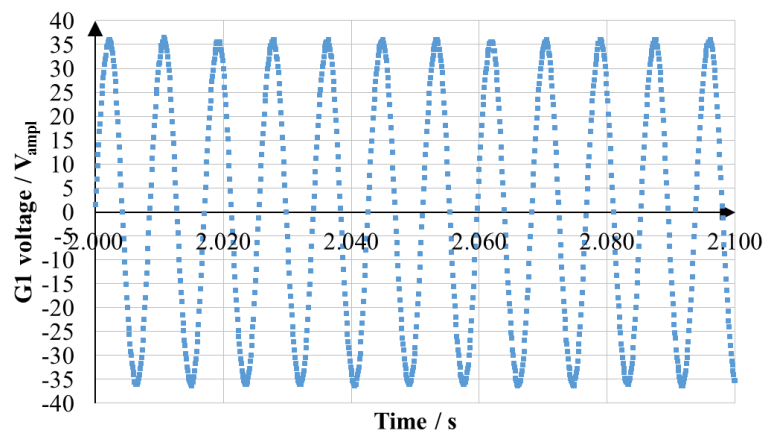


Figura 74: Tensione elettrica tipo su G1 (stesso modulo ma opposta su G2).

Si tratta di una tensione sinusoidale con ampiezza 72 V e frequenza di 118.2 Hz, necessaria per produrre una deformazione su G1 e G2. In particolare il segnale che insiste su G2 presenta lo stesso modulo ma è opposto per poter produrre interferenza costruttiva e indurre una vibrazione più intensa sulla travetta.

In *Figura 75* è riportata la tensione elettrica restituita da S1 in seguito all'azione di G1 e G2 senza che vi sia nessun controllo attivo alla risonanza della travetta.

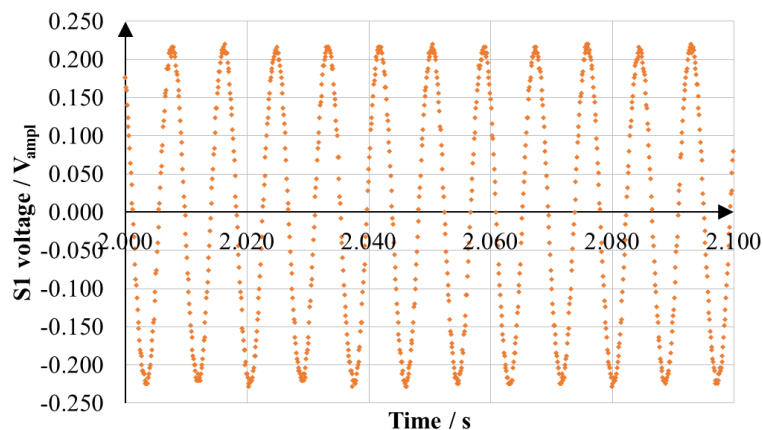


Figura 75: Segnale tipo acquisito da S1 senza controllo attivo.

Si tratta di un segnale sinusoidale alla stessa frequenza di quello generata da G1 e G2 e la sua ampiezza risulta proporzionale alla deformazione indotta dalle precedenti patch. Quindi quest'ultima può essere considerata indice dell'ampiezza della vibrazione che interviene sulla travetta.

6.4.3 Riduzione della vibrazione alla risonanza

Durante la risonanza (118.2 Hz) all'attivazione del controllo attivo delle vibrazioni e del rumore, il segnale su S1 subisce una riduzione, quindi si presenta il decremento della deformazione e dell'ampiezza delle vibrazioni sulla travetta in prossimità dello stesso S1. Viceversa il regolatore PID è in grado di generare un segnale uguale e opposto al precedente per alimentare A1 e quindi produrre la vibrazione distruttiva.

La Figura 76 permette di evidenziare il segnale condizionato dal regolatore, nella sua sola funzione proporzionale critica (Pc), che sarà inviato a A1.

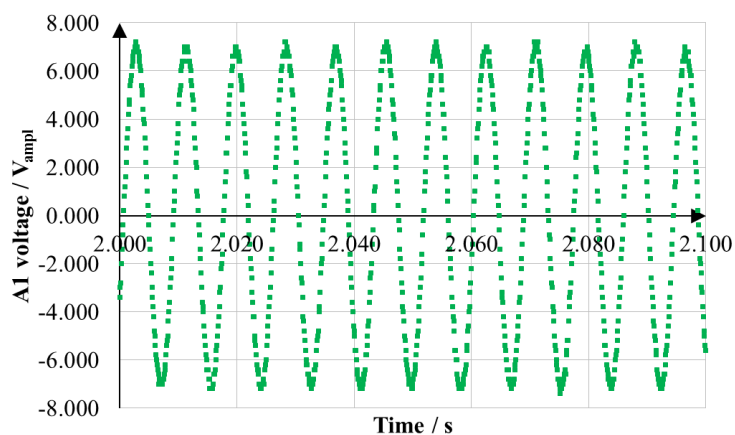


Figura 76: Segnale tipo prodotto dal PID per A1.

La tensione corrisponde a quella prodotta in condizioni di oscillazione critica e prevede $K_p = K_c = 4.9000$ e $T_c = \frac{1}{118.2 \text{ Hz}} = 0.0085 \text{ s}$. Questo segnale rappresenta la risposta del regolatore, senza raggiungere instabilità per il sistema, in seguito all'acquisizione di S1. Di conseguenza mantiene un andamento sinusoidale.

La Figura 77 mostra la riduzione del segnale relativo a S1 in seguito all'attivazione dell'azione proporzionale critica alla risonanza

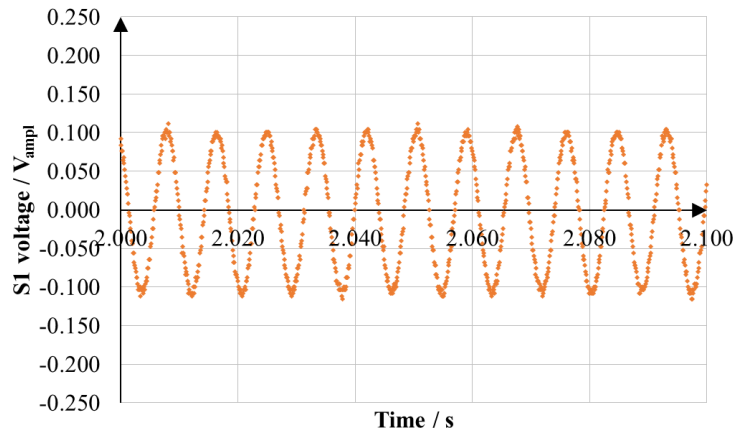


Figura 77: Segnale tipo acquisito da S1 dopo il controllo attivo.

L'attivazione del controllo permette di produrre una diminuzione dell'ampiezza della tensione su S1 pari a circa il 55%, pari a 6.86 dB.

In Figura 78 è riportato il confronto tra i segnali di S1, A1 e G1.

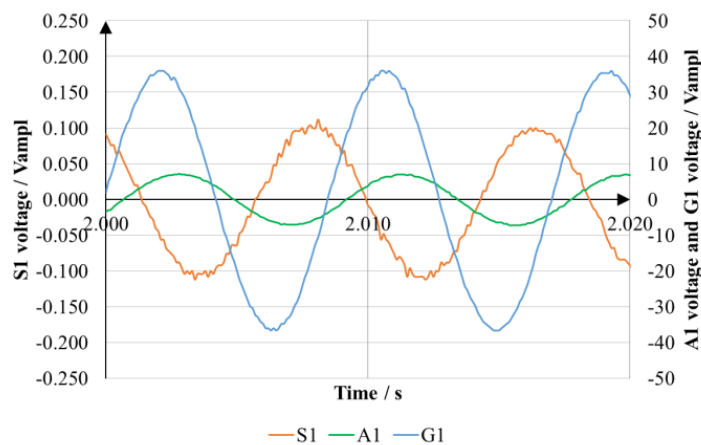


Figura 78: Confronto tipo tra i segnali di S1, A1 e G1.

Il ritardo nel trasferimento della deformazione da G1 a S1 è pari a 7 ms e quello dell'azione di controllo del PID (tra S1 e A1) è ancora pari a 7ms. L'elettronica di acquisizione/controllo/attuazione mostra un'inerzia di 14 ms dall'avvio della vibrazione alla sua diminuzione.

6.4.4 Riduzione della vibrazione nell'intorno della risonanza

Per identificare l'efficacia del controllo attivo delle vibrazioni e del rumore proposto e verificare l'effetto dei settaggi del PID, quando la struttura vibra in condizioni regolari e critiche, si è utilizzato un segnale di sweep da 100 Hz a 130 Hz della durata di 1 s, considerando che la frequenza di risonanza è di 118.2 Hz.

La Figura 79 mostra il confronto dei segnali, ricevuti da S1, prima e dopo l'applicazione del controllo attivo delle vibrazioni e del rumore attraverso le azioni proporzionale, integrativa e derivativa del controllore PID.

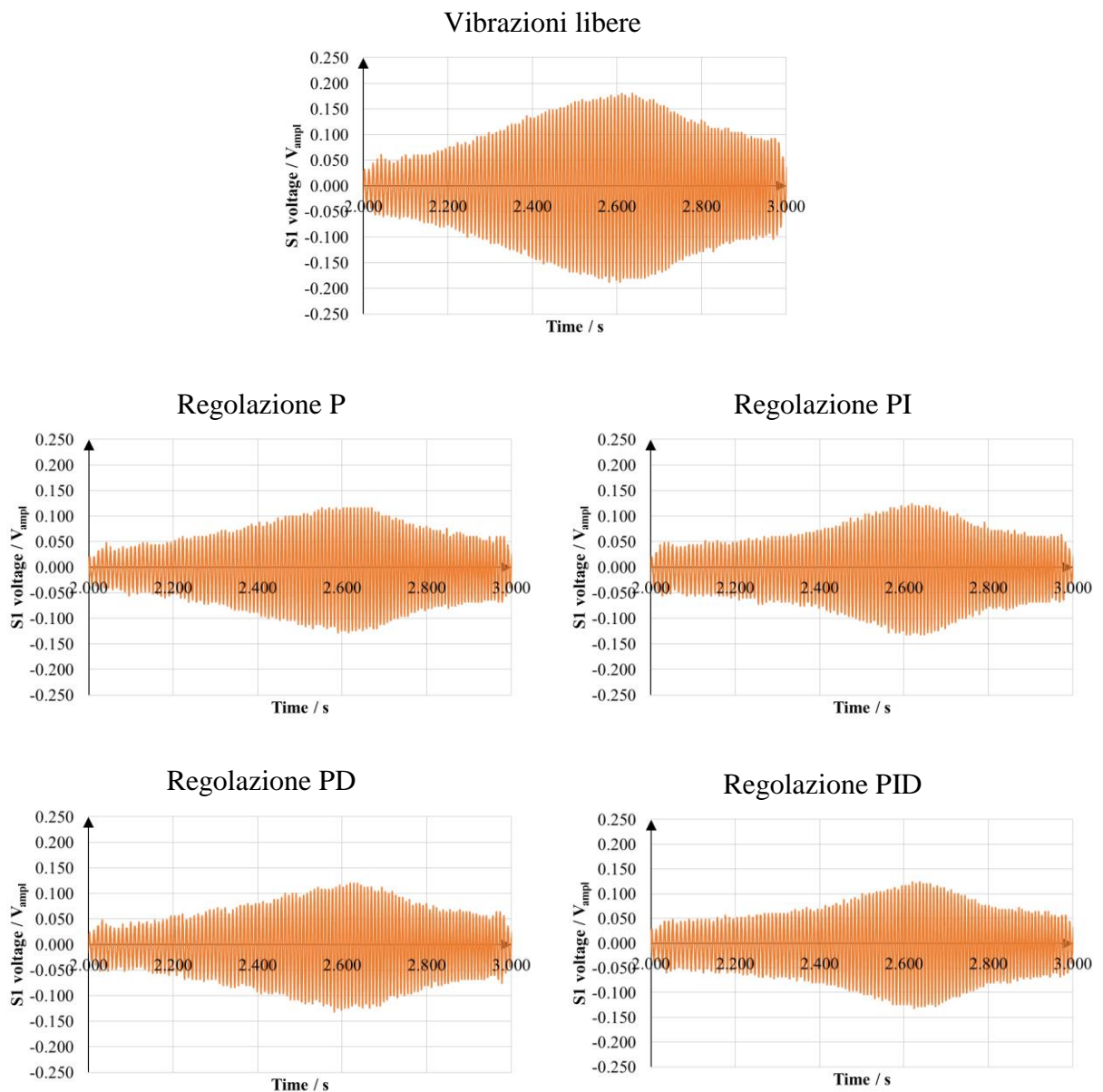


Figura 79: Confronto dei segnali misurati da S1.

Il controllore PI risulta essere il miglior candidato per la riduzione dell'ampiezza delle vibrazioni misurate da S1. La presenza dell'azione proporzionale permette di ottenere il più grande smorzamento del segnale, mentre l'aggiunta della componente integrativa conduce ad una maggiore diminuzione dell'ampiezza alla non risonanza. Quest'ultima consente di ridurre l'accumulo dell'errore e rende stabile il controllo all'aumentare della frequenza. Invece l'effetto derivativo non produce alcun beneficio. Non si evidenziano sostanziali differenze tra le regolazioni al raggiungimento del picco massimo del segnale, che producono una riduzione di circa il 33%, pari a 3.82 dB, del segnale quando non vi è controllo. Sostanziale somiglianza si rileva tra il PI e il PID, di conseguenza risulta non utile l'azione derivativa. È certamente necessario osservare la forma del segnale di attuazione, per capire le fondamentali differenze nelle azioni del regolatore PID..

La *Figura 80* permette di evidenziare le caratteristiche del segnale inviato ad A1 durante attuazione del controllo.

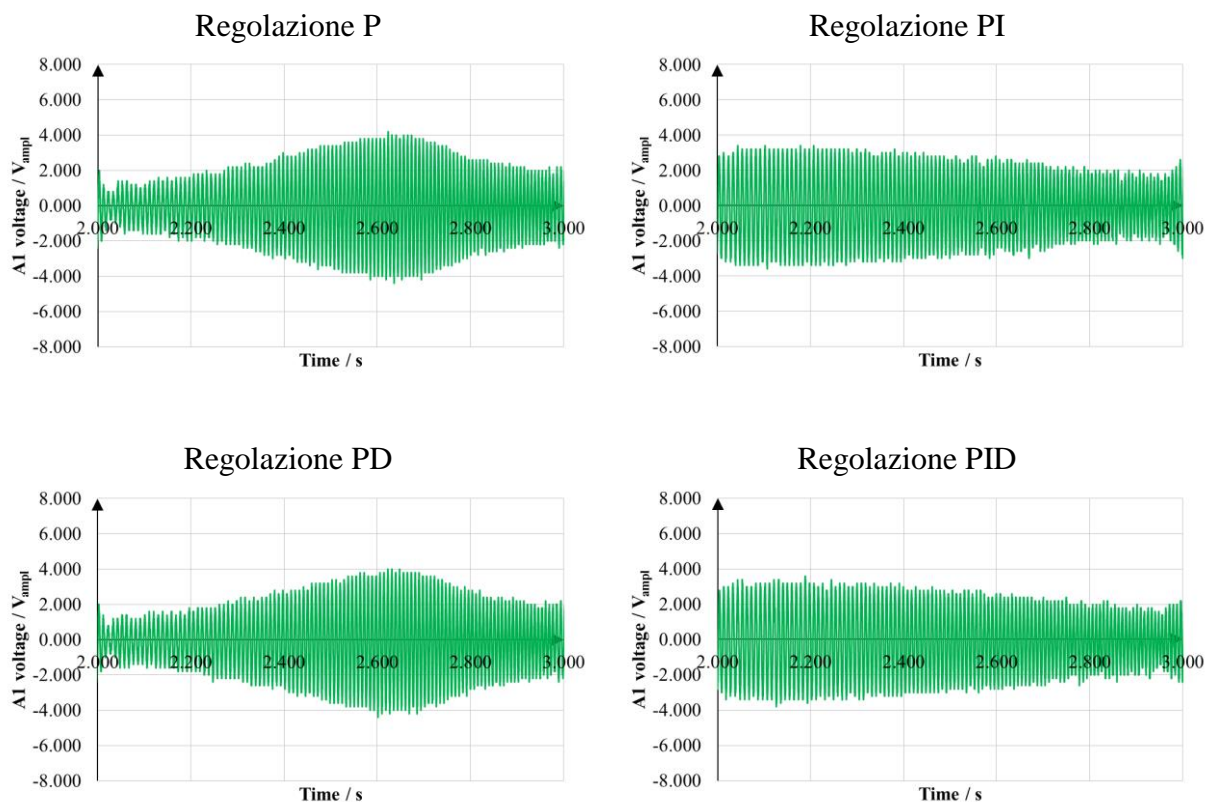


Figura 80: Confronto dei segnali prodotti dal regolatore per A1.

Le azioni proporzionale e derivativa permettono di ottenere un segnale per A1 simile a quello ricevuto da S1, ma sfasato. Invece l'azione integrativa è responsabile di un anomalo comportamento del regolatore: è possibile identificare un rapido aumento del segnale di A1

con un netto discostamento dalla forma di quello di S1. Ne risulta un forte contrasto anche alle vibrazioni non di risonanza.

6.5 Conclusioni

In questo lavoro è stato proposto un algoritmo sviluppato in Labview™ per il controllo attivo delle vibrazioni e del rumore. Esso si è avvalso di un regolatore PID e di patch PZT per attuare la sua funzione di condizionamento.

I parametri del PID sono stati calcolati utilizzando il II metodo di Ziegler-Nichols e si è valutata l'efficacia dell'algoritmo di controllo verificando la riduzione delle vibrazioni in corrispondenza di un punto specifico della struttura. In particolare sono stati identificati i ritardi dovuti all'elettronica di controllo sui vari segnali.

Il VI è stato in grado di garantire una riduzione di circa il 55%, pari a 6.85 dB, della deformazione, e quindi della vibrazione, della travetta in prossimità dell'incastro (in corrispondenza di S1), allorché il sistema si trova in condizioni critiche alla risonanza. Inoltre il regolatore più efficiente, nell'ambito di un fissato range di frequenze (100-130 Hz con risonanza a 118.2 Hz), è risultato essere quello PI, con azione proporzionale ed integrativa. Esso è stato capace di ridurre l'ampiezza massima della deformazione della travetta di circa il 33%, pari a 3.82 db, rispetto all'assenza di controllo, e di mitigare l'effetto delle vibrazioni anche al di fuori della condizione critica di risonanza.

7 Match Coefficient Approach per l'identificazione dei difetti mediante sensori e attuatori piezoelettrici a film sottile

7.1 Introduzione

Ultimo capitolo di questo lavoro è incentrato nel proporre l'uso delle patch piezoelettriche come sensori e attuatori attraverso la tecnica del Match Coefficient Approach (MCA) per l'identificazione di difetti prossimi alla superficie di strutture metalliche. In questo caso è stato fatto uno studio preliminare con il quale è stato proposto un algoritmo in ambiente Matlab™ per applicare lo schema di ricostruzione delle immagini attraverso Synthetic Aperture Focus (SAF) opportunamente modificato mediante la tecnica del Matched Field Processing (MFP), utilizzata per la localizzazione delle sorgenti acustiche per emissioni subacquee e dei terremoti.

Per verificare l'efficienza della proposta è stato studiato il caso di una piastra sottile metallica con fori, spallature e difetti su cui sono stati incollati trasduttori piezoelettrici allo scopo di identificare tali disuniformità della superficie. Tale attività è stata condotta in collaborazione con il Prof. Ing. Francesco Lanza di Scalea e l'Ing. Simone Sternini dell'University of California, San Diego - Jacobs School of Engineering, Structural and Materials Engineering.

7.2 Stato dell'arte

La tecnica dell'SAF permette di creare delle immagini ad ultrasuoni di difetti in componenti strutturali [122]. Tradizionalmente essa utilizza numerosi trasduttori, che lavorano in time backpropagation mode ("Delay-And-Sum") e che essenzialmente localizzano il riflettore (disuniformità) attraverso ellissi (1 tempo di arrivo tra una trasmissione e una ricezione) o iperboli (le differenze di tempo di arrivo tra due ricevitori) [123]. Le prime implementazioni digitali della SAF furono realizzate da Frederick et al. [124] e continuate da Jackson et al. [125]. Impulsi a banda larga, registrazione diretta di dati e sommatorie coerenti sono stati usati per dimostrare la fattibilità della SAF digitale e ottenere una migliore valutazione delle dimensioni, della posizione e dell'orientamento di un difetto su serbatoi in pressione.

L'MFP è utilizzato per individuare le sorgenti acustiche in sismologia e nei fenomeni sottomarini [126]. In questo caso la generazione è localizzata attraverso un filtro di match, che compara le misurazioni ("data vector") e le risposte calcolate in ogni punto del volume ispezionato ("replica vector") [127]. Il filtro utilizzato permette di stabilire un coefficiente,

secondo la teoria dell'MCA, con il quale stabilire il confronto tra i vettori [128]. Un approccio più completo, avviato da quello attualmente proposto, sarà presentato in due pubblicazioni a convegno da Lanza di Scalea et al. [129] e Sternini et al. [130]. In questo caso si utilizzeranno algoritmi in grado di analizzare in modo più esaustivo e approfondito il target, riducendo le aberrazioni e rendendo più conforme alla realtà la dimensione della rappresentazione della disuniformità.

7.3 Materiali e metodi

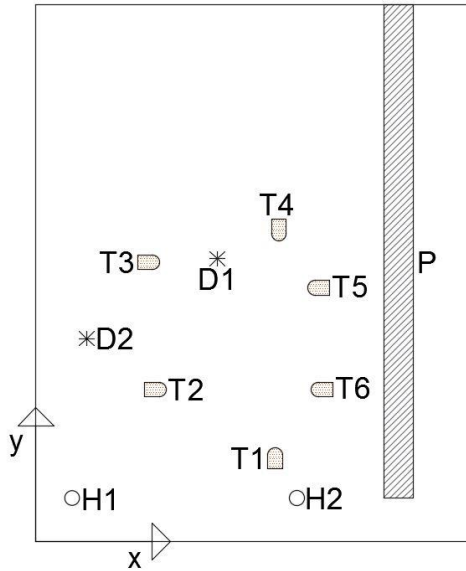
7.3.1 Setup sperimentale

Il setup sperimentale consiste in una lamina di metallo isotropa e omogenea di dimensioni $30.00 \times 37.00 \times 0.12$ in su cui sono presenti 2 fori di diametro 0.50 in, uno spallamento $2.00 \times 31.00 \times 1.00$ in dello stesso metallo e due difetti in argilla. Sulla struttura sono state opportunamente posizionate 6 patch PZT (Physik Instrumente, DuraAct P-876.K025): si tratta di trasduttori costituiti da un layer piezoelettrico di PIC255, un composto modificato di titanato zirconato di piombo, due elettrodi in metallo conduttivo, e da una guaina polimerica in Kapton. Le loro dimensioni sono di $17 \times 13 \times 0,5$ mm. Meccanicamente hanno una forza di bloccaggio di 280 N, una contrazione laterale minima di $650 \mu\text{m/m}$ e una frequenza operativa massima di 10^6 Hz; mentre elettricamente una capacità di 8 nF, un range di voltaggio durante il funzionamento da -100 a +400 V e uno spessore del materiale piezoelettrico di $200 \mu\text{m}$. Infine presentano una resistenza alla fatica fino a 10^{10} cicli e una temperatura di esercizio da -20 a $150 \text{ }^\circ\text{C}$ [85]. I trasduttori sono stati impiegati sia da attuatori che da sensori, grazie all'utilizzo di un sistema PXI (National Instruments, mod. NI PXIe-1082DC) con modulo (NI PXIe-4141) e amplificatore (Peizo System, mod EPA-104-115) per la generazione e modulo (NI PXI-4070 FlexDMM per l'acquisizione della risposta. Il processamento dei segnali è avvenuto in un secondo momento avvalendosi del software Matlab™.

7.3.2 Procedura sperimentale

La lamina di metallo è stata opportunamente posizionata avvalendosi di 4 supporti smorzanti. I trasduttori sono stati collocati come in *Figura 81*. La generazione è avvenuta avvalendoli di un segnale sinusoidale modulato in ampiezza costituito da 5 cicli a frequenza di 120 kHz o 150 kHz, mentre l'acquisizione è stata impostata a 30 MHz con 15 medie. Ogni traduttore è stato bivalentemente utilizzato da sensore e da attuatore facendo in modo che ad ogni acquisizione vi fosse un solo attuatore e tutti fossero utilizzati in questa funzione solo

una volta. I segnali acquisiti sono stati elaborati attraverso un opportuno algoritmo per l'identificazione dei difetti superficiali della lamina sviluppato attraverso Matlab™. Questo è stato in grado di produrre immagini della lamina su cui è possibile identificare la presenza delle discontinuità.



	x [in]	y [in]	[in]
T_1	16.50	6.00	
T_2	8.50	10.50	
T_3	8.00	19.25	
T_4	16.75	21.25	
T_5	19.25	17.50	
T_6	19.50	10.50	
H_1	2.50	3.00	diametro=0.50
H_2	18.00	3.00	diametro=0.50
P	24.00-	3.00-	larghezza=2.00
	26.00	34.00	
D_1	12.50	19.50	diametro=1.50
D_2	3.50	14.00	diametro=1.50

Figura 81: Posizionamento di trasduttori, fori e spallamento.

7.3.3 Algoritmo MAE

L'algoritmo proposto permette l'identificazione della posizione di disuniformità superficiali attraverso l'analisi dei tempi di arrivo dell'onda generata al ricevitore (distanza attuatore-disuniformità-sensore). A tale scopo sono stati considerati 6 cicli in cui vi sono un attuatore, sempre differente, e 5 sensori. Il segnale tempo-variante acquisito da ogni sensore è elaborato attraverso la funzione di Hilbert in modo tale da costruirne l'involuppo dei picchi.

Per ogni coppia trasmettitore-ricevitore si estrae un picco caratteristico e si forma un vettore, chiamato data vector \vec{d} . In seguito ad ogni pixel dell'immagine rappresentativa della lamina si associa il tempo di arrivo del punto in esame, creando un altro vettore, il cosiddetto replica vector \tilde{m}_{xy} . Si passa, infine, al confronto di questi due vettori utilizzando un parametro β_{xy} , il Mach Coefficient, definito come nell'Equazione 19:

$$\beta_{xy} = \frac{1}{1 + \|\vec{d} - \tilde{m}_{xy}\|_1} \quad \text{Equazione 19}$$

dove

$\|\tilde{d} - \tilde{m}_{xy}\|_1$ rappresenta la somma degli elementi dei singoli vettori e di conseguenza il maxim absolute error.

In particolare bisogna notare che allorquando $\tilde{d} = \tilde{m}_{xy}$, β_{xy} sarà uguale ad 1. Tale parametro, confrontando la differenza tra i due vettori, assocerà ad ogni pixel una determinata intensità.

I segnali relativi ai sensori sono stati epurati delle parti associabili ai tempi di arrivo trasmettitore-ricevitore e i picchi caratteristici sono stati scelti sequenzialmente e nello stesso ordine per ogni sensore stesso.

7.3.4 Velocità dei modi a_0 e s_0

Sulla lamina di metallo, supposta isotropa e omogenea, sono state valutate le velocità di propagazione dei modi simmetrico e antisimmetrico. Si è tenuto conto solo dei modi fondamentali, a_0 e s_0 , e si sono calcolate le loro velocità di propagazione, avvalendosi delle curve di dispersione dei modi di Lamb.

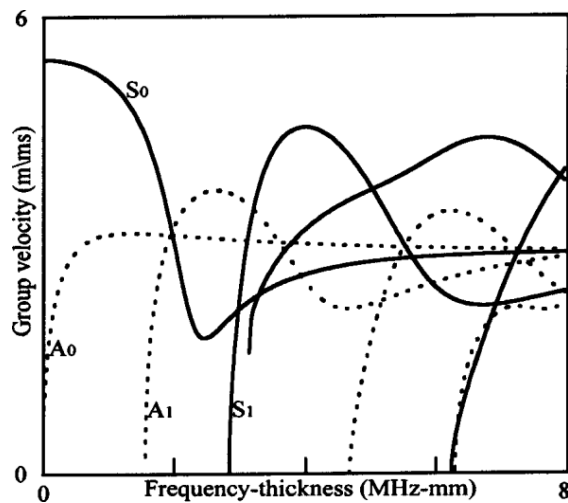


Figura 82: Curve di dispersione per i modi di Lamb per una lamina sottile in metallo [131]

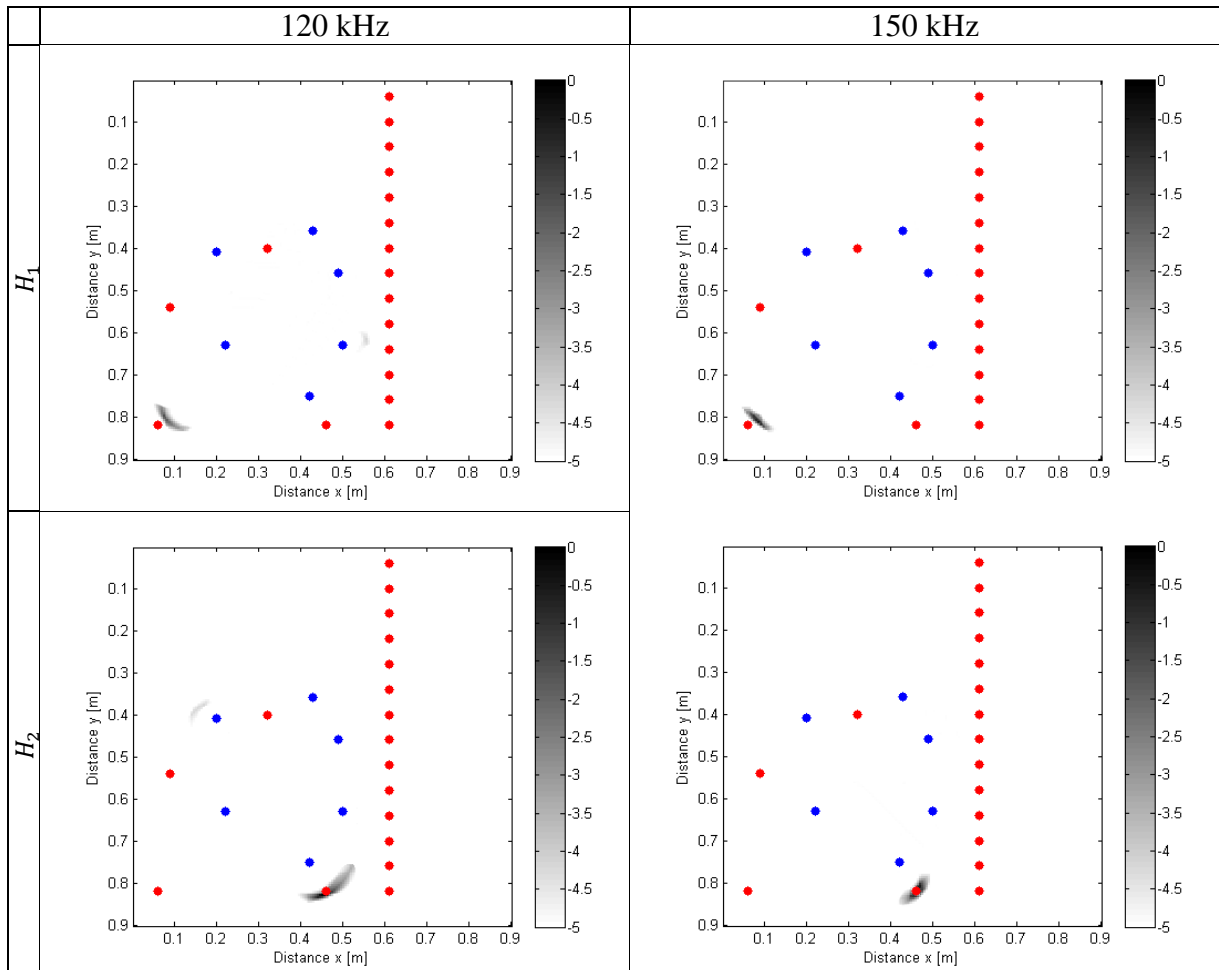
Per la lamina in esame, che presenta uno spessore di circa 3 mm, nel caso di segnale di attuazione di 120 kHz sono risultate $a_0 = 2200 \text{ m/s}$ e $s_0 = 4900 \text{ m/s}$, mentre per 150 kHz si è ottenuto $a_0 = 2400 \text{ m/s}$ e $s_0 = 4900 \text{ m/s}$.

7.4 Risultati

7.4.1 Identificazione delle discontinuità

La *Figura 83* mostra il confronto tra le immagini delle discontinuità presenti sulla superficie della lastra quando essa è soggetta a input ultrasonici a 120 e 150 kHz.

Le figure in esame mettono in evidenza la piastra metallica su cui sono presenti i trasduttori (in blu) e le discontinuità (in rosso). Sull'asse delle ascisse e delle ordinate sono riportate le dimensioni, mentre la scala logarithmica a destra di ogni immagine mostra in intensità di grigi la minore (tendente al bianco) e la maggiore (tendente al nero) possibilità che possa essere presente la stessa discontinuità. In termini numerici ad ogni valore di β_{xy} associa un'intensità della scala di grigi, per cui a $\beta_{xy} \rightarrow 1$ corrisponde alla massima tonalità di nero e $\beta_{xy} \rightarrow 0$ alla massima di bianco.



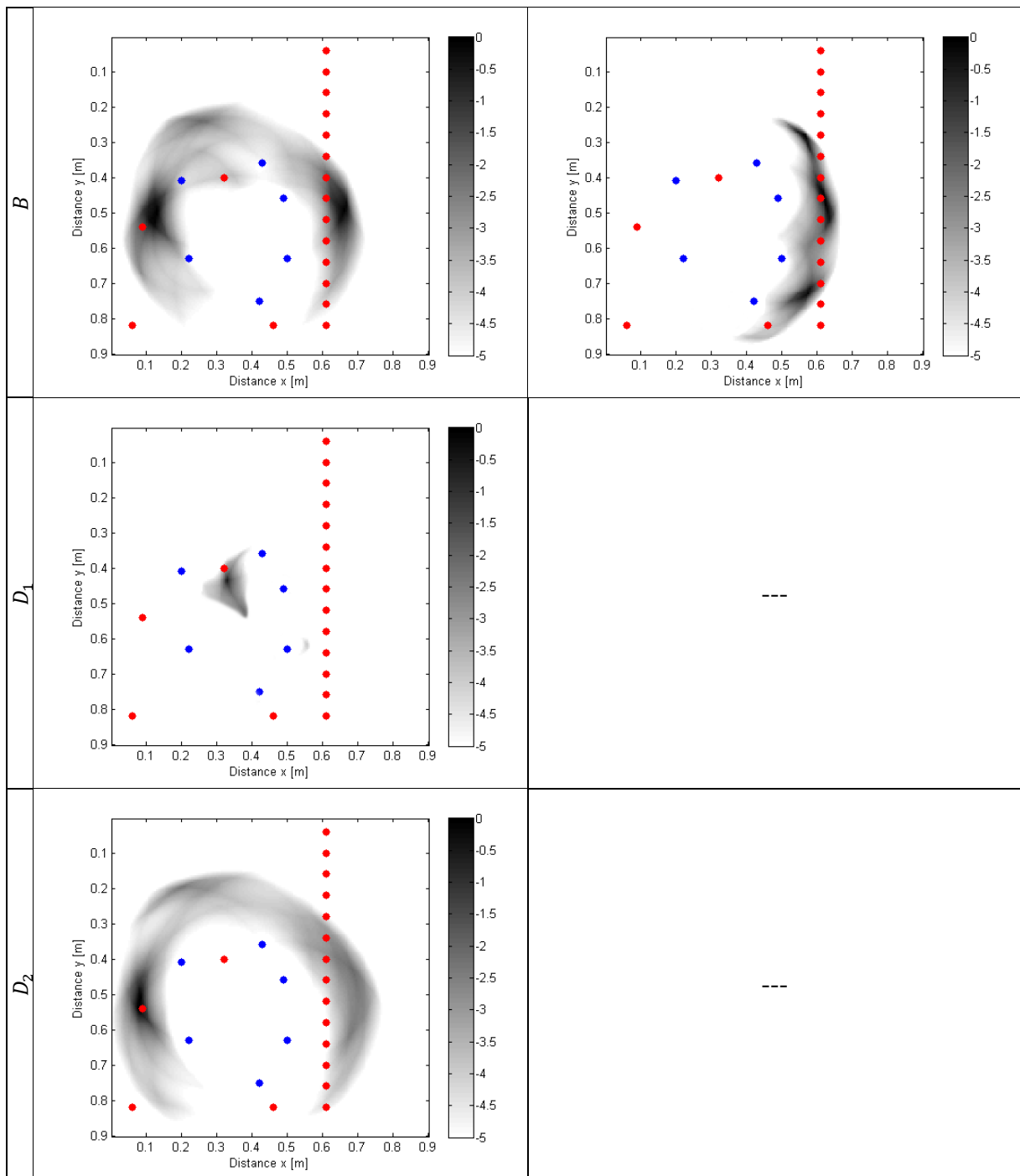


Figura 83: Confronto tra le immagini delle discontinuità presenti sulla superficie della lastra, ottenute con input di 120 e 150 kHz

Alla frequenza di input di 120 Hz è stato possibile rilevare tutte le discontinuità presenti sulla superficie della lastra. Le immagini contengono degli artefatti di piccola scala, che non inducono in errore in quanto essi sono rappresentati da una minore intensità di grigio. A causa della differente riflessione delle onde ultrasoniche, i fori sono stati identificati agevolmente, mentre per quanto riguarda i difetti e lo spallamento si distinguono delle chiazze di maggiore

larghezza. Questi ultimi non presentano adeguata interfaccia, essendo incollati sulla lamina, e di conseguenza le vibrazioni subiscono dispersione nell'attraversarla.

Per quanto concerne la frequenza di input di 150 Hz, non risulta essere possibile distinguere i difetti, tuttavia sono facilmente riconoscibili i fori e lo spallamento. Probabilmente i segnali utilizzati non sono adatti poiché a quelle frequenze si determinano fenomeni di sovrapposizione delle onde che garantiscono la copertura di quelle relative a tali discontinuità.

7.5 Conclusioni

In questo lavoro è stato presentato un algoritmo per la rilevazione di discontinuità superficiale di lastre metalliche sottili mediante patch PZT attraverso Mach Coefficient Approach. È stata valutata la fattibilità e l'adeguatezza del metodo in esame.

L'implementazione è avvenuta sfruttando due differenti frequenze di generazione degli ultrasuoni da parte dei trasduttori piezoelettrici e avvalendosi di immagini in grado di mostrare gli elementi ricercati attraverso la definizione di un parametro β_{xy} . Questo è in grado di analizzare i tempi di arrivo dei segnali di vibrazione e associare ad essi una determinata intensità in scala di grigi per localizzare le discontinuità.

L'algoritmo in esame si mostra adeguato per riconoscere elementi presenti sulla superficie di lamine metalliche sottili. Infatti attraverso la sua applicazione è stato possibile identificare facilmente disomogeneità di dimensioni di circa un pollice. Tuttavia sono necessari ulteriori analisi per comprendere come i parametri dello studio fatto incidano sulla rilevabilità e quanto sia possibile ridurre le dimensioni delle discontinuità per indagare possibili cricche.

Bibliografia

- [1] W. Thomson, Theory of vibration with applications, CRC Press, Lincoln, UK, 1996
- [2] D. D. Reynolds, K. G. Standlee, E. N. Angevine, Hand-arm vibration, Part III: Subjective response characteristics of individuals to hand-induced vibration, Journal of sound and vibration, vol. 51, issue 2, pp. 267-282, 1977
- [3] M. Cardinale, M. H. Pope, The effects of whole body vibration on humans: dangerous or advantageous?, Acta Physiologica Hungarica, vol. 90, issue 3, pp. 195-206, 2003
- [4] M. J. Crocker, Handbook of Noise and Vibration Control, John Wiley & Sons, Hoboken, New Jersey, USA, 2007
- [5] F. Fahy, J. Walker, Fundamentals of Noise and Vibration, CRC Press, Lincoln, UK, 1998
- [6] C. Hansen, S. Snyder, X. Qiu, L. Brooks, D. Moreau, Active Control of Noise and Vibration, CRC Press, Lincoln, UK, 2012
- [7] J. E. Manning, Hybrid SEA for mid-frequencies, SAE Technical Paper, No. 2007-01-23052007, 2007
- [8] M. P. Norton, D. G. Karczub, Fundamentals of Noise and Vibration Analysis for Engineers, Cambridge University Press, Cambridge, UK, 2003
- [9] K. Kowalczyk, F. Svaricek, C. Bohn, H. J. Karkosch, An Overview of Recent Automotive Applications of Active Vibration Control, RTO AVT-110 Symposium "Habitability of Combat and Transport Vehicles: Noise Vibration and Motion", Prague, Czech Republic, 2004
- [10] M. Lallart, Vibration Control, INTECH Open Access Publisher, Rijeka, Croatia, 2010
- [11] E. F. Berkman, E. K. Bender, Perspectives on Active Noise and Vibration Control; Sound and Vibration Magazine, pp 1-22, 1997
- [12] F. Svaricek, T. Fueger, H. J. Karkosch, P. Marienfeld, C. Bohn, Automotive Applications of Active Vibration Control, Open Access Publisher, Chapter 13, n.1, pp. 303-318, Rijeka, Croatia, 2012
- [13] P. Lueg, Process of Silencing Sound Oscillations, U.S. Patent No 2,043,416, USA, 1936
- [14] H. F. Olson, E. G. May, Electronic Sound Absorber, Journal of the Acoustical Society of America, vol. 25, issue 6, pp. 1130-1136, 1953
- [15] W. B. Conover, Fighting Noise with Noise, Journal of the Acoustical Society of America, vol. 2, issue 2, pp. 78-92, 1956
- [16] P. A. Nelson, S. J. Elliott. Active Control of Sound, Academic Press, Cambridge, Massachusetts, USA, 1992
- [17] S. J. Elliott, Signal Processing for Active Control, Academic Press, Cambridge, Massachusetts, USA, 2001
- [18] G. B. B. Chaplin, Anti-sound – the Essex Breakthrough, Chartered Mechanical Engineer, vol. 30, pp 41-47, 1983

-
- [19] J. E. Ffowcs-Williams, Review Lecture: Anti-Sound, The Royal Society of London, Series A, Mathematical and Physical, vol 395, n. 1808, pp. 63-88, 1984
- [20] A. J. Bullmore, P. A. Nelson, S. J. Elliott, J. F. Evers, B. Chidley, Models for Evaluating the Performance of Propeller Aircraft Active Noise Control Systems, AIAA 11th Aeroacoustics Conference, Paper AIAA-87-2704, Palo Alto, California, USA, 1987
- [21] C. F. Ross, M. R. Purver, Active Cabin Noise Control, Active 97, XXXIX-XLVI Budapest, Hungary, 1997
- [22] S. Johansson, T. Lagö, S. Nordebo, C. Claesson, Control Approaches for Active Noise Control of Propeller-induced Cabin Noise Evaluated from Data from a Dornier 328 Aircraft”, 6th International Congress on Sound and Vibration, Copenhagen, Denmark, 1999
- [23] C. R. Fuller, J. P. Maillard, M. Meradal, A. H. von Flotow, Control of Aircraft Interior Noise Using Globally Detuned Vibration Absorbers, First Joint CEAS/AIAA Aeroacoustics Conference, vol. 95, issue 82, pp. 615-623, Munich, Germany, 1995
- [24] C. R. Fuller, J. P. Maillard, M. Meradal, A. H. von Flotow, Control of Aircraft Interior Noise Using Globally Detuned Vibration Absorbers; Journal of Sound Vibration, vol 5, issue 203, pp .745-761, 1997
- [25] C. R. Fuller, M. E. Johnson, J. R. Griffin, Active-passive Control of Aircraft Interior Boundary Layer Noise Using Smart Foam, 6th AIAA/CEAS Aeroacoustics Conference and Exhibit, vol. 1, pp. 2000-2041, Lahaina, Hawaii, U.S.A, 2000
- [26] U. Emborg, C. F. Ross, Active control in the SAAB 340, The Active Control of Sound and Vibration, Virginia Polytechnic Institute and State University, pp. 567–573, Blacksburg, Virginia, USA, 1993
- [27] G. Billout, M. A. Norris, D. J. Rossetti, System De Controle Actif de Bruit Lord NVX pour Avions d’Affaire Beechcraft Kingair, un Concept Devanu Produit, Active Control Conference, Cenlis, France, 1995
- [28] T. J. Sutton, S. J. Elliott, M. J. Brennan, K. H. Heron, D. A. C. Jessop, Active Isolation of Multiple Structural Waves on a Helicopter Gearbox Support Strut, Journal of Sound and Vibration, vol. 1, issue 205, pp. 81-101, 1997
- [29] R. Maier, M. Pucher, Helicopter Interior Noise Reduction by Active Vibration Isolation with Smart Gearbox Struts, Active 99, pp. 837-848, Fort Lauderdale, Florida, USA, 1999
- [30] A. H. von Flotow, A. Beard, D. Bailey, Adaptive Tuned Vibration Absorbers: Tuning Laws, Tracking Agility, Sizing, and Physical Implementation, Noise-Con 94, pp. 437-454, Ft. Lauderdale, Florida, USA, 1994
- [31] G. P. Gibbs, R. H. Cabell, Active Control of Turbulent Boundary Layer Induced Sound Radiation from Multiple Aircraft Panels, 8th AIAA/CEAS Aeroacoustics Conference, Breckenridge, Colorado, USA, 2002
- [32] Traslatori Piezoelettrici: soluzioni solide di PbZrO₃ ortorombico e di PbTiO₃ tetragonale, in grado di convertire l’energia elettrica in meccanica con il conseguente risultato di un movimento ad alta definizione.
- [33] O. Hilbrunner, M. Galland, N. Sellen, J. Perisse, Optimization of an Hybrid Acoustic Liner for Noise Reduction of Engine Aircraft Nacelles, Active 2002: The 2002 international symposium on active control of sound and vibration, vol. 2002, no. 7, pp. 657-668, Southampton, UK, 2002
- [34] P. Gardonio, A Review of Active Techniques for Aerospace Vibration and Noise Control, AIAA Journal of Aircraft, vol. 2, issue 39, pp. 206-214, 2002

-
-
- [35] F. J. Fahy, R. S. Langley, High Frequency Structural Vibration, FN Spon, London-New York, UK-USA, 2004
- [36] F. J. Fahy, P. Gardonio, Sound and Structural Vibration: Radiation, Transmission and Response, Academic Press, Cambridge, Massachusetts, USA 2007
- [37] P. Gardonio, Active Noise Control, Environmental Impact and Manufacturing of Encyclopedia of Aerospace Engineering, section 2, vol. 6, Wiley & Son, Hoboken, Hoboken, New Jersey, USA, 2010
- [38] L. J. Oswald, Reduction of Diesel Engine Noise Inside Passenger Compartments Using Active, Adaptive Noise Control, Inter-Noise 84, pp. 483-488, Honolulu, USA, 1984
- [39] S. J. Elliott, I. M. Stothers, A Multichannel Adaptive Algorithm for the Active Control of Start-up Transients, Euromech , vol. 213, Marseille, France, 1986
- [40] A. M. McDonald, D. C. Quinn, T. Sounders, S. J. Elliott, P. A. Nelson, I. M. Stothers, Adaptive Noise Control of Automobile Interior Noise, Institution of Mechanical Engineers Conference on Vehicle Noise, C353, 1987
- [41] S. J. Elliott, I. M. Stothers, P. A. Nelson, A. M. McDonald, D. C. Quinn, T. Sounders, The Active Control of Engine Noise Inside Cars, Inter-Noise 88, pp. 987-990, Avignon, France, 1988
- [42] D. C. Perry, S. J. Elliott, I. M. Stothers, S. J. Oxley, Adaptive Noise Cancellation for Road Vehicles, Institution of Mechanical Engineers Conference on Automotive Electronics, pp. 150-163, 1989
- [43] H. Sano, T. Yamashita, M. Nakamura, Recent Application of Active Noise and Vibration Control to Automobiles, INTER-NOISE and NOISE-CON Congress and Conference, vol. 2002, no. 7, pp. 29-42, 2002
- [44] F. Fohr, C. Carme, J-L. Peube, P. Vignassa, F. Le Brazidec, Active Exhaust Line for Truck Diesel Engine, INTER-NOISE and NOISE-CON Congress and Conference, vol. 2002, no. 5, pp. 874-879, 2002
- [45] R. Boonen, P. Sas, Design of an Active Exhaust Attenuating Valve for Internal Combustion Engines, Active 2002: The 2002 international symposium on active control of sound and vibration, Southampton, UK, 2002
- [46] H. Matsuoka, T. Mikasa, H. Nemoto, Countermeasure Technology for a Cylinder-on-Demand Engine – Development of Active Control Engine Mount, SAE paper 04 Annual-714, Nevada, USA, 2004
- [47] Avon-Rubber, Vibramount Brochure, Avon Rubber plc, Melksham, Wilts, UK, 2005
- [48] D. A. Cartes, L. R. Ray, R. D. Collier, Experimental Evaluation of Leaky Least-Mean-Square Algorithms for Active Noise Reduction in Communication Headsets, Journal of the Acoustical Society of America, vol. 111, issue 4, pp. 1758-1771, 2002
- [49] V. Zimpfer, K. Buck, N. Gache, Digital Filters Used in the Feedback Loop of an ANR Earplug, The Journal of the Acoustical Society of America, vol. 105, issue 2, pp. 973-973, 1999
- [50] M. Pawelczyk, Analogue-digital Control for Active Headsets, Active 2002: The 2002 international symposium on active control of sound and vibration, vol. 63, issue 11, pp. 1193-1213, Southampton, UK, 2002

-
- [51] C. H. Hansen, X. Qiu, X. Li, D. L. L. Leclercq, A. C. Zander, Implementation of Active Noise Control in a Multi-modal Spray Dryer Exhaust Stack, *Active 2002: The 2002 international symposium on active control of sound and vibration*, vol. 67, issue 1, pp. 28-48. Southampton, UK, 2002
- [52] J. J. Krüger, The Calculation of Actively Absorbing Silencers in Rectangular Ducts, *Journal of Sound and Vibration*, vol. 257, issue 5, pp. 887-902, 2002
- [53] R. H. Vemuri, Robust Adaptive Algorithms for Active Noise and Vibration Control Fan, *International Conference on Albuquerque, Acoustics, Speech, and Signal Processing*, vol. 2, pp. 1137-1140, Nuovo Messico, USA, 1990
- [54] K. Wyckaert, F. Augusztinovicz, Vibro-acoustical Modal Analysis: Reciprocity, Model Symmetry and Model Validity, *The Journal of the Acoustical Society of America*, vol. 100, issue 5, pp. 97-101, 1996
- [55] M. J. Crocker, *Handbook of Noise and Vibration Control*, Wiley & Sons, Hoboken, Hoboken, New Jersey, USA, 2007
- [56] Brüel & Kjær, *Sound & Vibration Measurement: "Measurements in Building Acoustics"*, Nærum, Denmark, 1988
- [57] W. Rucher, *Handbook of Technical Diagnostics*; Springer, Berlin Heidelberg, Germany, 2013
- [58] D. J. Ewins, Basics and state-of-the-art of modal testing, vol. 25, part 3, pp. 207-220, *Sadhana*, India, 2000
- [59] D. J. Ewins, Recent advances in modal testing, *Conference on Advances in Structural Dynamics*, pp. 1-17. Southampton, UK, 1997
- [60] Brüel & Kjær, *Analisi strutturale, Parte 1: Misure di mobilità meccanica*, Nærum, Denmark, 1987
- [61] Brüel & Kjær, *Analisi strutturale, Parte 2: Analisi modale e simulazione*, Nærum, Denmark, 1987
- [62] A. B. Stanbridge, D. J. Ewins, Modal testing using a scanning laser Doppler vibrometer, *Mechanical systems and signal processing*, vol. 13, issue 2, pp. 255-270, 1999
- [63] M Schreiner, M. Strlič, R. Salimbeni, Chapter 3 E. Esposito, *Handbook on the use of lasers in conservation and conservation science*, COST Office, Brussels, Belgium, 2008
- [64] Polytec GmbH, *Optical Measurement Solutions*, Waldbronn, Germany, 2012
- [65] K. Uchino, *Advanced Piezoelectric Materials: Science and Technology*, Ed. Woodhead Publishing Ltd, Sawston Cambridge. UK, 2010
- [66] K. Lubitz, H. Hellebrand, Properties of PZT Multilayer Actuators, *7th International Symposium on Applications of Ferroelectrics*, pp. 502-512, 1990
- [67] E. V. Ardelean, D. G. Cole, R. L. Clark, High Performance "V-stack" Piezoelectric Actuator, *Journal of intelligent material systems and structures*, vol. 15, issue 11, pp. 879-889, 2004
- [68] Q. Chen, D. J. Yao, C. J. Kim, G. P. Carman, Frequency Response of an Inchworm Motor Fabricated with Micromachined Interlocking Surface Mesoscale Actuator Device (MAD), *5th Annual International Symposium on Smart Structures and Materials*, International Society for Optics and Photonics, pp. 768-779, San Diego, California, USA, 1998

-
- [69] P. Jaenker, Electromechanical Characterization of High-Performance Piezo actuators, Smart Structures and Materials, International Society for Optics and Photonics, pp. 670-677, San Diego, California, USA, 1997
- [70] A. Wills, A. Mills, B. Ninness, FPGA Implementation of an Interior-Point Solution for Linear Model Predictive Control, 18th IFAC World Congress, vol. 44, issue 1, pp. 14527-14532, Milano, Italy, 2011
- [71] I. Basdogan, M. U. Aridogan, S. Kulah, U. Boz, Active Control of Plate-like Structures for Vibration and Sound Suppression, INTECH Open Access Publisher, Rijeka, Croatia, 2012
- [72] E. Askin, P. Sendur, Active Vibration Control On A Complex 3d Structure Using Piezoelectric Patches, 22nd International Congress on Sound and Vibration ICSV22, pp. 1-8, Florence, Italy, 2015
- [73] D. Spiga, M. Barbera, S. Basso, M. Civitani, A. Collura, S. Dell'Agostino, U. Lo Cicero, G. Lullo, C. Pellicciari, M. Riva, B. Salmaso, L. Sciortino, Active Shape Correction of a Thin Glass/Plastic X-ray Mirror, SPIE Optical Engineering+ Applications. International Society for Optics and Photonics, pp. 92080A-92080A-10, San Diego, California, USA, 2014
- [74] M. S. Senousy, R. K. N. D. Rajapakse, D. Mumford, M. S. Gadala, Self-heat Generation in Piezoelectric Stack Actuators Used in Fuel Injectors, Smart Materials and Structures, vol. 18, issue 4, pp. 1-11, 2009
- [75] J. Zheng, S. Takahashi, S. Yoshikawa, K. Uchino, Heat Generation in Multilayer Piezoelectric Actuators, Journal of the American Ceramic Society, vol. 79, issue 12, pp. 3193-3198, 1996
- [76] A. Ochi, S. Takahashi, S. Tagami, Temperature characteristics for multilayer piezoelectric ceramic actuator, Japanese Journal of Applied Physics, vol. 24, issue S3, pp. 209, 1985
- [77] S. Takahashi, S. Hirose, K. Uchino, Stability of PZT piezoelectric ceramics under vibration level change, Journal of the American Ceramic Society, vol. 77, issue 9, pp. 2429-2432, 1994
- [78] C. Richard, H. S. Lee, D. Guyomar, Thermo-mechanical stress effect on 1–3 piezocomposite power transducer performance, Ultrasonics, vol. 42, issue 1, pp. 417-424, 2004
- [79] S. W. Zhou, C. A. Rogers, Heat generation, temperature, and thermal stress of structurally integrated piezo-actuators, Journal of intelligent material systems and structures, vol. 6, issue 3, pp. 372-379, 1995
- [80] G. A. Lesieutre, L. Fang, G. H. Koopmann, S. P. Pai, S. Yoshikawa, Heat generation of a piezoceramic induced-strain actuator embedded in a glass/epoxy composite panel, Symposium on Smart Structures and Materials, International Society for Optics and Photonics, pp. 267-275, San Diego, California, USA, 1996
- [81] J. Kim, B. L. Grisso, J. K. Kim, D. S. Ha, D. J. Inman, Electrical Modeling of Piezoelectric Ceramics for Analysis and Evaluation of Sensory Systems, Sensors Applications Symposium, SAS 2008, pp.122-127, Atlanta, USA, 2008
- [82] ANSIIEEE Std 176-1987, IEEE Standard on Piezoelectricity, 1987
- [83] S. Sherrit, H. D. Wiederick, B. K. Mukherjee, M. Sayer, An Accurate Equivalent Circuit for the Unloaded Piezoelectric Vibrator in the Thickness Mode, Journal of Physics D: Applied Physics, vol. 30, issue 16, pp. 2354-2363, 1997
- [84] M. Guan, W. H. Liao, Studies on the Circuit Models of Piezoelectric Ceramics, International Conference on Information Acquisition, pp. 26-31, Hefei, China, 2004

-
- [85] A. Otto, P. Schittenhelm, K. Spanner, Piezoelectric actuator components, technologies, operation, Physik Instrumente (PI) GmbH & Co. KG, Karlsruhe, Germany, 2015
- [86] H. S. Carslaw, J. C. Jaeger, Conduction of Heat in Solids, Ed. Oxford University Press, Oxford, UK, 1959
- [87] ISO/IEC Guide 98-3:2008, Uncertainty of measurement - Part 3: Guide to the expression of uncertainty in measurement (GUM:1995), 2008
- [88] S. P. Beeby, M. J. Tudor, N. M. White, Energy harvesting vibration sources for microsystems applications, Meas. Sci. Technol, vol. 17, pp 175-195, 2006
- [89] H. S. Kim, J. H. Kim, J. Kim, A review of piezoelectric energy harvesting based on vibration, IJPEM, vol. 12, issue 6, pp. 1129-1141, 2011
- [90] T. H. Ng, W. H. Liao, Sensitivity analysis and energy harvesting for a self-powered piezoelectric sensor, JIMSS, vol. 16, issue 10, pp. 785-797, 2005
- [91] R. Torah, S. P. Beeby, N. M. White, An improved thick-film piezoelectric material by powder blending and enhanced processing parameters, IEEE transactions on ultrasonics, ferroelectrics, and frequency control, vol. 52, issue 1, pp. 10-16, 2005
- [92] N. M. White, P. Glynne-Jones, S. P. Beeby, A novel thick-film piezoelectric micro-generator, Smart Mater. Struct., vol. 10, issue 4, pp. 850-852, 2001
- [93] P. Glynne-Jones, S. P. Beeby, N. M. White, The modelling of a piezoelectric vibration powered generator for microsystems, 11th International Conference on Solid-State Sensors and Actuators, Transducers, pp. 46-49 Munich, Germany, 2001
- [94] S. Roundy, P. K. Wright, A piezoelectric vibration based generator for wireless electronics, Smart Mater. Struct., vol. 13, issue 5, pp. 1131-1142, 2004
- [95] H. A. Sodano, E. A. Magliula, G. Park, D. J. Inman, Electric power generation using piezoelectric materials, 13th International Conference on Adaptive Structures and Technologies, pp. 153-161, Potsdam, Germany, 2002
- 96 I.G. De Pasquale, F. Fraccarollo, A. Somà, Performances evaluation of an autonomous sensing network node for rail vehicles supplied by a piezoelectric energy harvester, Power MEMS, vol. 30, pp 73-76, Leuven, Belgium 2010
- [97] R. Montanini, A. Quattrocchi, Experimental characterization of cantilever-type piezoelectric generator operating at resonance for vibration energy harvesting, The 12th International AI.VE.LA. Conference on Vibration Measurements by Laser and Noncontact Techniques: Advances and Applications, AIP Publishing, vol. 1740, pp. 060003-060009, Ancona, Italy, 2016
- [98] D. Kwon, G. A. Rincon-Mora, A rectifier-free piezoelectric energy harvester circuit, IEEE International Symposium on Circuits and Systems, pp. 1085-1088, Taipei, Taiwan, 2009
- [99] T. T. Le, J. Han, A. von Jouanne, K. Mayaram, T. S. Fiez, Piezoelectric micro-power generation interface circuits. IEEE J. Solid-St. Circ., vol. 41, issue 6, pp. 1411-1420, 2006
- [100] M. Umeda, K. Nakamura, S. Ueha, Analysis of the transformation of mechanical impact energy to electric energy using piezoelectric vibrator, Jpn. J. Appl. Phys., vol. 35, issue 5S, pp. 3267. 1996
- [101] M. Goldfarb, L.D. Jones, On the efficiency of electric power generation with piezoelectric ceramic, J. Dyn. Syst. Meas. Control, vol. 121, issue 3, pp. 566-571, 1999
- [102] C. D. Richards, M. J. Anderson, D. F. Bahr, R.F. Richards, Efficiency of energy conversion for devices containing a piezoelectric component, J. Micromech. Microeng., vol. 14, issue 5, pp. 717, 2004
- [103] Y. C. Shu. I. C. Lien, Efficiency of energy conversion for a piezoelectric power harvesting system, J. Micromech. Microeng., vol. 16, pp. 2429. 2006

-
-
- [104] A.E. Kubba, K. Jiang, Efficiency enhancement of a cantilever-based vibration energy harvester, *Sensors*, vol. 14, pp. 188-211, 2013
- [105] S. P. Bali, *Electrical Technology, Volume 1: Electrical Fundamentals*, Pearson Education, New Jersey, USA pp. 91-94, 2013
- [106] M. S. Saad, H. Jamaluddin, I. Z. M. Darus, Active vibration control of flexible beam system using proportional control scheme in finite difference simulation platform. *Modeling, Simulation and Applied Optimization (ICMSAO)*, 4th International Conference on. IEEE, Kuala Lumpur, Malaysia, 2011
- [107] Y. Yaman, F. D. Ülker, V. Nalbantoğlu, T. Çalışkan, E. Prasad, D. Waechter, B. Yan, Application of H_∞ active vibration control strategy in smart structures. *AED2003*, 3rd International Conference on Advanced Engineering Design, pp. 1-11, Prague, Czech Republic, 2003
- [108] T. Bailey, J. E. Ubbard, Distributed piezoelectric-polymer active vibration control of a cantilever beam, *Journal of Guidance, Control, and Dynamics*, vol. 8, issue 5, pp. 605-611, 1985
- [109] E. F. Crawley, J. De Luis, Use of piezoelectric actuators as elements of intelligent structures, *AIAA journal*, vol. 25, issue 10, pp. 1373-1385, 1987
- [110] E. K. Dimitriadis, C. R. Fuller, C. A. Rogers, Piezoelectric actuators for distributed vibration excitation of thin plates, *Journal of Vibration and Acoustics*, vol. 113, issue 1, pp. 100-107, 1991
- [111] A. K. Misra, S. Kalaycioglu, Approximate solutions for vibrations of deploying appendages, *Journal of guidance, control, and dynamics*, vol. 14, issue 2, pp. 287-293, 1991
- [112] A. Suleman, A. P. Costa, C. Crawford, R. Sedaghati, Wind Tunnel Aeroelastic Response of Piezoelectric and Aileron Controlled 3-D Wing, *CanSmart Workshop Smart Materials and Structures*, St-Hubert, Quebec, Canada, 1998
- [113] I. M. Darus, M. O. Tokhi, Soft computing-based active vibration control of a flexible structure, *Engineering Applications of Artificial Intelligence*, vol. 18, issue 1, pp. 93-114, 2005
- [114] A. Madkour, M. A. Hossain, K. P. Dahal, H. Yu, Intelligent learning algorithms for active vibration control, *IEEE Transactions on Systems, Man, and Cybernetics, Part C (Applications and Reviews)*, vol. 37, issue 5, pp. 1022-1033, 2007
- [115] H. Gu, G. Song, Active vibration suppression of a flexible beam with piezoceramic patches using robust model reference control, *Smart Materials and Structures*, vol. 16, issue 4, pp. 1453, 2007
- [116] M. Itik, M. U. Salamci, F. D. Ulker, Y. Yaman, Active Vibration Suppression of a Flexible Beam via Sliding Mode and H_∞ Control, *The 44th IEEE Conference on Decision and Control*, pp. 1240-1245, Melia Sevilla, Spain 2005
- [117] A. P. Parameswaran, K. V. Gangadharan, Active vibration control of a smart cantilever beam at resonance: A comparison between conventional and Real Time Control, *12th International Conference on Intelligent Systems Design and Applications (ISDA)*, pp. 235-239, Kocki, India, 2012
- [118] P. K. Tripathi, K. V. Gangadharan, Design and implementation of active vibration control in smart structures, *International Journal of Research and Reviews in Mechatronic Design and Simulation (IJRRMDS)*, vol. 2, no. 1, pp. 92-98, 2012
- [119] Q. G. Wang, Z. Ye, W. J. Cai, C. C. Hang, *PID Control for Multivariable Processes*, Springer Science & Business Media, Berlin, Germany, 2008
- [120] A. Datta, M. T. Ho, S. P. Bhattacharyya, *Structure and Synthesis of PID Controllers*, Springer Science & Business Media, Berlin, Germany, 2013

-
- [121] P. Bolzern, R. Scattolini, N. Schiavoni, *Fondamenti di controlli automatici*, McGraw-Hill, New York, USA 2008
- [122] T. Stepinski, F. Lingvall, Synthetic aperture focusing techniques for ultrasonic imaging of solid objects, *Synthetic Aperture Radar (EUSAR)*, 8th European Conference on. VDE, Aachen, Germany, 2010
- [123] V. Schmitz, S. Chakhlov, W. Müller, Experiences with synthetic aperture focusing technique in the field, *Ultrasonics*, vol. 38, issue 1, pp. 731-738, 2000
- [124] J. R. Frederick, C. Vanden Broek, S. Ganapathy, M. Elzinga, W. De Vries, D. Papworth, N. Hamano, *Improved ultrasonic nondestructive testing of pressure vessels (No. NUREG/CR-0909)*. Michigan Univ., Ann Arbor, USA, 1979
- [125] J. L. Jackson, Program for field validation of the synthetic aperture focusing technique for ultrasonic testing (SAFT UT); analysis before test. Quarterly progress report. No. PB-286857, Southwest Research Inst., San Antonio, USA, 1978
- [126] W. A. Kuperman, G. Turek, *Matched field acoustics, Mechanical systems and signal processing*, vol. 11, issue 1, pp. 141-148, 1997
- [127] E. Jan, P. Svaizer, J. L. Flanagan, Matched-filter processing of microphone array for spatial volume selectivity, *Circuits and Systems, ISCAS'95, 1995 IEEE International Symposium on.*, vol. 2, pp. 1460-1463 1995
- [128] T. H. Gan, D. A. Hutchins, D. R. Billson, D. W. Schinde, The use of broadband acoustic transducers and pulse-compression techniques for air-coupled ultrasonic imaging. *Ultrasonics*, vol. 39, issue, pp. 181-194, 2001
- [129] F. Lanza di Scalea, S. Sternini, A. Quattrocchi, R. Montanini, A. Pau, A Match Coefficient Approach for Damage Imaging in Structural Components by Ultrasonic Synthetic Aperture Focus, the X International Conference on Structural Dynamics EUROODYN2017, Rome, Italy, pp.1-6, 2016
- [130] S. Sternini, A. Quattrocchi, R. Montanini, F. Lanza di Scalea, Ultrasonic Damage Imaging of Structural Components with Bulk and Guided Waves using Match Coefficients, *Smart Structures and Materials + Nondestructive Evaluation and Health Monitoring International Conference SMART/NDE*, Portland, Oregon, USA, pp.1-6, 2016
- [131] O. Diligent, M. J. S. Lowe, E. Le Clezio, M. Castaings, B. Hosten, Prediction and measurement of nonpropagating Lamb modes at the free end of a plate when the fundamental antisymmetric mode A0 is incident, *J. Acoust. Soc. Am.*, vol. 113, issue 6, pp. 3032-3042, 2003