UNIVERSITÀ DEGLI STUDI DI PADOVA

DIPARTIMENTO DI TECNICA E GESTIONE DEI SISTEMI INDUSTRIALI
CORSO DI LAUREA TRIENNALE IN INGEGNERIA MECCATRONICA

TESI DI LAUREA TRIENNALE

RIDUZIONE DELLE VIBRAZIONI RESIDUE IN UN ATTUATORE PIEZOELETTRICO

Relatore: Prof. Roberto Oboe

Laureando: Daniele Ronzani
1047648

ANNO ACCADEMICO: 2015-16

SOMMARIO

Nel presente lavoro si propone lo studio e la verifica di una soluzione per la riduzione delle vibrazioni residue nel problema di posizionamento point-to-point di un sistema flessibile.

In particolare in questo lavoro è proposta la soluzione per l'eliminazione delle vibrazioni residue nel posizionamento di un attuatore piezoelettrico bender, tramite tecniche di Input Shaping.

La tecnica è studiata nel dettaglio, illustrando le equazioni di vincolo che definiscono la progettazione degli shaper in base alle caratteristiche richieste. Proponendo poi una soluzione per l'implementazione degli input shaper Zero Vibration, Zero Vibration and Derivative ed Extra-Insensitive.

L'attuatore piezoelettrico è descritto nelle sue caratteristiche, nel principio di funzionamento e nelle specifiche del modello utilizzato.

Sono analizzate le problematiche e i metodi di implementazione digitale della tecnica. É poi svolto uno studio preliminare di verifica tramite simulazione in ambiente MATLAB®/Simulink.

É inoltre descritta la prova sperimentale per verificare l'efficacia della tecnica al reale posizionamento dell'attuatore piezoelettrico. Riportando una descrizione del setup sperimentale, dell'identificazione dei parametri e dei risultati ottenuti.

In conclusione, in questo lavoro si cerca di dimostrare l'efficacia degli input shaper ZV nella riduzione delle vibrazioni residue nel caso sia possibile conoscere esattamente o identificare i parametri del sistema. In caso ciò non sia possibile si cerca di dimostrare che l'uso di shaper robusti Extra-Insensitive garantisce comunque una riduzione efficacie delle vibrazioni. Rendendo così la tecnica feedforward di Input Shaping una valida soluzione al problema posto inizialmente.

RINGRAZIAMENTI

Alla mia famiglia,
a Naomi,
ai miei amici e compagni di corso,
ed a tutti coloro che mi sono stati accanto.

INDICE

1 INTRODUZIONE 1
2 INPUT SHAPING 5
2.1 Introduzione 5
2.2 Condizioni di vincolo 6
2.2.1 Vincolo sull'ampiezza degli impulsi 6
2.2.2 Vincolo sulle vibrazioni residue 7
2.2.3 Vincolo sulla robustezza 9
2.2.4 Vincolo sul tempo minimo 13
2.3 Progettazione dell'input shaper 13
2.3.1 Positive Shaper 13
2.3.2 Negative ed EI Shaper 15
3 ATTUATORE PIEZOELETTRICO 19
3.1 Piezoelettricità 19
3.1.1 Materiali 19
3.1.2 Equazioni costitutive 22
3.2 Attuatori piezoelettrici 24
3.2.1 Tipologie 24
3.2.2 PL122.11 Rectangular PICMA® Bender Piezo Actuator 26
4 SIMULAZIONE 29
4.1 Modello del sistema 29
4.2 Implementazione del controllore 30
4.3 Risultati della simulazione 32
4.3.1 Input Shaper Zero Vibration 32
4.3.2 Input Shaper Zero Vibration and Derivative 33
4.3.3 Input Shaper Extra-Insensitive 35
4.3.4 Risposta in presenza di errori di modello 36
5 PROVA SPERIMENTALE 39
5.1 Setup sperimentale 39
5.1.1 Generazione e acquisizione dei segnali 40
5.1.2 Pilotaggio dell'attuatore piezoelettrico 40
5.1.3 Misura di posizione 40
5.2 Identificazione del sistema 41
5.3 Risultati della prova sperimentale 43
5.3.1 Parametri della prova 43
5.3.2 Input Shaper Zero Vibration 44
5.3.3 Input Shaper Zero Vibration and Derivative 45
5.3.4 Input Shaper Extra-Insensitive 46
5.3.5 Risposta in presenza di errori di modello 47
Conclusioni 49
BIBLIOGRAFIA 51

ELENCO DELLE FIGURE

Figura 1.1 Segnale di ingresso a rampa di sinusoidi - Meckl e Seering. 2
Figura 1.2 Segnale sintetizzato nel dominio di Laplace - Bath e Miu 3
Figura 2.1 Vibrazione residua nulla dopo l'applicazione di due impulsi. 5
Figura 2.2 Segnale sagomato con UM Negative Shaper (sinistra) e PS Negative Shaper (destra) 7
Figura 2.3 Curva di sensibilità per alcuni Input Shaper. 10
Figura 2.4 Curva di sensibilità di uno ZVD shaper. 12
Figura 2.5 Curva di sensibilità di un SI shaper progettato per la robustezza in un range di frequenza e coefficiente di smorzamento. 12
Figura 3.1 (a) cella unitara con simmetria cubica, al di sopra della temperatura du Curie. (b) cella unitaria con distorsione tetraedrica, al di sotto della temperatura di Curie con spontanea polarizzazzione e deformazione. 20
Figura 3.2 Orientazione della spontanea polarizzazzione in una piezoceramica: (a) Ceramica prima del poling. (b) Ceramica durante il poling. (c) Ceramica dopo il poling 20
Figura 3.3 Andamento qualitativo delle curve deformazione S - campo elettrico E per i differenti materiali piezoelettrici. 22
Figura 3.4 Sistema di coordinate ortogonali per descrivere le proprietà di una piezoceramica. Il vettore polarizzazione è parallelo alla direzione 3 (asse-Z) 23
Figura 3.5 Attuatore stack. Deformazione indotta dall'effetto piezoelettrico longitudinale d_{33}. 25
Figura 3.6 Attuatore bender. Principio di funzionamento e principali configurazioni. 26
Figura 3.7 Definizione delle grandezze dell'attuatore PL122.11. 27
Figura 3.8 Controllo in tensione differenziale dell'attuatore bender. 28
Figura 3.9 Schema a blocchi dell'amplificatore $E-650.00$. 28
Figura 4.1 Schema a blocchi del sistema complessivo. 29
Figura 4.2 Grafico di confronto dei metodi di discretizzazione del segnale di comando e della risposta del sistema. 31

Figura 4.3 Grafici dei segnali di comando e delle risposte del piezoelettrico con utilizzo di shaper ZV. 32
Figura 4.4 Curve di sensibilità per gli shaper ZV. 33
Figura 4.5 Grafici dei segnali di comando e delle risposte del piezoelettrico con utilizzo di shaper ZVD. 34
Figura 4.6 Curve di sensibilità per gli shaper ZVD. 34
Figura 4.7 Grafici dei segnali di comando e delle risposte del piezoelettrico con utilizzo di shaper EI. 35
Figura 4.8 Curve di sensibilità per gli shaper ZVD. 35
Figura 4.9 Grafici dei segnali di comando e delle risposte del piezoelettrico in presenza del 20% di errore sulla frequenza naturale del modello. 37
Figura 4.10 Curve di sensibilità per PS shaper ZV, ZVD ed EI . 37
Figura 5.1 Schema del setup sperimentale. 39
Figura 5.2 Schema del sistema di generazione e acquisizione dei segnali per la prova sperimentale implementato in Simulink. 40
Figura 5.3 Amplificatore *E-650.00 LZVP* (sinistra) e l'attuatore piezoelettrico bender PICMA® PL122.11 (destra) 41
Figura 5.4 Sensore laser *KEYENCE LK-G32* (sinistra) e il relativo sistema di controllo *KEYENCE LK-G3001P* (destra) 41
Figura 5.5 Schema della procedura implementata in Simulink di generazione e acquisizione dei segnali per l'identificazione del sistema. 42
Figura 5.6 Risultati della procedura di identificazione ETFE. 43
Figura 5.7 Grafico della risposta misurata dell'attuatore piezoelettrico (in alto) e della risposta simulata del modello fitted (in basso) con utilizzo di shaper ZV. 44
Figura 5.8 Grafico della risposta misurata dell'attuatore piezoelettrico (in alto) e della risposta simulata del modello fitted (in basso) con utilizzo di shaper ZVD. 45
Figura 5.9 Grafico della risposta misurata dell'attuatore piezoelettrico (in alto) e della risposta simulata del modello fitted (in basso) con utilizzo di shaper EI. 46

Figura 5.10 Grafico della risposta misurata dell'attuatore piezoelettrico (in alto) e della risposta simulata del modello fitted (in basso) con shaper progettati con il solo utilizzo dei dati forniti dai datasheet. 48

ELENCO DELLE TABELLE

Tabella 2.1 Determinazione numerica dei principali Negative Shaper 16
Tabella 3.1 PL122.11 PICMA® Bender Piezo Actuator data sheet. 27
Tabella 3.2 $E - 650.00$ LVPZT Amplifier data sheet. 28
Tabella 4.1 Dati del sistema. 30
Tabella 4.2 Dati performance ZV shaper. 33
Tabella 4.3 Dati performance ZVD shaper. 34
Tabella 4.4 Dati performance EI shaper. 36
Tabella 5.1 Parametri del sistema ottenuti dall'identificazione. 43
Tabella 5.2 Parametri delle prove sperimentali. 44
Tabella 5.3 Dati prova sperimentale con ZV shaper. 45
Tabella 5.4 Dati prova sperimentale con ZVD shaper. 46
Tabella 5.5 Dati prova sperimentale con shaper EI. 47
Tabella 5.6 Dati prova sperimentale con shaper UM progettati con parametri del datasheet. 47

1 INTRODUZIONE

In molte applicazioni industriali si è in presenza di sistemi a dinamica elastica che richiedono un controllo *point-to-point*. Ad esempio, nei dispositivi di nanoposizionamento, in robot manipolatori, o ancora in sistemi di movimentazione aerea, si richiede uno spostamento rigido in un tempo minimo. In assenza di controllo il posizionamento in tempo finito, produce vibrazioni residue alla fine del movimento, che degradando prestazioni, accuratezza e aumentano il tempo di assestamento del sistema.

Le tecniche di controllo point-to-point nascono per risolvere questo genere di problemi senza necessità di diminuire velocità e accelerazioni, o aumentare la rigidezza di strutture e componenti.

In letteratura sono stati sviluppati principalmente due approcci: l'utilizzo del controllo a retroazione (*feedback control*) e l'uso di tecniche di sagomatura del segnale di comando (*feedforward command shaping*).

Il controllo a retroazione può essere utilizzato per la riduzione delle vibrazioni residue [7, 10] portando con se i vantaggi della retroazione: insensibilità alle variazioni parametriche (robustezza), attenuazione agli effetti del rumore e reiezione dei disturbi.

Le tecniche di command-shaping, sono invece tecniche di controllo a catena aperta (feedforward) nel quale il segnale di comando è sagomato in modo da produrre zero vibrazioni residue al termine del movimento desiderato.

L'implementazione di un controllo a catena chiusa richiede spesso una più difficile implementazione: prima di tutto è necessario un preciso modello analitico del sistema, in secondo luogo è necessario un opportuno apparato di sensori e trasduttori, per la misura dello stato del sistema. Ad esempio si pensi al controllo di un carico pendente nei sistemi di movimentazione area, come gru e carroponti. Oltre al costo aggiuntivo dell'eventuale sistema di sensori, la misura di posizione del carico pendente si rivela di non banale implementazione, se non al più impraticabile. É per questo che in primo tentativo, le tecniche a catena aperta sono da preferire.

Negli ultimi sessant'anni sono state proposte diverse tecniche di command shaping che hanno tutte il comune obbiettivo di generare un segnale di comando che non produca vibrazioni residue. In [5, 15] Bath e Miu hanno presentato la condizione più generale per garantire tale risultato:

Proposizione 1 *Condizione necessaria e sufficiente per garantire zero vibrazioni residue, è che la trasformata finita di Laplace del segnale di comando* *abbia ampiezza nulla in corrispondenza dei poli di risonanza del sistema.*

Nel caso di sistemi a smorzamento nullo, ovvero quando i poli sono posti lungo l'asse immaginario, tale condizione equivale a richiedere che la trasformata di Fourier abbia ampiezza nulla alla frequenza di risonanza del sistema.

É importante far notare che in presenza di smorzamento, avere contributo nullo alla frequenza di risonanza *non* garantisce zero vibrazioni residue. In altre parole, la condizione afferma che il segnale di ingresso può eccitare i modi oscillatori, ma in modo tale che l'energia contenuta negli elementi elastici venga completamente rilasciata al termine del moto.

Un prima intuitiva tecnica di command shaping si è vista nella sagomatura dei profili di camma. La ricerca di profili a derivata continua riduce l'intensità delle vibrazioni indesiderate attenuando le alte frequenze in ingresso al sistema (si pensi ad esempio alla camma a profilo cicloidale). Tecniche simili consistono nell'utilizzo di filtri passa banda o notch in ingresso al sistema.

Meckl e Seering[14] hanno esaminato la possibilià di costruire il segnale di ingresso tramite rampe di sinusoidi o funzioni sinoverse. L'idea è di aggiungere armoniche alla forma d'onda base, scartando le armoniche che possiedono elevata energia spettrale alla frequenza naturale del sistema. All'aumentare delle armoniche aggiunte si tende al segnale a tempo minimo rettangolare, anche detto bang-bang. Un esempio è presentato in Figura 1.1.

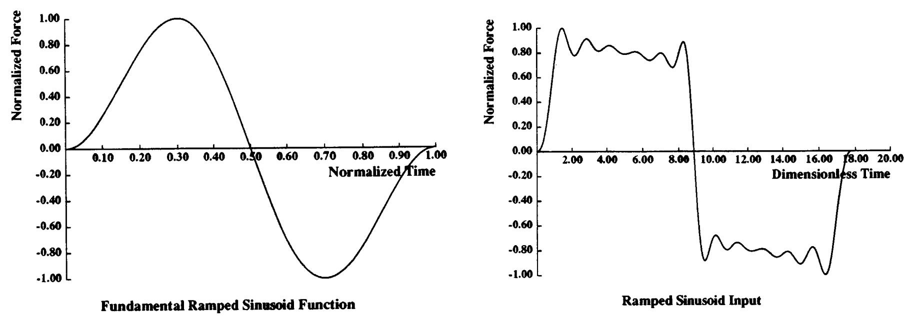
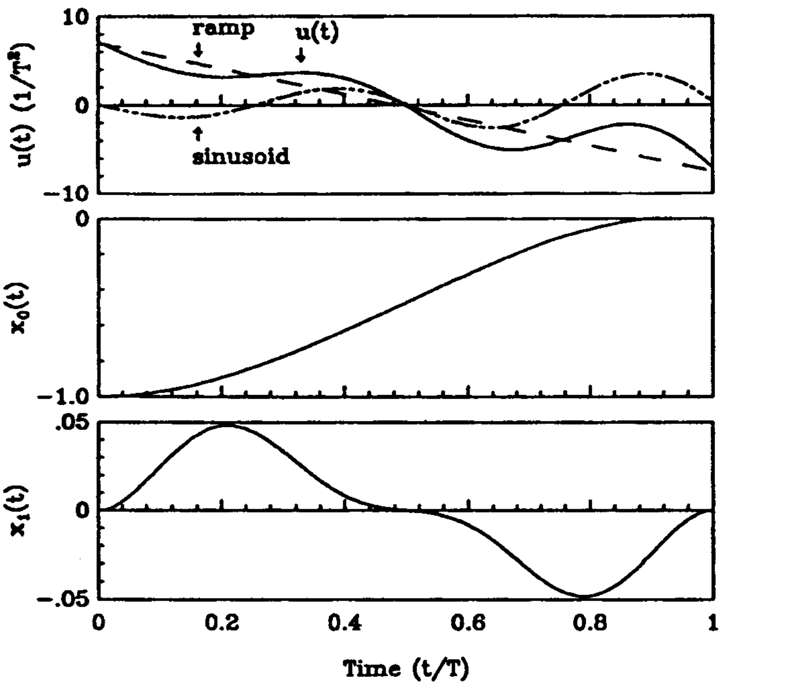


Figura 1.1: Segnale di ingresso a rampa di sinusoidi - Meckl e Seering.

Aspinwall[2] ha proposto un metodo simile che si basa sulla serie di Fourier del segnale di ingresso. Il principio è di selezionare i coefficienti in modo da minimizzare il contributo in frequenza in desiderate bande, vicino alla frequenza naturale. L'aggiunta di armoniche non genera in questo caso una funzione rettangolare, portando una penalità in termini di tempo di salita rispetto al caso precedente.

Le tecniche viste finora, hanno però il limite di essere applicabili in sistemi elastici privi di smorzamento, infatti il principio comune è stato di attenuare o eliminare il contributo in frequenza intorno alla frequenza naturale. Come detto in precedenza, per sistemi con smorzamento tale condizione non garantisce zero vibrazioni residue.

Bath e Miu[5, 6] hanno proposto una tecnica più generale per la soluzione del probema point-to-point. L'idea consiste nel sintetizzare il segnale di controllo nel dominio delle trasformate di Laplace, in modo tale che la sua trasformata abbia ampiezza nulla in corrispondenza dei poli complessi del sistema flessibile. Il metodo prevede una selezione della funzione del segnale di ingresso (ad esempio in Figura 1.2 sinusoidi smorzate sovrapposte ad una rampa) dove i coefficienti dei vari termini sono calcolati nel dominio di Laplace in modo da soddisfare le condizioni di zero vibrazioni residue, minimizzazione dell'energia del segnale o del massimo valore di picco[15].



Control input and system response for $\omega_1 T = 4\pi$ and $\zeta_1 = 0.1$.

Figura 1.2: Segnale sintetizzato nel dominio di Laplace - Bath e Miu

Un ulteriore approccio consiste nel cosiddetto *Input Shaping*, di cui il Posicast Control di Smith[24] fu il precursore. Il suo metodo consiste nel ritardare una parte del generico segnale di ingresso, in modo tale che la parte ritardata cancelli le vibrazioni indotte dalla prima non ritardata. Il Posicast Control ha però il difetto di non essere robusto alle variazioni parametriche.

Singer e Seering[17] hanno brevettato al MIT la tecnica di Input Shaping, fornendo la prima formulazione di input shaper consistente di una sequenza di impulsi che tenesse conto della robustezza alle variazioni parametriche.

Tale tecnica offre diversi vantaggi rispetto ai metodi convenzionali e quelli finora discussi, che hanno orientato il presente lavoro al suo utilizzo.

- La progettazione di un input shaper non richiede la conoscenza analitica del sistema, è sufficiente la misura dei parametri pulsazione naturale e coefficiente di smorzamento.
- Non modifica le caratteristiche di stabilità a catena chiusa del sistema. Semplicemente modifica il segnale di comando che fa muovere il sistema, in modo da non produrre vibrazioni residue.
- Non richiede l'utilizzo di sensori dedicati per la misura delle vibrazioni o dello stato del sistema in genere.
- Può essere progettato in modo da essere robusto alle variazioni dei parametri frequenza naturale e coefficiente di smorzamento.

Lo scopo di questo lavoro è di analizzare e studiare una soluzione al problema di riduzione delle vibrazioni residue in sistemi flessibili, verificando l'effettiva realizzabilità ed efficacia tramite il controllo di posizione di un attuatore piezoelettrico.
Nel Capitolo 2 verrà fornita una descrizione dettagliata della tecnica di Input Shaping e della sua progettazione.
Nel Capitolo 3 verrà descritto l'attuatore piezoelettrico utilizzato, le caratteristiche e i principi di funzionamento.
Nel Capitolo 4 verrà descritta l'implementazione del controllore e una prima verifica tramite simulazione.
Infine nel Capitolo 5 verrà descritta la prova sperimentale e ne verranno presentati i risultati.

2 INPUT SHAPING

2.1 INTRODUZIONE

La tecnica di Input Shaping proposta da Singer e Seering[17] è una tecnica di controllo point-to-point che consente l'eliminazione delle vibrazioni residue in sistemi che presentano risonanza. Il metodo consiste nella convoluzione di una precisa sequenza di impulsi (input shaper) con un desiderato segnale di comando. La determinazione delle ampiezze e dei tempi di applicazione degli impulsi richiede la conoscenza della frequenza naturale ed il fattore di smorzamento, tramite una modellazione semplificata del sistema.

Per capire intuitivamente come tale tecnica riesca a muovere il sistema senza vibrazioni consideriamo un segnale d'ingresso formato da due impulsi. Ognuno di essi produce una risposta oscillatoria del sistema. Applicando il secondo impulso nell'opportuno istante di tempo e con l'opportuna ampiezza, la sovrapposizione degli effetti fa si che la risposta totale si annulli dopo l'applicazione del secondo impulso, come mostrato in Figura 2.1.

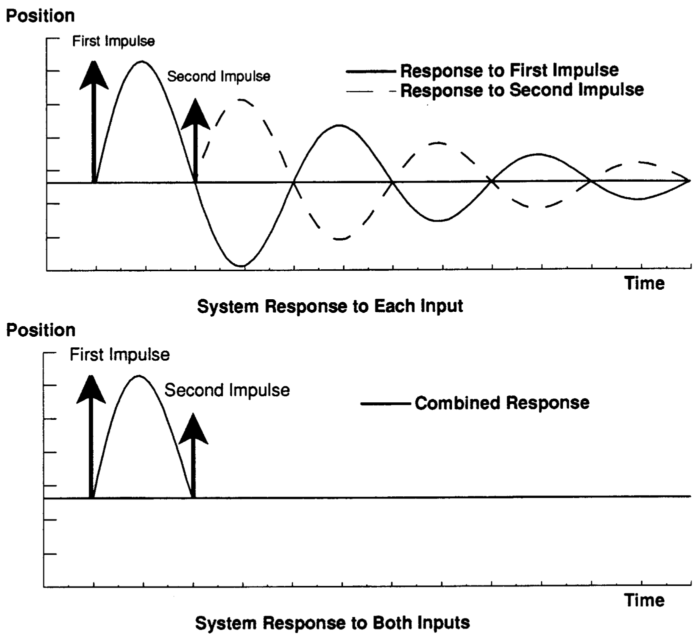


Figura 2.1: Vibrazione residua nulla dopo l'applicazione di due impulsi.

2.2 CONDIZIONI DI VINCOLO

Per la progettazione dell'input shaper, ovvero la determinazione delle ampiezze e dei tempi di applicazione degli impulsi, è necessario stabilire e risolvere un set di equazioni di vincolo. In base alle condizioni imposte si determinano diversi input shaper, ognuno adatto a soddisfare determinate performance.
I vincoli si applicano alle seguenti caratteristiche:

1. Ampiezza degli impulsi.
2. Vibrazioni residue.
3. Robustezza.
4. Tempo minimo.

2.2.1 *Vincolo sull'ampiezza degli impulsi*

É sempre necessario, garantire che il segnale sagomato produca nel sistema lo stesso stato finale indotto dal segnale di comando non sagomato. Il vincolo che soddisfa tale condizione è:

$$\sum_{i=1}^{n} A_i = 1. \tag{2.1}$$

Se tale vincolo non venisse soddisfatto, minimizzando la lunghezza dell'input shaper, risulterebbero impulsi positivi e negativi di ampiezza infinita.

É necessario inoltre, rispettare i limiti imposti dall'attuatore in termini di ampiezza massima e segno.

Se l'attuatore consente solo valori positivi del segnale di comando, affinché l'ampiezza del segnale sagomato resti limitata a quella del segnale d'ingresso, la condizione limite è:

$$A_i \geqslant 0, \qquad i = 1, ..., n. \tag{2.2}$$

Essa vincola l'ampiezza ad essere positiva e inferiore all'unità, in modo da rispettare la condizione (2.1).
Gli shaper che soddisfano (2.1) e (2.2) vengono detti *Positive Input Shaper*.

Nel caso in cui l'attuatore permetta valori negativi, per limitare l'ampiezza si hanno due possibilità di vincolo [19, 20].
La prima, consiste nell'imporre ampiezza unitaria a tutti gli impulsi:

$$A_i = (-1)^{i+1}, \qquad i = 1, ..., n. \tag{2.3}$$

In questo modo il segnale sagomato non eccederà i limiti del segnale di ingresso, qualsiasi esso sia.
Gli shaper che soddisfano (2.1) e (2.3) vengono detti *Unity Magnitude Input Shaper* (UM).

La seconda soluzione invece, consiste nel limitare la somma parziale della sequenza di impulsi ad un certo valore di ampiezza P:

$$\left| \sum_{j=1}^{k} A_j \right| \leqslant P, \qquad k = 1, ..., n. \tag{2.4}$$

Tale vincolo, limita il segnale sagomato ad essere contenuto in $\pm P \cdot M$, dove M è il valore massimo del segnale d'ingresso. É possibile però, che per certi segnali, il segnale sagomato ecceda $P \cdot M$ per brevi istanti, come si può vedere in Figura 2.2.
Gli shaper che soddisfano (2.1) e (2.4) vengono detti *Unity Magnitude Input Shaper* (UM).

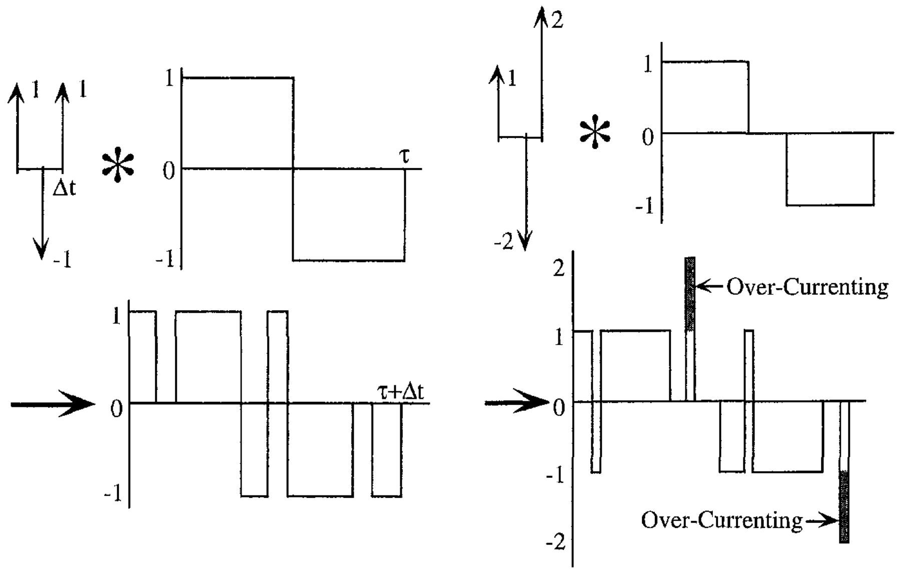


Figura 2.2: Segnale sagomato con UM Negative Shaper (sinistra) e PS Negative Shaper (destra)

2.2.2 *Vincolo sulle vibrazioni residue*

Per determinare il vincolo sulla vibrazione è necessario esprimere l'ampiezza della vibrazione residua in funzione della sequenza di impulsi [17]. Un sistema lineare oscillatorio di qualsiasi ordine può essere descritto da una serie di sistemi del secondo ordine che presentano come risposta impulsiva una sinusoide smorzata:

$$y_0 = \left[\frac{A_0 \omega_m}{\sqrt{1-\xi^2}} e^{-\xi \omega_m (t - t_0)} \right] \sin\left(\omega_m \sqrt{1-\xi^2} (t - t_0) \right), \tag{2.5}$$

dove A_0 è l'ampiezza dell'impulso, t_0 è l'istante di applicazione, ω_m è la frequenza naturale e ξ il fattore di smorzamento del modello. La risposta ad una sequenza di impulsi è data dalla sovrapposizione di risposte date dalla (2.5). Usando la semplificazione:

$$\omega_d = \omega_m \sqrt{1-\xi^2}, \tag{2.6}$$

la risposta alla sequenza di impulsi si esprime come:

$$y_\Sigma = \sum_{i=1}^{n} \left[\frac{A_i \omega_m}{\sqrt{1-\xi^2}} e^{-\xi\omega(t-t_i)} \right] \sin\big(\omega_d (t-t_i)\big), \tag{2.7}$$

Data (2.7), un'espressione per l'*ampiezza* delle vibrazione residue può essere scritta usando l'identità trigonometrica:

$$\sum_{i=1}^{n} B_i \sin(\omega_m t + \phi_i) = A_\Sigma \sin(\omega_m t + \psi_i), \tag{2.8}$$

dove,

$$A_\Sigma = \sqrt{\Big(\sum_{i=1}^{n} B_i \cos(\phi_i)\Big)^2 + \Big(\sum_{i=1}^{n} B_i \sin(\phi_i)\Big)^2}, \tag{2.9}$$

Dall'espressione (2.7), i coefficienti della sommatoria in (2.8) sono:

$$B_i = \frac{A_i \omega_m}{\sqrt{1-\xi^2}} e^{-\xi\omega_m (t-t_i)}. \tag{2.10}$$

Per calcolare l'ampiezza della vibrazione residua, si valuta (2.9) nell'istante di applicazione dell'ultimo impulso, $t = t_n$. Sostituendo (2.10) in (2.9) e raccogliendo i termini in comune fuori dalla radice, si ottiene:

$$A_\Sigma = \frac{\omega_m}{\sqrt{1-\xi^2}} e^{-\xi\omega_m t_n} \sqrt{\big[C(\omega_m,\xi)\big]^2 + \big[S(\omega_m,\xi)\big]^2}, \tag{2.11}$$

dove,

$$C(\omega_m,\xi) = \sum_{i=1}^{n} A_i e^{\xi\omega_m t_i} \cos(\omega_d t_i), \tag{2.12}$$

$$S(\omega_m,\xi) = \sum_{i=1}^{n} A_i e^{\xi\omega_m t_i} \sin(\omega_d t_i). \tag{2.13}$$

L'ampiezza della vibrazione può essere espressa come una funzione adimensionale, dividendo la (2.11) per l'ampiezza della vibrazione residua data da un singolo impulso di ampiezza unitaria. Si ottiene così la *percentuale di vibrazione residua*, espressione del rapporto tra la vibrazione data dal segnale sagomato con input shaping e quella data dal segnale non sagomato. Esprimendo il vincolo in questo modo, si può imporre la vibrazione residua ad un determinato valore di percentuale di vibrazione.

L'ampiezza della vibrazione residua dovuta ad un singolo impulso di ampiezza unitaria applicato nell'istante zero è:

$$A_{\uparrow} = \frac{\omega_m}{\sqrt{1-\xi^2}}. \tag{2.14}$$

Dividendo (2.11) con (2.14) si ottiene la percentuale di vibrazione:

$$V(\omega_m, \xi) = \frac{A_{\Sigma}}{A_{\uparrow}} = e^{-\xi\omega_m t_n}\sqrt{\Big[C(\omega_m, \xi)\Big]^2 + \Big[S(\omega_m, \xi)\Big]^2}. \tag{2.15}$$

Se $V(\omega_m, \xi)$ è posto uguale a zero, la sequenza di impulsi che soddisfa l'equazione è chiamata shaper *Zero Vibration* (ZV). Il vincolo è perciò:

$$V(\omega_m, \xi) = 0. \tag{2.16}$$

2.2.3 *Vincolo sulla robustezza*

L'ampiezza e l'istante di applicazione degli impulsi dipende dai parametri del sistema, ω_m e ξ. Gli ZV shaper richiedono una conoscenza *esatta* del modello. Nei sistemi reali invece, vi sono sempre errori (o tolleranze) rispetto ai valori attesi di questi parametri, e risultano dunque non efficaci. Fu questa mancanza di robustezza a bloccare la formulazione e l'idea di Smith [24]. Vi è dunque la necessità, di considerare un certo grado di robustezza agli errori di modellizzazione.

Insensibilità è una misura della capacità dello shaper a ridurre le vibrazioni in presenza di errori sui parametri. L'insensibilità è misurabile graficamente tramite la *curva di sensibilità*: un grafico che rappresenta sull'asse delle ordinate la percentuale di vibrazione (2.15) e sulle ascisse la frequenza normalizzata $\omega_{attuale}/\omega_{modello}$.

Tramite la curva di sensibilità (Figura 2.3), si nota subito che per uno ZV shaper la percentuale di vibrazione aumenta rapidamente al variare dell'errore sulla frequenza naturale. L'insensibilità, con una tolleranza di vibrazione al 5%, è solamente ±3%.

Il vincolo per garantire una maggiore robustezza è imporre nulla, la derivata della vibrazione residua [17]:

$$\frac{\partial}{\partial\omega} V(\omega_m, \xi) = 0, \tag{2.17}$$

da cui si derivano le equazioni di vincolo:

$$\sum_{i=1}^{n} A_i t_i e^{\xi\omega_m t_i} \cos(\omega_d t_i) = 0, \tag{2.18}$$

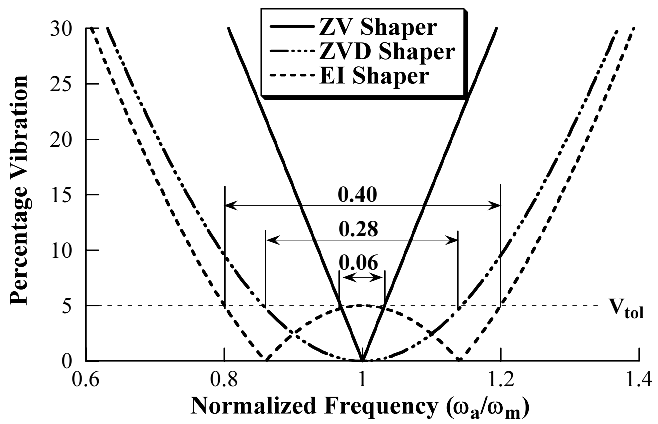


Figura 2.3: Curva di sensibilità per alcuni Input Shaper.

$$\sum_{i=1}^{n} A_i t_i e^{\xi \omega_m t_i} \sin(\omega_d t_i) = 0. \tag{2.19}$$

Intuitivamente questo vincolo ha l'effetto di tenere le vibrazioni vicine a zero quando la frequenza attuale comincia a deviare da quella di modello. Tale vincolo può essere esteso alle derivate di ordine superiore, con il risultato di appiattire sempre più la curva, aumentando l'insensibilità e quindi la robustezza. Ogni imposizione del vincolo sulle derivate, quindi ad ogni aumento di robustezza, richiede per essere risolto l'allungamento della sequenza di impulsi. Ciò comporta penalità in termini temporali al sistema, andando ad aumentarne il tempo di salita.
Gli shaper che soddisfano (2.17) vengono detti *Zero Vibration and Derivative* (ZVD).
In Figura 2.3 si osserva l'aumento di insensibilità dello ZVD shaper: $\pm 14\%$ con una tolleranza di vibrazione al 5%.

Un'altra soluzione per ottenere un incremento dell'insensibilità, consiste nel rilassare il vincolo di vibrazione nulla alla frequenza di modello [21, 19]. Se si limita la vibrazione residua alla frequenza di modello ω_m ad un valore tollerato V_{tol}, invece di zero, si può imporre zero vibrazione residua in altre due frequenza, una più alta e una più bassa di ω_m. Questo set di vincoli permette all'input shaper di avere essenzialmente la stessa lunghezza di uno ZVD shaper ma aumentando l'insensibilità. Per questo motivo, gli shaper che soddisfano tali condizioni di vincolo vengono detti *Extra-Insensitive*(EI). Le equazioni dei vincoli sono:

$$V(\omega_m, \xi) = e^{-\xi \omega_m t_n} \sqrt{\left[C(\omega_m, \xi)\right]^2 + \left[S(\omega_m, \xi)\right]^2} = V_{tol}, \tag{2.20}$$

$$\sum_{i=1}^{n} A_i t_i e^{\xi \omega_{low} t_i} \cos(\omega_{dlow} t_i) = \sum_{i=1}^{n} A_i t_i e^{\xi \omega_{hi} t_i} \cos(\omega_{dhi} t_i) = 0, \tag{2.21}$$

$$\sum_{i=1}^{n} A_i t_i e^{\xi \omega_{low} t_i} \sin(\omega_{dlow} t_i) = \sum_{i=1}^{n} A_i t_i e^{\xi \omega_{hi} t_i} \sin(\omega_{dhi} t_i) = 0, \tag{2.22}$$

dove, ω_{low} e ω_{hi} sono le frequenze è imposta vibrazione nulla. In Figura 2.3 si osserva l'aumento di insensibilità del EI shaper: $\pm 20\%$ con una tolleranza di vibrazione al 5%.

Se è necessario un ulteriore aumento di robustezza, è possibile estendere il metodo degli EI shaper imponendo alla curva di sensibilità di avere due o più gobbe nelle vicinanze della frequenza di modello [22, 20]. In questo modo l'insensibilità aumenta notevolmente ma al costo di avere uno shaper più lungo rispetto a quelli ZVD ed EI.

Per le applicazioni che richiedono range di insensibilità particolari, sono stati sviluppati gli *Specified Insensitivity* (SI) shaper [23]. Il metodo più semplice per determinare questa tipologia di shaper consiste in un campionamento in frequenza utilizzando ripetutamente il vincolo sull'ampiezza residua (2.20). Si impone minore di V_{tol} la percentuale di vibrazione in un set di frequenze:

$$V_{tol} \geqslant e^{-\xi \omega_s t_n} \sqrt{\left[C(\omega_s, \xi)\right]^2 + \left[S(\omega_s, \xi)\right]^2}, \quad s = 1, \dots, k \tag{2.23}$$

dove, ω_s rappresenta le k-esima frequenza alle quali la vibrazione è limitata.

L'insensibilità alle variazioni parametriche del sistema, implica la necessità di considerare anche l'incertezza sul coefficiente di smorzamento nei vincoli di robustezza. In [16] è dimostrato che la stessa espressione che garantisce derivata nulla rispetto alla frequenza garantisce pure derivata nulla rispetto al coefficiente di smorzamento. Tale insensibilità alle variazioni del coefficiente di smorzamento è rappresentata in Figura 2.4.

Nei metodi EI e SI shaper, la condizione che garantisce robustezza alle variazioni del coefficiente di smorzamento, può essere facilmente aggiunta. Ad esempio in Figura 2.5 è rappresentata la curva di insensibilità di un SI shaper progettato per un range di frequenze normalizzate da 0.7Hz a 1.3Hz ed un range di smorzamento da 0 a

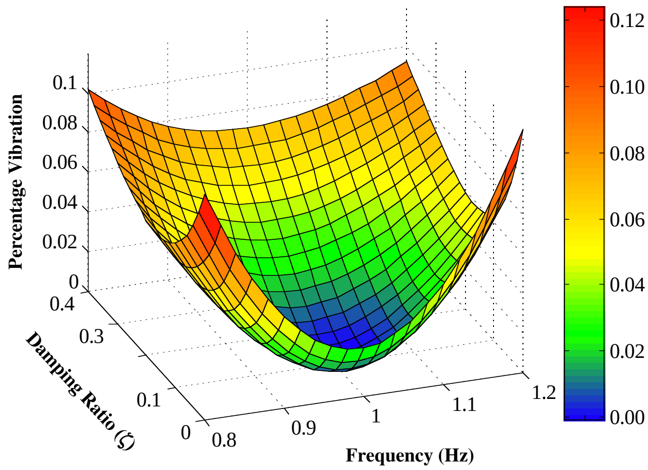


Figura 2.4: Curva di sensibilità di uno ZVD shaper.

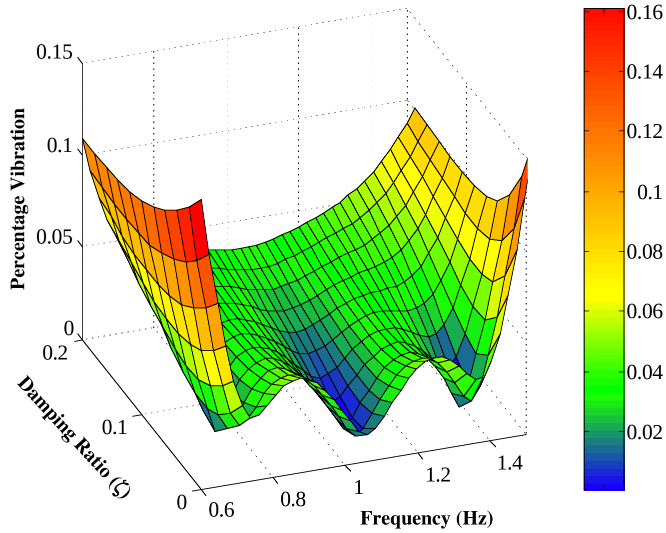


Figura 2.5: Curva di sensibilità di un SI shaper progettato per la robustezza in un range di frequenza e coefficiente di smorzamento.

0.2.

Si vuole dare ora un interpretazione più tecnica di come le condizioni di vincolo finora presentate, riescano ad aumentare l'insensibilità agli errori di modellazione. In [4] Bhat e Miu affermano che la sensibilità agli errori di modellazione, può essere ridotta attenuando l'ampiezza della trasformata di Laplace nelle vicinanze dei poli del sistema. Tale affermazione rappresenta la condizione più generale per garantire la robustezza.
A prova di ciò in [18] viene dimostrato che la condizione di derivata nulla (2.17) corrisponde all'aggiunta di un secondo zero in corrispondenza dei poli dei modi oscillatori del sistema (oltre a quello necessario per garantire vibrazione residua nulla). I metodi di EI e SI invece,

corrispondono all'aggiunta di zeri nelle vicinanze dei poli dei modi oscillatori, piuttosto che nella posizione esatta data dal modello. Ciò, come già esposto, garantisce una maggior robustezza.

2.2.4 *Vincolo sul tempo minimo*

Esistono infinite soluzioni che soddisfano le equazioni di vincolo viste precedentemente. Il vincolo finale che permette di trovare una soluzione unica è la richiesta di *tempo minimo*:

$$\min(t_n), \tag{2.24}$$

ovvero, si richiede che la lunghezza dello shaper sia la minore possibile.

2.3 progettazione dell'input shaper

Un generico shaper può essere rappresentato dalla matrice

$$\begin{bmatrix} A_i \\ t_i \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_1 & A_2 & \dots & A_n \\ t_1 & t_2 & \dots & t_n \end{bmatrix} \tag{2.25}$$

dove A_i sono le ampiezze, t_i i tempi di applicazione e n il numero degli impulsi. Scelte le condizioni che lo shaper deve rispettare (definite nel paragrafo precedente) è possibile determinare tali valori.

2.3.1 *Positive Shaper*

Nel caso delle equazioni di vincolo (2.1),(2.2),(2.16) e (2.24), che determinano lo ZV shaper proposto in [17], è possibile trovare una soluzione in forma chiusa.

Il problema ha quattro incognite: due ampiezze (A_1, A_2) e due tempi di applicazione (t_1, t_2). Senza perdita di generalità, si può imporre il primo impulso al tempo zero ($t_1 = 0$), in modo da ridurre il numero delle incognite. Per soddisfare la relazione (2.16), le equazioni (2.12) e (2.13) devono essere uguali a zero in modo indipendente: dato che sono presenti al quadrato nella relazione (2.16). L'ampiezza degli impulsi deve quindi soddisfare:

$$A_1 + A_2 e^{\xi \omega t_2} \cos(\omega_d t_2) = 0, \tag{2.26}$$

$$A_2 e^{\xi \omega t_2} \sin(\omega_d t_2) = 0. \tag{2.27}$$

L'equazione (2.27) è verificata quando il termine seno è pari a zero. Ovvero:

$$\omega_d t_2 = n\pi, \Rightarrow\ t_2 = \frac{n\pi}{\omega_d} = \frac{nT_d}{2} \quad n = 1, 2, ... \tag{2.28}$$

dove $T_d = 2\pi/\omega_d$ è il periodo di risonanza della vibrazione (ω_d è definito in (2.6)). Tale risultato evidenzia che vi sono infinite soluzioni per il tempo di applicazione del secondo impulso. Per soddisfare il vincolo (2.24), la soluzione diventa unica:

$$t_2 = \frac{T_d}{2} \tag{2.29}$$

Il vincolo in ampiezza (2.1) si riduce a:

$$A_1 + A_2 = 1 \tag{2.30}$$

Usando l'espressione per la frequenza di risonanza e sostituendo (2.29) e (2.30) in (2.26) si ottiene:

$$0 = A_1 - (1 - A_1)e^{\frac{\xi\pi}{\sqrt{1-\xi^2}}} \tag{2.31}$$

Risolvendo (2.31) in funzione di A_1 si ottiene:

$$A_1 = \frac{e^{\frac{\xi\pi}{\sqrt{1-\xi^2}}}}{1 + e^{\frac{\xi\pi}{\sqrt{1-\xi^2}}}} \tag{2.32}$$

Definendo $K = e^{-\frac{\xi\pi}{\sqrt{1-\xi^2}}}$ e utilizzando la (2.30) per ricavare A_2, si ottiene la sequenza di due impulsi ZV (Zero Vibration):

$$\begin{bmatrix} A_i \\ t_i \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{1+K} & \frac{K}{1+K} \\ 0 & 0.5T_d \end{bmatrix} \tag{2.33}$$

Con un procedimento analogo e aggiungendo la condizione (2.17), si ottiene:

$$\begin{bmatrix} A_i \\ t_i \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{1+2K+K^2} & \frac{K}{1+2K+k^2} & \frac{K^2}{1+2K+k^2} \\ 0 & 0.5T_d & T_d \end{bmatrix} \tag{2.34}$$

che rappresenta lo ZVD (Zero Vibration and Derivative) shaper.

In [15] è stata presentata una forma compatta e generalizzata, ad $r+1$ impulsi, per rappresentare questi shaper:

$$u(t) = \sum_{i=0}^{r} \frac{{}^{r}C_i K^i \delta(t - i\Delta T)}{(1+K)^r} \tag{2.35}$$

dove $K = e^{-\frac{\xi\pi}{\sqrt{1-\xi^2}}}$, $\Delta T = \frac{\pi}{\omega_m\sqrt{1-\xi^2}}$ e ${}^{r}C_i = \frac{r!}{i!(r-i)!}$.

Osserviamo che ad ogni aumento di insensibilità (imponendo nulle le derivate di ordine superiore di (2.15)) il numero degli impulsi aumenta, incrementando ogni volta la durata dello shaper di $0.5T_d$. Ciò dimostra il trade-off che si instaura fra robustezza e tempo di salita del segnale.

Nei sistemi reali non è possibile lavorare con segnali contenenti impulsi, per questo è richiesto che la sequenza ottenuta in (2.35) sia posta in convoluzione con il segnale di comando desiderato.

La trasformata di Laplace di $u(t)$ è:

$$U(s) = \sum_{i=0}^{r} \frac{{}^{r}C_i K^i e^{-si\Delta T}}{(1+K)^r} = \frac{(1+K\,e^{-s\Delta T})^r}{(1+K)^r}\,, \tag{2.36}$$

la quale, valutata nei poli del sistema che producono la risonanza, $s = -\omega_m \pm j\omega_m\sqrt{1-\xi^2}$, risulta nulla.
Ricordando che la convoluzione nel dominio di Laplace equivale ad un prodotto, diventa chiaro che qualsiasi segnale convoluto con (2.36) avrà contributo nullo nei poli del sistema, rispettando così la condizione necessaria e sufficiente della Proposizione 1. Il prodotto di convoluzione può essere così utilizzato per comandare il sistema senza vibrazioni residue.

Osserviamo poi, che per una sequenza di $r+1$ impulsi le $r-1$ derivate di (2.36) sono pari a zero in corrispondenza dei poli del sistema. Ovvero per $r > 1$, la forma di $|U(s)|$ sarà sempre più appiattita verso zero. In questo modo l'ampiezza resterà minima nonostante piccole variazioni della posizione reale dei poli del sistema, minimizzando dunque anche le vibrazioni residue. Ciò trova conferma con quanto detto nel paragrafo precedente, infatti è chiaro osservare in (2.36) che ad ogni incremento di r si aggiungono zeri coincidenti con i poli di risonanza del sistema. Come esposto in [18], è proprio questo a garantire la robustezza.

2.3.2 *Negative ed EI Shaper*

Nel paragrafo precedente si è visto che gli shaper che ammettono valori negativi possono essere classificati in due tipologie in base al vincolo sull'ampiezza: PS e UM.

Nel caso delle equazioni di vincolo (2.1) e (2.4) si parla di PS shaper. L'ampiezza della sequenza di impulsi si determina dalla soluzione di tali equazioni. Risulta:

$$\begin{bmatrix} A_i \\ t_i \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} P & -2P & 2P & -2P & \dots & -2P & P+1 \\ t_1 & t_2 & t_3 & t_4 & \dots & t_{n-1} & t_n \end{bmatrix} \tag{2.37}$$

Nel caso invece, delle equazioni di vincolo (2.1) e (2.3) si parla di UM shaper. Anche in questo caso l'ampiezza della sequenza di impulsi è determinata dalla soluzione di tali vincoli. Risulta:

$$\begin{bmatrix} A_i \\ t_i \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -1 & 1 & -1 & \dots & -1 & 1 \\ t_1 & t_2 & t_3 & t_4 & \dots & t_{n-1} & t_n \end{bmatrix} \tag{2.38}$$

A differenza dei Positive Shaper, nel considerare i vincoli di ZV (2.16), ZVD (2.17)o di EI (2.20-2.22), in aggiunta alla condizione sul tempo minimo (2.24), non è possibile determinare una soluzione in forma chiusa per i tempi in (2.37) e (2.38). É necessario invece, far uso di software di ottimizzazione.
In Tabella 2.1 sono proposte delle curve di interpolazione per la determinazione numerica dei principali Negative Shaper.

			$t_i = \left(M_0 + M_1\zeta + M_2\zeta^2 + M_3\zeta^3\right)T, \quad T = 2\pi/\omega$			
Shaper	A_i	t_i	M_0	M_1	M_2	M_3
UM-ZV	1	t_1	0	0	0	0
	-1	t_2	0.16658	0.29277	0.07544	0.21335
	1	t_3	0.33323	0.00533	0.17914	0.20125
PS-ZV P=1	1	t_1	0	0	0	0
	-2	t_2	0.20970	0.22441	0.08028	0.23124
	2	t_3	0.29013	0.09557	0.10346	0.24624
UM-ZVD	1	t_1	0	0	0	0
	-1	t_2	0.08945	0.28411	0.23013	0.16401
	1	t_3	0.36613	-0.08833	0.24048	0.17001
	-1	t_4	0.64277	0.29103	0.23262	0.43784
	1	t_5	0.73228	0.00992	0.49385	0.38633
PS-ZVD P=1	1	t_1	0	0	0	0
	-2	t_2	0.15234	0.23397	0.15168	0.21310
	2	t_3	0.27731	0.11147	0.04614	0.28786
	-2	t_4	0.63114	0.34930	0.11840	0.52558
	2	t_5	0.67878	0.19411	0.27432	0.48505
UM-EI V=5%	1	t_1	0	0	0	0
	-1	t_2	0.09374	0.31903	0.13582	0.65274
	1	t_3	0.36798	-0.05894	0.13641	0.63266
	-1	t_4	0.64256	0.28595	0.26334	0.24999
	1	t_5	0.73664	0.00162	0.52749	0.19208
PS-EI P=1 V=5%	1	t_1	0	0	0	0
	-2	t_2	0.15631	0.26556	0.05324	0.69457
	2	t_3	0.28080	0.13931	-0.05627	0.75423
	-2	t_4	0.63427	0.34142	0.15371	0.32904
	2	t_5	0.68410	0.18498	0.31059	0.28565
2 Hump UM-EI V=5%	1	t_1	0	0	0	0
	-1	t_2	0.05970	0.31360	0.31759	1.5872
	1	t_3	0.40067	-0.08570	0.14685	1.6059
	-1	t_4	0.59292	0.38625	0.34296	1.2889
	1	t_5	0.78516	-0.08828	0.54174	1.3883
	-1	t_6	1.12640	0.20919	0.44217	0.30771
	1	t_7	1.18640	-0.02993	0.79859	0.10478
2 Hump PS-EI P=1 V=5%	1	t_1	0	0	0	0
	-2	t_2	0.12952	0.29981	0.08010	1.7913
	2	t_3	0.27452	0.22452	-0.20059	1.8933
	-2	t_4	0.58235	0.51403	-0.00620	1.6106
	2	t_5	0.68355	0.26308	0.08029	1.7095
	-2	t_6	1.08870	0.39342	0.14197	0.48868
	2	t_7	1.12080	0.25926	0.35816	0.35035

Tabella 2.1: Determinazione numerica dei principali Negative Shaper

Il principale vantaggio che porta a scegliere gli shaper Negative, consiste nella riduzione della durata della sequenza di impulsi. Lau e Pao in [12] hanno infatti dimostrato l'equivalenza di questi shaper con i tradizionali controlli in tempo ottimo.
Ad esempio per un sistema privo di smorzamento $\xi = 0$, è facile osservare dalla Tabella 2.1 la lunghezza delle diverse sequenze di impulsi. Un PS-ZV shaper ha lunghezza di circa $0.29T$, UM-ZV shaper di circa $0.333T$, mentre uno shaper Positive ZV ha lunghezza $0.5T$. Dove T è il periodo di vibrazione naturale.
A parità di segnale di comando quindi, utilizzando uno shaper Negative si ha un risparmio di circa 30% in rise-time.

3 ATTUATORE PIEZOELETTRICO

3.1 PIEZOELETTRICITÀ

La piezoelettricità è una caratteristica naturale di alcuni cristalli che producono un campo elettrico se sottoposti ad un'azione meccanica. Il campo elettrico è in questi cristalli il risultato della deformazione del reticolo cristallino che li costituisce: il cristallo non è più elettricamente neutro bensì diviene polarizzato. Tale trasformazione è completamente reversibile.

La comparsa di un campo elettrico a causa di un'azione meccanica prende il nome di effetto piezoelettrico diretto, anche detto effetto piezogeneratore, il quale converte energia meccanica in energia elettrica. Esiste anche il fenomeno opposto: l'azione di un campo elettrico esterno provoca la deformazione del cristallo. Questo fenomeno prende il nome di effetto piezoelettrico inverso, anche detto effetto piezomotore, il quale converte energia elettrica in energia meccanica. In virtù di questi due principi si possono costruire sia sensori (effetto piezogeneratore) che attuatori (effetto piezomotore).

3.1.1 *Materiali*

PIEZOCERAMICHE

Materiali naturali che esibiscono proprietà piezoelettriche sono inaspettatamente molto frequenti in natura. Ne sono un esempio: il quarzo, il topazio, la tormalina, il sale di Rochelle ma anche il tessuto osseo, i tendini, la dentina, il legno e la seta. L'effetto piezoelettrico in questi materiali ha tuttavia intensità che non consentono ricadute applicative. Per questo motivo sono stati sviluppati nella tecnica materiali sintetici, i quali manifestano un effetto piezoelettrico molto più intenso. Tali materiali sono ceramiche ferroelettriche policristalline come titanato di bario ($BaTiO_3$) e piombo-zirconato di titanio (PZT). Le piezoceramiche PZT sono disponibili in molte varianti per adattare le loro proprietà all'utilizzo in attuatori e sensori.

Al di sotto della temperatura di Curie, la struttura reticolare dei cristalli di PZT si deforma perdendo la simmetria cubica. In questo modo i singoli cristalli esibiscono una spontanea polarizzazione diventando di conseguenza piezoelettrici (vedi Figura 3.1). Sopra la temperatura di Curie invece, le piezoceramiche perdono le proprietà piezoelettriche.

Gruppi di celle unitarie con la stessa orientazione costituiscono un dominio ferroelettrico o di Weiss. A causa però, dell'orientazione ca-

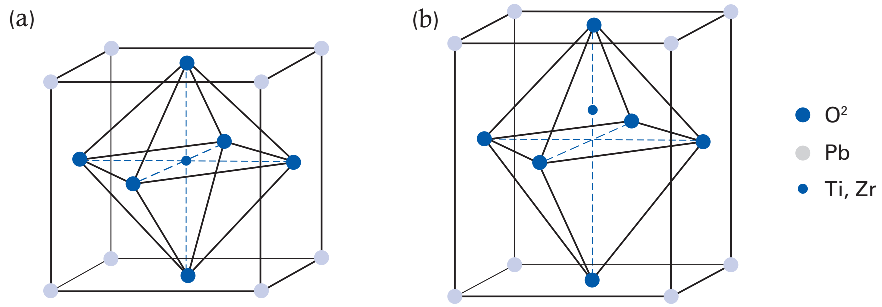


Figura 3.1: (a) cella unitara con simmetria cubica, al di sopra della temperatura du Curie.
(b) cella unitaria con distorsione tetraedrica, al di sotto della temperatura di Curie con spontanea polarizzazzione e deformazione.

suale dei domini, non è possibile osservare macroscopicamente un effetto piezoelettrico in queste ceramiche (vedi Figura 3.2.a). Sfruttando la natura ferroelettrica del materiale, è possibile imporre un allineamento dei domini grazie all'uso di un intenso campo elettrico. Questo processo prende il nome di poling (vedi Figura 3.2.b).

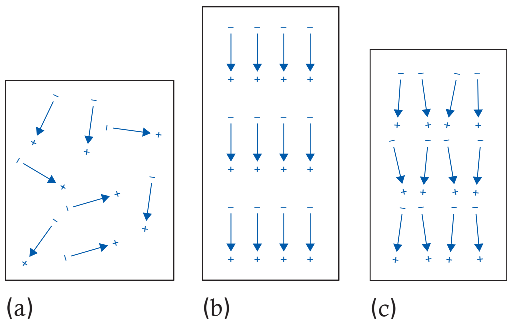


Figura 3.2: Orientazione della spontanea polarizzazzione in una piezoceramica: (a) Ceramica prima del poling.
(b) Ceramica durante il poling.
(c) Ceramica dopo il poling

Al termine di tale processo vi è una polarizzazione residua che coincide ad una deformazione del materiale (vedi Figura 3.2.c). La ceramica esibisce macroscopicamente proprietà piezoelettriche: si deforma se viene immersa in un campo elettrico, viceversa sviluppa una tensione elettrica ai suoi capi se viene deformata.

LIMITAZIONI

I materiali piezoelettrici sono soggetti a dei limiti per quanto concerne i campi elettrici applicati, la sollecitazione meccanica e le caratteristiche ambientali. Esistono infatti condizioni che possono variare l'orientazione della polarizzazione ottenuta nel processo di poling, degradando le caratteristiche piezoelettriche del materiale: queste so-

no un aumento di temperatura o una sollecitazione di compressione eccessiva. Si verifica sperimentalmente infatti che la polarizzazione del materiale diminuisce quadraticamente con la temperatura fino ad un valore limite (temperatura di Curie) oltre il quale la polarizzazione si annulla. Riducendosi la polarizzazione si riduce anche l'effetto piezoelettrico, fino ad annullarsi per temperature superiori alla temperatura di Curie.
Similmente, una sollecitazione di compressione modifica l'orientazione dei domini e quello della polarizzazione: il materiale torna ad essere più simile allo stato antecedente al processo di poling. In alcuni materiali la sollecitazione modifica solamente temporaneamente l'orientazione dei domini mentre in altri tale deterioramento è permanente.

Accanto a questi limiti caratteristici dei materiali piezoelettrici si aggiungono le limitazioni tipiche dei materiali ceramici quali la massima sollecitazione di trazione e di compressione, la rigidità elettrica, la resistenza a fatica, l'aging (riduzione delle caratteristiche piezoelettriche dovute a depolarizzazione) e la degradazione per infiltrazioni di particelle esterne (come particelle d'acqua in ambienti umidi).

Per non oltrepassare questi limiti vengono adottate delle misure preventive quali l'impiego del materiale a temperatura inferiori alla metà della temperatura di Curie, la limitazione della sollecitazione di compressione a valori pari a circa il 25 % della sollecitazione massima ammissibile, all'impiego di dispositivi di precarico (che impediscono stati di sollecitazione di trazione), la limitazione delle tensioni di pilotaggio e l'adozione di rivestimenti impermeabili all'acqua.

CLASSIFICAZIONI

I materiali piezoelettrici per applicazioni industriali vengono divisi in tre categorie: elettrostrittivi, soft e hard. Questi materiali si differenziano per una serie di caratteristiche e sono classificati sulla base del valore del campo elettrico coercitivo E_c, ovvero il campo elettrico necessario all'inversione della polarizzazione del materiale. Per valori di E_c fino a $0.1\,kV/mm$ si parla di materiali elettrostrittivi, per valori compresi tra $0.1\,kV/mm$ e $1\,kV/mm$ di materiali soft, mentre oltre $1\,kV/mm$ i materiali vengono detti hard.

Dal punto di vista applicativo ci sono notevoli differenze tra questi materiali. Per quanto riguarda le deformazioni indotte da campo elettrico i materiali elettrostrittivi mostrano una dipendenza approssimativamente quadratica tra deformazione e campo elettrico , i materiali soft hanno una dipendenza altamente non lineare tra deformazione e campo elettrico applicato per via di una marcata isteresi, mentre i materiali hard, seppur simili a quelli soft, presentano un isteresi poco marcata (vedi Figura 3.3).

Dal punto di vista delle deformazioni massime ottenibili indotte da un campo elettrico, i materiali elettrostrittivi e soft hanno com-

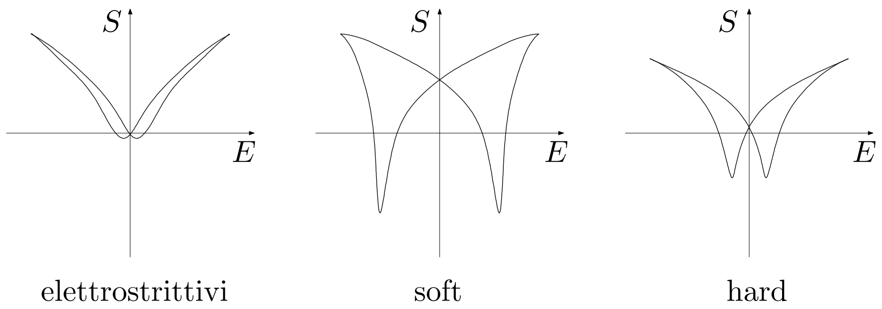


Figura 3.3: Andamento qualitativo delle curve deformazione S - campo elettrico E per i differenti materiali piezoelettrici.

portamenti simili (valori indicativi di deformazione attorno a 0.1 %). I materiali hard invece raggiungono valori di deformazione pari a circa la metà rispetto agli altri.

Un'importante differenza tra i vari materiali si riscontra nella loro temperatura di Curie: quella dei materiali elettrostrittivi è molto bassa (par circa alla temperatura ambiente) mentre i materiali soft e hard hanno temperatura di Curie ce in genere eccedono i 150° C. Tradizionalmente i materiali hard permettevano temperature di impiego maggiori rispetto ai materiali soft. Questa affermazione non è più così vera in quanto sono stati sviluppati materiali soft con temperature di Curie estremamente alte.

Per quanto riguarda la riduzione di deformazione indotta da campo elettrico per effetto di una sollecitazione di compressione, i materiali che più ne sono suscettibili sono i materiali elettrostrittivi. I materiali soft e hard invece mantengono meglio questa caratteristica al crescere della sollecitazione.

Va sottolineato che materiali piezoelettrici hanno coefficienti di espansione termica molto diversi rispetto ai metalli comunemente utilizzati in ambito industriale. Ad esempio per le ceramiche PZT utilizzate da Physik Instrumente [8] il coefficiente di espansione termico è addirittura negativo. É bene prestare attenzione quindi all'influenza delle variazioni di temperatura sul sistema in analisi.

Importanti campi di applicazioni per le piezoceramiche soft sono gli attuatori per micro e nano posizionamenti, sensori: come i convenzionali pickup a vibrazione, trasmettitori ad ultrasuoni e ricevitori per misure di livello, applicazioni elettro-acustiche: come trasduttori di suono e microfoni. Le piezo ceramiche hard invece, trovano applicazione in elementi per la pulizia ad ultrasuoni, processori ad ultrasuoni, in campo medico e in tecnologie sonar.

3.1.2 *Equazioni costitutive*

Le equazioni costitutive di un materiale sono delle relazioni che legano diverse grandezze rappresentative dello stato del materiale stesso.

Nel caso della teoria lineare della piezoelettricità le grandezze di interesse sono la deformazione S, la sollecitazione meccanica T, il campo elettrico E e l'induzione elettrica D. In forma semplificata, le relazioni che legano le proprietà elettriche ed elastiche (in applicazioni statiche o quasistatiche) sono [1]:

$$\begin{aligned} D_3 &= d_{31}^T\, T_1 + \varepsilon_{33}^T\, E_3 \\ S_1 &= s_{11}^E\, T_1 + d_{31}\, E_3 \end{aligned} \qquad (3.1)$$

Queste relazioni sono valide sotto l'ipotesi di piccoli segnali.

Data la natura anisotropica delle ceramiche PZT è necessario introdurre un sistema di riferimento e definire delle notazioni per considerare gli effetti piezoelettrici, che sono dunque dipendenti dalla direzione.

Considereremo i tre assi cartesiani X, Y, Z e i tre assi di rotazione θ_x, θ_y, θ_z, che vengono numerati da uno a sei in quest'ordine (vedi Figura). L'asse Z, il terzo, verrà associato alla direzione di polarizzazione ottenuta durante il processo di poling.

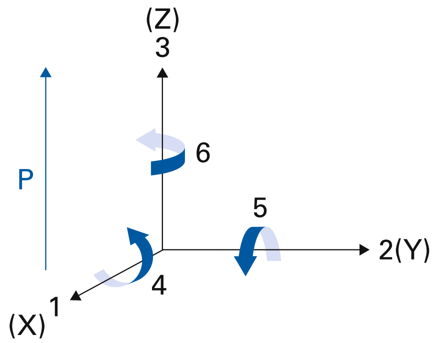


Figura 3.4: Sistema di coordinate ortogonali per descrivere le proprietà di una piezoceramica. Il vettore polarizzazione è parallelo alla direzione 3 (asse-Z)

Vengono introdotti ora i coefficienti utilizzati in (3.1) e i parametri fondamentali caratterizzanti le proprietà piezoelettriche:

- ε_{ij}: permittività elettrica relativa [F/m], rapporto fra permittività della piezoceramica e permittività del vuoto. Calcolata come misura della permittività nella direzione i quando un campo elettrico o un'induzione elettrica è applicata in direzione j.

- d_{ij}: coefficiente di deformazione [m/V] o di carico in uscita [C/N], ovvero deformazione sviluppata lungo la direzione j [m/m] per unità di campo elettrico lungo i [V/m] o densità di carica generata [C/m^2] per una data sollecitazione, e viene talvolta chiamato guadagno.

- g_{ij}: coefficiente di tensione o di campo in uscita [V m/N], ovvero il campo elettrico [V/m] generato a circuito aperto a causa di una sollecitazione meccanica applicata [N/m^2], o deformazione [m/m] causata da una densità di carica [C/m^2].

- s_{ij}: coefficiente di cedevolezza elastica [m^2/N], rapporto tra deformazione relativa S in direzione i e sollecitazione meccanica applicata T in direzione j.

- k_{ij}: coefficiente di accoppiamento, adimensionale in quanto rapporto tra energie (radice quadrata del rapporto tra energia meccanica immagazzinata ed energia totale assorbita); descrive l'efficienza di conversione tra energia meccanica ad elettrica e viceversa.

  La notazione usata per gli indici va interpretata in questo modo: i indica la direzione dello stimolo, j indica la reazione del sistema. Tali coefficienti sono spesso calcolati tenendo una delle grandezze rappresentative S, T, E, D costanti, in questi casi la grandezza sarà indicata in apice. Ad esempio ε_{33}^{T} rappresenta la permittività nella direzione di polarizzazione quando un campo elettrico è applicato nella direzione di polarizzazione, sotto condizione di sollecitazione meccanica T costante.

3.2 ATTUATORI PIEZOELETTRICI

3.2.1 *Tipologie*

Gli attuatori piezoelettrici sfruttano l'effetto piezoelettrico inverso convertendo energia elettrica (tensione e corrente) in energia meccanica (forze e spostamenti). Le tipologie di attuatori maggiormente diffuse sono gli attuatori *stack* e *bender* [3].

Gli attuatori stack (o lineari) sono costituiti da una serie di lamine piezoceramiche, ognuna con polarità opposta alle adiacenti, racchiuse tra due elettrodi. Sono basati sull'effetto piezoelettrico longitudinale d_{33}, ovvero tramite un campo elettrico parallelo alla direzione di polarizzazione, si induce una deformazione perpendicolare al piano della lamina (vedi Figura 3.5).

Questo tipo di attuatori riescono a sviluppare forze notevoli attraverso spostamenti dell'ordine dei μm ma necessitano di essere pilotati da alte tensioni, dell'ordine di alcuni kV. Gli attuatori stack sono utilizzati in varie e differenti applicazioni, per esempio nell'industria automotive come azionamenti nelle valvole e nei dispositivi ottici ad alta precisione.

Gli attuatori bender sono delle lamine multistrato che si flettono per effetto del campo elettrico indotto dalla tensione di alimentazione.

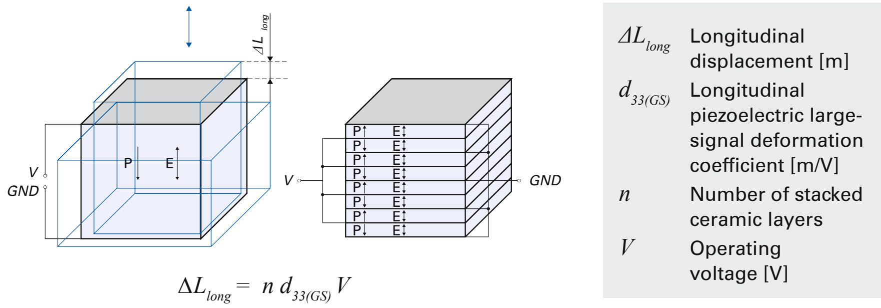


Figura 3.5: Attuatore stack. Deformazione indotta dall'effetto piezoelettrico longitudinale d_{33}.

Questi attuatori sono costituiti da una serie di lamine piezoelettriche sottili incollate fra loro. Le configurazoni possibili, seppur numerose, fanno riferimento a tre schemi di base: unimorfo, bimorfo e trimorfo.

Il principio di funzionamento degli attuatori bender si basa sull'induzione di uno stato di deformazione che ricalca quello di una trave soggetta a flessione pura. Una trave così sollecitata presenta un momento flettente costante in ogni sua sezione; la distribuzione della sollecitazione all'interno della sezione è "a farfalla", ovvero le sollecitazioni sono positive sul lato delle fibre tese, negativo sul lato delle fibre compresse e variano linearmente tra questi due estremi annullandosi in corrispondenza dell'asse neutro. Nell'ipotesi di plane-stress, le deformazioni indotte hanno la stessa distribuzione.

Il campo elettrico applicato alle lamine piezoelettriche induce una deformazione normale sia nello spessore (dovuto all'effetto piezoelettrico longitudinale d_{33}) che perpendicolarmente ad esso (dovuto all'effetto piezoelettrico trasversale d_{31}), tendendo ad allungare le fibre nel piano della lamina (vedi Figura 3.6.a). L'allungamento delle fibre nel piano della lamina è in realtà ostacolato o dallo strato passivo, che non ha variazioni di lunghezza, o dal secondo strato di piezoelettrico, che subisce una deformazione di segno opposto. In entrambi i casi le deformazioni indotte dal campo elettrico portano ad una flessione dell'attuatore (vedi Figura 3.6.a). A differenza degli attuatori stack la deformazione che si riesce a raggiungere è dell'ordine delle centinaia di µm.

L'attuatore unimorfo è costituito da un elemento piezoelettrico attivo e da uno strato passivo di materiale elastico, generalmente metallico (vedi Figura 3.6.d). In modo da aumentare la deformazione flessionale, l'elemento passivo può essere sostituito da un secondo strato attivo di piezoelettrico. Un attuatore con questa struttura viene detto bimorfo. Se la polarizzazione dei due elementi attivi è identica e sono azionati tramite una connessione elettrica in parallelo, si parla dunque di biformo con cablaggio in parallelo (vedi Figura 3.6.b). Mentre se la polarizzazione dei due elementi attivi è opposta e sono azionati da un collegamento in serie, la struttura viene detta bimorfa con cablaggio in serie (vedi Figura 3.6.c). Il cablaggio in serie ha il vantaggio di non necessitare di alcun elettrodo tra i due strati attivi. Nell'attuatore trimorfo, l'elettrodo presente nella struttura bimorfa con cablaggio in parallelo è sostituito da uno strato passivo di materiale elastico (vedi Figura 3.6.e).

Inoltre gli elementi di materiale piezoelettrico possono essere singoli o multistrato (multilayer). La tecnologia multilayer consente di ridurre la tensione di pilotaggio, da 200 V o più per la tecnologia singlelayer a qualche decina di V per la tecnologia multilayer. Ciò consente di ampliare notevolmente le applicazioni in campo industriale di questo genere di attuatori.

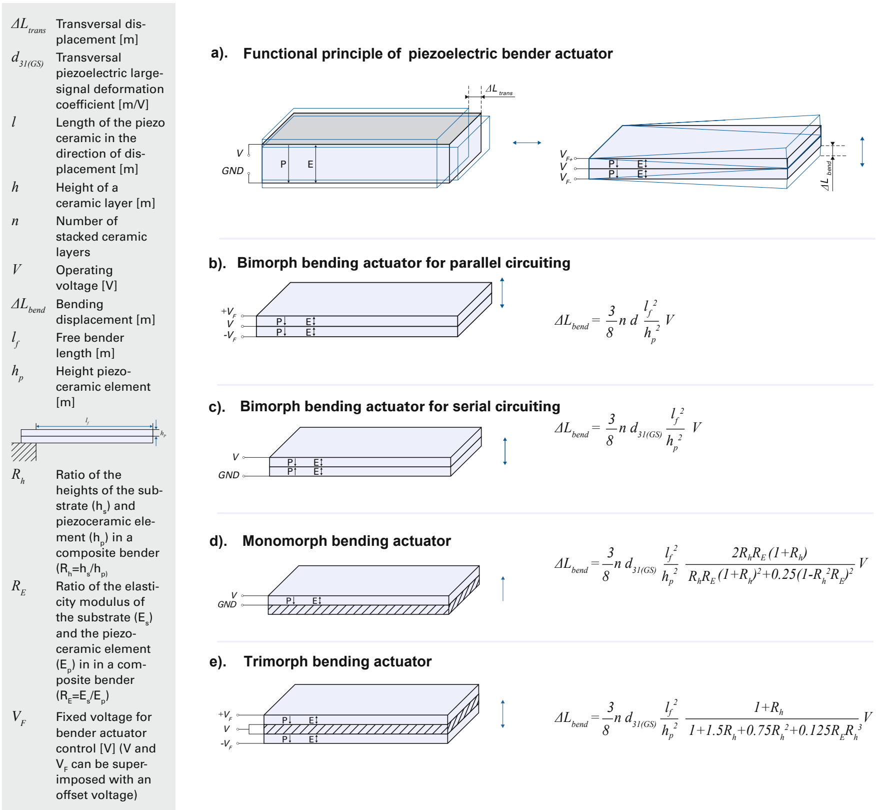


Figura 3.6: Attuatore bender. Principio di funzionamento e principali configurazioni.

3.2.2 PL122.11 *Rectangular PICMA® Bender Piezo Actuator*

Nella prova sperimentale descritta nel Capitolo 5 verrà utilizzato l'attuatore piezoelettrico bender multilayer PICMA® PL122.11 prodotto da PI Ceramic [9].

Gli attuatori PICMA® sono ottenuti tramite un particolare processo di produzione chiamato MultilayerTape Technology: inizialmente gli elettrodi vengono stampati nel sottile nastro di ceramica PZT non ancora sinterizzato e questo poi viene laminato in una struttura multilayer tramite una matrice polimerica. Con un successivo trattamento in forno il substrato polimerico viene eliminato mentre la ceramica e gli elettrodi vengono sinterizzati insieme. Con questo processo si ottiene un elemento piezoelettrico multilayer monolitico dove gli elettrodi sono isolati grazie ad uno strato ceramico. Il principale vantaggio di questa tecnologia consiste nell'ottenere lamine attive molto sottili (nell'ordine dei 10-30 μm negli attuatori bender), che permettono di ottenere lo spostamento massimo nominale dell'attuatore con appena 60 V di tensione single-ended.

La scheda tecnica dell'attuatore è presentata in Tabella 3.1 mentre in Figura 3.7 sono riportate le definizioni delle grandezze principali dell'attuatore.

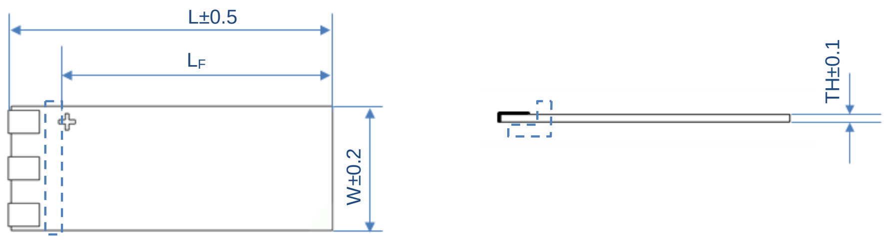


Figura 3.7: Definizione delle grandezze dell'attuatore PL122.11.

Modello	PL122.11
Tensione di lavoro [V]	$0 - 60$ (± 30)
Spostamento [μm] $\pm 20\%$	± 250
Lunghezza utile L_f [mm]	22
Dimensioni L x W x TH [mm]	25.0 x 9.6 x 0.65
Forza di bloccaggio [N] $\pm 20\%$	± 1.1
Capacità elettrica [μF] $\pm 20\%$	2*2.4
Frequenza naturale [Hz] $\pm 20\%$	660

Tabella 3.1: PL122.11 PICMA® Bender Piezo Actuator data sheet.

Si tratta di un attuatore bender bimorfo in cui lo spostamento dell'estremità è ottenuto tramite un controllo in tensione differenziale in due modalità: da 0 a 60 V (spostamento nella direzione perpendicolare lato "+" dell'attuatore), da -30 a 30 V (spostamento in entrambe le direzioni). Le tensioni devono essere applicate rispettando lo schema in Figura 3.8.

Per raggiungere queste tensioni differenziali è spesso necessario l'uso di un amplificatore, in particolare per l'attuatore in esame è consigliato $E - 650.00$ LVPZT Amplifier prodotto da PI Ceramic [9].

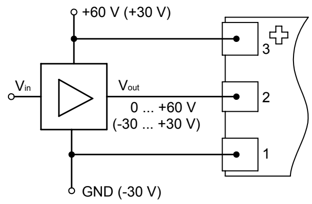


Figura 3.8: Controllo in tensione differenziale dell'attuatore bender.

La scheda tecnica delle caratteristiche di interesse dell'amplificatore è presentata in Tabella 3.2 mentre in Figura 3.9 è riportato lo schema a blocchi dell'amplificatore.

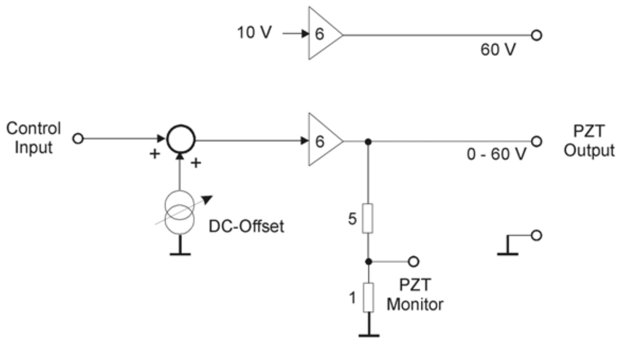


Figura 3.9: Schema a blocchi dell'amplificatore $\mathrm{E}-650.00$.

Tensione di controllo in input	0 to +10 V
Tensione di output	0 to +60 V; e ulteriore uscita a +60V
Polarità	positiva
Offset DC	0 to +60 V
Guadagno in tensione	6 $\pm$ 0.1
Impedenza di ingressp	100 kΩ
Risposta in frequenza	600 Hz @ 1000 nF di carico 6 kHz @ a vuoto
Tensione di lavoro	$90-2400$ VAC, $50-60$ Hz

Tabella 3.2: $\mathrm{E}-650.00$ LVPZT Amplifier data sheet.

Tramite l'amplificatore è possibile pilotare l'attuatore con un range di tensione $0-10$ V, rendendo così possibile l'utilizzo di segnali proveniente da comuni dispositivi DAC e di controllo.

4 SIMULAZIONE

Nel seguente capitolo si vuole descrivere lo studio preliminare di implementazione e verifica della tecnica di Input Shaping sull'attuatore piezoelettrico, descritti rispettivamente nei Capitoli 2 e 3.

Lo studio si svolgerà tramite una simulazione al calcolatore in ambiente MATLAB®/Simulink.

4.1 MODELLO DEL SISTEMA

Ciò che si vuole ottenere è uno spostamento dell'attuatore piezoelettrico in un tempo minimo senza indurre vibrazioni residue. Il sistema complessivo (vedi Figura 4.1) è composto dall'input shaper (il controllore), l'amplificatore e dall'attuatore piezoelettrico; l'ingresso è costituito da un gradino di tensione e l'uscita consiste nella misura dello scostamento dell'estremità dell'attuatore bender.

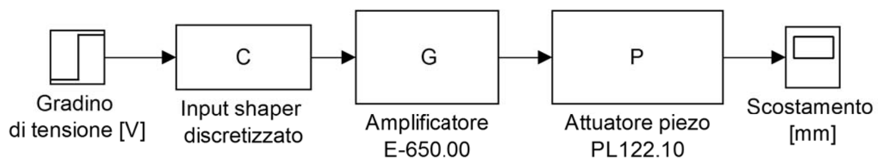


Figura 4.1: Schema a blocchi del sistema complessivo.

La simulazione svolta in Simulink richiede di considerare i vari blocchi del sistema come funzioni di trasferimento. Il gradino di tensione e l'input shaper devono essere considerati all'interno di un sistema digitale che utilizza un certo tempo di campionamento. La derivazione della funzione di trasferimento dell'input shaper è rimandata al prossimo paragrafo. L'amplificatore è modellato come un sistema del primo ordine con una certa banda passante, mentre l'attuatore piezoelettrico è modellato in prima approssimazione come un sistema del secondo ordine.

In questa fase preliminare sono presi in considerazione i dati presenti nei data sheet o dalla storia di precedenti misurazioni. La predisposizione del sistema di prova e l'identificazione verranno svolte solamente dopo la verifica dell'efficacia del controllo. In Tabella 4.1 sono riportati i dati del problema.

Ingresso: Gradino di tensione	2.5 V
Uscita: Scostamento attuatore	0.125 mm
Banda amplificatore	600 Hz
Guadagno amplificatore	6 ± 0.1
Frequenza naturale attuatore	660 ± 20% Hz
Coefficiente di smorzamento attuatore	0.4
Tempo di campionamento	0.1 ms

Tabella 4.1: Dati del sistema.

4.2 IMPLEMENTAZIONE DEL CONTROLLORE

L'implementazione del controllore nel sistema digitale richiede di considerare la sequenza temporale di impulsi come funzione di trasferimento discreta.

Nel dominio del tempo una generica sequenza di impulsi può essere scritta come:

$$c(t) = \sum_{i=1}^{n} A_i\,\delta(t - t_i), \qquad i = 1, ..., n \tag{4.1}$$

dove $\delta(t)$ rappresenta l'impulso di Dirac, n il numero degli impulsi, A_i l'ampiezza e t_i il ritardo dell'i-esimo impulso.

Nel sistema digitale descritto da istanti di tempo discreti k, con passo di campionamento T_s, il tempo di ritardo si esprime come $t_i = D_i\,T_s$, dove D_i in generale è un numero reale che può essere diviso nella sua parte intera e frazionaria: $D_i = \mathrm{Int}(D_i) + d_i = N_i + d_i$.

Ricordando che la trasformata Zeta dell'impulso di Dirac è pari all'unità $\mathcal{Z}\big[\delta(k)\big] = 1$, per la proprietà di traslazione e di linearità la z-trasformata di (4.1) vale:

$$C(z) = \mathcal{Z}\left[\sum_{i=1}^{n} A_i\,\delta(k - D_i)\right] = \sum_{i=1}^{n} A_i\,z^{-D_i}, \tag{4.2}$$

dove z^{-D_i} rappresenta la trasformata di un puro ritardo.

L'operazione diretta di z-trasformata da (4.1) a (4.2) ha significato solamente se il tempo di ritardo t_i è multiplo intero di T_s, ovvero se la parte frazionaria del ritardo d_i è nulla.

In caso contrario il problema di discretizzazione si risolve tramite l'utilizzo di filtri per l'approssimazione di ritardi frazionari[11]. In particolare nel seguente lavoro si utilizza un filtro passatutto di ordine N_i, la cui z-trasformata risulta:

$$F(z, D_i) = \frac{a_{N_i}\,z^{N_i} + a_{N_i-1}\,z^{N_i-1} + ... + a_1}{z^{N_i} + a_1\,z^{N_i-1} + ... + a_{N_i}}, \tag{4.3}$$

dove i coefficienti $a_1, \ldots, a_{N_i}$ sono calcolati attraverso l'approssimazione di Thiran:

$$a_m = (-1)^m \binom{N_i}{m} \prod_{j=0}^{N_i} \frac{D_i - N_i + j}{D_i - N_i + m + j}, \qquad m = 1, \ldots, N_i\,. \quad (4.4)$$

Il ritardo z^{-D_i} è dunque approssimato dal filtro passatutto con approssimazione di Thiran $F(z, D_i)$. La z-trasformata di (4.1) diventa quindi:

$$C(z) = \sum_{i=1}^{n} A_i\, F(z, D_i)\,, \quad (4.5)$$

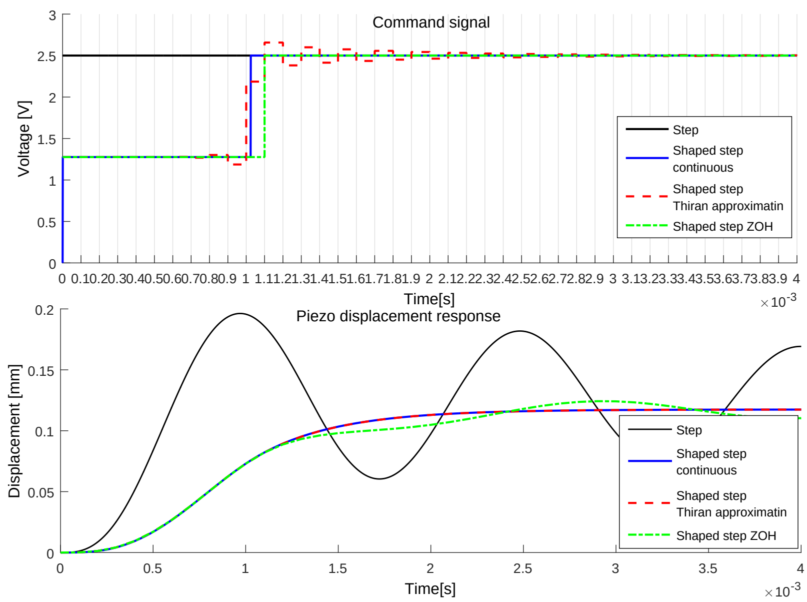


Figura 4.2: Grafico di confronto dei metodi di discretizzazione del segnale di comando e della risposta del sistema.

La Figura 4.2 esemplifica quanto sopra esposto nel caso di un segnale a gradino sagomato da uno shaper Positive ZV. In Figura 4.2 la griglia verticale rappresenta i passi di campionamento del sistema T_s.

Si osserva che il segnale a gradino sagomato dallo shaper continuo (curva blu), possiede una commutazione di livello all'interno di un passo di campionamento. La discretizzazione tramite Zero Order Hold (curva verde) approssima l'istante di commutazione al multiplo intero di T_s successivo. Utilizzando l'approssimazione di Thiran (curva rossa), gli effetti del ritardo frazionario vengono distribuiti negli istanti campionati adiacenti. Come si può vedere nel grafico della risposta in Figura 4.2, la discretizzazione tramite filtro passatutto con approssimazione di Thiran (curva rossa) produce zero vibrazioni residue come per il segnale continuo sagomato (curva blu). La discretizzazione tramite Zero Order Hold (curva verde) invece, induce errori di approssimazione che riducono la capacità dello shaper di eliminare le vibrazioni residue.

In sintesi, l'implementazione delle tipologie di input shaper descritte nel Capitolo 2, consiste nell'utilizzo della trasformata (4.5): dove A_i, t_i e dunque D_i sono determinati tramite le relazioni (2.33),(2.34) e alla Tabella 2.1; mentre il ritardo frazionario z^{-D} è determinato tramite il filtro passatutto basato sull'approssimazione di Thiran, (4.3) e (4.4).

4.3 RISULTATI DELLA SIMULAZIONE

4.3.1 *Input Shaper Zero Vibration*

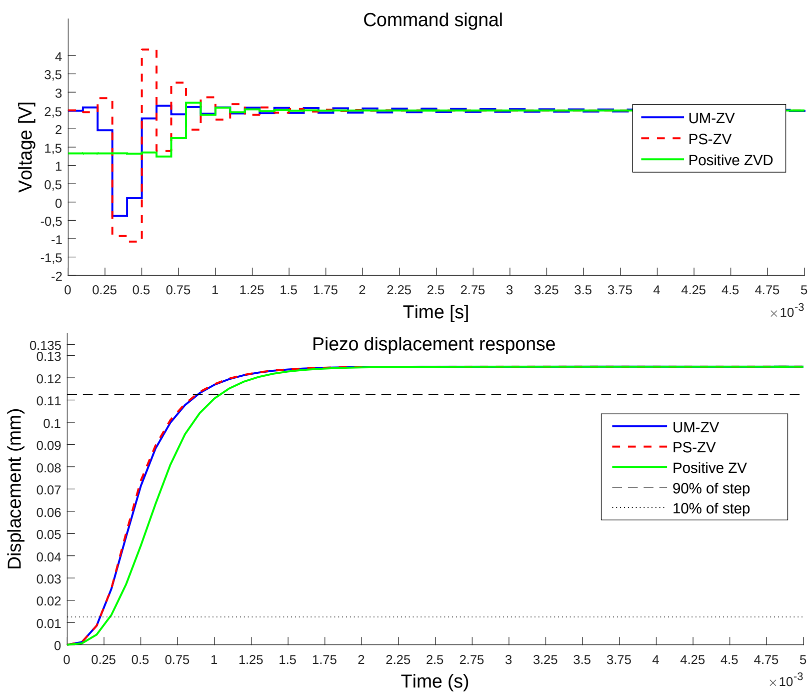


Figura 4.3: Grafici dei segnali di comando e delle risposte del piezoelettrico con utilizzo di shaper ZV.

I risultati della simulazione con l'utilizzo degli shaper Positive ZV, UM-ZV e PS-ZV sono riportati in Figura 4.3.

Dal grafico della risposta dell'attuatore piezoelettrico ai segnali di comando, si osserva che per tutti gli ZV shaper utilizzati si è raggiunto l'obbiettivo di eliminare le vibrazioni residue. Questo è stato possibile in quanto la frequenza naturale dell'attuatore usato nella simulazione ω_{actual}, coincide esattamente con la frequenza naturale del modello ω_{model} con il quale sono stati progettati gli ZV shaper.

In Figura 4.4 si osserva come aumenti rapidamente la percentuale di vibrazione appena la frequenza naturale reale si discosta dalla frequenza di modello. L'insensibilità, con una tolleranza di vibrazione al 5% è inferiore al $\pm 3\%$.

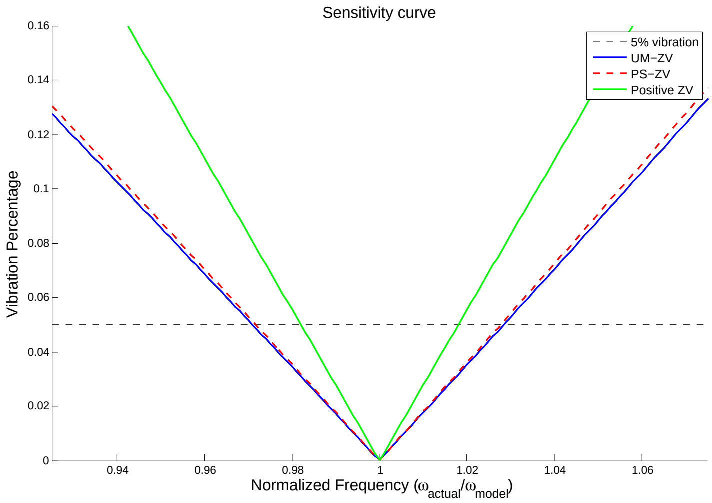


Figura 4.4: Curve di sensibilità per gli shaper ZV.

Ulteriore osservazione va fatta nei riguardi dei tempi di salita delle risposte, definito come il tempo necessario alla risposta per variare dal 10% al 90% del suo valore a regime. Si verifica quanto detto nel Capitolo 2, ovvero che i tempi di salita delle risposte utilizzando shaper che ammettono valori negativi degli impulsi sono più brevi. In Tabella 4.2 sono riportate le misure delle grandezze che caratterizzano le performance degli shaper qui utilizzati: il *tempo di salita* e l'*insensibilità* al 5% di vibrazione residua.

	Tempo di salita [ms]	**Insensibilità**
UM-ZV shaper	0.67	±2.9
PS-ZV shaper	0.66	±2.8
Positive ZV shaper	0.75	±1.8

Tabella 4.2: Dati performance ZV shaper.

4.3.2 *Input Shaper Zero Vibration and Derivative*

In Figura 4.5 sono riportati i risultati della simulazione con l'utilizzo degli shaper Positive ZVD, UM-ZVD e PS-ZVD.

Come osservato per gli shaper ZV, anche in questo caso il grafico della risposta dimostra che le vibrazioni residue sono state eliminate. A differenza del caso precedente, i tempi di salita delle risposte sono aumentati, infatti la progettazione degli ZVD shaper richiede una sequenza di impulsi più lunga.

In Figura 4.6 si osserva però, che a fronte degli svantaggi in termini di tempi di salita, si ha un notevole aumento dell'insensibilità rispetto al caso precedente.

In Tabella 4.3 sono riportate le performance degli shaper ZVD.

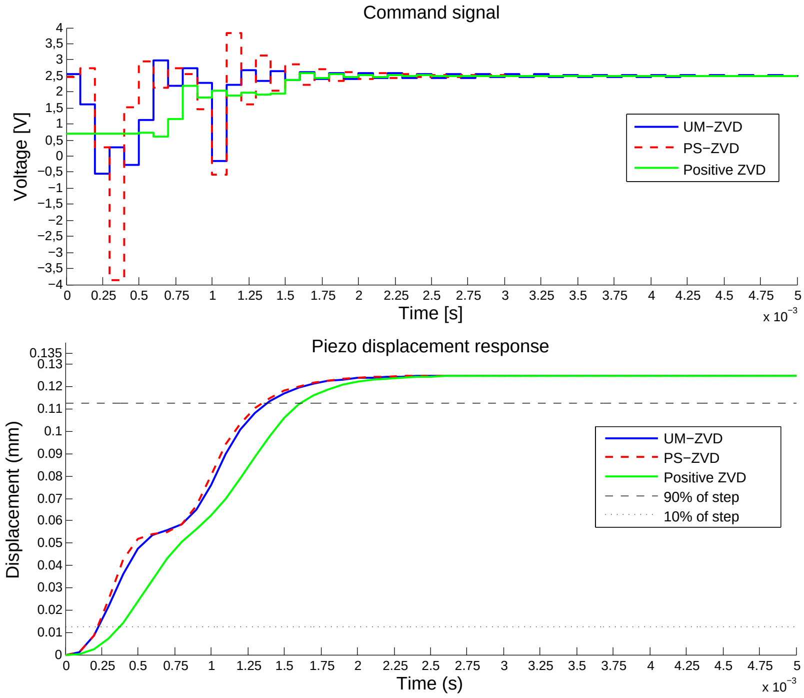


Figura 4.5: Grafici dei segnali di comando e delle risposte del piezoelettrico con utilizzo di shaper ZVD.

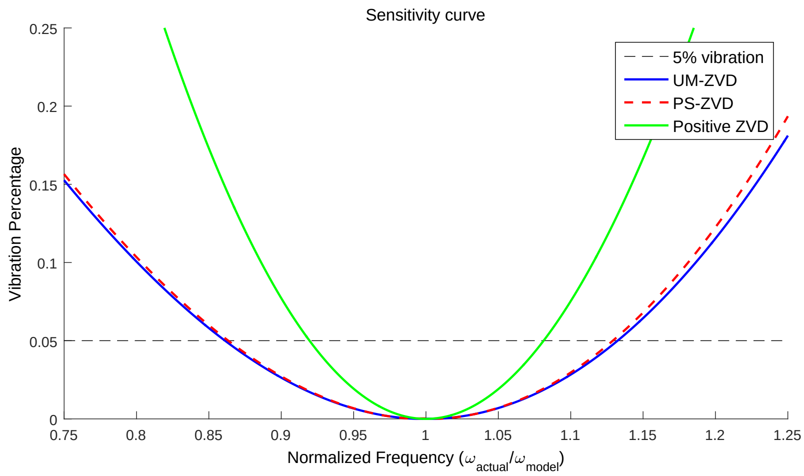


Figura 4.6: Curve di sensibilità per gli shaper ZVD.

	Tempo di salita [ms]	Insensibilità
UM-ZVD shaper	1.15	±13.56
PS-ZVD shaper	1.12	±13.29
Positive ZVD shaper	1.24	±8.09

Tabella 4.3: Dati performance ZVD shaper.

4.3.3 *Input Shaper Extra-Insensitive*

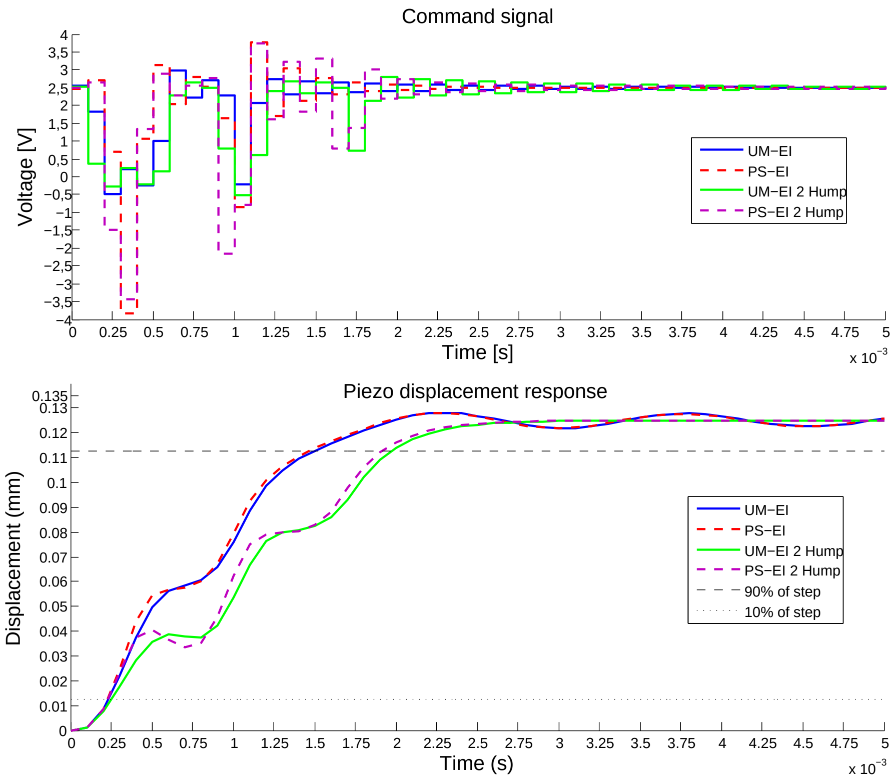


Figura 4.7: Grafici dei segnali di comando e delle risposte del piezoelettrico con utilizzo di shaper EI.

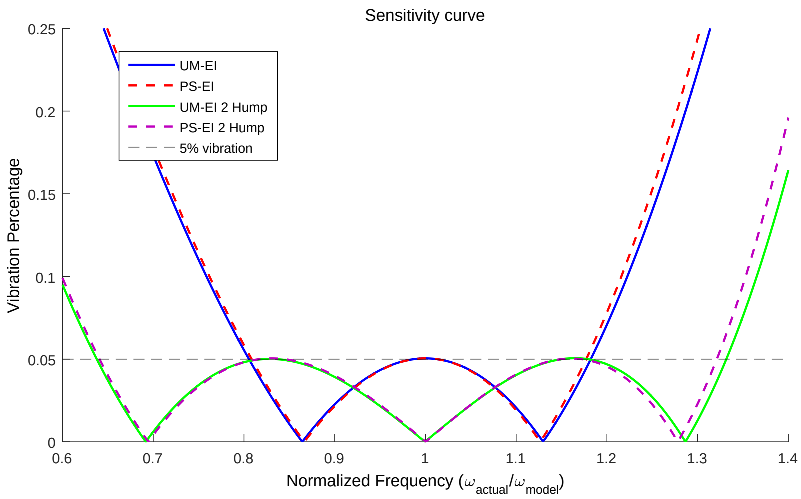


Figura 4.8: Curve di sensibilità per gli shaper ZVD.

In Figura 4.7 sono riportati i risultati della simulazione con l'utilizzo degli shaper Extra-Insensitive: UM-EI, PS-EI, UM-EI 2 Hump e PS-EI 2 Hump. Dal grafico della risposta si osserva che nel caso degli shaper UM-EI e PS-EI, nonostante il sistema corrisponda esattamente al modello, la risposta presenta delle vibrazioni residue che sono comunque tollerabili. Nel caso invece degli shaper EI a due gobbe le vibrazioni residue sono totalmente eliminate. Questo comportamento si spiega dall'osservazione delle relative curve di insensibilità in Figura 4.8. Nella frequenza esatta del modello infatti, gli EI shaper semplici presentano una percentuale di vibrazione del 5% dovuto proprio ad una scelta progettuale. Mentre nel caso degli EI shaper a due gobbe la percentuale di vibrazione è nulla.

Gli EI shaper sono progettati in modo da estendere l'insensibilità a parità di lunghezza di uno shaper ZVD, e analogamente gli EI 2 Hump shaper rispetto agli ZVDD. In Tabella 4.4, si osserva come le insensibilità degli shaper UM-EI e PS-EI siano aumentate rispetto agli shaper UM-ZVD e PS-ZVD, pur mantenendo un tempo di salita comparabile.

	Tempo di salita [ms]	**Insensibilità**
UM-EI shaper	1.26	± 18.84
PS-EI shaper	1.24	± 13.44
UM-EI 2 Hump shaper	1.72	± 34.70
PS-EI 2 Hump shaper	1.69	± 34.03

Tabella 4.4: Dati performance EI shaper.

4.3.4 *Risposta in presenza di errori di modello*

In Figura 4.9 sono riportati i risultati della simulazione del sistema nel caso di un modello esatto e di un modello con errore del 20% sulla frequenza di naturale (20% è il valore di tolleranza della frequenza di naturale dell'attuatore in esame, vedi Tabella 3.1). Le risposte sono ottenute con l'utilizzo di shaper PS (vincolo sull'ampiezza Partial Sum) nei diversi gradi di robustezza: ZV, ZVD, EI.

Dai grafici è facilmente apprezzabile che utilizzando lo shaper ZV la risposta risulti con il minor tempo di salita, ma che in presenza di errori sul modello la riduzione delle vibrazioni residue risulta non efficace. Dal grafico della curva di insensibilità in Figura 4.10, si osserva come in corrispondenza di una frequenza normalizzata di 0.8, ovvero il 20% di errore, le percentuali di vibrazioni sono: 33% per shaper PS-ZV, 10% per shaper PS-ZVD, 6% per shaper PS-EI e 5% per shaper PS-EI 2 Hump. Al costo di aumentare il tempo di salita della risposta, con l'utilizzo degli shaper robusti ZVD ed EI, si ottiene una riduzione delle vibrazioni residue ad un valore tollerabile.

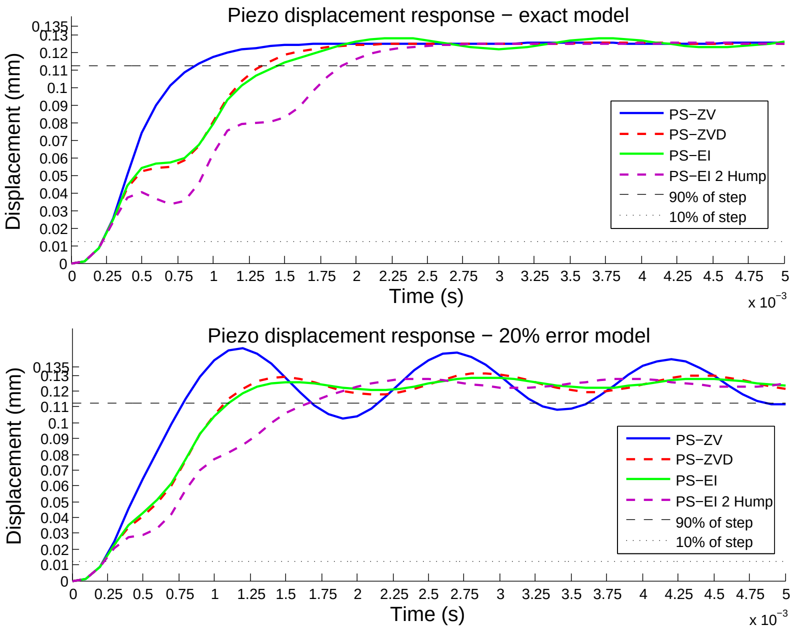


Figura 4.9: Grafici dei segnali di comando e delle risposte del piezoelettrico in presenza del 20% di errore sulla frequenza naturale del modello.

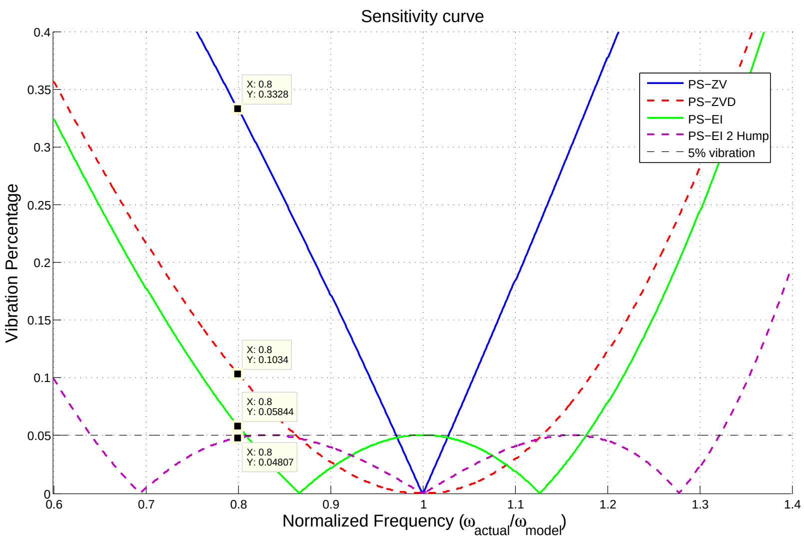


Figura 4.10: Curve di sensibilità per PS shaper ZV, ZVD ed EI .

5 PROVA SPERIMENTALE

In questo capitolo si vuole descrivere la prova effettuata al fine di verificare sperimentalmente l'efficacia delle tecniche di Input Shaping, implementate nel Capitolo 4, nella riduzione delle vibrazioni residue in un attuatore piezoelettrico.

5.1 SETUP SPERIMENTALE

Per effettuare la prova è stato predisposto un sistema sperimentale composto principalmente di quattro elementi:

- un *PC*, che si occupa della generazione del segnale di comando e dell'acquisizione delle misure;
- un *amplificatore*, necessario per pilotare l'attuatore con il giusto range di tensione;
- l'*attuatore piezoelettrico*;
- il *sensore laser*, per la misura di posizione dell'estremità dell'attuatore, necessario per acquisire la risposta del piezoelettrico.

Il setup sperimentale della prova e schematizzato in Figura 5.1.

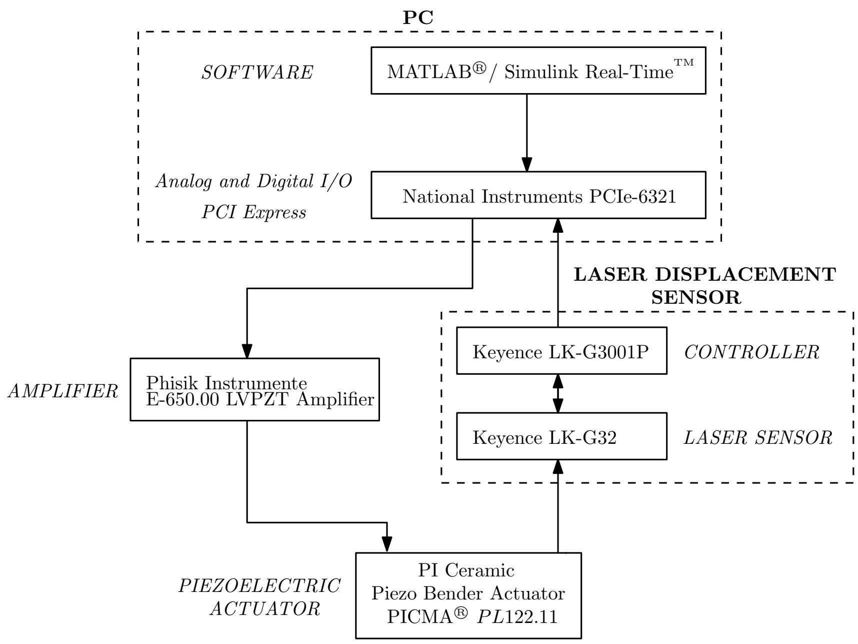


Figura 5.1: Schema del setup sperimentale.

5.1.1 *Generazione e acquisizione dei segnali*

Durante la prova sperimentale i segnali vengono generati e acquisiti da un PC, attraverso l'uso del software *Simulink Real-Time*™ e della scheda *National Instruments PCIe-6321* con funzioni di A/D e I/O.

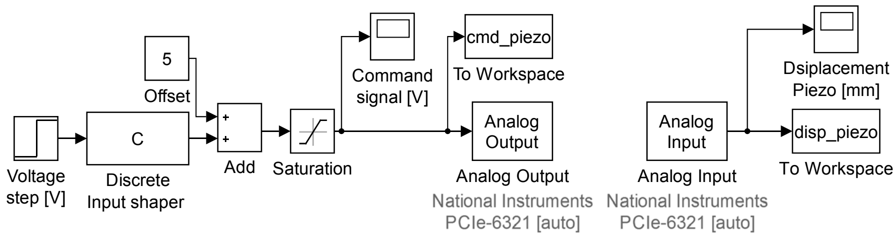


Figura 5.2: Schema del sistema di generazione e acquisizione dei segnali per la prova sperimentale implementato in Simulink.

In Figura 5.2 è riportato lo schema del sistema che si occupa di generare il segnale di comando e di acquisire la misura dal sensore laser.

Il segnale di comando è un gradino di tensione che viene sagomato tramite un input shaper implementato in MATLAB®, con i metodi illustrati nel Capitolo 4. Tale segnale è poi convertito da digitale ad analogico attraverso il dispositivo DAQ presente nella scheda PCI express.

La misura proveniente dal sensore laser è invece convertita da analogica a digitale tramite l'ADC della scheda, e successivamente acquisita nell'ambiente Simulink per l'elaborazione.

5.1.2 *Pilotaggio dell'attuatore piezoelettrico*

Il segnale di comando proveniente dalla scheda di I/O del PC, non è adatto per pilotare direttamente l'attuatore piezoelettrico, in quanto i range di tensione rispettivamente in output ed input sono differenti. La scheda genera un segnale con range $[0-10]$ V mentre l'attuatore richiede un range di tensione di $[0-60]$ V per essere pilotato correttamente. É dunque necessario l'utilizzo di un amplificatore.

Tramite l'uso dell'amplificatore *E-650.00 LZVP*, come descritto nel Capitolo 3, è possibile pilotare direttamente l'attuatore piezoelettrico bender PICMA® PL122.11.

In Figura 5.3 sono riportate le foto dell'amplificatore e dell'attuatore utilizzati.

5.1.3 *Misura di posizione*

Al fine di acquisire i dati sul reale scostamento dell'estremità dell'attuatore è stato necessario installare un sistema di misurazione.

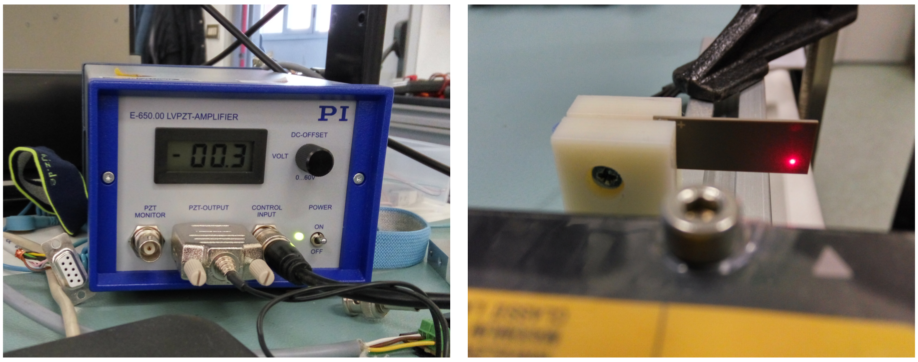


Figura 5.3: Amplificatore *E-650.00 LZVP* (sinistra) e l'attuatore piezoelettrico bender PICMA® PL122.11 (destra)

A questo scopo si è scelto l'uso del sensore laser *KEYENCE LK-G32*. Tramite il relativo sistema di controllo *KEYENCE LK-G3001P* è poi possibile trasmettere i dati delle misure al PC tramite una connessione USB.

In Figura 5.4 sono riportate le foto del sensore laser e del sistema di controllo utilizzati.

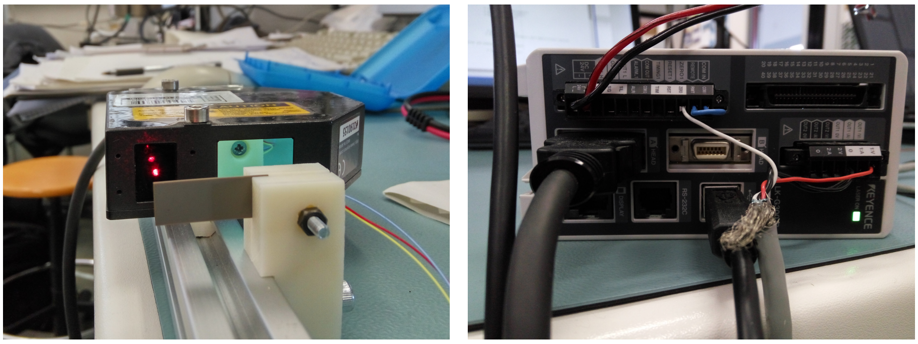


Figura 5.4: Sensore laser *KEYENCE LK-G32* (sinistra) e il relativo sistema di controllo *KEYENCE LK-G3001P* (destra)

5.2 Identificazione del sistema

Allo scopo di ottenere il miglior risultato in termini di riduzione delle vibrazioni residue, è necessario ottenere parametri più accurati di quanto già ricavabili dai datasheet. A questo fine si esegue una procedura di identificazione del sistema comprensivo di amplificatore e attuatore piezoelettrico, sottolineando il solo obbiettivo di acquisire i parametri caratterizzanti il primo modo di risonanza del sistema elastico in esame. E non di identificare un preciso modello del sistema.

La procedura di identificazione utilizzata nel seguente lavoro è la tecnica non parametrica ETFE (*Empirical Transfer Function Estimate*). Essa si basa sull'analisi del contenuto in frequenza dei segnali in ingresso ed uscita al sistema, da cui è possibile ottenere una stima della risposta in frequenza [13]:

$$\hat{G_N}(e^{j\omega}) = \frac{Y_N(\omega)}{U_N(\omega)}, \tag{5.1}$$

basata su un intervallo di tempo $1 \leqslant k \leqslant N$. Dove

$$Y_N(\omega) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=1}^{N} y(k) e^{j\omega}, \tag{5.2}$$

e

$$U_N(\omega) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=1}^{N} u(k) e^{j\omega}, \tag{5.3}$$

sono le trasformate discrete di Fourier (DFT) dei segnali di ingresso ed uscita al sistema.

La qualità della stima dipende essenzialmente da due parametri: la lunghezza temporale del segnale di ingresso N e la capacità del segnale di ingresso di eccitare omogeneamente e opportunamente tutte le frequenza di interesse al sistema. Per questo motivo, si è scelto come segnale di ingresso il rumore bianco che ha la proprietà di possedere una densità spettrale di potenza uniforme.

Lo schema della procedura di acquisizione dati per l'identificazione implementata in Simulink è presentata in Figura 5.5

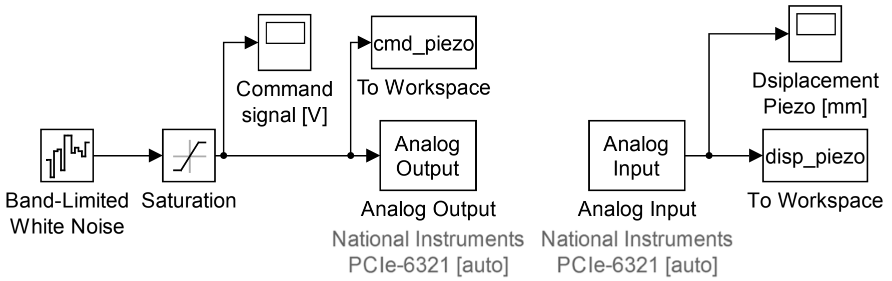


Figura 5.5: Schema della procedura implementata in Simulink di generazione e acquisizione dei segnali per l'identificazione del sistema.

Successivamente i dati sono stati elaborati in MATLAB® utilizzando la procedura di identificazione ETFE implementata nel System Identification Toolboox. É stata poi eseguita un'operazione di fitting per determinare un modello, al fine di ricavare analiticamente i parametri riportati in Tabella 5.1. In Figura 5.6 sono presentati i risultati dell'identificazione.

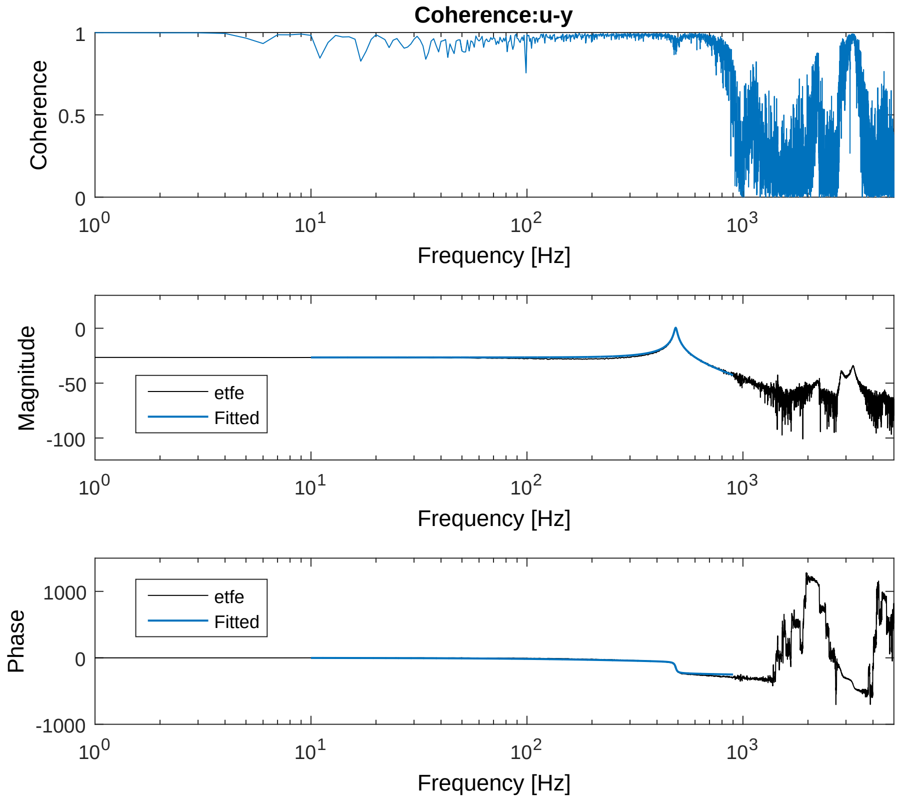


Figura 5.6: Risultati della procedura di identificazione ETFE.

	Datasheet	**Identificazione**
Guadagno statico	0.05	0.0468
Frequenza naturale [Hz]	660 $\pm$ 20%	489
Coefficiente di smorzamento	//	0.012

Tabella 5.1: Parametri del sistema ottenuti dall'identificazione.

Con i dati ottenuti è quindi possibile implementare gli input shaper con le modalità descritte nel Capitolo 4.

5.3 Risultati della prova sperimentale

5.3.1 *Parametri della prova*

Al fine di rendere i risultati comparabili tra loro, in tutte le prove sono stati utilizzati i parametri in Tabella 5.2.

Ingresso: Gradino di tensione	2.5 V
Uscita: Scostamento attuatore	0.117 mm
Frequenza di naturale stimata	489 Hz
Coefficiente di smorzamento stimato	0.012
Guadagno statico	0.0468
Tempo di campionamento	0.1 ms

Tabella 5.2: Parametri delle prove sperimentali.

5.3.2 *Input Shaper Zero Vibration*

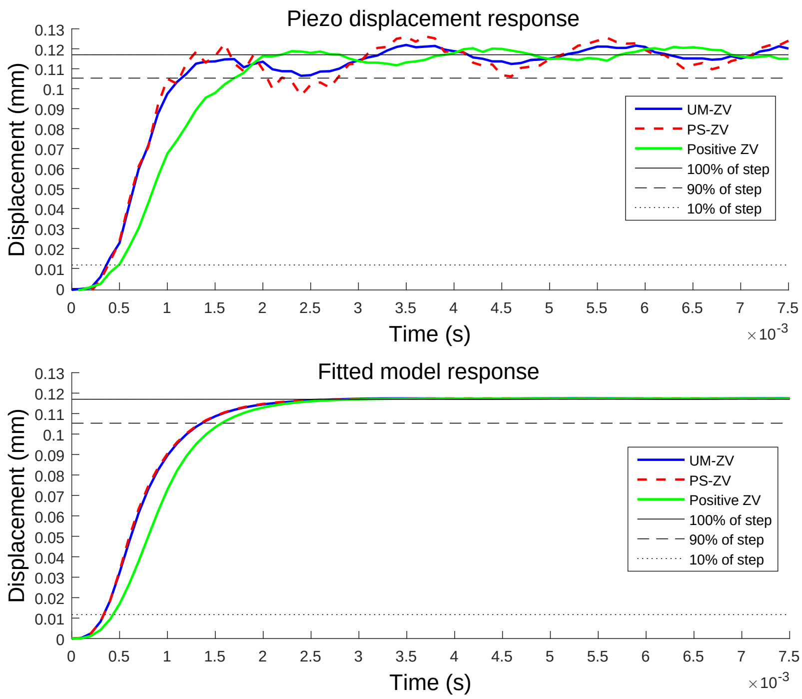


Figura 5.7: Grafico della risposta misurata dell'attuatore piezoelettrico (in alto) e della risposta simulata del modello fitted (in basso) con utilizzo di shaper ZV.

In Figura 5.7 sono riportati i risultati della prova con l'utilizzo degli shaper Positive ZV, UM-ZV e PS-ZV. A confronto delle misure ottenute è riportata la simulazione della risposta utilizzando i parametri ottenuti dall'identificazione. Si osserva che gli shaper ZV nonostante la loro scarsa insensibilità riescano a ridurre notevolmente le vibrazioni residue rispetto ad un comando incontrollato. Per quantificare la capacità di riduzione delle vibrazioni si effettua una *stima* della vibrazione percentuale residua, ottenuta dal rapporto fra la misura di ampiezza della prima oscillazione e la misura di ampiezza dell'oscillazione nel caso di un gradino di tensione non sagomato dallo shaper.

In Tabella 5.3 sono riportate le misure dei tempi di salita delle risposte e della stima della percentuale di vibrazione per la prova effettuata. Si osserva che con l'utilizzo dello shaper Positive ZV si ottiene una riduzione delle vibrazioni che soddisfa il limite di tolleranza del 5%.

	Tempo di salita [ms]	Percentuale di vibrazione
UM-ZV	0.78	5.8%
PS-ZV	0.75	11.3%
Positive ZV	1.21	2.9%

Tabella 5.3: Dati prova sperimentale con ZV shaper.

5.3.3 *Input Shaper Zero Vibration and Derivative*

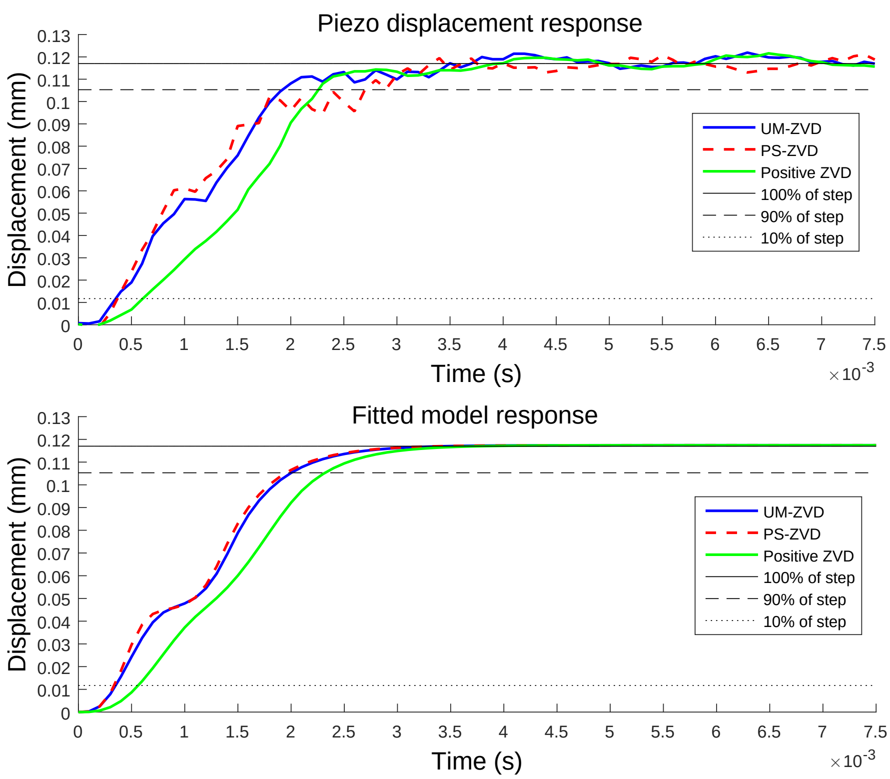


Figura 5.8: Grafico della risposta misurata dell'attuatore piezoelettrico (in alto) e della risposta simulata del modello fitted (in basso) con utilizzo di shaper ZVD.

In Figura 5.8 sono riportati i risultati della prova con l'utilizzo degli shaper Positive ZVD, UM-ZVD e PS-ZVD.

In Tabella 5.4 sono riportate le misure dei tempi di salita delle risposte e della stima della percentuale di vibrazione per la prova effettuata.

Rispetto al caso precedente tutti gli shaper ZVD sono efficaci nella riduzione delle vibrazioni residue soddisfando il limite di vibrazione tollerata del 5%.

	Tempo di salita [ms]	**Percentuale di vibrazione**
UM-ZVD	1.57	1.85%
PS-ZVD	2.33	1.05%
Positive ZVD	1.64	2.21%

Tabella 5.4: Dati prova sperimentale con ZVD shaper.

5.3.4 *Input Shaper Extra-Insensitive*

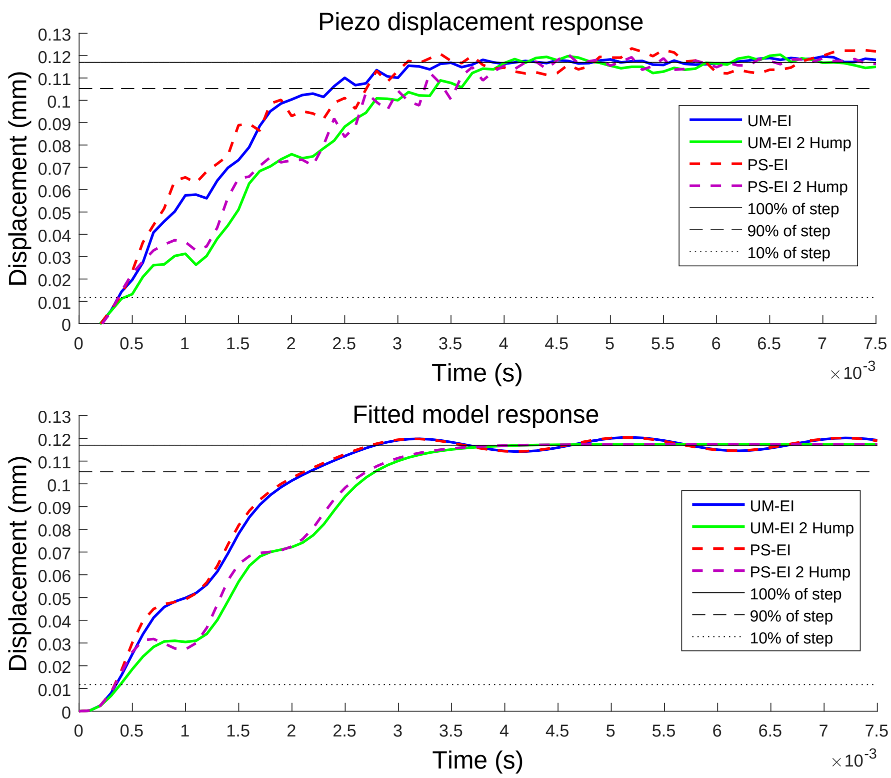


Figura 5.9: Grafico della risposta misurata dell'attuatore piezoelettrico (in alto) e della risposta simulata del modello fitted (in basso) con utilizzo di shaper EI.

In Figura 5.9 sono riportati i risultati della prova con l'utilizzo degli shaper Extra-Insensitive: UM-EI, PS-EI, UM-EI 2 Hump e PS-EI 2 Hump.

In Tabella 5.5 sono riportate le misure dei tempi di salita delle risposte e della stima della percentuale di vibrazione per la prova effettuata.

Anche in questo caso tutti gli shaper EI soddisfano il limite di vibrazione tollerata del 5%.

	Tempo di salita [ms]	**Percentuale di vibrazione**
UM-EI	2.01	1.05%
PS-EI	2.32	1.98%
UM-EI 2 Hump	2.92	2.10%
PS-EI 2 Hump	2.88	1.41%

Tabella 5.5: Dati prova sperimentale con shaper EI.

5.3.5 *Risposta in presenza di errori di modello*

In campo industriale non è sempre possibile identificare uno ad uno i parametri dei componenti che si utilizzano, si vuole qui verificare l'efficacia delle tecniche di Input Shaping nella riduzione delle vibrazione residue in assenza di identificazione dei parametri del sistema. Gli shaper sono dunque progettati, con i soli parametri ricavabili dal datasheet dell'attuatore piezoelettrico e/o da misurazioni precedenti:

- Frequenza naturale $\omega_m = 660$ Hz;
- Coefficiente di smorzameno $\xi = 0.04$.

In Figura 5.10 sono riportati i risultati della prova con l'utilizzo di shaper UM (vincolo sull'ampiezza Unity Magnitude) nei diversi gradi di robustezza: ZV, ZVD, EI.

In Tabella 5.6 sono riportate le misure dei tempi di salita delle risposte e della stima della percentuale di vibrazione per la prova effettuata.

	Tempo di salita [ms]	**Percentuale di vibrazione**
UM-ZV	0.84	19.52%
UM-ZVD	1.26	11.62%
UM-EI	1.35	9.80%
UM-EI 2 Hump	1.70	2.73%

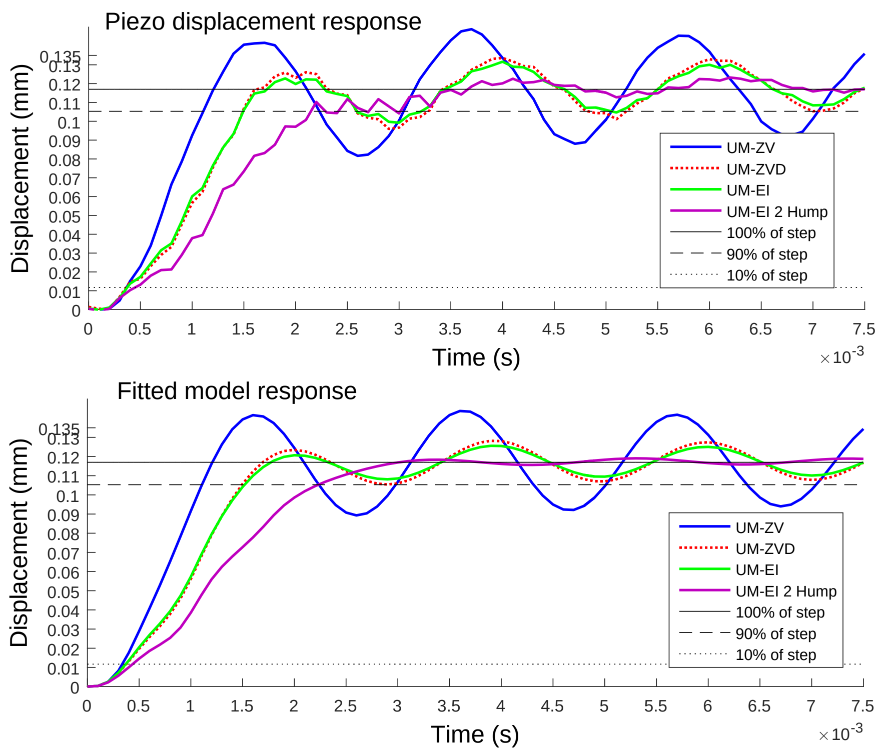


Figura 5.10: Grafico della risposta misurata dell'attuatore piezoelettrico (in alto) e della risposta simulata del modello fitted (in basso) con shaper progettati con il solo utilizzo dei dati forniti dai datasheet.

Tabella 5.6: Dati prova sperimentale con shaper UM progettati con parametri del datasheet.

Dai grafici e dai valori in tabella è facilmente apprezzabile che nonostante gli shaper siano progettati per una frequenza naturale che differisce del 35% (ben oltre la tolleranza del 20% garantita dal costruttore), tramite lo shaper UM-EI 2 Hump si rientra nel limite di 5% di vibrazione tollerata.

A costo dunque di aumentare il tempo di salita del segnale, si è verificato che tramite gli shaper robusti EI 2 Hump si ottiene una riduzione delle vibrazioni residue senza necessità di alcuna procedura di identificazione.

CONCLUSIONI

Nel presente lavoro si è proposto lo studio e la verifica di una soluzione per la riduzione delle vibrazioni residue nel problema di posizionamento point-to-point di un sistema flessibile.

Come soluzione è stata scelta la tecnica feedforward di Input Shaping, di cui è stato svolto uno studio teorico sul principio di funzionamento, sulla formulazione dei vincoli per la progettazione e sulla definizione delle caratteristiche.

Allo scopo di verificarne l'efficacia si è considerato il controllo del posizionamento di un attuatore piezoelettrico bender, il quale è stato descritto nel suo principio di funzionamento e nelle sue caratteristiche costruttive.

Si è svolto poi, uno studio preliminare dell'implementazione della tecnica e di verifica dell'efficacia tramite simulazione. Il sistema definito dall'amplificatore e dall'attuatore piezoelettrico è stato descritto con un modello lineare del secondo ordine e come parametri dei modi oscillatori si sono utilizzati i valori presenti nei datasheet.

La simulazione ha evidenziato la capacità di eliminazione delle vibrazioni residue in tempo minimo per gli shaper Zero Vibration. Ciò è stato permesso grazie la possibilità di progettare gli shaper per la frequenza e lo smorzamento esatti del sistema su cui si è svolta la simulazione. A discapito di ciò, si è verificata la capacità degli shaper Zero Vibration and Derivative ed Extra-Insensitive nella riduzione delle vibrazioni residue in presenza di errori sul modello, secondo diversi gradi di robustezza. In particolare con errori di discordanza tra frequenza naturale del modello a cui gli shaper sono stati progettati, e frequenza effettiva del sistema a cui gli shaper sono applicati. In questo modo è garantita l'applicazione della tecnica per la riduzione delle vibrazioni residue, anche qualora non vi sia una conoscenza accurata del sistema o dei parametri di esso.

Lo studio conclusivo dell'efficacia della soluzione è stato svolto tramite una prova sperimentale. Per una progettazione accurata degli shaper, si è vista la necessita di determinare i parametri effettivi del sistema tramite una procedura di identificazione. I dettagli di tale operazione non sono descritti, in quanto esulano dallo scopo principale del presente lavoro e richiederebbero uno studio esteso per permetterne la comprensione.

Dai risultati della prova è emersa una non perfetta efficacia degli shaper ZV, nonostante l'identificazione dei parametri. Ciò si spiega considerando che gli shaper ZV sono progettati ad hoc per eliminare le vibrazioni dovute ad una risonanza. Il sistema in esame però, può essere solo in prima approssimazione considerato un sistema del secondo ordine. Possiede invece modi a più alta frequenza e non idealità dovute al sistema di generazione e acquisizione dei segnali. Gli shaper robusti quali ZVD ed EI, a costo di un aumento del tempo di salita, si sono invece dimostrati efficaci nella riduzione delle vibrazioni residue portandole ad un livello definito tollerabile.

In applicazioni industriali di grande scala non è però possibile effettuare un'identificazione per ogni componente utilizzato. Si è dunque testata la capacità della tecnica di input shaping nella riduzione delle vibrazioni, tramite la sola conoscenza dei dati forniti nei datasheet. É emerso che gli shaper robusti Extra-Insensitive Two Hump garantiscono la riduzione delle vibrazioni sotto un livello tollerabile, dimostrando che la tecnica è efficace purché si utilizzino input shaper sufficientemente robusti, al costo dunque di aumentare i tempi di salita della risposta.

In conclusione si è dimostrato che senza necessità di un sistema di sensori e di una precisa descrizione analitica del sistema, come accade per le tecniche in catena chiusa, tramite l'uso di tecniche di feedforward è possibile determinare un'efficace soluzione al problema point-to-point di un sistema con risonanza. In particolare, in questo lavoro sì è dimostrata l'efficacia della tecnica di Input Shaping nella riduzione delle vibrazioni residue nel controllo di posizionamento point-to-point di un attuatore piezoelettrico.

BIBLIOGRAFIA

[1] Ieee standard on piezoelectricity. *ANSI/IEEE Std 176-1987*, 1988. doi: 10.1109/IEEESTD.1988.79638.

[2] DM Aspinwall. Acceleration profiles for minimizing residual response. *Journal of Dynamic Systems, Measurement, and Control*, 102(1):3–6, 1980.

[3] R.G. Ballas. *Piezoelectric Multilayer Beam Bending Actuators: Static and Dynamic Behavior and Aspects of Sensor Integration*. Microtechnology and MEMS. Springer Berlin Heidelberg, 2007. ISBN 9783540326427. URL `https://books.google.it/books?id=6kYK0DNW5hMC`.

[4] SP Bhat, M Tanaka, and DK Miu. Experiments on point-to-point position control of a flexible beam using laplace transform technique: Part i - open-loop. *Journal of dynamic systems, measurement, and control*, 113(3):432–437, 1991.

[5] Sudarshan P Bhat and Denny K Miu. Precise point-to-point positioning control of flexible structures. *Journal of Dynamic Systems, Measurement, and Control*, 112(4):667–674, 1990.

[6] Sudarshan P Bhat and Denny K Miu. Solutions to point-to-point control problems using laplace transform technique. *Journal of dynamic systems, measurement, and control*, 113(3):425–431, 1991.

[7] Robert H Cannon and Eric Schmitz. Initial experiments on the end-point control of a flexible one-link robot. *The International Journal of Robotics Research*, 3(3):62–75, 1984.

[8] PI Ceramic GmbH. Piezoelectric ceramic products - fundamentals, characteristics and applications, February 2014.

[9] PI Ceramic GmbH. Piezo technology. `http://www.piceramic.com/`, 2015.

[10] Paul T Kotnik, Stephen Yurkovich, and Ümit Özgüner. Acceleration feedback for control of a flexible manipulator arm. *Journal of Robotic Systems*, 5(3):181–196, 1988.

[11] Timo Laakso, Vesa Valimaki, Markus Karjalainen, Unto K Laine, et al. Splitting the unit delay [fir/all pass filters design]. *Signal Processing Magazine, IEEE*, 13(1):30–60, 1996.

[12] Mark A Lau and Lucy Y Pao. Input shaping and time-optimal control of flexible structures. *Automatica*, 39(5):893–900, 2003.

[13] L. Ljung. *System Identification: Theory for the User*. Prentice-Hall information and system sciences series. Prentice Hall PTR, 1999. ISBN 9780136566953. URL `https://books.google.it/books?id=nHFoQgAACAAJ`.

[14] Peter H Meckl and Warren P Seering. Minimizing residual vibration for point-to-point motion. *Journal of Vibration and Acoustics*, 107(4):378–382, 1985.

[15] Denny K Miu. *Mechatronics: electromechanics and contromechanics*. Springer Science & Business Media, 1993.

[16] Neil C Singer. Residual vibration reduction in computer controlled machines. 1989.

[17] Neil C Singer and Warren P Seering. Preshaping command inputs to reduce system vibration. *Journal of Dynamic Systems, Measurement, and Control*, 112(1):76–82, 1990.

[18] Tarunraj Singh and SR Vadali. Robust time-delay control. *Journal of dynamic systems, measurement, and control*, 115(2A):303–306, 1993.

[19] W Singhose, Neil C Singer, and Warren P Seering. Design and implementation of time-optimal negative input shapers. In *Proceedings of the 1994 International Mechanical Engineering Congress and Exposition*, pages 151–157. Citeseer, 1994.

[20] WE Singhose, WP Seering, and Neil C Singer. Time-optimal negative input shapers. *Journal of Dynamic Systems, Measurement, and Control*, 119(2):198–205, 1997.

[21] William E Singhose, Warren P Seering, and Neil C Singer. Shaping inputs to reduce vibration: a vector diagram approach. In *Robotics and Automation, 1990. Proceedings., 1990 IEEE International Conference on*, pages 922–927. IEEE, 1990.

[22] William E Singhose, Lisa J Porter, Neil C Singer, et al. Vibration reduction using multi-hump extra-insensitive input shapers. In *Proceedings of the American Control Conference*, volume 5, pages 3830–3830. Citeseer, 1995.

[23] William E Singhose, Warren P Seering, and Neil C Singer. Input shaping for vibration reduction with specified insensitivity to modeling errors. *Japan-USA Sym. on Flexible Automation*, 1:307–13, 1996.

[24] Otto JM Smith. Posicast control of damped oscillatory systems. *Proceedings of the IRE*, 45(9):1249–1255, 1957.