

UNIVERSITÀ DEGLI STUDI DI PADOVA

FACOLTÀ DI INGEGNERIA
CORSO DI LAUREA MAGISTRALE IN INGEGNERIA DELL'AUTOMAZIONE

TESI DI LAUREA MAGISTRALE

Dimensionamento e controllo di un
amplificatore ad ultrasuoni per dispositivi
piezoelettrici

Relatore: Ch.mo Prof. Alessandro Sona

Correlatore: Ch.mo Prof. Alberto Trevisani

Laureando: Giuseppe Gottardo
621855-IAM

ANNO ACCADEMICO: 2011-12

ABSTRACT

This thesis deals with the project of the control of amplifier for ultrasonic welding devices. Despite of other ways of welding (hotplate welding, friction stir welding, plasma welding, electric welding) ultrasonic welding is clean, reliable, consistent and affordable process. It needs no pre-weld or post-weld operations, it uses no consumables of any nature, it is user and environment friendly and it is rapid, repeatable process. Invariably, ultrasonic assembly weld times are less than one second, far less than moulding times. Moreover the consumption of energy is perhaps the lowest by any other process.

The power delivered to welder has to be treated very carefully and the project of ultrasonic generator is strictly connected with the mechanical configuration of welder. Ultrasonic generator must stress only the resonance frequency of piezoelectric transducer that is the first electromechanical component that converts electrical energy to mechanical one. Ultrasonic transducer has to be connected to generator in order to receive the maximum power generated. A number of different matching circuits that allow the maximum efficiency coupling are studied. One of this, "L" matching circuit, is the best solution for ultrasonic welders. This thesis collects a number of measures taken of ultrasonic welder machine available at DTG (Department of Management and Engineering) of University of Padova. These measures are useful to understand how the generator works and the general control scheme for ultrasonic welders. Usually we have to keep systems far from resonance point: this control must maintain the mechanics system in resonance to maximize the electromechanical power conversion from piezoelectric transducer to welding point. This can be possible with PLL control and maximum seeking control algorithms. Assuming that the transducer can be modeled with BVD electrical scheme, a Simulink scheme of ultrasonic generator and PLL control is developed and compared with measures of prototype in use.

The fundamental result is the possibility to use "L" matching to maximize power delivered to the piezoelectric transducer at resonance frequency. PLL control is investigated and Extremum seeking control theory is introduced to optimize results.

"Il nostro progresso non consiste nel presumere di essere arrivati, ma nel tendere continuamente alla meta".

San Bernardo

RINGRAZIAMENTI

Alla mia famiglia, ai miei amici, alla mia Compagnia.

Ringrazio di cuore i colleghi (e amici) automatici che mi hanno sostenuto in questi anni in particolare Claudia, Andrea e Dario.

Un ringraziamento particolare ai Professori Alessandro Sona e Alberto Trevisani che hanno permesso la riuscita e l'originalità di questo lavoro.

INDICE

Introduzione	1
1 LA SALDATURA AD ULTRASUONI	5
1.1 Introduzione	5
1.1.1 Cenni Storici	5
1.1.2 Motivazioni sull'uso della saldatura ad ultrasuoni	6
1.1.3 Aree di applicazione e tipi di prodotto	8
1.2 Funzionamento	10
1.2.1 Principi base	10
1.2.2 Elementi principali del sistema	12
1.2.3 Trasmissione dell'oscillazione e meccanica delle vibrazioni	17
2 IL TRASDUTTORE PIEZOELETTRICO	21
2.1 Introduzione	21
2.2 La piezoelettricità	21
2.3 Il trasduttore piezoelettrico nelle saldatrici ad ultrasuoni	24
2.3.1 Le ceramiche PZT	24
2.3.2 Backing e matching mass	26
2.3.3 La vite di prestress	28
2.4 Il modello meccanico	28
2.5 Il modello elettrico	30
2.5.1 L'impedenza del trasduttore piezoelettrico	34
2.6 La frequenza di utilizzo	37
2.6.1 Approssimazione	37
3 IL MATCHING DEL TRASDUTTORE	41
3.1 Introduzione	41
3.2 Adattamento e massimo trasferimento di potenza	41
3.2.1 Adattamento di uniformità	42
3.2.2 Adattamento energetico	42
3.3 Il matching	43
3.3.1 Parallel compensating inductor	44
3.3.2 Serial compensating inductor	47
3.3.3 "L" matching	48
3.3.4 Transformer matching	50
3.4 Tecnica di matching utilizzata	52
3.5 Progettazione "L" matching	53
3.5.1 Calcolo delle soluzioni	54
3.5.2 Scelta della soluzione	55
3.5.3 Analisi del risultato	57
4 SISTEMA E CONTROLLO	59
4.1 Introduzione	59

4.2	Il generatore ad ultrasuoni	61
4.3	Sezione di controllo	64
4.3.1	Phase frequency detector	65
4.3.2	VCO e Half bridge	66
4.3.3	Misura dei riferimenti	67
4.4	Misure	68
4.4.1	Misure a vuoto elettrico	68
4.4.2	Misure a vuoto meccanico	70
4.5	Simulazioni	81
4.5.1	Costruzione del modello	81
4.5.2	Risultati	86
4.6	Osservazioni	91
5	RESONANCE SEEKING CONTROL	93
5.1	Introduzione	93
5.2	Controllo per la ricerca della risonanza	93
5.3	Analisi del sistema	95
5.4	Osservazioni	98
	Conclusioni	99
	APPENDIX	103
A	APPENDICE	105
A.1	Datasheet	105
A.2	Listati di codice	107
	ELENCO DELLE FIGURE	109
	ELENCO DELLE TABELLE	113
	BIBLIOGRAFIA	115

INTRODUZIONE

PROBLEMA CONSIDERATO

Si chiama ultrasuono l'energia generata dalle onde acustiche che viaggiano attraverso solidi o liquidi a 20 kHz o più. La più bassa frequenza ultrasonica (20 kHz) è scelta in modo che le vibrazioni non siano udibili da orecchio umano e la più alta (dell'ordine dei giga-Hertz) è limitata dalle modalità con cui si generano questo tipo di onde.

Gli ultrasuoni a frequenze vicine ai 100 kHz vengono utilizzati nelle applicazioni dove la propagazione delle onde acustiche non ha effetti significativi sull'oggetto a cui è applicata, tra queste sono incluse anche molte applicazioni di diagnostica medica e test non invasivi. La potenza di questi test è infatti relativamente bassa con intensità appartenenti ad un range tra 0.1 e 0.5 W/cm².

Gli ultrasuoni tra 20 e 100 kHz sono utilizzati nei processi industriali che richiedono grandi quantità di energia e vengono chiamate "applicazioni ad alta potenza": la saldatura ad ultrasuoni è una di queste applicazioni. L'intensità di energia che interviene in questo tipo di processi è dell'ordine dei 10 W/cm². In queste applicazioni l'energia richiesta è trasmessa al materiale che deve essere lavorato attraverso una o più componenti avvitate ad un trasduttore piezoelettrico che converte l'energia elettrica in energia meccanica. Le ampiezze delle vibrazioni coinvolte in queste applicazioni possono variare tipicamente tra 5 e 100 μm. Le parti di queste macchine saldatrici sono progettate per avere un particolare modo vibratorio, solitamente longitudinale, alla frequenza di sollecitazione scelta. Le forme di questi apparecchi sono molto varie e dipendono dalle varie applicazioni e dall'oggetto su cui si vuole ottenere la saldatura.

Già dagli anni '60 le applicazioni ad alta potenza degli ultrasuoni hanno avuto successo nella saldatura e nella stampa di plastiche e metalli, oltre che nella pulitura e nel taglio di superfici, rimpiazzando in molti casi metodi esistenti dispendiosi e poco precisi. Al giorno d'oggi le applicazioni di potenza attraverso gli ultrasuoni si dividono in:

- *saldatura ad ultrasuoni di plastiche*: utilizza solitamente vibrazioni in un range tra 20 e i 40 kHz ed è veloce, pulita, efficiente, ripetibile e poco dispendiosa in termini di energia.
- *saldatura ad ultrasuoni di metalli*: permette di saldare tra loro anche materiali diversi come alluminio e ceramica.
- *taglio ad ultrasuoni di prodotti alimentari*: in questo caso le vibrazioni vengono concentrate su una lama permettendo un taglio

senza frizioni che non deformi o rovini il materiale da tagliare. Non ha bisogno di preriscaldamento o preraffreddamento del materiale prima del taglio. Si ottiene un taglio netto che non produce residui aggiuntivi non recuperabili, inoltre è molto veloce anche nei casi di grandi superfici.

Questi processi rimangono tuttavia poco conosciuti: il motivo risiede nel fatto che tutt'ora il progetto di queste macchine è basato su un approccio molto empirico e c'è un'evidente mancanza di standardizzazione di un metodo scientifico che porti alla comprensione esatta dei fenomeni complessi (lineari e non lineari) che avvengono in questi sistemi vibranti. Le difficoltà che si possono incontrare nella progettazione di queste macchine non sono solo dovute al progetto fisico dei giunti meccanici che trasportano la vibrazione. A monte del sistema c'è un trasduttore piezoelettrico alimentato da un generatore a potenza e frequenza controllate: anche questo sistema elettrico che alimenta il trasduttore deve essere progettato ad-hoc avendo piena conoscenza dei fenomeni interagenti nella parte meccanica.

LETTERATURA DI RIFERIMENTO

Nell'ultimo decennio la tecnica della saldatura ad ultrasuoni ha acquisito maggior rilevanza soprattutto per le sue qualità legate al minimo dispendio di energia e facilità di inserimento nelle catene automatizzate. L'attualità dei problemi legati alla progettazione delle macchine ad ultrasuoni è testimoniata dalla continua crescita negli ultimi anni delle pubblicazioni a riguardo con approfondimenti che spaziano sia nel campo meccanico che in quello elettronico.

A. Abdullah, M. Shanini e A. Pak [1] in un articolo del 2008 riportano un'analisi accurata della costruzione della parte meccanica e delle vibrazioni coinvolte con criteri per il dimensionamento anche attraverso l'analisi FEM. S. Wang e M. Tsai [2] hanno studiato recentemente un possibile modello massa-molla-smorzatore che descrive il sistema complessivo e un'identificazione dei parametri di quest'ultimo a partire dalle misure su un generico prototipo.

A. Arnau, T. Sogorb, e Y. Jiménez [3] nel 2001 hanno realizzato un circuito che mantiene monitorata la posizione della frequenza di risonanza di un trasduttore piezoelettrico e permette l'identificazione dei parametri del circuito equivalente. Quest'ultimo è il circuito equivalente con cui viene rappresentato il trasduttore piezoelettrico: K. S. Van Dyke [4] nel 1925 propose per primo un modello elettrico semplificato per studiare il comportamento dei trasduttori piezoelettrici attorno alla frequenza di risonanza. Questo modello è utilizzato nella stragrande maggioranza dei casi, esistono tuttavia altri modelli equivalenti trattati recentemente [5].

Il trasduttore piezoelettrico è chiamato in letteratura trasduttore di Langevin, dal nome dell'inventore Paul Langevin che nel 1915 stu-

diò i primi attuatori ad ultrasuoni utilizzati nei sonar dei sottomarini durante la prima guerra mondiale.

Il generatore ad ultrasuoni ha lo scopo di alimentare il trasduttore piezoelettrico ad una frequenza di risonanza precisa. L. Svilainis e V. Dumbrava [6, 7] hanno approfondito il problema del collegamento tra generatore e trasduttore attraverso un *matching* d'impedenza che massimizza la potenza trasferita. Il generatore a monte di tutto il sistema può essere costruito facendo uso di differenti configurazioni, solitamente quella più utilizzata è un *inverter* a mezzo ponte che genera un'onda quadra a frequenza controllata. In [8, 9, 10, 11, 12] si possono trovare differenti strategie di realizzazione di questi circuiti di potenza.

In tutti i generatori si utilizza un controllo per fare in modo che il trasduttore venga alimentato con una sinusoide esattamente alla sua frequenza di risonanza. Questo problema è stato trattato in [13, 8, 14, 15, 16, 17, 18] attraverso diverse realizzazioni di comparatori di fase e alcune implementazioni di filtri per la misura di corrente e tensione che alimentano il trasduttore.

SCOPO DEL LAVORO

Questo lavoro si propone di approfondire la conoscenza dei generatori ad ultrasuoni che alimentano i trasduttori piezoelettrici per la saldatura ad ultrasuoni di materie plastiche e metalli. Il progetto del generatore è strettamente dipendente dalla conoscenza dei fenomeni di meccanica delle vibrazioni presenti nel sistema saldatore. A questo proposito si mettono in luce pregi e difetti di alcuni controlli presenti in letteratura attraverso alcune simulazioni in Matlab e Simulink e si propongono alcune soluzioni basate sulla teoria del controllo robusto per l'ottimizzazione delle prestazioni degli stessi.

RIASSUNTO DEL CONTENUTO

Nel capitolo 1 si introduce la saldatura ad ultrasuoni e i principi di funzionamento sui quali si basa questo processo. Dopo una breve introduzione storica si sottolineano le applicazioni principali della saldatura ad ultrasuoni. Inoltre si introducono delle nozioni di meccanica delle vibrazioni indispensabili per comprendere a pieno il funzionamento di questo processo.

Il capitolo 2 è dedicato al cuore del saldatore ad ultrasuoni: il trasduttore piezoelettrico. Si descrive la costruzione, alcuni criteri progettuali e il funzionamento. Si introduce qui anche il modello BVD (Butterworth Van Dyke).

Nel capitolo 3 si studia un metodo per calcolare il matching elettrico tra generatore ad ultrasuoni e carico cioè trasduttore. Si riporta qui anche un esempio.

Nel capitolo 4 si riportano i risultati dei test e delle misure effettuati sul prototipo disponibile al DTG (Dipartimento di Tecnica e Gestione dei Sistemi Industriali). Si elabora quindi un'ipotesi di controllo applicato al generatore ad ultrasuoni e si studia quest'ultimo attraverso delle simulazioni in Matlab e Simulink.

Nel capitolo 5 si tratta la teoria del *Extremum seeking control* come possibile ipotesi di correzione e miglioramento del controllo trattato nel capitolo precedente.

LA SALDATURA AD ULTRASUONI

1.1 INTRODUZIONE

1.1.1 Cenni Storici

Il processo di saldatura viene utilizzato da molte migliaia di anni. Tuttavia, negli ultimi 50 anni, ci sono stati innumerevoli progressi e sviluppi. Tutt'oggi infatti il processo di saldatura ha raggiunto alti livelli di automazione e allo stesso tempo è diventato più produttivo e sicuro rispetto al passato.

Intorno agli anni '50 la tecnica più utilizzata era la saldatura a resistenza (Figura 1.1a). Quest'ultima è effettuata per mezzo di una pinza costituita da due elettrodi, con i quali si serrano le lamiere da saldare, e attraverso i quali si ha il passaggio di corrente. Il conseguente riscaldamento delle lamiere crea una zona di fusione che corrisponde al punto di saldatura. Sono state sviluppate in quegli anni anche tecniche di saldatura attraverso gas, archi elettrici e al plasma (Figura 1.1b).

A partire dagli anni '50, seguendo la richiesta crescente di nuove tecniche soprattutto da parte dell'industria aerospaziale, si cominciarono a studiare nuovi metodi di saldatura con lo scopo di unire tra loro materiali sempre più fini.

Nel novembre del 1960, la rivista *Assembly* [19] pubblicò un articolo che trattava di una nuova tecnica chiamata *ultrasonic welding*, saldatura ad ultrasuoni (Figura 1.1d). Sebbene la tecnologia degli ultrasuoni fosse nata già negli anni '40, fu rilasciato il brevetto nel 1960 alla *Aeroprojects Inc.* (West Chester, Pennsylvania, USA) che più tardi prese il nome *Sonobond Ultrasonics*. Il primo utilizzo di questa tecnica era applicato all'unione di cavi elettrici sottili nell'industria elettronica in crescita in quegli anni. Nel 1965, Robert Soloff, fondatore della *Sonics & Materials Inc.* (Newtown, CT), brevettò il metodo di saldatura per materie plastiche rigide.

Dopo il 1950 si cominciò sempre più ad impiegare la robotica nei processi di saldatura, aumentando la sicurezza del lavoro e diminuendo i tempi ciclo di produzione (per esempio attraverso l'impiego contemporaneo di più robot saldatori sullo stesso oggetto). In questi anni cominciò ad essere sperimentato anche il laser ed il suo utilizzo per la saldatura.

Altri metodi di saldatura cresciuti negli ultimi 50 anni sono l'*hot-plate welding* e il *friction stir welding* (Figura 1.1c). Il primo viene utilizzato per molti materiali soprattutto se si richiede una saldatura rigida

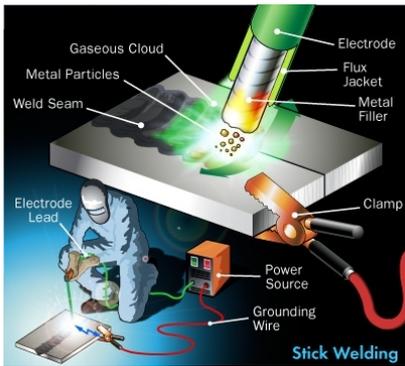
ed ermetica: le due parti da unire vengono poste in vicinanza con una superficie molto calda e successivamente unite rapidamente tra loro e lasciate solidificare sotto pressione. Il secondo è una tecnica di saldatura che consiste nell'imprimere ad uno dei due pezzi da saldare una determinata velocità di rotazione e poi premere l'elemento in rotazione contro l'altro: l'energia cinetica, dissipata per attrito, fornisce il calore necessario per la saldatura.

1.1.2 *Motivazioni sull'uso della saldatura ad ultrasuoni*

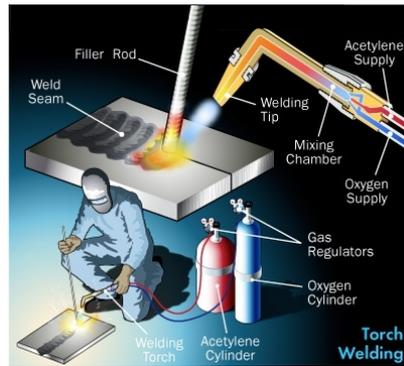
Si elencano di seguito i vantaggi che hanno permesso alla saldatura ad ultrasuoni di divenire un metodo vincente e in continua crescita negli ultimi anni:

- È una tecnica di saldatura pulita, affidabile e applicabile a molti processi produttivi;
- non utilizza materiali aggiuntivi per l'unione dei pezzi, è sicura sia per gli operatori che per l'ambiente;
- è caratterizzata da un tempo ciclo che può arrivare sotto il secondo facendo di essa una tecnica molto utilizzata nelle catene industriali di assemblaggio;
- elimina qualsiasi componente soggettiva proveniente dall'operatore assicurando una qualità del prodotto maggiore e invariante nel tempo;
- per il suo funzionamento non ha bisogno di molta energia;
- il set-up della macchina saldatrice è molto semplice e una volta impostato è affidabile per tempi molto lunghi. Questo tipo di saldatura infatti produce poca usura delle parti meccaniche e non produce residui permettendo un mantenimento complessivo della macchina più lungo degli altri tipi di saldature.
- i materiali sensibili al calore possono essere assemblati senza il rischio di essere rovinati in quanto la saldatura ad ultrasuoni produce un surriscaldamento minimo locale confinato al punto di saldatura.

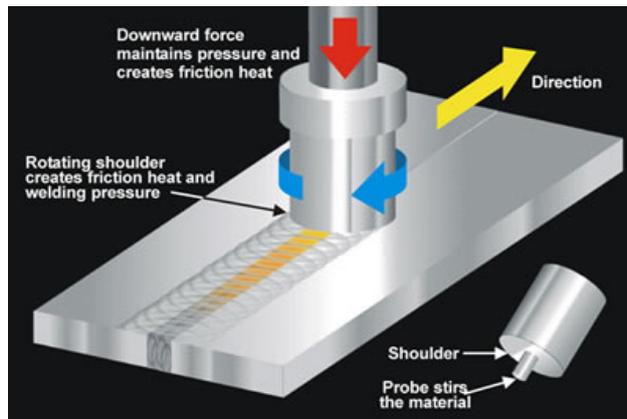
La saldatura ad ultrasuoni sta avendo un grande successo nella saldatura di materiali plastici. Quest'ultimo successo e i vantaggi elencati precedentemente sono stati possibili attraverso una ricerca sempre più accurata dei materiali utilizzati, del progetto delle macchine e degli strumenti utilizzati. Si può affermare che il punto vincente della saldatura ad ultrasuoni risiede nel progetto preliminare dell'apparato di saldatura e nella comprensione esatta dei fenomeni ultrasonici ad esso connessi.



(a) Saldatura ad arco elettrico.



(b) Saldatura a gas.



(c) Saldatura per frizione.



(d) Saldatura ad ultrasuoni.

Figura 1.1: Alcuni tipi di saldature.

1.1.3 Aree di applicazione e tipi di prodotto

La saldatura ad ultrasuoni può essere utilizzata tra materie plastiche, ma anche per unire a queste metallo, carta, o altri materiali. Il vantaggio più grande di questo tipo di saldatura è proprio la possibilità di saldare diversi tipi di materiale tra loro. Inoltre può essere utilizzata in modo intermittente o continuo rendendola flessibile alla produzione di molti tipi di prodotti di cui si fa un elenco di seguito:

- *automotive*: cruscotti, fissaggio delle portiere, rivestimento interno ed esterno, fari e lampade interne, filtri per il carburante, filtri per l'aria, galleggianti per il serbatoio, scatole di contenimento dei fluidi per i freni, valvole, sensori.
- *elettrodomestici*: frigoriferi, lavastoviglie, lavatrici.
- *elettronica*: interruttori, relays, bottoni, cavi, unione di dischi piezoelettrici, connettori, produzione PCB, accessori audio e video.
- *telecomunicazioni*: telefoni, cellulari, schermi.
- *applicazioni domestiche*: frullatori, vaporizzatori, pulitori a vuoto.
- *prodotti per l'ufficio*: cartelle plastiche, floppy, cartucce per stampanti.
- *medicale*: mascherine anti-polvere, indumenti per la chirurgia, pannolini, filtri per il sangue, siringhe, filtri arteriosi.
- *tessile*: taglio di lembi di tessuto, unione del velcro.
- *packaging*: cartoni del latte o succhi, confezionamento dei prodotti farmaceutici, tubetti del dentifricio.



Figura 1.2: Esempio di utilizzo degli ultrasuoni per saldatura di carta o simili.



Figura 1.3: Esempio di utilizzo degli ultrasuoni per la chiusura ermetica di contenitori medicali.



Figura 1.4: Esempio di utilizzo degli ultrasuoni per il packaging alimentare nelle catene automatizzate.



Figura 1.5: Esempio di utilizzo degli ultrasuoni per il packaging alimentare: il surriscaldamento è molto localizzato e non si ha danneggiamento dei cibi.



Figura 1.6: Esempio di utilizzo degli ultrasuoni per il taglio dei cibi.

1.2 FUNZIONAMENTO

1.2.1 *Principi base*

Le onde sonore sono una forma di energia meccanica e si propagano come onde longitudinali attraverso un materiale. La saldatura ad ultrasuoni si basa sulla **conversione di energia elettrica in calore attraverso vibrazioni meccaniche ad alta frequenza** (si veda Figura 1.7). In questa trattazione ci si concentra sullo studio dei saldatori ad ultrasuoni per materie plastiche dove con ultrasuoni si intendono vibrazioni con frequenze superiori ai 18 kHz.

Applicando queste vibrazioni perpendicolarmente alle superfici da saldare si genera un surriscaldamento locale dovuto all'attrito molecolare tra le facce da unire. All'aumentare del calore i polimeri delle due facce si intrecciano risultando uniti quando la vibrazione si spegne. In Figura 1.8 si riporta un'immagine che traccia le fasi appena descritte. Questa tecnica può essere applicata ai polimeri amorfi e semicristallini, ma non ai polimeri termoindurenti.

L'ampiezza delle vibrazioni impresse al giunto saldatore possono avere un range da 5 a 50 μm . Per avere un'idea delle forze in gioco basti pensare che un sistema che opera a frequenza $f = 20 \text{ kHz}$ con spostamenti di ampiezza $A = 50 \mu\text{m}$ ha un'accelerazione che può essere descritta dalla seguente espressione:

$$A\omega^2 \cdot \sin(\omega t), \quad \omega = 2 \cdot \pi \cdot f. \quad (1.1)$$

Dove ω è la frequenza angolare, t il tempo. L'ampiezza complessiva dell'accelerazione $A\omega^2$ risulta pari a 80.000 g ($g = 9.81 \text{ m/s}^2$).

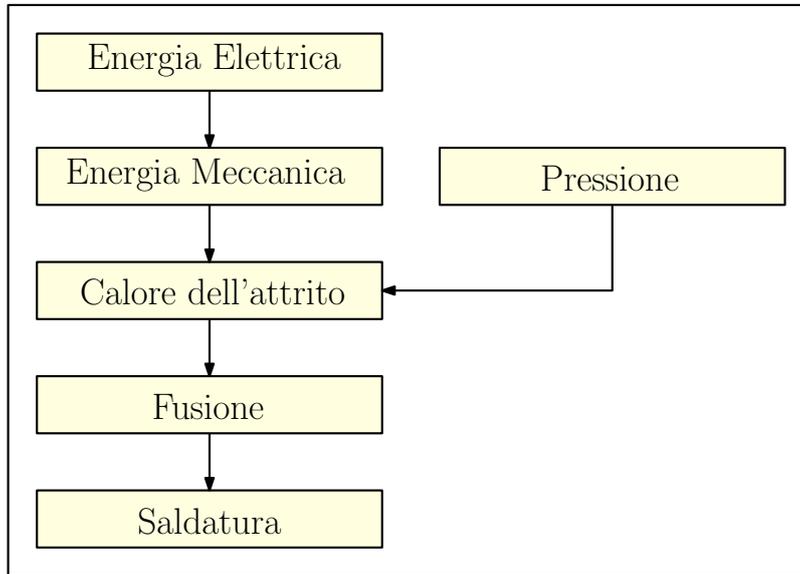


Figura 1.7: Schema concettuale del funzionamento della saldatura ad ultrasuoni.

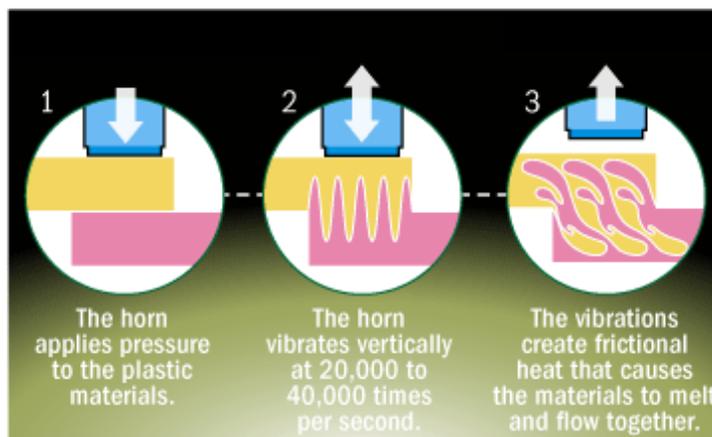


Figura 1.8: Fasi della fusione dei polimeri nella saldatura ad ultrasuoni.

1.2.2 Elementi principali del sistema

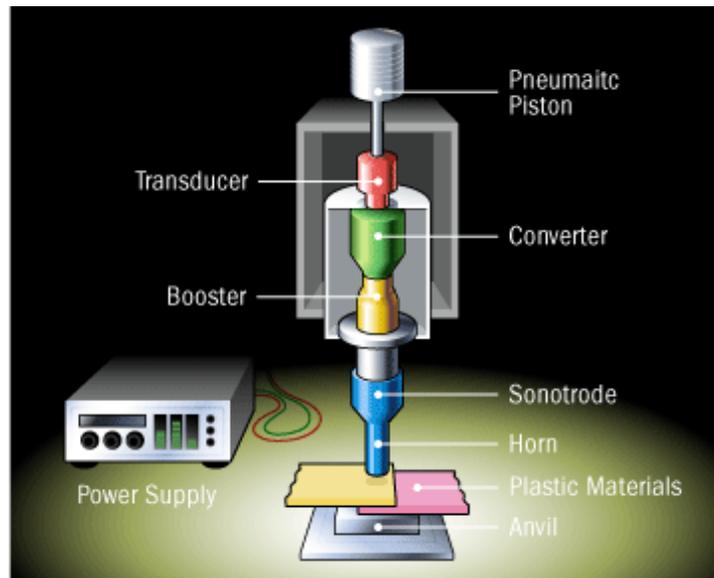


Figura 1.9: Schema delle parti di un saldatore ad ultrasuoni.

Generalmente un saldatore ad ultrasuoni può essere schematizzato come in Figura 1.9 e consta principalmente delle seguenti parti:

- generatore elettrico di potenza (comprensivo di circuiti di protezione e micro-controllori);
- attuatore pneumatico o azionamenti (per avvicinare l'estremità vibrante con l'oggetto da saldare);
- catena di amplificazione della vibrazione comprensiva di convertitore, booster, horn e sonotrodo.

Il generatore elettrico converte la potenza elettrica di rete in potenza utile all'alimentazione del convertitore ad ultrasuoni monitorando in tempo reale i valori di frequenza, tensione, e corrente erogate. Al suo interno infatti viene inserito anche un sistema di controllo che verrà trattato in modo approfondito nei capitoli seguenti. La potenza erogabile dal generatore varia a seconda del tipo e della quantità del materiale da saldare. In commercio esistono prodotti che possono erogare potenze da 1000 W ad oltre 3000 W.

Per far sì che il sistema vibrante si porti in prossimità del giunto da saldare il sistema è movimentato attraverso un sistema pneumatico (Figura 1.10) o attraverso azionamenti elettrici (Figura 1.11) a seconda che la saldatura sia fatta su assi orizzontali o verticali. La battuta del sistema vibrante con il piano dove si ottiene la saldatura del pezzo è ottenuta per mezzo di una pressione aggiuntiva che viene mantenuta durante ogni ciclo di saldatura. Nei sistemi pneumatici questa

viene ottenuta con una spinta aggiuntiva degli stessi mentre nei sistemi movimentati attraverso azionamenti elettrici vengono applicati al sistema degli appositi pistoni ad aria compressa.

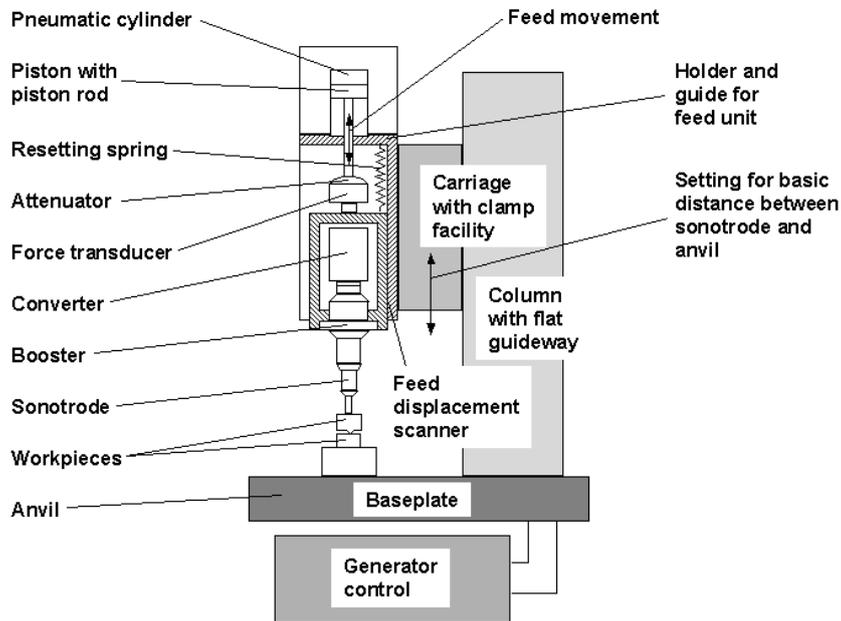


Figura 1.10: Saldatrice ad ultrasuoni pneumatica.

La catena di amplificazione della vibrazione è la parte più importante del sistema in quanto deve essere progettata tenendo conto di vari fenomeni vibratorii che si sviluppano al suo interno. Riferimenti approfonditi per il dimensionamento del sistema si trovano in [1, 20]. Essa comincia dal convertitore o trasduttore piezoelettrico (abbreviato PZT) che trasforma la potenza elettrica in potenza meccanica cioè spostamento e quindi vibrazione. È un sistema molto complesso costruito per operare ad una certa frequenza risonante scelta come frequenza di lavoro per il saldatore e per questo motivo viene descritto esaurientemente nel capitolo 2.

Come da Figura 1.13 fissati al trasduttore attraverso delle viti di serraggio si trovano il *booster* e l'*horn*, quest'ultimo viene chiamato anche *sonotrodo* (letteralmente "ciò che conduce il suono"). Questi dispositivi hanno la funzione di amplificare l'onda generata dal convertitore piezoelettrico e sono costruiti in modo da mantenere la frequenza di risonanza del sistema intero (convertitore, booster, sonotrodo) esattamente coincidente con la frequenza di risonanza alla quale opera il trasduttore piezoelettrico che genera la vibrazione. Infatti sia booster che sonotrodo hanno frequenza di risonanza coincidente con quella del convertitore piezoelettrico. In Figura 1.12 è rappresentata la variazione di ampiezza nei vari punti della catena. Il booster è utilizzato per amplificare l'ampiezza della vibrazione, il sonotrodo ha la stessa funzione ma è costruito con la parte finale più schiacciata in

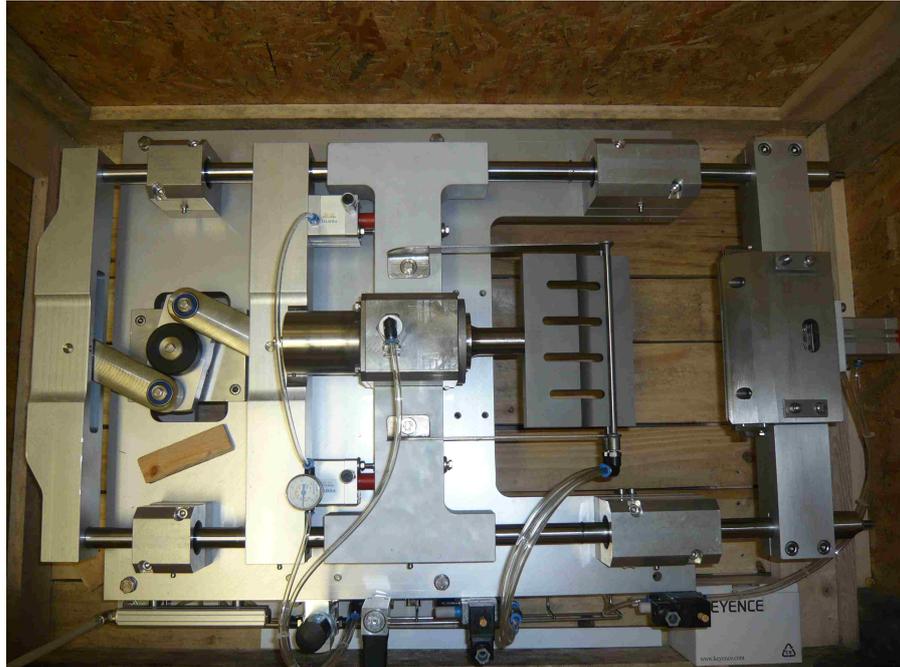


Figura 1.11: Saldatrice ad ultrasuoni con movimentazione orizzontale tramite azionamenti elettrici, la pressione del sonotrodo in battuta viene regolata dalle pompe idrauliche ad aria compressa. Nel caso in figura l'aria compressa viene anche utilizzata per il raffreddamento del convertitore piezoelettrico e della punta del sonotrodo. Prototipo a disposizione presso il Dipartimento di Tecnica Gestione dei Sistemi Industriali (DTG) di Vicenza.

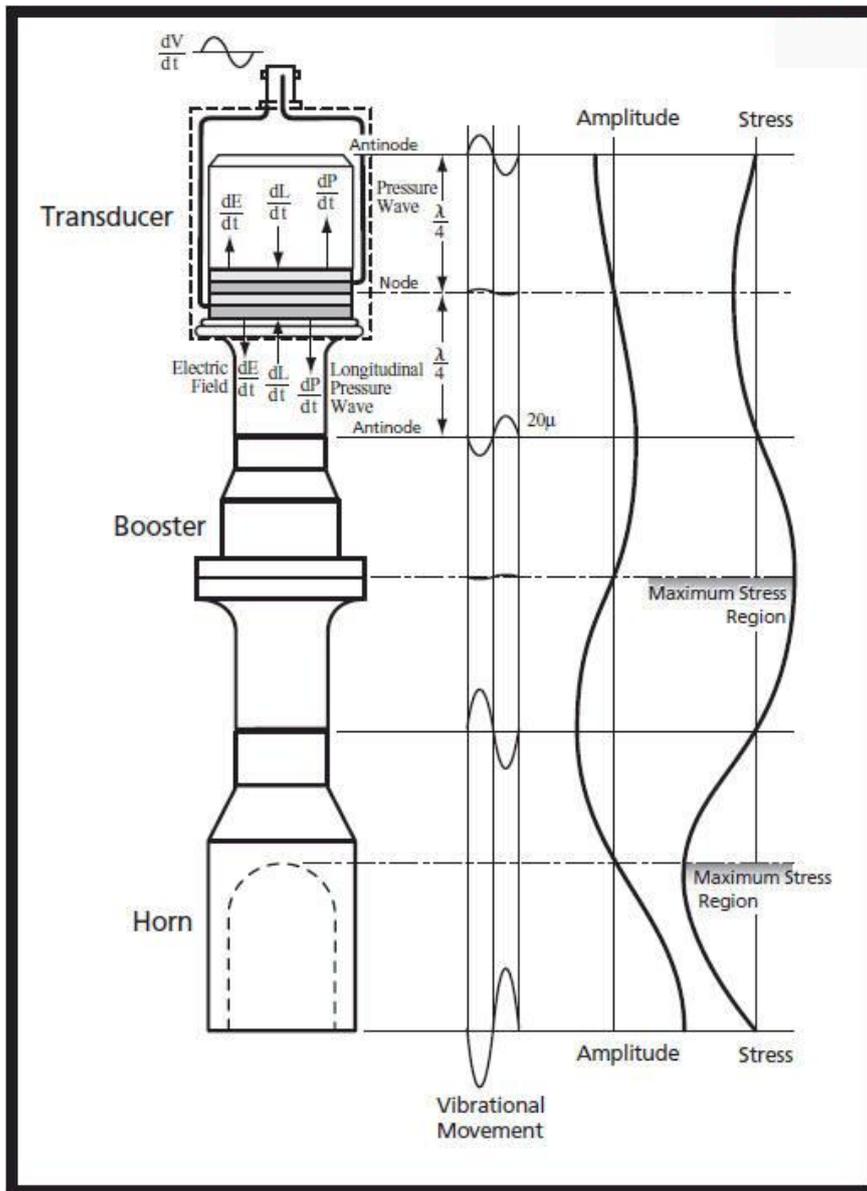


Figura 1.12: Catena di amplificazione della vibrazione: la vibrazione prodotta dal trasduttore (in figura di ampiezza $20\mu\text{m}$) viene trasmessa al booster che l'amplifica ulteriormente e la trasmette all'horn. Si riporta anche l'andamento dello stress lungo la catena: si ha maggiore stress intorno ai punti nodali della catena presenti in trasduttore, booster e horn.

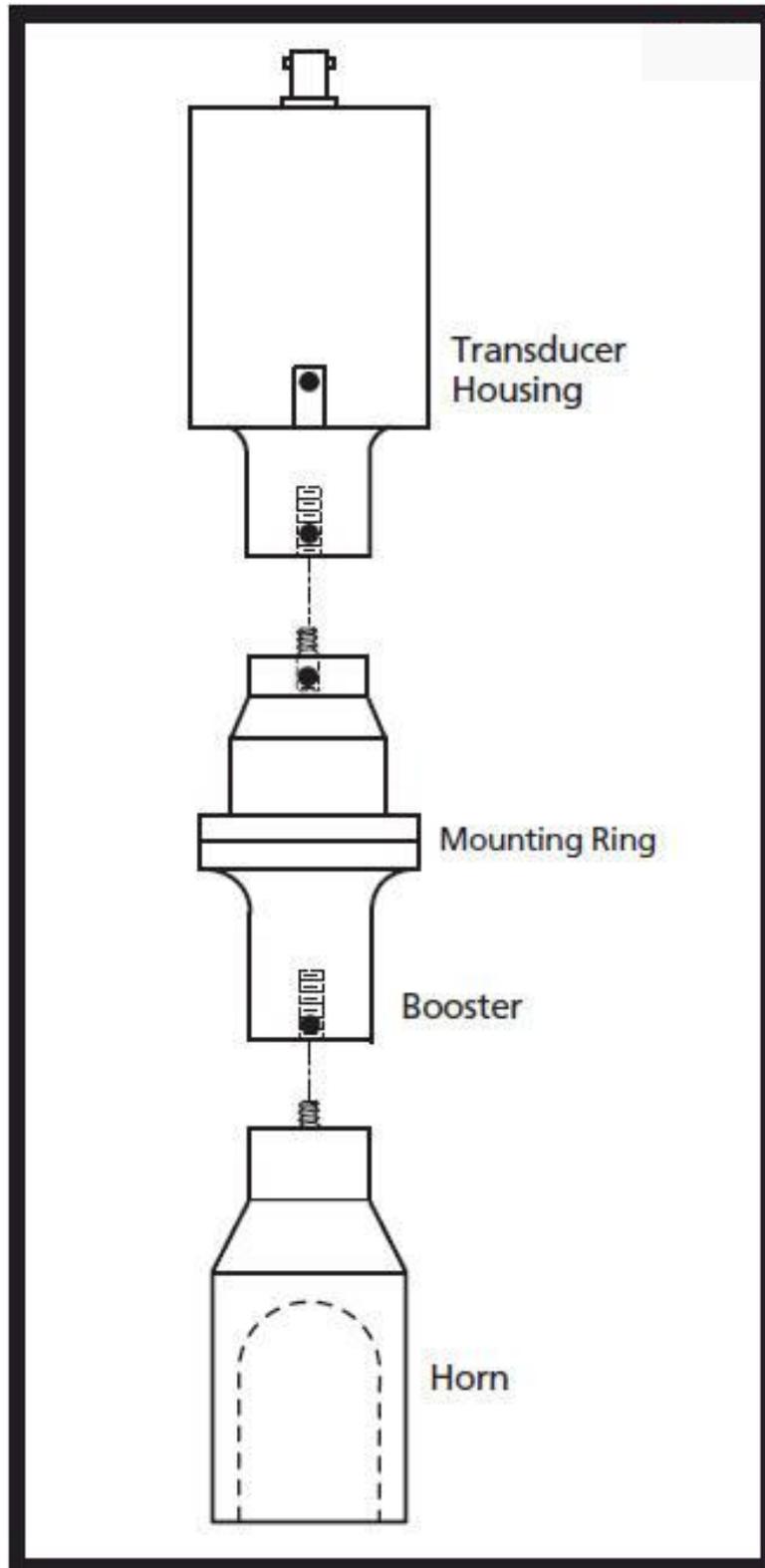


Figura 1.13: Connessione dei vari componenti della catena attraverso viti di serraggio.

modo da concentrare la vibrazione sulla parte finale vibrante che va direttamente a contatto con il materiale da saldare. Sia booster che sonotrodo sono costruiti in titanio o alluminio in quanto questi materiali sono molto resistenti e permettono una propagazione efficiente dell'onda acustica.

Il sonotrodo, costruito anch'esso interamente in titanio, può avere dimensioni e forme che variano a seconda della superficie da saldare e del tipo di saldatura da ottenere. Può essere principalmente di due tipi: circolare o rettangolare (in Figura 1.14 sono riportati entrambi). Normalmente i sonotrodi più lunghi di 75 mm vengono costruiti con delle fessure longitudinali parallele al moto dell'onda acustica che vengono chiamati *slot* (cave). Gli *slot* sono necessari per limitare le vibrazioni alla sola direzione longitudinale utilizzata per la saldatura e disaccoppiare eventuali altri modi vibratorii trasversali o diagonali che ridurrebbero l'efficienza complessiva del sistema dissipando energia meccanica. Per questo motivo lo spessore laterale del sonotrodo non supera mai l'1/3 della lunghezza d'onda della vibrazione così da evitare l'influenza di modi vibratorii indesiderati.



Figura 1.14: Alcuni tipi di sonotrodi.

1.2.3 *Trasmissione dell'oscillazione e meccanica delle vibrazioni*

In questa sezione si accennano alcuni aspetti legati alla meccanica delle vibrazioni che stanno alla base del progetto di un saldatore ad ultrasuoni.

Come già accennato il sistema vibrante del saldatore ad ultrasuoni in Figura 1.12 è sollecitato dal trasduttore piezoelettrico ad una certa frequenza f_{ris} . Questa frequenza è scelta esattamente coincidente

con la frequenza di risonanza del sistema intero formato da trasduttore, booster e sonotrodo. Questa scelta è necessaria in quanto permette l'amplificazione della vibrazione che si origina nel trasduttore: quest'ultimo produce un'onda acustica di ampiezza intorno ai $10\ \mu\text{m}$, essa attraversa booster e sonotrodo e viene amplificata a seconda del loro guadagno, arrivando all'estremità del sonotrodo dove si possono misurare oscillazioni che arrivano a più di $50\ \mu\text{m}$ di ampiezza. In Figura 1.12 è rappresentata l'ampiezza di vibrazione in ogni punto della catena.

Sia sonotrodo che booster quando vibrano longitudinalmente possono essere paragonati in modo semplificato a due molle. Quando si contrae una molla entrambi i lati si muovono accorciando la lunghezza complessiva; quando la molla è soggetta a tensione invece entrambe le estremità si allontanano aumentando la sua lunghezza. Questo fenomeno accade anche in booster e sonotrodo: ognuno di essi quando vibra si contrae e si espande, c'è tuttavia un punto sia nel booster che nel sonotrodo che non si muove mai e viene chiamato **punto nodale**. La posizione esatta di questo punto dipende dalla forma dei pezzi utilizzati. In Figura 1.12 si può osservare la presenza del punto nodale nel booster (in corrispondenza della flangia più larga) e di quello nel sonotrodo. (Esiste un terzo punto nodale all'interno del trasduttore ma verrà trattato in modo più approfondito nel capitolo seguente). I punti nodali non sono soggetti a spostamento tuttavia sono i punti di maggiore stress meccanico all'interno del sistema in quanto soggetti a forze che li contraggono e li dilatano. Il punto nodale possiede la proprietà fondamentale di non essere soggetto a vibrazioni e quindi a spostamento. Questa proprietà viene sfruttata scegliendo proprio il punto nodale come **link meccanico** per collegare il sistema vibrante ad un qualsiasi carro movimentato o braccio robotico. In questo modo è possibile muovere il sistema vibrante senza interferire sull'onda ultrasonica che passa al suo interno: diversamente si avrebbe una dissipazione di energia meccanica sui giunti meccanici con conseguente diminuzione del fattore di amplificazione totale del sistema. In Figura 1.15 si può osservare il disegno di un booster il cui punto nodale viene fissato attraverso una flangia al sistema che lo deve movimentare.

Proprio a causa dell'alto stress meccanico a cui sono sottoposti, booster e sonotrodo devono essere costruiti con materiali molto resistenti e in modo che trasmettano la vibrazione acustica in modo efficiente. In commercio esistono sonotrodi di acciaio, alluminio e titanio. L'acciaio è il meno costoso ma anche il meno efficiente, viene utilizzato per applicazioni con vibrazioni di bassa ampiezza. L'alluminio e l'acciaio sono molto più efficienti in quanto hanno un'impedenza acustica più bassa dell'acciaio. Si preferisce l'uso dell'alluminio a quello del titanio soprattutto quando si necessita di sonotrodi molto grandi (il titanio ha un costo molto maggiore dell'alluminio).

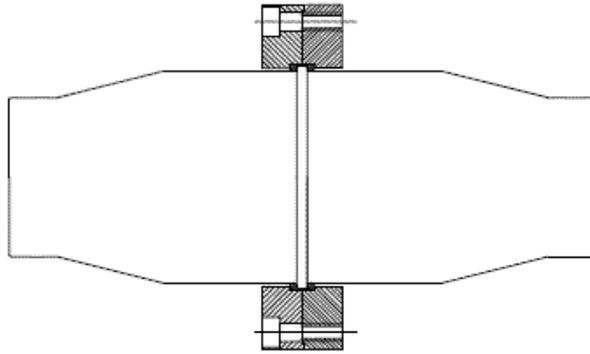


Figura 1.15: Progetto di booster e particolare flangia connessa al sistema meccanico che movimenta il sistema vibrante.

Il comportamento di booster e sonotrodo dipende principalmente dalla loro lunghezza. Cambiando la loro lunghezza varia anche la loro frequenza di risonanza naturale. Per dare un'idea: una variazione di 1 mm determina una variazione della frequenza di risonanza di 10 – 400 Hz a seconda del profilo del pezzo. Questo spiega perchè durante la costruzione di questi strumenti la tolleranza utilizzata è molto stretta e non deve superare l'1% della frequenza nominale di risonanza.

Le lunghezze del sonotrodo e del booster sono sempre la metà o un multiplo intero della lunghezza d'onda acustica longitudinale che li attraversa. La lunghezza d'onda λ è determinata a partire dalla velocità dell'onda acustica v e dallo specifico materiale utilizzato. Infatti se f è la frequenza dell'onda vale la seguente relazione

$$\lambda = \frac{v}{f}. \quad (1.2)$$

La velocità dell'onda dipende tuttavia dal mezzo che attraversa: in aria $v = 331$ m/s, nell'alluminio $v = 4960$ m/s, nell'acciaio $v = 5180$ m/s, nel titanio $v = 5080$ m/s. Si può intuire come la frequenza naturale di questi strumenti dipenda dall'omogeneità dei materiali con cui sono costruiti. È per questi motivi che la messa a punto di queste macchine è unica per ogni utente ed esse devono essere accuratamente sintonizzate in un primo setup.

Sono state effettuate delle simulazioni in Ansys (Figura 1.16) al fine di studiare il comportamento dei modi vibratorii del sistema e capire la distribuzione delle forze e dello stress al quale è sottoposto il sistema durante la sollecitazione delle vibrazioni. Questi studi sono risultati utili in quanto hanno permesso di comprendere i criteri che si usano normalmente in sede di progettazione di organi vibranti così complessi. Inoltre si è potuto iniziare uno studio sull'ottimizzazione di questi criteri per aumentare l'efficienza di questo tipo di macchine: è stato studiato il dimensionamento degli *slot* e la semplificazione di tutto il sistema tramite modelli del tipo massa-molla-smorzatore.

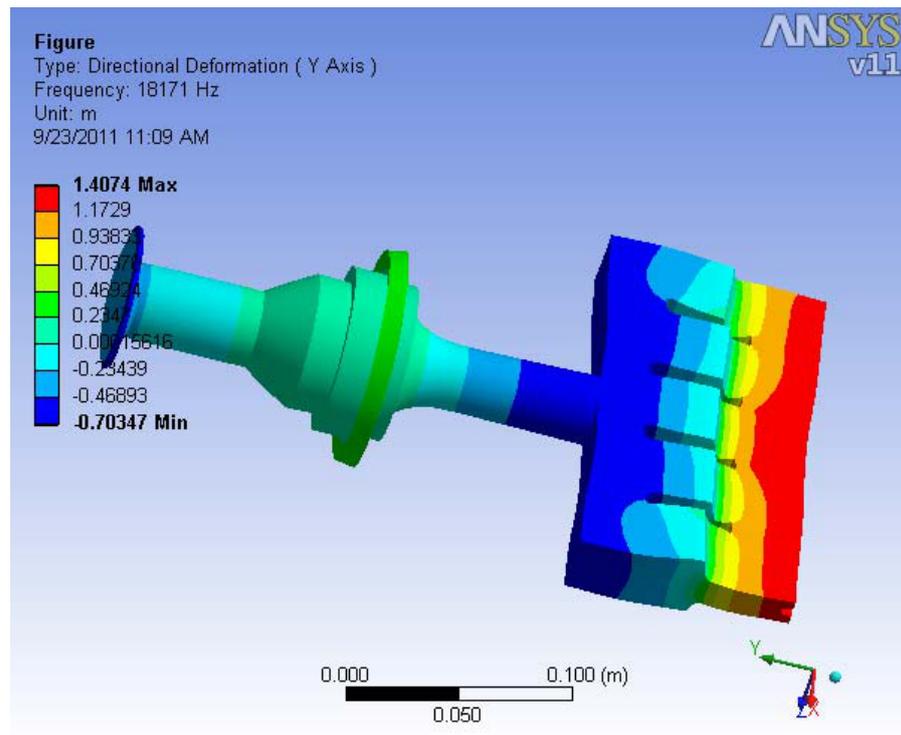


Figura 1.16: Studio in Ansys dei modi vibratori e della quantità di stress meccanico a cui viene sottoposto il sistema.

IL TRASDUTTORE PIEZOELETTRICO

2.1 INTRODUZIONE

Nel processo di saldatura ad ultrasuoni l'oggetto che permette la conversione dell'energia elettrica in energia meccanica è il trasduttore piezoelettrico (*electric transducer*). Esso viene costruito sfruttando la capacità dei materiali piezoelettrici di deformarsi se sottoposti a tensioni elettriche variabili.

2.2 LA PIEZOELETTRICITÀ

L'effetto piezoelettrico è stato scoperto nel 1880 dai fratelli Jaques e Pierre Curie. Questi osservarono che se veniva impressa una forza meccanica su cristalli come la tormalina, il topazio o il quarzo, si potevano misurare delle cariche elettriche la cui tensione era proporzionale alla forza impressa.

Il trasduttore, chiamato anche convertitore o emettitore, è un elemento particolare e molto importante. Il suo ruolo è trasformare l'energia elettrica fornita dal generatore, in energia meccanica di vibrazione. Per definizione possiamo dire che il trasduttore è un solido formato da elementi con proprietà di piezoelettricità, capace di tradurre tutte le variazioni del campo elettrico, in variazioni di spessore o di lunghezza. Il principio di funzionamento si basa sulla capacità di variazione dimensionale dei materiali piezoelettrici sottoposti a variazioni di tensioni elettriche. Questi materiali hanno una duplice natura e possono essere usati da sensori o da attuatori (Figura 2.1):

- *Effetto piezoelettrico diretto*: una deformazione meccanica produce una tensione elettrica. Questo effetto viene sfruttato per molti sensori che traducono una forza in un segnale elettrico.
- *Effetto piezoelettrico inverso*: una tensione elettrica produce una deformazione meccanica. Questo effetto viene sfruttato per molti attuatori che traducono un segnale elettrico in forza e spostamento.

La piezoelettricità si manifesta in tutti i cristalli anisotropi privi di centro di simmetria (la direzione dei dipoli interni al materiale non è unidirezionale) ed è particolarmente intensa per il quarzo, la tormalina, il sale di Seignette.

Per produrre l'effetto piezoelettrico il cristallo viene scaldato e sottoposto contemporaneamente ad un campo elettrico molto forte. Il calore permette alle molecole di muoversi liberamente e il campo

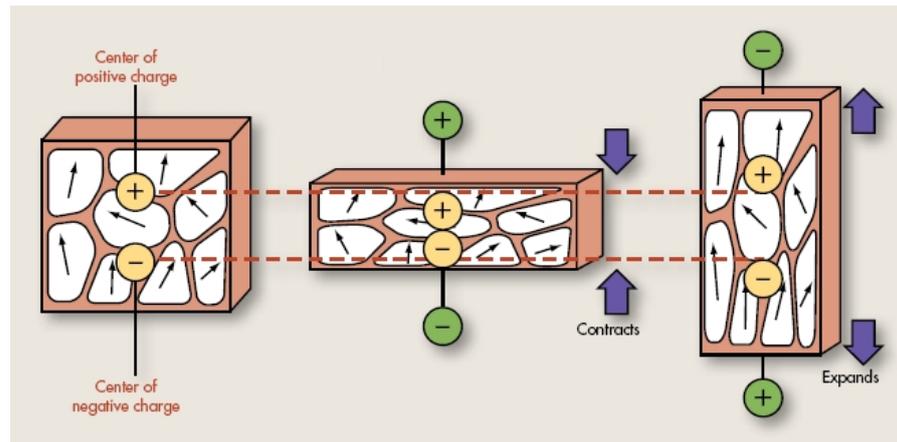


Figura 2.1: Effetto piezoelettrico: deformazione e tensione misurata ai capi sono due fenomeni connessi, il primo implica il secondo e viceversa.

elettrico forza i dipoli molecolari a disporsi tutti secondo la stessa direzione.

La piezoelettricità viene spiegata ammettendo che la sollecitazione meccanica agisca sul cristallo, elettricamente neutro, spostando il baricentro delle cariche positive dal baricentro delle cariche negative, ossia trasformando il cristallo in un dipolo elettrico; reciprocamente l'effetto inverso è dovuto a un'alterazione della struttura reticolare dovuta al campo elettrico.

Poiché l'effetto piezoelettrico ha un minimo ritardo e si inverte con l'invertirsi del segnale applicato, esso è largamente impiegato nei trasduttori elettroacustici (microfoni, fonorivelatori, altoparlanti, generatori di ultrasuoni), nella misurazione di pressioni e nella modulazione dei fasci laser. I quarzi piezoelettrici sono anche impiegati come risonatori meccanici e negli stabilizzatori di frequenza, tagliandoli in lamine di date dimensioni ed eccitandoli a vibrare alla frequenza di risonanza della lamina, mediante applicazione di una tensione alternata alla stessa frequenza. Gli elementi piezoelettrici accanto a numerosi vantaggi (basso costo, piccole dimensioni, basso peso, elevata sensibilità) hanno gli inconvenienti che la loro sensibilità varia con la temperatura e che non possono essere impiegati in climi umidi.

In Figura 2.2 si riassumono i principali modi vibratorii dei materiali piezoelettrici e le corrispondenti frequenze d'utilizzo. I trasduttori piezoelettrici utilizzati all'interno delle saldatrici ad ultrasuoni appartengono al secondo e terzo tipo.

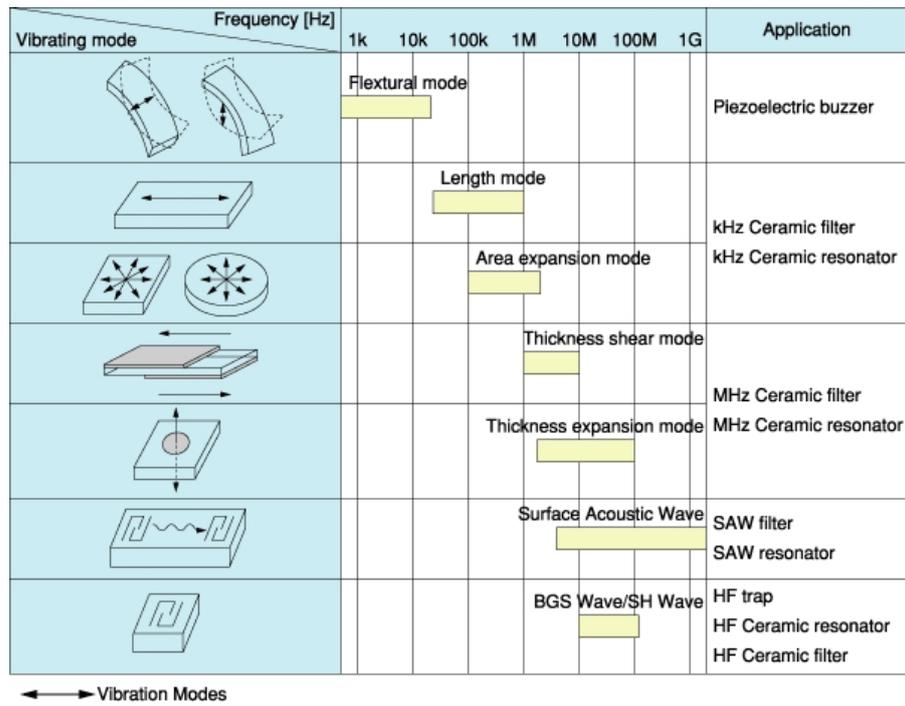


Figura 2.2: Possibili modi vibratori dei materiali piezoelettrici e frequenze d'utilizzo.



Figura 2.3: Anelli piezoelettrici ceramici PZT.

2.3 IL TRASDUTTORE PIEZOELETTRICO NELLE SALDATRICI AD ULTRASUONI

2.3.1 Le ceramiche PZT

Tra i materiali piezoelettrici più utilizzati esistono delle ceramiche denominate PZT (*Lead Zirconate Titanate*). Esse sono impiegate nella costruzione del convertitore delle saldatrici ad ultrasuoni. Questo materiale viene prodotto in modo analogo a quello descritto nella sezione 2.2 e ha la forma di un anello. In Figura 2.3 si riporta un esempio di PZT in commercio.

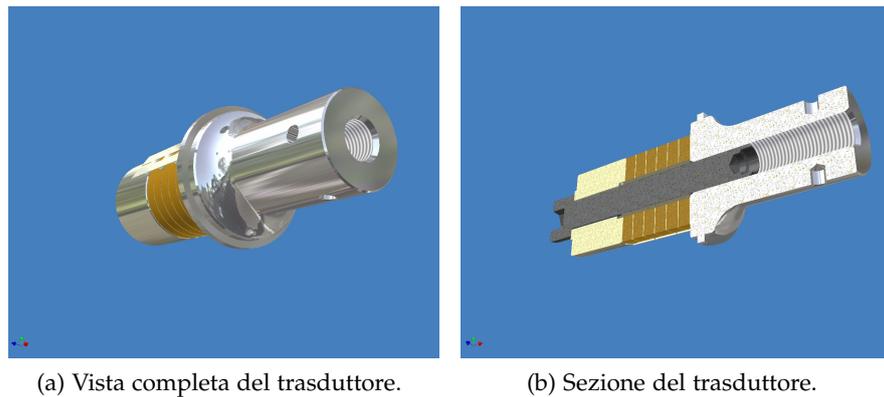


Figura 2.4: Disegno 3D del trasduttore.

Il singolo trasduttore (in Figura 2.4a, 2.4b) viene realizzato riunendo un certo numero di anelli PZT a sandwich (da 2 a 6 solitamente) stretti da due parti metalliche (alluminio, acciaio o titanio) fissate da una vite di serraggio (in colore scuro in Figura 2.4b).

L'insieme viene dimensionato in modo tale da costituire una struttura meccanica con frequenza propria di oscillazione uguale a quella dell'onda acustica desiderata. Si ottiene così un sistema risonante, in grado quindi di amplificare l'ampiezza delle ceramiche piezoelettriche quando a queste viene applicato un campo elettrico alternato, normalmente una tensione di qualche centinaio di Volt e di frequenza coincidente con quella della risonanza meccanica.

Le ceramiche piezoelettriche sono unite tramite delle lamine conduttive che servono ad alimentare ogni anello piezoelettrico. Le ceramiche sono sempre montate a coppie: infatti il bullone metterebbe in cortocircuito la prima e l'ultima faccia della serie invece, montando i dischi ceramici a coppie di due mettendo a contatto facce di uguale polarità, si risolve il problema. Questo particolare si può osservare in Figura 2.5.

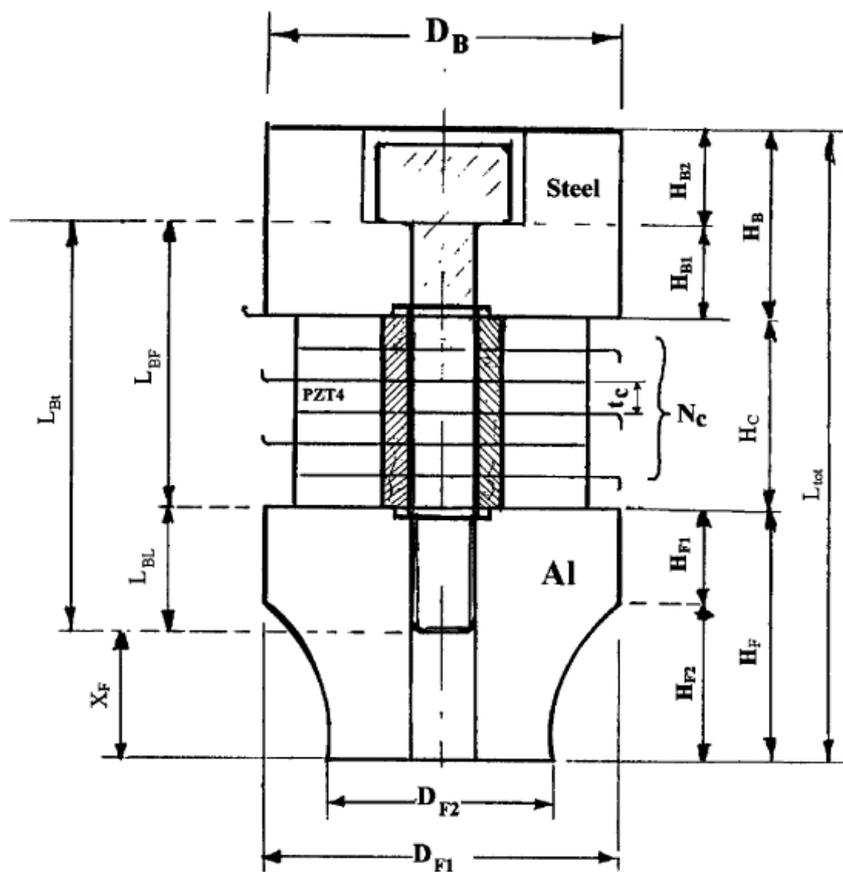


Figura 2.5: Schema del dimensionamento di un trasduttore: si osservano gli elettrodi che alimentano le coppie di anelli ceramici.

2.3.2 *Backing e matching mass*

Come discusso in [1] la pressione laterale sul trasduttore è nulla e le onde acustiche si propagano longitudinalmente rispetto all'asse della vite. Vengono trascurati senza problemi anche la presenza delle filettature e dell'alloggiamento della vite. Anche il diametro del trasduttore subisce delle piccole variazioni ma esse sono trascurabili e non interferiscono in quanto viene posto un limite alla dimensione del diametro che è minore di un quarto della lunghezza d'onda. Per calcolarla si ricorre alla formula (1.2) con l'aggiunta della relazione che lega il tipo di materiale alla velocità di propagazione v attraverso il modulo di Young Y e la densità ρ del materiale:

$$v = \sqrt{\frac{Y}{\rho}}. \quad (2.1)$$

La lunghezza totale del trasduttore rispetto all'asse longitudinale è scelta accuratamente per la trasmissione delle oscillazioni e solitamente è pari a metà della lunghezza d'onda. In Figura 1.12 si vede che il punto nodale del trasduttore è esattamente al centro della pila dei PZT: questo è permesso attraverso l'accurata scelta dei materiali e il dimensionamento delle parti che stanno prima e dopo gli anelli piezoceramici, rispettivamente chiamati *backing mass* e *matching mass*. La *backing mass* termina la catena mentre la *matching mass* ha lo scopo di collegare in modo efficiente il convertitore con il resto della catena e trasmettere al meglio l'onda ultrasonica. La pila piezoelettrica se sottoposta ad una tensione alternata si deforma allo stesso modo da entrambi i lati. Lo scopo della *backing mass* è quello di riflettere l'onda meccanica, attenuandola il meno possibile, verso la direzione della *matching mass*, che viene progettata con lo scopo di trasferire al meglio questa potenza al resto della catena vibrante.

La trasmissione più efficiente dell'energia acustica tra due materiali a contatto avviene quando essi hanno la stessa impedenza acustica. L'impedenza acustica $\left(\frac{\text{N}}{\text{s} \cdot \text{m}^2}\right)$ caratterizza la resistenza al passaggio delle onde in un mezzo materiale ed è definita come:

$$Z = \rho \cdot v, \quad (2.2)$$

dove ρ è la densità del materiale e v la velocità di propagazione dell'onda. Si riportano alcuni valori a confronto in Tabella 2.1.

Per ottenere il massimo trasferimento di potenza acustica tra materiale piezoceramico e le altre due masse è necessario che la seguente equazione sia soddisfatta [1]:

$$Z_c = \sqrt{Z_m Z_b}, \quad (2.3)$$

Materiale	Impedenza acustica $\left(\frac{\text{N}}{\text{s} \cdot \text{m}^2}\right)$
Acciaio	$45,63 \cdot 10^5$
Alluminio	$16,88 \cdot 10^5$
Titanio	$27,69 \cdot 10^5$

Tabella 2.1: Alcuni valori d'impedenza acustica a confronto.

dove Z_m e Z_b sono le impedenze acustiche rispettivamente per *matching* e *backing* con in materiali scelti. Dall'altro lato si devono calcolare anche il rapporto d'impedenza acustica definito come

$$q_i = \frac{Z_c A_c}{Z_i A_i}. \quad (2.4)$$

Dove A_c e A_i sono le aree delle sezioni trasversali degli anelli e di una delle due masse. Un'altra utile relazione per calcolare il coefficiente di guadagno dell'intensità di potenza ultrasonica è la seguente:

$$G_i = q_i^2 - (q_i^2 - 1) \sin^2 \left(\frac{\omega_s l_c}{c_c} \right), \quad (2.5)$$

dove i sta a rappresentare la massa metallica anteriore o posteriore, ω_s è la frequenza angolare di risonanza, l_c è la lunghezza parziale della pila piezoelettrica situata tra le due masse metalliche e c_c è la velocità del suono nel materiale piezoceramico. Attraverso un'appropriata selezione dei materiali per *matching* e *backing* è possibile ottenere una trasmissione di potenza meccanica media molto alta nel primo lato e molto bassa nel secondo. Ovviamente diminuendo Z_i e l_c il fattore di guadagno aumenta.

Talvolta si rende necessario asportare del materiale attraverso delle piccole cavità o fori all'interno del lato di *matching* per ridurre l'impedenza acustica. Il diametro dei fori deve essere almeno di due ordini di grandezza più piccolo della lunghezza d'onda per evitare di interferire con la trasmissione dell'onda. Inoltre i materiali per *matching* e *backing* devono essere rispettivamente leggero e pesante in modo da aumentare le oscillazioni sul primo e ridurle sul secondo.

Per le considerazioni fatte precedentemente le configurazioni più utilizzate per la costruzione dei trasduttori piezoelettrici di potenza possono essere di due tipi:

- *Aluminium-PZT-Steel*: molto utilizzata perché non utilizza materiali troppo costosi. L'unico difetto è che l'alluminio può danneggiarsi se sottoposto ad alte oscillazioni.
- *Magnesium/Titanium-PZT-Steel*: molto efficiente e costosa, il magnesio e il titanio sono materiali molto resistenti, i migliori per questo tipo di applicazioni.

2.3.3 La vite di prestress

Nei trasduttori appena presentati è sempre presente una vite, chiamata vite di prestress o precarico. Solitamente si preferisce utilizzare un'unica vite in quanto così è più facile sottoporre la pila piezoelettrica ad una pressione uniforme. Il materiale della vite è scelto in modo da essere durevole e resistente. Lo scopo principale della vite è quello di tenere uniti i materiali piezoelettrici prevenendo la formazione di crepe a causa delle forti tensioni.

Gli anelli piezoelettrici, una volta raccolti tra di loro, vengono rivestiti con un film plastico protettivo in quanto risultano molto sensibili all'umidità che potrebbe danneggiarli o provocare cortocircuiti.

2.4 IL MODELLO MECCANICO

Il modello più utilizzato per descrivere il comportamento dei materiali piezoelettrici è stato introdotto per la prima volta nel 1966 e riveduto poi nel 1987 [21] pubblicato da *standard committee of the IEEE Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control Society*. Questa commissione formulò le relazioni costitutive di un modello linearizzato che sono spesso rappresentate come segue.

$$\begin{aligned} S &= TS^E + Ed \\ D &= Td + \epsilon^T E \end{aligned} \quad (2.6)$$

Dove

- S è la deformazione (*strain*, frazionale);
- T è la forza impressa (N/m^2);
- E è il campo elettrico applicato (V/m);
- D è la densità di carica (C/m^2);
- S^E è la *compliance* (m^2/N) sotto campo elettrico costante;
- d è costante di carica piezoelettrica (m/V);
- ϵ^T è permittività dielettrica sotto l'applicazione di forza costante (F/m).

Se nessuna forza è applicata al trasduttore piezoelettrico si ottiene:

$$S = dE = d \frac{V}{L}, \quad (2.7)$$

dove L è la lunghezza intera della pila piezoelettrica (*stack*). Poiché $S = \frac{\Delta L}{L}$ dove con ΔL si indica l'allungamento, si ottiene in questo caso $\Delta L = dV$. La relazione appena dimostrata permette di affermare che l'ampiezza dell'oscillazione del trasduttore è direttamente proporzionale alla tensione che lo alimenta.

Una rappresentazione analoga a (2.6) riveduta da [2].

$$\begin{aligned} T &= C^E S - eE \\ D &= eS + \epsilon^S E \end{aligned} \quad (2.8)$$

Dove

- S è la deformazione (*strain*, frazionale);
- T è la forza impressa (N/m^2);
- E è il campo elettrico applicato (V/m);
- D è la densità di carica (C/m^2);
- e è la costante piezoelettrica (C/m^2).
- C^E è la costante di rigidità elastica (N/m^2) sotto campo elettrico costante;
- ϵ^S è la permittività dielettrica sotto deformazione costante (F/m);

Assumendo che il campo elettrico sia uniformemente distribuito su ogni faccia degli anelli piezoelettrici, le equazioni precedenti possono essere semplificate come:

$$S = \frac{z_P}{l_S}, \quad E = \frac{V}{t}, \quad T = \frac{F_P}{A_S}, \quad D = \frac{Q}{A_S}, \quad (2.9)$$

dove A_S è l'area della sezione della pila piezoelettrica, z_P è la deformazione, l_S la lunghezza dello *stack*, V la tensione applicata alle facce degli anelli. Se la lunghezza $l_S = nt$ dove n è il numero di anelli e t è lo spessore di ciascuno di essi, le equazioni precedenti diventano:

$$\begin{aligned} F_P &= K_P z_P - nNV \\ Q &= Nz_P + C_0 V \end{aligned} \quad (2.10)$$

Dove F_P è la forza longitudinale generata e Q è la carica distribuita su ogni faccia. Da questo modello si nota la relazione tra forza e deformazione, nell'ipotesi di alimentazione nulla ($V = 0$), che è regolata da K_P dipendente dalle caratteristiche meccaniche ($K_P = C^E A_S / l_S$). Inoltre la piezoelettricità possiede un legame tra tensione e cariche distribuite che può essere modellato come una capacità C_0 ($C_0 = ne^S A_S / t$). Inoltre il coefficiente di conversione elettromeccanica N definisce la funzione di trasferimento tensione-forza e deformazione-carica ($N = eA_S / l_S$). Dal modello si nota come una forza F_e può essere indotta attraverso l'applicazione di una tensione ed è regolata dalla seguente relazione:

$$F_e = nNV. \quad (2.11)$$

2.5 IL MODELLO ELETTRICO

Oltre al modello (2.6) in [21] si utilizza una rappresentazione circuitale elettrica per modellare il comportamento delle ceramiche piezoelettriche PZT vicino alla loro frequenza di risonanza costitutiva. Infatti il comportamento elettrico del trasduttore attorno al suo modo vibratorio principale può essere rappresentato anche attraverso il modello elettrico di *Butterworth-Van Dyke* (BVD) in Figura 2.6. Il primo che lo utilizzò fu K. S. Van Dyke nel 1925 per la rappresentazione dei quarzi risonanti.

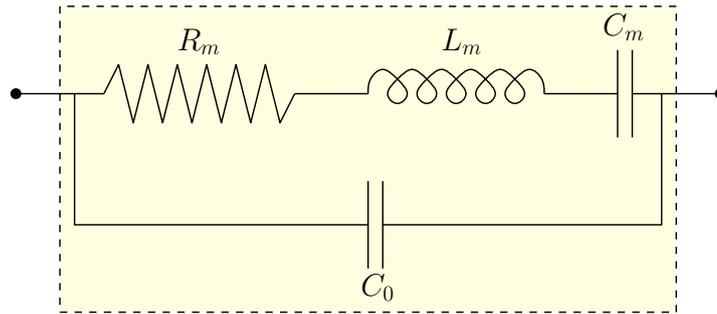


Figura 2.6: Modello elettrico equivalente di Butterworth-Van Dyke di un trasduttore piezoelettrico.

Il circuito equivalente in Figura 2.6 consiste di una serie RLC in parallelo a una capacità C_0 . Talvolta si unisce a questo una resistenza R_0 in parallelo con C_0 ma nella stragrande maggioranza dei casi viene trascurata. C_0 rappresenta la capacità del materiale piezoelettrico e il sistema meccanico è descritto dal circuito risonante in serie R_m, L_m, C_m . La resistenza R_0 viene inserita per modellare alcune perdite dielettriche e meccaniche che sono trascurabili. In Figura 2.7 si riporta l'andamento in frequenza dell'impedenza del trasduttore che può essere semplificato in modelli più semplici in determinati intorno come analizzato in [20].

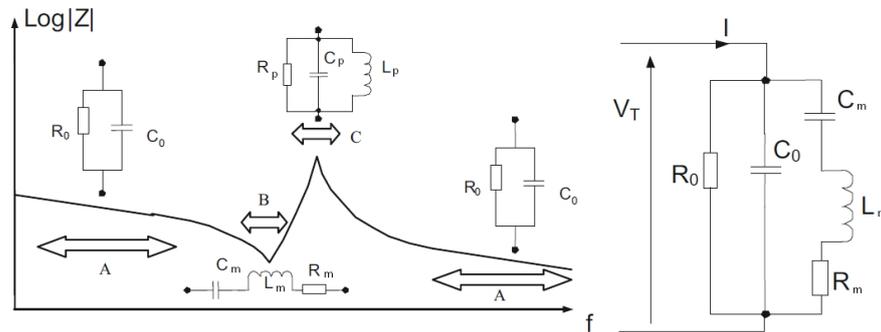


Figura 2.7: Modello di Butterworth-Van Dyke di un trasduttore piezoelettrico e andamento della sua impedenza in frequenza.

É utile sottolineare che questo modello elettrico rappresenta la parte puramente elettrica del trasduttore attraverso la capacità C_0 e modella la parte meccanica attraverso un circuito equivalente chiamato anche *motional circuit* che permette di studiare l'impedenza del trasduttore dipendente dai parametri fisici (masse, rigidità, elasticità) ad esso connessi. Infatti in [21] si riportano le equazioni che legano i parametri meccanici e fisici di un trasduttore (rintracciabili nei datasheet di esempio in A.2, A.1) ai parametri concentrati del modello BVD. Si riportano in Tabella 2.2 le principali relazioni.

Elem.	Relazioni	Parametri fisici
C_0	$C_0 = \frac{\epsilon^S A}{d}$	ϵ^S : permittività del materiale PZT A: superficie dello <i>stack</i> d: spessore dello <i>stack</i>
R_0	$R_0 = \frac{1}{\omega C_0 \tan \delta_e}$	$\tan \delta_e$ <i>loss tangent</i>
C_m	$C_m = \frac{k_{eff}}{1 - k_{eff}^2} C_0$	$k_{eff} = \sqrt{\frac{8k^2}{\pi^2}}$: fattore di accoppiamento effettivo della risonanza principale k: fattore di accoppiamento globale
L_m	$L_m = \frac{1}{C_m \omega_s}$	ω_s : pulsazione di risonanza serie
R_m	$R_m = \frac{L_m \omega_s}{Q}$	Q: fattore di qualità meccanico
R'_m	$R'_m = \frac{Q}{4k^2 C_0 Z_p \omega_s} \pi(Z_b + Z_m)$	Z_c : impedenza meccanica dello <i>stack</i> Z_b e Z_m impedenze meccaniche della parte posteriore e frontale dello <i>stack</i>

Tabella 2.2: Parametri del modello BVD per un trasduttore piezoelettrico. R'_m è una variazione di R_m che si aggiunge a quest'ultima nel caso si aggiungano la *backing mass* e la *matching mass*.

In letteratura [21] non esistono relazioni che leghino il modello BVD a quello presentato in (2.6) di conseguenza questo modello trova utilità soprattutto se si è interessati a studiare il comportamento dell'impedenza del trasduttore al variare della frequenza o al variare dei parametri fisici di contorno presentati in Tabella 2.2. Si deve considerare inoltre che il modello BVD è valido solo in un intorno ristretto della frequenza di lavoro dello *stack* piezoelettrico.

Per comprendere meglio il senso della serie $R_m L_m C_m$ presente all'interno del modello BVD si deve richiamare l'analogia tra oscillatore meccanico e oscillatore elettrico.

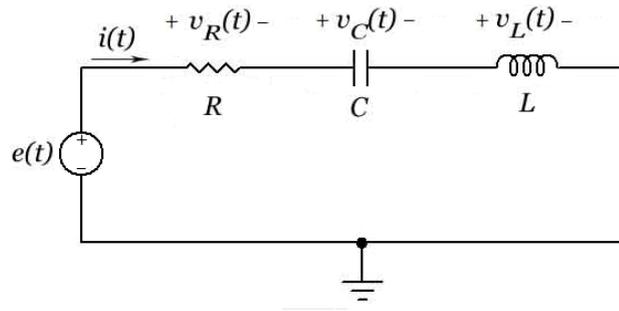


Figura 2.8: Oscillatore elettrico formato da una serie RLC.

Infatti un comune oscillatore elettrico (Figura 2.8) può essere descritto dalle seguenti equazioni:

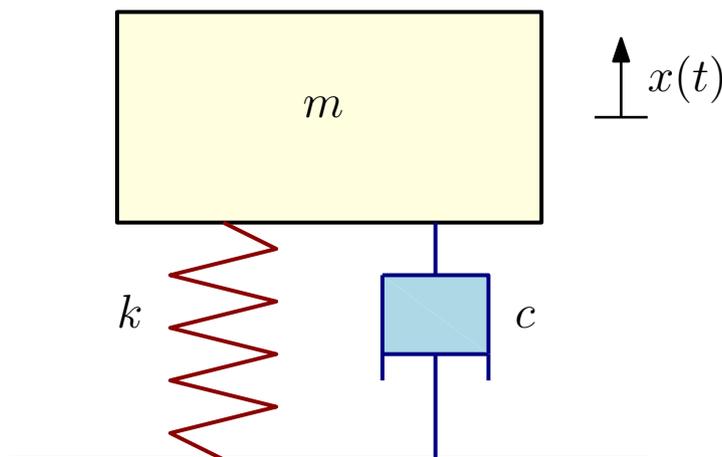
$$\begin{aligned} v_R(t) &= R \cdot i(t), \\ v_L(t) &= L \cdot \frac{di(t)}{dt}, \\ v_C(t) &= \frac{1}{C} \int i(t) dt, \end{aligned} \quad (2.12)$$

che portano ad esprimere la tensione ai capi dell'oscillatore come:

$$e(t) = v_R(t) + v_L(t) + v_C(t) = R \cdot i(t) + L \cdot \frac{di(t)}{dt} + \frac{1}{C} \int i(t) dt. \quad (2.13)$$

La (2.13) può essere riscritta tenendo presente che $i(t) = \frac{dq(t)}{dt}$ quindi:

$$e(t) = L \cdot \frac{d^2q(t)}{dt^2} + R \cdot \frac{dq(t)}{dt} + \frac{q(t)}{C}. \quad (2.14)$$

Figura 2.9: Oscillatore meccanico formato da massa m , molla k e smorzatore c .

Prendendo in considerazione il sistema massa-molla-smorzatore in Figura 2.9 con $x(t)$ la posizione, $F(t)$ la forza applicata, m la massa, c lo smorzamento, k l'elasticità della molla, la nota equazione differenziale che descrive il moto e le forze meccaniche è:

$$F(t) = m \cdot \frac{d^2x(t)}{dt^2} + c \cdot \frac{dx(t)}{dt} + k \cdot x(t). \quad (2.15)$$

Confrontando l'espressione (2.15) con (2.14) si nota l'esistenza di un'analogia tra le due equazioni differenziali che si riassume in Tabella 2.3. Le analogie presentate in Tabella 2.3 sono giustificabili inoltre

Grandezza meccanica		Grandezza elettrica	
velocità	$\dot{x} = \frac{dx(t)}{dt}$	corrente	$i(t) = \frac{dq(t)}{dt}$
forza	$F(t)$	tensione	$e(t)$
massa	m	induttanza	L
smorzatore	c	resistenza	R
costante elastica	k	elastanza	$\frac{1}{C}$

Tabella 2.3: Analogie elettromeccaniche di una serie RLC a confronto con un sistema massa-molla-smorzatore.

dal fatto che la massa si oppone al moto come l'induttanza si oppone alle cariche, lo smorzatore dissipa energia come la resistenza, la costante elastica accumula energia come il condensatore.

È utile inoltre fare alcune considerazioni sulle potenze in gioco in questi sistemi. La potenza elettrica media $W_{\text{media,el}}$ erogata dal generatore di tensione $e(t)$ in regime di corrente alternata (cioè la potenza media necessaria per fare circolare corrente) si esprime come:

$$W_{\text{media,el}} = \frac{1}{2} E_0 I_0 \cos \phi, \quad (2.16)$$

dove i valori efficaci di tensione e corrente sono $E_0 = \frac{E_M}{\sqrt{2}}$ e $I_0 = \frac{I_M}{\sqrt{2}}$ con E_M e I_M i valori massimi delle grandezze. Inoltre si indica con ϕ lo sfasamento tra tensione e corrente. D'altra parte, la potenza media introdotta nell'oscillatore meccanico da una forzante esterna si esprime come:

$$W_{\text{media,mecc}} = \frac{1}{2} F_0 V_0 \cos \alpha, \quad (2.17)$$

dove i valori efficaci di forza e velocità sono $F_0 = \frac{F_M}{\sqrt{2}}$ e $V_0 = \frac{V_M}{\sqrt{2}}$ con F_M e V_M i valori massimi delle grandezze. Inoltre si indica con α lo sfasamento tra forza e velocità. L'analogia descritta permette di eguagliare le potenze in (2.16) e (2.17):

$$W_{\text{media}} = W_{\text{media,el}} \equiv W_{\text{media,mecc}}. \quad (2.18)$$

Un'altra analogia interessante consiste nella potenza dissipata infatti essa può essere espressa nei due casi come

$$W_{\text{media,diss}} = \frac{1}{2}RI_0^2 = \frac{1}{2}cV_0^2. \quad (2.19)$$

Oltre alle considerazioni appena fatte è evidente che si possono estendere ai circuiti RLC tutte le considerazioni fatte a riferimento dell'oscillatore semplice: il modello matematico dei due sistemi è infatti identico. Per esempio la determinazione dello ξ per il circuito permette di comprendere come esso risponde a condizioni iniziali diverse da zero (comportamento sopra/sotto/criticamente smorzato). Le considerazioni fatte per lo spostamento possono essere applicate alla carica o meglio alla corrente $i(t)$ che equivale alla velocità di oscillazione $v(t)$ ¹.

2.5.1 L'impedenza del trasduttore piezoelettrico

Il modello BVD presentato in Figura 2.6 viene utilizzato per descrivere l'impedenza del trasduttore nell'intorno della sua frequenza fondamentale di utilizzo.

Solitamente i trasduttori piezoelettrici sono identificati da un parametro adimensionale Q_m chiamato fattore di merito. Esso è definito come rapporto tra reattanza e resistenza del circuito equivalente in serie e si calcola come:

$$Q_m = \frac{1}{R_m} \sqrt{\frac{L_m}{C_m}}. \quad (2.20)$$

Esso confronta la frequenza alla quale un sistema oscilla con il tasso di dissipazione di energia. Un Q_m alto indica un tasso di dissipazione di energia minimo rispetto alla frequenza di oscillazione, per cui le oscillazioni si smorzano più lentamente. Oscillatori con un alto fattore di merito pilotati sinusoidalmente rispondono con grandi ampiezze (alla loro frequenza di risonanza) e la loro banda è molto stretta. I valori tipici del fattore di merito di un trasduttore piezoelettrico variano tra 50 e 10^6 e hanno tutti una banda di risonanza per l'utilizzo molto stretta (50 – 100 Hz).

Un altro parametro spesso utilizzato è la *loss tangent* si indica con $\tan \delta$ e viene calcolato come rapporto tra potenza dissipata e potenza reattiva infatti il calore dissipato da un trasduttore piezoelettrico è proporzionale a $\tan \delta$.

k è un altro parametro adimensionale che rappresenta il fattore di accoppiamento elettromeccanico definito come il rapporto tra l'ener-

¹ L'esistenza di analogie è di utilità pratica negli studi ingegneristici perché consente di applicare ad un certo campo scientifico sviluppi già elaborati in campi differenti.

gia meccanica accumulata e l'energia elettrica applicata o viceversa.

$$K = \sqrt{\frac{E_{mecc,acc}}{E_{el,app}}} = \sqrt{\frac{E_{el,acc}}{E_{mecc,app}}}. \quad (2.21)$$

La temperatura di Curie è una temperatura che se viene raggiunta dal trasduttore piezoelettrico provoca la perdita della polarizzazione e quindi delle proprietà piezoelettriche. Inoltre è la temperatura alla quale il valore della costante dielettrica raggiunge un massimo. La temperatura è un parametro che, se non controllato, può danneggiare i trasduttori ad ultrasuoni per questo è indicata nei datasheet che hanno sempre almeno un range consigliato di temperatura dove è possibile utilizzare il trasduttore.

In Tabella 2.4 si riportano alcuni parametri tipici del circuito BVD equivalente al trasduttore piezoelettrico PZT riportati anche in [9].

C_0	R_m	C_m	L_m	Q_m
[nF]	[Ω]	[pF]	[mH]	[.]
9.81	139	4.97	12570	11441

Tabella 2.4: Parametri caratteristici di un trasduttore piezoelettrico con alto fattore di merito.

L'impedenza vista ai capi del circuito di Figura 2.6 è rappresentata dall'espressione (2.22):

$$\begin{aligned} Z_T(j\omega) &= \frac{(R_m + j\omega L_m + \frac{1}{j\omega C_m}) \cdot \frac{1}{j\omega C_0}}{R_m + j\omega L_m + \frac{1}{j\omega C_m} + \frac{1}{j\omega C_0}}, \\ &= \frac{(\omega^2 C_m L_m - 1) - j(\omega C_m R_m)}{(\omega^2 C_m C_0 R_m) + j[\omega^3 C_m C_0 L_m - \omega(C_m + C_0)]}. \end{aligned} \quad (2.22)$$

Dalla (2.22) si possono ricavare le due frequenze di risonanza proprie del trasduttore chiamate frequenza di risonanza serie e parallelo:

$$f_S = \frac{\omega_S}{2\pi} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_m C_m}}, \quad (2.23)$$

$$f_P = \frac{\omega_P}{2\pi} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_m(\frac{C_0 \cdot C_m}{C_0 + C_m})}}. \quad (2.24)$$

Si riporta in 2.10 la risposta in frequenza del modulo e della fase dell'impedenza del modello BVD con i valori d'esempio di Tabella 2.4.

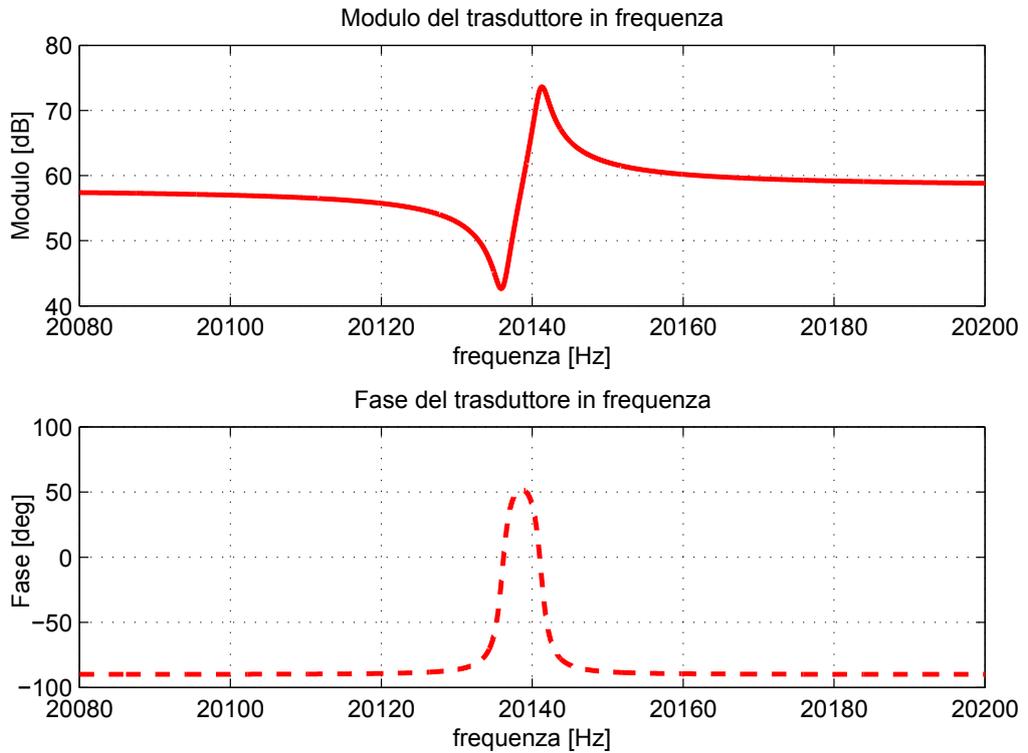


Figura 2.10: Andamento di Z_T : in modulo (linea continua) e in fase (linea tratteggiata) con valori di Tabella 2.1.

Come esposto, la risposta in frequenza presenta un picco di antirisonanza alla frequenza serie $f_S = 20.136$ kHz e un picco di risonanza alla frequenza parallelo $f_P = 20.142$ kHz. A tali frequenze infatti, lo sfasamento tra corrente e tensione è nullo e di conseguenza è nulla la potenza reattiva sugli elementi capacitivi e induttivi del bipolo.

K_{eff} è un parametro utilizzato frequentemente per esprimere il coefficiente di accoppiamento elettromeccanico di un oscillatore arbitrario ed è un indice che indica la distanza tra risonanza f_P e antirisonanza f_S definito come segue:

$$\frac{k_{eff}^2}{1 - k_{eff}^2} = \frac{f_P^2 - f_S^2}{f_S^2}. \quad (2.25)$$

In prossimità della frequenza serie f_S l'impedenza del trasduttore piezoelettrico raggiunge un valore minimo che coincide circa con il valore della resistenza R_m mentre in prossimità della frequenza parallelo f_P l'impedenza raggiunge un valore massimo, in un intorno del valore della resistenza R_0 [22].

2.6 LA FREQUENZA DI UTILIZZO

In [23], attraverso uno studio del modello descritto dall'equazione (2.6), si dimostra che la frequenza di risonanza f_p è la vibrazione sotto condizione di campo elettrico E costante e sotto questa condizione le perdite elettromeccaniche aumentano notevolmente all'aumentare dell'ampiezza dello spostamento. Invece la frequenza di antirisonanza f_s corrisponde alla vibrazione sotto spostamento di cariche costante e questa situazione consente di ottenere una vibrazione più efficiente, con meno perdite del caso precedente.

In modo più intuitivo: sollecitando il sistema con una tensione a frequenza prossima a f_s si eccita proprio la frequenza di risonanza corrispondente al sistema meccanico connesso al trasduttore. In questo modo si riesce ad ottenere una sollecitazione efficiente della sola parte meccanica che si è interessati a far risuonare e rappresentata nel modello BVD proprio dalla serie RLC.

In [24] si richiama l'analogia elettromeccanica per descrivere il comportamento del sistema attorno alla frequenza di risonanza e si utilizza come frequenza di lavoro la frequenza di risonanza serie f_s della serie RLC del modello BVD. In [24] è descritto esaurientemente l'andamento dell'impedenza vista dal trasduttore piezoelettrico che si riporta per completezza in Figura 2.11. Quest'ultima riporta le frequenze principali proprie del trasduttore piezoelettrico, f_s ed f_p , e anche due delle molte frequenze di risonanza secondarie f_{x1} , f_{x2} dei modi meccanici che si vengono a creare nel momento in cui si aggiunge al trasduttore anche booster e horn. Per ottenere un funzionamento efficiente è necessario limitare l'eccitazione del trasduttore alla sola frequenza di antirisonanza attraverso dei sistemi di controllo come il PLL (che verranno trattati più esaurientemente nei prossimi capitoli). In Figura 2.12 si può vedere un esempio di risposta in frequenza riportato in [24] che fa vedere la presenza delle risonanze secondarie oltre alla risonanza di lavoro principale.

2.6.1 Approssimazione

Nella trattazione appena fatta si sono considerate f_s e f_p le frequenze in cui si ha la risonanza in serie e parallelo. Questi punti sono stati associati anche alle frequenze in cui il modulo dell'impedenza del trasduttore è caratterizzata da un minimo e da un massimo. In realtà questa è solo un'approssimazione. Infatti in [20] si approfondisce questo aspetto di cui qui si accennano alcuni punti principali.

Nell'intorno della frequenza f_s esistono anche f_m , frequenza dove il modulo dell'impedenza è minimo, ed f_r , frequenza dove la fase tra corrente e tensione del circuito BVD sono esattamente in fase. Infatti la frequenza di risonanza f_s presentata è la risonanza della sola serie RLC e non di tutto il circuito presentato in Figura 2.6: se la ri-

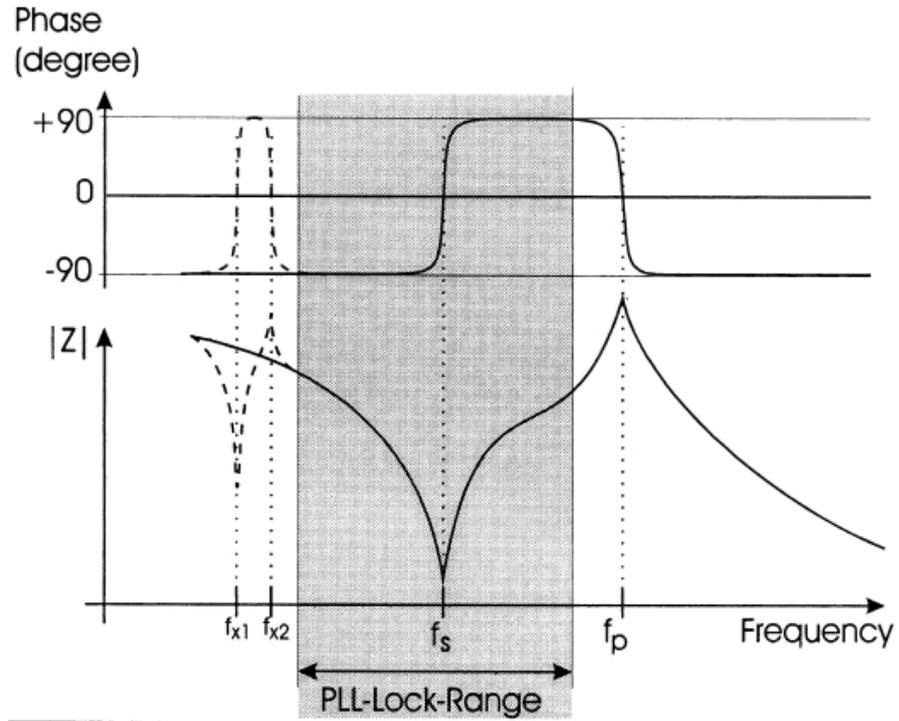


Figura 2.11: Disegno delle risonanze che intervengono all'interno di un sistema complesso composto da trasduttore e horn.

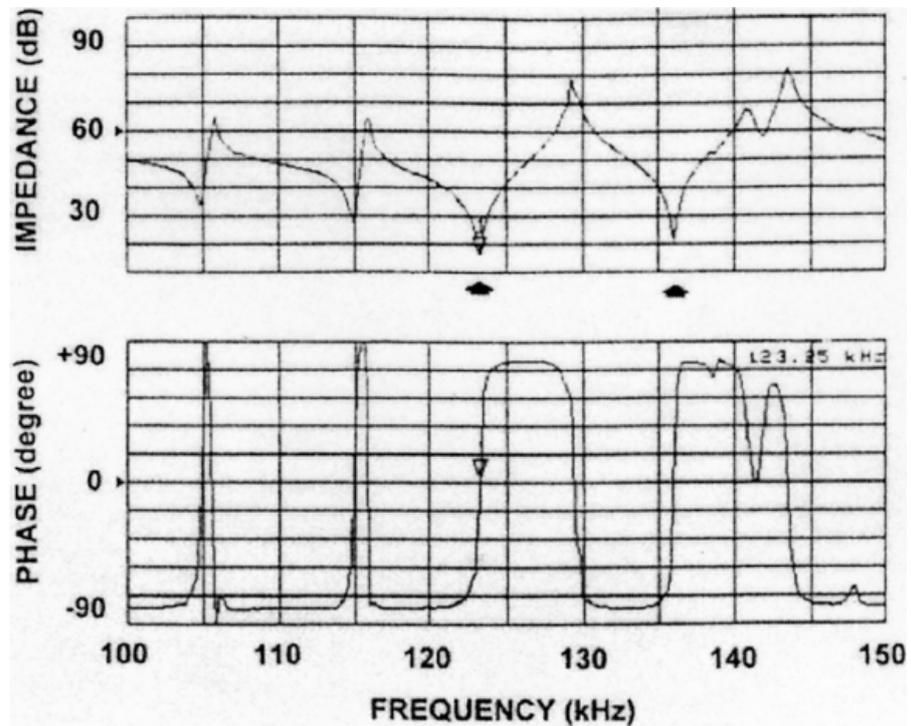


Figura 2.12: Esempio di analisi in frequenza delle risonanze che intervengono all'interno di un sistema complesso composto da trasduttore e horn.

sonanza della serie RLC rende puramente resistivo solo un ramo del circuito, nell'altro è sempre presente una componente capacitiva, di conseguenza l'impedenza vista ai capi del trasduttore non è reale e ha una parte immaginaria data dalla capacità C_0 . Le tre frequenze citate sono molto vicine e condizionate in quest'ordine:

$$f_m < f_s < f_r. \quad (2.26)$$

Nell'intorno della frequenza f_p , analogamente, esistono la frequenza f_a , frequenza effettiva di risonanza totale del circuito BVD, e la frequenza f_n , frequenza in cui il modulo dell'impedenza raggiunge il valore massimo. Le frequenze presentate sono legate a loro volta dalla relazione seguente:

$$f_a < f_p < f_n. \quad (2.27)$$

Soprattutto nei trasduttori ad alto fattore di merito Q_m le frequenze presentate si confondono e diventano quasi coincidenti. Per questo motivo nella letteratura e negli standard utilizzati [21] si fa uso di due sole frequenze: f_s ed f_p . Tuttavia si ritiene utile fare questo approfondimento in quanto alcune di queste considerazioni diventano importanti nel momento in cui si unisce il trasduttore ad altri circuiti ed al generatore di tensione che lo alimenta.

IL MATCHING DEL TRASDUTTORE

3.1 INTRODUZIONE

Il trasduttore piezoelettrico è alimentato da un generatore di tensione alternata alla frequenza di risonanza del sistema vibrante. Tali generatori sono progettati per erogare potenze che variano da 500 W ai 3 kW. Le tensioni di pilotaggio dei trasduttori piezoelettrici utilizzati nei saldatori ad ultrasuoni sono dell'ordine di 1 – 2 kV. Il generatore è connesso al carico, che nel caso in questione è il trasduttore piezoelettrico connesso al sistema meccanico, e la trasmissione di potenza dal generatore al carico è massima quando l'impedenza (complessa) del carico coincide con la resistenza interna del generatore di tensione. A partire da questo principio base dell'elettrotecnica, si intende ottimizzare il trasferimento di potenza dal generatore al carico attraverso il progetto di una compensazione elettrica chiamata *rete di matching* posta tra generatore e trasduttore.

3.2 ADATTAMENTO E MASSIMO TRASFERIMENTO DI POTENZA

Dati due circuiti A e B, come in Figura 3.1, si suppone che il circuito A mantenga ai terminali del circuito B una differenza di potenziale e gli fornisca corrente quindi trasmetta potenza al circuito B.

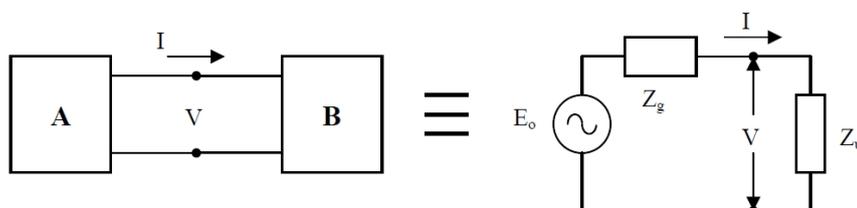


Figura 3.1: Schematizzazione di un circuito A che eroga potenza e di un circuito B che la assorbe. Equivalenza con un circuito composto da impedenza equivalente del generatore e impedenza di carico.

Il circuito B, che assorbe potenza, può essere schematizzato come un utilizzatore, in quanto ai suoi morsetti è applicabile la legge di Ohm $Z_u = \frac{V}{I}$ dove V e I sono rispettivamente i valori efficaci di tensione e corrente. Il circuito A, che eroga potenza, può essere schematizzato come un generatore di tensione (o di corrente) costituito da un generatore ideale di tensione E_0 con in serie un'impedenza equivalente interna Z_g . La forza elettromotrice E_0 del generatore ideale

di tensione è la tensione a vuoto tra i due terminali del circuito A; l'impedenza equivalente Z_g è l'impedenza vista tra i due stessi terminali a vuoto una volta eliminati i generatori indipendenti del circuito A. Quello che interessa determinare sono le condizioni ottimali di collegamento dei due sistemi A e B tenendo presente due obiettivi:

- evitare riflessione di segnale dal carico verso il generatore (adattamento di uniformità);
- rendere massima la potenza trasferita dal generatore al carico (adattamento energetico).

3.2.1 Adattamento di uniformità

La condizione per cui non si hanno riflessioni di segnali è che la tensione sul carico sia in fase con quella del generatore. Scrivendo la relazione fasoriale che lega la tensione del carico a quella del generatore \bar{E}_0 si ottiene:

$$\bar{V} = \frac{\bar{E}_0}{\bar{Z}_g + \bar{Z}_u} \cdot \bar{Z}_u. \quad (3.1)$$

Se si impone in (3.1) $\bar{Z}_u = \bar{Z}_g$ si ottiene:

$$\bar{V} = \frac{\bar{E}_0}{2}. \quad (3.2)$$

Quindi da (3.2) si verifica che la tensione sul carico è esattamente in fase con la tensione erogata dal generatore se vale la condizione $\bar{Z}_u = \bar{Z}_g$.

3.2.2 Adattamento energetico

Per studiare il massimo trasferimento di potenza si introduce una caratterizzazione ulteriore delle impedenze. Infatti \bar{Z}_g e \bar{Z}_u possono scriversi come:

$$\begin{aligned} \bar{Z}_g &= R_g + jX_g, \\ \bar{Z}_u &= R_u + jX_u. \end{aligned} \quad (3.3)$$

Poiché la potenza P sul carico si esprime come

$$P = |\bar{V}| \cdot |\bar{I}| = |\bar{I}|^2 \cdot |\bar{Z}|, \quad (3.4)$$

da (3.4) la potenza P è massima se I è massima e quindi scrivendo la corrente I utilizzando la (3.3) si ottiene:

$$\begin{aligned} |\bar{I}| &= \frac{|\bar{E}_0|}{|\bar{Z}_g + \bar{Z}_u|}, \\ &= \frac{|\bar{E}_0|}{|(R_g + R_u) + j(X_g + X_u)|}, \\ &= \frac{|\bar{E}_0|}{\sqrt{(R_g + R_u)^2 + (X_g + X_u)^2}}. \end{aligned} \quad (3.5)$$

Poiché I sia massima, il denominatore deve essere minimo. Essendo la parte reattiva (parte che accumula energia) somma di due reattanze, può essere eliminata imponendo che abbiano caratteristiche opposte, ossia $X_g = -X_u$ (una induttiva e l'altra capacitiva). In tale ipotesi si ottiene dalla (3.5) la seguente relazione:

$$|\bar{I}| = \frac{|\bar{E}_0|}{|R_g + R_u|}. \quad (3.6)$$

Si ottiene da quest'ultima il massimo trasferimento di potenza per $R_g = R_u$. Tenendo conto delle considerazioni fatte precedentemente si ottiene la condizione di adattamento energetico che risulta dalla seguente condizione:

$$\bar{Z}_g = \bar{Z}_u^*. \quad (3.7)$$

Nel caso di impedenze puramente resistive $\bar{Z}_g = R_g$ e $\bar{Z}_u = R_u$, le due condizioni di adattamento sopra citate coincidono: se $R_g = R_u$ si avrà una sola condizione che garantisce sia il massimo trasferimento di potenza sia l'assenza di riflessioni.

3.3 IL MATCHING

Per la connessione del trasduttore al generatore di tensione vengono utilizzate strategie diverse [6, 7]. Di seguito si presentano le più utilizzate e infine si presenta un'implementazione della tecnica utilizzata in questo lavoro per la progettazione del circuito di matching.

Se supponiamo che la frequenza di lavoro del trasduttore sia la frequenza di risonanza serie f_s (per i motivi già discussi nel capitolo 2), a tale frequenza il circuito presentato in Figura 2.2 presenta una resistenza R_m in parallelo con il condensatore C_0 come in Figura 3.2.

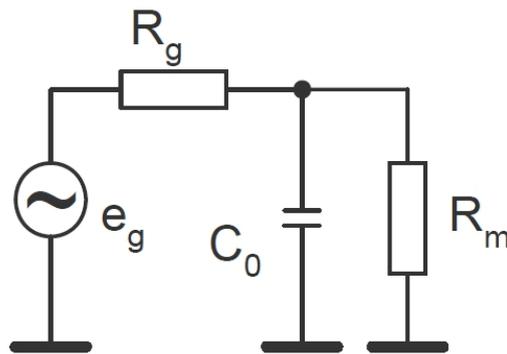


Figura 3.2: Circuito equivalente di generatore e carico trasduttore alla frequenza di risonanza f_s .

É evidente che la capacità C_0 crea un'interferenza nel trasferimento di potenza dal generatore al carico. C_0 infatti assorbe potenza riducendo l'efficienza complessiva del sistema. Idealmente si potrebbe

pensare ad un'impedenza di valore $-C_0$ posta in parallelo al trasduttore. Esistono vari metodi di compensazione, i più semplici utilizzano delle induttanze in serie o in parallelo al trasduttore, altri invece sfruttano la risoluzione di sistemi a parametri concentrati più complessi.

È importante notare che qualsiasi compensazione dei trasduttori piezoelettrici vale in un intorno molto piccolo della frequenza di lavoro scelta. Per molte applicazioni questa scelta è sufficiente e permette di ottenere dei buoni risultati.

3.3.1 Parallel compensating inductor

Ipotizzando di lavorare intorno alla frequenza di risonanza meccanica f_S si può calcolare il valore di induttanza L_{par} da inserire in parallelo al trasduttore come in Figura 3.3.

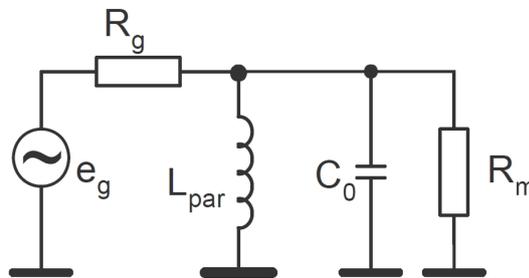


Figura 3.3: Circuito equivalente di generatore e carico trasduttore alla frequenza di risonanza f_S con induttanza in parallelo al trasduttore L_{par} per la compensazione.

Per il calcolo di L_{par} è sufficiente la conoscenza di R_m e C_0 e si calcola attraverso la relazione (3.8).

$$L_{par} = \frac{1}{\omega_S^2 C_0}. \quad (3.8)$$

La qualità dell'induttanza utilizzata in queste applicazioni può influire molto nel risultato della compensazione. Infatti ogni induttanza reale può essere schematizzata attraverso la serie di un'induttanza ideale L_{xs} e una resistenza di perdita r_s come in Figura 3.4.



Figura 3.4: Circuito equivalente di un induttore reale.

La serie in Figura 3.4 può essere convertita in un circuito parallelo equivalente con L_{xp} e r_p attraverso le seguenti equazioni:

$$\begin{aligned} Q_L &= \frac{2\pi L_{xs}}{r_s}, \\ L_{xp} &= L_{xs} \left(1 + \frac{1}{Q_L^2} \right), \\ r_p &= r_s (1 + Q_L^2). \end{aligned} \quad (3.9)$$

Se si progetta L_{xp} in modo da soddisfare (3.8) il condensatore C_0 viene compensato da L_{xp} e resta solamente il parallelo tra R_m e r_p . Se l'induttore non ha una resistenza parassita troppo alta (intorno ai 100 Ω) dell'ordine di R_m allora la presenza di r_p può essere trascurata e si ottiene un matching efficiente come quello precedente.

Nel caso si desiderasse utilizzare una frequenza diversa f_d da quella di risonanza meccanica propria f_s del trasduttore, o non si conoscessero i valori di R_m e C_0 , può essere fatta la compensazione anche attraverso la sola conoscenza dell'impedenza complessa del trasduttore alla frequenza desiderata di compensazione. Ipotizzando di poter misurare l'impedenza complessa del trasduttore Z_T si può convertire il modello BVD in un parallelo composto da parte reale e parte complessa rispettivamente con le relazioni seguenti:

$$\begin{aligned} R_p &= \operatorname{Re}(Z_T) \left[1 + \left(\frac{\operatorname{Im}(Z_T)}{\operatorname{Re}(Z_T)} \right)^2 \right], \\ X_p &= \operatorname{Im}(Z_T) \frac{\left[1 + \left(\frac{\operatorname{Im}(Z_T)}{\operatorname{Re}(Z_T)} \right)^2 \right]}{\left(\frac{\operatorname{Im}(Z_T)}{\operatorname{Re}(Z_T)} \right)^2}. \end{aligned} \quad (3.10)$$

Quindi si può utilizzare il valore di X_p per calcolare L_{par} attraverso la seguente relazione:

$$L_{par} = -\frac{1}{\omega_d X_p|_{\omega=\omega_d}}, \quad \omega_d = 2\pi f_d. \quad (3.11)$$

Anche in questo caso vale il discorso fatto precedentemente sulla qualità dell'induttore e la sua resistenza parassita.

Di seguito si riporta un esempio per un trasduttore generico in [6] della compensazione appena trattata ad una frequenza di risonanza f_d generica: la Figura 3.5 rappresenta parte reale e immaginaria di Z_T mentre in Figura 3.6 si riporta la stessa impedenza dopo la compensazione. Si vede che alla frequenza f_d la parte immaginaria dovuta alla presenza della capacità C_0 è compensata e diventa nulla.

La tecnica del *parallel compensating inductor* permette di compensare la capacità C_0 evitando la perdita di potenza sulla capacità. La

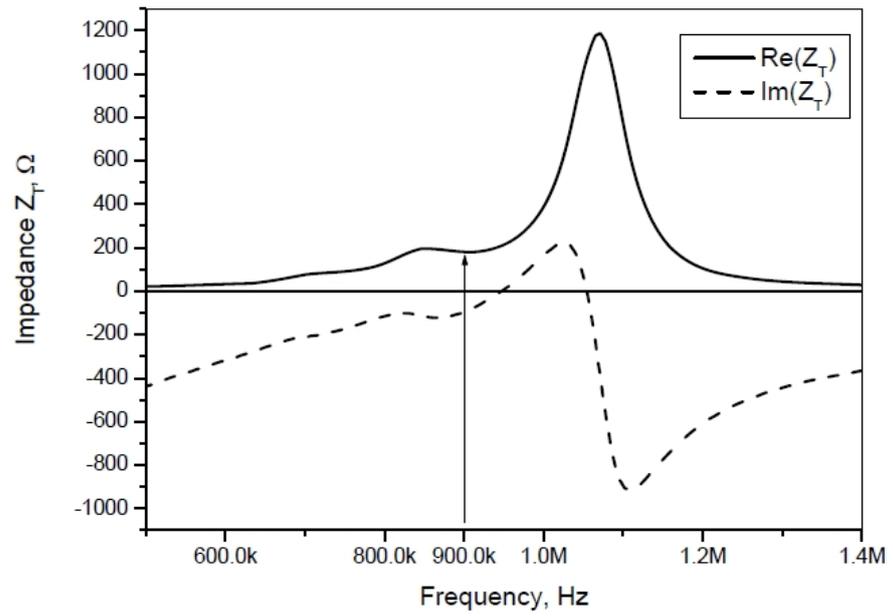


Figura 3.5: Impedenza misurata del trasduttore piezoelettrico.

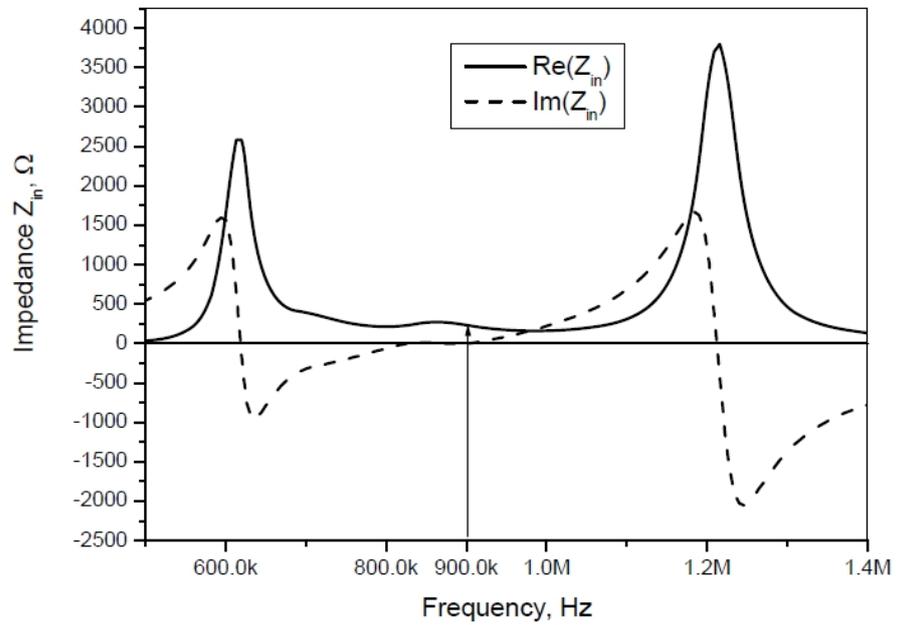


Figura 3.6: Impedenza compensata del trasduttore piezoelettrico (carico Z_{in} comprensivo di trasduttore e induttore di compensazione).

resistenza del trasduttore non viene modificata se si ipotizza che l'induttore sia di qualità elevata. Vale a dire: la parte immaginaria dell'impedenza vista dal generatore viene compensata e portata al valore nullo alla frequenza desiderata ma la parte reale a questa frequenza è uguale a R_m . Quest'ultimo può essere un limite nel momento in cui si ha l'esigenza di modificare (aumentare o diminuire) anche il valore della parte reale dell'impedenza di carico per ottenere per esempio dei trasferimenti di potenza più efficienti.

3.3.2 Serial compensating inductor

In modo simile è possibile ottenere la compensazione della capacità C_0 attraverso l'utilizzo di un induttore in serie L_{ser} in Figura 3.7.

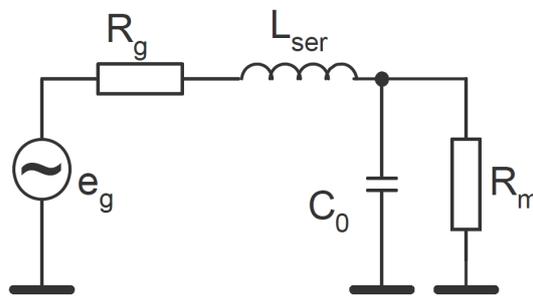


Figura 3.7: Circuito equivalente di generatore e carico trasduttore alla frequenza di risonanza f_S con induttanza in serie al trasduttore L_{ser} per la compensazione.

L'impedenza del trasduttore alla pulsazione $\omega_S = 2\pi f_S$ può essere convertita in una serie di impedenze, una reale R_s e una immaginaria di reattanza X_s attraverso le seguenti relazioni:

$$R_s = \frac{R_m}{1 + (R_m \omega_S C_0)^2}, \quad (3.12)$$

$$X_s = \frac{R_m^2}{\omega_S C_0 [1 + (R_m \omega_S C_0)^2]}.$$

Il valore dell'induttanza di compensazione L_{ser} diventa quindi:

$$L_{ser} = -\frac{1}{\omega_S X_{ser}}. \quad (3.13)$$

Come nei casi precedenti, se non si conoscono i valori di C_0 e R_m o si vuole compensare una frequenza diversa da f_S si può utilizzare semplicemente la seguente relazione:

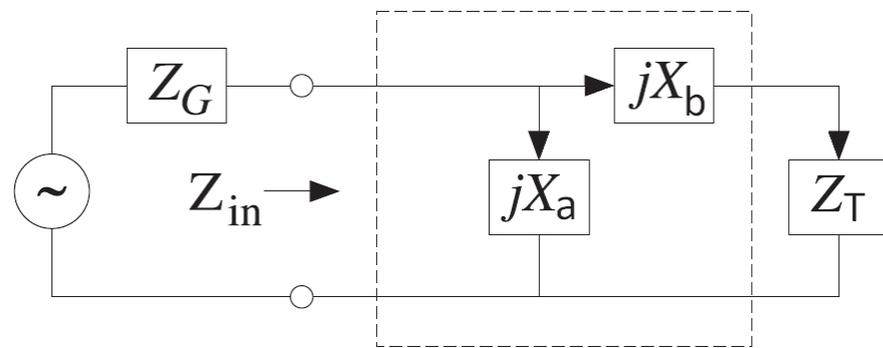
$$L_{ser} = \frac{1}{\omega_d \operatorname{Im}(Z_T)}. \quad (3.14)$$

Diversamente da quanto affermato nel caso precedente in questo caso, la resistenza parassita dell'induttore r_s influenzerà il valore della resistenza di carico sommandosi alla resistenza R_m del trasduttore.

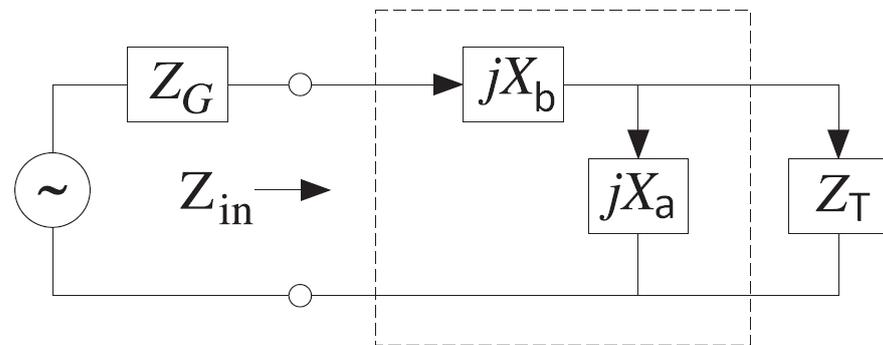
3.3.3 "L" matching

La tecnica dell'"L" matching permette, diversamente dai due metodi presentati precedentemente, di fare il matching sia di parte reale che di parte immaginaria dell'impedenza Z_T del trasduttore piezoelettrico. Essa viene implementata utilizzando due componenti reattive tra la sorgente e il carico come in Figura 3.8a e 3.8b. Le componenti reattive possono essere induttori o capacità e permettono di adattare qualsiasi carico di impedenza Z_T a qualsiasi generatore di impedenza Z_G . L'utilizzo di elementi reattivi permette inoltre che non ci siano perdite di potenza all'interno della rete di matching.

Queste tecniche sono state studiate in modo esauriente in [25] con applicazioni legate alle trasmissioni in reti di vario genere. In [6, 7] si utilizza questa tecnica con particolare riferimento ad una impedenza di carico Z_T appartenente ad un trasduttore piezoelettrico.



(a) "L" matching normale.



(b) "L" matching ribaltato.

Figura 3.8: Reti di "L" matching.

Una qualsiasi impedenza di carico può essere adattata almeno da una rete "L" matching normale o ribaltata, talvolta anche da entrambe.

Per il progetto di questa rete si devono conoscere le impedenze complesse di generatore e carico rispettivamente $Z_G = R_G + jX_G$ e $Z_T = R_T + jX_T$. Il risultato a cui si vuole giungere sono i valori delle reattanze X_a e X_b . La rete di matching che si presenta permette di sod-

disfare la relazione di adattamento di potenza (3.7) per l'impedenza immagine Z_{in} vista dal generatore:

$$Z_{in} = Z_G^* \quad (3.15)$$

dove Z_{in} può essere calcolata come:

$$Z_{in} = \frac{Z_a(Z_b + Z_T)}{Z_a + Z_b + Z_T} \quad (\text{caso normale}) \quad (3.16)$$

$$Z_{in} = Z_2 + \frac{Z_1 Z_T}{Z_1 + Z_T} \quad (\text{caso ribaltato})$$

con $Z_a = jX_a$ e $Z_b = jX_b$. Inserendo le equazioni (3.16) in (3.15) ed eguagliando parte reale e immaginaria dalle due parti, si ottiene un sistema di due equazioni per X_a e X_b per i due tipi di matching:

$$\begin{cases} X_a = \frac{X_G \pm R_G Q}{\frac{R_G}{R_T} - 1} \\ X_b = -(X_T \pm R_T Q) \\ Q = \sqrt{\frac{R_G}{R_T} - 1 + \frac{X_G^2}{R_G R_T}} \end{cases} \quad (\text{caso normale}) \quad (3.17)$$

$$\begin{cases} X_a = \frac{X_T \pm R_T Q}{\frac{R_T}{R_G} - 1} \\ X_b = -(X_G \pm R_G Q) \\ Q = \sqrt{\frac{R_T}{R_G} - 1 + \frac{X_T^2}{R_T R_G}} \end{cases} \quad (\text{caso ribaltato}) \quad (3.18)$$

Nel caso di impedenze di carico e generatore entrambe resistive, tali che $X_T = 0$ e $X_G = 0$, il sistema prende la forma particolare seguente:

$$\begin{cases} X_a = \frac{R_G}{Q} \\ X_b = \pm R_T Q \\ Q = \sqrt{\frac{R_G}{R_T} - 1} \end{cases} \quad (\text{caso normale}) \quad (3.19)$$

$$\begin{cases} X_a = \frac{R_T}{Q} \\ X_b = \pm R_G Q \\ Q = \sqrt{\frac{R_T}{R_G} - 1} \end{cases} \quad (\text{caso ribaltato}) \quad (3.20)$$

Si fa notare che la soluzione ribaltata è ottenuta da quella normale sostituendo Z_T con Z_G . Per entrambe le soluzioni si assume che $R_G \neq R_T$. Se $R_G = R_T$ si ottiene che

$$\begin{aligned} X_a &= \infty, \\ X_b &= -(X_T + X_G), \end{aligned} \quad (3.21)$$

quindi X_a funge da circuito aperto e X_b è calcolato in modo che $X_b + X_T = -X_G$. La quantità Q sta a rappresentare il fattore di merito Q dell'impedenza serie definito in (2.20). Quindi l'equazione di X_b in tutti i casi presentati implica che Q sia uguale al rapporto fra la reattanza totale in serie e la resistenza totale in serie corrispondente, che sono o $(X_b + X_T)/R_T$ o $(X_b + X_G)/R_G$.

Le condizioni per ottenere delle soluzioni reali di X_a e X_b sono che i fattori Q nelle (3.17), (3.18) siano reali o che le quantità sotto radice siano non negative. Se $R_T \neq R_G$, è facile verificare cosa succede nei vari casi e quali configurazioni è possibile utilizzare. In Tabella 3.1 si riportano le varie possibilità. Si vede come è sempre possibile ottenere una o più soluzioni qualunque sia la condizione.

Condizioni	Configurazioni sezione
$R_G > R_T, X_T \geq \sqrt{R_T(R_G - R_T)}$	normale, ribaltata
$R_G > R_T, X_T < \sqrt{R_T(R_G - R_T)}$	normale
$R_G < R_T, X_G \geq \sqrt{R_G(R_T - R_G)}$	normale, ribaltata
$R_G < R_T, X_G < \sqrt{R_G(R_T - R_G)}$	ribaltata

Tabella 3.1: Condizioni e relative configurazioni attuabili con il metodo "L" matching.

Riprendendo l'esempio fatto precedentemente e supponendo che $R_G = 50\Omega$ si può vedere in Figura 3.9 come la parte immaginaria venga compensata e la parte reale venga adattata con quella del generatore.

3.3.4 Transformer matching

In Figura 3.10 si presenta uno schema di matching che utilizza un trasformatore. Nello schema è presente un trasformatore ideale con induttanza di magnetizzazione L_m . Solitamente si sceglie L_m tale che

$$L_m = \frac{10R_g}{\omega_S}, \quad (3.22)$$

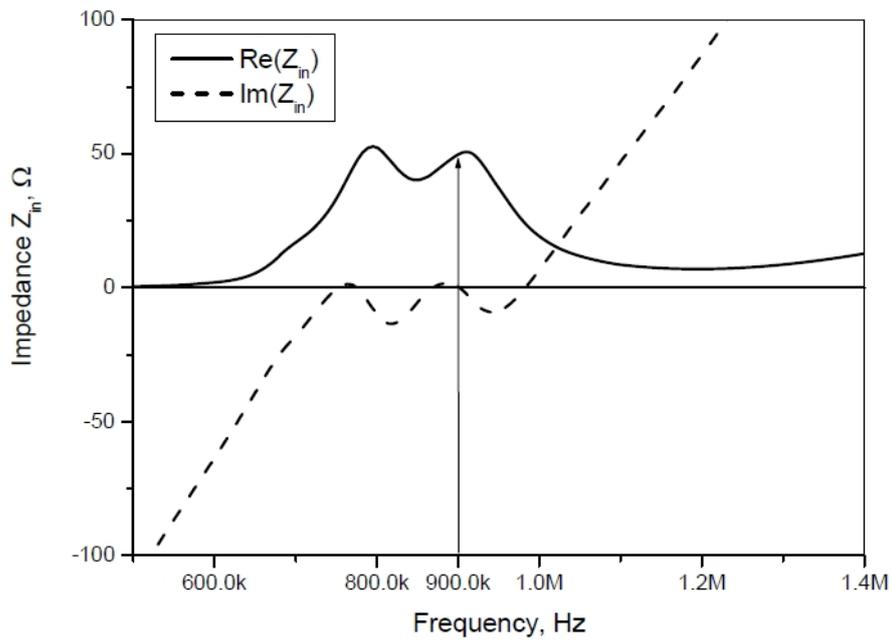


Figura 3.9: Impedenza compensata del trasduttore piezoelettrico con tecnica "L" matching (carico Z_{in} comprensivo di trasduttore e matching di compensazione).

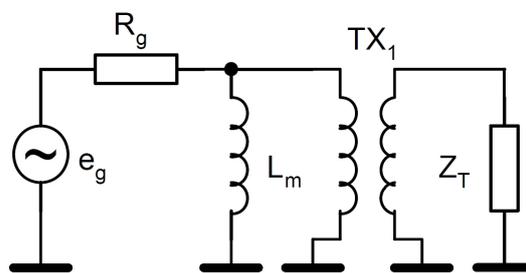


Figura 3.10: Schema del matching attraverso trasformatore (ideale).

e l'impedenza all'entrata del trasformatore è trasformata secondo il fattore n^2 . Da questo viene il calcolo del rapporto di trasformazione n :

$$n = \sqrt{\frac{|Z_T|}{R_g}}. \quad (3.23)$$

3.4 TECNICA DI MATCHING UTILIZZATA

In [6] è presente un'analisi approfondita delle tecniche di matching appena presentate basata sui seguenti criteri:

- potenza erogata al carico alla frequenza di lavoro scelta S_T : essa si calcola attraverso la potenza complessa definita come

$$S_T = V_T \cdot I_T^* = \frac{e_g^2 Z_{in}}{(R_g + Z_{in})(R_g + Z_{in}^*)}; \quad (3.24)$$

Assumendo che le perdite all'interno del circuito di matching siano trascurabili, la parte reale P_T della potenza complessa S_T è pari alla potenza dissipata sulla parte reale dell'impedenza del trasduttore. Come visto nei precedenti capitoli, questa potenza può essere attribuita all'emissione acustica del trasduttore.

- banda a -3 dB, banda effettiva B_{eff} della potenza reale normalizzata: essa si calcola come

$$B_{eff} = \sqrt{\frac{\int_{f_1}^{f_2} f^2 P_T(f) df}{2\pi \int_{f_1}^{f_2} f^2 P_T(f) df}}; \quad (3.25)$$

- efficienza della potenza trasferita η : essa si esprime come rapporto tra potenza reale erogata al carico e potenza totale erogata dal generatore.

$$\eta = \frac{4R_g \operatorname{Re}(S_T)}{e_g^2} 100\% = \frac{4R_g Z_{in}}{(R_g + Z_{in})(R_g + Z_{in}^*)} 100\%; \quad (3.26)$$

- fattore di potenza PF: essa si definisce come il rapporto tra potenza reale e potenza apparente misurate sul carico trasduttore.

$$\operatorname{PF} = \frac{\operatorname{Re}(S_T)}{|S_T|} = \frac{\operatorname{Re}(S_T)}{\sqrt{\operatorname{Re}(S_T)^2 + \operatorname{Im}(S_T)^2}}; \quad (3.27)$$

- efficienza totale γ : essa da una chiara interpretazione dell'efficienza totale riassumendo l'informazione presente nel fattore di potenza PF e nell'efficienza η e si calcola come

$$\gamma = \operatorname{PF} \cdot \eta. \quad (3.28)$$

Soprattutto la misura di γ è utile in quanto in [6] ha consentito di dimostrare l'alta efficienza dell'"L" matching rispetto a tutti gli altri metodi presentati. In Figura 3.11 sono riportati gli andamenti in frequenza di γ per ognuna delle realizzazioni progettate scegliendo come frequenza di matching $f_d = 900$ kHz.

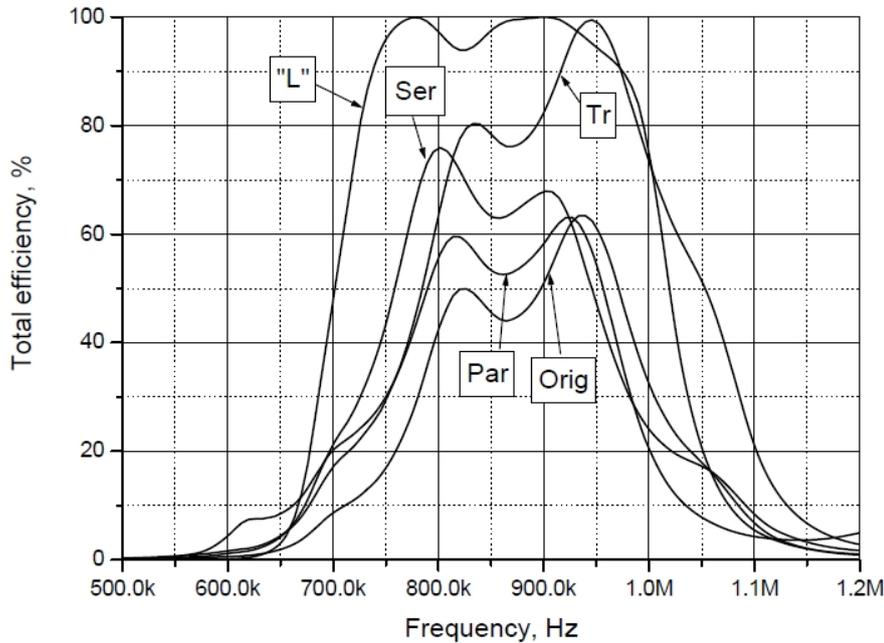


Figura 3.11: Efficienza totale γ per le tecniche presentate.

Approfondendo la teoria delle reti si possono utilizzare altri tipi di matching anche attraverso le reti "a pi-greco" o "a T" ([25]): queste reti hanno come caratteristica peculiare una quantità di parametri liberi maggiore di quella vista per esempio nell'"L" matching. Questo permette di costruire matching con proprietà di filtraggio diverse avendo un controllo maggiore sulla larghezza di banda dell'adattamento energetico. Tuttavia, si è ritenuto più conveniente l'utilizzo delle tecniche più semplici come l'"L" matching o attraverso una sola induttanza di compensazione. Questa scelta è motivata dal fatto che è sempre utile minimizzare il numero di componenti all'interno di un circuito a causa di dispersioni, aumento di temperatura, aumento di incertezze. Inoltre la tecnica dell'"L" matching permette, come si dimostra nei prossimi paragrafi, di ottenere un filtraggio utile agli scopi dei trasduttori ad ultrasuoni impiegati nelle saldatrici.

3.5 PROGETTAZIONE "L" MATCHING

Lo scopo di questa sezione è chiarire un metodo per la progettazione del matching che collega generatore e trasduttore a partire da un trasduttore piezoelettrico dato. Negli esempi di progettazione raccolti dalla letteratura [8, 20] si fa uso molto spesso di compensazioni attra-

verso singole induttanze in serie o in parallelo al trasduttore. Dopo uno studio preliminare delle possibili tecniche di matching, partendo dalle considerazioni appena fatte, si è scelto di progettare una rete "L" matching per il trasduttore PZT di esempio in Tabella 2.4. Infatti le tecniche che fanno uso di un singolo induttore sono spesso approssimative per quanto riguarda la compensazione della parte immaginaria nel caso di L_{ser} e per quanto riguarda il filtraggio dei disturbi nel caso di L_{par} .

Il trasduttore scelto ha un fattore di merito Q_m molto alto e quindi è utilizzabile in applicazioni come quella della saldatura ad ultrasuoni e si può ipotizzare che abbia caratteristiche molto simili al dispositivo in dotazione al Dipartimento di Tecnica e Gestione dei Sistemi Industriali (DTG) di Vicenza, simile anche a quello riportato nel datasheet A.1.

3.5.1 Calcolo delle soluzioni

Le formule presentate per il calcolo dell' "L" matching (3.17,3.18) prevedono l'utilizzo delle impedenze del generatore e del trasduttore espresse rispettivamente come serie tra una parte reale e una parte immaginaria (reattanza):

$$\begin{aligned} Z_G &= R_G + jX_G, \\ Z_T &= R_T + jX_T. \end{aligned} \quad (3.29)$$

Supponendo che il generatore ad ultrasuoni abbia una impedenza interna equivalente pari a 50Ω , si sceglie

$$\begin{aligned} R_G &= 50\Omega, \\ X_G &= 0. \end{aligned} \quad (3.30)$$

Per calcolare i parametri del trasduttore si calcola l'impedenza in funzione della frequenza con l'equazione (2.22), e successivamente si valuta l'impedenza calcolata $Z_T(j2\pi f)$ alla frequenza che si desidera compensare. È utile sottolineare che la frequenza scelta per la compensazione è $f = f_S$ corrispondente alla frequenza di risonanza della serie RLC del trasduttore. Come puntualizzato nella sezione 2.6.1 del capitolo 2, f_S è molto vicina alla frequenza f_m alla quale si ottiene la risonanza di tutto il trasduttore e non solo del circuito RLC. Per questo motivo alla frequenza f_S la parte immaginaria dell'impedenza Z_T non è esattamente nulla e si rende necessaria una compensazione della parte immaginaria per rendere possibile l'utilizzo del trasduttore intorno a tale frequenza. A priori si potrebbe compensare qualsiasi frequenza scegliendo anche una $f_d \neq f_S$, l'unico limite è la risonanza f_S propria del trasduttore ad ultrasuoni da cui non ci si può allontanare eccessivamente. Infatti nei datasheet è solitamente indicata la frequenza di lavoro e un range nel quale può essere effettuata la compensazione (A.1). Quindi è stata calcolata $Z_T(j2\pi f)|_{f=f_S}$

e successivamente si sono calcolate parte immaginaria e parte reale come

$$\begin{aligned} R_T &= \operatorname{Re}(Z_T(j2\pi f)|_{f_s}) = 134.9825 \Omega, \\ X_T &= \operatorname{Im}(Z_T(j2\pi f)|_{f_s}) = -23.2871 \Omega. \end{aligned} \quad (3.31)$$

Consultando Tabella 3.1 si deduce che si è in presenza del caso dell'ultima riga in cui è possibile fare il matching attraverso la rete ribaltata. In Matlab si è utilizzata anche la rete a configurazione normale ma il sistema di equazioni ha dato come ci si aspetta una soluzione impossibile. La soluzione del sistema (3.18) dà due soluzioni possibili per la rete di matching composta da elementi con reattanze X_a e X_b che si riportano in Tabella 3.2.

Soluzioni	Valore reattanza (Ω)	Capacità (nF)	Induttanza (mH)
$X_{a,1}$	-92.2555	85.67	—
$X_{b,1}$	66.7083	—	0.5272
$X_{a,2}$	119.6577	—	0.9457
$X_{b,2}$	-66.7083	118.49	—

Tabella 3.2: Valori delle reattanze risultanti dalla risoluzione del problema di "L" matching e corrispondenti elementi elettrici.

Come si vede da Tabella 3.2 una reattanza negativa corrisponde ad una capacità, una reattanza positiva ad un'induttanza. Questa affermazione trova motivo nelle relazioni seguenti:

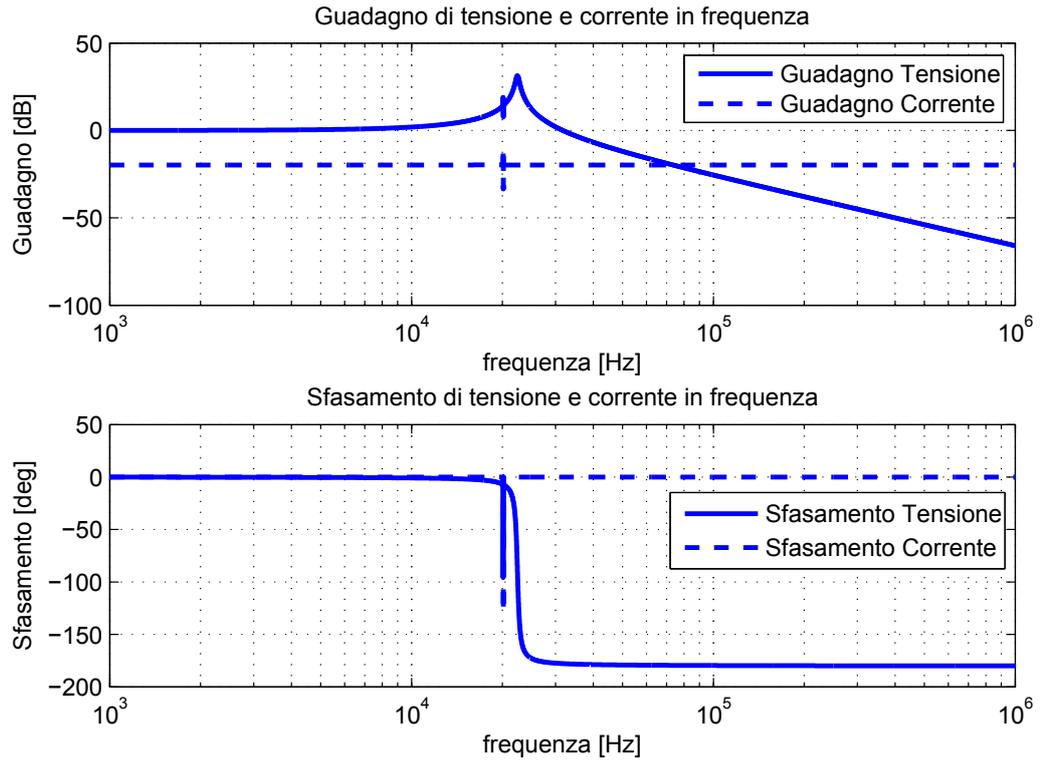
$$\begin{aligned} Z_C = \frac{1}{j\omega C} = \frac{-j}{\omega C} &\rightarrow X_C = -\frac{1}{\omega C} \quad (\text{negativa}), \\ Z_L = j\omega L &\rightarrow X_L = \omega L \quad (\text{positiva}). \end{aligned} \quad (3.32)$$

3.5.2 Scelta della soluzione

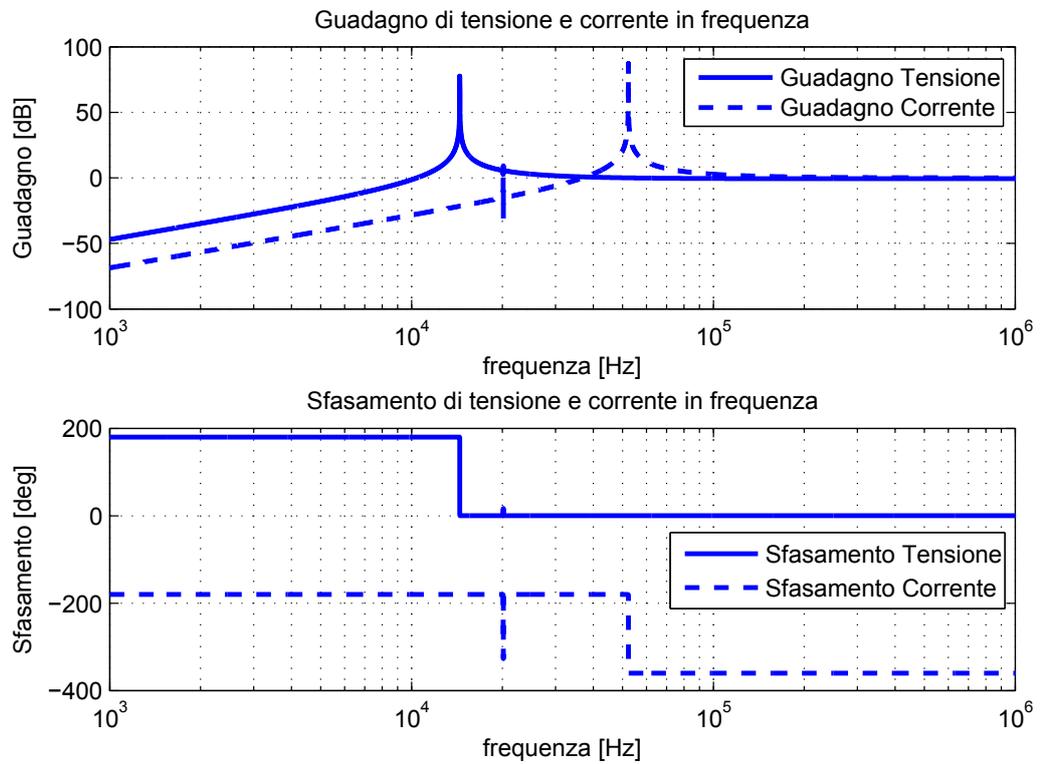
Le due soluzioni presentate soddisfano entrambe la condizione di massimo trasferimento di potenza intorno alla frequenza scelta f_s . Ciò che rende differente la rete di matching 1 dalla rete di matching 2 è il tipo di risposta in frequenza. Con i valori di capacità e induttanza presentati in Tabella 3.2 sono state calcolate le risposte in frequenza di entrambe le reti di matching rispetto a tensione e corrente con

$$\begin{aligned} H_{\text{tens}}(f) &= \frac{V_{\text{out}}(f)}{V_{\text{in}}(f)}, \\ H_{\text{corr}}(f) &= \frac{I_{\text{out}}(f)}{I_{\text{in}}(f)}, \end{aligned} \quad (3.33)$$

dove con "out" si intende la misura prima del carico e dopo la rete di matching e con "in" si intende la misura dopo la sorgente e prima



(a) Risposta in frequenza di tensione e corrente per la rete di matching numero 1.



(b) Risposta in frequenza di tensione e corrente per la rete di matching numero 2.

Figura 3.12: Risposte in frequenza di tensione (in linea continua) e corrente (a tratteggio) per le due reti di matching calcolate.

del filtro di matching. In Figura 3.12a, 3.12b sono riportate le risposte in frequenza di tensione e corrente per le due soluzioni calcolate.

La prima ha una risposta in frequenza per la tensione di tipo passa-basso, con un fattore di amplificazione maggiore dell'unità vicino alla risonanza del trasduttore. La corrente (in tratteggio) ha una risposta in frequenza di tipo passa-tutto. Ci si aspetta quindi che questa configurazione di matching permetta un filtraggio delle armoniche superiori a 20 kHz per quanto riguarda la grandezza della tensione e invece lasci invariata la corrente con eventuali disturbi ad alta frequenza.

Il secondo caso invece ha un comportamento passa alto per entrambi le grandezze di tensione e corrente. Questa configurazione non altera le frequenze oltre i 20 kHz sia di tensione che corrente che quindi risultano sicuramente più affette da disturbi rispetto al caso precedente.

3.5.3 Analisi del risultato

Delle due soluzioni presentate solo la prima risulta essere utilizzabile nell'applicazione della saldatura ad ultrasuoni. I motivi che portano a questa scelta sono i seguenti:

- *forma d'onda di alimentazione*
I dispositivi piezoelettrici utilizzati nella saldatura (denominati anche *stack PZT*) sono costruiti per essere alimentati attraverso una tensione il più sinusoidale possibile. Questa scelta trova motivazione nelle sollecitazioni a cui sono sottoposti questi dispositivi: un'onda sinusoidale deforma lo *stack* in modo graduale, un'onda disturbata o affetta da molte non-linearità sollecita l'elemento piezoelettrico in modo molto brusco e può formare delle cricche o rotture nei dischi ceramici. La motivazione di questo comportamento è in accordo con l'analogia elettromeccanica presentata nel capitolo 2 in cui si dimostra la connessione diretta tra le grandezze di tensione e spostamento (deformazione). Può inoltre verificarsi che sollecitazioni troppo irregolari portino ad un innalzamento della temperatura che se avvicina la temperatura di Curie porta al danneggiamento delle proprietà piezoelettriche del trasduttore.
- *alimentazione tramite onda quadra*
I generatori di potenza utilizzati per l'alimentazione di questi dispositivi utilizzano molto spesso configurazioni *half-bridge* o *full-bridge* per la creazione di un'onda quadra ad alta potenza (tensione) alla frequenza di risonanza desiderata. Per i motivi appena descritti non si può alimentare direttamente il trasduttore con un onda quadra che presenti discontinuità. Il filtro di matching progettato permette di filtrare le armoniche in tensio-

ne superiori ai 20 kHz lasciando passare solo l'armonica fondamentale a 20 kHz, che è quella che porta con sé la maggior parte della potenza prodotta.

La trattazione considerata ha il difetto di non considerare gli effetti del cavo di collegamento tra filtro e trasduttore. Tale aspetto è comunque da considerarsi in una fase di progettazione accurata e non va trascurato: piccoli cambiamenti di capacità dovuti all'utilizzo di un cavo di connessione tra rete di matching (solitamente costruita all'interno del generatore) e trasduttore possono portare a sfasamenti non trascurabili che influiscono sulla potenza effettiva trasferita al carico.

In Figura 3.13 è riportato l'andamento in frequenza dell'impedenza Z_T del trasduttore (in tratteggio) a confronto con quella calcolata a monte del filtro di matching (in linea continua), cioè l'impedenza Z_{in} vista dal generatore dopo l'applicazione del circuito di matching. Si nota come l'attraversamento della fase nulla dello sfasamento equivalente visto dal generatore (in linea continua) è sempre in corrispondenza della frequenza $f_s = 20.136$ kHz scelta per il matching e ha modulo in frequenza attorno ai 33 dB $\simeq 50 \Omega$ come richiesto dalla condizione di adattamento in (3.15).

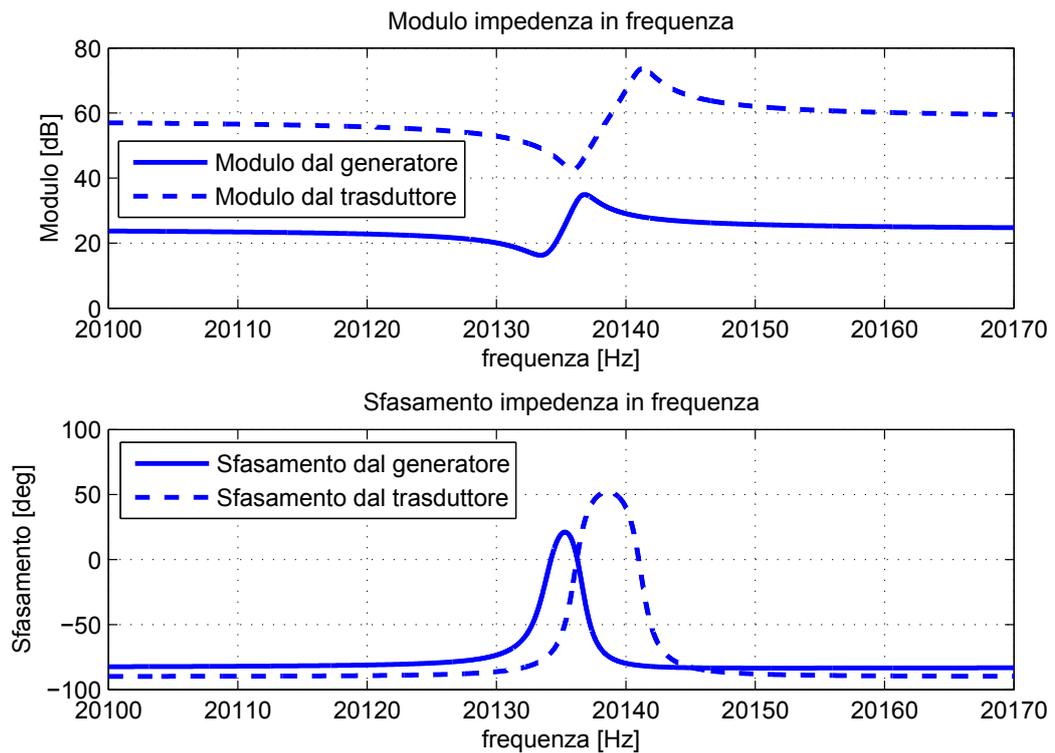


Figura 3.13: Impedenza Z_{in} vista dal generatore dopo l'applicazione del matching (linea continua) e impedenza Z_T del trasduttore ad ultrasuoni (linea tratteggiata).

SISTEMA E CONTROLLO

4.1 INTRODUZIONE

In questa trattazione si approfondisce il funzionamento di un prototipo di generatore ad ultrasuoni e saldatore ad esso connesso a disposizione presso il Dipartimento di Tecnica e Gestione dei Sistemi Industriali (DTG) di Vicenza.

Il sistema per la saldatura ad ultrasuoni è rappresentato in Figura 4.1 e si compone dei seguenti elementi:

- PLC;
- generatore ad ultrasuoni;
- trasduttore piezoelettrico PZT;
- booster, sonotrodo;

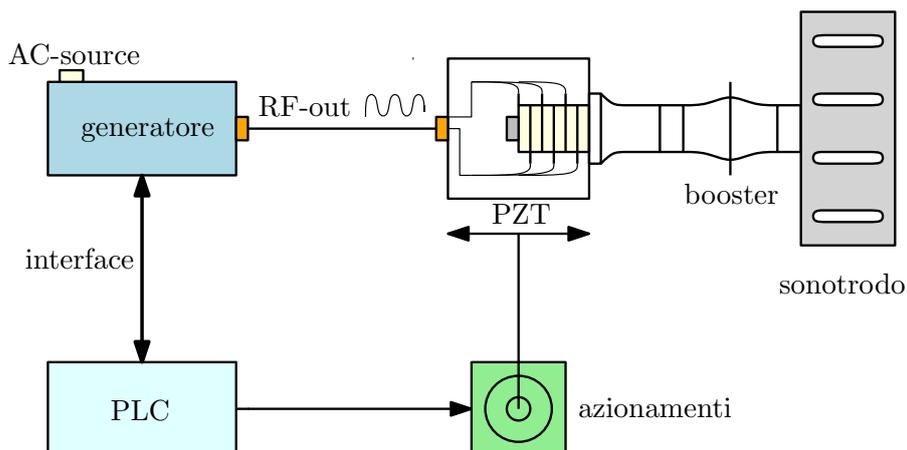


Figura 4.1: Schema del sistema di saldatura ad ultrasuoni comprensivo di parte elettronica (generatore, PLC, azionamenti) e parte meccanica.

Il *programmer logic controller* (PLC) è l'unità intelligente, cui è affidata la gestione dell'intero sistema. Il PLC è collegato al generatore attraverso il cavo "interface" e consente di controllare le seguenti operazioni:

- abilitazione/disabilitazione del generatore;
- rilevazione e gestione di eventuali errori di amplificazione;
- regolazione dell'ampiezza o della frequenza di oscillazione;

- ricezione e analisi delle misure di potenza ottenute dal generatore;
- movimentazione degli azionamenti che portano alla battuta tra sistema vibrante e giunto da saldare;
- controllo di temperatura dei giunti vibranti (trasduttore, booster, sonotrodo);
- controllo e abilitazione di eventuali altre azioni connesse alla saldatura: taglio successivo alla saldatura, applicazione di pressioni aggiuntive con eventuali pompe idrauliche.

Il cavo "interface" si compone di otto fili colorati ad ognuno dei quali corrisponde un terminale (pin) che si connette al PLC e al generatore (Figura 4.2). Nella Tabella 4.1 si riporta la corrispondenza tra pin dei connettori e colori dei singoli fili. È inoltre indicata la funzione dei singoli elementi, dove per GND si intende collegamento di massa di riferimento dei segnali.

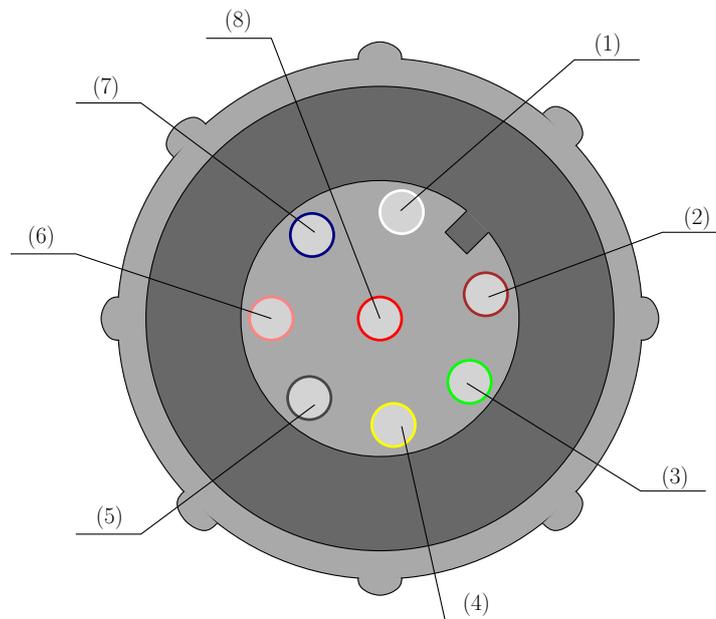


Figura 4.2: Schema del connettore e dei corrispondenti terminali (pin).

Il generatore riceve i comandi di INPUT di abilitazione dal PLC ed alcune impostazioni da eventuali interfacce remote aggiuntive. Successivamente fornisce all'uscita "RFout" un segnale in tensione sinusoidale variabile a frequenza ultrasonica. Tale segnale è ricevuto dal successivo trasduttore piezoelettrico tramite un cavo di tipo BNCRG58 che si occupa della conversione elettromeccanica della potenza che viene trasferita a booster e sonotrodo. Come descritto precedentemente il generatore ad ultrasuoni ha due principali scopi:

PIN	Direzione	Colore	Descrizione funzionale
(1)	–	Bianco	Non collegato
(2)	–	Marrone	GND
(3)	INPUT	Verde	Start vibrazione (attivo basso)
(4)	–	Giallo	Non collegato
(5)	OUTPUT	Grigio	ERROR (normalmente aperto)
(6)	INPUT	Rosa	Regolazione ampiezza [5 – 10 V]
(7)	OUTPUT	Blu	Report di potenza reale [0 – 10 V]
(8)	–	Rosso	Non collegato

Tabella 4.1: Tabella riassuntiva dei terminali del cavo "interface" e loro funzione.

- l'alimentazione del trasduttore piezoelettrico con tensioni dell'ordine di migliaia di Volt per la generazione dell'oscillazione meccanica;
- il controllo della frequenza della sinusoide con cui viene alimentato il trasduttore che deve essere sollecitato esattamente alla frequenza di risonanza del trasduttore per massimizzare la conversione di potenza elettromeccanica.

Nel seguito si approfondisce la progettazione del generatore elettrico con un'attenzione particolare al controllo presente al suo interno.

4.2 IL GENERATORE AD ULTRASUONI

Dalle considerazioni fatte si deduce la necessità che il generatore ad ultrasuoni contenga al suo interno una parte di potenza, adibita alla generazione della sinusoide di alimentazione, e una parte di controllo che monitori la frequenza di alimentazione. Esso è dotato solitamente di un'entrata "interface" (per la comunicazione con il PLC) e di un'uscita coassiale "RFout" che alimenta direttamente il trasduttore piezoelettrico.

In Figura 4.3 è riportata una foto del generatore ad ultrasuoni a disposizione presso il DTG utilizzato per l'alimentazione di saldatori ad ultrasuoni.

In Figura 4.4 è riportato uno schema funzionale delle parti del generatore in Figura 4.3 che ne rispetta le dimensioni e le posizioni.

Il riquadro (1) include la sezione di alimentazione del generatore, costituita da un connettore a tre poli (fase L, neutro N e conduttore di protezione PE), due fusibili di sicurezza, un banco di filtri EMI (electromagnetic interference) per il contenimento delle emissioni condotte a radio frequenza, un circuito per la limitazione (soppressione)



Figura 4.3: Interno di un generatore ad ultrasuoni.

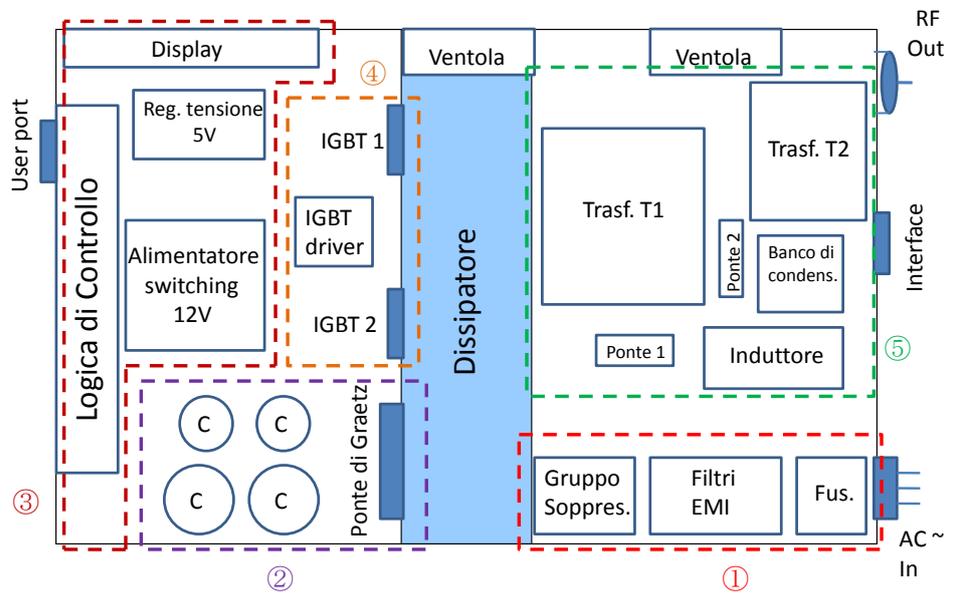


Figura 4.4: Suddivisione funzionale del generatore di Figura 4.3.

delle sovratensioni transitorie all'accensione del generatore realizzato mediante un relè, due termistori ed un varistore (soppressore).

Il riquadro (2) contiene la sezione dedicata al raddrizzamento della tensione alternata d'ingresso: è composto da un ponte a diodi e da un banco di condensatori.

Nella sezione (3) è presente un alimentatore a commutazione switching con uscita a 12 V, utile per l'alimentazione del driver utilizzato per comandare gli IGBT di potenza. Sono inoltre presenti dei regolatori che abbassano ulteriormente a 5 V la tensione, necessaria per l'alimentazione dei circuiti digitali (tra cui il microprocessore) presenti nella zona riservata alla logica di controllo concentrata nelle schede ad innesto verticale sul lato "user port". Nei pressi di tali schede solitamente può essere installato un display frontale a led per la segnalazione di eventuali livelli di potenza, tensione, frequenza o errori.

In (4) sono alloggiati i dispositivi di potenza, in particolare: un driver *insulate gate bipolar transistor* (IGBT) e due IGBT nella configurazione inverter a mezzo ponte (*half bridge*). I due transistor sono pilotati per mezzo del chip driver dedicato. La configurazione dell'inverter a mezzo ponte è riportata in Figura 4.5.

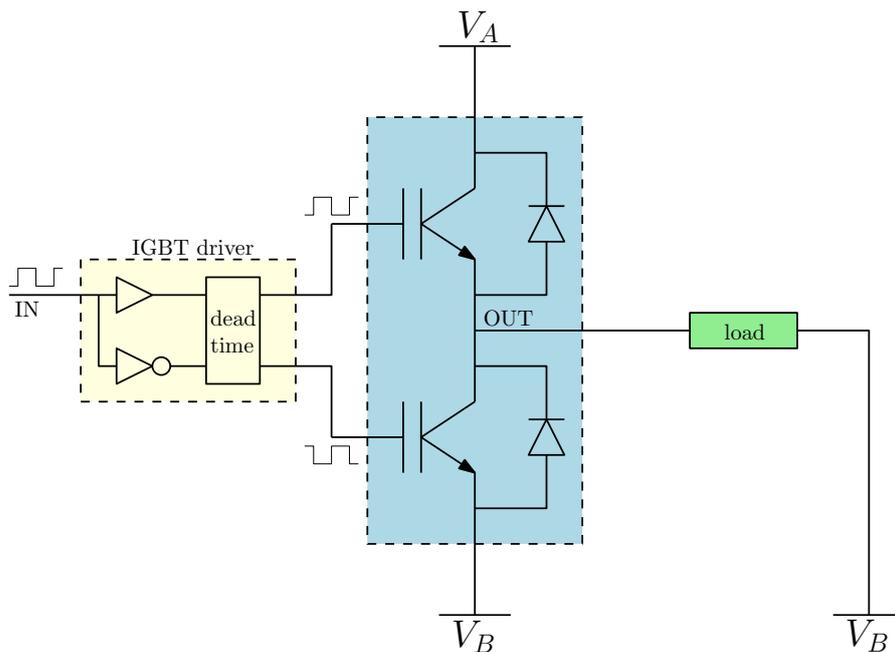


Figura 4.5: Configurazione del driver e dei due IGBT utilizzati in configurazione *half bridge*.

Il driver riceve dalla sezione di controllo un'onda quadra variabile contenuta sui livelli 0 – 5 V e alla frequenza di eccitazione ultrasonica desiderata. Il driver trasforma l'onda ricevuta in un comando per gli IGBT, i quali cortocircuitano l'uscita verso i potenziali V_A o V_B a seconda dei casi. I potenziali V_A e V_B sono collegati rispettivamente

al collettore dell'IGBT superiore e all'emettitore dell'IGBT inferiore e sono collegati ai terminali di uscita del ponte raddrizzatore.

Nella sezione (5) la tensione presente all'uscita del mezzo ponte è amplificata e filtrata attraverso il trasformatore (1). All'uscita del trasformatore (1) sono posti dei condensatori e degli induttori che formano il matching tra generatore e trasduttore e filtrano l'onda quadra proveniente dall'*half bridge*. In prossimità del connettore di uscita "RFout" viene misurata la corrente attraverso un trasformatore di misura (2). Questo segnale (solitamente molto disturbato) viene filtrato da un apposito banco di filtri (passa-basso o passa-banda) posti in prossimità del trasformatore (2). Il segnale di corrente viene prelevato e inviato alla logica di controllo. Attraverso l'informazione della corrente che scorre sul trasduttore e del segnale di controllo che comanda gli IGBT è possibile controllare la frequenza di eccitazione del trasduttore e la potenza erogata. I livelli di tensione in uscita dal connettore "RFout" sono dell'ordine dei 1000 V picco-picco come confermano alcune misurazioni effettuate e esaminate successivamente. In questi generatori sono sempre presenti dei ponticelli aggiuntivi per rendere possibile il loro adattamento a configurazioni diverse dipendenti da scelte diverse di trasduttori o diversi sistemi per la saldatura.

4.3 SEZIONE DI CONTROLLO

A partire dall'analisi del prototipo presentato e dalla letteratura a riguardo [8, 18] si approfondisce di seguito il funzionamento del sistema di controllo adibito alla generazione della sinusoide ultrasonica. Nei sistemi come quello presentato in 4.1, oltre al controllo del PLC, che gestisce la ripetizione di certe operazioni e le eventuali eccezioni, è necessario un controllo integrato all'interno del generatore di tensione che, a partire da alcune misure di corrente e di potenza, faccia sì che il mezzo ponte a IGBT generi una forma d'onda che abbia frequenza di risonanza esattamente coincidente con quella della catena vibrante che contiene trasduttore, booster e sonotrodo. Come già introdotto la frequenza da sollecitare è quella ottimale di lavoro f_s sulla quale è sintonizzato l'intero sistema meccanico composto da booster e sonotrodo. Tuttavia accade che durante la saldatura gli sforzi meccanici, le variazioni di temperatura, il deterioramento di alcune parti, provocano variazioni della frequenza di risonanza del trasduttore: il generatore ad ultrasuoni necessita quindi di un controllo che individui la risonanza istante per istante e sia capace di inseguire eventuali variazioni.

In Figura 4.6 è riportato uno schema semplificato di un generico amplificatore ad ultrasuoni. L'amplificatore "inverter" è comandato da un VCO (*Voltage Controlled Oscillator*) che insieme al PFD (*Phase Frequency Detector*) e al filtro passa-banda (BPF) costituiscono l'apparato di controllo del sistema. La caratteristica peculiare della solle-

citazione nel punto di risonanza è lo sfasamento nullo tra tensione applicata al trasduttore (Z_L) e corrente che scorre su quest'ultimo. Per questo motivo le misure necessarie al calcolo dello sfasamento sono la tensione, prelevata direttamente all'uscita del VCO, e la corrente, misurata spesso attraverso un trasformatore di isolamento e filtrata dal filtro passa-banda già citato. La tensione viene prelevata direttamente all'uscita del VCO in quanto tra VCO e trasduttore c'è il mezzo ponte a IGBT che introduce un ritardo trascurabile sulla tensione effettivamente applicata al trasduttore. Inoltre la misura a bassa tensione direttamente all'uscita del VCO evita la misura della stessa forma d'onda amplificata che alimenta il trasduttore e quindi permette di risparmiare componenti di misura per alte tensioni ed evita ulteriori incertezze e ritardi sulla misura.

Il sistema descritto si basa sullo stesso funzionamento del PLL (*Phase Locked Loop*). Esso si basa su un controllo in catena chiusa che genera un'uscita in relazione alla frequenza e alla fase di un segnale di riferimento in ingresso. Il circuito PLL risponde sia a variazioni di fase che a variazioni di frequenza automaticamente aumentando o diminuendo la tensione di comando in un oscillatore (VCO) fino al raggiungimento di fase e frequenza coincidenti per il segnale di riferimento e per il segnale di feedback.

Di seguito si esaminano in dettaglio le parti del sistema di controllo di Figura 4.6.

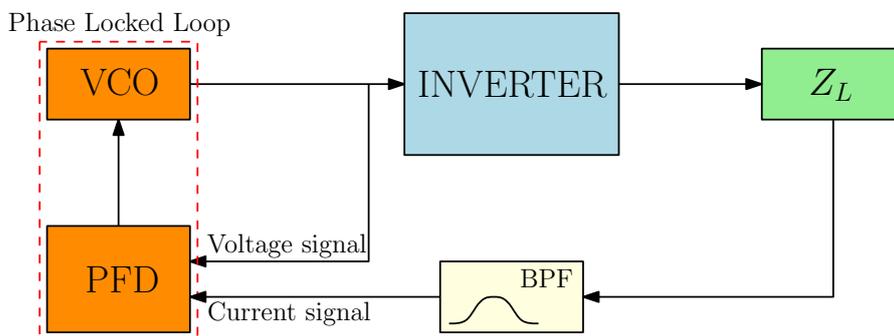


Figura 4.6

4.3.1 Phase frequency detector

La parte principale del controllo è un dispositivo che calcola lo sfasamento tra le grandezze di tensione e corrente. Dei vari dispositivi ricercati in letteratura quello più efficiente e più semplice da utilizzare è il *Phase Frequency Detector*. Tale circuito sfrutta due flip-flop di tipo D con ingresso D sempre a livello logico 1; i flip flop utilizzano come clock i segnali di tensione e corrente prelevati dal sistema. Il *charge pump* è simile ad uno switch a tre posizioni controllato dal PFD e riportato in Figura 4.7. La funzione del *charge pump* è di disaccop-

piare un eventuale carico dal PFD e di produrre un segnale con un minor numero di discontinuità utile al controllo del successivo VCO.

In Figura 4.7, Z rappresenta un filtro di primo o di secondo ordine (raramente di terzo ordine) composto solitamente da elementi passivi. Solitamente la banda di questo filtro viene scelta almeno dieci volte la frequenza di lavoro f_S in modo da filtrare le discontinuità senza rallentare troppo la dinamica del sistema di controllo. In Figura 4.7 è riportata anche la caratteristica tipica della tensione di uscita del *charge pump* in funzione dello sfasamento della coppia di segnali in ingresso.

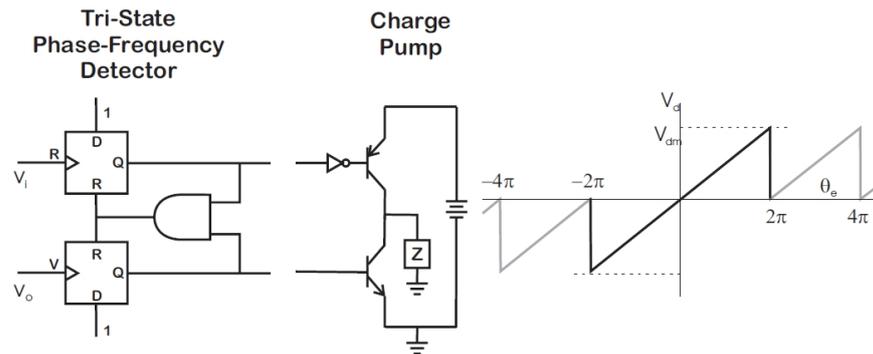


Figura 4.7: Circuito logico del PFD e successivo circuito del *charge pump* con andamento della funzione di trasferimento.

4.3.2 VCO e Half bridge

Il *charge pump* produce un segnale utile al controllo del VCO che genera in uscita una sinusoide $V_{VCO}(t)$ con frequenza proporzionale al segnale $V_{IN}(t)$ in entrata secondo la relazione:

$$V_{VCO}(t) = \sin(\omega_0 t + K \cdot V_{IN}(t)). \quad (4.1)$$

Dove K è la sensibilità del VCO e ω_0 è la frequenza di riposo, cioè la frequenza della sinusoide in uscita in presenza di tensione in ingresso nulla. Questi parametri possono essere scelti tenendo conto di alcuni criteri:

- Sensibilità K : comanda la variazione di frequenza in relazione al segnale d'ingresso al VCO. Un K alto rende il sistema molto veloce ma anche difficilmente stabilizzabile in quanto produce dei segnali che per piccole variazioni dell'ingresso variano la frequenza dentro un intorno molto largo di f_S : in questo modo l'amplificatore potrebbe sollecitare altre frequenze di risonanza non adatte alla saldatura danneggiando il sistema elettrico con il surriscaldamento di alcune parti o il sistema meccanico con la sollecitazione di una frequenza errata del sistema.

- Frequenza di riposo ω_0 : può essere settata alla frequenza risultante da una scansione iniziale prima della saldatura; in questo modo il sistema di controllo misura un errore di frequenza a partire dal riferimento ω_0 .

La tensione in uscita dal VCO viene utilizzata per pilotare il mezzo ponte a IGBT che permette di produrre un'onda quadra a 230 V rad-drizzati. Quest'ultima viene trasformata da un trasformatore che ne eleva la tensione fino a 4000 V picco-picco (come si vede dalle misure effettuate successivamente) e inviata al carico completo di trasduttore e filtro di matching.

4.3.3 Misura dei riferimenti

Come già accennato il sistema di controllo utilizza come riferimenti le misure di:

- *tensione*: viene prelevata direttamente dal segnale di uscita del VCO che, squadrato opportunamente, è il segnale che comanda il mezzo ponte a IGBT. Infatti l'onda quadra ad alta tensione in uscita dal mezzo ponte ha la stessa tensione e frequenza del segnale che lo comanda.
- *corrente*: viene misurata attraverso un trasformatore di isolamento e riportata al PFD. Solitamente, il segnale della corrente risulta molto disturbato a causa di offset o disturbi ad alta frequenza che impediscono il suo uso all'interno di circuiti logici. Per questo motivo si utilizza un filtro passa-banda per eliminare eventuali componenti in continua e picchi indesiderati ad alta frequenza. Il filtro passa-banda non è di semplice progettazione: infatti deve avere una banda pari alle possibili frequenze di lavoro intorno ad f_S che può modificare la sua posizione e nello stesso tempo non deve introdurre sfasamento nel segnale della corrente.

4.4 MISURE

A partire dall'analisi appena descritta, sono state effettuate alcune misure sul prototipo a disposizione presso il DTG. Con tali misure si intende verificare le ipotesi del modello elettromeccanico del trasduttore presentato e le interazioni presenti tra generatore e il sistema di saldatura meccanico.

4.4.1 Misure a vuoto elettrico

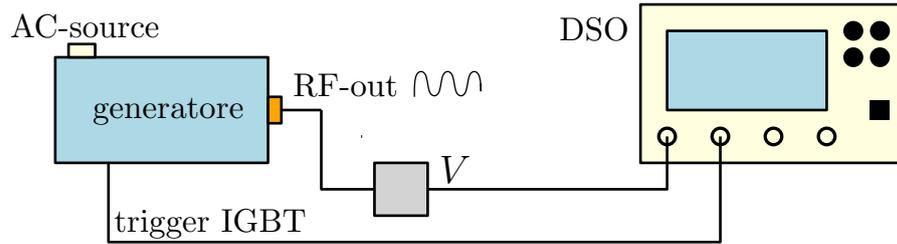


Figura 4.8: Schema a blocchi del sistema di test adottato per le misure a vuoto elettrico.

Una prima attività sperimentale ha riguardato il funzionamento del generatore a vuoto elettrico, cioè senza collegamento del generatore al trasduttore piezoelettrico. Sono state effettuate delle misurazioni con oscilloscopio sia sul cavo "RFout", sia all'interno della sezione di logica di controllo.

Le misurazioni sono state effettuate avvalendosi dei seguenti strumenti:

- Un oscilloscopio digitale (DSO) LeCroy, 200 MS/s, 80 MHz;
- Un partitore resistivo ($1\text{ M}\Omega - 10\text{ k}\Omega$) per la riduzione della tensione, con uscita collegata all'ingresso CH1 del DSO.
- Un collegamento direttamente sulla scheda logica del generatore per la misurazione del segnale di comando degli IGBT collegato all'ingresso CH2 del DSO.

Nelle schede di logica di controllo si è osservato l'impiego di un clock di sistema variabile a 6 – 8 MHz. Nella sezione IGBT, si è osservato un segnale di comando del driver IGBT (in Figura 4.5) ad onda quadra come illustrato dalla traccia gialla in Figura 4.9. La traccia azzurra rappresenta invece il report di potenza che l'amplificatore invia al PLC attraverso il filo blu del cavo "interface". La misurazione del segnale di tensione sul connettore RFout è stata effettuata avvalendosi di un oscilloscopio digitale ed un partitore di tensione ($1\text{ M}\Omega - 10\text{ k}\Omega$). I risultati ottenuti, attenuati di un fattore circa pari a 100, hanno evidenziato la presenza di una forma d'onda quasi-sinusoidale, come evidenziato in Figura 4.10: la tensione finale all'u-

scita del generatore risulta quindi variabile con una frequenza di circa 20.22 kHz ed un'ampiezza di circa 1000 V picco-picco.

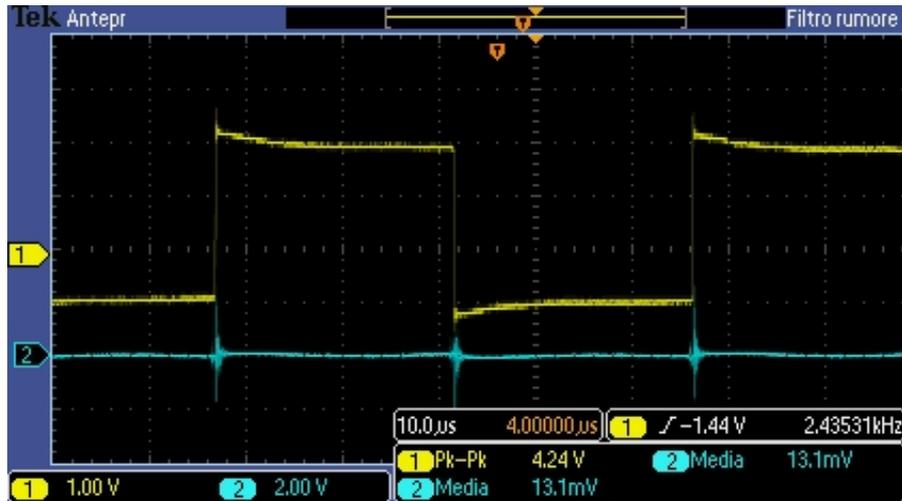


Figura 4.9: Andamento del segnale di comando del mezzo ponte a IGBT (in giallo) e segnale misurato sul pin (7) del connettore "interface" (report di potenza).

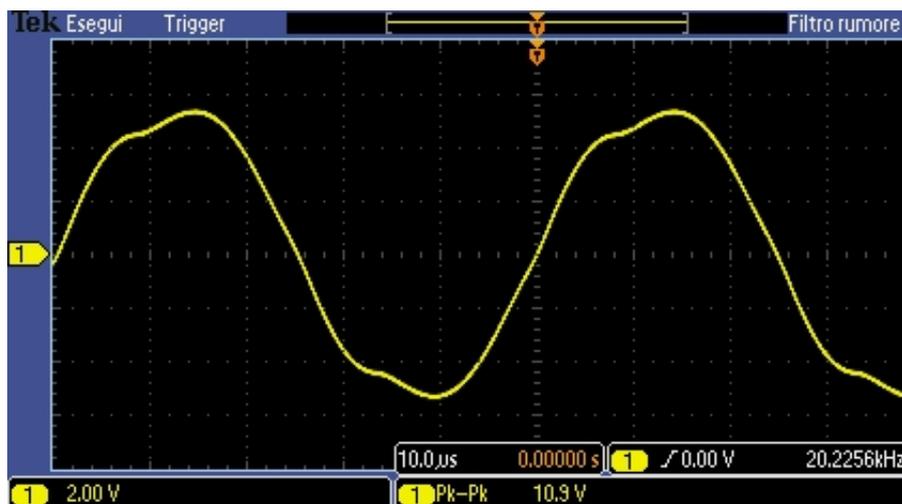


Figura 4.10: Andamento nel tempo del segnale sul connettore RFout con attenuazione 100).

Dalle misurazioni effettuate e dai manuali più comuni ([20]) è possibile risalire al modo in cui il PLC e il generatore gestiscono il proprio funzionamento. Inizialmente il PLC abilita la linea 3 con la chiusura del contatto verso massa (linea 2). A partire dall'abilitazione il generatore ripete ciclicamente la stessa sequenza di operazioni nel tempo $T = T_{ON} + T_{OFF}$ rappresentate in Figura 4.11:

1. *tuning in frequenza*: nella prima parte del T_{ON} , il dispositivo effettua inizialmente un tuning per la ricerca della frequenza di risonanza. La scansione delle frequenze avviene in un intervallo

impostabile, che ha inizio alla frequenza fissa $f_{start} = 20.3 \text{ kHz}$ e termina ad una frequenza f_{stop} variabile. Nel funzionamento meccanico normale durante il tuning il sonotrodo è posto in battuta con il pezzo da saldare e il generatore si sintonizza alla pulsazione di risonanza effettiva del sistema (che come già accennato può subire delle variazioni soprattutto se sottoposta a forze esterne aggiuntive che si creano durante il contatto con i pezzi da saldare).

2. *vibrazione*: nella seconda parte del T_{ON} , il generatore eroga la massima potenza impostata producendo l'oscillazione utile per la saldatura.
3. *off-mode*: fase in cui il generatore non eroga potenza anzi, nell'istante in cui spegne la vibrazione esso per un istante brevissimo continua ad assorbire potenza dal trasduttore piezoelettrico che viene sollecitato dalle oscillazioni in smorzamento del sistema vibrante che si sta fermando. Nel tempo T_{off} gli azionamenti allontanano il sonotrodo dalla battuta permettendo anche la sostituzione ciclica di altri pezzi da saldare.

Tali fasi sono impostabili e determinano notevolmente il tempo ciclo di un'operazione di saldatura. Solitamente T_{ON} e T_{OFF} vengono scelti in modo da avere un tempo ciclo T inferiore o uguale al secondo.

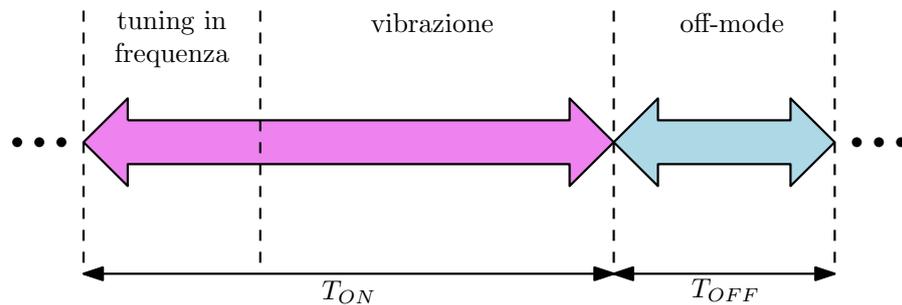


Figura 4.11: Sequenza delle fasi gestite dal generatore ad ultrasuoni.

In queste prime misure si evidenzia anche una dipendenza della frequenza f_{stop} sopra citata dal comando di ampiezza (5 – 10 V) impostabile attraverso la linea 6: la frequenza f_{stop} diminuisce da 20.3 kHz a circa 19.9 kHz per il comando analogico che varia da 5 a 10 V.

4.4.2 Misure a vuoto meccanico

In questa analisi, il generatore è stato fatto funzionare nella configurazione "a vuoto meccanico", cioè con trasduttore elettrico, booster e sonotrodo collegati ma in assenza di carico sottoposto a saldatura e battuta del sonotrodo sulla superficie da saldare. In questo modo le misurazioni non sono affette da disturbi dovuti alle variazioni di

carico e di pressione sul sonotrodo che si ripercuotono su tutto il sistema vibrante. I test effettuati si basano sulla configurazione di misura riportata in Figura 4.12.

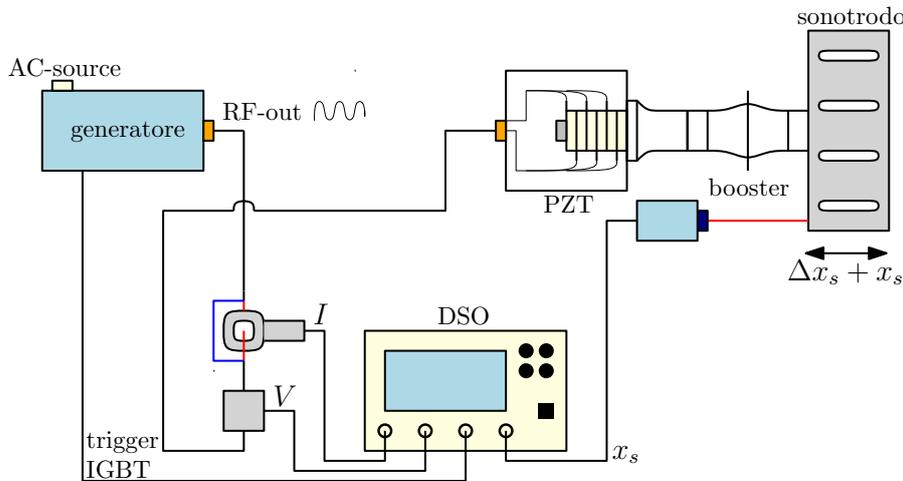


Figura 4.12: Schema a blocchi del sistema di test adottato per le misure a vuoto meccanico.

Le misurazioni sono state effettuate avvalendosi dei seguenti strumenti:

- Un oscilloscopio digitale (DSO) LeCroy, 200 MS/s, 80 MHz;
- Un sensore di corrente a pinza LeCroy, con uscita collegata all'ingresso CH1 del DSO;
- Un partitore resistivo ($1\text{ M}\Omega - 10\text{ k}\Omega$) per la riduzione della tensione, con uscita collegata all'ingresso CH2 del DSO.
- Un collegamento direttamente sulla scheda logica del generatore per la misurazione del segnale di comando degli IGBT collegato all'ingresso CH3 del DSO.
- Un misuratore ottico Keyence di spostamento/vibrazione x_s con larghezza di banda e risoluzione $0.1\ \mu\text{m}$ con uscita collegata all'ingresso CH4 del DSO.

Analogamente a quanto fatto nelle misure a vuoto elettrico, la tensione di uscita da RFout è stata misurata attraverso un partitore di tensione ($1\text{ M}\Omega - 10\text{ k}\Omega$). Da un interfaccia connessa al generatore è stato possibile leggere le seguenti grandezze fisiche durante il funzionamento del saldatore:

- *Potenza di picco del blocco acustico* P_{pk} : essa sintetizza la quantità di potenza meccanica effettivamente trasmessa al blocco acustico e quindi la potenza meccanica applicata durante la saldatura.

- *Energia rilasciata durante l'emissione ultrasonica E*: essa misura la quantità totale di energia utilizzata per l'attuazione del ciclo di saldatura.

In Tabella 4.2 sono riportati i valori di potenza letti sull'interfaccia al variare del comando di tensione in input alla linea 6 (5 – 10 V) insieme alla tensione misurata sul cavo "RFout".

Comando di ampiezza [V]	P_{pk} [W]	E [Ws]	RFout _{pk-pk} [V]	Frequenza di stop [kHz]
5	118	322	4110	20.3
6	122	347	3840	20.28
7	130	367	3840	20.25
8	136	396	3760	20.22
9	148	429	3760	20.18
10	162	479	3640	19.91

Tabella 4.2: Misurazione dei livelli di potenza e tensione al variare del comando analogico di linea 6.

È utile il confronto di queste misure insieme a quelle fatte sulla corrente erogata e sullo spostamento all'estremità (come in figura 4.12) del sonotrodo. Per una comprensione migliore dei dati raccolti dal sensore laser di spostamento si distinguono due tipi di deformazione sul sonotrodo: la deformazione media x_s (statica) e l'ampiezza dell'oscillazione Δx_s (dinamica). In 4.13 x_s è una deformazione continua che permane durante tutto il ciclo di saldatura mentre Δx_s è effettivamente la deformazione variabile che produce l'attrito durante la saldatura.

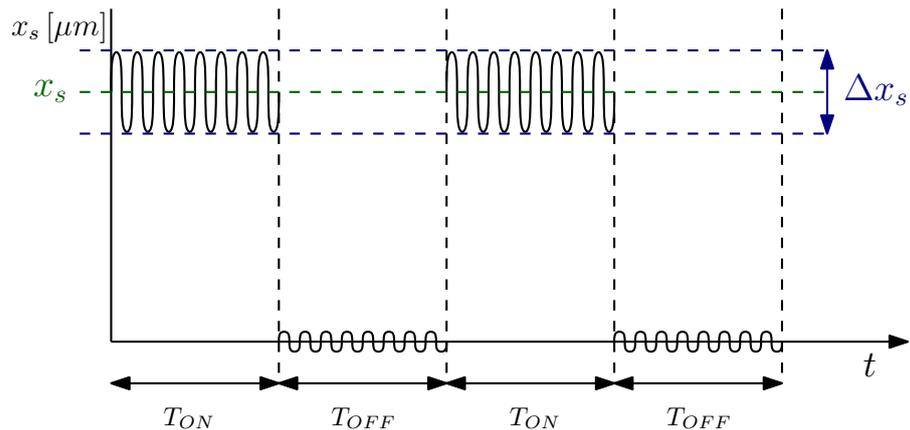


Figura 4.13: Tipi di deformazione a cui è sottoposto il sonotrodo durante il funzionamento a vuoto meccanico.

In tabella Tabella 4.3 si riportano i valori assoluti di corrente (sia picco-picco che efficace) a confronto con la deformazione media x_s

(statica) e l'ampiezza dell'oscillazione Δx_s (dinamica) per le stesse variazioni del comando alla linea 6 (si veda Figura 4.13). La misura di spostamento è stata effettuata sull'estremità del sonotrodo a contatto con il booster. Di conseguenza lo spostamento che si misura non contiene il guadagno intero della catena ma solo quello dato dal booster (solitamente di un fattore 1.5 – 2).

Comando di ampiezza [V]	I_{pk-pk} [A]	I_{rms} [A]	x_s [μm]	Δx_s [μm]
5	1.875	0.631	0.6	1
6	1.531	0.505	0.6	–
7	1.266	0.381	0.6	–
8	1.047	0.285	0.6	–
9	0.931	0.215	0.6	–
10	0.906	0.171	0.6	18

Tabella 4.3: Misurazione dei livelli di corrente e spostamento al variare del comando analogico di linea 6.

Dai valori appena presentati è possibile dedurre alcuni aspetti fondamentali del funzionamento dell'amplificatore ad ultrasuoni presentato.

- Al variare del comando di tensione in ingresso tra 5 – 10 V si è notato l'aumento dell'ampiezza di oscillazione Δx_s di quasi 20 volte. Nello stesso tempo si vede come la frequenza di sollecitazione del generatore cambi leggermente passando da 20.3 a 19.91 kHz. Quindi il trasduttore ha una diminuzione della frequenza di operazione a fronte di un aumento del comando analogico in linea 6. D'altra parte aumentano anche le potenze considerate, sia per quanto riguarda la potenza di picco meccanica P_{pk} , sia per quanto riguarda l'energia totale utilizzata per la saldatura E. Tuttavia l'aumento di queste potenze non è giustificato dalla diminuzione della corrente. La tensione, che si suppone essere imposta dal ponte a IGBT, diminuisce anch'essa. Questi apparenti contraddizioni possono essere spiegate se si ricorda prima di tutto che la potenza P_{pk} corrisponde alla potenza attiva trasmessa al sistema vibrante. La potenza attiva si esprime come:

$$P = V \cdot I \cdot \cos(\phi), \quad (4.2)$$

dove ϕ è lo sfasamento tra tensione V e corrente I. Si può ipotizzare che al crescere del comando analogico verso i 10 V lo sfasamento tra I e V tenda ad annullarsi, comportando un aumento di $\cos(\phi)$ e quindi della potenza attiva P nonostante la corrente I diminuisca in modulo.

- Si intuisce inoltre che l'impedenza vista dal generatore aumenta al crescere della tensione di comando da 5 a 10 V.
- Dall'osservazione di Tabella 4.2 si nota che anche la tensione picco-picco applicata ha una diminuzione. Questo è in contrasto con l'analisi fatta precedentemente che ipotizza una tensione imposta dal mezzo ponte a IGBT. La spiegazione a questo fatto può essere la presenza di un controllo aggiuntivo che all'aumentare della potenza attiva (e quindi al tendere di ϕ a zero) diminuisca il livello di tensione raddrizzata che alimenta il mezzo ponte per evitare sovraccarichi del generatore o rotture degli elementi meccanici. Un altro motivo potrebbe essere la variazione dell'impedenza di matching e trasduttore in frequenza. Infatti la tensione RF_{out} è misurata tra il quadripolo di matching e il dipolo trasduttore. La risposta in frequenza del filtro di matching non ha modulo uguale a tutte le frequenze e di conseguenza si nota una variazione sulla tensione misurata subito dopo.

Le considerazioni appena fatte si trovano in accordo con quanto mostrato in Figura 3.13. Infatti l'impedenza a monte del matching ha un picco di massimo in prossimità della frequenza di risonanza scelta. A partire da questa osservazione si può ragionevolmente supporre che il sistema di matching utilizzato nel generatore ad ultrasuoni utilizzato sia molto simile a quello presentato nel capitolo 3 (almeno con una risposta in frequenza molto somigliante).

Si può ipotizzare quindi che nel corso della fase di avvio, in ogni ciclo di funzionamento di durata $T_{ON} + T_{OFF}$, il generatore effettui le seguenti operazioni:

1. Scansione in frequenza al fine di rilevare la frequenza di risonanza f_S del sistema complessivo.
2. Individuata f_S , impostazione dell'oscillazione (uscita del generatore) ad una frequenza $f_{OSC} = f_S + \Delta f$, dove Δf è un *gap* di frequenza impostabile dall'utilizzatore attraverso il comando esterno di input (6) nel range [5 – 10] V. la scelta di un Δf diverso da zero consente all'utilizzatore di far lavorare il sistema appena al di fuori dalla risonanza e quindi con uno spostamento Δx_s ed una potenza assorbita attiva P inferiori ai rispettivi valori massimi. La scelta del valore di Δf avviene attraverso il comando analogico che se impostato a 10 V comporta una $\Delta f = 0$ e di conseguenza $f_{OSC} = f_S$; se impostato a 5 V, comporta invece una $f_{OSC} = f_S + \Delta f_{MAX}$ dove Δf_{MAX} è il massimo *gap*, regolabile anche attraverso l'interfaccia remota.

Sono state effettuate anche altre misure a vuoto meccanico questa volta confrontando l'ampiezza Δx_s e la velocità della vibrazione v_s sull'estremità tra sonotrodo e booster con le grandezze di tensione e corrente. Di seguito si riportano i risultati delle misure raccolte tramite dei grafici.

Le misure riportate in Figura 4.14 rappresentano la tensione in uscita dal generatore ad ultrasuoni che alimenta il trasduttore ad ultrasuoni e il segnale di comando al mezzo ponte IGBT. Per capire che interazioni ci sono tra le due forme d'onda è necessario guardare il dettaglio in Figura 4.15 e in Figura 4.16.

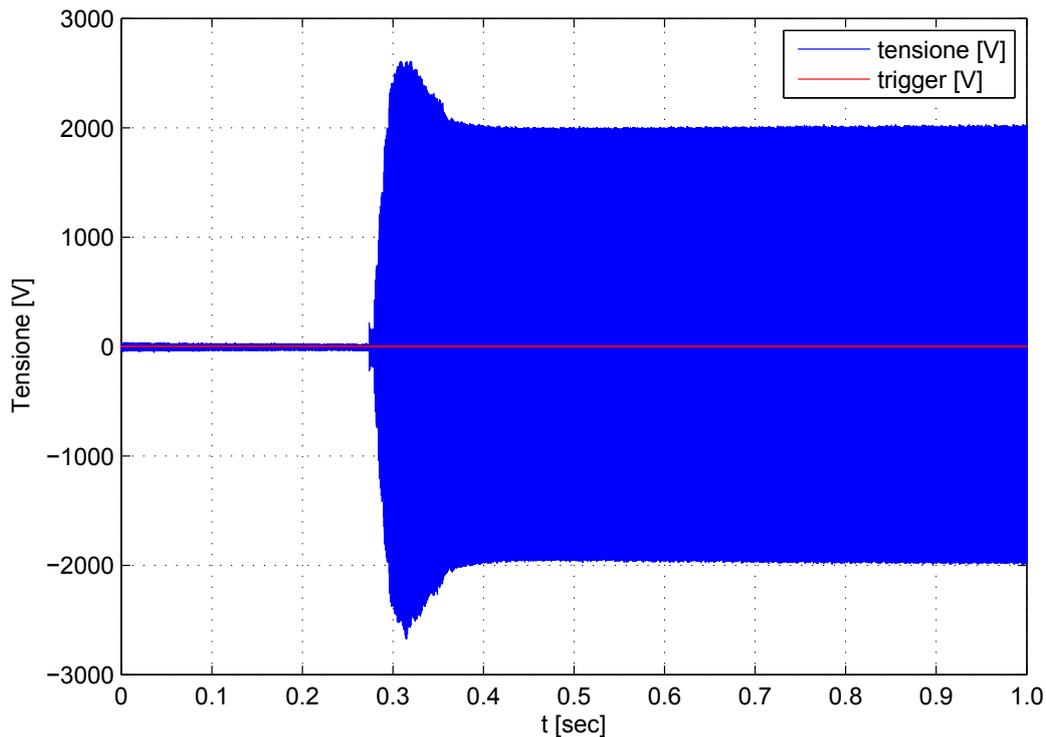


Figura 4.14: Misure a confronto del segnale di trigger dell'amplificatore a mezzo ponte IGBT (in rosso) e tensione di alimentazione del trasduttore (in blu).

Dalle misure riportate si deduce che:

- Tensione di alimentazione del trasduttore e segnale di comando del mezzo ponte a IGBT a regime sono esattamente in fase. Questo conferma l'ipotesi che il circuito di matching presente tra mezzo ponte e trasduttore, composto da trasformatori e filtri di matching, non introduca sfasamento nella tensione (almeno alla frequenza di lavoro di circa 20 kHz a regime) e quindi risulti puramente resistivo.
- In regime transitorio si osserva un *duty cycle* diverso del trigger che comanda il mezzo ponte. Prima di tutto si è verificata la

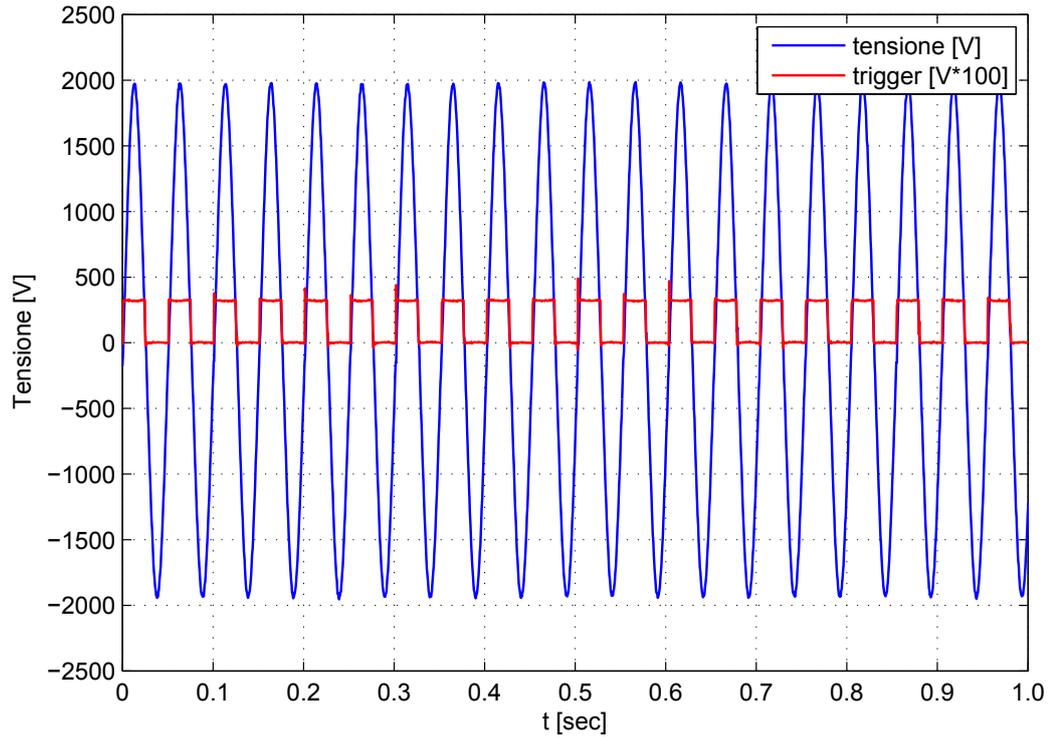


Figura 4.15: Misure a regime a confronto del segnale di trigger dell'amplificatore a mezzo ponte IGBT (in rosso) e tensione di alimentazione del trasduttore (in blu).

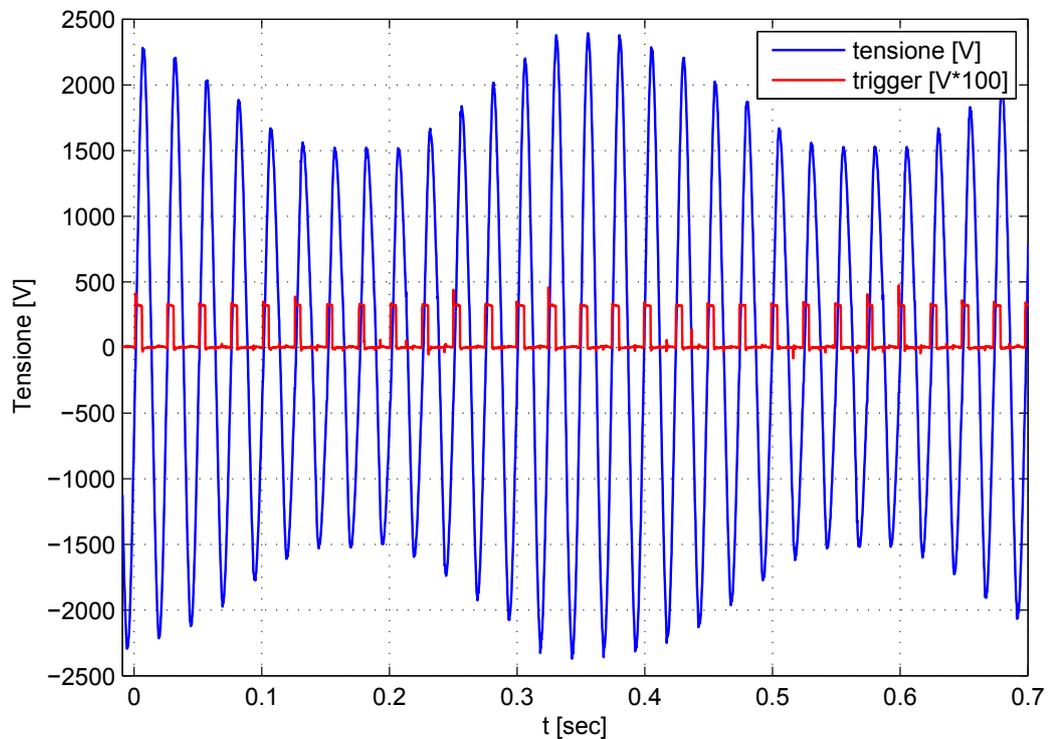


Figura 4.16: Misure in transitorio a confronto del segnale di trigger dell'amplificatore a mezzo ponte IGBT (in rosso) e tensione di alimentazione del trasduttore (in blu).

frequenza del segnale di trigger anche in transitorio e questa è risultata vicina alla frequenza di 20 kHz. Questo avvalorava l'ipotesi che la variazione di *duty cycle* nei primi istanti di accensione del generatore sia una sorta di "soft start". Questo probabilmente per permettere alla componentistica elettronica, compreso il trasduttore piezoelettrico che ha una capacità dell'ordine dei nF, di entrare nella condizione stabile di regime dove il controllo può agevolmente identificare le condizioni di risonanza senza destabilizzare il sistema. Infatti da Figura 4.16 si nota come una piccola sollecitazione del trigger porti il sistema ad oscillare a frequenze molto più basse di 20 kHz (intorno a 1000 Hz) con variazioni d'ampiezza sulla tensione fino a 500 V.

In Figura 4.17 si riporta la misura della tensione a confronto con la misura della posizione, cioè dell'ampiezza di oscillazione misurata sul giunto di congiunzione tra booster e sonotrodo. La misura della posizione è composta dalla componente Δx_s (circa 15 μm) e dalla componente x_s (circa 3 μm) come risultava anche dalle trattazioni precedenti e dai dati in Tabella 4.3. Da Figura 4.18 si nota come le due grandezze siano costantemente in quadratura.

In Figura 4.19 si riporta la misura della tensione a confronto con quella della velocità di oscillazione dello stesso punto su cui precedentemente si era misurata la posizione. Come si può vedere in Figura 4.20 tensione e velocità sono esattamente in fase.

È stata effettuata anche una misura di corrente ma, probabilmente a causa di un malfunzionamento della sonda, la misura risulta molto disturbata e distante da un andamento alternato come ci si potrebbe aspettare. Nel capitolo 3 si è dimostrato come la costruzione del matching intorno alla frequenza di lavoro massimizzi la potenza trasferita al trasduttore. Il matching di 3.12a costruito ha una risposta in frequenza che filtra (passa-basso) come richiesto la tensione ma lascia invariata (passa-tutto) a tutte le frequenze la corrente. Potrebbe essere anche questo il motivo di una corrente così irregolare. In Figura 4.21 si presenta la misura della corrente a confronto con la tensione misurate ai capi del trasduttore piezoelettrico. Si può notare una variazione importante della corrente durante il transitorio (1A) che poi si abbassa drasticamente a regime (Figura 4.22).

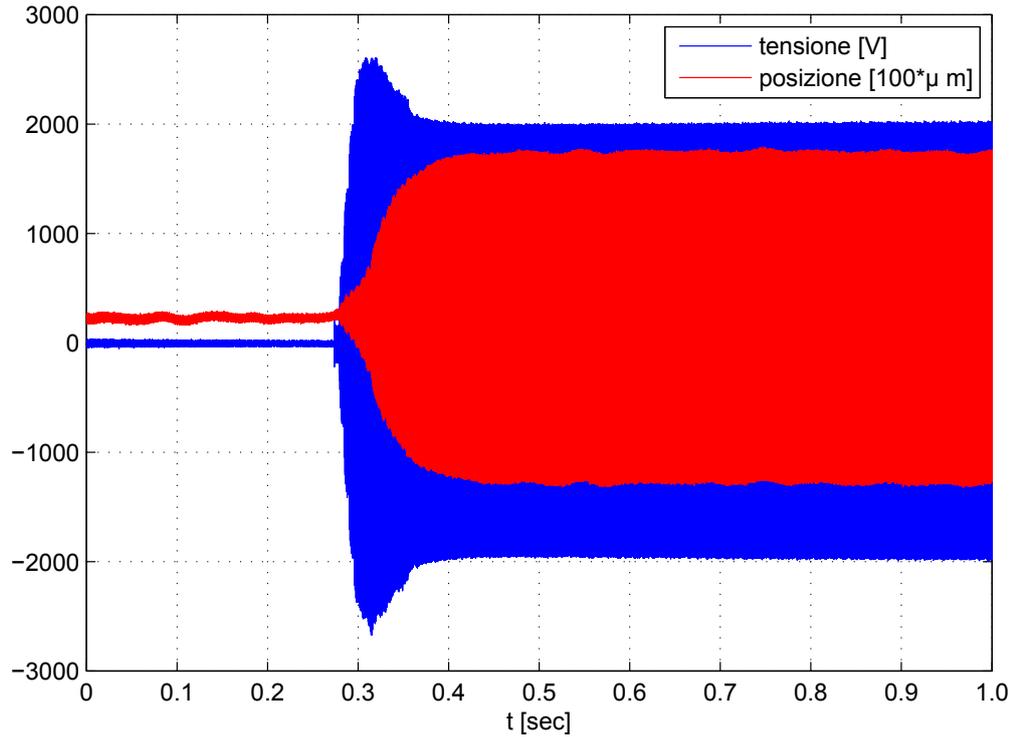


Figura 4.17: Misure a confronto del segnale di tensione che alimenta il trasduttore (in blu) e l'ampiezza dell'oscillazione misurata sul giunto tra booster e sonotrodo (in rosso).

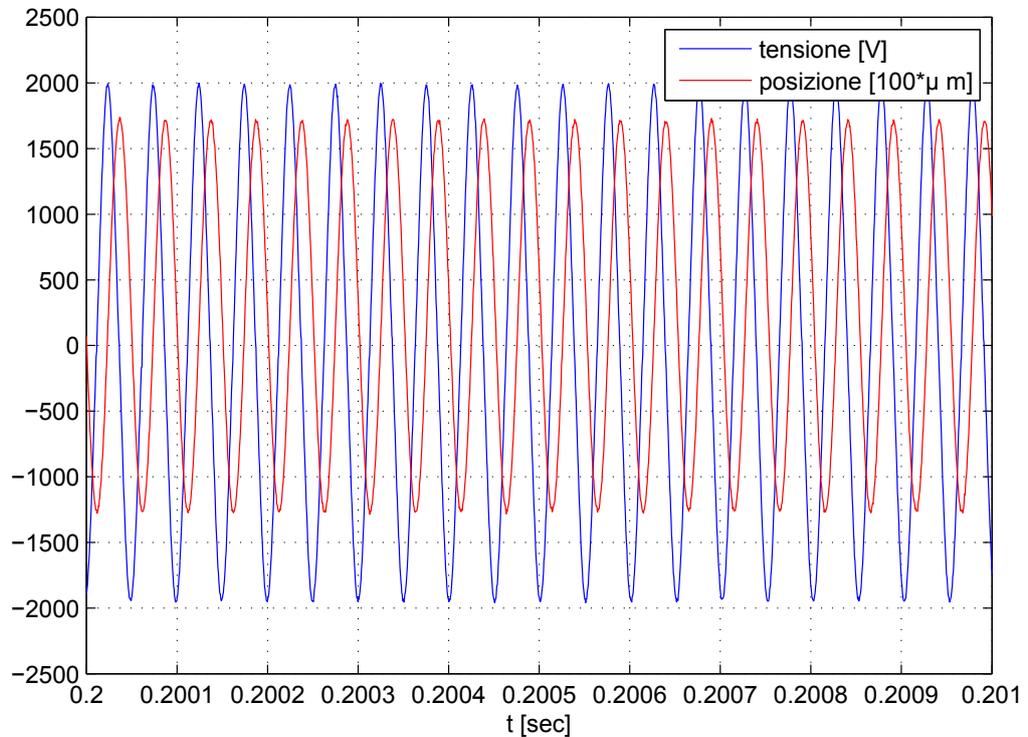


Figura 4.18: Dettaglio delle misure a confronto del segnale di tensione che alimenta il trasduttore (in blu) e l'ampiezza dell'oscillazione misurata sul giunto tra booster e sonotrodo (in rosso).

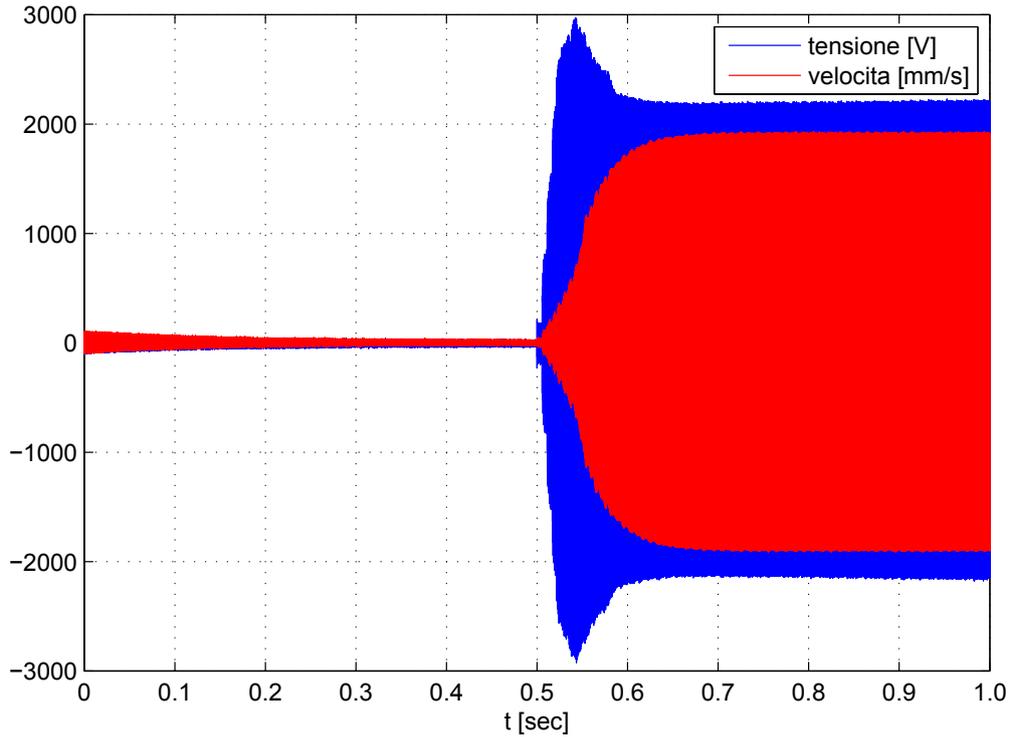


Figura 4.19: Misure a confronto del segnale di tensione che alimenta il trasduttore (in blu) e velocità dell'oscillazione misurata sul giunto tra booster e sonotrodo (in rosso).

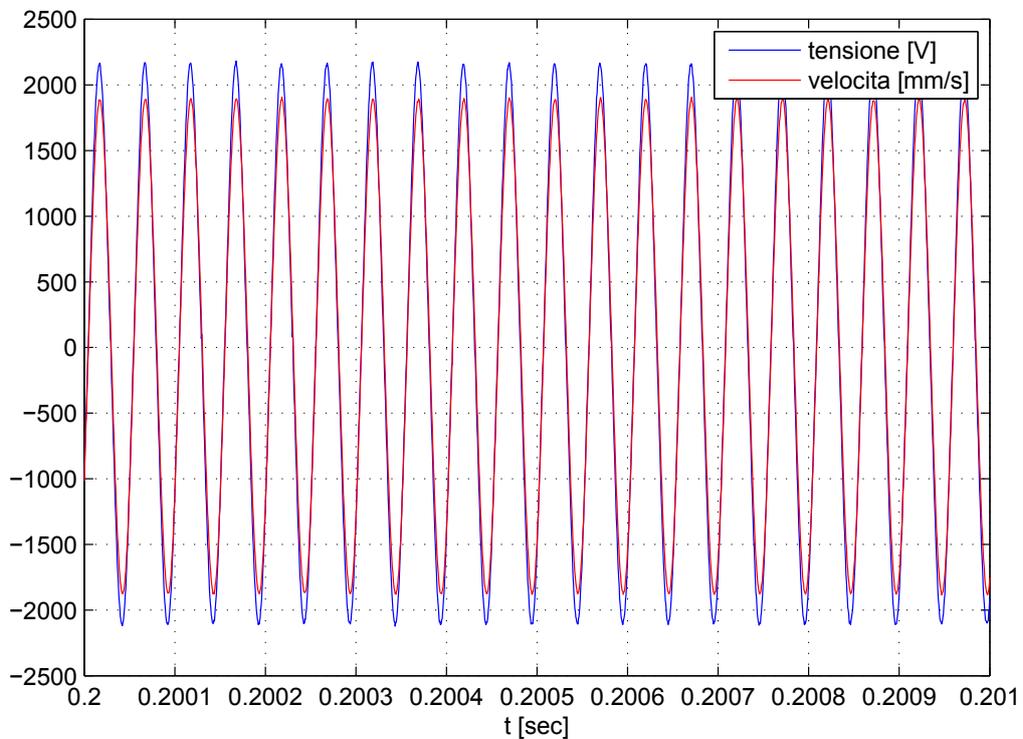


Figura 4.20: Dettaglio delle misure a confronto del segnale di tensione che alimenta il trasduttore (in blu) e velocità dell'oscillazione misurata sul giunto tra booster e sonotrodo (in rosso).

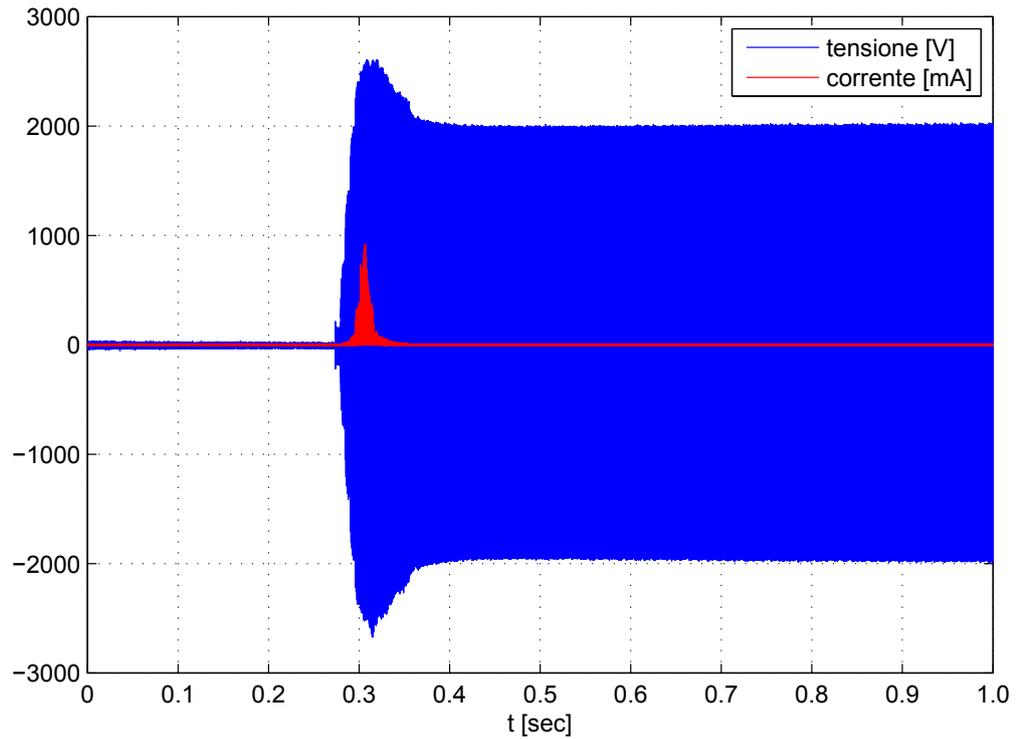


Figura 4.21: Misure a confronto del segnale di tensione (in blu) e della corrente (in rosso) che alimentano il trasduttore.

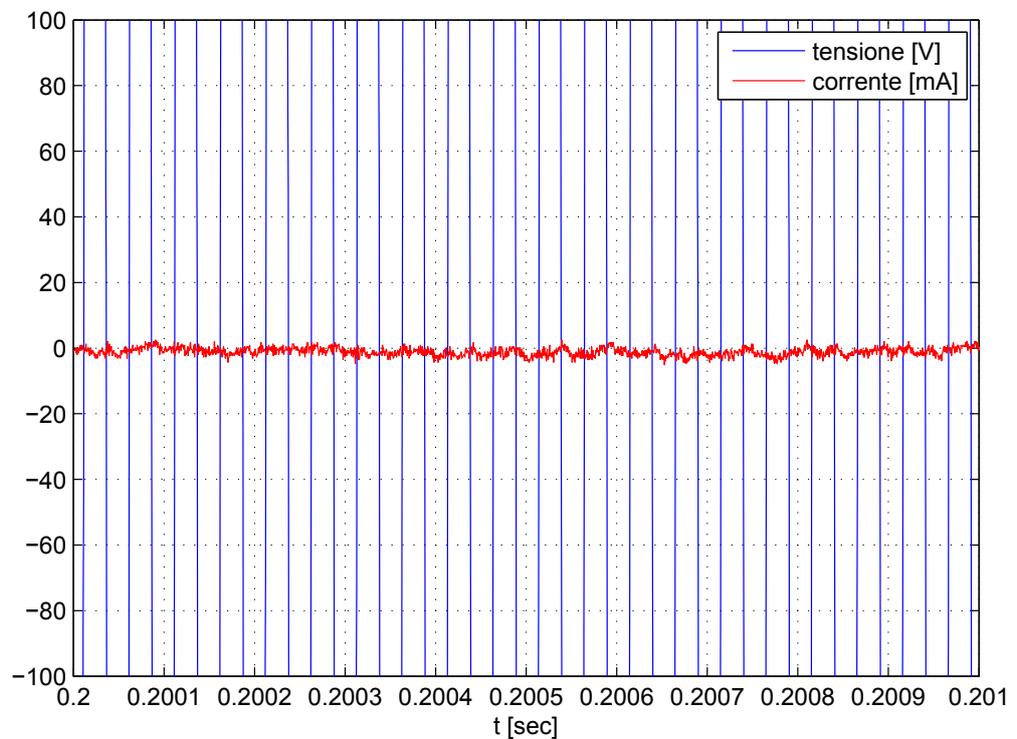


Figura 4.22: Dettaglio delle misure a confronto del segnale di tensione (in blu) e della corrente (in rosso) che alimentano il trasduttore.

4.5 SIMULAZIONI

A partire dalle misure effettuate e dall'analisi circuitale di controllo della sezione 4.3 si realizza un modello semplificato in ambiente Matlab-Simulink (Figura 4.23). Lo scopo di questo modello è verificare se, a partire dai dati del modello BVD equivalente di un trasduttore piezoelettrico (nel nostro caso quello di Tabella 2.4), è possibile progettare il circuito di "L" matching, e il controllo che comanda l'alimentazione del ponte IGBT. Tale implementazione considera principalmente l'aspetto elettrico del sistema considerato in quanto il trasduttore piezoelettrico viene implementato in simulink attraverso il modello BVD.

Il modello riportato in Figura 4.23 consiste di due parti principali: la parte di controllo contenente il *Phase Frequency Detector* con il *Charge Pump*, il VCO, e il driver di comando al mezzo ponte IGBT; la parte di potenza contenente il mezzo ponte a IGBT, il trasformatore, la rete di matching, il trasduttore modellato con BVD, e il filtro con cui è possibile la misura della corrente. Nel seguito si analizzano alcune scelte progettuali per la costruzione del modello che possono essere preziose anche in una realizzazione di un prototipo reale.

4.5.1 Costruzione del modello

Il modello è stato implementato servendosi della libreria *SimPower System* presente in Simulink.

Trasduttore BVD e circuito di "L" matching

A partire dai dati del modello equivalente BVD del trasduttore presentati in Tabella 2.4 e attraverso i risultati del capitolo 3 presentati in Tabella 3.2 si impostano i circuiti equivalenti di trasduttore e matching (rispettivamente in verde e arancione in 4.23). Si ricorda che il matching utilizzato è quello che permette un'attenuazione delle frequenze alte di tensione quindi i valori utilizzati per il matching sono:

$$L_m = 0.5272 \text{ mH}, \quad C_m = 85.67 \text{ nF}. \quad (4.3)$$

Trasformatore

Per non complicare ulteriormente il calcolo del circuito di matching si è ritenuto utile in questa fase utilizzare un modello di trasformatore ideale che semplicemente implementi un rapporto di trasformazione simile a quello dedotto dalle misure di sezione 4.4. Infatti avendo in ingresso una tensione di linea raddrizzata di $230 V_{eff}$ e quindi con picchi di circa $325 V$, per ottenere in uscita un'onda quadra di circa $4000 V$ picco-picco il rapporto di trasformazione n deve essere pari a 6.

Mezzo ponte a IGBT

È stato costruito seguendo lo schema di Figura 4.5. Per la simulazione delle tensioni raddrizzate V_a e V_b si utilizzano due generatori di tensione ideali a tensione imposta 325 V (la tensione efficace di linea è 230 V). La resistenza interna degli IGBT è $R_{on} = 1 \text{ m}\Omega$.

PFD

In Figura 4.24 è riportato lo schema elettrico del *Phase Frequency Detector* e implementa lo schema presentato in sezione 4.3.1. I segnali in uscita dal PFD indicano un anticipo o un ritardo del segnale variabile rispetto al segnale di riferimento.

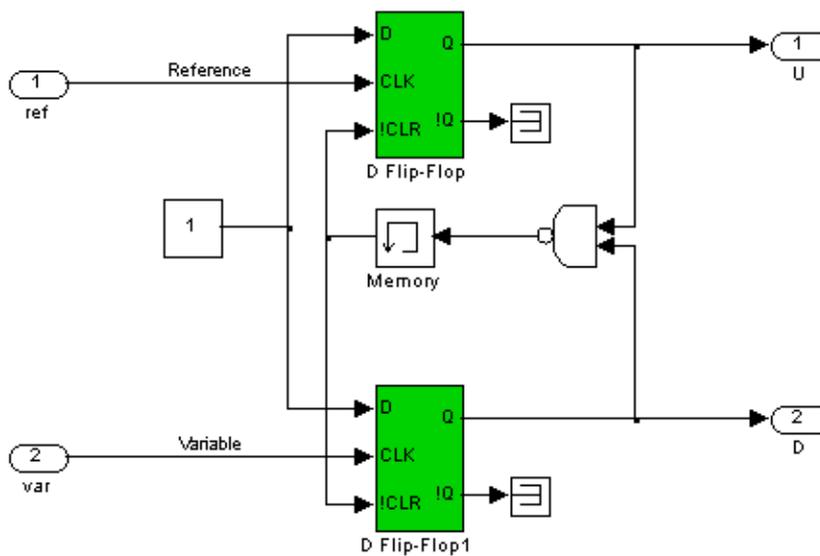


Figura 4.24: Schema in Simulink del circuito PFD.

Charge Pump

Nello schema elettrico di Figura 4.25 si distingue l'implementazione del filtro precedentemente schematizzato in 4.7 con l'impedenza Z . Il filtro è stato costruito con una banda passante di 200 kHz almeno una decina di volte più larga della frequenza di utilizzo. Questo per permettere che questo circuito consenta di comandare il VCO con variazioni abbastanza continue senza compromettere troppo la dinamica del sistema e permettendo un controllo veloce e pronto.

A questo proposito si impostano i seguenti valori degli elementi in 4.25:

$$\begin{aligned} R_1 &= 23 \text{ k}\Omega; \\ C_1 &= 0.1 \text{ nF}; \\ C_2 &= 5 \text{ pF}. \end{aligned} \tag{4.4}$$

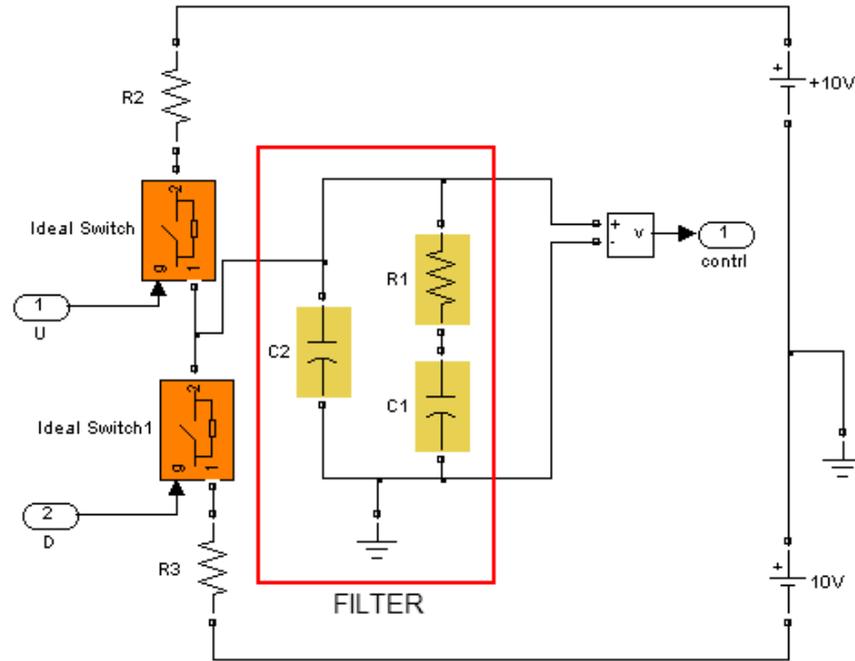


Figura 4.25: Schema in Simulink del circuito *Charge Pump*.

da cui risulta la funzione di trasferimento

$$F(s) = \frac{j\omega R_1 C_1 + 1}{-\omega^2 C_1 C_2 R_1 + j\omega(C_1 + C_2)}, \quad (4.5)$$

con risposta in frequenza di Figura 4.26.

VCO

I parametri del VCO sono stati impostati in questo modo:

$$\begin{aligned} \omega_0 &= 20100 \text{ Hz}; \\ K &= 100 \frac{\text{Hz}}{\text{V}}. \end{aligned} \quad (4.6)$$

Filtro per la corrente

Per il filtraggio della corrente si è scelto un filtro passa-banda come già motivato precedentemente. Il filtro scelto è di Bessel dell'ottavo ordine in quanto è un tipo di filtro lineare che rende massimamente piatto su tutta la banda passante il ritardo di gruppo (*group delay*, definito come l'opposto della derivata della fase rispetto alla pulsazione). Espresso in altri termini ciò significa che tutte le componenti nella banda passante del segnale di ingresso sono ritardate all'incirca dello stesso tempo. Questa caratteristica lo rende particolarmente indicato nelle applicazioni in cui è richiesta la minima distorsione su

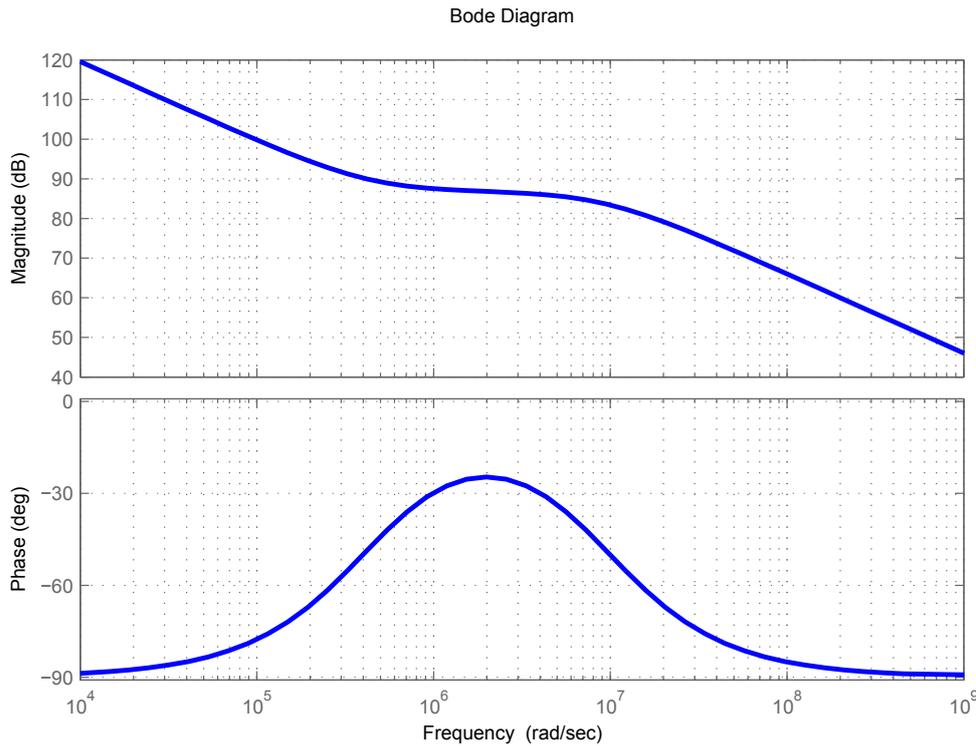


Figura 4.26: Risposta in frequenza del filtro presente nel *Charge Pump*.

tutta la banda dei segnali da filtrare come nel caso in questione: la corrente è un segnale di riferimento per il controllo, è necessario che lo sfasamento del segnale sia minimo affinché possa essere utilizzato come riferimento nel controllo. La banda passante del filtro è stata impostata tra

$$20,000 \text{ kHz} \leq f \leq 20,272 \text{ kHz}. \quad (4.7)$$

Questa scelta è motivata dal fatto che la frequenza di lavoro iniziale è $f_S = 20,136 \text{ kHz}$: il sistema di controllo deve poter inseguire anche eventuali variazioni della frequenza di risonanza che dagli esempi in letteratura può variare anche di 100 Hz a causa delle variazioni di temperatura del trasduttore o delle forze applicate durante la battuta in saldatura. Proprio per questo il filtro in questione deve avere una banda passante che non attenui eventuali punti di lavoro nell'intorno di f_S iniziale.

4.5.2 Risultati

Per le simulazioni è stato utilizzato un tempo di campionamento fisso $T_s = 10^{-7}$ sec con solver "ODE 3". Si presentano di seguito alcune misurazioni effettuate sullo schema di simulazione presentato in 4.23.

Errore di fase

In Figura 4.27 è riportato l'andamento dell'errore di fase utilizzato per comandare il VCO. L'errore può considerarsi estinto dopo circa 5 ms: un tempo ragionevolmente corto e compatibile con i cicli di saldatura, i quali possono essere inferiori al mezzo secondo.

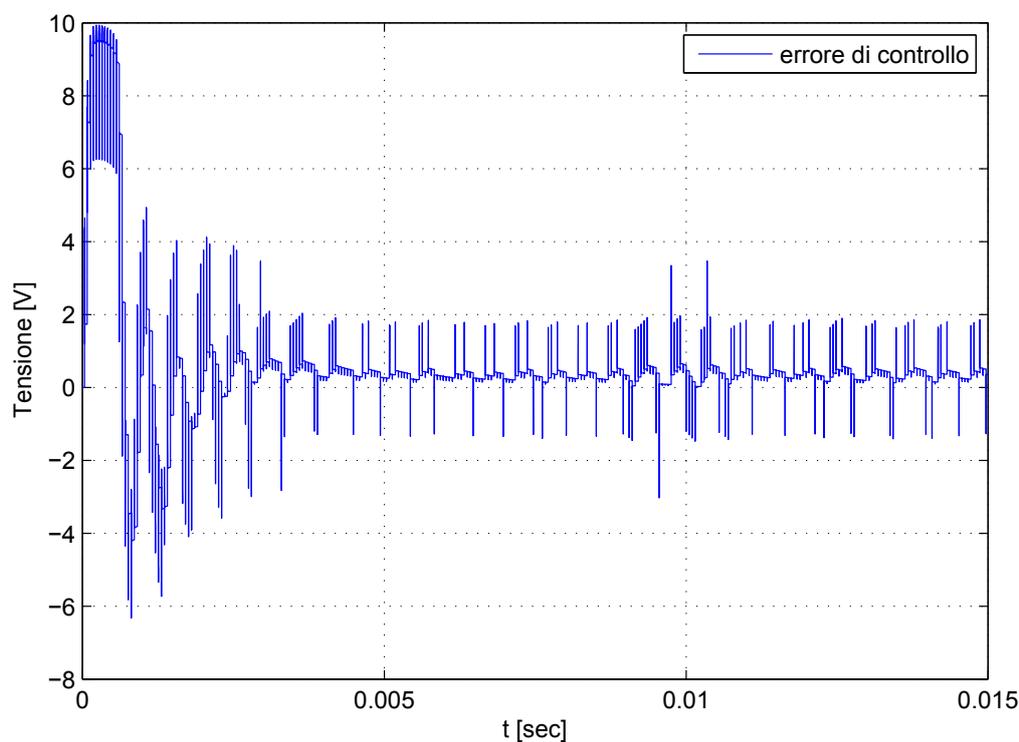


Figura 4.27: Errore in tensione in uscita dal PFD utilizzato per comandare il VCO.

Si nota che il valore di regime è leggermente più alto del valore nullo: questo perché la frequenza di quiescenza del VCO è impostata a $\omega_0 = 20.130 \cdot 2\pi$ rad/sec. Il sistema di controllo compensa i 6 Hz di differenza tra la frequenza di quiescenza e la effettiva frequenza di risonanza $f_s = 20.136$ kHz. Questo prova la grande sensibilità del sistema di controllo utilizzato che individua la risonanza con sensibilità dell'ordine dell'Hz.

Tensione

In Figura 4.28 si riporta la misura di tensione ai capi del trasduttore. Come si può vedere la forma dell'onda è quasi sinusoidale a prova del fatto che il filtro di matching costruito filtra le componenti armoniche maggiori di f_s . Inoltre il valore della tensione picco-picco è dell'ordine di quella misurata nel prototipo in dotazione al DTG (quasi 4000 V).

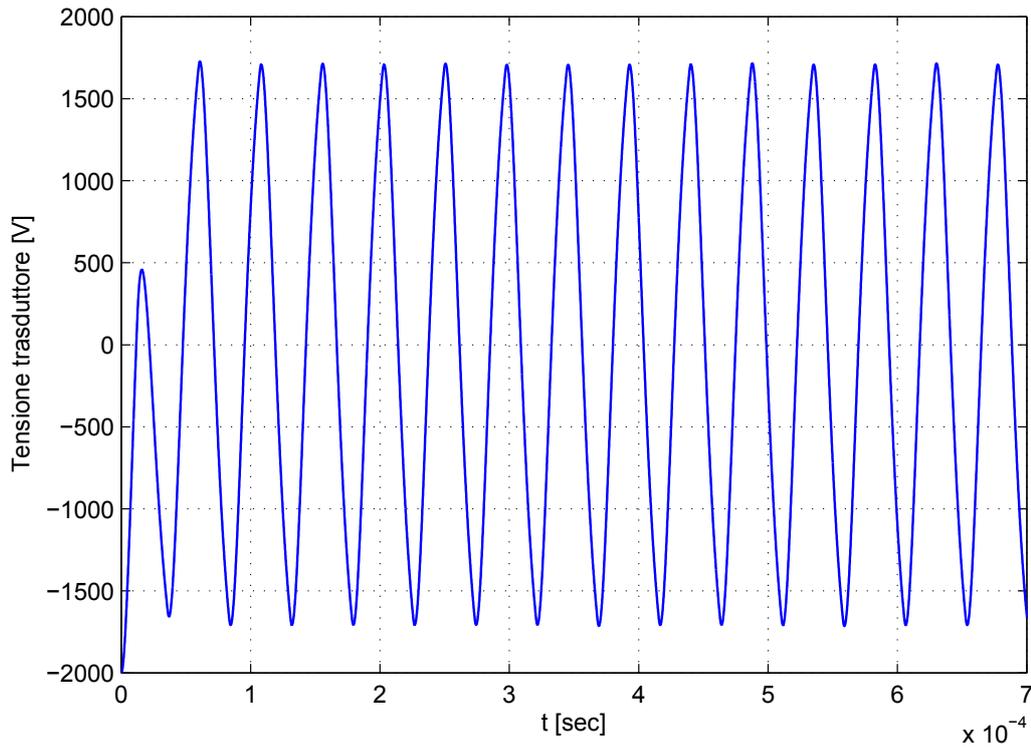


Figura 4.28: Tensione sinusoidale in uscita dal filtro di matching che alimenta il trasduttore piezoelettrico.

Potenza

Una stima importante ha riguardato le potenze attiva P e reattiva Q misurate in alcuni punti del circuito per valutarne l'effettiva efficienza energetica. Trattando V e I come valori efficaci di tensione e corrente e ϕ lo sfasamento tra esse si definiscono:

$$\begin{aligned} P &= V \cdot I \cos(\phi), \\ Q &= V \cdot I \sin(\phi). \end{aligned} \quad (4.8)$$

Sono stati scelti due punti per la misura delle potenze:

- P_{pre} : prima del filtro di matching per valutare la potenza entrante nel carico Z_L composto da filtro di matching e trasduttore. (Figura 4.29)
- P_{post} : dopo il filtro di matching, in particolare sul ramo RLC per la misurazione dell'effettiva potenza trasferita al punto di risonanza corrispondente alla risonanza meccanica (Figura 4.30). Questa misura nella realtà non è praticabile in quanto il ramo RLC e il condensatore C_0 stanno a rappresentare l'intero trasduttore piezoelettrico. La misurazione della tensione e della corrente sul ramo RLC è possibile in simulazione e consente di verificare se la potenza immessa nel carico si trasferisca effettivamente sulla risonanza in serie e quindi tensione e corrente abbiano sfasamento nullo.

Si nota come la potenza reattiva (in blu) in Figura 4.29 sia minimizzata con la stessa velocità con cui il PLL trova la risonanza (con un andamento molto simile a quello dell'errore di Figura 4.27), infatti dopo 5 ms la potenza reattiva risulta praticamente nulla. Questo è in accordo con quanto precedentemente ipotizzato: il filtro di matching alla frequenza di risonanza del trasduttore piezoelettrico rende il carico Z_L del mezzo ponte a IGBT puramente resistivo. Se il carico non fosse resistivo la potenza reattiva sarebbe diversa da zero. Un'altra specifica di progetto è la "trasparenza" alla potenza del filtro di matching cioè la proprietà per cui la potenza in entrata nel carico Z_L non è dispersa nel filtro di matching ma giunge direttamente sulla resistenza R_S della serie RLC che si è interessati a far risuonare. Per provare questo basta confrontare Figura 4.30 con Figura 4.29. Confrontando gli andamenti di potenza attiva (in rosso) si nota come siano molto simili. Si è calcolata quindi la potenza media attiva nei due casi e si è trovato il rendimento medio η_P del sistema tramite la seguente formula:

$$\eta_P = \frac{P_{post}}{P_{pre}} = 99.97\%. \quad (4.9)$$

Un valore così alto di η_P sta a rappresentare una perdita minima da parte del filtro di matching che quindi permette alla potenza di essere trasferita direttamente al trasduttore senza ulteriori dissipazioni.

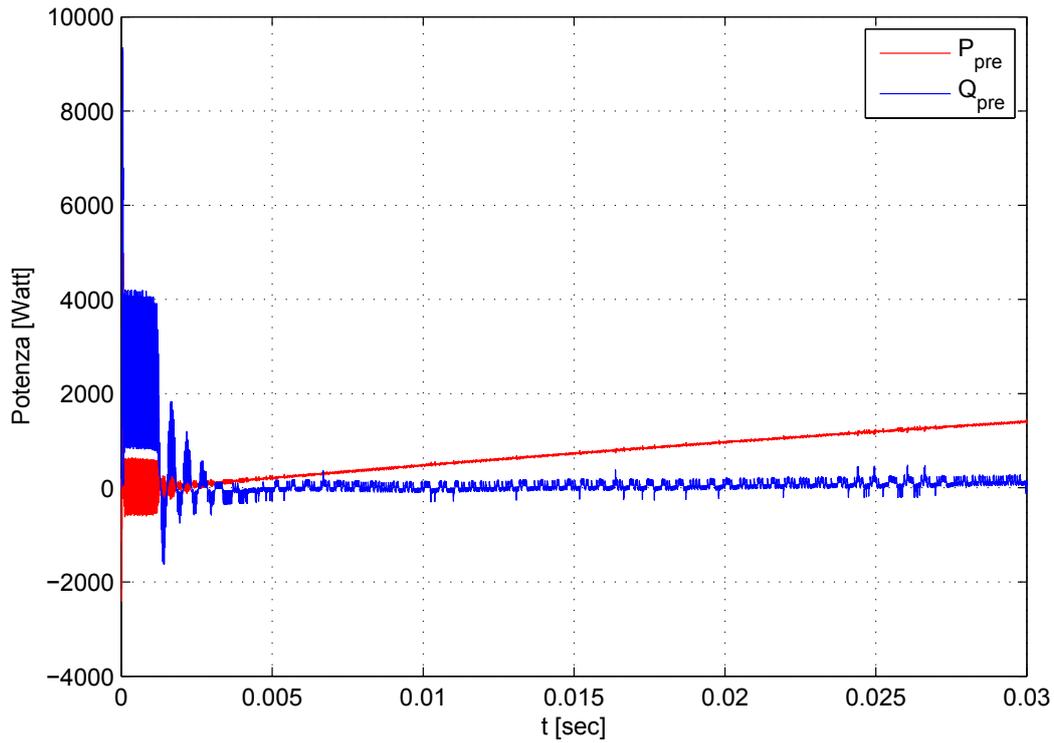


Figura 4.29: Potenza attiva e reattiva all'entrata del carico composto da filtro di matching e trasduttore.

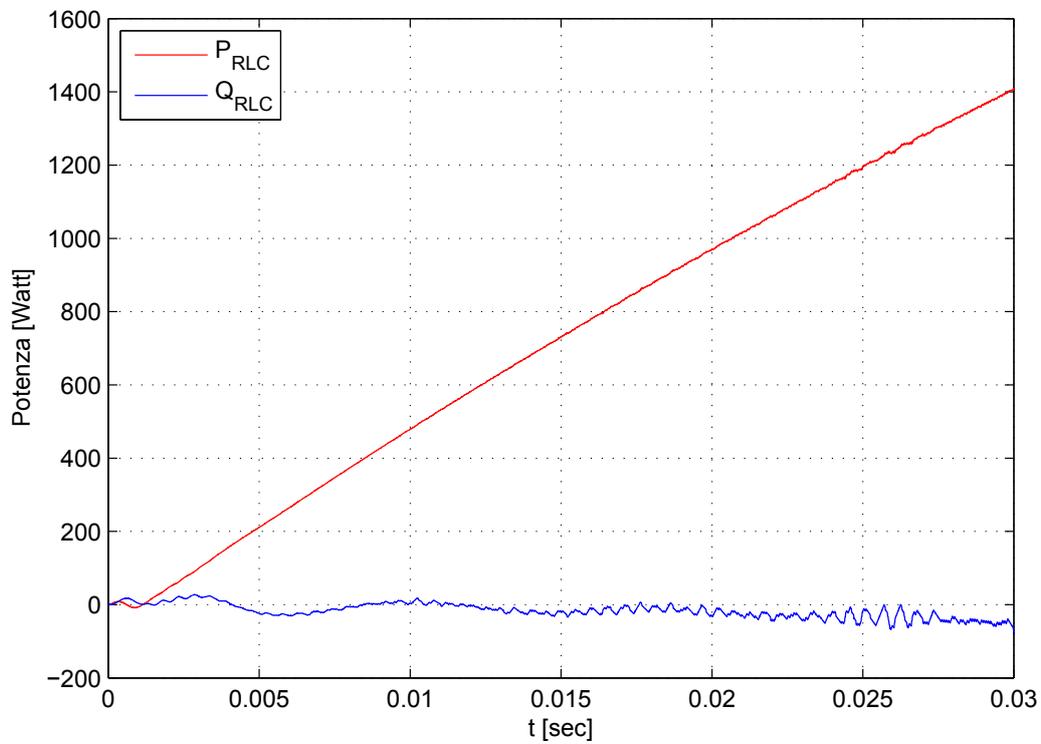


Figura 4.30: Potenza attiva e reattiva ai capi della serie RLC del trasduttore.

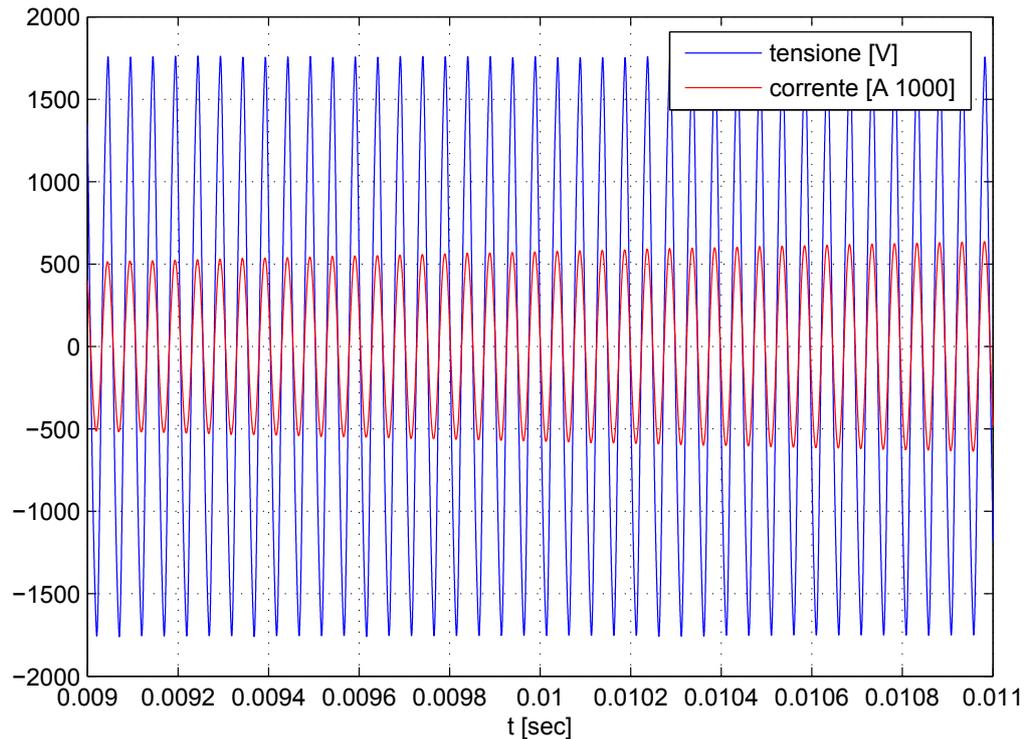


Figura 4.31: Tensione e corrente ai capi della serie RLC del trasduttore piezoelettrico.

In Figura 4.31 si riporta il risultato delle misure di tensione sulla serie RLC del trasduttore: tensione (in blu) e corrente (in rosso, moltiplicata per un fattore 1000) sono esattamente in fase. Questo conferma quanto detto in precedenza: lo sfasamento tra tensione e corrente ϕ viene minimizzato, di conseguenza $\cos(\phi)$ è nullo, la potenza reattiva viene annullata mentre la potenza attiva trasmessa al trasduttore viene massimizzata. Si può notare la somiglianza tra Figura 4.20 e Figura 4.31: nella prima è riportata la tensione a confronto con la velocità misurate sul saldatore ad ultrasuoni, nella seconda si riportano la stessa tensione e la corrente che scorre sull'RLC in simulazione. Dalle figure si ha la conferma dell'analogia elettromeccanica presentata nel capitolo 2: infatti sia la grandezza della corrente che quella della velocità sono esattamente in fase con la tensione se si sceglie come punto di lavoro la risonanza f_S . Questo avvalorava l'analisi fin qui riportata perché permette dall'osservazione di un modello elettrico, di prevedere il comportamento reale di grandezze meccaniche come la velocità o la forza (Tabella 2.3).

4.6 OSSERVAZIONI

A partire dai risultati presentati è necessario sottolineare alcuni aspetti importanti.

- I risultati ottenuti in queste simulazioni combaciano con studi effettuati in [26] che hanno come scopo la stessa minimizzazione della potenza reattiva attraverso l'uso di un filtro LC.
- Le simulazioni presentate sono state eseguite in ambiente Matlab. Quest'ultimo si è rivelato uno strumento utile per lo studio del controllo ma difficilmente utilizzabile nelle simulazioni con un certo numero di componenti elettronici. Infatti per ottenere dei risultati consistenti si è dovuto mantenere un passo di campionamento di $T_S = 10^{-7}$ sec con conseguente difficoltà nella gestione e nel calcolo di grandi quantità di dati.
- Per il motivo di cui sopra è stato difficile determinare con esattezza il comportamento a regime del sistema in seguito a overflow di memoria dovuti alla grande quantità di dati e modelli elettrici utilizzati.
- Il controllo costruito si basa sulla ricerca, attraverso il PLL, della condizione di sfasamento nullo tra tensione e corrente. A questo proposito si fa notare che il controllo progettato non distingue la risonanza di lavoro e, a priori, potrebbe determinare il punto di lavoro alla frequenza f_P e non alla frequenza f_S come desiderato. In realtà, partendo dalla letteratura e dal prototipo in dotazione al DTG si apprende che il PLL ha un'area di lavoro chiamata *lock-range* dove esso può effettivamente inseguire il segnale di riferimento. Sfruttando la limitazione del *lock-range* alle frequenze d'interesse che stanno in un intorno della frequenza di utilizzo f_S si può fare in modo che il sistema abbia una banda di frequenze limitata entro cui lavorare. Solitamente il *lock-range* viene scelto come in Figura 2.11: la banda d'interesse è centrata sulla frequenza f_S e l'intorno "destro" viene limitato in modo da non andare a sollecitare la frequenza f_P . In questo giocano un ruolo fondamentale anche la frequenza di quiescenza ω_0 e la sensibilità K con le quali viene impostato il VCO: una sensibilità troppo alta porterebbe il VCO a variare troppo la frequenza di uscita al minimo errore in ingresso rischiando di farlo uscire dalla banda di lavoro scelta per il saldatore.
- Durante il ciclo di saldatura il trasduttore è sottoposto a innalzamento della temperatura e sforzi di vario tipo. Questi possono provocare una traslazione della frequenza di risonanza che per questo motivo ad ogni ciclo deve essere ricercata. Il controllo PLL basandosi sulla condizione di sfasamento nullo, con

maggiore o minore tempo di ricerca, arriva sempre a convergenza sulla risonanza a condizione che f_S si trovi all'interno del *lock-range*. È anche per questo motivo che il *lock-range* viene impostato a seconda delle variazioni a cui può essere sottoposta la risposta in frequenza del trasduttore ad ultrasuoni (che possono arrivare anche a 100 Hz di differenza dalla risonanza nominale). Si intuisce come il controllo presentato e utilizzato principalmente negli amplificatori ad ultrasuoni più comuni non conosca a priori quale sia la frequenza di risonanza esatta su cui lavorare. Ogni amplificatore infatti deve sempre essere calibrato da un esperto che, dopo una rilevazione della risposta in frequenza del sistema, sceglie la risonanza adeguata per la saldatura (ad esempio f_S) e imposta dei parametri di base come il *lock-range*, la sensibilità K , e la frequenza di quiescenza ω_0 del PLL.

RESONANCE SEEKING CONTROL

5.1 INTRODUZIONE

Il controllo PLL esaminato nel capitolo 4 permette di ottenere dei buoni risultati in quanto porta alla determinazione della risonanza in pochi millesimi di secondo e genera il segnale di controllo per il comando del mezzo ponte IGBT. Nel capitolo 4 si è dimostrato come la sollecitazione della frequenza di risonanza f_S massimizzi la corrente che scorre all'interno della serie RLC permettendo di massimizzare la conversione di energia elettromeccanica da parte del trasduttore e del sistema ad esso connesso. Tuttavia il controllo PLL ha un difetto: esso non conosce quale delle tante risonanze sia quella ottima di lavoro e quindi devono essere imposti dei vincoli come il *lock-range* per evitare che il sistema di controllo solleciti il saldatore a frequenze non utilizzabili e dannose per il sistema meccanico.

Questo problema può essere risolto, almeno teoricamente, servendosi della teoria dell'*Extremum Seeking Control* cresciuta negli ultimi anni e trattata in modo esaustivo in [27]. *Cevat Gokcek* prendendo spunto da questa teoria ha affrontato il problema del controllo di carichi risonanti in [28, 29] e il presente capitolo ne riporta alcuni risultati principali.

5.2 CONTROLLO PER LA RICERCA DELLA RISONANZA

Nel caso di un trasduttore piezoelettrico, come in molti altri utilizzi (motori ultrasonici, giroscopi, lampade al plasma) si può definire la frequenza di risonanza del carico da alimentare come la frequenza alla quale la potenza media trasmessa al carico è massima. In molti casi, anche se il trasduttore viene alimentato inizialmente alla sua esatta frequenza di risonanza, i disturbi come la variazione di temperatura, la variazione d'impedenza, il danneggiamento di alcuni materiali a fatica, causano lo spostamento della frequenza di risonanza. Per questo motivo è necessario un sistema che possa cercare la frequenza di risonanza a priori, analizzando la potenza trasmessa (la sua derivata) al carico rispetto alla frequenza di lavoro e utilizzando questa informazione per avvicinarsi alla frequenza ottima di utilizzo.

Ogni carico risonante può essere modellato come un circuito elettrico tempo-invariante comandato da una sorgente di tensione sinusoidale come in Figura 5.1, dove $v(t)$ è la forma d'onda della tensione, $Y(s)$ è l'ammettenza del carico elettrico e $i(t)$ è la corrente che vi scorre attraverso. Definendo la frequenza di risonanza del carico come la

frequenza alla quale la potenza media trasmessa al carico a regime è massima, il carico $Y(s)$ deve essere alimentato alla sua frequenza di risonanza per ottenere la massima efficienza.

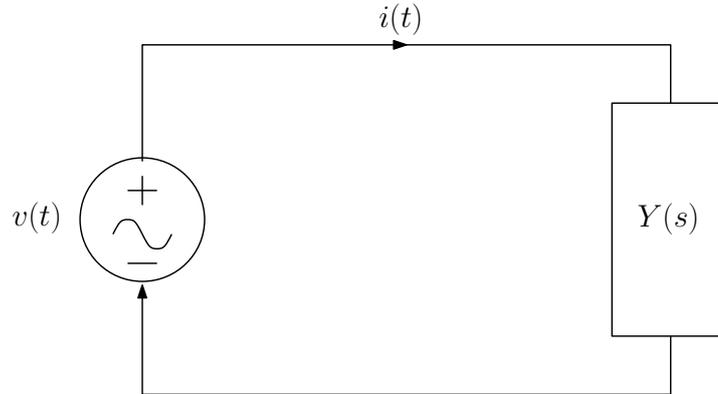


Figura 5.1: Modello del carico risonante e input elettrico ad esso applicato.

Assumendo che la tensione d'ingresso sia della forma

$$v(t) = V \cos(\omega_s t + \theta), \quad (5.1)$$

dove V è l'ampiezza, ω_s la frequenza angolare e θ la fase dell'ingresso, la corrente a regime che attraversa il carico può essere espressa come

$$i(t) = |Y(j\omega_s)|V \cos[\omega_s t + \theta + \angle Y(j\omega_s)]. \quad (5.2)$$

Quindi la potenza media a regime trasmessa al carico risulta funzione di ω_s come

$$P(\omega_s) = \frac{V^2}{2} |Y(j\omega_s)| \cos[\angle Y(j\omega_s)]. \quad (5.3)$$

La potenza $P(\omega_s)$ raggiunge un massimo locale nel momento in cui ω_s coincide con la frequenza di risonanza del carico ω_r dove quest'ultima soddisfa le seguenti equazioni:

$$\begin{aligned} P'(\omega_r) &= 0, \\ P''(\omega_r) &> 0. \end{aligned} \quad (5.4)$$

Il sistema di controllo necessita della conoscenza di $P'(\omega_s)$ per aggiornare correttamente la frequenza di alimentazione ω_s . Poiché la sua derivata non può essere misurata esplicitamente, deve essere sviluppato un metodo per stimarla. A questo proposito, una sinusoide perturbativa di bassa ampiezza viene aggiunta alla sinusoide proveniente dal generatore di tensione e viene stimata la variazione della potenza media rispetto alla perturbazione inserita. In 5.2 si riporta il sistema di feedback appena descritto. $Y(s)$ è l'ammettenza del carico, la prima moltiplicazione calcola la potenza $p(t)$ trasmessa al carico, la

seconda moltiplicazione seguita dal filtro passa-basso $F(s)$ è un demodulatore sincrono che stima la derivata richiesta. Il sottosistema nella parte inferiore rappresenta il VCO con sensibilità k_ω , già discusso nel capitolo 4 al quale è aggiunta una perturbazione alla frequenza di quiescenza ω_0 . Inoltre $v(t)$ e $i(t)$ sono la tensione e la corrente misurabili sul carico.

Il risultato di questo controllo permette d'inseguire la frequenza di risonanza del carico a priori sconosciuta anche se sottoposta a variazioni. Per fare questo il controllo stima la derivata della potenza media trasmessa al carico determinando il punto in cui la potenza trasmessa è massima.

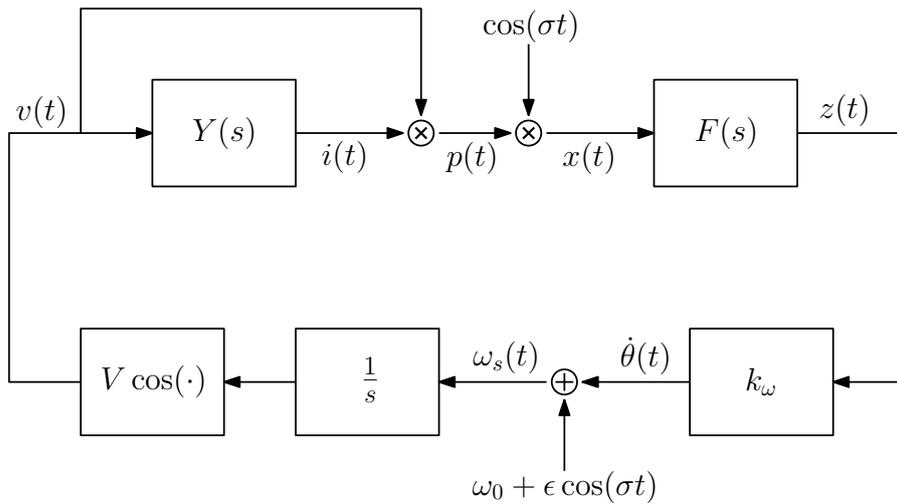


Figura 5.2: Modello del sistema di controllo per la ricerca della risonanza.

5.3 ANALISI DEL SISTEMA

In questa sezione si analizza accuratamente il sistema di controllo appena presentato. Si consideri il modello presentato in 5.2. Il sottosistema che rappresenta il VCO ha una frequenza di quiescenza pari a $\omega_0 + \epsilon \cos(\sigma t)$ e la sua frequenza angolare è controllata dalla tensione in entrata $z(t)$. Ne segue che la frequenza angolare della tensione $v(t)$ può essere espressa come:

$$\omega_s(t) = \omega_0 + \dot{\theta}(t) + \epsilon \cos(\sigma t), \tag{5.5}$$

dove

$$\dot{\theta}(t) = k_\omega z(t). \tag{5.6}$$

Quindi la tensione di alimentazione $v(t)$ può essere scritta come:

$$v(t) = V \cos[\omega_0 t + \phi_V(t)], \tag{5.7}$$

dove

$$\phi_V(t) = \theta(t) \frac{\epsilon}{\sigma} \sin(\sigma t). \tag{5.8}$$

Assumendo che il segnale $\theta(t)$ vari lentamente nel tempo e che σ sia sufficientemente piccola a confronto con ω_0 , la corrente che scorre sul carico $i(t)$ può essere approssimata come:

$$i(t) = I(t) \cos[\omega_0 t + \phi_I(t)], \quad (5.9)$$

dove

$$I(t) = |Y[j\omega_s(t)]|V \quad (5.10)$$

e

$$\phi_I(t) = \theta(t) + \frac{\epsilon}{\sigma} \sin(\sigma t) + \angle Y(j\omega_s(t)). \quad (5.11)$$

La potenza istantanea trasmessa al carico risulta:

$$p(t) = v(t)i(t). \quad (5.12)$$

Utilizzando le relazioni (5.7) e (5.9) la potenza istantanea può essere riscritta come:

$$p(t) = \frac{V^2}{2} |Y[j\omega_s(t)]| \cos(\angle Y[j\omega_s(t)]) + \frac{V^2}{2} |Y[j\omega_s(t)]| \cos[2\omega_0 t + \phi_V(t) + \phi_I(t)]. \quad (5.13)$$

Con

$$P[\omega_s(t)] = \frac{V^2}{2} |Y[j\omega_s(t)]| \cos(\angle Y(j\omega_s(t))), \quad (5.14)$$

la potenza istantanea può essere riscritta come

$$p(t) = P[\omega_s(t)] + \frac{V^2}{2} |Y[j\omega_s(t)]| \cos[2\omega_0 t + \phi_V(t) + \phi_I(t)]. \quad (5.15)$$

Assumendo che ϵ sia sufficientemente piccolo ed espandendo $P[\omega_s(t)]$ in serie di Taylor intorno a $\omega(t) = \omega_0 + \dot{\theta}(t)$, $P[\omega_s(t)]$ può essere espressa approssimativamente come:

$$P[\omega_s(t)] = P[\omega(t)] + P'[\omega(t)]\epsilon \cos(\sigma t), \quad (5.16)$$

Quindi, sostituendo (5.16) in (5.15) si ottiene

$$p(t) = P[\omega(t)] + P'[\omega(t)]\epsilon \cos(\sigma t) + \frac{V^2}{2} |Y[j\omega_s(t)]| \cos[2\omega_0 t + \phi_V(t) + \phi_I(t)]. \quad (5.17)$$

Si noti che $p(t)$ contiene la derivata di $P[\omega(t)]$ rispetto alla variabile $\omega(t)$. Per ottenere la derivata, entrambi i lati dell'equazione precedente devono essere moltiplicati per $\cos(\sigma t)$. Il segnale $x(t)$ diventa

$$x(t) = p(t) \cos(\sigma t). \quad (5.18)$$

Usando alcune identità trigonometriche, $x(t)$ può essere espresso come

$$x(t) = \frac{\epsilon}{2} P'[\omega(t)] + \omega(t), \quad (5.19)$$

dove $\omega(t)$ include le armoniche intorno a σ , 2σ , $2\omega_0 - \sigma$ e $2\omega_0 + \sigma$. Essendo che $P'[\omega(t)]$ varia nel tempo lentamente, il segnale $x(t)$ è filtrato dal filtro passa-basso $F(s)$ per eliminare le armoniche oltre σ . Sotto questa ipotesi il segnale $z(t)$ può essere espresso come

$$z(t) = \frac{\epsilon}{2} f(t) * P'[\omega(t)], \quad (5.20)$$

dove $f(t)$ è la risposta impulsiva del filtro passa-basso $F(s)$ e $(*)$ è l'operazione di convoluzione. Quindi, utilizzando le formule (5.6) e (5.20) si ottiene:

$$\dot{\theta}(t) = \frac{k_\omega \epsilon}{2} f(t) * P'[\omega(t)]. \quad (5.21)$$

Utilizzando $\dot{\theta}(t) = \omega(t) - \omega_0$ questa equazione può essere riscritta come:

$$\omega(t) - \omega_0 = \frac{k_\omega \epsilon}{2} f(t) * P'[\omega(t)], \quad (5.22)$$

dove

$$\omega(t) = \omega_s(t) - \epsilon \cos(\sigma t). \quad (5.23)$$

L'equazione (5.22) caratterizza il comportamento dinamico del sistema di controllo per la ricerca della risonanza.

5.4 OSSERVAZIONI

Si riportano di seguito alcune osservazioni frutto di uno studio teorico del sistema di controllo appena presentato.

- Il sistema di controllo presentato chiamato anche *Resonance seeking control*, può avere una grande utilità in applicazioni come quelle dei saldatori ad ultrasuoni in quanto senza conoscere a priori quale sia il punto di massima potenza trasferita, può cercare quale risonanza tra le varie esistenti permette la trasmissione di maggior potenza al trasduttore.
- Il controllo appena presentato è stato testato su alcuni semplici esempi e da una prima semplice analisi in simulazione risulta essere più lento del PLL, con transitori dell'ordine del secondo. Questo potrebbe essere un problema in quanto la saldatura ad ultrasuoni ha tempi ciclo non compatibili con questi transitori.
- La perturbazione modulante $\cos(\sigma t)$ deve essere impostata ad una frequenza che non danneggi o disturbi la meccanica del saldatore ad ultrasuoni (sollecitando magari frequenze di altri modi oscillatori). Inoltre anche l'ampiezza della perturbazione non può essere troppo elevata: una tensione picco-picco troppo variabile ottiene delle vibrazioni irregolari diminuendo l'efficienza della saldatura.
- Una soluzione interessante potrebbe essere quella di unire il controllo PLL, che funziona molto bene a livello locale intorno alla risonanza, con il controllo appena presentato che a priori può stimare almeno un intorno in cui è conveniente sollecitare il sistema per la massima efficienza.

CONCLUSIONI

La saldatura ad ultrasuoni è una tecnica che viene sempre più utilizzata: a differenza degli altri tipi di saldatura è pulita, affidabile e applicabile a molti processi produttivi. Inoltre permette un dispendio di energia minimo rispetto agli altri tipi di saldature con una sicurezza maggiore degli operatori e dell'ambiente. La saldatura ad ultrasuoni sta avendo un grande successo nella saldatura di materiali plastici. Quest'ultimo successo e i vantaggi elencati precedentemente sono stati possibili attraverso una ricerca sempre più accurata dei materiali utilizzati, del progetto delle macchine e degli strumenti utilizzati. Si può affermare che il punto vincente della saldatura ad ultrasuoni risiede nel progetto preliminare dell'apparato di saldatura e nella comprensione esatta dei fenomeni ultrasonici ad esso connessi.

Risultati raggiunti

La trattazione presente ha approfondito la progettazione elettronica del generatore ad ultrasuoni definendone alcuni criteri utili per l'efficienza energetica.

- Si è compiuto uno studio preliminare della parte meccanica del saldatore e delle interazioni di questa con il trasduttore piezoelettrico e con la parte elettrica.
- A questo proposito si sono effettuate misure elettriche e meccaniche su un prototipo di saldatore ad ultrasuoni disponibile al DTG (Dipartimento di Tecnica e Gestione dei Sistemi Industriali). Da queste misure è stato possibile comprendere e confermare alcune ipotesi sul funzionamento del saldatore e del generatore di tensione a frequenza ultrasonica che lo alimenta.
- Servendosi di alcune analogie elettromeccaniche e di modelli elettrici (modello BVD) per rappresentare la parte meccanica (trasduttore, booster e sonotrodo) si è potuto elaborare un modello composto da parametri elettrici sul quale effettuare alcune simulazioni in Matlab, Simulink ed LT-Spice. Le simulazioni hanno permesso di comprendere alcuni fenomeni complessi come il matching d'impedenza complesso e il progetto del filtro LC attraverso una rete di "L" matching. Questa rete è risultata la più efficiente tra le varie reti prese in considerazione in quanto effettua un adattamento di carico molto efficiente nell'intorno della frequenza di utilizzo e permette di filtrare l'onda quadra generata dal ponte a IGBT del generatore.

- È stato compiuto uno studio approfondito per determinare quale fosse la frequenza ottima di lavoro tra le varie frequenze di risonanza del trasduttore piezoelettrico. Servendosi delle analogie elettromeccaniche e delle misure effettuate sul dispositivo, è stato possibile affermare che la trasmissione di potenza al trasduttore è massima se si utilizza la frequenza di antirisonanza, corrispondente alla frequenza serie f_S in cui il ramo RLC del modello BVD entra in risonanza.
- Servendosi delle simulazioni è stato possibile approfondire il funzionamento del controllo PLL che viene utilizzato solitamente in questo tipo di applicazioni nei generatori ad ultrasuoni. Il controllo PLL ha un funzionamento molto buono perché in un tempo dell'ordine dei millisecondi trova la risonanza di lavoro, tuttavia il PLL non conosce quale risonanza (tra le varie che ci possono essere) sia più efficiente per l'utilizzo del saldatore. Questo problema viene risolto limitando il *lock range* del PLL in un intorno stretto della frequenza di utilizzo f_S stabilita da un progettista esperto a priori in fase d'installazione della saldatrice. Questa però è solo una soluzione parziale in quanto possono avvenire delle variazioni di frequenza f_S che escono da questo range e non sono più gestibili dal controllo.
- Proprio per questo problema si è studiata una possibile soluzione a livello teorico che si basa sull'utilizzo della tecnica dell'*Extremum seeking control*. Essa, attraverso la perturbazione del sistema con una sinusoide a bassa frequenza e bassa ampiezza, effettua la stima della derivata della potenza trasmessa al trasduttore identificando i punti stazionari e quindi anche i punti dove la potenza trasmessa è massima.

Sviluppi futuri

- Lo studio effettuato ha permesso di approfondire un criterio per la progettazione dei generatori ad ultrasuoni con applicazioni di saldatura. Le informazioni presentate risultano utili per una prossima progettazione di un prototipo reale di generatore ad ultrasuoni.
- Lo studio riguardo alle reti di matching risulta molto utile in applicazioni a basse potenze con sistemi che utilizzano gli ultrasuoni per l'invio e la ricezione di segnali. Queste reti possono essere utilizzate con il duplice scopo di ottimizzare il trasferimento di potenza e di filtrare i segnali.
- Il modello utilizzato in questa trattazione può essere migliorato utilizzando un modello BVD del trasduttore che concepisca la

variazione dei parametri in funzione di variazioni di temperatura, sforzi a cui viene sottoposto il sonotrodo, pressioni di battuta per la saldatura. Questo tipo di studio potrebbe giustificare maggiormente l'utilizzo di un controllo migliore che si basi sulla stima della potenza e non sulla ricerca della risonanza come viene effettuato con un semplice PLL.

- Da un punto di vista pratico si potrebbe, dopo aver costruito la parte di potenza del generatore, strutturare la parte di controllo in modo programmabile. Questo permetterebbe lo studio e il confronto delle prestazioni di più algoritmi possibili di controllo. Un esempio di questi potrebbe essere *l'extremum seeking control* approfondito nel capitolo 5.

APPENDIX

APPENDICE

A.1 DATASHEET

**STH-S81-5020****Ultrasonic Welding Transducer****APPLICATION**

Ultrasonic Welding

FEATURES

High Mechanical Quality
 Efficient Electro-Acoustics Conversion
 Large Output Amplitude
 Low Heat Generation

SPECIFICATIONS	
Resonant Frequency:	$F_r = 20 \pm 1 \text{ kHz}$
Resonant Resistance:	$R_o = \text{max. } 10 \ \Omega$
Capacitance:	$C_p = 11.2 \text{ nF} \pm 10\%$
Bandwidth:	$\Delta f \geq 1 \text{ kHz}$
Insulation Resistance:	$R \geq 2000 \text{ M}\Omega \text{ with } 2000\text{VDC}$
Power (Instantaneous Power):	1000 W
Max. Input Voltage:	3000 Vp-p
Joint Bolt:	M 16 x 2.0 mm
TEST METHOD & CONDITIONS	
Test Environment:	$23 \pm 3 \text{ }^\circ\text{C}$; 40 ~ 70% RH
Fr and Ro:	HP-4194 Impedance Analyzer
Capacitance:	LCR meter at 1 kHz 1 Vrms

Figura A.1: Datasheet di esempio per un trasduttore di Langevin per la saldatura ad ultrasuoni.

A.2 LISTATI DI CODICE

```

%% progetto del filtro di matching

% parametri modello trasduttore
Rs = 139; %resistenza RLC
Cs = 4.97*10^(-12); %capacità RLC
Ls = 12570*10^(-3); %induttanza RLC
C0 = 9.81*10^(-9); %capacità dielettrica

% calcolo frequenze di risonanza serie e parallelo
fs = 1/(2*pi*sqrt(Ls*Cs));
ws = fs*2*pi;
wp = 1/sqrt(Ls*(Cs*C0/(Cs+C0)));
fp = wp/(2*pi);

% calcolo impedenza totale del trasduttore
Z_r = Rs;
Z_Cs = 1/(1i*ws*Cs);
Z_Ls = 1i*ws*Ls;
Z_C0 = 1/(1i*ws*C0);
Z_l = ((Z_r+Z_Cs+Z_Ls)*Z_C0)/(Z_r+Z_Cs+Z_Ls+Z_C0);

%% calcolo Lmatching su frequenza w desiderata

Rg=50; % utilizzo forma ribaltata (inversione di carico con
sorgente)
Xg=0;

% Q1=sqrt((Rg*(1+(Xg/Rg)^2))/real(Z_l)-1)
% Q2=-sqrt((Rg*(1+(Xg/Rg)^2))/real(Z_l)-1)
% Xa1=-(Rg^2+Xg^2)/(Q1*Rg+Xg);
% Xa2=-(Rg^2+Xg^2)/(Q2*Rg+Xg);
% Xb1=Q1*real(Z_l)-imag(Z_l);
% Xb2=Q2*real(Z_l)-imag(Z_l);

X0 = 0; %reattanza generatore
R0 = Rg; %resistenza generatore
Xi = imag(Z_l);
Ri = real(Z_l);
Q1 = sqrt(Ri*(1+(Xi/Ri)^2)/R0-1);
Q2 = -sqrt(Ri*(1+(Xi/Ri)^2)/R0-1);
Xa1 = -(Ri^2+Xi^2)/(Q1*Ri-Xi);
Xa2 = -(Ri^2+Xi^2)/(Q2*Ri-Xi);
Xb1 = Q1*R0-X0;
Xb2 = Q2*R0-X0;

% Calcolo e analisi in frequenza del filtro matching
s=tf('s');
Ca1 = -(ws*Xa1)^-1;
Lb1 = Xb1/ws; % questa soluzione è un filtro passa-basso
filtro_lp = 1/((s*Ca1)*(s*Lb1+1/(s*Ca1)));

```

```
bode(filtro_lp);  
hold on  
grid on  
La2 = Xa2/ws;  
Cb2 = -(ws*Xb2)^-1; %questa soluzione è un filtro passa-alto  
filtro_hp = (s*La2)*(1/(s*La2+1/(s*Cb2)));  
bodeplot(filtro_hp);
```

ELENCO DELLE FIGURE

Figura 1.1	Alcuni tipi di saldature.	7
Figura 1.2	Esempio di utilizzo degli ultrasuoni per saldatura di carta o simili.	8
Figura 1.3	Esempio di utilizzo degli ultrasuoni per la chiusura ermetica di contenitori medicali.	9
Figura 1.4	Esempio di utilizzo degli ultrasuoni per il packaging alimentare nelle catene automatizzate.	9
Figura 1.5	Esempio di utilizzo degli ultrasuoni per il packaging alimentare: il surriscaldamento è molto localizzato e non si ha danneggiamento dei cibi.	9
Figura 1.6	Esempio di utilizzo degli ultrasuoni per il taglio dei cibi.	10
Figura 1.7	Schema concettuale del funzionamento della saldatura ad ultrasuoni.	11
Figura 1.8	Fasi della fusione dei polimeri nella saldatura ad ultrasuoni.	11
Figura 1.9	Schema delle parti di un saldatore ad ultrasuoni.	12
Figura 1.10	Saldatrice ad ultrasuoni pneumatica.	13
Figura 1.11	Saldatrice ad ultrasuoni con movimentazione orizzontale tramite azionamenti elettrici, la pressione del sonotrodo in battuta viene regolata dalle pompe idrauliche ad aria compressa. Nel caso in figura l'aria compressa viene anche utilizzata per il raffreddamento del convertitore piezoelettrico e della punta del sonotrodo. Prototipo a disposizione presso il Dipartimento di Tecnica Gestione dei Sistemi Industriali (DTG) di Vicenza.	14
Figura 1.12	Catena di amplificazione della vibrazione: la vibrazione prodotta dal trasduttore (in figura di ampiezza 20 μm) viene trasmessa al booster che l'amplifica ulteriormente e la trasmette all'horn. Si riporta anche l'andamento dello stress lungo la catena: si ha maggiore stress intorno ai punti nodali della catena presenti in trasduttore, booster e horn.	15
Figura 1.13	Connessione dei vari componenti della catena attraverso viti di serraggio.	16
Figura 1.14	Alcuni tipi di sonotrodi.	17

Figura 1.15	Progetto di booster e particolare flangia connessa al sistema meccanico che movimentata il sistema vibrante. 19
Figura 1.16	Studio in Ansys dei modi vibratorii e della quantità di stress meccanico a cui viene sottoposto il sistema. 20
Figura 2.1	Effetto piezoelettrico: deformazione e tensione misurata ai capi sono due fenomeni connessi, il primo implica il secondo e viceversa. 22
Figura 2.2	Possibili modi vibratorii dei materiali piezoelettrici e frequenze d'utilizzo. 23
Figura 2.3	Anelli piezoelettrici ceramici PZT. 23
Figura 2.4	Disegno 3D del trasduttore. 24
Figura 2.5	Schema del dimensionamento di un trasduttore: si osservano gli elettrodi che alimentano le coppie di anelli ceramici. 25
Figura 2.6	Modello elettrico equivalente di Butterworth-Van Dyke di un trasduttore piezoelettrico. 30
Figura 2.7	Modello di Butterworth-Van Dyke di un trasduttore piezoelettrico e andamento della sua impedenza in frequenza. 30
Figura 2.8	Oscillatore elettrico formato da una serie RLC. 32
Figura 2.9	Oscillatore meccanico formato da massa m , molla k e smorzatore c . 32
Figura 2.10	Andamento di Z_T : in modulo (linea continua) e in fase (linea tratteggiata) con valori di Tabella 2.1. 36
Figura 2.11	Disegno delle risonanze che intervengono all'interno di un sistema complesso composto da trasduttore e horn. 38
Figura 2.12	Esempio di analisi in frequenza delle risonanze che intervengono all'interno di un sistema complesso composto da trasduttore e horn. 38
Figura 3.1	Schematizzazione di un circuito A che eroga potenza e di un circuito B che la assorbe. Equivalenza con un circuito composto da impedenza equivalente del generatore e impedenza di carico. 41
Figura 3.2	Circuito equivalente di generatore e carico trasduttore alla frequenza di risonanza f_S . 43
Figura 3.3	Circuito equivalente di generatore e carico trasduttore alla frequenza di risonanza f_S con induttanza in parallelo al trasduttore L_{par} per la compensazione. 44
Figura 3.4	Circuito equivalente di un induttore reale. 44

- Figura 3.5 Impedenza misurata del trasduttore piezoelettrico. 46
- Figura 3.6 Impedenza compensata del trasduttore piezoelettrico (carico Z_{in} comprensivo di trasduttore e induttore di compensazione). 46
- Figura 3.7 Circuito equivalente di generatore e carico trasduttore alla frequenza di risonanza f_S con induttanza in serie al trasduttore L_{ser} per la compensazione. 47
- Figura 3.8 Reti di "L" matching. 48
- Figura 3.9 Impedenza compensata del trasduttore piezoelettrico con tecnica "L" matching (carico Z_{in} comprensivo di trasduttore e matching di compensazione). 51
- Figura 3.10 Schema del matching attraverso trasformatore (ideale). 51
- Figura 3.11 Efficienza totale γ per le tecniche presentate. 53
- Figura 3.12 Risposte in frequenza di tensione (in linea continua) e corrente (a tratteggio) per le due reti di matching calcolate. 56
- Figura 3.13 Impedenza Z_{in} vista dal generatore dopo l'applicazione del matching (linea continua) e impedenza Z_T del trasduttore ad ultrasuoni (linea tratteggiata). 58
- Figura 4.1 Schema del sistema di saldatura ad ultrasuoni comprensivo di parte elettronica (generatore, PLC, azionamenti) e parte meccanica. 59
- Figura 4.2 Schema del connettore e dei corrispondenti terminali (pin). 60
- Figura 4.3 Interno di un generatore ad ultrasuoni. 62
- Figura 4.4 Suddivisione funzionale del generatore di Figura 4.3. 62
- Figura 4.5 Configurazione del driver e dei due IGBT utilizzati in configurazione *half bridge*. 63
- Figura 4.6 65
- Figura 4.7 Circuito logico del PFD e successivo circuito del *charge pump* con andamento della funzione di trasferimento. 66
- Figura 4.8 Schema a blocchi del sistema di test adottato per le misure a vuoto elettrico. 68
- Figura 4.9 Andamento del segnale di comando del mezzo ponte a IGBT (in giallo) e segnale misurato sul pin (7) del connettore "interface" (report di potenza). 69
- Figura 4.10 Andamento nel tempo del segnale sul connettore RFout con attenuazione 100). 69

- Figura 4.11 Sequenza delle fasi gestite dal generatore ad ultrasuoni. 70
- Figura 4.12 Schema a blocchi del sistema di test adottato per le misure a vuoto meccanico. 71
- Figura 4.13 Tipi di deformazione a cui è sottoposto il sonotrodo durante il funzionamento a vuoto meccanico. 72
- Figura 4.14 Misure a confronto del segnale di trigger dell'amplificatore a mezzo ponte IGBT (in rosso) e tensione di alimentazione del trasduttore (in blu). 75
- Figura 4.15 Misure a regime a confronto del segnale di trigger dell'amplificatore a mezzo ponte IGBT (in rosso) e tensione di alimentazione del trasduttore (in blu). 76
- Figura 4.16 Misure in transitorio a confronto del segnale di trigger dell'amplificatore a mezzo ponte IGBT (in rosso) e tensione di alimentazione del trasduttore (in blu). 76
- Figura 4.17 Misure a confronto del segnale di tensione che alimenta il trasduttore (in blu) e l'ampiezza dell'oscillazione misurata sul giunto tra booster e sonotrodo (in rosso). 78
- Figura 4.18 Dettaglio delle misure a confronto del segnale di tensione che alimenta il trasduttore (in blu) e l'ampiezza dell'oscillazione misurata sul giunto tra booster e sonotrodo (in rosso). 78
- Figura 4.19 Misure a confronto del segnale di tensione che alimenta il trasduttore (in blu) e velocità dell'oscillazione misurata sul giunto tra booster e sonotrodo (in rosso). 79
- Figura 4.20 Dettaglio delle misure a confronto del segnale di tensione che alimenta il trasduttore (in blu) e velocità dell'oscillazione misurata sul giunto tra booster e sonotrodo (in rosso). 79
- Figura 4.21 Misure a confronto del segnale di tensione (in blu) e della corrente (in rosso) che alimentano il trasduttore. 80
- Figura 4.22 Dettaglio delle misure a confronto del segnale di tensione (in blu) e della corrente (in rosso) che alimentano il trasduttore. 80
- Figura 4.23 Schema in Simulink per la simulazione del controllo del saldatore ad ultrasuoni. 82
- Figura 4.24 Schema in Simulink del circuito PFD. 83
- Figura 4.25 Schema in Simulink del circuito *Charge Pump*. 84

Figura 4.26	Risposta in frequenza del filtro presente nel <i>Charge Pump</i> . 85
Figura 4.27	Errore in tensione in uscita dal PFD utilizzato per comandare il VCO. 86
Figura 4.28	Tensione sinusoidale in uscita dal filtro di matching che alimenta il trasduttore piezoelettrico. 87
Figura 4.29	Potenza attiva e reattiva all'entrata del carico composto da filtro di matching e trasduttore. 89
Figura 4.30	Potenza attiva e reattiva ai capi della serie RLC del trasduttore. 89
Figura 4.31	Tensione e corrente ai capi della serie RLC del trasduttore piezoelettrico. 90
Figura 5.1	Modello del carico risonante e input elettrico ad esso applicato. 94
Figura 5.2	Modello del sistema di controllo per la ricerca della risonanza. 95
Figura A.1	Datasheet di esempio per un trasduttore di Langevin per la saldatura ad ultrasuoni. 105
Figura A.2	Trasduttori di vario tipo per la saldatura ad ultrasuoni con relativi parametri. 106

ELENCO DELLE TABELLE

Tabella 2.1	Alcuni valori d'impedenza acustica a confronto. 27
Tabella 2.2	Parametri del modello BVD per un trasduttore piezoelettrico. R'_m è una variazione di R_m che si aggiunge a quest'ultima nel caso si aggiungano la <i>backing mass</i> e la <i>matching mass</i> . 31
Tabella 2.3	Analogie elettromeccaniche di una serie RLC a confronto con un sistema massa-molla-smorzatore. 33
Tabella 2.4	Parametri caratteristici di un trasduttore piezoelettrico con alto fattore di merito. 35
Tabella 3.1	Condizioni e relative configurazioni attuabili con il metodo "L" matching. 50
Tabella 3.2	Valori delle reattanze risultanti dalla risoluzione del problema di "L" matching e corrispondenti elementi elettrici. 55
Tabella 4.1	Tabella riassuntiva dei terminali del cavo "interface" e loro funzione. 61

Tabella 4.2	Misurazione dei livelli di potenza e tensione al variare del comando analogico di linea 6. 72
Tabella 4.3	Misurazione dei livelli di corrente e spostamento al variare del comando analogico di linea 6. 73

BIBLIOGRAFIA

- [1] Amir Abdullah, Mohsen Shahini, and Abbas Pak. An approach to design a high power piezoelectric ultrasonic transducer. *Journal of Electroceramics*, 22:369–382, 2009. 10.1007/s10832-007-9408-8.
- [2] Sheng-He Wang and Mi-Ching Tsai. Dynamic modeling of thickness-mode piezoelectric transducer using the block diagram approach. *Ultrasonics*, 51(5):617 – 624, 2011.
- [3] A. Arnau, T. Sogorb, and Y. Jimenez. A new method for continuous monitoring of series resonance frequency and simple determination of motional impedance parameters for loaded quartz-crystal resonators. *Ultrasonics, Ferroelectrics and Frequency Control, IEEE Transactions on*, 48(2):617 –623, mar 2001.
- [4] K.S. Van Dyke. The piezo-electric resonator and its equivalent network. *Proceedings of the Institute of Radio Engineers*, 16(6):742 – 764, june 1928.
- [5] Jina Kim, B.L. Grisso, J.K. Kim, Dong Sam Ha, and D.J. Inman. Electrical modeling of piezoelectric ceramics for analysis and evaluation of sensory systems. In *Sensors Applications Symposium, 2008. SAS 2008. IEEE*, pages 122 –127, feb. 2008.
- [6] V. Dumbrava L. Svilainis. Evaluation of the ultrasonic transducer electrical matching performance. *Ultragarsas, 2007*, 62(4):16 – 21, 2007.
- [7] V. Dumbrava L. Svilainis. The rf transformer application for ultrasound excitation: the initial study. *Ultragarsas, 2006*, 58(1):25 – 29, 2006.
- [8] Jun-Ho Lee, Hwa-Chun Lee, Jun-Ho Choi, Sung-Jun Park, and Hae-Gon Nam. 10kw industrial ultrasonic welder design. In *Telecommunications Energy Conference, 2009. INTELEC 2009. 31st International*, pages 1 –6, oct. 2009.
- [9] C. Kauczor and N. Frohleke. Inverter topologies for ultrasonic piezoelectric transducers with high mechanical q-factor. In *Power Electronics Specialists Conference, 2004. PESC 04. 2004 IEEE 35th Annual*, volume 4, pages 2736 – 2741 Vol.4, 2004.
- [10] Rongyuan Li, N. Frohleke, and J. Bocker. Llcc-pwm inverter for driving high-power piezoelectric actuators. In *Power Electronics and Motion Control Conference, 2008. EPE-PEMC 2008. 13th*, pages 159 –164, sept. 2008.

- [11] G. Motiejunas L. Svilainis. Power amplifier for ultrasonic transducer excitation. *Ultragarsas*, 2006, 58(1):30 – 36, 2006.
- [12] Yu Tao, Lee Hwachun, Lee Dongheon, Song Sunggun, Kim Donggok, and Park Sungjun. Design of lc resonant inverter for ultrasonic metal welding system. In *Smart Manufacturing Application, 2008. ICSMA 2008. International Conference on*, pages 543 –548, april 2008.
- [13] A. Ramos-Fernandez, J.A. Gallego-Juarez, and F. Montoya-Vitini. Automatic system for dynamic control of resonance in high power and high q ultrasonic transducers. *Ultrasonics*, 23(4):151 – 156, 1985.
- [14] B. Mortimer, T. du Bruyn, J. Davies, and J. Tapson. High power resonant tracking amplifier using admittance locking. *Ultrasonics*, 39(4):257 – 261, 2001.
- [15] Y. Mizutani, T. Suzuki, H. Ikeda, H. Yoshida, and S. Shinohara. Frequency control of mosfet full bridge power inverter for maximizing output power to megasonic transducer at 3 mhz. In *Industry Applications Conference, 1998. Thirty-Third IAS Annual Meeting. The 1998 IEEE*, volume 3, pages 1644 –1651 vol.3, oct 1998.
- [16] Xingyu Zhao, Fujun Wang, and Dawei Zhang. Design methodology of high frequency ultrasonic transducer for wire bonding. In *Mechatronics and Automation, 2008. ICMA 2008. IEEE International Conference on*, pages 1000 –1005, aug. 2008.
- [17] Qiang Peng, Haixia Wang, Xuecheng Su, and Xiao Lu. A new design of the high-power ultrasonic generator. In *Control and Decision Conference, 2008. CCDC 2008. Chinese*, pages 3800 –3803, july 2008.
- [18] Y. Mizutani, T. Suzuki, H. Ikeda, and H. Yoshida. Power maximizing of ultrasonic transducer driven by mosfet inverter operating at 1 mhz. In *Industrial Electronics, Control, and Instrumentation, 1996., Proceedings of the 1996 IEEE IECON 22nd International Conference on*, volume 2, pages 983 –986 vol.2, aug 1996.
- [19] Austin Weber. *Welding Still Ensures High-Strength Joints. Assembly*, 2007.
- [20] M. Prokic and MP Interconsulting. *Piezoelectric transducers modeling and characterization*. MP Interconsulting, 2004.
- [21] IEEE standard on piezoelectricity. *ANSI/IEEE Std 176-1987*, pages 0 –1, 1988.

- [22] P. Schweitzer, E. Tisserand, A. Hamed, J. Andréa, and F. Coutard. Feedback sine wave driver design for ultrasonic transducers. *The European Physical Journal - Applied Physics*, 47(01):null–null, 2009.
- [23] Seiji Hirose, Manabu Aoyagi, Yoshiro Tomikawa, Sadayuki Takahashi, and Kenji Uchino. High power characteristics at antiresonance frequency of piezoelectric transducers. *Ultrasonics*, 34(2):213 – 217, 1996. ce:title<Proceedings of Ultrasonics International 1995</ce:title.
- [24] L. Parrini. Design of advanced ultrasonic transducers for welding devices. *Ultrasonics, Ferroelectrics and Frequency Control, IEEE Transactions on*, 48(6):1632 –1639, nov 2001.
- [25] Sophocles J. Orfanidis. *Electromagnetic Waves and Antennas*. 2008.
- [26] Hamid Fathi Hamed Hashemifar. Design and simulation of a new controller for resonant operation of piezoelectric ultrasonic tools. *PSC 2004*, 2004.
- [27] K.B. Ariyur and M. Krstić. *Real-time optimization by extremum-seeking control*. Wiley-interscience publication. Wiley-Interscience, 2003.
- [28] C. Gokcek. Resonance seeking control. In *Advanced Intelligent Mechatronics. Proceedings, 2005 IEEE/ASME International Conference on*, pages 1348 –1353, july 2005.
- [29] C. Gokcek. Tracking the resonance frequency of a series rlc circuit using a phase locked loop. In *Control Applications, 2003. CCA 2003. Proceedings of 2003 IEEE Conference on*, volume 1, pages 609 – 613 vol.1, june 2003.