

POLITECNICO DI MILANO

Corso di Laurea Specialistica in

Ingegneria Elettronica



CONTROLLO ELETTRONICO DI ATTUATORI PER MICROFLUIDICA A PIEZOELETTRICO

Relatore: Prof. Marco SAMPIETRO

Co-relatore: Prof. Marco BIANCHESI

Prof. Marco DE FAZIO

Tesi di Laurea di:

Stefano FORMENTI

Matr. 707549

INDICE

CAPITOLO 1: INTRODUZIONE	4
CAPITOLO 2: SISTEMI MICROFLUIDICI	6
2.1 Circuiti microfluidici	6
2.2 Pompe per microfluidica	12
2.3 Principi di attuazione	13
2.4 Attuatori a piezoelettrico	14
2.5 Materiali ferroelettrici	17
2.6 Piezoelettricità	20
2.7 Modellizzazione del sistema microfluidico	29
2.8 Comportamento del fluido all'interno dei canali	34
2.9 Bartels micropump	38
2.10 Controllori in commercio	42
2.11 Circuiti microfluidici realizzati	44
CAPITOLO 3: SISTEMA ELETTRONICO DI CONTROLLO	47
3.1 Forma donda di pilotaggio del piezoelettrico	47

3.2 Lo step-up	51
3.3 Limiti dei regimi operativi del boost	57
3.4 MOSFET e IGBT	62
3.5 Circuito di generazione del segnale	65
3.6 Funzionamento del circuito	74
3.7 Generazione dei segnali di controllo	82
3.8 Consumi	92
CAPITOLO 4:	94
4.1 Caratteristica tensione-deformazione dell'attuatore in PZT	94
4.2 Set-up sperimentale per la caratterizzazione del flusso	100
4.3 Prevalenza della pompa	111
4.4 Sistema a doppia pompa piezoelettrica	113
4.5 Sistema per Dielettroforesi	121
CAPITOLO 5: CONCLUSIONI	129
Bibliografia	132

Capitolo 1

Introduzione

Dopo l'introduzione della microtecnologia, nel 1958, per realizzare strutture integrate utilizzando materiali semiconduttori per chip microelettronici, le tecniche basate sulla litografia furono presto applicate ai sensori di pressione nel campo manifatturiero. In seguito ad ulteriori sviluppi, divenne disponibile un set di strumenti per creare strutture meccaniche in silicio dell'ordine di grandezza dei micrometri o ancora più piccole: l'era dei Micro Electro Mechanical Systems (MEMS) era cominciata. Tuttavia solo alla fine degli anni ottanta la ricerca in questo settore iniziò a crescere rapidamente grazie a diversi team di ricercatori che svilupparono il concetto del trattamento integrato dei fluidi per i sistemi di analisi e, successivamente, microcanali, micropompe e sensori di flusso. A metà degli anni novanta questa tecnologia ebbe un'ulteriore incentivazione grazie agli strumenti di notevole interesse che essa riusciva a produrre nel campo della genomica.

I progressi in campo biotecnologico ed elettronico, hanno permesso la miniaturizzazione di apparecchiature molto ingombranti e costose, arrivando a svolgere complesse operazioni chimiche e meccaniche sulla superficie di un singolo chip appositamente funzionalizzato (Lab-on-chip o in breve LOC). Questo è un dispositivo che integra molteplici funzioni, fino ad allora svolte con strumentazioni di laboratorio (come suggerisce la definizione stessa), in un singolo chip di dimensioni comprese tra qualche millimetro e qualche centimetro quadrato e in grado di trattare volumi di fluidi estremamente piccoli (da qualche picolitro a qualche microlitro). Tutti i sistemi di controllo fluidico (canali, pompe, valvole, flussimetri e viscosimetri) vengono indicati col termine generale di microfluidica.

Mediante l'impiego di un LOC è quindi possibile, ad esempio, dopo aver disposto delle sostanze sulla superficie del chip, operare delle cicature termiche, scaldando elettronicamente parti del chip, ed ottenere delle reazioni chimiche. È intuibile quindi che, qualora si volessero automatizzare le operazioni di dosaggio per queste applicazioni, ci si debba avvalere di un sistema che dispensi

precisamente le sostanze che intervengono nelle reazioni: è perciò importante un controllo minuzioso sulle quantità di fluido spostate affinché le reazioni chimiche avvengano con una precisa miscelatura.

Per altre applicazioni invece viene richiesto che il fluido possa scorrere all'interno dei microcanali con un flusso costante, come avviene ad esempio nelle applicazioni di dielettroforesi, processo nel quale del materiale organico viene spostato o bloccato tramite l'impiego di campi elettrici prodotti fornendo opportune tensioni ad appositi elettrodi. Per quest'ultima applicazione, infatti, è importante che le cellule o le molecole (ovviamente immerse in un fluido) che saranno soggette all'applicazione dei suddetti campi, transiscano sugli elettrodi con un moto il più uniforme possibile: repentine variazioni di flusso potrebbero strappare il materiale dall'intrappolamento elettrico.

Per ottenere un controllo molto preciso del flusso e del volume del fluido, lo strumento più diffuso tuttora è indubbiamente la syringe-pump. Queste pompe, dette anche a spostamento, sono costituite da un cilindro, che contiene il fluido, e da un pistone interno. Il pistone viene azionato da un motore applicato a una vite, generando una pressione non pulsata. Tali pompe garantiscono un flusso stabile e precisamente regolabile, ma presentano un costo di mercato molto elevato che varia da qualche centinaia a qualche migliaia di dollari.

Nelle successive pagine si esporrà come si è giunti a realizzare un sistema funzionale ed economico per il controllo di flussi microfluidici, tentando di soddisfare in maniera ottimale i principali requisiti che questo dovrebbe avere per essere impiegato efficacemente in applicazioni biologiche su Lab-on-chip.

Gli attuatori a piezoelettrico, nella microfluidica, costituiscono un'alternativa estremamente interessante alle syringe-pump, sia per quanto riguarda l'ingombro, sia per l'economicità (il costo di un buzzer piezoelettrico è di pochi dollari). L'inconveniente dell'adozione di questo sistema di attuazione, è la difficoltà riscontrata nell'ottenere un flusso uniforme e ben controllato usando i sistemi di controllo tradizionali.

È proprio questo l'obiettivo di questo lavoro di tesi: prendendo come modello la micropompa mp-5, prodotta dalla Bartels, sviluppare un hardware e un firmware che producano una forma d'onda ad hoc per il controllo dell'attuatore piezoelettrico in zirconato-titanato di piombo ($\text{Pb}(\text{Zr}_{0.54}\text{Ti}_{0.46})\text{O}_3$), meglio conosciuto con l'acronimo PZT, al fine di ottenere i migliori risultati nella gestione della microfluidica su di un LOC e quindi avere un'alternativa altrettanto valida ma decisamente meno dispendiosa ed ingombrante dei sistemi tuttora più diffusi.

Il presente elaborato espone le prove effettuate e i risultati ottenuti nel periodo di stage svolto in ST-Microelectronics, nella sezione di ricerca biologica del gruppo AST (Advanced System Technology), sotto la coordinazione del prof. Marco Bianchessi, del prof. Marco De Fazio e dell'ing. Alessandro Cocci.

Capitolo 2

Sistemi microfluidici

Nel presente capitolo verranno illustrate le principali parti costitutive di un circuito microfluidico prestando particolare attenzione alle pompe a piezoelettrico, perno di questa tesi, le quali verranno trattate approfonditamente sia dal punto di vista fluidico che dal punto di vista fisico.

In particolare quest'ultimo sarà trattato con attenzione, poiché solamente conoscendo bene i materiali utilizzati e soprattutto caratterizzandone la loro risposta alle sollecitazioni elettriche e meccaniche, sarà possibile comprendere il loro funzionamento ed adattarlo al meglio alle proprie esigenze.

Verranno pertanto definiti e analizzati i materiali piezoelettrici utilizzati (PZT). Si cercherà infine di estrarre un modello matematico in grado di descrivere il lavoro compiuto da un disco piezoelettrico usato come attuatore in un circuito microfluidico. Questo ci permetterà di stimare le velocità massime di scorrimento che rendono trascurabili gli attriti sviluppati dal fluido attraverso i microcanali e la conseguente rapidità di deformazione dell'attuatore.

2.1 Circuiti microfluidici

La microfluidica è la scienza che manipola piccole quantità di fluidi dell'ordine di grandezza dei microlitri, spostati attraverso un circuito di canali dalla dimensione caratteristica compresa fra le decine e le centinaia di micrometri.

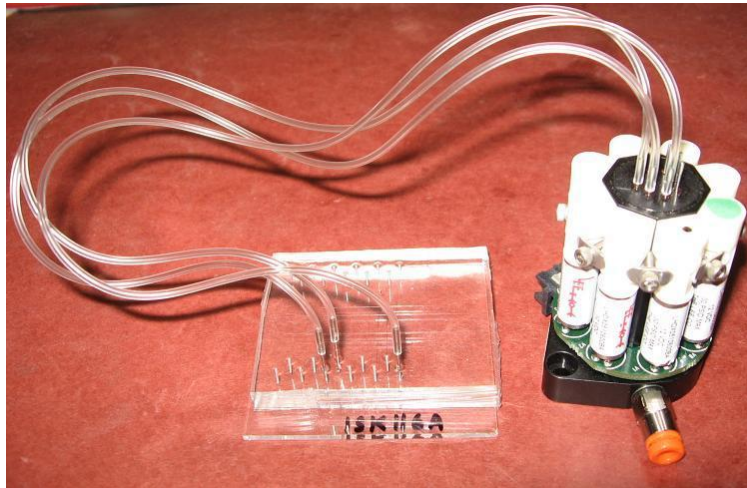


Figura 2.1 Viene mostrato un circuito microfluidico azionato da un ingombrante sistema di syringe-pump

Grazie a queste tecniche si possono compiere complicati procedimenti chimici in uno spazio molto ristretto.

Talvolta i chip hanno tutto un apparato integrato per assistere a queste reazioni: ad esempio nel campo biochimico, sono di fondamentale importanza le cicature termiche, e quindi, i LOC progettati per questi compiti, integrano resistenze e sensori di temperatura per poter controllare i processi di riscaldamento e raffreddamento dei reagenti.

La miniaturizzazione dell'impianto fluidico per queste applicazioni, presenta quindi numerosi vantaggi:

1. Un consumo di bassi volumi di fluido, dato il piccolo volume interno del circuito, che implica un minor costo di reagenti e una minor quantità di campione utilizzato.
2. Una miglior analisi e velocità di controllo da parte del chip e una migliore efficienza, dovute alla maggior velocità nel riscaldamento del chip (basse distanze corrispondono ad un alto rapporto tra la superficie di contatto e il volume del fluido: intervengono quantità di energia minori).
3. Un breve tempo di mixaggio dovuto alle basse lunghezze di diffusione.

4. Un miglior controllo del processo, come quello della temperatura nel caso di reazioni chimiche esotermiche, a causa di una risposta più veloce del sistema.
5. Una maggior compattezza del sistema, dovuta alla grande integrazione delle funzionalità e all'impiego di volumi ridotti.
6. Un'elevata parallelizzazione dovuta alla compattezza, che rende possibili analisi ad alto output.
7. Dei costi di fabbricazione minori, con la possibilità di produrre chip usa e getta, fabbricati con produzione di massa.
8. Una piattaforma più sicura per studi chimici, radioattivi o biologici vista la grande integrazione delle funzionalità, i minori volumi di fluido da immagazzinare e l'impiego di energie contenute.

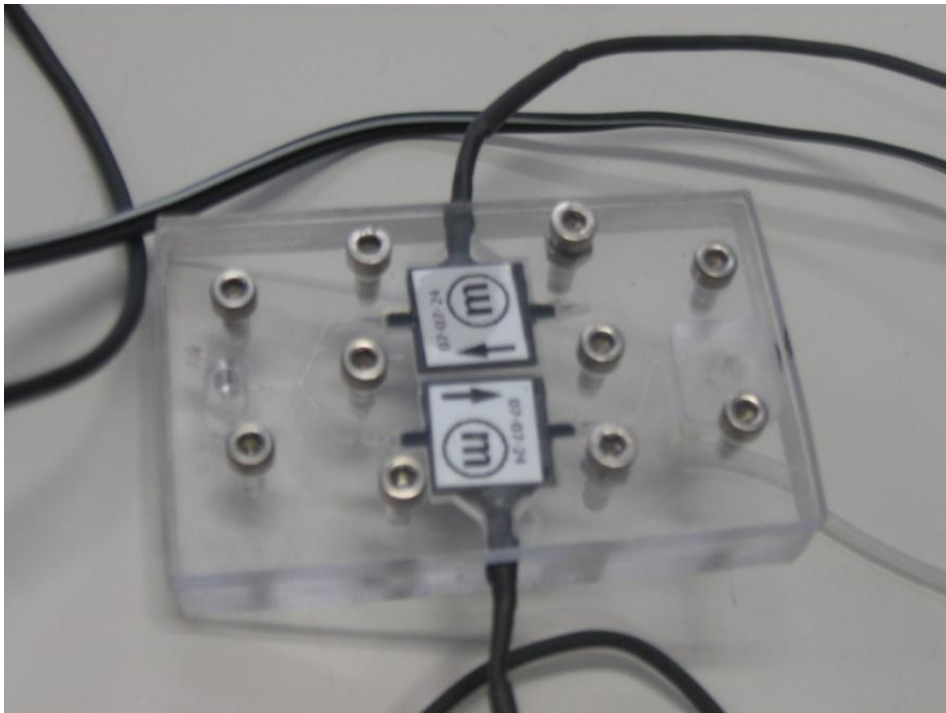


Figura 2.2 Viene sopra mostrato un circuito microfluidico che riproduce il funzionamento di una pipetta da laboratorio; nel paragrafo 4.4 verrà descritto dettagliatamente il suo funzionamento



Figura 2.3 È riprodotto in figura un primo abbozzo di circuito microfluidico per l'estrazione del DNA da fluido organico; nella camera visibile sulla destra vengono aspirati e miscelati i reagenti. Il prodotto finale viene poi immesso nei pozzetti osservabili sulla sinistra, dove può avvenire l'analisi chimica vera e propria.

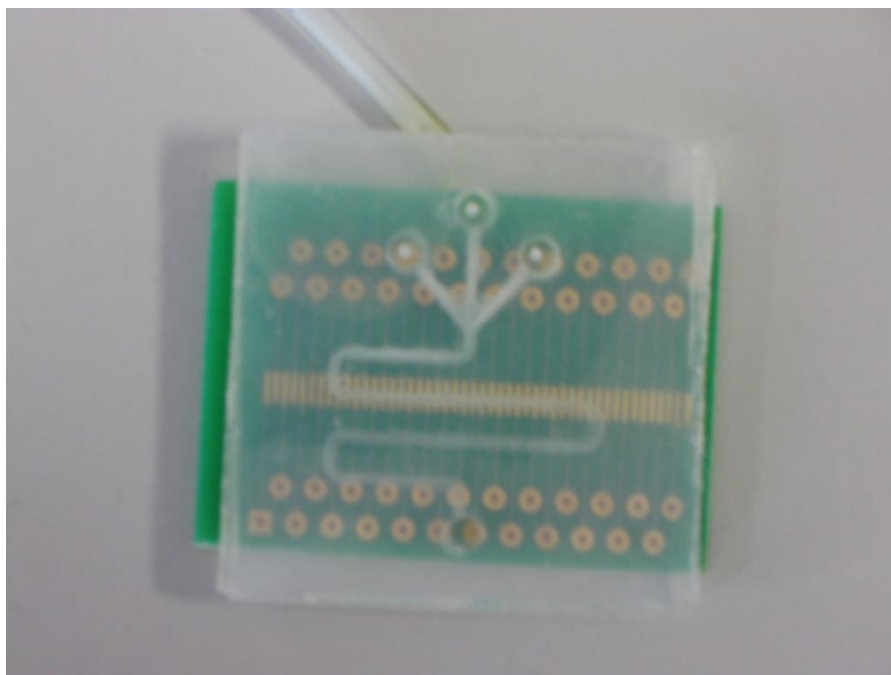


Figura 2.4 In figura è osservabile un circuito microfluidico per la dielettroforesi descritto nel paragrafo 4.5

Tuttavia vi sono anche degli svantaggi di tipo fisico e di tipo chimico come reazioni tra il fluido e le superfici dei canali, i quali accrescono le forze d'attrito che si sviluppano tra le pareti dei microtubi ed il fluido stesso, ostacolandone lo scorrimento. Questi effetti diventano dominanti e portano i sistemi microfluidici a comportarsi diversamente, talvolta in maniera più complessa delle strumentazioni di laboratorio convenzionali.

Un aspetto molto delicato nell'uso di un dispositivo microfluidico, riguarda il suo riempimento (priming). Infatti, in questa fase si possono formare delle bolle d'aria, in presenza di ostruzioni o di irregolarità della superficie del microcanale, la cui eliminazione risulta molto complicata. Ovviamente la presenza di bolle causa una variazione del flusso e il non corretto sviluppo delle operazioni per cui è stato progettato il circuito microfluidico.

Il pinning (così si chiama il fenomeno di intrappolamento del menisco formatosi tra aria e acqua) avviene quando l'interfaccia liquido-gas resta vincolata ad un'imperfezione: fino a che l'angolo fra la sezione di contatto tra i due fluidi e il lato dell'asperità non raggiunge un valore critico relativo, il menisco resta bloccato. Il pinning è un fenomeno osservabile sia in sistemi aperti, quali gocce su superfici rugose, sia in sistemi chiusi come i canali microfluidici.

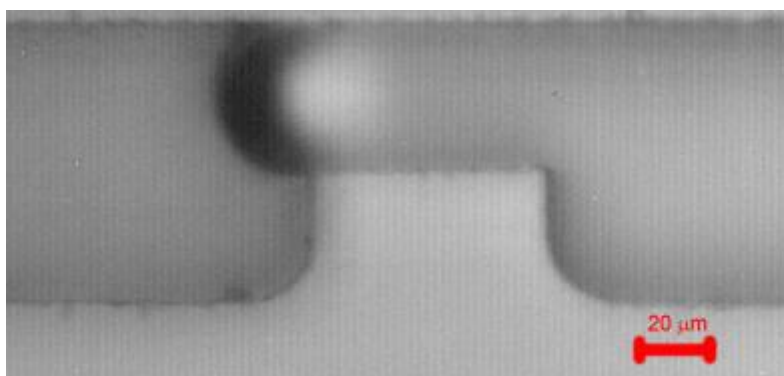


Figura 2.5 Viene sopra mostrato il fenomeno del pinning per il quale bolle d'aria, che vengono intrappolate in difetti del canale, rendono difficoltoso il flusso all'interno dei microcanali

Un risultato tuttavia ottenibile con l'impiego di ostacoli all'interno di canali microfluidici è il mescolamento più rapido di sostanze diverse. Infatti, essendo i flussi a regime laminare, nel caso si vogliano mescolare sostanze diverse, occorre far transire quest'ultime dentro un percorso sufficientemente lungo affinché avvenga un miscelamento adeguato. Questa applicazione è certamente interessante quando un chip-microfluidico viene utilizzato con lo scopo di far avvenire reazioni chimiche, che quindi necessitano del completo mescolamento dei reagenti.

2.2 Pompe per microfluidica

Come avvenuto per numerose invenzioni, l'uomo trae ispirazione tramite l'osservazione diretta della natura. Anche nel caso in questione, il regno animale si è rivelato ancora una volta, un ottimo spunto. Per esempio molti insetti predatori, tra cui la "Graphosoma lineatum", usano dispositivi a tutti gli effetti analoghi a degli attuatori microfluidici per la digestione esterna della loro preda. Infatti una micropompa a pistone viene usata per erogare la saliva addizionata con enzimi digestivi attraverso il pungiglione dell'insetto nel corpo delle vittime. Una seconda micropompa risucchia poi il cibo esternamente digerito. Il design biologico delle micropompe del "Graphosoma lineatum" utilizza un muscolo come pistone e delle valvole a cerniera passive come valvole di scarico e di ingresso, e in linea di principio, non differisce minimamente dal dispositivo di attuazione adottato per la sperimentazione in questa tesi.

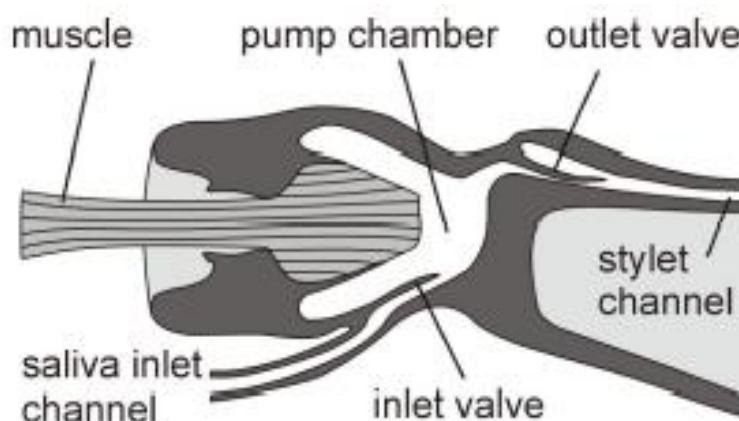


Figura 2.6 È mostrato in figura il principio di funzionamento l'apparato di digestione del "Graphosoma lineatum", che risulta analogo ad un sistema di pompe microfluidiche

I primi progetti tecnici di micropompe hanno usato un approccio un po' differente, poiché sono stati basati su un'attuazione sia del diaframma della pompa che delle valvole. Il dispositivo di Spencer [1] può essere preso come uno degli esempi tecnici iniziali di queste micropompe, che risalgono alla metà degli anni settanta. Il suo dispositivo era una micropompa a diaframma attuata da un piezoelettrico con valvole a cerniera attive progettate per il dosaggio di insulina come potenziale applicazione.

Il primo progetto di un micropompa con le valvole di arresto passive è stato pubblicato nel 1988 da Van Lintel ed altri ricercatori presso l'università di Twente [2] [3]. Questo progetto prevede ancora una configurazione a tre strati con due fogli di vetro che contengono una lastra di silicio incisa in maniera anisotropa. Le dimensioni tipiche sono di 12,5 mm per il diametro del diaframma della pompa e di 7 mm per il diametro delle valvole della membrana. Con una tensione di attuazione di 100 V sono stati osservati un volume di pompaggio di 0,21 μl , una portata massima di 8 $\mu\text{l}/\text{min}$ a 1 Hz di frequenza di funzionamento e una contropressione massima di 100 mBar. Uno svantaggio delle micropompe con valvole di arresto passive è la limitazione sulla frequenza movente dovuta all'attuazione lenta delle valvole di arresto: sarà uno dei problemi che più influenzerà le scelte esposte in questo elaborato.

2.3 Principi di attuazione

Gli attuatori in uso finora coprono quasi l'intera gamma di tecniche di microattuazione disponibili.

I principi più comuni sono:

- termopneumatico
- elettromagnetico
- attuazione elettrostatica
- piezoelettrico

altri, come le leghe a memoria di forma o i materiali magnetostrittivi sono utilizzati raramente.

L'attuazione piezoelettrica fornisce i vantaggi di un volume di pompaggio relativamente alto, di una forza di attuazione elevata e di una risposta meccanica veloce ed è per questo un principio molto conveniente per l'attuazione nelle micropompe.

Gli svantaggi sono causati da una tensione di attuazione relativamente alta e dalla procedura di montaggio del disco di PZT, che richiede un processo di incollaggio alla camera della pompa molto ben definito. In recenti ricerche è stato dimostrato che un processo di ottimizzazione del montaggio può migliorare significativamente l'affidabilità e la resistenza di questo tipo di azionatore, nonché l'efficienza: infatti basta una perdita minima per abbattere notevolmente la pressione raggiungibile all'interno della camera.

Come alternativa all'incollaggio sono stati studiati altri processi, quali lo "screen printing" ed il deposito di sottili pellicole di PZT. Anche se la realizzabilità potrebbe essere non particolarmente complicata, i flussi di pompaggio ottenibili tramite l'impiego di queste tecniche risultano piccoli rispetto a quelli riscontrati con un bulk di PZT incollato. L'ottimizzazione della progettazione geometrica è stata oggetto di parecchi studi al fine di ottenere più alti pompaggi a più basse tensioni.

I voltaggi tipici di controllo sono attualmente nella gamma delle centinaia di volt, che è un miglioramento significativo rispetto agli attuatori che spesso vengono impiegati nei cicalini commerciali piezoelettrici, di vecchia generazione e senza alcuna ottimizzazione, i quali vengono sottoposti a tensioni di qualche migliaio di volt.

Il raggiungimento di una tensione di attuazione minore è inoltre utile per la progettazione di driver elettronici altamente miniaturizzati, che permettono il funzionamento a bassa potenza, persino tramite alimentazione a batteria .

2.4 Attuatori a piezoelettrico

Lo sviluppo delle micropompe ha avuto inizio con il concetto di scambio di forze elettriche e meccaniche e risale alla metà degli anni 70. Gli sviluppi iniziali, così come la maggior parte di quelli

seguenti, utilizzano lo stesso principio delle pompe a pistone o a diaframma. Si realizza una pompa a camera, chiusa con un diaframma flessibile da un lato (o più) [3].

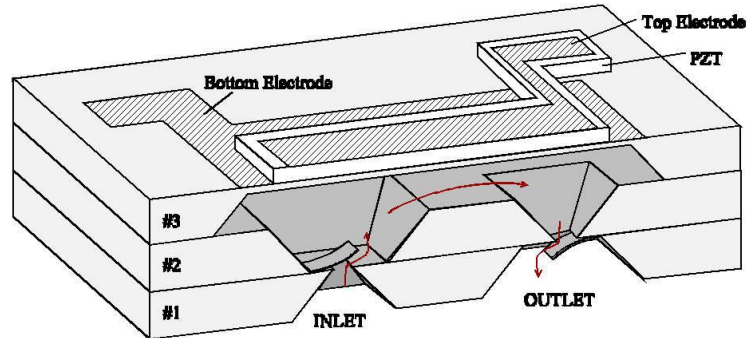


Figura 2.7 Nella foto è possibile osservare una pompa ad attuazione piezoelettrica con valvole passive

Attraverso il principio di attuazione adatto (in genere un foglio di PZT), viene trasferito il movimento verso l'alto e verso il basso del diaframma per generare delle variazioni di volume e, quindi, una differenza di pressione negativa o positiva nella camera della pompa. Il principio di funzionamento può essere descritto da un processo ciclico, che è diviso in una fase di riempimento (il volume della camera della pompa aumenta) e una fase di pompaggio (il volume della camera diminuisce). Questo processo richiede una differenza nella pressione del flusso fra l'ingresso e l'uscita per direzioni di scorrimento differenti. Tale risultato viene conseguito con l'ausilio di valvole passive, che permettono una grande portata del fluido nel senso di andata e basse perdite nel funzionamento inverso. Durante la fase di riempimento, si genera una depressione nella camera, che induce il liquido ad essere aspirato attraverso il dotto di ingresso, non appena la differenza di pressione diventa superiore alla pressione di soglia della valvola.

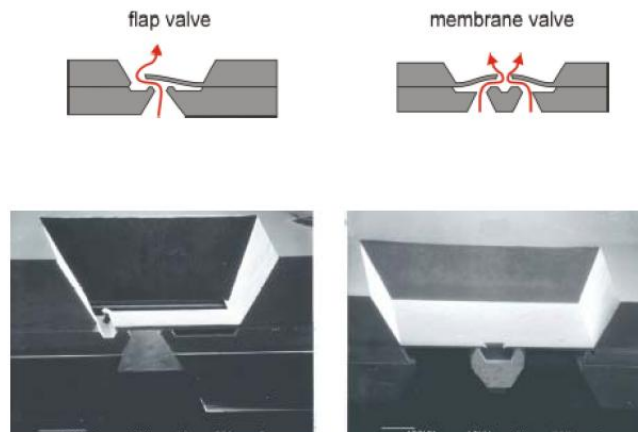


Figura 2.8 In figura sono riprodotti due differenti meccanismi di funzionamento di valvole passive

Durante la fase di pompaggio si produce un aumento di pressione all'interno della camera della pompa, che trasferisce il liquido all'uscita, non appena la pressione esercitata diventa superiore alla pressione di soglia delle valvole di scarico. In questa fase la valvola d'ingresso impedisce un flusso d'inversione indesiderato, in modo analogo al comportamento della valvola di scarico durante la fase di riempimento.

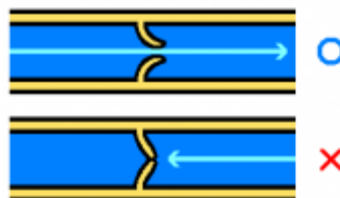


Figura 2.9 Si può osservare in figura lo schema di funzionamento di una valvola a nido di rondine: i due lembi flessibili permettono lo scorrimento del fluido in un senso e ne impediscono lo scorrimento contrario

Un convertitore di tensione costituisce l'equivalente elettrico di questo principio di pompaggio (si veda figura 2.10 b): in questo caso, il condensatore C corrisponde alla camera della pompa. La tensione elettrica attraverso il condensatore è equivalente alla pressione della camera, mentre la corrente elettrica si comporta come il fluido. L'attuazione è realizzata con una fonte di tensione

AC, che modula il potenziale del footpoint di C. Si intuisce facilmente da entrambi gli schemi rappresentati in figura 2.10, che il flusso contrario, cioè dall'uscita all'ingresso, è impedito dalle proprietà di direzionare il fluido delle valvole, mentre il flusso diretto può essere causato da un aumento della pressione di ingresso rispetto alla pressione di uscita.

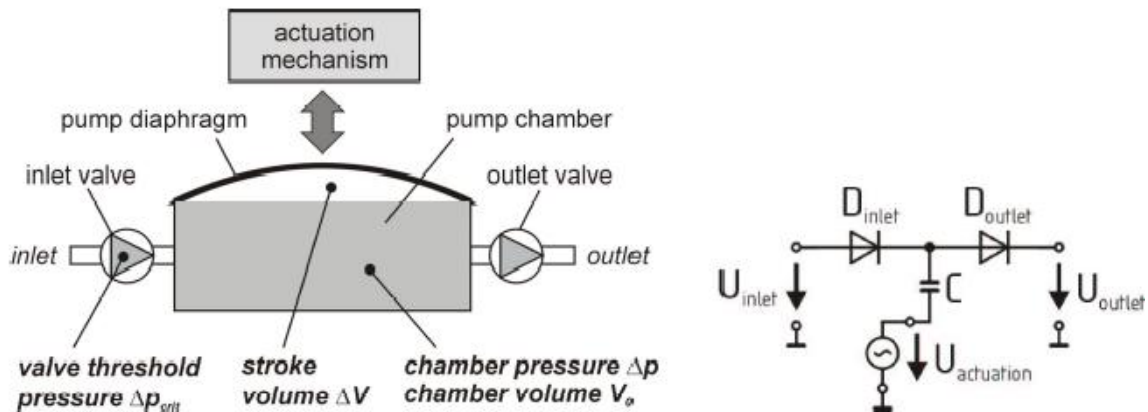


Figura 2.10 a È mostrata il principio di attuazione di una pompa microfluidica a peristalsi con attuazione piezoelettrica. **Figura 2.10 b** In figura è rappresentato l'equivalente elettrico del sistema fluidico

2.5 Materiali ferroelettrici

Per comprendere il funzionamento e le proprietà dei materiali piezoelettrici, verrà ora fornita una breve introduzione ai materiali ferroelettrici.

La ferroelettricità è una proprietà di alcuni materiali solidi che presentano una polarizzazione elettrica in assenza di campo elettrico. Questi materiali vengono polarizzati tramite l'applicazione di un campo elettrico, e mantengono la polarizzazione impressa anche dopo la rimozione del campo stesso.

Quando un materiale ferroelettrico viene sottoposto ad un campo esterno, si osserva un ciclo di isteresi [4]. Questo comportamento è analogo a quello di un ferromagnete in presenza di un campo magnetico, e, in base a questa analogia, è stato associato a questo fenomeno un nome

con prefisso "ferro", benché non sia legato alle proprietà dell'omonimo metallo.

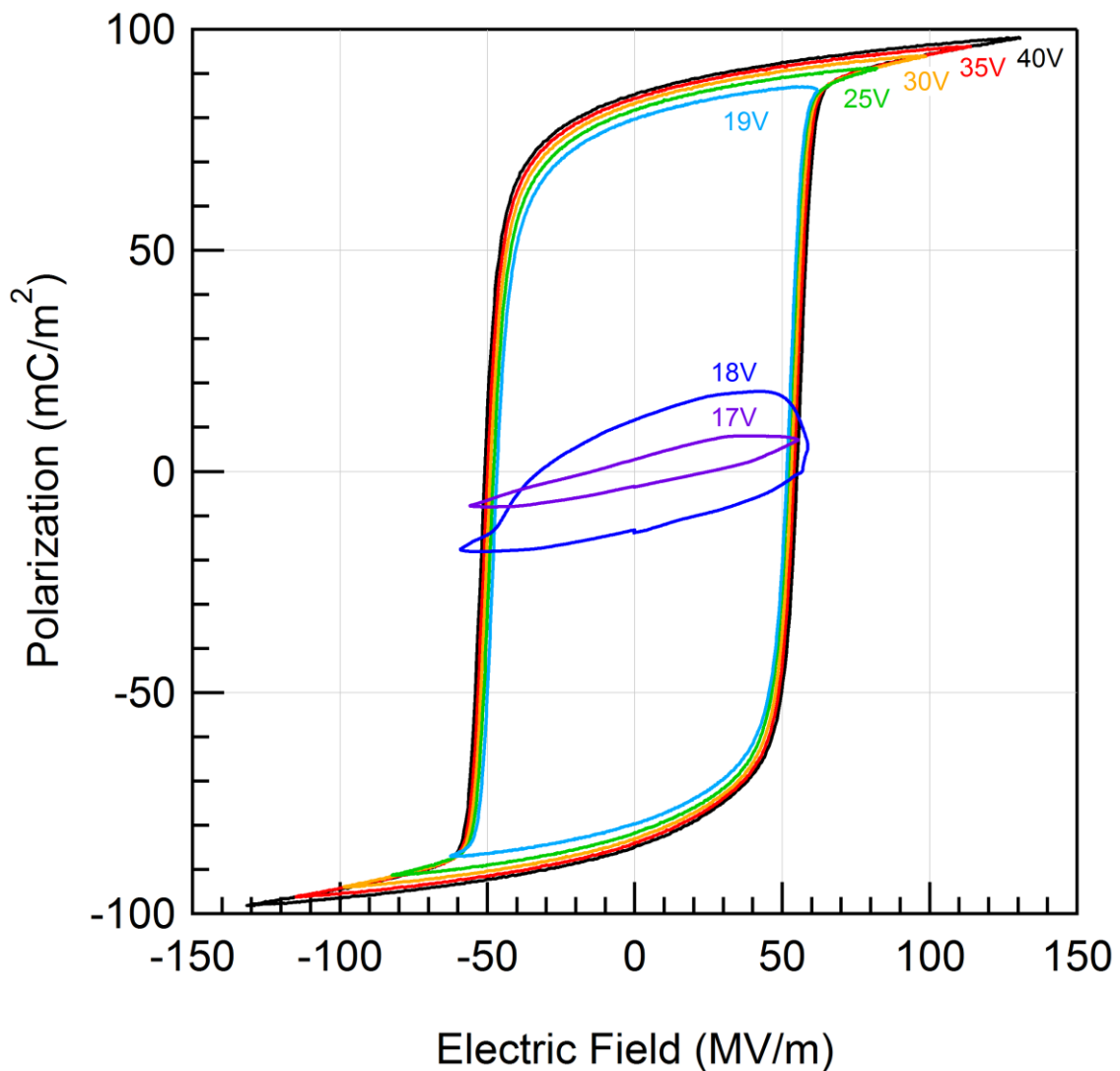


Figura 2.11 In figura è rappresentato il ciclo di isteresi di uno strato di VDF/TrFE (75/25), un copolimero del polivinilidene, dello spessore di 300 nm; sulle ascisse sono specificati i valori di tensione a cui è sottoposto il materiale e sulle ordinate i valori di polarizzazione raggiunti.

In un cristallo, la polarizzazione è data dalla somma vettoriale del momento di dipolo di ogni cella unitaria. Per poter essere ferroelettrico, un materiale deve avere una polarizzazione spontanea, quindi la cella non deve essere centrosimmetrica, altrimenti la somma dei singoli momenti di dipolo sarebbe nulla. Inoltre, nei ferroelettrici il catione può spostarsi rispetto agli anioni della

cella, e questo provoca un elevato momento di dipolo, nonché una notevole permittività elettrica.

Le proprietà di ferroelectricità in un cristallo si presentano come una transizione di fase ordine-disordine, in analogia con le proprietà riscontrate nel ferromagnetismo.

In particolare, il parametro d'ordine è il momento di dipolo, e lo stato ordinato (quando tutti i dipoli sono allineati nella stessa direzione) è raggiungibile al di sotto di una precisa temperatura, detta temperatura di Curie, al di sopra della quale lo stato del materiale è definito paraelettrico. In alcuni composti, detti "antiferroelettrici", i dipoli si allineano antiparallelemente; altri, detti "ferrielettrici", presentano un ordinamento antiparallelo solo in una direzione.

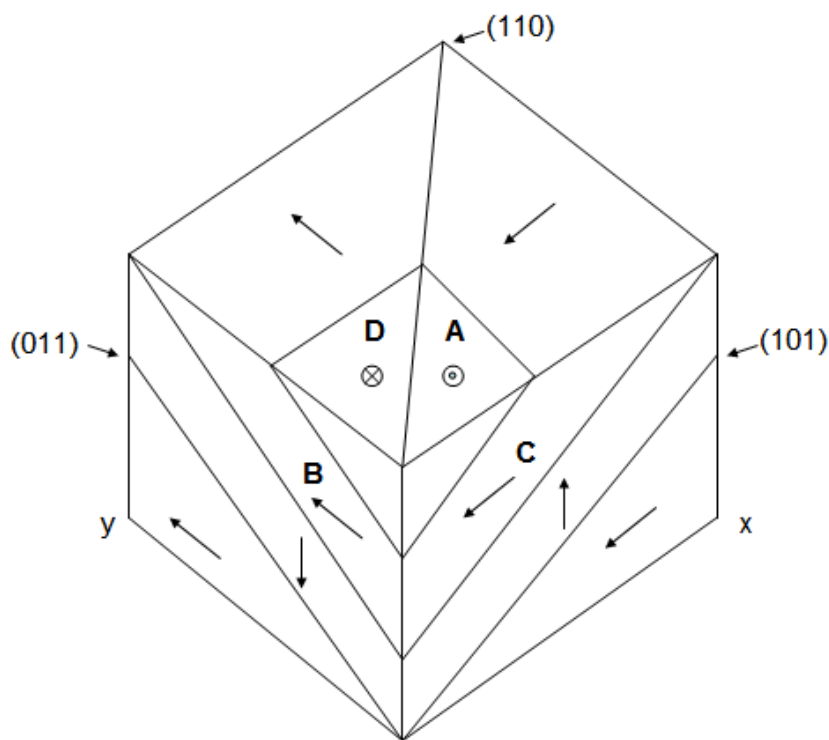


Figura 2.12 La figura mostra una tipica struttura a domini. Nei ferroelectrici come BaTiO_3 , si formano zone in cui dipoli adiacenti di TiO_6 si allineano paralleli. I domini sono di dimensioni variabili ma sono di solito grandi, decine o centinaia di angstroms. Nell'ambito di ciascun dominio i dipoli hanno una orientazione comune.

Come i ferromagneti, anche i ferroelectrici presentano una struttura a domini [5]. I domini elettrici

sono regioni elettricamente sature e uniformi all'interno del materiale (dimensioni 1-100 micrometri, molto più grandi delle distanze interatomiche), aventi però direzione di polarizzazione non uniforme l'una rispetto all'altra. In una regione elettricamente satura tutti i momenti elettrici elementari sono collineari e la polarizzazione media del dominio assume il suo massimo valore E , detto polarizzazione di saturazione.

Molti materiali ferroelettrici hanno la struttura reticolare delle perovskiti, costituiti da una griglia di piccoli cationi (a piccolo raggio ionico) a forte carica (solitamente Ti^{4+} , Nb^{5+} e Fe^{3+}) ognuno dei quali è connesso a sei atomi di ossigeno. La struttura di questa griglia è tale da lasciare delle "cavità" equispaziate lungo la superficie cristallografica di crescita (che è anche un piano di sfaldatura) le quali possono essere completamente o parzialmente occupate da cationi a grande raggio ionico (Ca^{2+} , Sr^{2+} , Na^+ , REE^{3+} e Th^{4+}).

2.6 Piezoelettricità

I cristalli piezoelettrici sono materiali ferroelettrici la cui le proprietà elastiche e quelle elettriche sono particolarmente interdipendenti. La piezoelettricità è la proprietà, manifestata da questi cristalli, che permette loro di caricarsi elettricamente quando vengono deformati o sollecitati meccanicamente (effetto piezoelettrico diretto). Viceversa, se tali cristalli vengono attraversati da una corrente elettrica o esposti ad un campo elettrico, allora manifestano una deformazione (effetto piezoelettrico inverso). Tali materiali vengono pertanto utilizzati per convertire energia elettrica in energia meccanica (come attuatori) e viceversa (come sensori).

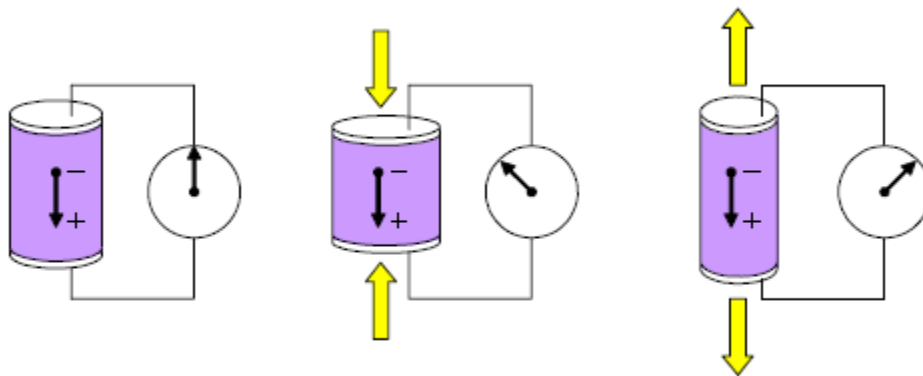


Figura 2.13 La figura mostra come si riscontra una polarizzazione nel materiale piezoelettrico in conseguenza all'applicazione di una forza di compressione o di estensione al cristallo

Alcune sostanze minerali presenti in natura possiedono tale proprietà (quarzo, tormalina). Nei moderni dispositivi si utilizzano cristalli artificiali, come il sale di Rochelle, il solfato di litio e i piezoceramici (come il titanato di bario, il titanato di piombo, o il PZT, usato per la realizzazione degli attuatori descritti in questa tesi) dapprima sottoposti ad un processo di polarizzazione (poling).

Le proprietà piezoelettriche sono dovute alla struttura cristallina di tali composti. Prima che il materiale acquisti proprietà piezoelettriche, la sua struttura cristallina è formata da una cella elementare cubica con un atomo centrale di Titanio o Zirconio.

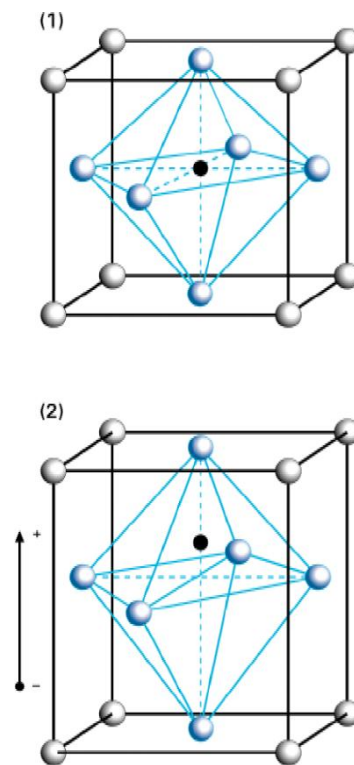


Figura 2.14 E' qui rappresentato il cristallo centrosimmetrico a riposo (1) ed in seguito ad una sollecitazione elettrica o meccanica (2): l'atomo centrale si sposta e origina un dipolo elettrico. Recenti tecnologie sfruttano questa proprietà per creare celle di memoria chiamate FRAM (Ferroelectric Random Access Memory) [6]

Data la simmetria della disposizione atomica, in assenza di sollecitazioni la struttura non presenta polarità di cariche elettriche. Sotto l'azione di un campo elettrico o di una sollecitazione meccanica, l'atomo centrale si sposta dal centro causando uno squilibrio nelle cariche, che dà origine alla formazione di un dipolo elettrico.

Il processo di polarizzazione consiste nell'orientazione dei dipoli elettrici all'interno del materiale e si effettua attraverso le seguenti fasi

1. il materiale viene riscaldato ad una temperatura prossima a quella di Curie
2. si applica un intenso campo elettrico in modo da allineare i domini di polarizzazione secondo la direzione del campo applicato
3. l'orientamento dei domini viene bloccato con il raffreddamento e permane anche dopo la

rimozione del campo elettrico.

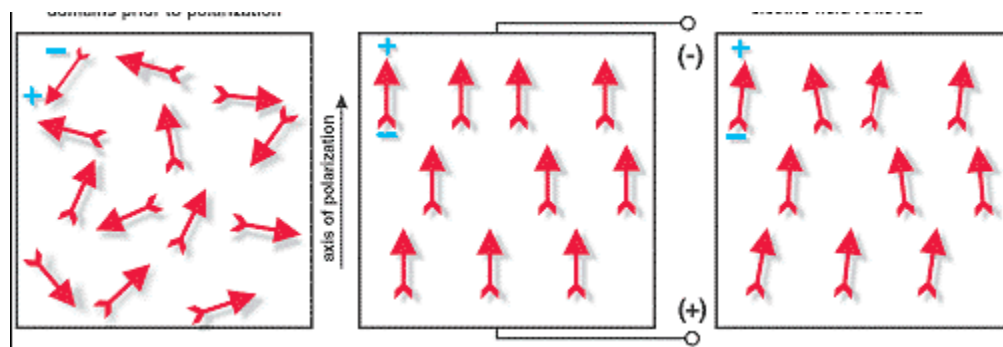


Figura 2.15 Nella figura viene mostrato come i dipoli elettrici vengano ordinati in seguito all'applicazione di un campo elettrico in un materiale esposto ad una temperatura superiore a quella di Curie

Le caratteristiche dei materiali piezoceramici sono:

- Un'elevata efficienza di trasformazione elettro-meccanica
- Una buona malleabilità e ampia tipologia di forme ottenibili

Le limitazioni al loro utilizzo sono dovute alla depolarizzazione, che subentra con l'invecchiamento di tali materiali, e ai fenomeni di isteresi che si verificano. L'isteresi, infatti, porta ad una polarizzazione residua che può modificare le caratteristiche elettromeccaniche del materiale.

Le proprietà piezoelettriche decadono velocemente in presenza di forti campi elettrici, applicati in direzione opposta al campo polarizzante, o alternati, nel caso di elevate sollecitazioni meccaniche e di temperature superiori a quella di Curie, ovvero la temperatura alla quale si verifica una transizione di fase nella struttura cristallina, da asimmetrica a simmetrica, tale da determinare la perdita delle proprietà piezoelettriche .

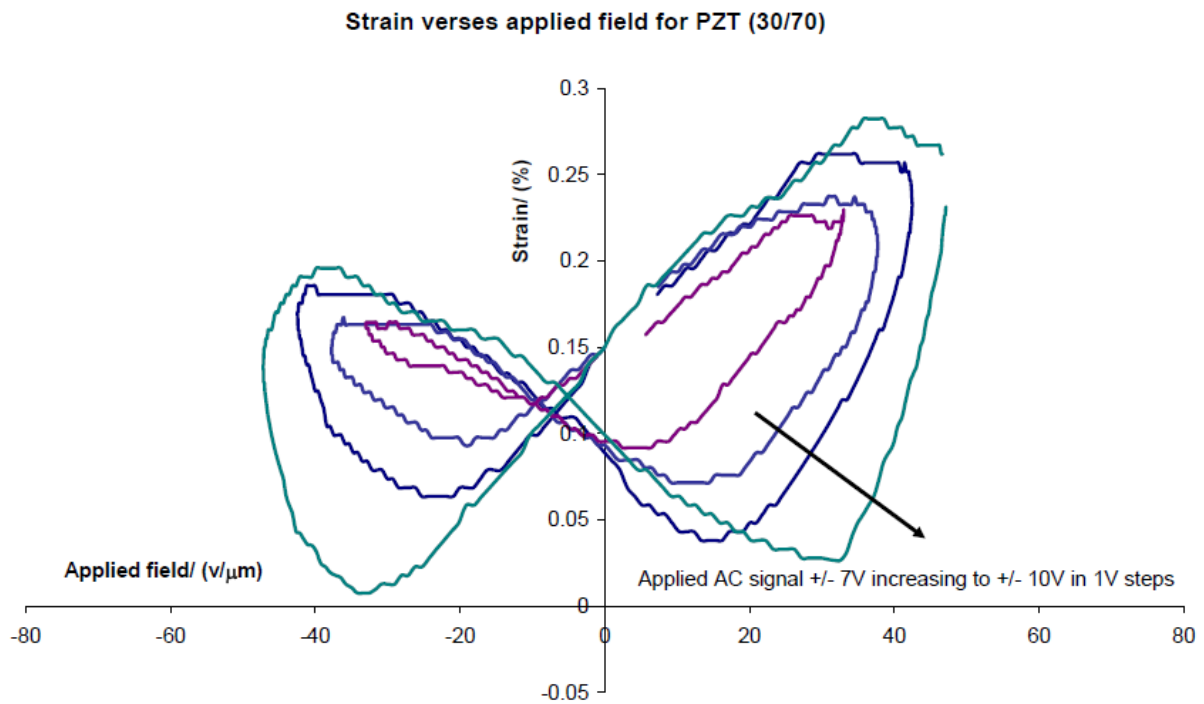


Figura 2.16 Butterfly loop misurato in uno strato di PZT; al di sopra di un certo valore di tensione e, quindi, di campo elettrico, il materiale inverte il verso della deformazione [7]

Si faccia ora riferimento alla figura 2.17 per comprendere il ciclo di isteresi in un cristallo piezoelettrico. Applicando un campo elettrico nella direzione di polarizzazione il materiale si allunga (0-1); se, invece, il campo elettrico ha direzione opposta, dapprima si accorcia (0-3), fino a che non raggiunge un'intensità sufficiente a far invertire la direzione di polarizzazione (3-4)

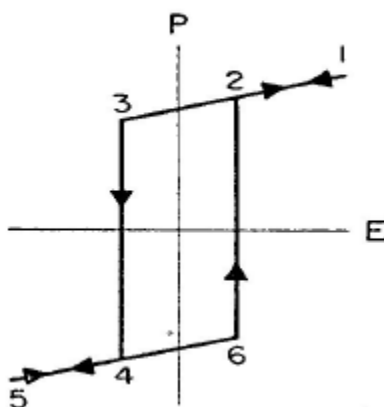


Figura 2.17 Schematizzazione del ciclo di isteresi della polarizzazione di un materiale piezoelettrico al variare del campo elettrico applicato

Il campo elettrico coercitivo rappresenta il valore del campo elettrico oltre il quale l'atomo, spostato nel vuoto ottaedrico, viene spinto nello spazio opposto, variando il verso del dipolo, e quindi il materiale riprende ad allungarsi (4-5). In realtà i materiali evidenziano comportamenti non lineari come osservabile in figura 2.16.

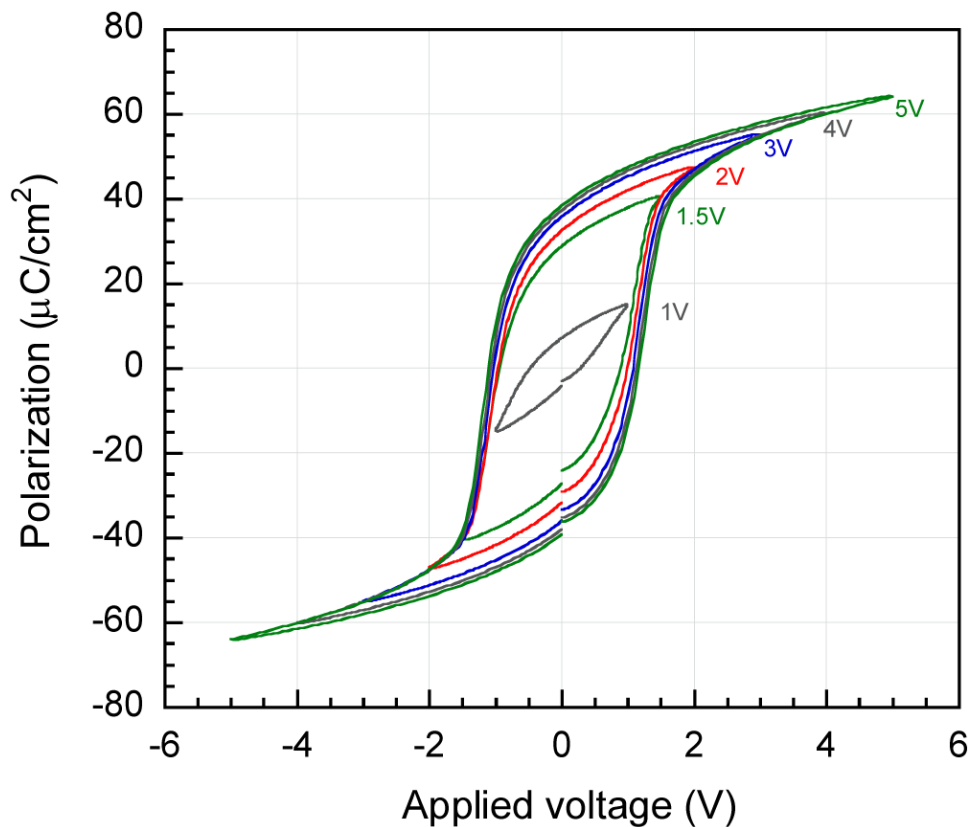


Figura 2.11 Ciclo di isteresi della polarizzazione di uno strato di PZT dello spessore di 200 nm, alla temperatura di 700°C, al variare della tensione applicata

Per valori elevati del campo elettrico il legame tra campo elettrico e polarizzazione non è lineare e la polarizzazione non si annulla quando viene rimosso il campo elettrico

P_r = polarizzazione residua

P_s = polarizzazione di saturazione

Per bassi valori di campo elettrico applicato (cioè bassi valori di tensione) invece, essendo esigua la polarizzazione residua, la risposta del piezoelettrico risulta quasi lineare come osservabile in figura 2.19.

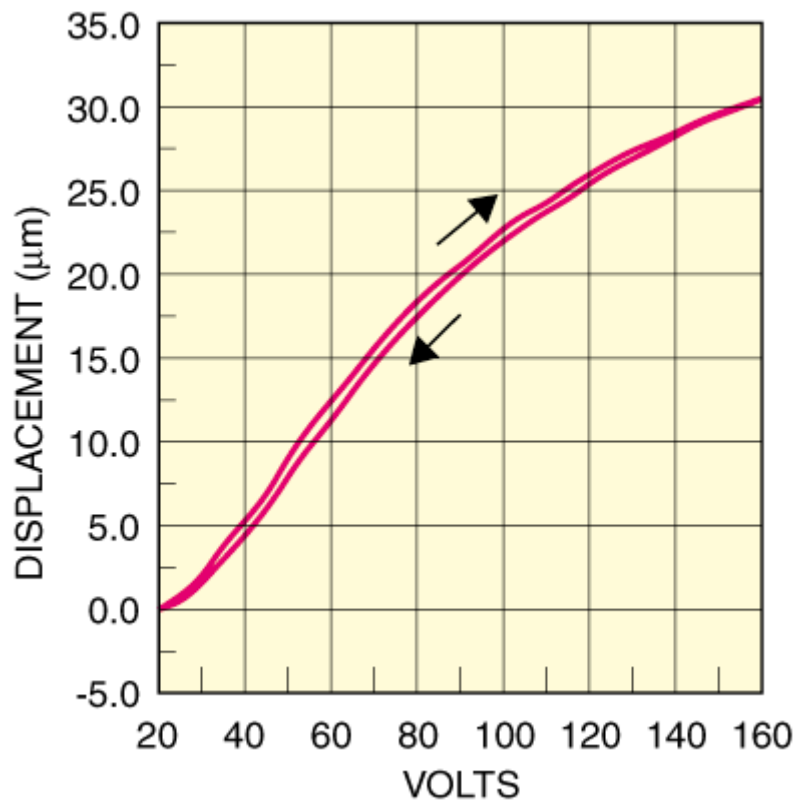


Figura 2.12 Si mostra in figura la variazione di strain dovuta all'isteresi del cristallo piezoelettrico per campi elettrici molto inferiori a quello coercitivo: la variazione di deformazione dovuta all'isteresi del materiale è minima

Le equazioni che descrivono il fenomeno piezoelettrico esprimono l'interazione tra le grandezze elettriche e meccaniche, e vengono ricavate sia dalle equazioni di Maxwell che dalla meccanica dei continui deformabili.

Si analizzi ora un semplice modello matematico del sistema. Si consideri un cilindro di altezza L e sezione A , posto tra due elettrodi alla tensione V , alla quale corrisponde un campo elettrico $E = V/L$, sul quale agisce una forza F di trazione. Se il materiale è sollecitato da tensioni tali da produrre un comportamento piezoelettrico lineare si ha:

$$\sigma = K \rho - \varepsilon E \quad [2.1]$$

$$D = \varepsilon \rho + P E \quad [2.2]$$

dove

- $\sigma = F/A$ tensione
- $\rho = \Delta L / L$ deformazione
- $D =$ spostamento elettrico
- K è la costante elastica
- ε è la costante dielettrica
- P è la permittività dielettrica

Mettendo in corto gli elettrodi ($E = 0$) si ha:

$$\sigma = K \rho \quad [2.3]$$

$$D = \varepsilon \rho = \frac{\varepsilon}{K} \sigma \quad [2.4]$$

Rimuovendo la forza F ($\sigma = 0$) si ha:

$$\rho = \frac{\varepsilon \cdot E}{K} \quad [2.5]$$

$$D = \left(\frac{\varepsilon^2}{K} + P \right) E \quad [2.6]$$

La 2.5 rappresenta l'equazione di principale interesse. Si immagini infatti di usare il piezoelettrico per attuare una pompa: si fornisce una tensione ottenendo una deformazione del cilindro, cioè

una variazione del volume della camera di pompaggio che conseguentemente imprime una pressione al fluido. Dall'equazione evidenziata, si nota che la deformazione del materiale varia linearmente con il campo elettrico applicato, e il coefficiente di proporzionalità dipende solo dalla costante dielettrica del materiale e da quella elastica.

2.7 Modellizzazione del sistema microfluidico

Si cercherà ora di capire, tenendo conto delle assunzioni del precedente paragrafo, come risponde meccanicamente il sistema pompa (supponendo che l'attuatore piezoelettrico possa essere approssimabile ad un cilindro molto sottile e dal punto di vista elettrico ad un condensatore) ad una sollecitazione elettrica.

Si potrebbe modellizzare il sistema con la seguente equazione di bilancio energetico:

$$\frac{1}{2}V(t)^2C(x) = [Kx(t) + \xi\dot{x}(t)]x(t) \quad [2.7]$$

dove:

- V è la tensione applicata al piezoelettrico
- C è la capacità associata al piezoelettrico
- K è la costante elastica del PZT
- x è la deformazione del disco
- ξ è lo smorzamento del sistema

Nell'equazione 2.7, l'energia elettrica impiegata per caricare il condensatore (ovvero il disco di PZT) viene espressa come la somma tra il lavoro compiuto per vincere la forza elastica del piezoelettrico e un termine dissipativo. Quest'ultimo parametro è legato alle perdite di carico del fluido impiegato nel sistema microfluidico che dipendono dalla sezione e dalla lunghezza dei microcanali del circuito (più stretti e più lunghi sono, più diventano significativi i fenomeni di attrito tra il fluido e le pareti dei canali in cui esso scorre).

È da notare che la capacità associata C è funzione della deformazione del sistema: infatti essa varia con la compressione o con la dilatazione del disco di PZT; si riscriva la precedente equazione dunque in questo modo:

$$\frac{1}{2}V(t)^2\varepsilon\frac{A_{piezo}}{d+x(t)} = [kx(t) + \xi\dot{x}(t)]x(t) \quad [2.8]$$

Dove:

- d è lo spessore del disco di PZT
- A è la sua area
- ε è il prodotto tra costante dielettrica del vuoto e quella relativa del PZT

Si supponga ora di volere una deformazione lineare nel tempo, cioè di porre

$$x(t) = \alpha t \quad [2.9]$$

Quindi

$$\dot{x}(t) = \alpha \quad [2.10]$$

con α costante; l'equazione diviene:

$$\frac{1}{2}V(t)^2\varepsilon\frac{A_{piezo}}{d+\alpha t} = [k\alpha^2t^2 + \xi\alpha^2t] \quad [2.11]$$

Si estrapoli ora il valore della tensione V in funzione del tempo t :

$$V(t) = \sqrt{\frac{2(d+\alpha t)}{\varepsilon A_{piezo}} [k\alpha^2t^2 + \xi\alpha^2t]} = \sqrt{\frac{2\alpha^2}{\varepsilon A_{piezo}} [kt^2 + \xi t](d+\alpha t)} \quad [2.12]$$

Si noti che per piccole deformazioni del piezoelettrico (cioè αt trascurabile rispetto a d , approssimazione valida in quanto le deformazioni massime sono state dimostrate essere dell'ordine dell'1,7% [8]), per ottenere una deformazione meccanica che vari linearmente con la tensione, è necessario ridurre il più possibile lo smorzamento; questo vuol dire che si può ottenere maggior linearità e minor impiego di energia utilizzando fluidi poco viscosi ed evitando brusche deformazioni del piezoelettrico (cioè alte velocità di scorrimento del fluido).

Questo risultato è importante perché facilita molto il controllo del sistema: sapendo che la deformazione è direttamente proporzionale alla tensione applicata, per ottenere una data alterazione dello spessore del piezoelettrico, è possibile applicare il controllo elettronico direttamente alla tensione fornita al disco di PZT, senza dover trasdurre le deformazioni meccaniche dell'attuatore in un segnale elettronico di feedback, che complicherebbe notevolmente il sistema.

Va inoltre fatto notare che in questo calcolo non si è tenuto conto dell'isteresi del materiale. Si tenga infatti presente che per la realizzazione di attuatori di questo tipo, vengono impiegati Soft PZT che, benchè siano soggetti ad invecchiamento più rapido e quindi alla perdita delle loro proprietà dielettriche, generano una polarizzazione residua molto bassa; per di più, i campi elettrici applicati (considerando uno spessore del disco di PZT di poco inferiore al millimetro e delle tensioni applicate di poche centinaia di volt) risultano essere di qualche kV/cm, distanti dai campi elettrici coercitivi (dell'ordine di grandezza delle centinaia di kilovolt su centimetro) che potrebbero variare la polarizzazione e quindi il comportamento del materiale.

Dalla tabella 2.20, è possibile rendersi conto dell'ordine di grandezza della costante elastica di un film sottile di PZT.

Nei materiali piezoelettrici tipicamente usati nella realizzazione di attuatori, si ottiene tipicamente una deformazione massima del materiale di circa l'1% [8]; questo significa che:

$$\frac{1}{2} \cdot V^2 \cdot C = [k \cdot x^2(t)] \quad [2.13]$$

$$k = \frac{V^2 \cdot C}{2 \cdot x^2(t)} \quad [2.14]$$

Le equazioni sono state ottenute assumendo come nullo lo smorzamento, in quanto si sta considerando solo lo sforzo compiuto dal materiale stesso, senza alcun tipo di interazione esterna.

Quindi considerando uno spessore del disco di PZT di circa un centinaio di micrometri, si ottiene una costante elastica

$$k \approx \frac{V^2 \cdot C}{2 \cdot (10^{-2} \cdot d)^2} \approx 3 \times 10^8 \left[\frac{N}{m} \right] \quad [2.15]$$

che corrisponde ad una forza, nel punto di massima deformazione del materiale, di circa 30 N.

Se invece si considerasse una deformazione prodotta dall'applicazione di una differenza di potenziale di 1 V, la forza elastica equivalente sarebbe all'incirca 1.2 N.

DATA	Lead Zirconate Titanate					Lead Titanate
	SP-4	SP-8	SP-5A	SP-5J	SP-5H	SP-2
Piezoelectric Coupling Co-efficient:						
k_p	0.60	0.50	0.61	0.60	0.63	0.01
k_{33}	0.68	0.63	0.70	0.71	0.73	0.52
Piezoelectric Charge Constants						
$d_{33} (x 10^{-12} C/N)$	300	215	400	460	550	68
$d_{31} (x 10^{-12} C/N)$	-11.5	-9.5	-170	-210	-265	-3
Piezoelectric Voltage Constants						
$g_{33} (x 10^{-3} Vm/N)$	26	25	25	22	19	39
$g_{31} (x 10^{-3} Vm/N)$	-11	-11	-11	-9	-9	-1.7
Relative Dielectric Constant, K^T_3 (low signal)	1250	1000	1750	2450	3100	195
Dissipation factor, $\tan \delta$ (low field)	0.004	0.004	0.020	0.020	0.020	0.010
Density, ρ (kg/m ³)	7600	7600	7650	7500	7500	6900
Curie temperature, T_c (°C)	325	330	360	260	190	200
Mechanical Quality Factor, Q_m	500	1000	75	70	65	-
Figure of Merit $d_h \times g_h (x 10^{-15})$	150	110	65	150	67	2400
Elastic Constants, short circuit						
$s^E_{11}(x 10^{-12} m^2/N)$	12	11	19	23	21	-
$s^E_{33}(x 10^{-12} m^2/N)$	16	14	16	16	15	-
Frequency Constants(Hz-m)						
N_p (planar mode disk)	2200	2270	1950	2000	1950	-
N_t (thickness mode disk)	1905	2032	1800	1950	2000	2200
Ageing Rate, %change per time decade						
K^T_3	-2.5	-4.6	-0.1	-0.4	-0.4	-0.3
k_p	-1.6	-2.0	-0.7	-1.5	-0.9	-
N_p	+1.0	+0.8	+0.1	+0.2	+0.15	+0.3

* All data shown represent nominal characteristics measured 24 hours after poling at room temperature and are provided for design information only.

Standard tolerance may vary within ± 20 % of these values.

Figura 2.13 In figura sono riprodotte le principali caratteristiche fisiche dei principali tipi di PZT.

2.8 Comportamento del fluido all'interno dei canali

Verranno ora descritti quali sono gli elementi che determinano il fattore dissipativo presente nell'equazione 2.7, espressa nel paragrafo 2.7, che rappresenta una stima delle perdite di carico del circuito.

In un tubo in cui scorre un fluido le perdite di carico corrispondono alle cadute di pressione: per calcolarle si può utilizzare l'equazione che esprime la velocità in funzione della variazione di pressione:

$$\Delta p = p_1 - p_2 = 8 \cdot \frac{w^2 \cdot L \cdot \mu}{R^2} \quad [2.16]$$

in cui

- w è la velocità media e
- μ è la viscosità del fluido
- L è la lunghezza del condotto
- R è il raggio della sua sezione.

La perdita di carico è quindi direttamente proporzionale alla viscosità, alla velocità del fluido e alla lunghezza del tubo ed è inversamente proporzionale al quadrato del raggio della sezione. Ad ogni metro di tubo corrisponde quindi una certa dissipazione di energia, che aumenta quadraticamente con la velocità.

Poiché le perdite di carico risultano proporzionali alla lunghezza del condotto, si considerano disperse lungo il canale e per questo vengono definite "distribuite".

La perdita di carico può anche essere espressa in funzione del numero di Reynolds, la cui espressione è:

$$\text{Re} = \frac{\rho \cdot w \cdot D}{\mu} \quad [2.17]$$

in cui ρ è la densità del fluido e D è la dimensione caratteristica.

Si consideri infatti la relazione 2.16: moltiplicandola e dividendola per la velocità media w , per la densità ρ e sostituendo il raggio R con il diametro D , si ottiene:

$$\Delta p = \frac{64}{\text{Re}} \cdot \frac{L}{D} \cdot \frac{w^2}{2} \cdot \rho \quad [2.18]$$

L/D è un rapporto adimensionale e w^2/D è l'energia cinetica a meno del fattore α .

Il numero puro $64/\text{Re}$ prende il nome di fattore di attrito e viene indicato, a seconda dei testi, con le lettere f , ξ o λ . Tali differenze nella nomenclatura dipendono dal fatto che il moto dei fluidi è un argomento al confine tra tre settori scientifici diversi: la fisica tecnica (disciplina appartenente alle scienze termiche), l'idraulica (appartenente all'ingegneria civile) e l'aerodinamica (appartenente all'ingegneria meccanica e aeronautica).

Un aspetto da non sottovalutare nei circuiti microfluidici costituiti da canali che hanno un diametro inferiore al centinaio di micrometri, sono le forze di capillarità.

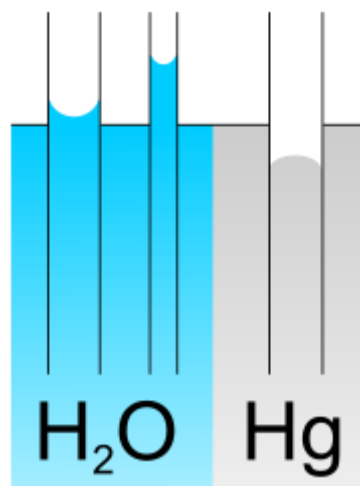


Figura 2.14 L'immagine mostra la capillarità di due fluidi a confronto: e forze di adesione alla parete del capillare idrofillico fanno in modo che la colonna d'acqua risalga il tubulo creando un menisco concavo, mentre nel caso della colonna di mercurio, che subisce una forza repulsiva dalle pareti, tende ad abbassarsi invertendo la concavità del menisco; il peso della colonna di fluido in eccesso (o in difetto) corrisponde alle forze di capillarità sviluppate

La capillarità è l'insieme di fenomeni dovuti alle interazioni fra le molecole di un liquido e un solido (per esempio le pareti di un recipiente) sulla loro superficie di separazione. Le forze in gioco che si manifestano in tale fenomeno sono la coesione, l'adesione e la tensione superficiale.

Quest'ultima ad esempio è osservabile sulla superficie del liquido in contatto col solido che può presentarsi sollevata (nel caso dell'acqua), poiché le forze di adesione tra l'acqua ed il recipiente che la contiene sono maggiori delle forze di coesione tra le molecole d'acqua, o infossata (nel caso del mercurio) rispetto al resto della superficie, perché in questo caso sono le forze di coesione a prevalere su quelle di adesione.

Quando la superficie di un liquido è curva, nella parte concava si genera una pressione maggiore di quella esistente nella zona convessa. Per ristabilire l'equilibrio tra queste pressioni, il liquido dovrà salire o scendere di un certo volume. Il fenomeno è più evidente nei tubi capillari poiché in questi è maggiore la parte di liquido a contatto con le pareti del recipiente rispetto al volume totale e quindi la parte di liquido, che genererà le forze di coesione, sarà maggiore e aumenterà di conseguenza lo spostamento del livello del fluido all'interno del capillare.

Il nome di questo fenomeno deriva dal fatto che risulta particolarmente evidente nei tubi sottili, solitamente di sezione paragonabile a quella di un capello. Dalla capillarità dell'acqua deriva l'imbibizione, ossia il movimento capillare delle molecole d'acqua che gonfiano la sostanza imbevuta.

Dato un liquido in un contenitore, il punto centrale della superficie, che sia convesso come per l'olio o il mercurio, o concavo come nel caso dell'acqua, si chiama menisco.

Per un capillare cilindrico di raggio r , si può calcolare l'innalzamento o l'abbassamento h del livello del liquido nel capillare rispetto a quello del liquido nel recipiente esterno:

$$h = \frac{2 \cdot \gamma \cdot \cos\theta}{\rho \cdot g \cdot r} \quad [2.19]$$

dove:

- γ è la tensione superficiale
- θ è l'angolo di raccordo tra la superficie del liquido e la parete del contenitore;
- ρ è la densità del liquido
- g è l'accelerazione di gravità.

Le forze di capillarità sono talvolta sfruttate nei sistemi microfluidici, poiché permettono lo scorrimento del fluido senza l'impiego di forze esterne [9]. Tipicamente per lo studio di questi fenomeni i canali hanno dimensioni comprese tra i 50 e i 100 μm ed il flusso è osservato con un sistema ottico che prevede un obiettivo da microscopio, interfacciato ad una telecamera in grado di acquisire alti frame-rate. Infatti, per confrontare questi fenomeni con studi di tipo teorico, è importante poter misurare il gradiente di pressione all'interno del canale e il raggio di curvatura del menisco in tempo reale, in modo da poter considerare le variazioni dell'energia di Gibbs del sistema.

Tuttavia nei sistemi assemblati e studiati in questa tesi, le dimensioni dei canali sono superiori a

quelle che renderebbero queste forze dominanti.

2.9 Bartels micropump

Le pompe a piezoelettrico scelte per la caratterizzazione sono le mp5 Micropump prodotte dalla Bartels.



Figura 2.15 In figura è mostrata la pompa mp-5 della Bartels

Esse sono costituite da una camera alla quale il fluido accede tramite due beccucci. Il volume di tale camera è variato grazie alla deformazione indotta al piezoelettrico, che ne costituisce la parete superiore.



Figura 2.16 Viene mostrato in figura un buzzer in PZT; questi strumenti hanno un diametro che varia da poche decine di millimetri a qualche centimetro e sono facilmente reperibili in commercio

Il piezoelettrico è un disco in PZT di 8 mm di diametro fissato ad una base di metallo estremamente flessibile; proprio per questa ragione si è deciso di fare uso di questa pompa che risulta riproducibile tramite l'utilizzo di una semplice strumentazione: l'attuatore infatti è del tutto analogo ad un buzzer ultrasonico, oggetto molto economico e facilmente reperibile in commercio.

L'unidirezionalità del flusso è garantita mediante l'impiego di due valvole a nido di rondine costituite da lembi metallici integrati in un capillare di acciaio, una in ingresso ed una in uscita dalla camera, saldamente fissate ai beccucci di immissione e eiezione.

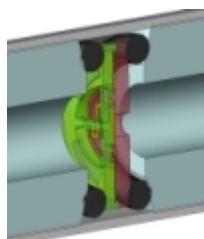


Figura 2.17 Viene mostrata la sezione di una valvola impiegata dalla pompa mp-5; le dimensioni caratteristiche sono 2,7 mm x 17 mm; 500 μ g

General Specifications

- **valve classification:**
 - passive dynamic check valve
 - (2/2 way, normally closed)
- **media:**
 - type 1: liquids and gases
 - type 2: liquids only
- **internal volume:** ~ 2 nl
- **materials in contact with fluids:**
 - Polyphenylenesulphone (PPSU)
 - Polyimide (PI)
 - Epoxy Resin (EP)
- **max. pressure:** 10 bar
- **flow rate / leak rate:**
 - pressure-dependent

Figura 2.18 In figura sono mostrati i dati riguardanti le valvole forniti dalla casa costruttrice

Anche l'apparato microfluidico risulta di semplice realizzazione: i circuiti e le camere sono ottenibili con del materiale di supporto (policarbonato per esempio), agevolmente lavorabile con una microfresa a controllo numerico (CNC), mentre le valvole e le eventuali guarnizioni sono ricavabili mediante l'impiego di polidimetilsilossano (PDMS). Il PDMS viene infatti considerato essere il miglior candidato, viste le sue proprietà di biocompatibilità, trasparenza, elasticità, esiguo ritiro volumetrico e ottimo adattamento a qualsiasi tipo di superficie.

In figura 2.26 è osservabile un circuito microfluidico con pompe artigianali realizzate usando come attuatore un piezoelettrico mentre valvole a membrana sono state prodotte in PDMS.

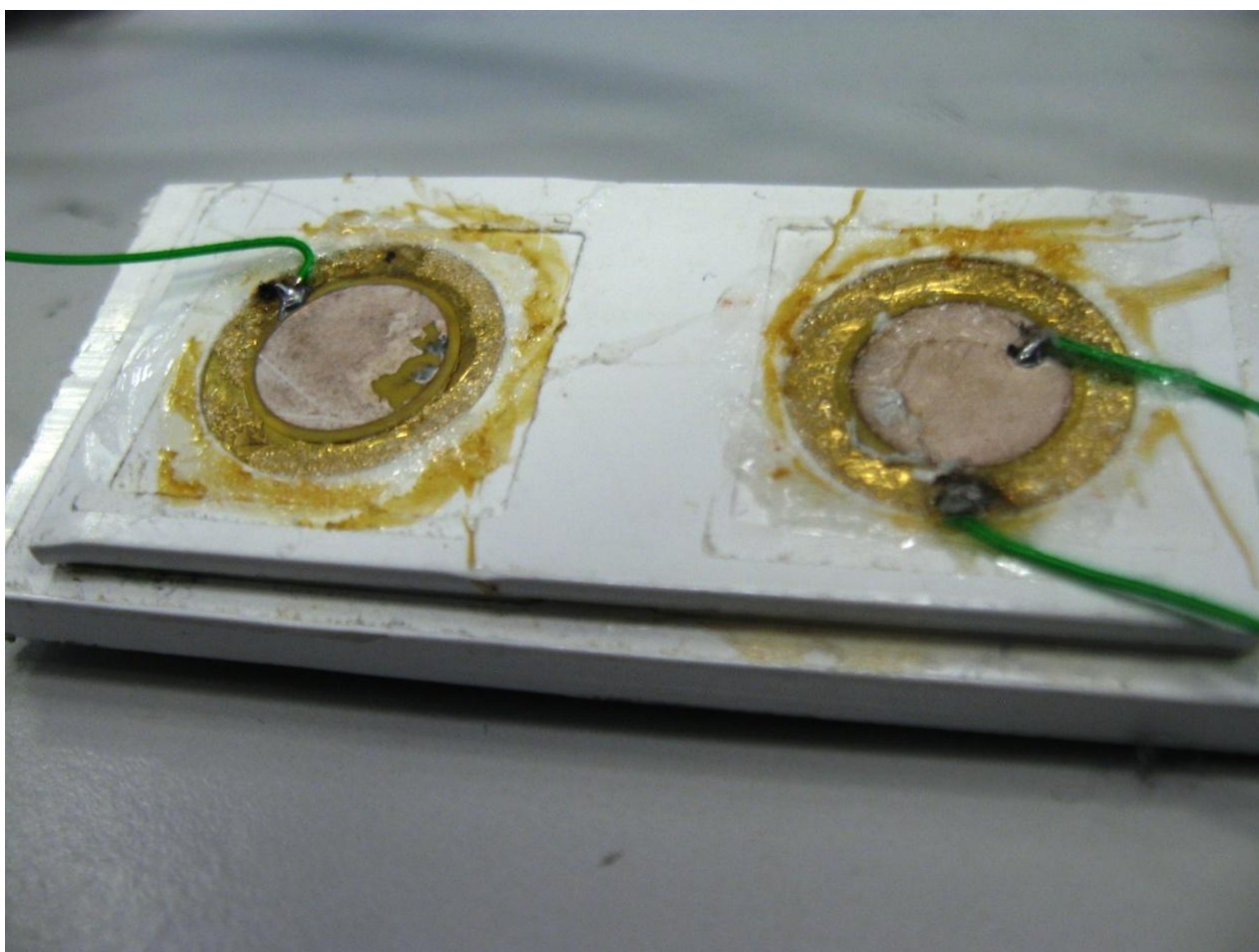
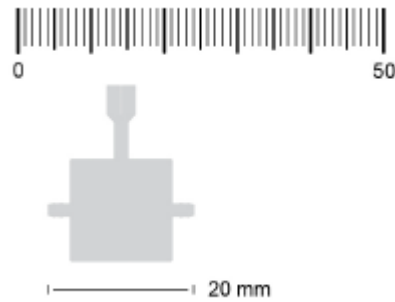


Figura 2.19 In figura è rappresentato un circuito prodotto completamente in laboratorio ottenuto impiegando due buzzer piezoelettrici; il circuito microfluidico è stato ricavato relizzando dei microcanali e della dimensione di qualche centinaio di μm e due camere con una microfresa CNC e le guarnizioni sono state realizzate sintetizzando del PDMS



mp5	Order code: mp5
Pump type	piezoelectric diaphragm pump
Number of actuators	1
Dimensions without connectors	14 x 14 x 3.5 mm ³
Weight	0.8 g
Fluidic connectors	tube clip (outer diameter 2 mm, length 3 mm)
Electric connector	flex connector / phone jack
Power consumption	< 200 mW
Self-priming	yes ²
Pumping media	liquids or gases
Operating temperature	0 – 70°C
Life time	5000 h ³
IP code	IP44
Materials in contact with media	polyphenylene sulphone (PPSU), polyimide (PI), nitrile butadiene rubber (NBR)

Figura 2.20 In figura è riportata la tabella riassuntiva fornita dalla Bartels delle caratteristiche fisiche della pompa mp-5

2.10 Controllori in commercio

In commercio esistono dispositivi di controllo di queste pompe forniti direttamente dalle case costruttrici; ad esempio il più completo realizzato dalla Bartels è l'mp-x Controller. Questi controllori per applicazioni microfluidiche offrono la possibilità di comandare il piezoelettrico con tensioni e frequenze che coprono completamente la zona di lavoro lineare del dispositivo, ma con scarsa scelta per quanto riguarda la forma del segnale in output, che si limita all'onda quadra

(senza possibilità di variare il duty-cycle), triangolare o sinusoidale.

Nella seguente tabella è possibile notare le caratteristiche tecniche del dispositivo mp-x Controller.



mp-x controller	Order code: mp-x
Access to the full range of driving parameters. A system for the professional evaluation of the micropumps mp5 or mp6.	
Dimensions	approx. 7.5 x 16 x 20 cm ³
Pumping media	liquids or gases
Adjustable parameters	amplitude/frequency/signal form
Amplitude range	0 - 250 V
Frequency range	0 - 300 Hz
Signal form	sine, rectangular, SRS
Power supply	mains adaptor
Current consumption	500 mA at 7.5V
Max. flow rate (typ.)	6 ml/min (DI-water, SRS, 250 V, 100 Hz)
USB-Port incl. Driver	setting parameters via the PC of the user
Pump connectors	for 1 - 2 mp5 or one mp6

Figura 2.21 L'immagine mostra le caratteristiche di un controllore per pompe mp-5 fornito dalla Bartels

2.11 Circuiti microfluidici realizzati

I circuiti microfluidici costruiti sono quelli rappresentati in figura 2.2, 2.3 e 2.4. Il primo riproduce il funzionamento di una pipetta da laboratorio, il secondo è un sistema fluidico sperimentale ideato per i procedimenti chimici di estrazione di acidi nucleici, l'ultimo è un circuito microfluidico per dielettroforesi. Tutti queste piattaforme sono state realizzate lavorando del policarbonato (PC) o del polimetilmetacrilato (PMMA, meglio conosciuto come "plexiglass") con una fresa da 500 μm di diametro con la quale si sono scavati canali da 500 μm di profondità.

Nel processo di realizzazione, si è prestato particolare attenzione ad assicurare una perfetta tenuta delle giunzioni: infatti una minima perdita comprometterebbe il buon funzionamento del circuito. Per questo motivo i canali sono contornati da guarnizioni realizzate in PDMS, materiale ottimo per queste applicazioni.

L'interfaccia con tubuli o elementi esterni avviene ad incastro con un beccuccio a cono, ispirato all'efficace metodo usato per la connessione tra una siringa ed il proprio ago, come è possibile osservare in figura 2.29.

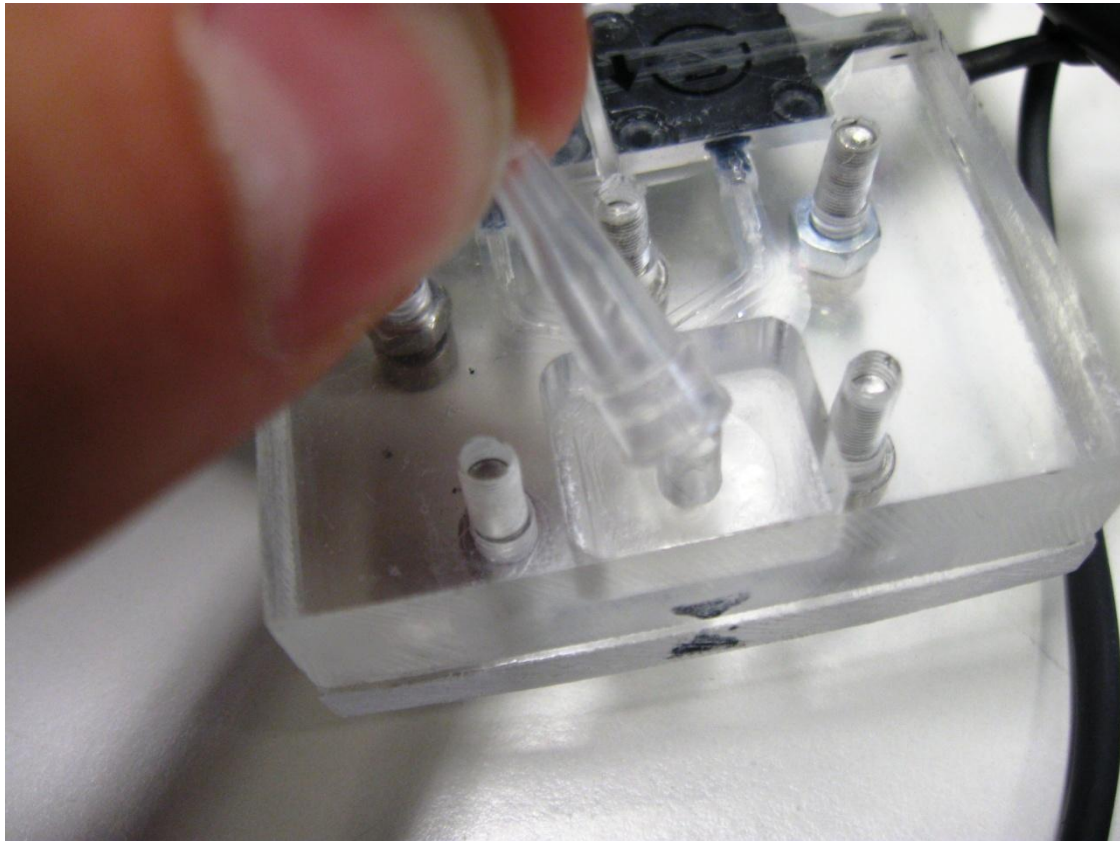


Figura 2.22 L'immagine mostra una connessione fluidica ad incastro, che risulta essere semplice ma molto efficace

Verranno ora svolti i calcoli impostati nei paragrafi precedenti assumendo i valori che caratterizzano i circuiti realizzati per dimostrare che le approssimazioni e le ipotesi effettuate siano effettivamente valide. Si consideri quindi un fluido con proprietà fisiche analoghe a quelle dell'acqua (cioè con viscosità dinamica prossima a 1) che viene fatto circolare in un canale microfluidico lungo 5 cm in polycarbonato che si suppone di circa 500 μm di diametro, come quello mostrato in figura 2.4: si proceda ora calcolando le perdite di carico distribuite del circuito così caratterizzato.

Si consideri che, per essere trascurabile, l'energia persa dal fluido dei tubi deve essere almeno di un ordine di grandezza inferiore a quella elastica; quindi la forza che contrasta lo scorrimento deve essere inferiore a 0.1 N. Quindi

$$F = \Delta p \cdot A = 8 \cdot \frac{w^2 \cdot r \cdot \mu}{L^2} \cdot A < 0.1 \text{ N} \quad [2.20]$$

$$w < \sqrt{\frac{1}{8} \cdot \frac{L^2 \cdot F}{r \cdot \mu}} \quad [2.21]$$

Quindi la velocità del fluido deve essere inferiore ai 0.25 m/s.

Considerando dunque che velocità (per ipotesi costante) è riconducibile alla variazione del volume della camera di pompaggio e quindi alla deformazione del piezoelettrico mediante l'equazione

$$\frac{\delta d}{\delta t} = \frac{w \cdot A}{A_{piezo}} \quad [2.22]$$

dalla quale si ricava che la variazione di tensione applicata deve essere minore di circa 0.1 V/ μ s.

Ci occuperemo quindi di progettare un sistema con fronti molto più lenti di questo valore, in modo da considerare trascurabile le perdite di carico e quindi stimare una dipendenza lineare tra tensione applicata e liquido spostato.

Capitolo 3

Elettronica di controllo

In questo capitolo verrà descritto il sistema elettronico implementato per il comando di un carico capacitivo (così è stato modellizzato infatti l'attuatore in PZT adottato). Verrà illustrato in dettaglio, dopo aver discusso sulla forma d'onda ideale da adottare per il controllo dello strumento, il circuito implementato illustrandone il funzionamento classico di ogni sua parte, e in seguito le modalità con cui verrà modificato l'hardware ed il firmware al fine di ottenere il risultato desiderato.

3.1 Forma d'onda di pilotaggio del piezoelettrico

Si è giunti ad affermare nel capitolo precedente che è possibile stabilire un legame lineare tra la tensione applicata al piezoelettrico e la sua deformazione, che corrisponde ad una variazione volumetrica della pompa. È dunque possibile, sapendo quanta tensione fornisco alla pompa e attenendomi alle limitazioni discusse in precedenza, ricavare l'esatta quantità di fluido immesso nel circuito microfluidico.

Per ottenere un flusso costante e preciso nelle condizioni fin ora descritte, occorre quindi avere una variazione della deformazione del piezoelettrico costante nel tempo, ovvero un andamento lineare della compressione o dell'espansione del disco in PZT. Si dovrà quindi fornire una tensione che vari linearmente anch'essa, cioè una retta.

Com'è ovvio, tuttavia, una retta non sarebbe implementabile realisticamente. Si deve inoltre tenere presente che fino ad ora si è considerato un comportamento ideale delle valvole, che dovrebbero quindi permettere un flusso massimo in una direzione e nessun reflusso in direzione contraria.

Tuttavia le valvole a nido di rondine utilizzate dalla pompa non sono ideali e non offrono un'ottima tenuta (del resto la costruzione di valvole passive di così ridotte dimensioni e che trattano volumi

così ridotti contrasta in qualsiasi caso con la loro efficienza); peraltro, esse, come constatabile sperimentalmente, compiono al meglio il proprio lavoro, garantendo la miglior tenuta ed innesco più rapido, sulle rapide variazioni di flusso.

Bisogna dunque trovare una forma d'onda di controllo che presenti caratteristiche tali da poter soddisfare al meglio tutti i requisiti finora esposti: fronti ripidi per innescare una buona chiusura delle valvole e lente variazioni per ottenere un flusso più costante e che dissipi meno energia.

Immaginando di pilotare la pompa con una semplice onda quadra si avrebbe minor efficacia nella trasduzione tra deformazione dell'attuatore e quantità di fluido effettivamente spostato. Ogni volta che si impone una variazione repentina di volume alla camera della pompa, si ha un esiguo volume di fluido che refluisce a causa della lenta chiusura delle valvole; ciò contrasta con un'efficace meccanismo di pompaggio. Quindi meno variazioni ripide di tensione si forniscono al piezoelettrico, più si guadagna in efficienza. Per cui a parità di flusso prodotto, preferiremo un'onda di controllo più ampia ma a minor frequenza, che una a frequenza maggiore e tensione di picco minore.

La soluzione adottata in questo lavoro di tesi è quella mostrata in figura 3.1; essa corrisponde ad un dente di sega leggermente modificato: presenta infatti dei piccoli fronti ripidi, in modo da agevolare la buona chiusura delle valvole ed un breve intervallo in cui la funzione rimane nulla, che chiameremo tempo di riempimento. Questo lasso di tempo sarà quello strettamente necessario per garantire un totale riempimento della camera della pompa prima dell'eiezione del fluido.

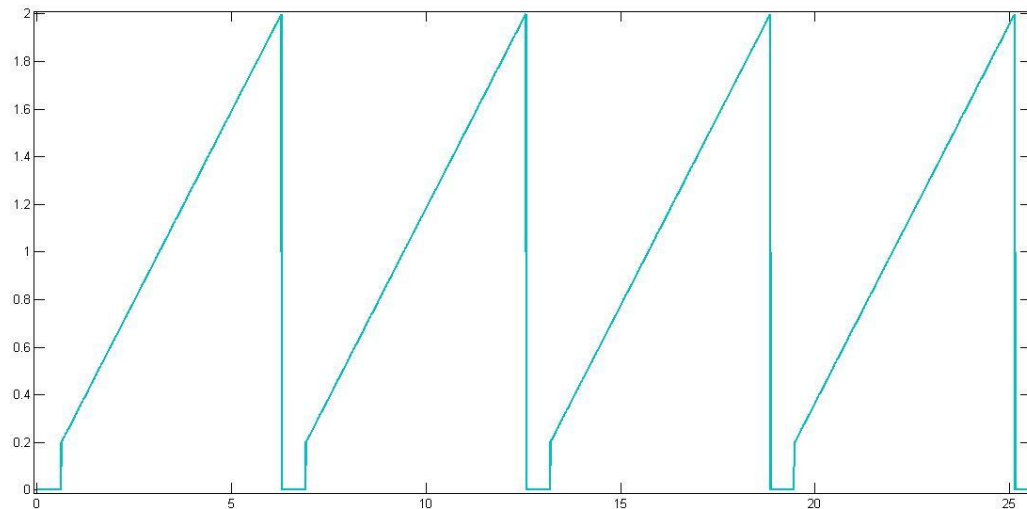


Figura 3.1 In figura è riprodotta la forma d'onda che si vorrebbe adottare per il controllo delle pompe: è un dente di sega a cui viene aggiunto un fronte ripido di poche decine di volt per facilitare la chiusura delle valvole

La durata di questo periodo è stata valutata sperimentalmente: infatti si è notato (come è possibile osservare dal grafico in figura 4.9 e 4.10) che il flusso ottenuto comandando l'attuatore con un'onda quadra di 250 V di picco e mantenendo costante questa ampiezza, aumenta fino a circa 100 Hz per poi decrescere; se ne deduce che sono necessari almeno 10 ms per riempire totalmente la camera di pompaggio.

Osservando l'onda descritta, si nota la presenza di un fronte di discesa molto ripido che potrebbe risultare in contrasto con quanto detto nel capitolo precedente; si consideri però un circuito così costituito:

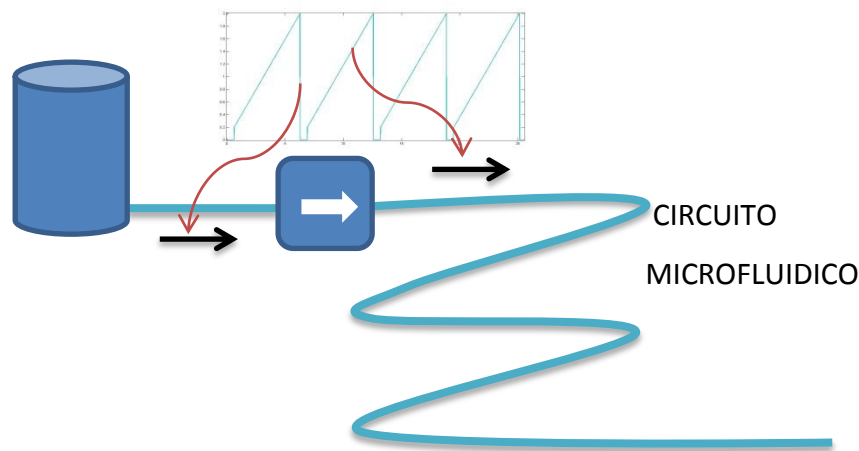


Figura 3.2 In figura è rappresentato lo schema di principio di attuazione del sistema: la spinta del liquido all'interno del circuito microfluidico si avrà in seguito al fronte meno pendente dell'onda

Controlleremo la pompa in modo tale che la spinta del fluido all'interno del circuito avvenga in seguito al fronte d'onda obliquo, in modo da ottenere tutti i benefici finora illustrati che vengono forniti da un'attuazione lenta. Il fronte ripido darà invece luogo all'aspirazione. Questa fase, infatti, interessa la parte del sistema esterna all'apparato microfluidico vero e proprio, quindi possono essere trascurate le richieste di continuità del flusso e vengono meno anche le considerazioni sulla resistenza al moto del fluido basate sulle ridotte dimensioni dei canali, che in questa zona hanno decisamente una lunghezza caratteristica maggiore.

Si noti inoltre che, a differenza di un'onda quadra o una triangolare, questa forma d'onda non è simmetrica: si dovrà quindi prestare attenzione al verso con cui il carico piezoelettrico viene connesso, in modo da fornire il segnale di controllo con la polarità giusta per ottenere l'effetto desiderato.

Si farà in modo che quest'onda risulti essere totalmente regolabile in modo da poter poi effettuare una taratura empirica dei parametri, per ognuno dei quali verrà stimato il valore più efficace in seguito a prove sperimentali; l'utente dovrà pertanto riuscire ad impostare frequenza, durata del

tempo di riempimento, ampiezza del fronte iniziale e ampiezza totale.

3.2 Lo step-up

Per il controllo dell'attuatore a piezoelettrico, è necessario disporre di un range di tensioni variabili da pochi volt a qualche centinaio di volt. Per raggiungere questo obiettivo, è stato realizzato un convertitore boost (o convertitore step-up). Si tratta di un convertitore DC-DC che fornisce in uscita una tensione maggiore e concorde con quella fornita in ingresso.

Lo step-up appartiene ad una classe di alimentatori a commutazione contenenti almeno due commutatori a semiconduttore (un diodo e un transistor, nel caso di boost asincrono, due MOSFET nel caso sincrono) e almeno un elemento accumulatore di energia (ad esempio un induttore). Filtri composti da combinazioni di induttori e capacità sono spesso aggiunti per migliorarne le caratteristiche.

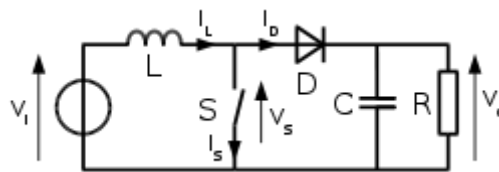


Figura 3.3 L'immagine mostra lo schema elettrico classico di un convertitore DC/DC asincrono di tipo boost

Il principio base di funzionamento di un convertitore boost consiste in due stati distinti (vedere figura 3.9):

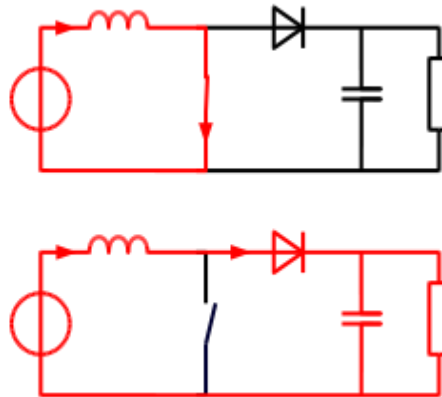


Figura 3.4 L'immagine rappresenta i due stati di funzionamento del circuito del convertitore boost; nella prima fase verrà caricata l'induttanza, nella seconda l'energia immagazzinata da quest'ultima verrà trasferita al condensatore; il diodo impedisce il reflusso di corrente

- nello stato "on", il commutatore S (si faccia riferimento alla figura 3.3) è chiuso, provocando un aumento di corrente nell'induttore;
- nello stato "off", il commutatore è aperto e l'unico percorso offerto alla corrente dell'induttore è attraverso il diodo D, la capacità C e il carico R. Ciò provoca il trasferimento dell'energia accumulata durante lo stato "on" nella capacità.

È possibile riconoscere due regimi di funzionamento differenti chiamati modo continuo e modo discontinuo.

Quando un convertitore boost opera in modo continuo, la corrente che passa attraverso l'induttore (I_L) non scende mai a zero. La figura 3.5 mostra le forme d'onda tipiche di corrente e tensione in un convertitore operante in questa modalità. La tensione di uscita può essere calcolata come di seguente, nel caso di un convertitore ideale (cioè usando componenti con un comportamento ideale, senza alcuna sorta di parassitismo) operante in condizioni stazionarie.

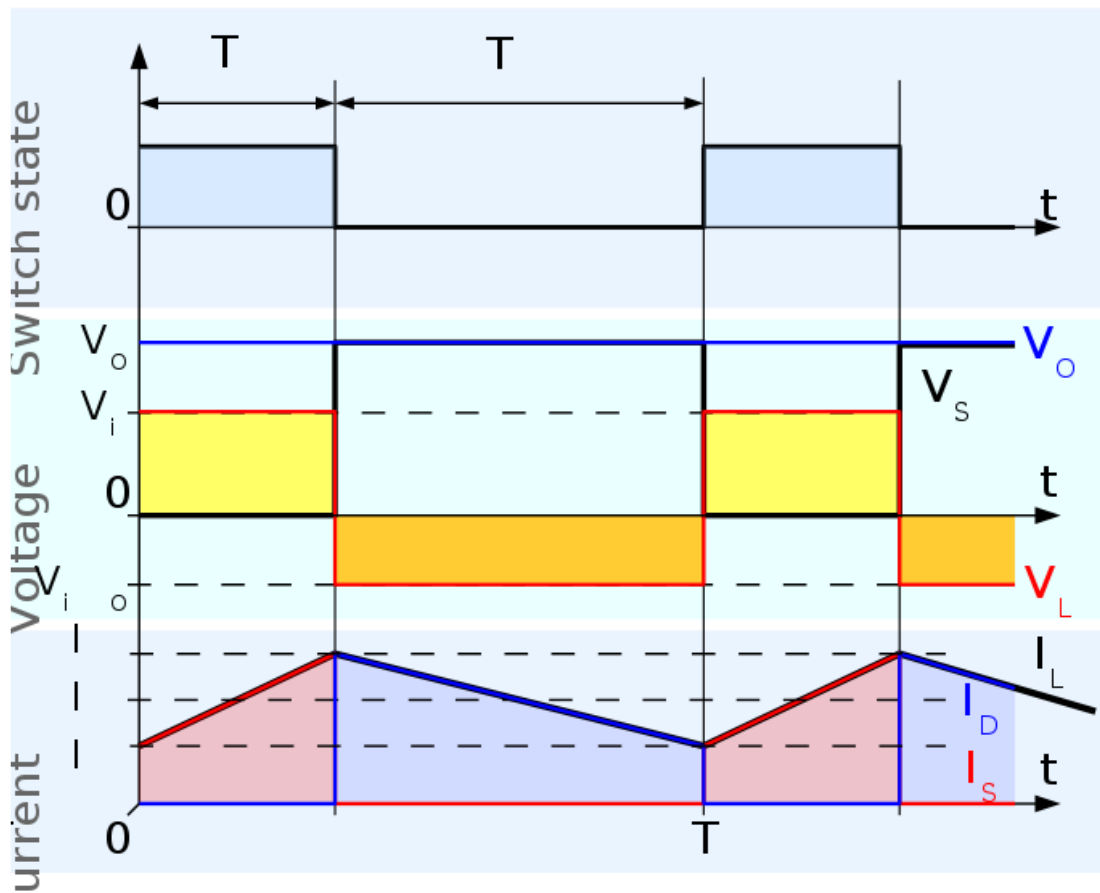


Figura 3.5 La figura mostra l'andamento di correnti e tensioni nei vari componenti del circuito del convertitore boost valide per il regime CCM (per i riferimenti si veda figura 3.3); è da notare che la corrente all'interno dell'induttore I_L non si annulla mai

Durante lo stato di funzionamento acceso (on), il commutatore S è chiuso e la tensione di ingresso (V_i) appare ai capi dell'induttore; ciò provoca un cambiamento nella corrente (I_L) che scorre attraverso l'induttore stesso durante il periodo di tempo (t). Questo funzionamento viene descritto dalla formula:

$$\frac{\Delta I_L}{\Delta t} = \frac{V_i}{L} \quad [3.1]$$

Alla fine dello stato di accensione, l'incremento di I_L è perciò:

$$\Delta I_{L_{on}} = \int_0^{D \cdot T} \frac{V_i}{L} dt = \frac{V_i \cdot D \cdot T}{L} \quad [3.2]$$

D è il duty cycle (o rapporto acceso/spento). Esso rappresenta la frazione del periodo di commutazione T durante la quale il commutatore S è acceso. Perciò D può variare tra 0 (S non è mai acceso) e 1 (S è sempre acceso).

Durante lo stato di interdizione, il commutatore S è aperto, perciò la corrente dell'induttore fluisce attraverso il carico. Se si considera che la caduta di tensione ai capi del diodo sia idealmente uguale a zero, e che la capacità sia abbastanza grande da mantenere la sua tensione costante, l'evoluzione di I_L risulta essere:

$$V_i - V_0 = L \frac{dI_L}{dt} \quad [3.3]$$

Perciò, la variazione di I_L durante il periodo in cui il MOSFET è spento è:

$$\Delta I_{L_{off}} = \int_0^{(1-D) \cdot T} \frac{(V_i - V_0)}{L} dt = \frac{(V_i - V_0) \cdot (1 - D) \cdot T}{L} \quad [3.4]$$

Si assuma ora che il convertitore operi in condizioni stabili: l'ammontare dell'energia accumulata in ogni suo componente deve essere quindi la stessa all'inizio e alla fine del ciclo di commutazione. In particolare, l'energia immagazzinata nell'induttore è data da:

$$E = \frac{1}{2} L \cdot I_L^2 \quad [3.4]$$

Perciò anche la corrente che circola attraverso l'induttore deve essere la stessa all'inizio e alla fine del ciclo. Questo può essere scritto come:

$$\Delta I_{L_{on}} + \Delta I_{L_{off}} = 0 \quad [3.5]$$

Sostituendo $\Delta I_{L_{on}}$ e $\Delta I_{L_{off}}$ con le loro espressioni si ottiene:

$$\Delta I_{L_{on}} + \Delta I_{L_{off}} = \frac{V_i \cdot D \cdot T}{L} + \frac{(V_i - V_0) \cdot (1 - D)T}{L} = 0 \quad [3.6]$$

Questo può essere scritto come:

$$\frac{V_0}{V_i} = \frac{1}{1 - D} \quad [3.7]$$

Dall'espressione precedente si può notare che la tensione di uscita è sempre maggiore di quella di ingresso (siccome il duty cycle assume valori compresi tra 0 e 1), e che essa cresce con D, teoricamente all'infinito nell'eventualità in cui D raggiunga il valore di 1. Questa è la ragione per la quale questo convertitore viene spesso chiamato convertitore step-up, cioè gradino verso l'alto.

Tuttavia, in molti casi, l'ammontare dell'energia richiesta dal carico è sufficientemente piccola da essere trasferita in un tempo inferiore della durata dell'intero ciclo di commutazione: la corrente che passa attraverso l'induttore si annulla quindi durante parte del periodo. L'unica differenza nel principio descritto in precedenza è che l'induttore viene completamente scaricato alla fine del ciclo di commutazione (vedere le forme d'onda presenti in figura 4). Malgrado piccola, la differenza ha un grande effetto sull'equazione della tensione di uscita. Essa può essere calcolata nel modo seguente:

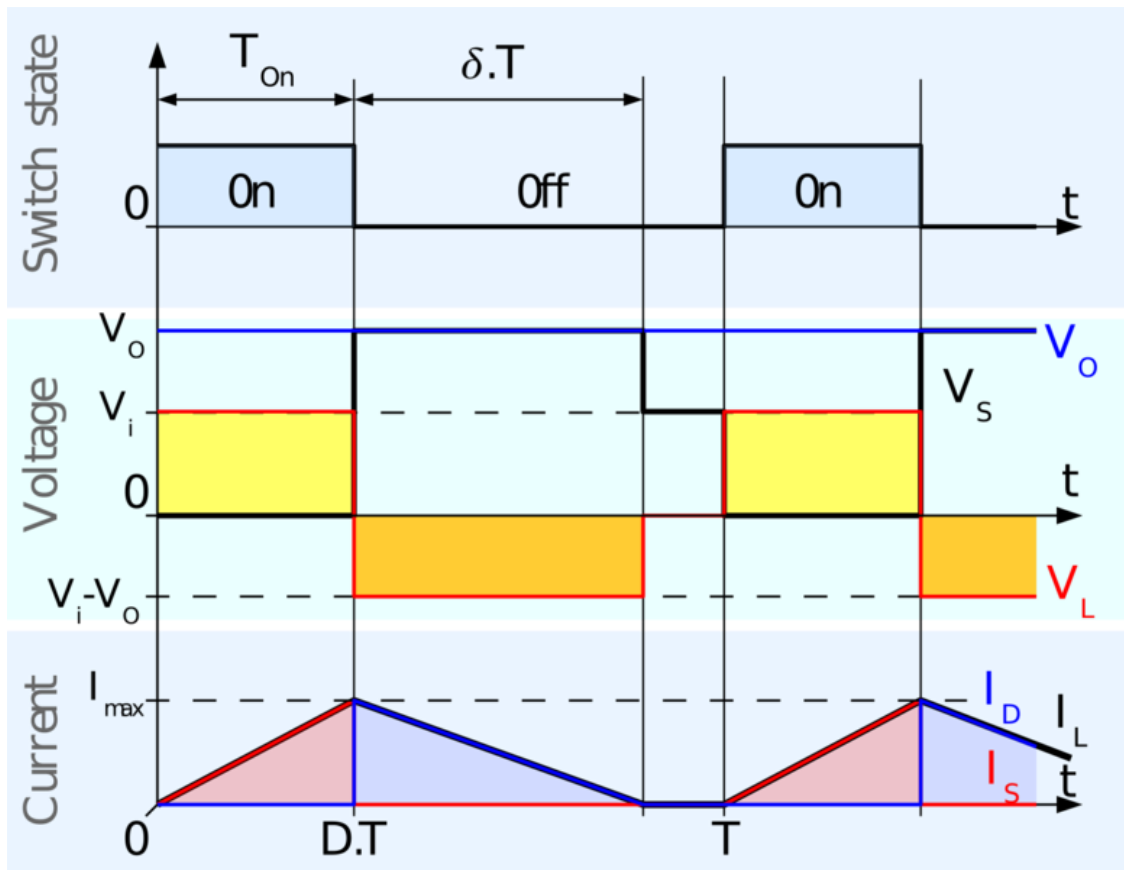


Figura 3.6 L'immagine rappresenta l'andamento di correnti e tensione nel circuito di boost, rappresentato in figura 3.3, in regime di funzionamento DCM; si osservi che la corrente I_L si annulla per parte del periodo di switching

Dato che la corrente nell'induttore all'inizio del ciclo è nulla, il suo valore massimo $I_{L_{Max}}$ (quando $t=DT$, cioè alla fine del periodo in cui il MOSFET rimane acceso) è:

$$I_{L_{Max}} = \frac{V_i \cdot D \cdot T}{L} \quad [3.8]$$

Durante il periodo di spegnimento, I_L si annulla a zero dopo δT :

$$I_{L_{Max}} + \frac{(V_i - V_o) \cdot \delta \cdot T}{L} = 0 \quad [3.9]$$

Usando le due precedenti equazioni, δ è:

$$\delta = \frac{V_i \cdot D}{V_0 - V_i} \quad [3.10]$$

La corrente di carico I_0 è uguale alla corrente media del diodo \bar{I}_D . Come si può osservare in figura, la corrente del diodo è uguale alla corrente nell'induttore durante lo stato off. Perciò la corrente in uscita può essere scritta come:

$$I_0 = \bar{I}_D = \frac{I_{LMax}}{2} \delta \quad [3.11]$$

Sostituendo I_{LMax} e δ con le loro rispettive espressioni si ottiene:

$$I_0 = \frac{V_i \cdot D \cdot T}{2L} \frac{V_i \cdot D}{V_0 - V_i} = \frac{V_i^2 \cdot D^2 \cdot T}{2L(V_0 - V_i)} \quad [3.12]$$

Perciò, il guadagno di tensione in uscita può essere scritto come:

$$\frac{V_0}{V_i} = 1 + \frac{V_i \cdot D^2 \cdot T}{2L \cdot I_0} \quad [3.13]$$

Se confrontata con l'espressione della tensione di uscita per il regime di funzionamento continuo, questa espressione risulta essere molto più complessa poiché vengono coinvolte più parti del circuito.

In modalità discontinua, la tensione di uscita non dipende esclusivamente dal duty cycle, ma anche dal valore dell'induttore, dalla tensione in ingresso e dalla corrente in uscita.

3.3 Limiti dei regimi operativi del boost

Si assuma ora l'attuatore piezoelettrico come se fosse un semplice carico capacitivo costante.

Grazie alle misure sperimentali osservabili dai grafici in figura 4.1, 4.2 e 4.3, si è ottenuto che la capacità dei piezoelettrici usati varia di pochi nanofarad intorno ad una capacità media di qualche decina di nanofarad.

Per la costruzione del circuito, dovendo quindi controllare un carico capacitivo in uscita molto piccolo, risulta vantaggioso utilizzare un convertitore boost in regime discontinuo.

Come illustrato precedentemente, infatti, il convertitore opera in modo discontinuo quando il carico assorbe una bassa corrente, e in modo continuo a regimi di corrente di carico superiori. Il limite tra i modi discontinuo e continuo viene raggiunto quando la corrente dell'induttore si annulla esattamente alla fine del ciclo di commutazione. Con le notazioni di figura 3.3, ciò corrisponde a:

$$D \cdot T + \delta \cdot T = T \quad [3.14]$$

$$D + \delta = 1 \quad [3.15]$$

In questo caso, la corrente di uscita I_{0lim} (corrente di uscita al limite tra modo continuo e discontinuo) è data da:

$$I_{0lim} = \bar{I}_D = \frac{I_{Lmax}}{2} (1 - D) \quad [3.16]$$

Sostituendo I_{Lmax} con l'espressione ricavata dall'equazione 3.2 si ottiene:

$$I_{0lim} = \frac{V_i \cdot D \cdot T}{2L} (1 - D) \quad [3.17]$$

Dato che I_{0lim} è la corrente al limite tra modo continuo e discontinuo, essa soddisfa le espressioni di entrambe le modalità. Perciò, usando l'espressione della tensione di uscita in modo continuo, la

precedente espressione si può scrivere anche come:

$$I_{0lim} = \frac{V_i \cdot T}{2L} \frac{V_i}{V_0} \left(1 - \frac{V_i}{V_0}\right) \quad [3.18]$$

Si introducano ora altre due notazioni:

- la tensione normalizzata, definita come

$$|V_0| = \frac{V_0}{V_i} \quad [3.19]$$

Essa corrisponde al guadagno in tensione del convertitore;

- la corrente normalizzata, definita come

$$|I_0| = \frac{L}{T \cdot V_i} I_0 \quad [3.20]$$

Il termine $\frac{T \cdot V_i}{L}$ corrisponde all'incremento massimo della corrente dell'induttore durante un ciclo di commutazione, cioè l'incremento della corrente dell'induttore con un duty cycle $D=1$. In regime stazionario, ciò significa che $|I_0|$ si annulla nel caso in cui la corrente di uscita risulti anch'essa nulla, mentre assume il valore massimo (ovvero 1) quando la corrente che il convertitore può fornire è quella massima.

Usando queste notazioni avremo:

- in modo continuo:

$$|V_0| = \frac{1}{1 - D} \quad [3.21]$$

- in modo discontinuo

$$V_0 = 1 + \frac{V_i \cdot D^2 \cdot T}{2L \cdot I_0} = 1 + \frac{D^2}{2|I_0|} \quad [3.22]$$

La corrente al limite tra modo continuo e discontinuo è

$$I_{0lim} = \frac{V_i \cdot T}{2L} D(1 - D) = \frac{I_{0lim}}{2|I_0|} D(1 - D) \quad [3.23]$$

Perciò, il punto limite tra modo continuo e discontinuo viene dato da:

$$\frac{1}{2|I_0|} D(1 - D) = 1 \quad [3.24]$$

In figura 3.7 è osservabile l'andamento di queste funzioni, dalle quali può essere apprezzata la differenza di comportamento tra modo continuo e discontinuo. Il tracciato di queste curve e il limite di funzionamento tra i due regimi risulta essere di fondamentale importanza nel dimensionamento del circuito.

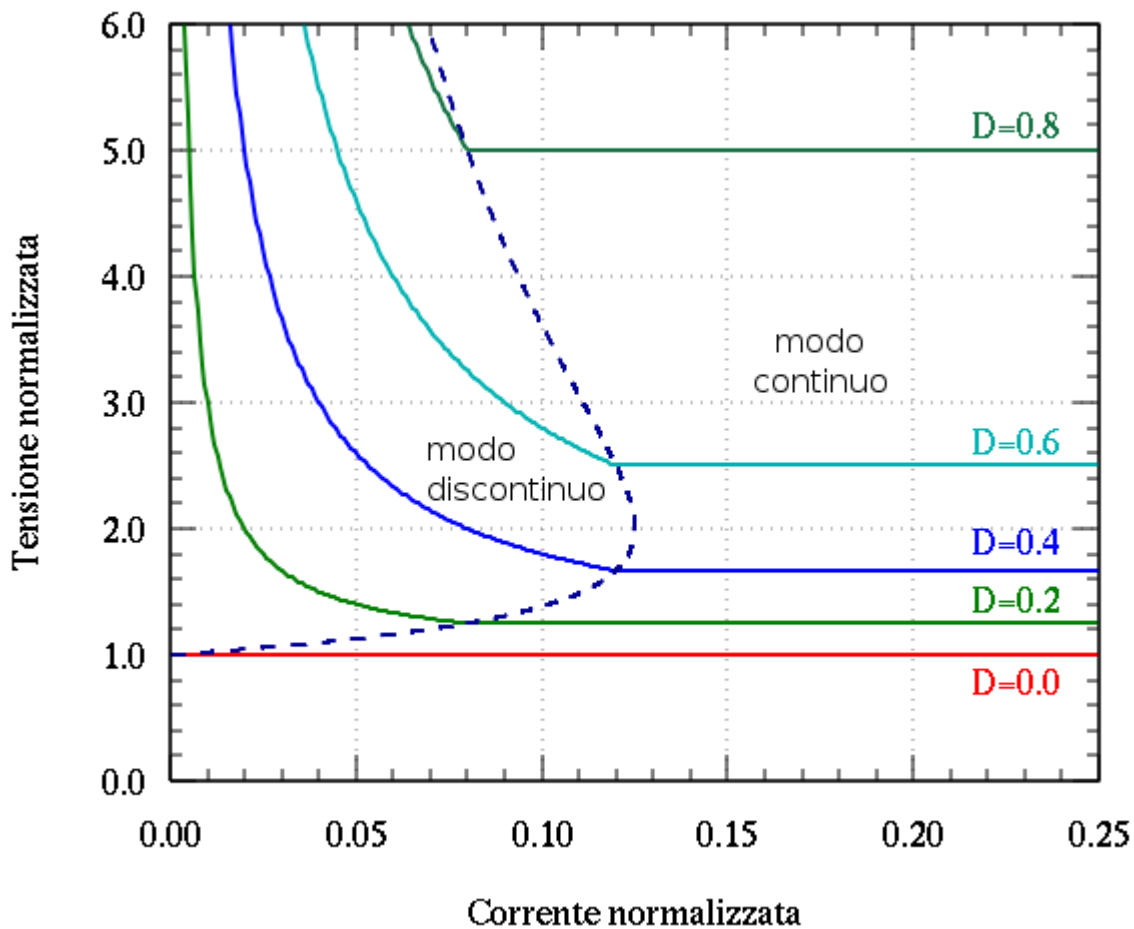


Figura 3.7 La figura mostra i limiti di funzionamento tra i regimi continuo e discontinuo di un convertitore boost

Si osservi anche che in un convertitore che opera in regime continuo, si riscontra una maggior lentezza nella risposta del circuito ai transitori, caratterizzata da una costante di tempo pari a L/R .

In un convertitore che opera in regime discontinuo, invece, se il transitorio avviene nel periodo OFF la risposta del sistema è molto rapida, nonostante presenti un ritardo costante, inferiore comunque al periodo T . È interessante notare che, mentre nel caso di un convertitore continuo la corrente media è fissata dalla parte resistiva del carico, nel caso discontinuo è fissata solo dall'induttore di filtro [10].

3.4 MOSFET e IGBT

Si discuteranno ora le differenze tra i due generi di transistori per operare una scelta oculata su quale tra i due adottare come commutatori nel boost da implementare.

Confrontando le sezioni trasversali di un MOSFET e di un IGBT, queste appaiono molto simili.

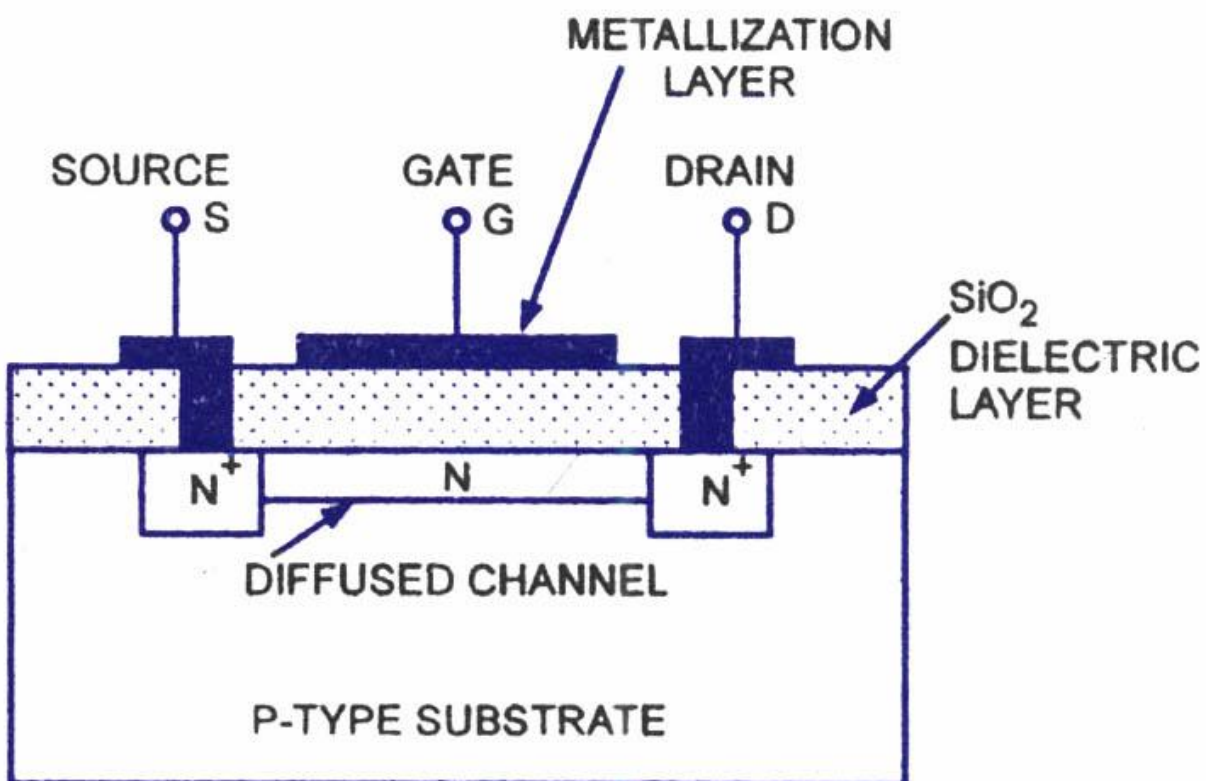


Figura 3.8 L'illustrazione rappresenta la sezione di un MOSFET a canale n

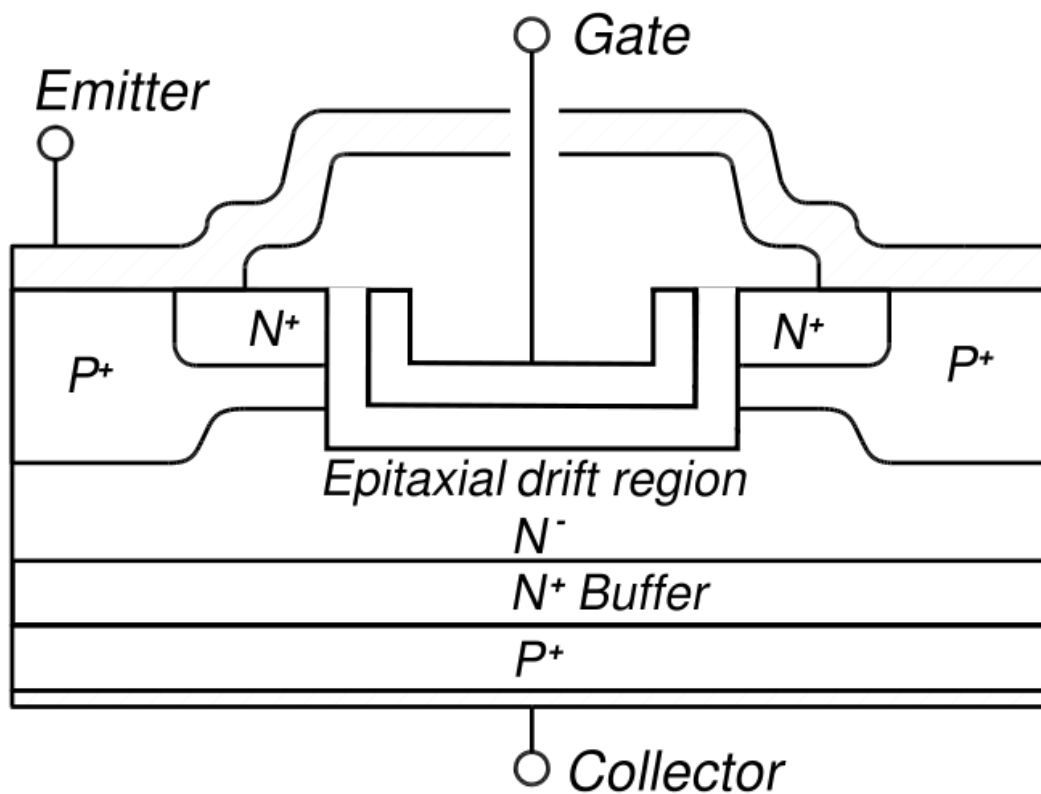


Figura 3.9 La figura illustra la sezione di un IGBT

La differenza di base consiste nell'aggiunta, negli IGBT, di un substrato p al di sotto del substrato n. In teoria, questi ultimi sono preferiti in applicazioni caratterizzate da duty cycle ridotti, da bassa frequenza (al di sotto dei 20 KHz), e da piccole variazioni sulla linea o sul carico. Inoltre possono operare anche in presenza di temperature di giunzione elevate (oltre 100°C), alte tensioni (più di 1000 V) e con potenze di uscita al di sopra di 5 kW. Le applicazioni tipiche includono il controllo del movimento, gli UPS caratterizzati da un carico costante e da una bassa frequenza operativa, i sistemi di illuminazione (per frequenze inferiori ai 100 kHz) e le macchine per la saldatura.

I MOSFET sono preferiti nelle applicazioni ad alta frequenza (dal centinaio di kHz in su), in presenza di grandi variazioni sulla linea o sul carico, con duty cycle lunghi, basse tensioni (al di sotto di 250

V) e una potenza inferiore a 500 W. Alcuni esempi classici di applicazioni includono gli alimentatori a commutazione e i caricabatterie.

I nuovi IGBT in commercio supportano densità di corrente superiori, forniscono una maggiore efficienza con dimensioni inferiori e quindi costi più bassi rispetto a dispositivi MOSFET analoghi. Gli IGBT hanno già da alcuni anni rimpiazzato i MOSFET in applicazioni con frequenze inferiori ai 75 kHz. Le soluzioni IGBT di ultima generazione ne hanno reso conveniente l'uso anche per frequenze operative fino a 150 kHz.

Sostituire un MOSFET di potenza con un IGBT è relativamente facile. Gli IGBT in commercio hanno una piedinatura compatibile con quella dei MOSFET. Le tensioni di pilotaggio di gate sono essenzialmente le stesse: si raccomanda infatti una tensione tra gate ed emettitore di 12 - 15 V per gli IGBT e di 10 V per i MOSFET. La capacità di gate è inferiore negli IGBT, ma questa differenza richiede modifiche minime sulla circuiteria di pilotaggio del gate del dispositivo. Combinando la semplicità di pilotaggio dei MOSFET con perdite di conduzione ridotte, gli IGBT sono il dispositivo di elezione per le applicazioni caratterizzate da alti livelli di corrente e di tensione. Con l'ultima generazione di IGBT Punch Through (PT), è possibile ottenere un compromesso ottimale fra le perdite di commutazione e quelle di conduzione; di conseguenza gli IGBT possono essere usati anche in applicazioni a frequenze più alte, tradizionalmente di dominio dei MOSFET.

In passato, per i circuiti che operavano a 300 V, la scelta obbligata era l'uso di MOSFET discreti. È in corso una tendenza verso la sostituzione di questi dispositivi di potenza con gli IGBT negli alimentatori a commutazione, se la tensione supera i 300 V. Questa tendenza è resa possibile dai miglioramenti significativi ottenuti nella velocità di commutazione negli IGBT di ultima generazione, pur mantenendo le perdite di conduzione ridotte. In gran parte dei casi, i progettisti che usano gli IGBT di ultima generazione possono ridurre i costi del progetto senza sacrificare le prestazioni in applicazioni tradizionalmente di dominio dei MOSFET come gli alimentatori a commutazione ad alta frequenza e ad alta tensione.

Tuttavia, non sempre la scelta fra le due tecnologie (MOSFET e IGBT) è semplice. Occorre

considerare alcuni compromessi, soprattutto per tensioni comprese fra 250 V e 1000 V, frequenze di commutazione fra 10 kHz e 200 kHz e livelli di potenza al di sopra di 500 W. In questi casi alcuni progettisti preferiscono usare gli IGBT, mentre altri optano per i MOSFET. La scelta è legata nello specifico all'applicazione e ad aspetti come costo, dimensioni, velocità e prestazioni termiche, alla topologia circuitale ed alle specifiche sul packaging.

3.5 Circuito di generazione del segnale

Al fine di creare l'onda descritta nel paragrafo 3.1, si farà quindi uso di un boost, che verrà modificato opportunamente; questo circuito verrà quindi controllato da un microcontrollore che fornirà i segnali di comando adeguati, agendo in feedback con la tensione sviluppata ai capi del piezoelettrico.

Quello che occorre è dunque assemblare uno step-up in grado di produrre le tensioni desiderate ed un sistema per creare fronti sufficientemente ripidi.

Il fronte di discesa è realizzabile cortocircuitando semplicemente il piezoelettrico (modellizzato in precedenza con un condensatore) a massa. Il fronte iniziale invece verrà implementato forzando opportunamente il funzionamento del boost.

Lo schema circuitale è il seguente:

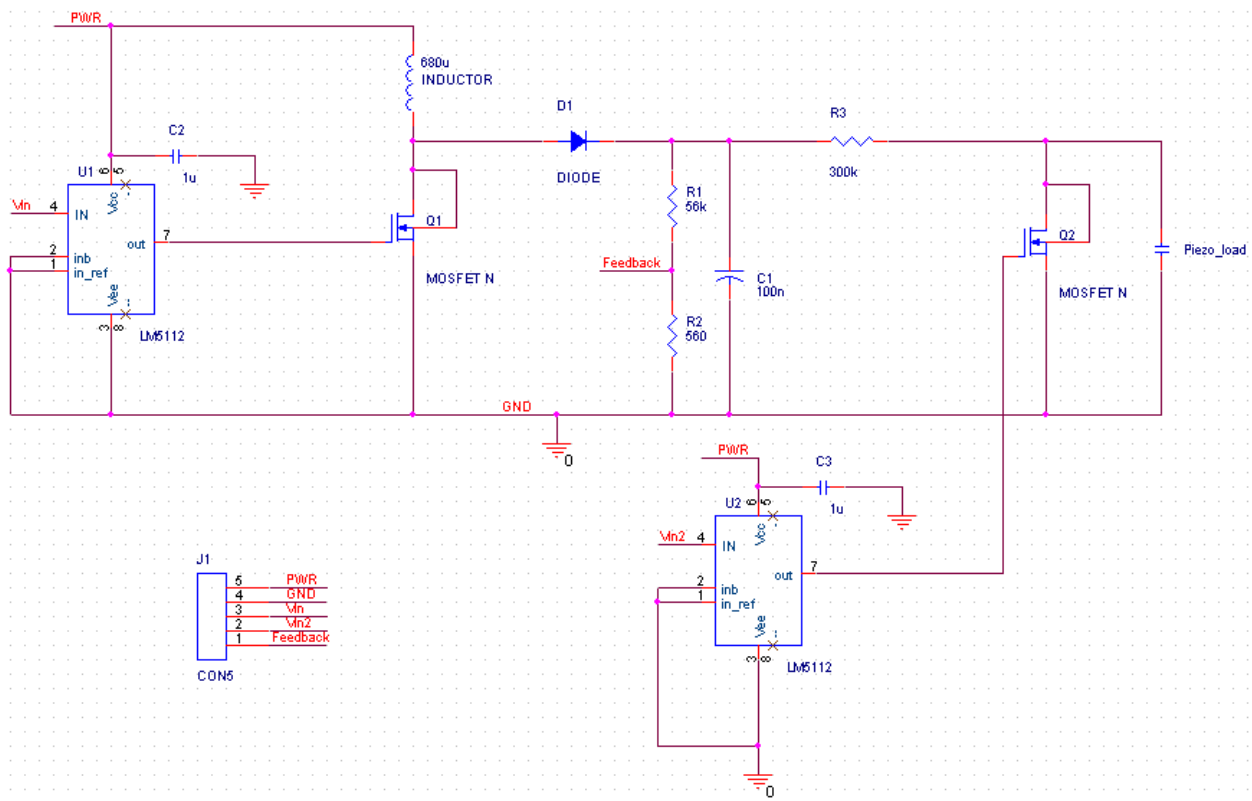


Figura 3.10 La figura mostra lo schematico del circuito utilizzato per il controllo delle pompe a piezoelettrico

Il sistema implementato, alimentato da una tensione continua di valore pari a 12 V, è stato concepito per essere il più semplice, economico e compatto possibile. Si descriverà ora il circuito e i criteri con cui sono stati scelti i componenti adottati.

Si prenda innanzitutto in considerazione il circuito di step-up: si è optato per l'utilizzo di un boost asincrono, che risulta più semplice da implementare, e decisamente migliore per quanto riguarda ingombro, semplicità di realizzazione e controllo. Questo modello di boost necessita infatti di un solo segnale di controllo, poiché il diodo che regola il flusso di cariche in uscita, viene innescato automaticamente dalla corrente forzata tramite l'induttanza, senza alcun bisogno di fornire al componente un segnale reciproco a quello di accensione del MOSFET, come contrariamente avviene nel caso sincrono; grazie a questa scelta si riesce, inoltre, ad evitare l'utilizzo di un ulteriore gate driver.

Essendo le correnti, assorbite dal carico piezoelettrico, ridotte, verrà adottato un funzionamento in regime discontinuo (DCM), come descritto nel paragrafo 3.2.

Verranno ora illustrati ed analizzati singolarmente i componenti utilizzati e le caratteristiche che li rendono adatti all'impiego in questo circuito.

L'induttanza scelta è una Coilcraft da 680 μH dalla resistenza serie equivalente molto bassa (qualche centinaio di $\text{m}\Omega$) in modo da abbattere il più possibile le perdite di tensione.

Il MOSFET di potenza, usato per commutare l'induttanza, deve essere in grado di sopportare tensioni di almeno 250 V ed avere in zona ohmica una resistenza equivalente il più bassa possibile in modo da limitare al minimo le perdite di potenza. È stato possibile ritrovare questi requisiti nell'SPN03N60. Questo particolare MOSFET di potenza, prodotto dalla Infineon Technologies, può operare a tensioni drain-source di circa 650V, presenta una bassa resistenza $R_{\text{DS_ON}}$ (circa 1.4 Ω) e una capacità di gate contenuta (circa 15 nC). I tempi di transizione tra stato ON e stato OFF (di qualche decina di nanosecondi), consentono al MOSFET in questione di commutare anche a frequenze di qualche MHz. L'SPN03N60, per essere un dispositivo di potenza, sostiene basse correnti in continua (al massimo 700 mA): questo valore è tuttavia più che sufficiente per l'applicazione.

La scelta del MOSFET a scapito di un IGBT, non è essenziale; infatti, come descritto nel paragrafo 3.6, il regime operativo in cui ci si trova, permette un buon funzionamento ad entrambi i dispositivi; tuttavia, non avendo bisogno di particolari prestazioni, si è deciso di adottare un MOSFET che offre la stessa efficienza ma a costi inferiori.

Electrical Characteristics, at $T_J=25^\circ\text{C}$ unless otherwise specified

Parameter	Symbol	Conditions	Values			Unit
			min.	typ.	max.	
Drain-source breakdown voltage	$V_{(BR)DSS}$	$V_{GS}=0V, I_D=0.25mA$	600	-	-	V
Drain-Source avalanche breakdown voltage	$V_{(BR)DS}$	$V_{GS}=0V, I_D=3.2A$	-	700	-	
Gate threshold voltage	$V_{GS(th)}$	$I_D=135\mu A, V_{GS}=V_{DS}$	2.1	3	3.9	
Zero gate voltage drain current	I_{DSS}	$V_{DS}=600V, V_{GS}=0V,$ $T_J=25^\circ\text{C},$ $T_J=150^\circ\text{C}$	- -	0.5 -	1 70	μA
Gate-source leakage current	I_{GSS}	$V_{GS}=30V, V_{DS}=0V$	-	-	100	nA
Drain-source on-state resistance	$R_{DS(on)}$	$V_{GS}=10V, I_D=2A,$ $T_J=25^\circ\text{C}$ $T_J=150^\circ\text{C}$	- -	1.26 3.8	1.4 -	Ω
Input capacitance	C_{iss}	$V_{GS}=0V, V_{DS}=25V,$ $f=1MHz$	-	400	-	pF
Output capacitance	C_{oss}		-	150	-	
Reverse transfer capacitance	C_{rss}		-	5	-	
Effective output capacitance, ²⁾ energy related	$C_{o(er)}$	$V_{GS}=0V,$ $V_{DS}=0V$ to 480V	-	12	-	pF
Effective output capacitance, ³⁾ time related	$C_{o(tr)}$		-	26	-	
Turn-on delay time	$t_{d(on)}$	$V_{DD}=350V, V_{GS}=0/10V,$ $I_D=0.7A, R_G=20\Omega$	-	7	-	ns
Rise time	t_r		-	3	-	
Turn-off delay time	$t_{d(off)}$		-	64	100	
Fall time	t_f		-	12	20	

Gate Charge Characteristics

Gate to source charge	Q_{gs}	$V_{DD}=420V, I_D=0.7A$	-	2	-	nC
Gate to drain charge	Q_{gd}		-	6	-	
Gate charge total	Q_g	$V_{DD}=420V, I_D=0.7A,$ $V_{GS}=0$ to 10V	-	13	17	
Gate plateau voltage	$V_{(plateau)}$	$V_{DD}=420V, I_D=0.7A$	-	5.5	-	V

Figura 3.11 La figura riporta una parte del datasheet con le caratteristiche di interesse dell'SPN03N60

I due componenti appena descritti, grazie alle loro basse resistenze parassite, permettono

l'approssimazione del circuito di step-up con uno ideale; infatti considerando correnti medie di 100 mA si otterrebbe una caduta sul MOSFET di circa 14 mV e sull'induttanza di pochi mV, trascurabili rispetto alla tensione di alimentazione.

Allo scopo di controllare il transistor selezionato, si è fatto uso dell'LM5112, un low-side driver per MOSFET della National Semiconductor. L'LM5112 è in grado di fornire correnti fino a 7 A e di operare a frequenze superiori al MHz; è molto compatto (il case è un SOP) ed economico, essendo, tuttavia, un integrato essenziale: non offre infatti nessun sistema di protezione da sovracorrenti o sovratensioni.

Electrical Characteristics $T_J = -40^{\circ}\text{C}$ to $+125^{\circ}\text{C}$, $V_{CC} = 12\text{V}$, $\text{INB} = \text{IN_REF} = V_{EE} = 0\text{V}$, No Load on output, unless otherwise specified.

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
SUPPLY						
V_{CC}	V_{CC} Operating Range	$V_{CC} - \text{IN_REF}$ and $V_{CC} - V_{EE}$	3.5		14	V
UVLO	V_{CC} Under-voltage Lockout (rising)	$V_{CC} - \text{IN_REF}$	2.4	3.0	3.5	V
V_{CCH}	V_{CC} Under-voltage Hysteresis			230		mV
I_{CC}	V_{CC} Supply Current			1.0	2.0	mA
CONTROL INPUTS						
V_{IH}	Logic High		2.3			V
V_{IL}	Logic Low				0.8	V
V_{thH}	High Threshold		1.3	1.75	2.3	V
V_{thL}	Low Threshold		0.8	1.35	2.0	V
HYS	Input Hysteresis			400		mV
I_{IL}	Input Current Low	$\text{IN} = \text{INB} = 0\text{V}$	-1	0.1	1	μA
I_{IH}	Input Current High	$\text{IN} = \text{INB} = V_{CC}$	-1	0.1	1	μA
OUTPUT DRIVER						
R_{OH}	Output Resistance High	$I_{OUT} = -10\text{mA}$ (Note 2)		30	50	Ω
R_{OL}	Output Resistance Low	$I_{OUT} = 10\text{mA}$ (Note 2)		1.4	2.5	Ω
I_{SOURCE}	Peak Source Current	$\text{OUT} = V_{CC}/2$, 200ns pulsed current		3		A
I_{SINK}	Peak Sink Current	$\text{OUT} = V_{CC}/2$, 200ns pulsed current		7		A
SWITCHING CHARACTERISTICS						
td1	Propagation Delay Time Low to High, IN/ INB rising (IN to OUT)	$C_{LOAD} = 2\text{ nF}$, see <i>Figure 1</i>		25	40	ns
td2	Propagation Delay Time High to Low, IN / INB falling (IN to OUT)	$C_{LOAD} = 2\text{ nF}$, see <i>Figure 1</i>		25	40	ns
tr	Rise time	$C_{LOAD} = 2\text{ nF}$, see <i>Figure 1</i>		14		ns
tf	Fall time	$C_{LOAD} = 2\text{ nF}$, see <i>Figure 1</i>		12		ns

Figura 3.12 In figura sono mostrate le principali caratteristiche di interesse dell'LM5112

Al fine di ridurre al minimo le perdite, è preferibile scegliere poi un diodo rapido nello switching e che presenti, inoltre, una tensione di breakdown superiore ai 250 V; si è scelto secondo questi criteri l'impiego dell'STTH2R06, un diodo shottky con tensione V_{RRM} (Repetitive peak reverse voltage) di circa 600 V, molto rapido (un centinaio di nanosecondi di forward recovery time) e con bassa resistenza parassita.

Table 3: Absolute Ratings (limiting values)

Symbol	Parameter		Value	Unit	
V_{RRM}	Repetitive peak reverse voltage		600	V	
$I_{F(RMS)}$	RMS forward voltage		7	A	
$I_{F(AV)}$	Average forward current $\delta = 0.5$	DO-41	$T_I = 70^\circ\text{C}$	2	A
		SMA	$T_I = 85^\circ\text{C}$	2	
		SMB	$T_I = 100^\circ\text{C}$	2	
I_{FSM}	Surge non repetitive forward current	DO-41	$t_p = 10\text{ms}$	40	A
		SMA / SMB	sinusoidal	30	
T_{stg}	Storage temperature range		-65 to + 175	$^\circ\text{C}$	
T_j	Maximum operating junction temperature		175	$^\circ\text{C}$	

Table 5: Static Electrical Characteristics

Symbol	Parameter	Test conditions		Min.	Typ	Max.	Unit
I_R^*	Reverse leakage current	$T_j = 25^\circ\text{C}$	$V_R = V_{RRM}$			2	μA
		$T_j = 150^\circ\text{C}$			12	85	
V_F^{**}	Forward voltage drop	$T_j = 25^\circ\text{C}$	$I_F = 2\text{A}$			1.7	V
		$T_j = 150^\circ\text{C}$			1.0	1.25	

Pulse test: * $t_p = 5\text{ ms}$, $\delta < 2\%$
 ** $t_p = 380\ \mu\text{s}$, $\delta < 2\%$

Figura 3.13 In figura sono mostrate le principali caratteristiche di interesse del diodo schottky STTH2R06

Con l’obiettivo di assicurare un punto di lavoro a frequenze gestibili dai componenti scelti senza che le onde quadre di comando e i fronti di corrente vengano modificati, si sceglierà una frequenza di controllo del boost dell’ordine di grandezza inferiore al MHz.

La capacità inserita dopo l’induttanza è di circa 100 nF, un ordine di grandezza superiore rispetto quella introdotta dal piezoelettrico (non esageratamente più elevata, altrimenti si rallenterebbe eccessivamente il sistema nei transistori); questa capacità stabilizza la tensione e diminuisce il ripple in uscita. Si dovrà scegliere una capacità di potenza che supporti le tensioni richieste; il condensatore adottato è elettrolitico e riesce a mantenere ai suoi capi una tensione di circa 1 kV.

In parallelo alla capacità in questione è stato inserito un partitore resistivo: questo fornirà la

frazione di tensione d'uscita adattata ai valori gestibili dal microcontrollore, il quale si occuperà della sua stima.

Questo partitore riveste un ruolo fondamentale, perché determina la corrente di carico del boost e il regime di funzionamento. Assumendo di raggiungere la tensione voluta impiegando meno del 50% di duty cycle, si calcola tramite le equazioni descritte nel paragrafo 3.3 che la corrente limite di uscita deve essere inferiore ai 120 mA, che equivale ad una resistenza minima di 2 k Ω .

Inoltre si farà uso di queste resistenze per permettere al circuito la generazione di rampe discendenti in uscita, e per questo dovrà essere dimensionato accuratamente.

La resistenza posta in serie tra il diodo ed il carico, associata alla capacità introdotta dal piezoelettrico, origina un filtro passabasso: questo ripulisce il segnale dalle variazioni superflue.

Infatti per ottenere un segnale a dente di sega che sia lineare ove necessario e con fronti sufficientemente ripidi, verrà implementato, per lo step-up, un controllore derivativo (descritto nel paragrafo 3.6), il quale risulta essere molto veloce, ma anche molto instabile; il segnale d'uscita deve essere quindi filtrato dall'RC sopra descritto che ne elimini le sovraelongazioni o le fluttuazioni indesiderate.

In realtà, supponendo un polo meccanico del sistema dell'ordine delle centinaia di Hertz, questo filtraggio potrebbe apparire superfluo; tuttavia oscillazioni ultrasoniche dell'attuatore potrebbero trasferire al fluido in transito all'interno della pompa, energia termica, creando problemi di tipo chimico, soprattutto se il sistema venisse impiegato per applicazioni di carattere biologico.

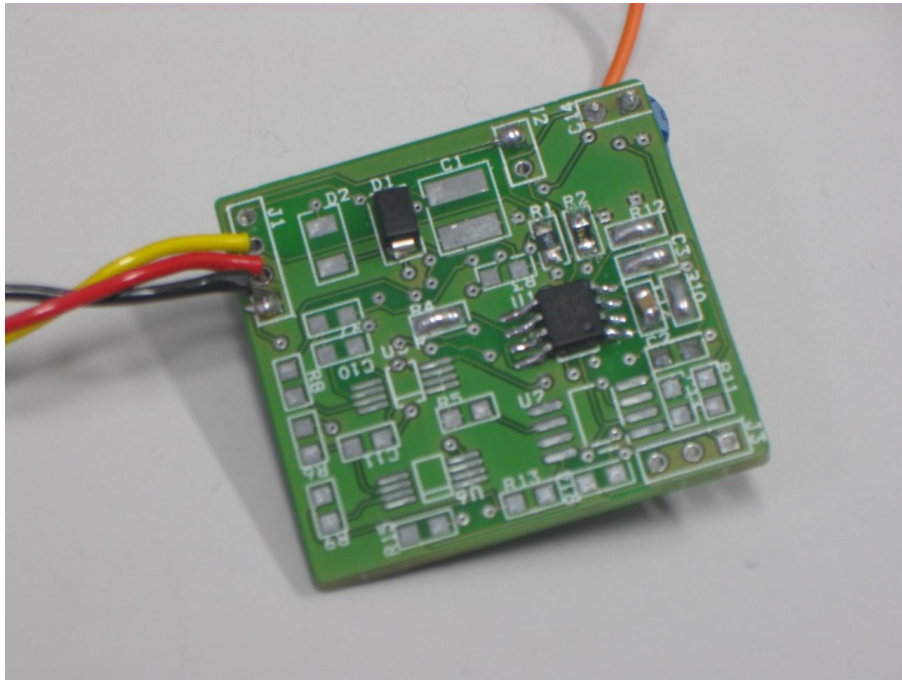


Figura 3.14 L'illustrazione rappresenta il layer superiore della board creata; si può notare il gate driver con le capacità necessarie a stabilizzarne l'alimentazione, il diodo ed il partitore

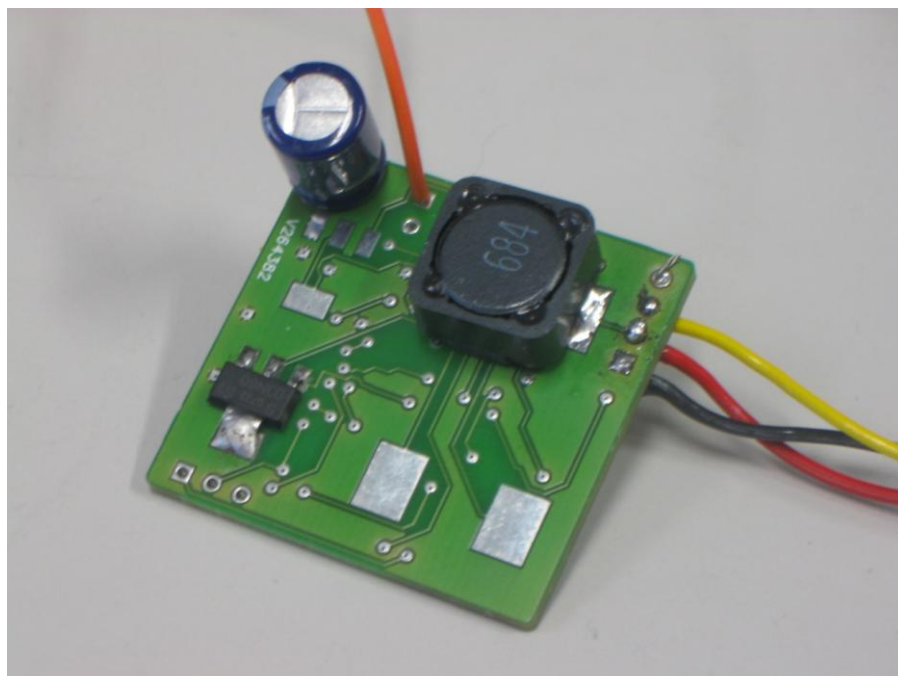


Figura 3.15 L'immagine rappresenta il bottom layer della board descritta nel paragrafo 3.5; si possono notare l'induttanza, la capacità e il MOSFET adottati

3.6 Funzionamento del circuito

Il primo blocco del circuito è lo step-up; questo modulo verrà ora isolato ed analizzato, in modo da caratterizzarne il comportamento in open-loop.

Come spiegato in precedenza, si è scelta un'induttanza da $680 \mu\text{F}$ ed un condensatore da 10 nF .

Innanzitutto si è proceduto verificando di operare effettivamente, con il circuito così dimensionato, nel punto di lavoro desiderato. Come teorizzato nell'equazione 3.13, i valori di duty cycle che si devono fornire al gate driver per ottenere una determinata serie di tensioni sono riportati in figura 3.16

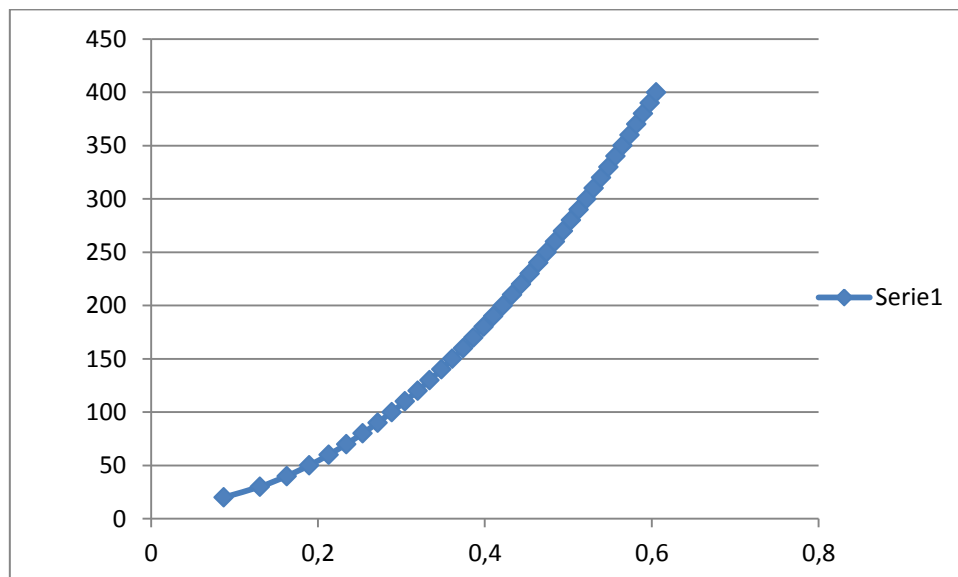


Figura 3.23 In figura è mostrato il grafico ottenuto valutando la tensione in uscita inserendo alcuni valori di duty cycle nella formula 3.13; i valori dei parametri sono quelli associati alla soluzione circuitale operata

Si sono svolte delle prove sperimentali per convalidare il buon funzionamento del circuito al fine di assicurarsi di non aver commesso errori dovuti ad approssimazioni.

La caratterizzazione dello strumento è stata svolta facendo uso di un generatore di segnale ed un misuratore di tensione della Agilent, strumenti facilmente interfacciabili via USB con un computer.

Grazie all'utilizzo di queste attrezzature, creando un semplice programma in C++ che gestisca e sincronizzi le funzioni di tutti gli strumenti di lavoro, si è potuto osservare e raccogliere misure sul comportamento del circuito al variare della frequenza del segnale di pilotaggio, del duty cycle e del carico resistivo in uscita, in modo da poter localizzare la zona di funzionamento a maggior efficienza, tenendo conto delle caratteristiche dei dispositivi elettronici adottati. I risultati sono stati raccolti in file di testo dai quali poi, con l'ausilio di Matlab, si sono potuti ricavare i seguenti grafici.

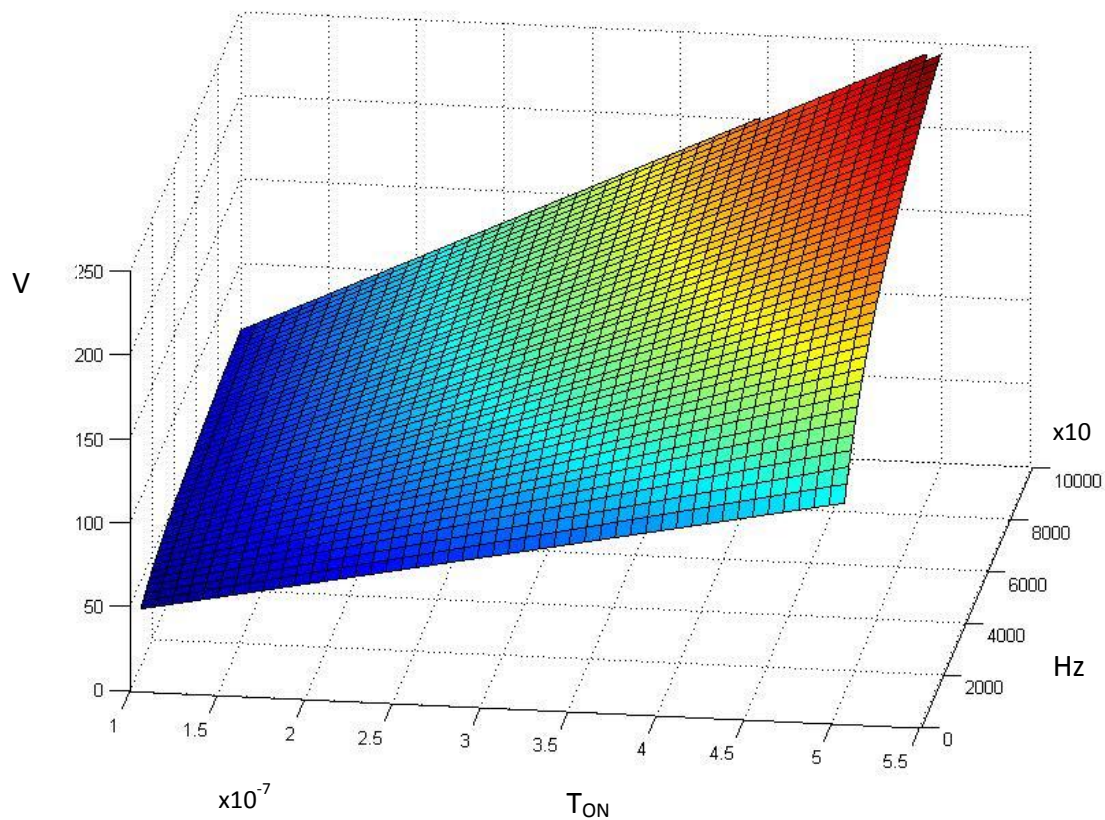


Figura 3.17 Grafico ottenuto con frequenze che vanno dai 10 kHz ai 100 kHz con un carico di 1 MΩ

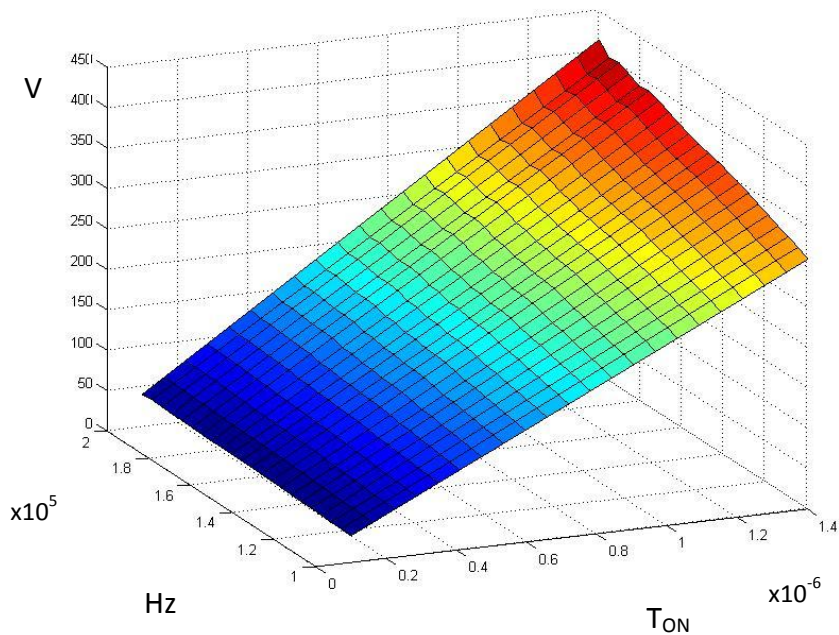


Figura 3.18 Grafico ottenuto con frequenze che vanno dai 100 kHz ai 200 kHz con un carico di 560 k Ω

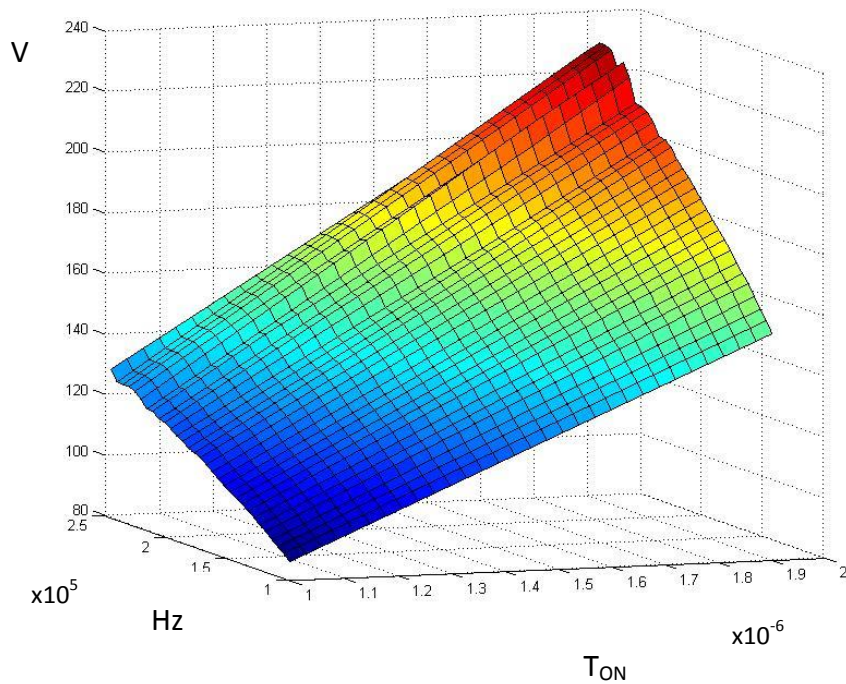


Figura 3.19 Grafico ottenuto con frequenze che vanno dai 100 kHz ai 250 kHz con un carico di 56 k Ω

Come si può osservare dai grafici in figura 3.17, 3.18 e 3.19, incrementando il duty cycle, si ottiene una risposta in tensione direttamente proporzionale al duty cycle e alla frequenza usata.

Essendo il comportamento dello step-up, quindi, lineare, si potrà scegliere una frequenza opportuna in cui operare tra quelle analizzate; quella scelta è 100 KHz, in modo da ritrovarsi a lavorare ad una frequenza facilmente gestibile dai componenti utilizzati.

L'idea è quindi quella di fornire al gate driver e, quindi, al MOSFET un segnale di commutazione con un duty-cycle variabile nel tempo, che controlli il boost in modo da ottenere la forma d'onda desiderata. Questo avviene all'interno di un anello di retroazione, in modo che il microcontrollore adottato (STM32 di ST-Microelectronics) riesca in ogni istante a controllare la tensione ai capi dell'attuatore.

Per implementare un feedback utilizzando un STM32, si devono fornire al microcontrollore delle tensioni coerenti con il range di lavoro dall'ADC, e cioè da 0V a 3.3V (ovvero la tensione di alimentazione dell'integrato); è necessario quindi dimensionare il partitore descritto nel paragrafo 3.4 in modo da riportare all'ingresso del sistema di acquisizione un voltaggio proporzionale, ad esempio, in scala 1:10, alla caduta di tensione ai capi del boost.

Per evitare sovratensioni e conseguenti danni al microcontrollore, è consigliabile inserire nel circuito un diodo zener connesso in parallelo ad R1 (si veda figura 3.10), che limiti le tensioni all'ingresso del convertitore analogico-digitale a 3.3 V massimi, che equivalgono a circa 330 V di tensione sviluppata in uscita dal boost.

Il dimensionamento del partitore è fondamentale per il corretto funzionamento del circuito; esso, infatti, svolge una duplice funzione: innanzitutto, come appena enunciato, fornisce all'ADC un voltaggio direttamente proporzionale a quello che si ritrova in uscita dal convertitore; i valori di resistenza utilizzati non devono quindi essere eccessivamente alti, poiché, se le correnti in gioco

fossero troppo piccole, si rallenterebbe il sistema di acquisizione.

In secondo luogo il partitore in questione può concorrere alla generazione di forme d'onda alternative, intervenendo nella scarica del condensatore e quindi nella creazione di pendenze negative del segnale d'uscita, e dunque fornendo una grande versatilità al circuito.

Con l'introduzione di questa semplice resistenza, infatti, si possono ora creare sia segnali crescenti che decrescenti; la ripidità del fronte con pendenza negativa, ovviamente, dipende dal valore della resistenza serie equivalente del partitore.

Il valore del partitore deve pertanto essere abbastanza grande da evitare uno sforzo eccessivo da parte del boost, permettendogli il raggiungimento delle tensioni di funzionamento (si ricordi che la resistenza equivalente deve essere maggiore di 2 k Ω per evitare di entrare in regime CCM quando opero a 250 V). Una resistenza troppo bassa, infatti, si tradurrebbe in transistori positivi di carica più lenti e in una dissipazione di potenza maggiore. Tuttavia, l'impedenza equivalente deve risultare sufficientemente ridotta per minimizzare i tempi di scarica del condensatore C1, con un conseguente aumento dell'inclinazione dei fronti di discesa. Pertanto il partitore sarà dimensionato usando una resistenza da 56 k Ω e una da 560 Ω .

Tuttavia il sistema circuitale implementato è inadatto per produrre fronti di discesa sufficientemente ripidi, soprattutto se ci si trova a bassi valori di tensione. Infatti la pendenza del fronte dipende, oltre che dal partitore, dalla differenza di potenziale ai capi della capacità e quindi delle resistenze: più questo valore è piccolo, più la scarica rallenta. Quindi si avranno fronti più ripidi di discesa quando il condensatore C1 si trova caricato ad alte tensioni e fronti più morbidi quando l'uscita del boost si trova a tensioni di poche decine di Volt. Lo stesso problema di generazione dei fronti si può osservare specularmente anche nella fase di carica.

Questo inconveniente è risolvibile però mediante un opportuno controllo dello step-up: si supponga ad esempio di voler creare, partendo dalla situazione iniziale in cui il sistema è scarico (0 V), un fronte di salita di 40 V. L'uscita avrà un transitorio la cui costante di tempo dipende dal carico (100 nF), dalla resistenza equivalente introdotta dal partitore e dalla corrente media fornita

dall'induttanza: si potrebbe immaginare come un circuito RC parallelo in cui viene forzata una corrente continua.

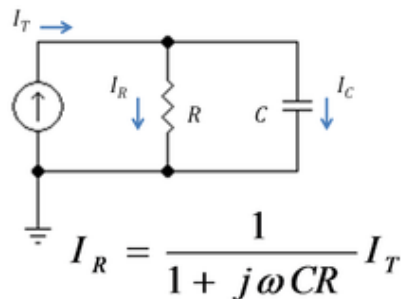


Figura 3.20 Circuito equivalente per modellizzare il transitorio di carica del convertitore boost

Man mano che ci si avvicina alla tensione da raggiungere, la pendenza ovviamente diminuisce. Se invece si imponesse allo step-up il raggiungimento di una tensione di 100 V, la soglia dei 40 V verrebbe raggiunta nella zona del transitorio a maggior pendenza, come osservabile in figura.

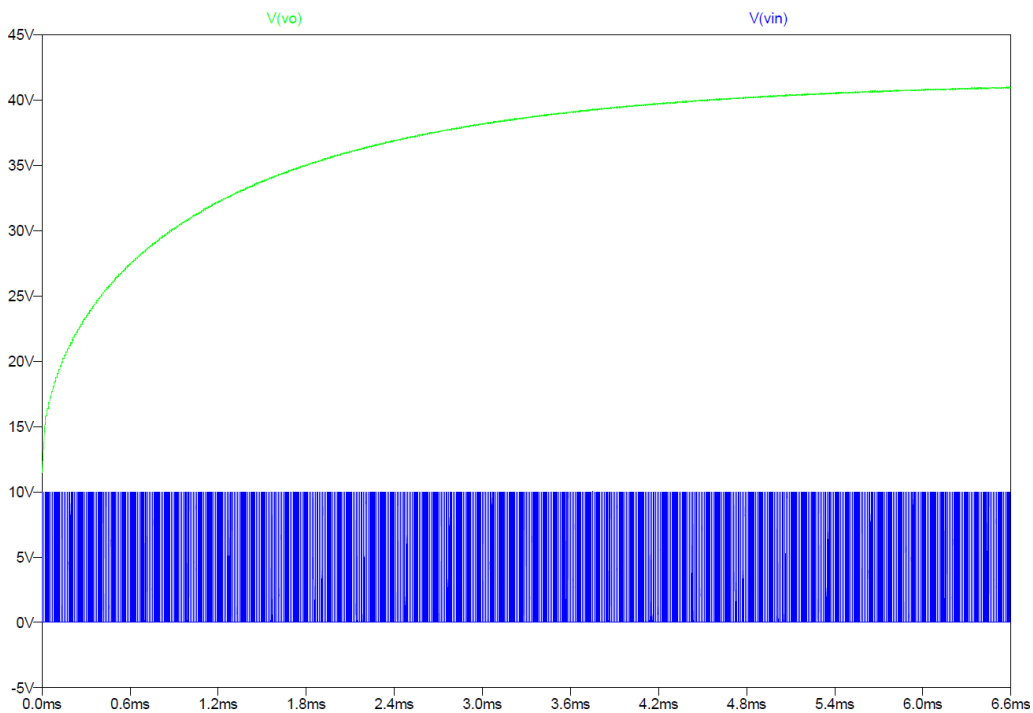


Figura 3.21 La figura mostra il transitorio iniziale del boost dimensionato come descritto nel paragrafo 3.5; si nota che per raggiungere la soglia dei 40 V il circuito impiega circa 4ms

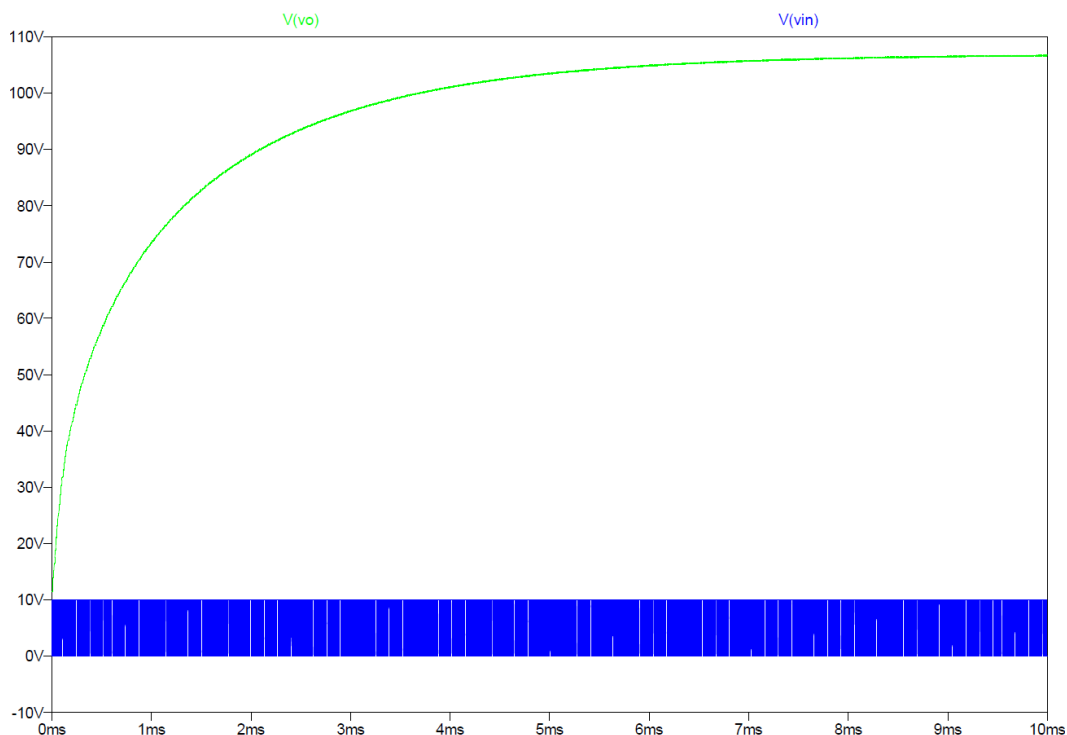


Figura 3.22 La figura mostra il transitorio iniziale del boost dimensionato come descritto nel paragrafo 3.5; si nota che per raggiungere la soglia dei 40 V, col duty cycle impostato, il circuito impiega circa 0.3 ms

Come si può notare, nel grafico soprastante si raggiunge la soglia dei 40 V in circa 300 μ s a fronte dei circa 5 ms impiegati in quello precedente: tra i due valori c'è un ordine di grandezza.

Tuttavia un controllo che riesca a creare sovralongazioni nella maniera sopra descritta, deve essere brusco, molto reattivo, per poi riuscire a riportare repentinamente l'uscita al valore desiderato; un sistema con queste caratteristiche porterebbe all'introduzione di numerose fluttuazioni che però risulterebbero indesiderate: a questo scopo è stato introdotto l'ultimo modulo del circuito, costituito fondamentalmente da una resistenza che, congiunta alla capacità del piezoelettrico, opera un filtraggio su tutte le componenti spurie del segnale.

Bisogna però dimensionare tale resistore in modo tale che filtri bene la zona lineare del dente di sega, senza rallentare eccessivamente il segnale smussandone i fronti. Dai risultati ottenuti e

rappresentati in figura 3.23, si deduce che una resistenza di qualche centinaio di $k\Omega$ è sufficiente allo scopo. Per esempio si potrebbe adottare una $100\ k\Omega$.

È da notare inoltre che, in questo modo, quando il MOSFET Q2 è acceso, la parte di generazione del segnale è separata dal carico: questo facilita ancor di più la generazione del fronte. Infatti, si può sfruttare questo periodo per scaricare la capacità del boost C1 fermandosi al valore di tensione del primo fronte (anzi, ad un valore adeguatamente superiore per agevolare la rapidità del transitorio di carica), evitando così di scaricarla completamente per poi doverla ricaricare nuovamente.

Il fronte è ora limitato esclusivamente dal polo introdotto da R3 e dalla capacità equivalente del piezoelettrico; la costante di tempo del sistema vale circa $300\ \mu s$, che su un segnale di poche decine di Hz, è sufficientemente piccola da non distorcere la forma d'onda.

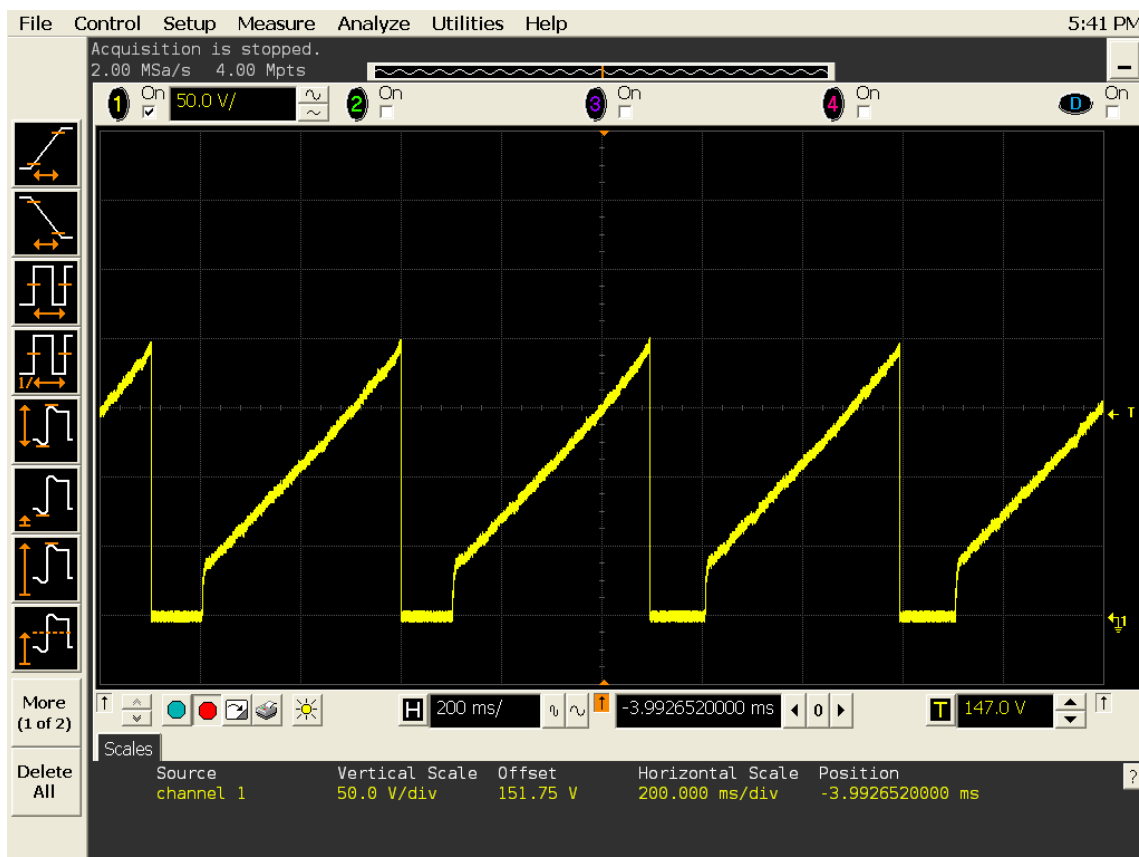


Figura 3.23 L'immagine rappresenta uno screenshot dell'oscilloscopio che mostra la forma d'onda ottenuta

3.7 Generazione dei segnali di controllo

Per il controllo del circuito descritto nel precedente paragrafo, si è ricorso all'STM32, un microprocessore 32 bit prodotto dall'ST-Microelectronics. Questo microcontrollore opera con una tensione d'alimentazione a 3.3 V; alimentando il circuito in questione a 12 V, si utilizzerà un regolatore lineare per fornire all'integrato la tensione adeguata.

I compiti del microcontrollore sono:

- generare i segnali di comando inviati al gate driver
- effettuare il sensing sulla tensione del segnale d'uscita
- attuare lo switch del MOSFET per il clamping del piezoelettrico a massa
- coordinare il funzionamento di più pompe

L'STM-32 è un microcontrollore a 64 pin dotato di un banco di memoria flash di 128 kB e di un core basato su ARM Cortex M3, che consente di gestire un Real Time Operative System (RTOS). Si è deciso di comandare il microcontrollore con un oscillatore a 72 MHz. Le funzionalità di interesse, per l'applicazione richiesta, offerte dall'STM-32 sono la possibilità di sfruttare 4 timer, ognuno dei quali dispone di 4 canali, 3 banchi di GPIO, ognuno dei quali gestisce 16 pin, e di un ADC.

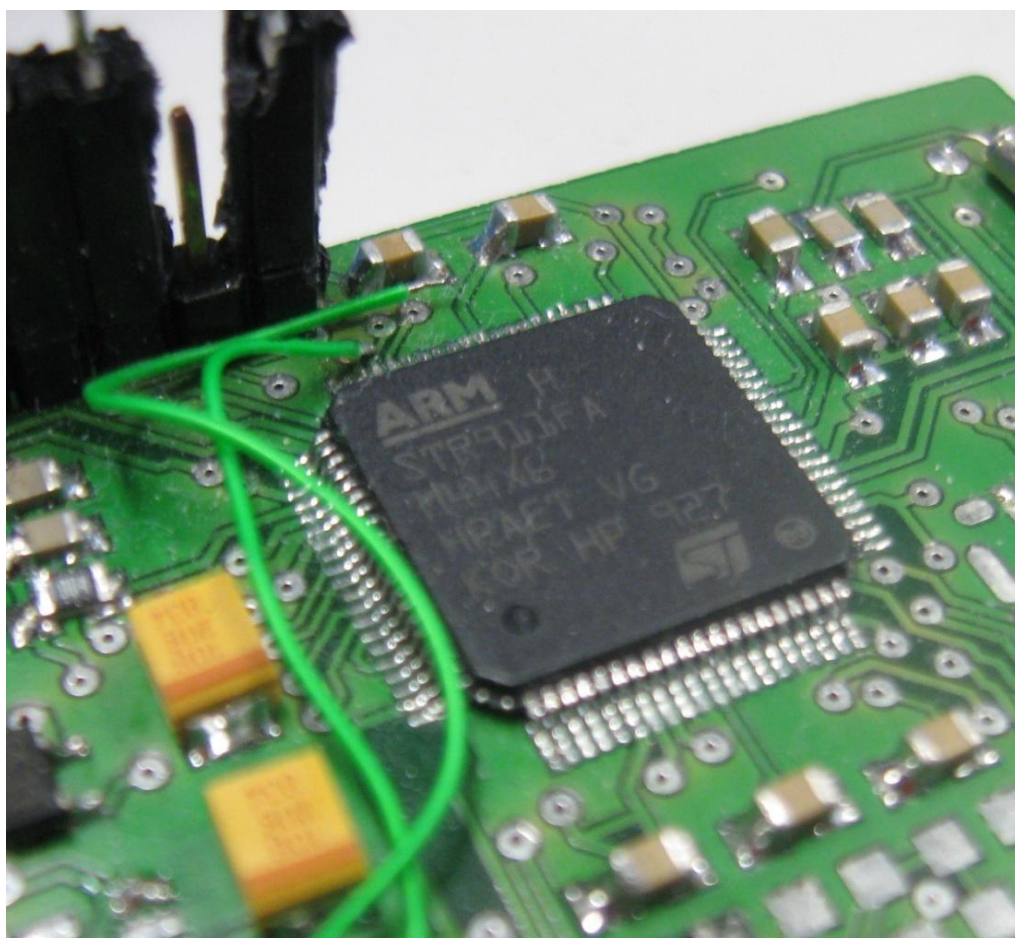


Figura 3.24 L'illustrazione rappresenta STM32 saldato alla board che monta i dispositivi necessari al corretto funzionamento di questo microcontrollore (alimentazioni, regolatori lineari, capacità, resistenze, oscillatori, driver USB, connessioni)

Grazie al RTOS è possibile sfruttare tutti i vantaggi del multitasking e quindi creare firmware capaci di gestire più task simultaneamente: sarà dunque possibile implementare un programma in grado di controllare e coordinare più pompe.

Verrà ora illustrato il firmware di controllo. È stata creata dapprima un'interfaccia grafica tramite cui l'utente può inserire tutti i dati necessari per caratterizzare totalmente l'onda da generare.

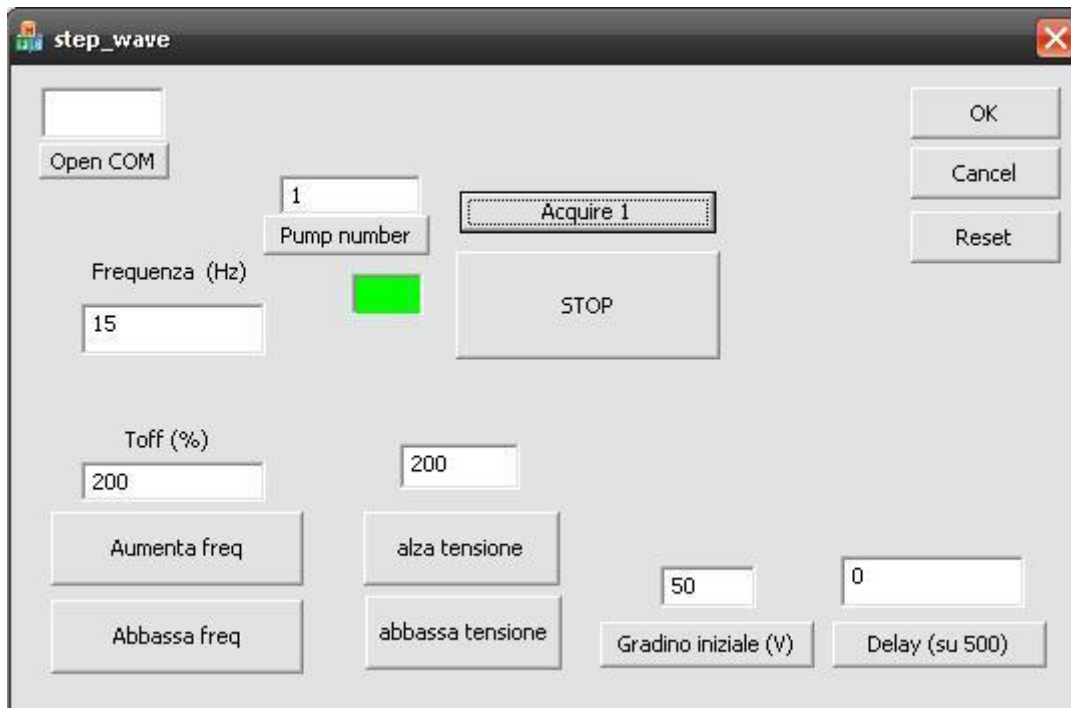


Figura 3.224 L'immagine rappresenta l'interfaccia grafica implementata che permette all'utente di inserire i valori per caratterizzare completamente l'onda generabile

Questo programma è stato creato con Visual Studio, ed ha il semplice compito di raccogliere i dati inseriti e comunicarli al microcontrollore.

Il codice dell'eseguibile interagisce col microcontrollore tramite delle particolari stringhe di bit, i cui simboli vengono espressi per comodità in esadecimali:

```
unsigned char su_control[19]={0x53, 0x54, 0x10, 0x01, 0x43, 0x05, 0xC8, 0x00, 0x03, 0x00, 0x20, 0x1C, 0x03, 0x20, 0x00, 0x01, 0xAA, 0x4F, 0x50};
```

Ognuno dei simboli trasmessi ha un suo significato; i dati del problema sono trasmessi in sequenza a partire dal settimo simbolo poiché quelli precedenti sono occupati da informazioni generali. In particolare, il terzo simbolo rappresenta la chiamata ad una funzione; il sistema operativo dell'STM-32 rimane infatti nel ciclo idle fino a quando il programma di interfaccia trasferisce tutti i dati immessi, nell'ordine stabilito, ad un'apposita funzione in grado di assegnare le informazioni

presenti sul buffer dell'USB alle seguenti variabili:

- il settimo e l'ottavo simbolo corrispondono alla tensione massima che viene associata al valore della variabile VOLT
- il nono e il decimo elemento, rappresentano la durata del tempo di riempimento che verrà contenuta in D_C_up
- il tredicesimo simbolo sarà la frequenza dell'onda che verrà rappresentata dal valore di FREQUENZA
- la tensione del primo fronte è associata a SALTO e corrisponde al quattordicesimo valore esadecimale inviato

Gli altri valori rappresentano la frequenza di controllo dello step-up, lo sfasamento tra eventuali altre onde e il tipo di onda.

Questa funzione, dopo aver ricevuto e immagazzinato questi dati, a sua volta innesca una callback, scandita dal real-time clock, che fissa istante per istante, la tensione che si desidererebbe raggiungere in uscita. È stata impostata la reiterazione della funzione a 500 Hz. Verrà analizzato ora uno stralcio del codice:

```

cont1=cont1+FREQUENZA;

if (cont1>D_C_up)

{

    GPIO_InitStructure.GPIO_Pin = GPIO_Pin_8;

    GPIO_InitStructure.GPIO_Speed = GPIO_Speed_50MHz;

    GPIO_InitStructure.GPIO_Mode = GPIO_Mode_Out_PP;

    GPIO_Init(GPIOA, &GPIO_InitStructure);

    GPIO_WriteBit(GPIOA,GPIO_Pin_8 ,Bit_RESET);

}

if (cont1>D_C_up) VOLT_VERO=((VOLT-SALTO)*(cont1-D_C_up)/(500-D_C_up))+SALTO;
    
```

```

if ((cont1>500))
{
    cont1=0;

    VOLT_VERO=SALTO+10;

    GPIO_InitStructure.GPIO_Pin = GPIO_Pin_8;

    GPIO_InitStructure.GPIO_Speed = GPIO_Speed_50MHz;

    GPIO_InitStructure.GPIO_Mode = GPIO_Mode_Out_PP;

    GPIO_Init(GPIOA, &GPIO_InitStructure);

    GPIO_WriteBit(GPIOA,GPIO_Pin_8,Bit_SET);
}
    
```

La funzione prevede un contatore (cont1) che viene incrementato di una quantità pari al valore della frequenza ad ogni ciclo; questo vuol dire che se si vuole ottenere che l'onda prodotta abbia una frequenza di 2 Hz, cont1 verrà aumentato di 2 ad ogni ciclo e quindi raggiungerà un valore pari a 500 nella metà del tempo. Questo sistema ha lo svantaggio di essere meno preciso con l'aumentare delle frequenze in gioco, in quanto in ogni singolo periodo dell'onda, si conterebbero meno variazioni di VOLT_VERO; tuttavia essendo basse le frequenze utilizzate, non si riscontreranno problemi.

DC_up è la variabile associata al valore del contatore in cui la funzione presenta il fronte di salita; questo fronte è caratterizzato dal valore di ampiezza contenuto in SALTO. VOLT_VERO è invece il valore di tensione che il boost dovrà raggiungere e viene incrementato ad ogni ciclo della quantità necessaria per ottenere la tensione massima nell'istante in cui cont1 ha raggiunto il suo valore massimo (cioè 500, ovvero alla fine del periodo del segnale). A questo punto si accende Q2 portando il pin connesso al suo gate driver, ad un valore alto, cortocircuitando il carico a massa; contemporaneamente l'uscita dello step-up viene impostata al valore di SALTO; cont1 viene resettato a 0 ed il procedimento logico può ora essere ripreso dall'inizio.

Si ha ora in VOLT_VERO, per ognuno dei punti del periodo calcolati, il valore di tensione che si

vuole ottenere in uscita dal boost; bisogna a questo punto fare in modo di pilotare Q1 adeguatamente.

Di seguito è riportato il codice che si occupa del controllo vero e proprio della tensione:

```

ADC_Mean_Value= ADC_Mean_Value*16;

V=((VOLT_VERO)*65536/(109*3));

if (VOLT>0)
{
    if (ADC_Mean_Value<65500)
    {
        if (ADC_Mean_Value<(V-500))
        {
            D_C=D_C+((V-ADC_Mean_Value)/250);

            STM32_PWMO_Init(TIM2, 2 , D_C, PER, 1, 1,PRESC);
        }

        if (ADC_Mean_Value>(V+500))
        {
            D_C=D_C-((ADC_Mean_Value-V)/250);

            STM32_PWMO_Init(TIM2, 2 , D_C, PER, 1, 1,PRESC);
        }
    }
}
    
```

Come intuibile dal codice soprastante, viene imposta al microcontrollore la generazione di un segnale PWM con duty cycle variabile in uscita dal secondo canale del timer 2. L'STM-32 mette

infatti a disposizione 16 canali, 4 canali per ciascuno dei 4 timer, dai quali si può ottenere un'onda quadra di ampiezza 3.3 V della frequenza e duty cycle desiderati.

Il duty cycle del segnale generato da questo canale, per l'appunto, quello di controllo del transistor Q1, è incrementato o diminuito di una quantità proporzionale alla differenza tra il valore di tensione misurato e quello da raggiungere (con una risoluzione di circa 2 V): subisce cioè un incremento o una diminuzione di maggior rilevanza nel caso in cui il valore da ottenere sia molto distante dal punto di lavoro, in modo da rendere più rapida la risposta dello step-up, come discusso nel paragrafo precedente.

Il valore del prescaler, rappresentato dall'ultimo parametro fornito alla funzione `STM32_PWM0_Init`, indica la frazione della frequenza dell'oscillatore del microcontrollore con cui il timer selezionato scandisce i suoi contatori. Quando si utilizza un prescaler con valore 1, ad esempio, si impiega per comandare il clock dei contatori del timer selezionato l'intera banda dell'oscillatore (72 MHz); un valore di prescaler pari a 2 equivale ad una frequenza di 36 MHz, e via dicendo. Per creare quindi un segnale a 100 kHz con un prescaler 1 (a cui corrisponde un incremento del contatore del timer di 1 bit ogni 13 ns) serviranno 770 colpi di clock, che è anche la risoluzione del mio duty-cycle.

Si deve tenere conto che si avrà un valore limite di duty cycle in cui si passerà dal regime DCM a quello CCM; tuttavia dalle prove effettuate in figura 3.17, 3.18 e 3.19, si può notare che per la frequenza scelta di 100 kHz non si riscontrano variazioni di funzionamento nemmeno a valori di tensione fino a due volte maggiori del valore massimo. Effettivamente si sta operando a valori di duty cycle molto bassi.

La tensione misurata dall'ADC (che per comodità viene moltiplicata per 16) è espressa da `ADC_Mean_Value`, un numero che va da zero a 65536 (numero decimale equivalente alla sedicesima potenza di 2), dove la quantità massima rappresenta una tensione misurata pari 3.3 V. Il dato contenuto in `VOLT_VERO` dovrà quindi essere convertito in questa scala, per renderlo paragonabile ad `ADC_Mean_Value` tramite l'operazione

$$V = (\text{VOLT_VERO}) * 65536 / (109 * 3.3).$$

È necessario a questo punto illustrare il funzionamento dell'ADC dell'STM-32.

Innanzitutto durante la procedura di setting dell'ADC, viene impostato un timer (a scelta tra i timer disponibili nel microcontrollore: si è optato per il timer 4), il quale avrà il compito di scandire la frequenza con cui l'ADC stesso esegue le misure. Va inoltre fornito un numero di campioni da cui estrapolarne il valore medio; la variabile `ADC_Mean_Value` ha questo nome, infatti, perché il valore ad esso associato viene estratto dalla media campionaria dell'impostato numero di misure.

Una volta compiuto un numero sufficiente di acquisizioni per calcolare l'`ADC_Mean_Value`, il valore di questa variabile viene restituito ad un task, che può essere sfruttato dal programmatore per inserire al suo interno delle linee di codice che verranno quindi ripetute periodicamente. Lo stralcio di codice soprastante è appunto inserito in quel punto del firmware.

Com'è quindi intuibile, la frequenza di ripetizione del codice dipende dal numero di acquisizioni che deve compiere l'ADC per calcolare la media: più questo valore è basso, più frequentemente verrà eseguito il task.

Nel caso che si sta analizzando, sarebbe opportuno che la velocità del controllo sul boost (ovvero quante volte viene ripetuto il task di cui sopra) sia di circa una decina di kHz, in modo da assicurare sufficienti variazioni del duty-cycle per garantire il raggiungimento della tensione voluta ad ogni cambio di `VOLT_VERO` e per evitare di sovraccaricare di lavoro il microcontrollore; sarà quindi utile impostare un valore esiguo di campioni su cui fare la media.

A maggior ragione, ciò risulta una soluzione necessaria pensando all'eventuale controllo di più pompe in parallelo. Infatti l'STM-32 dispone di un solo ADC; se quindi si volessero compiere più acquisizioni simultaneamente attraverso canali diversi, questi si dovrebbero spartire la capacità del canale. Per calcolare la frequenza con cui impostare l'ADC, occorre quindi moltiplicare il rate di acquisizione che si vuole associare a ciascun canale per il numero di canali coinvolti nella misura, assicurandosi però che il microprocessore abbia sufficiente tempo, tra un'acquisizione e quella

successiva, da poter completare l'esecuzione di tutte le operazioni presenti nei task associati. Si analizzerà in seguito nel dettaglio il sistema adottato per il raggiungimento dello scopo.

Essendo, inoltre, il controllo scelto di per sé molto rumoroso ma veloce, non ci si preoccupa di ottenere valori precisi: infatti, in seguito i segnali generati verranno mediati dal polo introdotto dal filtro passabasso; si predilige dunque la velocità di funzionamento, in modo da sfruttare tutta la banda assegnata all'ADC per lo svolgimento delle operazioni inserite nel task associato, evitando ogni misura superflua sulla media; imposto pertanto un valore di campioni uguale ad 1 e come rate di acquisizione dell'ADC una frequenza di 10 kHz.

Di notevole interesse è il fatto che assegnando valori opportuni alle variabili dell'onda, si possono facilmente generare anche onde quadre (quando il valore del salto iniziale coincide col valore di picco dell'onda).

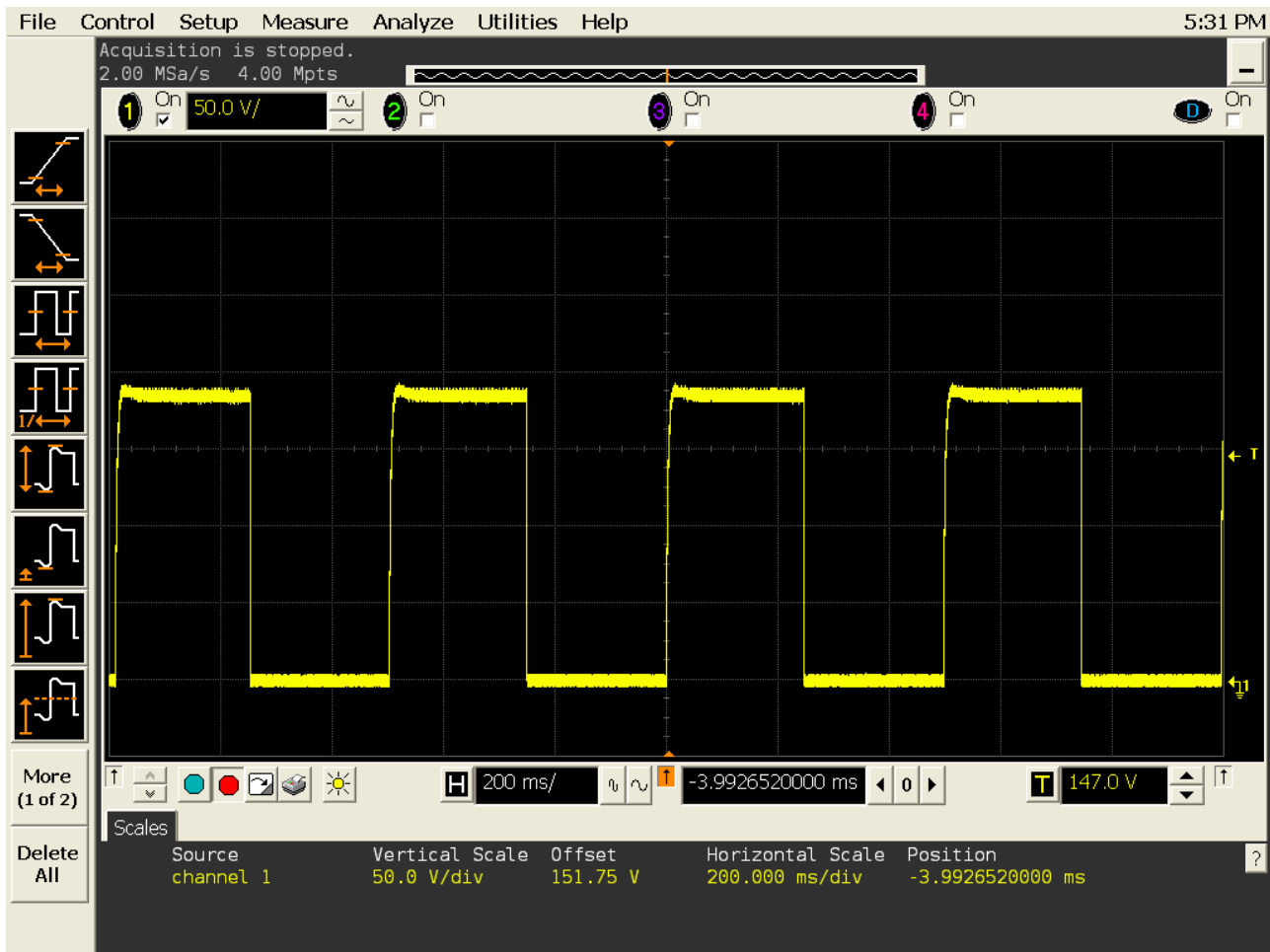


Figura 3.26 L'immagine rappresenta l'onda quadra ottenibile col circuito descritto nel paragrafo 3.5

Con una lieve modifica del firmware inoltre è possibile creare onde triangolari. Per lo scopo si aggiungono poche righe di codice alla callback.

```

if (TRGL==1)

{

if ((cont1>250)&&(VOLT>10))

{

if ((cont1>D_C_up)&&(SALTO<(VOLT+1)))    VOLT_VERO=(((VOLT-SALTO)*((500-cont1)-D_C_up))/(250-

```

```

D_C_up))+SALTO;

}

    if ((cont1>500)&&(VOLT>10))

    {

        cont1=0;

        VOLT_VERO=SALTO;

    }

}

```

Anche in quest'ultimo caso la pendenza viene regolata tramite il controllo sul boost: se la scarica del condensatore attraverso il partitore porta l'uscita ad un valore inferiore a quello da raggiungere, il boost viene innescato dal microcontrollore e interviene ripristinando il valore di tensione corretto.

3.8 Consumi

In questo paragrafo verrà fornita una stima complessiva dei consumi del circuito.

Si tenga presente che il microcontrollore con firmware operante ed il circuito corollario che provvede al suo corretto funzionamento (regolatori lineari, oscillatori, driver per l'interfaccia USB), richiede una corrente di circa 45 mA.

Verrà ora verificato che il resto del circuito non accresca esageratamente i consumi.

Si consideri inizialmente un regolatore boost che produca un'onda a dente di sega con ampiezza

250 V; ciò equivale mediamente ad una generazione di tensione costante pari a:

$$V_{rms} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} [V(t)]^2 dt}$$

che, in questo caso, corrisponde semplicemente alla metà dell' ampiezza di picco, ovvero 125 V. La corrente in uscita sarà dunque stimabile considerando come carico resistivo il partitore R1/R2, valutato, in maniera conservativa, essere equivalente ad un solo resistore di valore 56 kΩ; la corrente di carico sarà pertanto dell'ordine dei 2.2mA, decisamente non influente rispetto ai consumi del microcontrollore (45 mA circa). A maggior ragione verrà ipotizzata trascurabile la resistenza R3 da 100 kΩ, poichè essa vede ai suoi capi alte tensioni esclusivamente durante i brevi periodi di accensione del MOSFET Q2.

Quindi in uscita viene richiesta una potenza di circa 280 mW, che riportata in ingresso significa un assorbimento da parte del generatore di tensione a 12 V, di una corrente d'alimentazione media di circa 25 mA.

Bisogna inoltre aggiungere al conto complessivo, il consumo dovuto ai gate driver ed alle non idealità dei componenti utilizzati che risultano essere dell'ordine della decina mA.

A fronte dei precedenti calcoli e dalle prove sperimentali, è possibile stimare una corrente totale assorbita, in media, di circa 85 mA durante un funzionamento a pieno regime (cioè con l'ampiezza dell'onda generata che raggiunge il valore massimo di 250 V), che equivale ad una potenza dissipata di circa 1 W. Se si trascurassero le perdite dovute al circuito di controllo (consumi fissi) e si tenessero in considerazione solo i consumi dovuti al circuito di generazione del segnale, sarebbe possibile calcolare un'efficienza pari a circa il 75%.

La soluzione circuitale adottata pertanto risulta soddisfacente per ciò che riguarda la quantità di potenza dissipata.

Capitolo 4

Prove e risultati sperimentali

In questa sezione dell'elaborato saranno riportate le metodologie e i risultati delle prove effettuate in laboratorio.

Verranno inizialmente illustrate le sperimentazioni attuate sui dispositivi utilizzati e sul circuito di controllo; verranno in seguito descritte le prove svolte con i sistemi microfluidici ed elettronici costruiti.

4.1 Caratteristica tensione-deformazione dell'attuatore in PZT

Nel presente paragrafo verranno descritte le prove eseguite per caratterizzare la relazione che lega tensione e deformazione del disco di PZT impiegato dalle pompe della Bartels. Lo studio verrà poi espanso ad un altro strumento, un MEMS con caratteristiche che offrono notevoli vantaggi nell'esecuzione delle misure.

Si sono svolte inizialmente, delle misurazioni della capacità mostrata dal piezoelettrico adottato dalla mp-5.

Il test è stato effettuato mediante l'impiego di un LCR-meter, strumento in grado di misurare valori di capacità con precisione dell'ordine della decina di picofarad.

Si è dunque proceduto nel fornire tensioni progressive al piezoelettrico, polarizzando il materiale direttamente ed inversamente, per valutarne la variazione di capacità riscontrata. I dati raccolti sono stati riprodotti nel grafico 4.1.

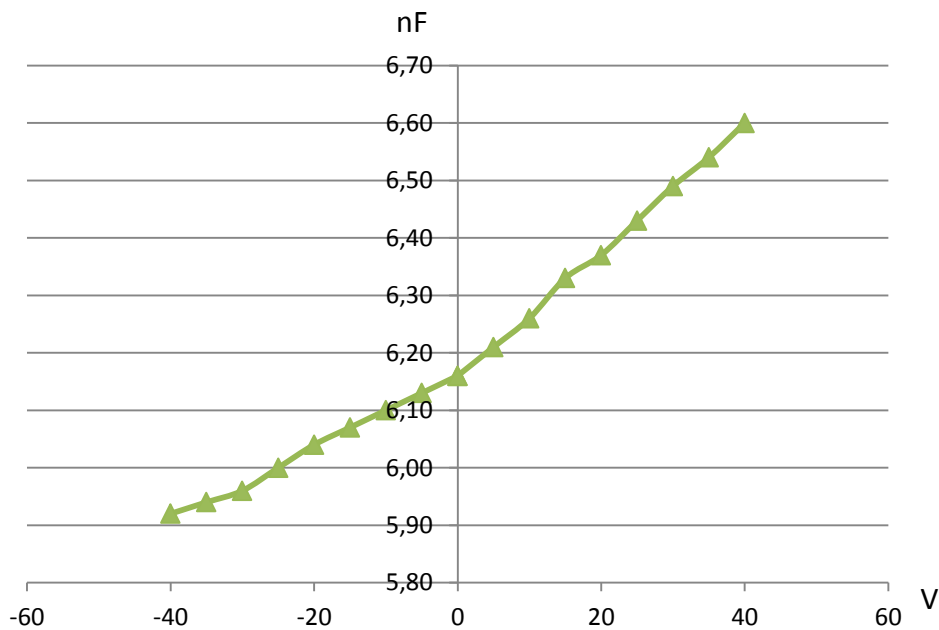


Figura 4.1 L'immagine rappresenta i valori di capacità misurata ai capi del piezoelettrico dell'mp-5 a diversi valori di tensione; la capacità è inversamente proporzionale alla deformazione

La curva presenta un andamento iperbolico poiché la capacità è inversamente proporzionale allo spessore del materiale.

Infatti, essendo il diametro del disco di PZT pari a circa 8 mm e conoscendo la costante dielettrica del materiale (figura 2.20), è possibile ricavare dai grafici soprastanti una stima della deformazione. Tramite un'analisi dei dati raccolti si può stimare, una differenza di capacità di circa 400 pF; sapendo inoltre che

$$C = \varepsilon_0 \cdot \varepsilon_r \cdot \frac{A}{d} \quad [4.1]$$

dove ε_0 rappresenta la costante dielettrica del vuoto, ε_r quella relativa del PZT, A la superficie del dispositivo e d lo spessore, è deducibile una deformazione di una decina di μm a 250 V di tensione applicata.

Considerazioni analoghe possono essere fatte anche osservando il grafico 4.2 nel quale sono stati messi a confronto i valori di capacità ottenuti compiendo misure sulla medesima pompa vuota (contenente cioè solo aria) e piena (riempita di acqua): le due curve mantengono un andamento simile, e si può pertanto affermare che la deformazione del piezoelettrico è paragonabile.

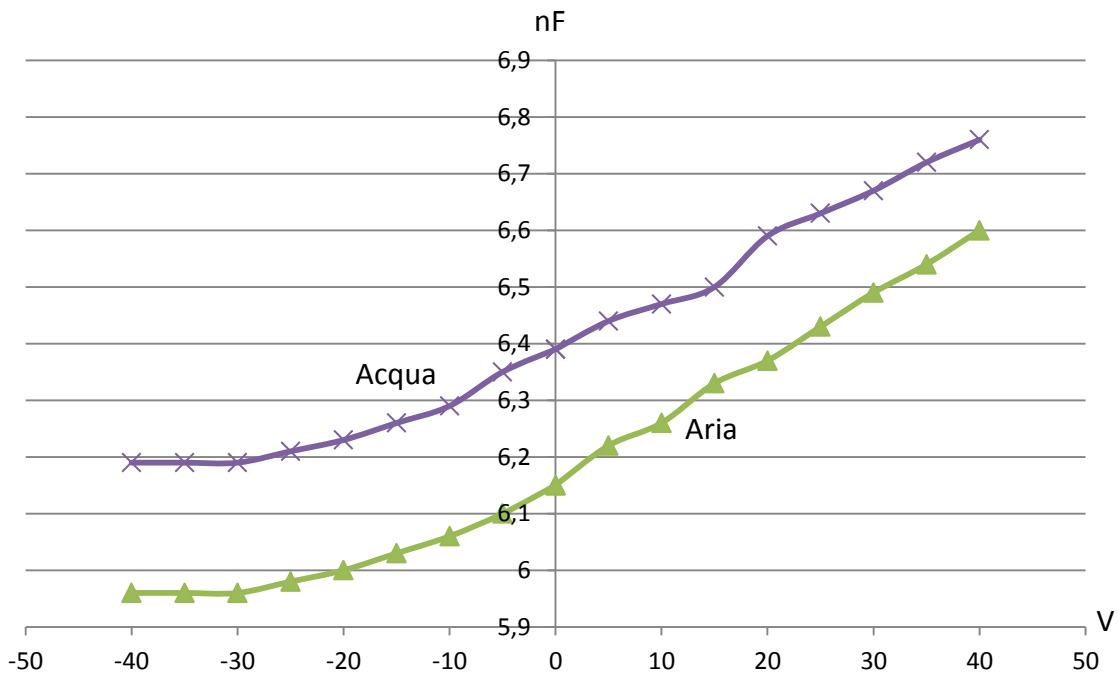


Figura 4.2 Il grafico mostra la variazione analogica di capacità misurata con la pompa piena di aria e di acqua

È inoltre stato possibile osservare, come mostrato in figura 4.3, un'isteresi del materiale:

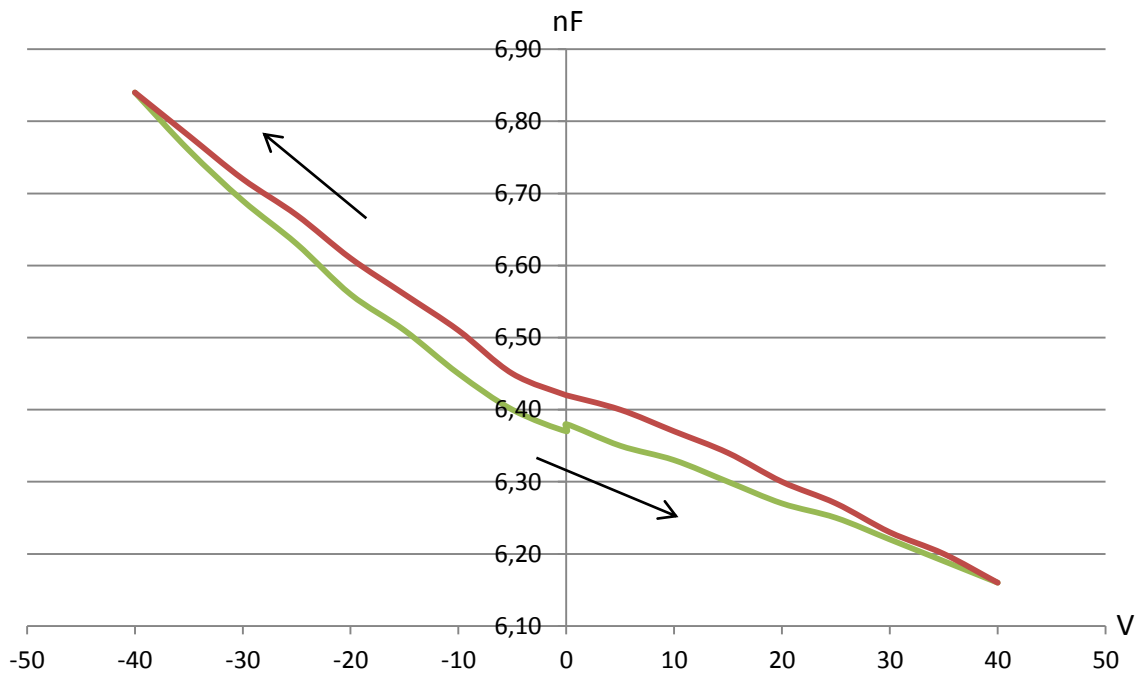


Figura 4.3 Il grafico mostra l'isteresi del disco di PZT impiegato nell'mp-5

Si nota che l'isteresi provocherebbe una variazione di deformazione di circa il 5%. Tuttavia questo risultato è trascurabile, poiché è utile una dipendenza lineare tra deformazione e tensione applicata in un solo verso di polarizzazione. Infatti si vorrebbe ottenere una risposta meccanica proporzionale all'onda di controllo della pompa, solo durante il fronte di salita dell'onda, che è quello che effettivamente determina la linearità del flusso.

Le misure effettuate sulla pompa mp-5 della Bartels, sono state però limitate dalle basse tensioni di bias in grado di essere sopportate dall'LCR-meter, e si fermano dunque a 40 V.

Benché i dati raccolti potrebbero risultare sufficienti, è stato tuttavia ripetuto lo stesso esperimento con un sistema di pompe per insulina in fase sperimentale, ovvero la "Jewel Pump", un infusore per insulina nato dalla collaborazione tra ST-Mircoelectronics e Debiotech.

La "Jewel Pump" è MEMS costituito da un sistema di due pompe a piezoelettrico coordinate da

due segnali ad onda quadra di 200 V d'ampiezza, utilizzato per dispensare una precisa quantità di insulina per poi iniettarla nel paziente. Proprio per ottenere un'elevata precisione, questo sistema ha un particolare accorgimento per monitorare la deformazione dell'attuatore. Su ognuna delle due piastre di PZT è stato montato un condensatore dalla capacità nota con un'armatura fissata alla struttura del chip, e la seconda saldata al piezoelettrico.

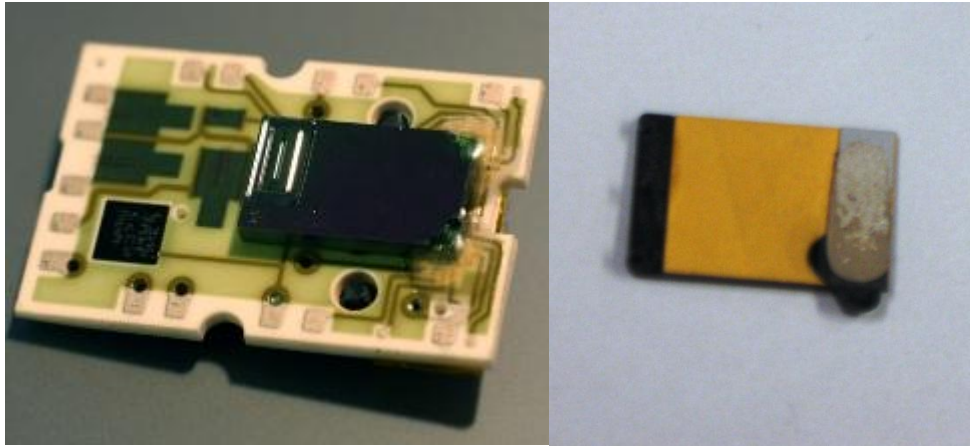


Figura 4.4 L'immagine rappresenta la parte microelettromeccanica della Jewel Pump; a fianco è osservabile l'attuatore di PZT adottato dal MEMS

Ogni deformazione del piezoelettrico si trasduce in una variazione della capacità a lui connessa. In questo modo non si è più limitati dalla massima tensione sostenibile dall'LCR-meter in quanto si potrà ora fornire un voltaggio qualsiasi al PZT senza che questo influisca sulla capacità sulla quale verrà eseguita la misura.

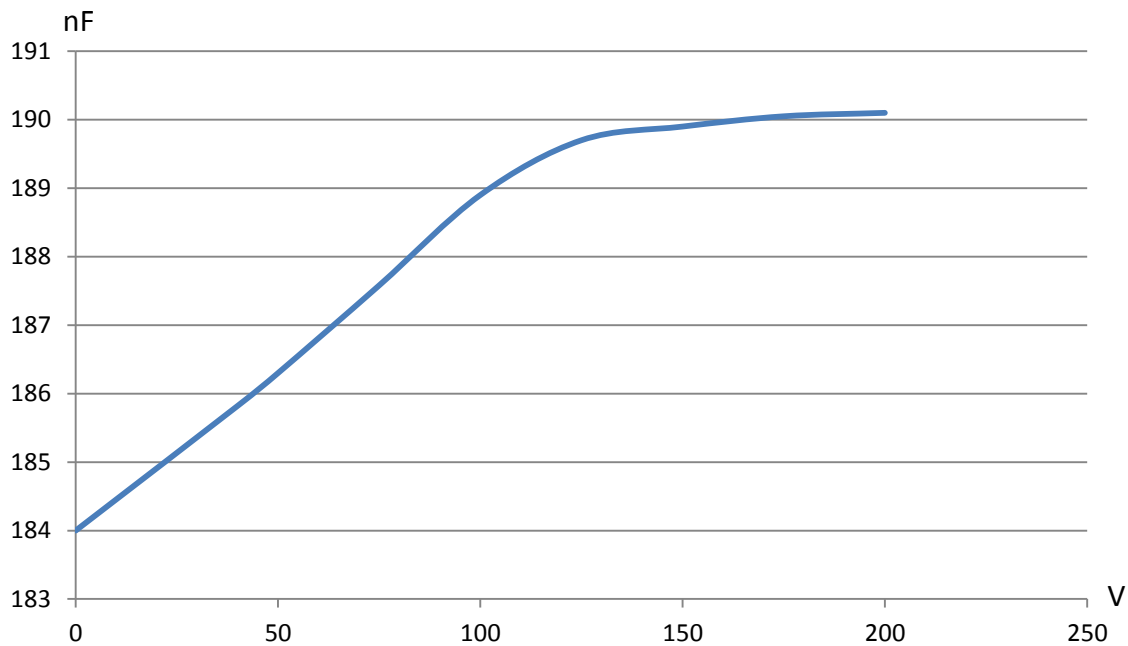


Figura 4.5 Il grafico mostra la variazione di capacità misurata nel dispensatore di insulina; il plateau della curva è dovuto al blocco dell'espansione del piezoelettrico dovuto al contatto con la struttura del MEMS

Dal grafico 4.5 è osservabile che i risultati sono riconducibili alle evidenze sperimentali riscontrate nella mp-5; oltre i 100 V, invece, si nota un cambio repentino di pendenza: tuttavia questo non inficia la bontà del risultato ottenuto. Si può, infatti, ricondurre questo comportamento al semplice fatto che l'attuatore è arrivato a fine corsa e, non riuscendo più ad espandersi, non varia il valore della propria capacità.

È proprio questo il metodo scelto dai progettisti della "Jewel Pump" per assicurare un dosaggio preciso: gli attuatori piezoelettrici vengono deformati fino al contatto con il fondo delle camere di pompaggio, in modo da rendere possibile l'eiezione di tutto il fluido in esse contenuto, raggiungendo valori di precisione inferiori al microlitro. Tuttavia in questo modo si limita notevolmente il flusso di pompaggio.

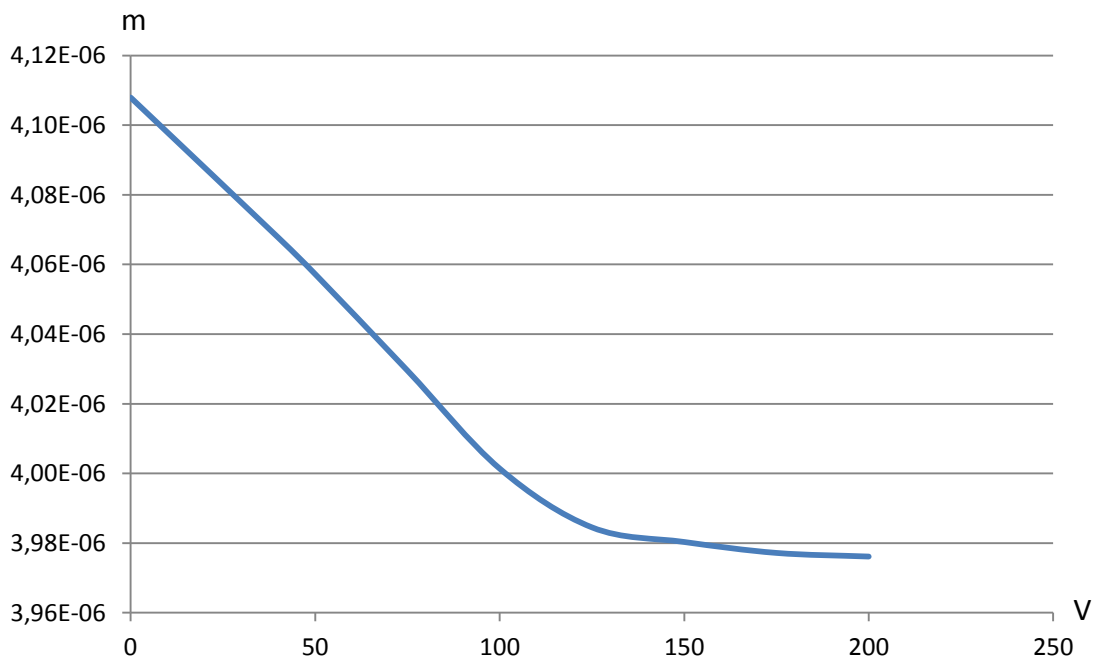


Figura 4.6 Il grafico mostra una stima dei valori di deformazione del piezoelettrico in seguito ai risultati sperimentali mostrati in figura 4.5

Dalle analisi descritte è stato dunque possibile osservare sperimentalmente che esiste effettivamente una dipendenza lineare tra tensione applicata e deformazione indotta al disco di PZT adottato nella mp-5.

4.2 Set-up sperimentale per la caratterizzazione del flusso

Si descriverà ora in quale modo è stata condotta la caratterizzazione fluidica della pompa. L'obiettivo è quello di trovare un sistema per misurare la quantità di fluido spostato per unità di tempo e per ogni ciclo di aspirazione ed eiezione.

Per raggiungere lo scopo è stato necessario modificare leggermente il funzionamento del circuito, descritto nel paragrafo 3.6, inserendo il sistema di controllo osservabile in figura 4.7.

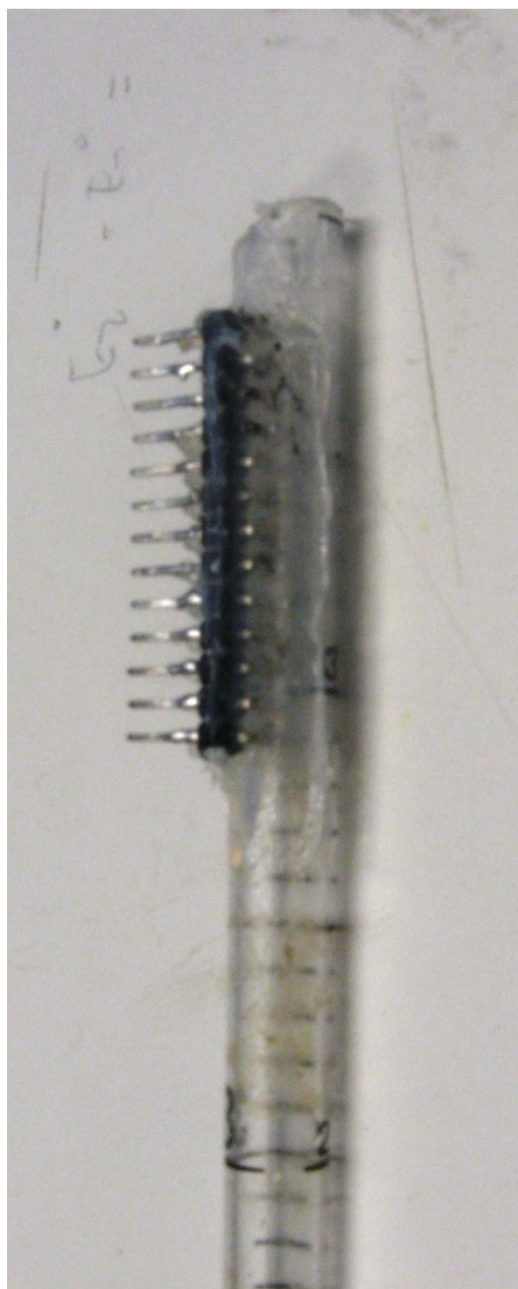


Figura 4.7 L'immagine mostra come si è potuto costruire un sensore per il livello di fluido all'interno di una pipetta da laboratorio; sulla parete della pipetta opposta agli elettrodi sarà fissato un ulteriore contatto che verrà connesso ad una determinata tensione: man mano che il fluido raggiunge gli elettrodi, aumenterà il flusso di corrente che essi riescono a raccogliere



Figura 4.8 La figura mostra il sistema di misura applicato al sistema descritto nel paragrafo 4.4

In figura 4.8 è possibile osservare il set-up della strumentazione con la quale si è caratterizzato il flusso erogabile dalla mp-5 al variare del segnale di controllo e del liquido usato.

Questo semplice strumento è stato ottenuto inserendo in una pipetta graduata un connettore, fissato saldamente con del silicone per evitare ogni possibile perdita di fluido.

Si connette ora ogni elettrodo del connettore (che chiameremo per brevità “pin”) ad un qualsiasi canale dell’ADC dell’STM-32; un contatto metallico sulla parete della pipetta opposta ai pin, verrà invece connesso all’uscita del regolatore lineare a 3.3 V.

L’obiettivo è quello di misurare il tempo che intercorre tra l’istante in cui il fluido raggiunge il primo pin e quello in cui compie una determinata distanza.

A questo proposito si misurerà tramite l’ADC la variazione totale di tensione sui pin. Infatti, man mano che il fluido sale all’interno del condotto verticale, conetterà elettricamente i pin che lambisce con l’elettrodo connesso ai 3.3 V. Più pin sono connessi, più alto risulta essere il valore di tensione riportato al microcontrollore.

Da questo valore è immediato estrarre la resistenza equivalente introdotta dal fluido interposto tra i pin e l’elettrodo caricato a 3.3 V.

È consigliabile inserire tra l’ingresso dell’ADC e la massa dello strumento una resistenza che mantenga nullo il valore di tensione d’ingresso quando i pin sono flottanti. Questa resistenza dovrà avere un valore di almeno un ordine di grandezza inferiore a quella equivalente di ingresso del convertitore analogico digitale (qualche centinaio di k Ω). Tuttavia una resistenza troppo piccola comporterebbe una partizione svantaggiosa per due motivi:

- Una bassa tensione disponibile dalla quale acquisire l’informazione
- Un elevato valore di tensione sviluppato ai capi del fluido

Per quest'ultimo motivo risulta opportuno compiere una scelta oculata sul tipo di liquido da impiegare. Infatti utilizzando la semplice acqua delle condutture domestiche, si otterrebbero misure di tensione molto rumorose, causate da processi elettrolitici e movimenti ionici nel fluido.

Si è osservato che un fluido con proprietà particolarmente conduttive, offre misure più precise: si farà pertanto uso una soluzione di nitrato di potassio (KNO_3).

Anche il materiale di cui sono costituiti gli elettrodi è rilevante: usando dell'acciaio inossidabile si evitano reazioni di ossidazione che ridurrebbero le proprietà conduttive del metallo e renderebbero la misura più vulnerabile ad errori.

La soluzione di nitrato di potassio fornisce dei valori di resistenza equivalente all'ADC dell'ordine di 50 k Ω . Si dimensionerà pertanto con questo valore la resistenza inserita ottenendo una tensione in ingresso media al microcontrollore di circa 1.5 V.

È necessario modificare il codice per permettere all'ADC di controllare due canali di acquisizione.

```
if (resist>25)

    {

        resist=0;

        ADC_RegularChannelConfig(ADC1, 9, 1, ADC_SampleTime_13Cycles5);

        if(Buffer_Ready==1)

            {

                STM32_ADC_enableSamplingDMAMode(&ADC_Buffer2[0],256,

                &My_App_ADC_cb);

                Buffer_Ready=2;
```

```

        ADC_Mean_Value = ADC_DMA_Averaging(&ADC_Buffer1[0], 256);

    }

    else

    {

        STM32_ADC_enableSamplingDMAMode(&ADC_Buffer1[0],          256,
&My_App_ADC_cb);

        Buffer_Ready=1;

        ADC_Mean_Value = ADC_DMA_Averaging(&ADC_Buffer2[0], 256);

    }

}

else

{

    ADC_RegularChannelConfig(ADC1, 11, 1, ADC_SampleTime_13Cycles5);

    resist++;

}

```

Si può notare dal codice sopra riportato, che viene creato un contatore “resist” incrementato di una unità ogni 25 iterazioni. Inoltre il valore di tensione è estratto da una media calcolata su 256 campioni, in modo da avere una misura precisa e stabile.

Lo switch sul secondo canale è stato volutamente implementato sufficientemente lento da non perturbare il controllo sul boost; tuttavia le variazioni del livello del fluido sono abbastanza lente

da renderlo affidabile.

Il firmware calcola quindi il valore di resistenza e lo restituisce nel seguente modo:

```
if (resist==1)
{
    res_val=((65536- ADC_Mean_Value)/(ADC_Mean_Value/50000))/1000;

    sprintf(Data_ASCII," %5d ",res_val);

    isr_evt_set(PRINT_START,Task2);

    n_pin=int* (n_pin+ (res_val)-50);
}
```

Ora si ha a disposizione nel buffer dell'USB il valore di resistenza ricavato.

Il sistema risulta quantizzato: ogni pin che la colonna d'acqua raggiunge salendo contribuisce nella diminuzione della resistenza misurata. Questo sistema è quindi utile nell'eliminazione del rumore introdotto dall'elettrochimica del fluido: infatti nel circuito di controllo basterà contare il numero di variazioni di resistenza maggiori di un valore di soglia (corrispondente alla massima variazione spuria riscontrata di circa 200 Ω per il set up implementato) per sapere a che livello è arrivato il fluido. In questo caso la variabile n_pin verrà incrementata di un'unità nel momento in cui il sensore rivela una variazione di resistenza maggiore di un k Ω .

Si osservi che, come in un qualsiasi sistema digitale, più gli elettrodi del connettore sono vicini, più si guadagna in risoluzione, abbattendo però il rapporto segnale rumore (il rumore è dovuto a strati di fluido che rimangono adesi alla parete o vincolati agli elettrodi, creando un cammino conduttivo tra i pin).

Si potrebbe ovviare il problema del rumore leggendo il valore di ogni elettrodo con un diverso

GPIO, impostato come pin di input analogico, del microcontrollore; questa soluzione però impiegherebbe troppe risorse del microcontrollore. Infatti se si volessero controllare 10 elettrodi sarebbero necessari 10 GPIO, cioè 10 pin sui 64 disponibili.

La soluzione adottata (quella cioè di connettere tutti i pin al medesimo canale d'acquisizione) risulta dunque la più conveniente; conoscendo quindi la distanza tra un pin e l'altro, il diametro della pipetta e misurando il tempo impiegato affinché il fluido ricopra un dato numero di pin, è stato possibile realizzare un misuratore di flusso.

Il misuratore è in grado di fornire una stima del flusso di un qualsiasi fluido; infatti il liquido conduttore verrà inserito esclusivamente in una regione della pipetta che interessi solamente la zona necessaria per la misura. Questa parte verrà poi separata dal fluido, che scorre nelle pompe, da un sostanza non miscibile con le altre due, come per esempio uno strato di olio; se la pipetta ha un diametro sufficientemente ridotto, le forze di coesione impediranno all'olio, più leggero del liquido conduttore, di risalire in superficie, creando una sorta di divisorio tra i liquidi.

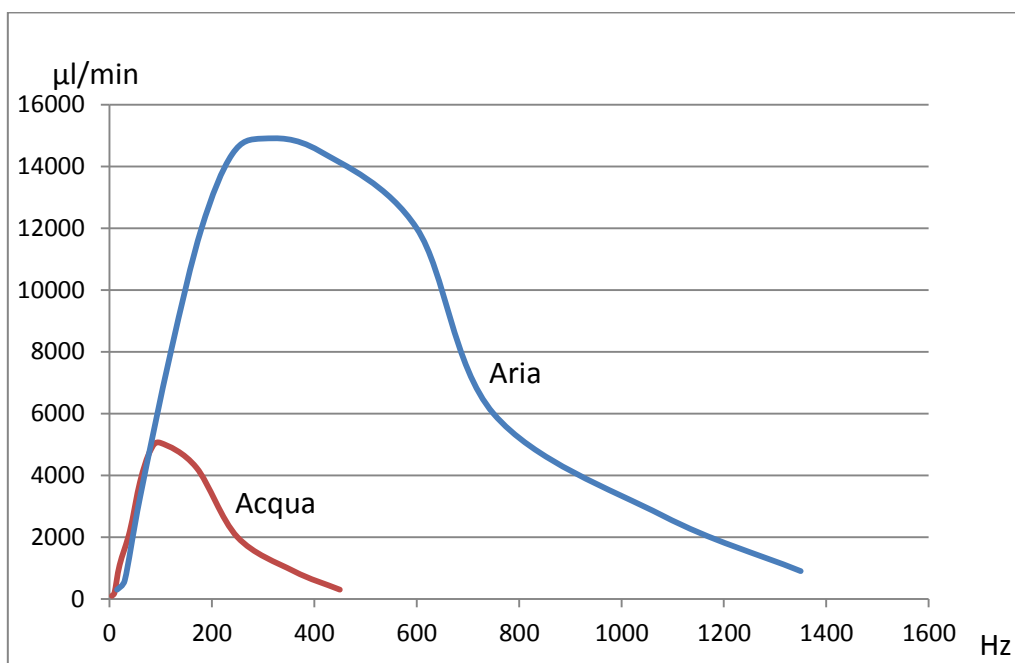


Figura 4.9 L'immagine mostra i valori di flusso misurati per aria e per acqua variando la frequenza dell'onda quadra di controllo a 250 V di picco; l'aria ha un flusso massimo di 15 ml/min a circa 300 Hz mentre l'acqua di 5 ml/min a circa 100 Hz

Il grafico di figura 4.9 è stato ottenuto iniettando aria e poi acqua nella pompa collegata al misuratore di flusso; la pompa è stata controllata con un segnale a 250 V ad onda quadra. Si può notare come il flusso cresca fino alla frequenza di risonanza del sistema (che corrisponde a circa 300 Hz per l'aria e 100 Hz per l'acqua) e come poi si abbatta per frequenze superiori. Com'è intuibile, il polo meccanico del sistema sarà quindi inversamente proporzionale alla densità del fluido da pompare; la conferma di questa affermazione è osservabile in figura 4.10 nella quale sono state messe a confronto acqua e olio di paraffina.

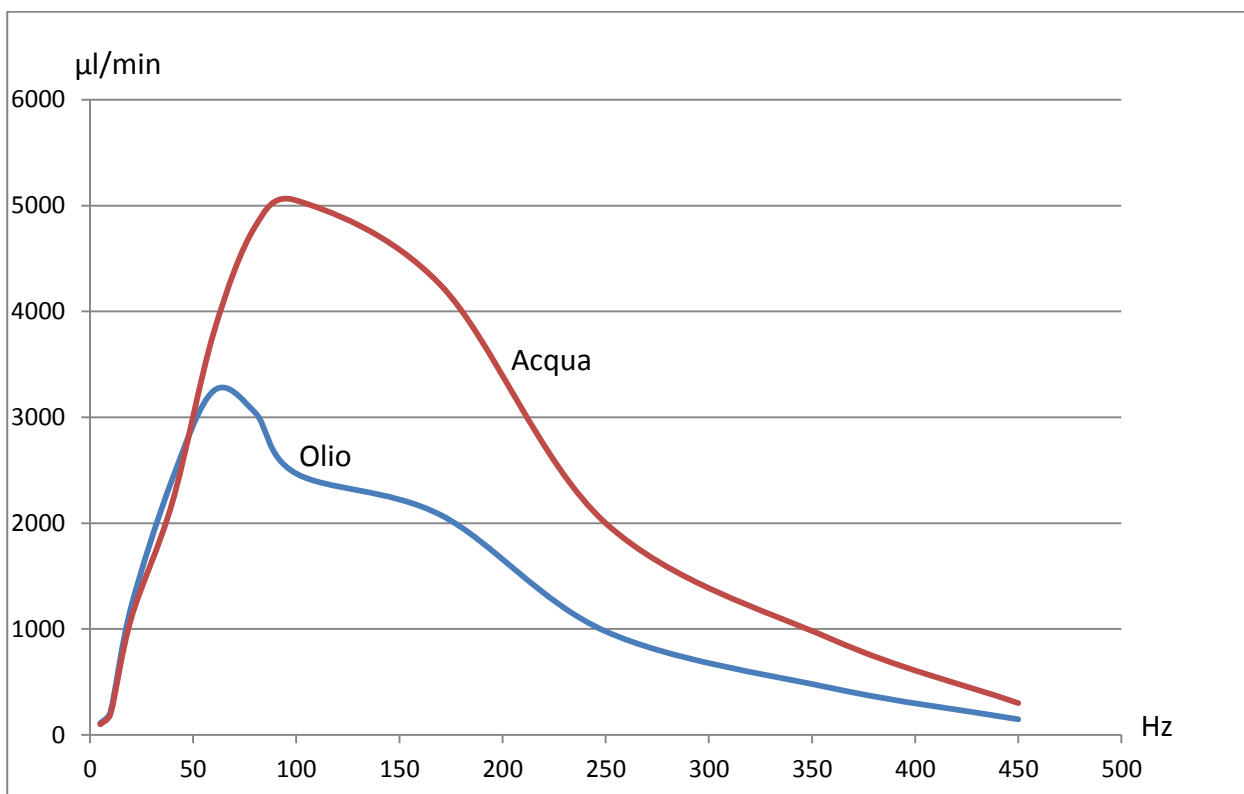


Figura 4.10 In questo grafico vengono messe a confronto le misurazioni sulla portata ottenuta pompando acqua e olio di paraffina nelle condizioni specificate in figura 4.9; per la paraffina si ha un valore di portata massimo poco più elevato di 3 ml/min ad una frequenza di circa 65 Hz

Da questi risultati è inoltre possibile stimare un volume massimo di fluido eiettato ad ogni ciclo della pompa. Nel caso in cui si svolgano misure con acqua, si nota una linearità nel flusso

sviluppato dalla pompa, rispetto alla frequenza, solo per valori inferiori ai 40 Hz.

Per frequenze minori di 40 Hz si ottengono quindi circa 0,6 μl eiettati ad ogni ciclo di aspirazione e mandata.

4.3 Prevalenza della pompa

Un parametro fondamentale che caratterizza una pompa è la prevalenza.

Un sistema fluidico è infatti influenzato dal dislivello che il fluido deve superare dal bacino di pescaggio a quello di raccolta. La prevalenza, indicata solitamente con H , corrisponde al dislivello massimo di sollevamento che una pompa può complessivamente permettere di superare ad un fluido:

$$h_1 + \frac{P_1}{\gamma} + \frac{V_1^2}{2g} + H = h_2 + \frac{P_2}{\gamma} + \frac{V_2^2}{2g} + \sum y \quad [4.2]$$

Dove:

- h rappresenta l'altezza del pelo dell'acqua
- P rappresenta la pressione
- V rappresenta la velocità
- y rappresenta le perdite di carico

La prevalenza comprende il dislivello tra la pompa ed il bacino di prelievo, se posto ad un livello inferiore, ed il dislivello esistente tra la pompa ed il bacino di arrivo, che si presume posto ad una quota superiore.

Il percorso delle condutture non ha alcuna influenza sul dislivello raggiungibile, che dipende esclusivamente dalla differenza di quota piezometrica tra il pelo libero di aspirazione e quello di scarico. Potrebbero invece essere non trascurabili le perdite di carico.

Si è utilizzato il misuratore di flusso per raccogliere i valori calcolati ponendo la pipetta ad altezze differenti rispetto alla pompa, connessa mediante l'impiego di un tubo di diametro sufficientemente grande (circa un millimetro) per rendere trascurabili le perdite di carico. In questo caso si nota che il fluido interrompe la sua salita ad un'altezza di circa 80 cm.

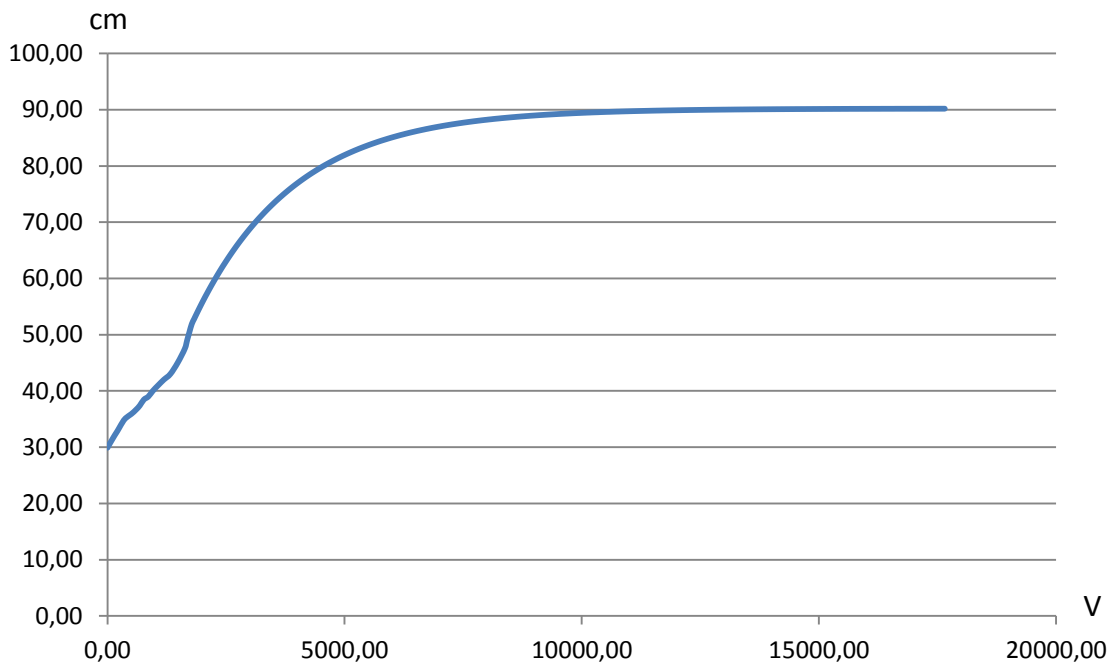


Figura 4.11 Il grafico riporta i valori di altezza della colonna di fluido misurati nel tempo

Se si ripetesse lo stesso esperimento forzando il fluido a circolare all'interno del sistema descritto nel paragrafo 2.11, si otterrebbero i valori rappresentati nel grafico 4.12.

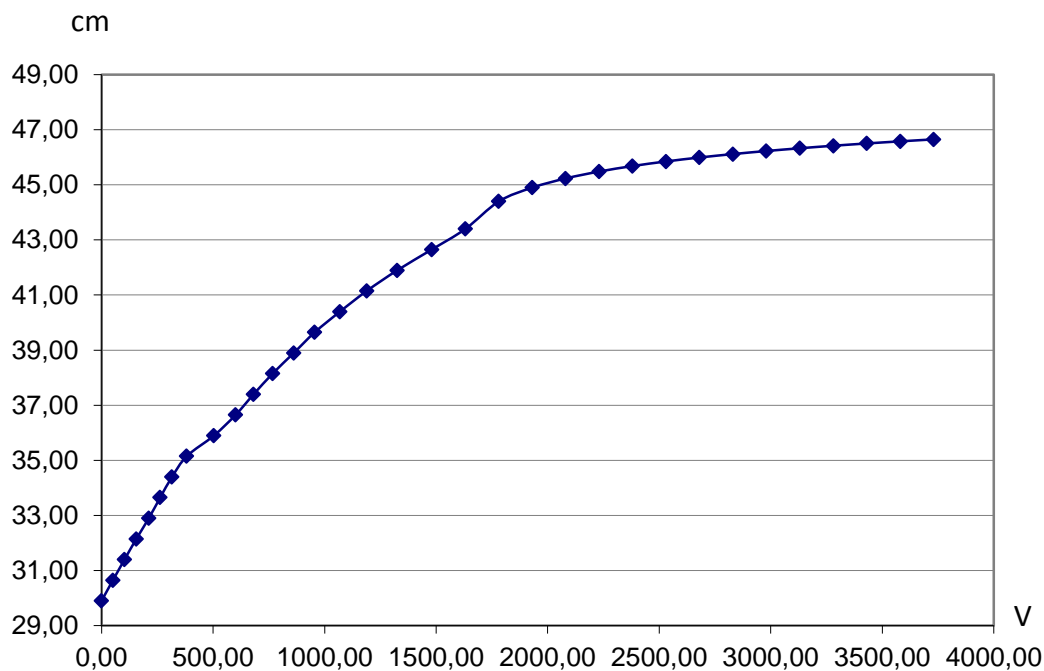


Figura 4.12 Si è ripetuta l'esperienza descritta dal grafico 4.11, ma facendo scorrere il fluido in un circuito microfluidico: il flusso si arresta ad altezze inferiori

Come è possibile osservare dai risultati sperimentali ottenuti pilotando la pompa nel punto di massima resa (onda quadra a 250 V e a 100 Hz di frequenza) si ricava una prevalenza di circa 50 cm. È da evidenziare che il flusso calcolato al di sotto dei 30 cm risulta pressoché costante.

Conoscendo la massima pressione imprimibile dalla pompa, che equivale a circa 200 mbar, alla quale corrisponde una prevalenza di circa due metri, si deduce che il limite imposto è causato dalla scarsa tenuta delle valvole.

4.4 Sistema a doppia pompa piezoelettrica

In questo paragrafo verrà descritto come è stato possibile realizzare e coordinare un sistema fluidico con l'elettronica descritta nel paragrafo 4.3 al fine di ottenere le funzionalità di una pipetta da laboratorio automatizzata.

Il circuito microfluidico adottato è quello in figura 4.13.

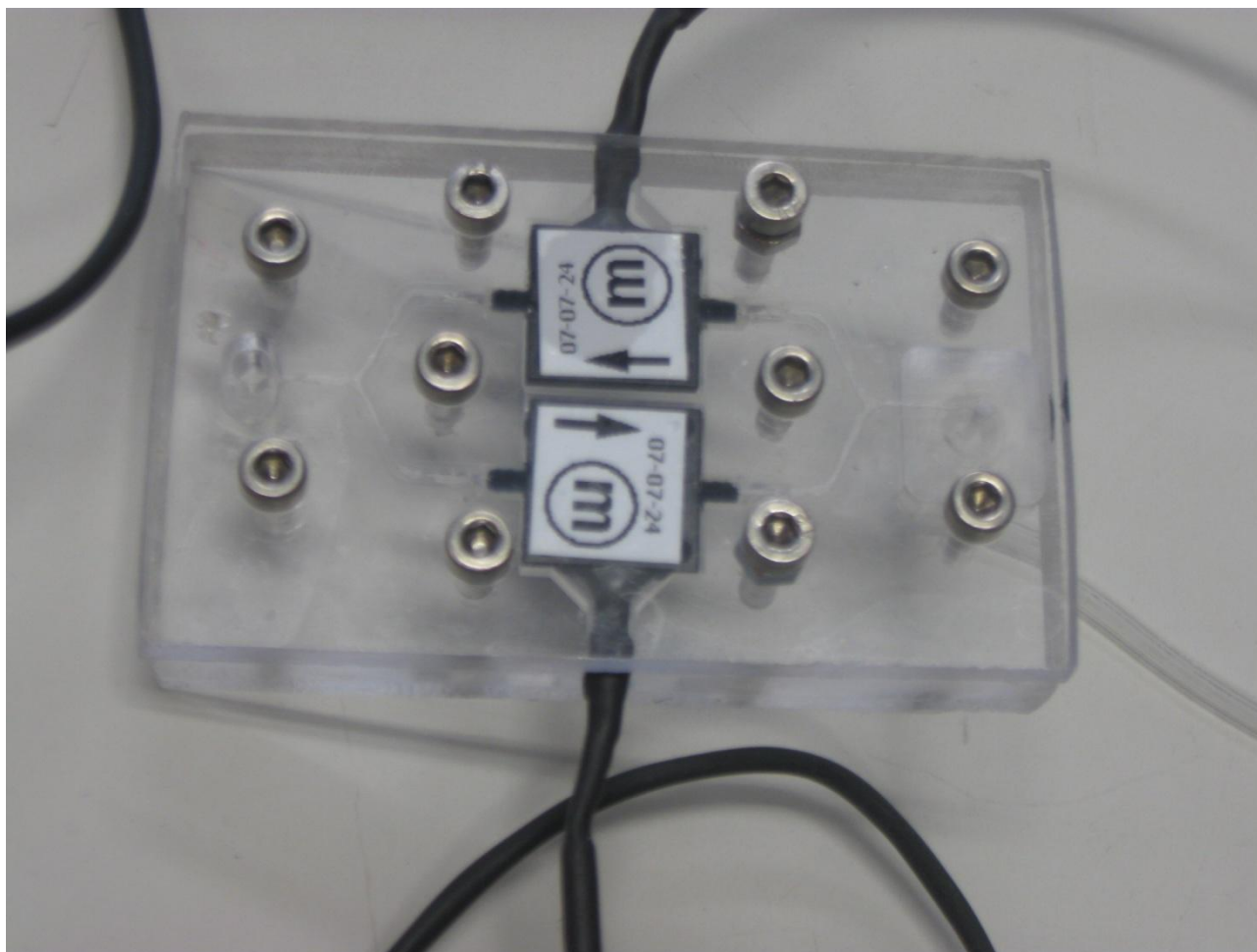


Figura 4.13 L'immagine mostra il circuito costruito per riprodurre il funzionamento di una pipetta da laboratorio

Esso consiste in due pompe, orientate in versi differenti, ed una rete di canali che le connette. Questo circuito, caratterizzato dalle dimensioni e dai materiali descritti al paragrafo 2.11, è schematizzabile in questo modo:

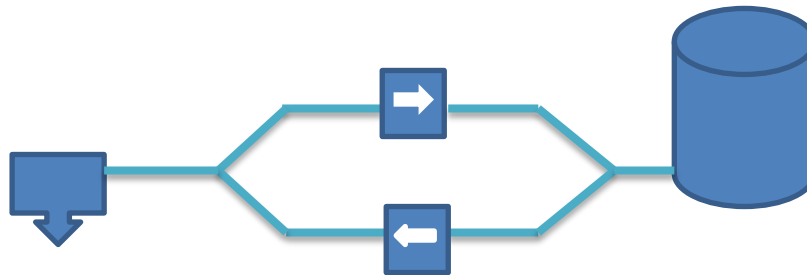


Figura 4.14 In figura viene mostrato il funzionamento del circuito: le due pompe opportunamente coordinate dapprima aspireranno il fluido dal beccuccio, della quantità voluta, e poi lo espelleranno a dosi preimpostate

In questo sistema sarà necessario gestire e coordinare il funzionamento di due circuiti di controllo, ognuno dei quali associato ad un attuatore.

Si dovranno pertanto apportare delle modifiche al firmware.

Per prima cosa verrà creata nella callback (si veda paragrafo 3.7) un codice che fissi i valori di tensione da fornire alla seconda pompa replicando esattamente il codice valido per la prima; verrà creato pertanto un contatore `cont2` tramite il quale scandire i valori associati a `VOLT_VERO2` da comunicare al task dell'ADC.

```
cont2=cont2+FREQUENZA2;
```

```
if ((cont2>D_C_up2)&&(VOLT2>10))
```

```
{
```

```
GPIO_InitStructure.GPIO_Pin = GPIO_Pin_9;
```

```
GPIO_InitStructure.GPIO_Speed = GPIO_Speed_50MHz;
```

```

        GPIO_InitStructure.GPIO_Mode = GPIO_Mode_Out_PP;

        GPIO_Init(GPIOA, &GPIO_InitStructure);

        GPIO_WriteBit(GPIOA,GPIO_Pin_9 ,Bit_RESET);

    }

    if ((cont2>D_C_up2)&&(SALTO2<(VOLT2+1)))    VOLT_VERO2=((VOLT2-SALTO2)*(cont2-D_C_up2))/(500-
D_C_up2))+SALTO2;

    if ((cont2>D_C_up2)&&(SALTO2>VOLT2))    VOLT_VERO2=SALTO2-((SALTO2-VOLT2)*(cont2-D_C_up2))/(500-
D_C_up2);

if ((cont2>1000)&&(VOLT2>10))

    {

        cont2=0;

        VOLT_VERO2=SALTO2;

    }

}

else

{

    if ((cont2>500))

    {

        cont2=0;
    }
}

```

```

VOLT_VERO2=SALTO2;

GPIO_InitStructure.GPIO_Pin = GPIO_Pin_9;

GPIO_InitStructure.GPIO_Speed = GPIO_Speed_50MHz;

GPIO_InitStructure.GPIO_Mode = GPIO_Mode_Out_PP;

GPIO_Init(GPIOA, &GPIO_InitStructure);

GPIO_WriteBit(GPIOA,GPIO_Pin_9,Bit_SET);

    }

}

}

```

Poi si procederà modificando il codice nel task associato all'ADC nel seguente modo, allo scopo di poter gestire contemporaneamente le due pompe impiegate. Si agirà analogamente al procedimento descritto nel paragrafo 4.2, per fare in modo che l'ADC acquisisca valori da più canali.

```

if (resist>25)

{

    resist=0;

    ADC_RegularChannelConfig(ADC1, 9, 1, ADC_SampleTime_13Cycles5);

    if(Buffer_Ready==1)

    {

        STM32_ADC_enableSamplingDMAMode(&ADC_Buffer2[0], 256, &My_App_ADC_cb);

        Buffer_Ready=2;
    }
}

```

```

        ADC_Mean_Value = ADC_DMA_Averaging(&ADC_Buffer1[0], 256);
    }
else
{
    STM32_ADC_enableSamplingDMAMode(&ADC_Buffer1[0], 256, &My_App_ADC_cb);

    Buffer_Ready=1;

    ADC_Mean_Value = ADC_DMA_Averaging(&ADC_Buffer2[0], 256);
}
}
else
{
    if (enable==0) ADC_RegularChannelConfig(ADC1, 11, 1, ADC_SampleTime_13Cycles5);
    else ADC_RegularChannelConfig(ADC1, 10, 1, ADC_SampleTime_13Cycles5);

    resist++;

    if(Buffer_Ready==1)
    {
        STM32_ADC_enableSamplingDMAMode(&ADC_Buffer2[0], SAMPLE_TO_SUM, &My_App_ADC_cb);

        Buffer_Ready=2;

        ADC_Mean_Value = ADC_DMA_Averaging(&ADC_Buffer1[0], SAMPLE_TO_SUM);
    }
else
{
    STM32_ADC_enableSamplingDMAMode(&ADC_Buffer1[0], SAMPLE_TO_SUM, &My_App_ADC_cb);

```

```

    Buffer_Ready=1;

    ADC_Mean_Value = ADC_DMA_Averaging(&ADC_Buffer2[0], SAMPLE_TO_SUM);

}

}

```

L'elemento "enable" inserito nel codice, è sostanzialmente una variabile booleana che commuta ad ogni ciclo, e che seleziona il canale dal quale l'ADC dovrà acquisire il valore. Ne risulta che le acquisizioni del microcontrollore si alterneranno su due canali differenti.

Il tubo contenente il misuratore è posto ad un capo del circuito; l'altro estremo invece viene connesso ad un beccuccio dal quale verrà aspirato il fluido, come osservabile in figura 2.29.

Per il funzionamento dello strumento verrà sfruttato il misuratore di flusso.

Inizialmente il livello della soluzione di nitrato di potassio verrà portata a livello del primo pin.

L'utente controllerà l'aspirazione e l'eiezione del fluido tramite l'impiego dell'interfaccia creata con Visual Studio, la quale permette anche la completa caratterizzazione dell'onda a dente di sega generata, come in figura 4.16 e 4.17.

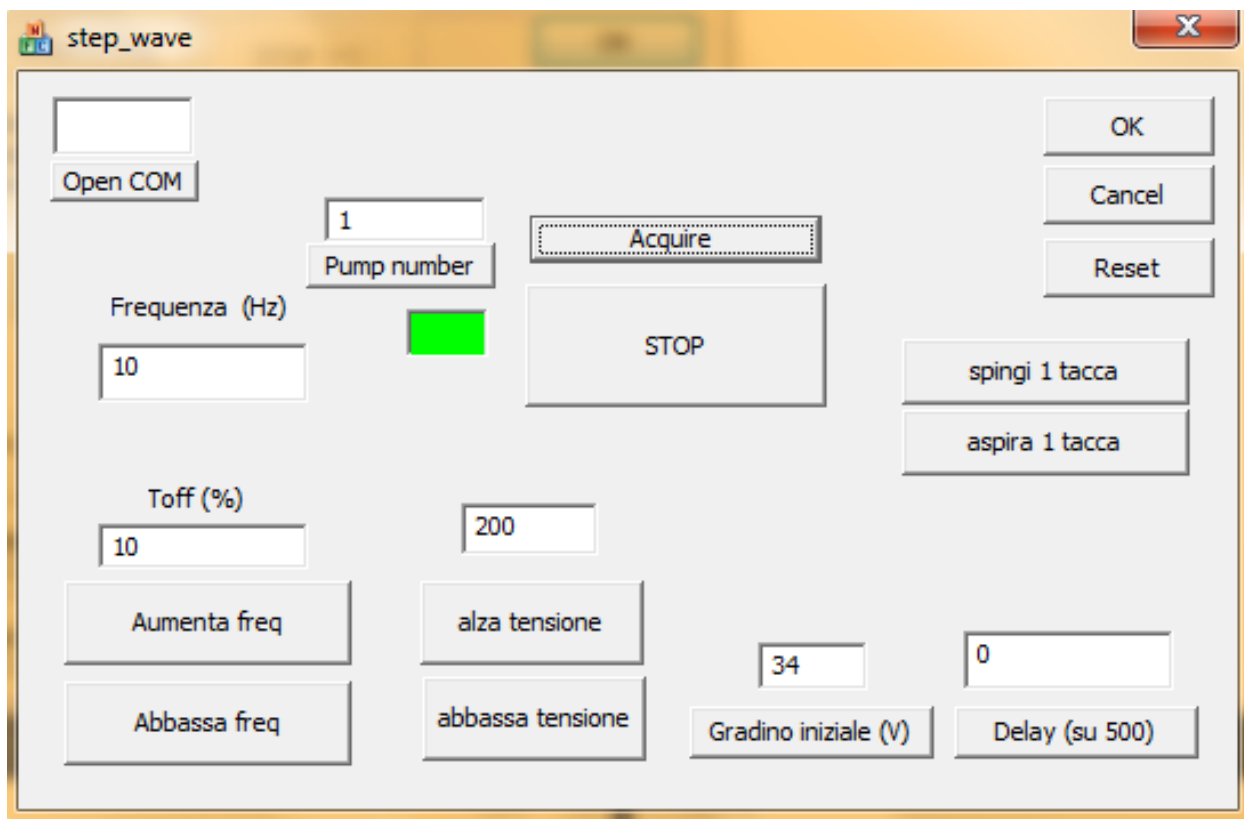


Figura 4.15 L'immagine rappresenta l'interfaccia grafica per comandare la pipetta piezoelettrica

Ogni volta che verrà selezionato uno dei due appositi pulsanti, il microcontrollore azionerà una delle due pompe in modo da aspirare o eiettare il fluido necessario per portare il livello di liquido nel misuratore di flusso all'altezza desiderata. Sarà a questo scopo inserito un controllo in feedback col misuratore di flusso in modo da bloccare il funzionamento della pompa una volta raggiunto il livello desiderato.

Nel firmware viene creata dapprima la variabile `res_to_reach` che rappresenta il valore di resistenza da raggiungere e che viene inizializzata col valore pari al numero di elettrodi che l'utente desidera che il fluido ricopra.

Nella callback, vengono modificati i parametri dei controlli condizionali nel seguente modo.

```
cont2=cont2+FREQUENZA2;
```

```
if ((cont2>D_C_up2)&&(VOLT2>10)&&(res_val< res_to_reach))
```

```
{
```

```
    GPIO_InitStructure.GPIO_Pin = GPIO_Pin_9;
```

```
    GPIO_InitStructure.GPIO_Speed = GPIO_Speed_50MHz;
```

```
    GPIO_InitStructure.GPIO_Mode = GPIO_Mode_Out_PP;
```

```
    GPIO_Init(GPIOA, &GPIO_InitStructure);
```

```
    GPIO_WriteBit(GPIOA,GPIO_Pin_9 ,Bit_RESET);
```

```
}
```

```
if ((cont2>D_C_up2)&&(SALTO2<(VOLT2+1))&&(res_val< res_to_reach)) VOLT_VERO2=(((VOLT2-  
SALTO2)*(cont2-D_C_up2))/(500-D_C_up2))+SALTO2;
```

```
if ((cont2>D_C_up2)&&(SALTO2>VOLT2)&&(res_val<res_to_reach)) VOLT_VERO2=SALTO2-((SALTO2-  
VOLT2)*(cont2-D_C_up2))/(500-D_C_up2);
```

```
else
```

```
{
```

```
    if ((cont2>500))
```

```
    {
```

```
        cont2=0;
```



```

VOLT_VERO2=SALTO2;

GPIO_InitStructure.GPIO_Pin = GPIO_Pin_9;

GPIO_InitStructure.GPIO_Speed = GPIO_Speed_50MHz;

GPIO_InitStructure.GPIO_Mode = GPIO_Mode_Out_PP;

GPIO_Init(GPIOA, &GPIO_InitStructure);

GPIO_WriteBit(GPIOA,GPIO_Pin_9 ,Bit_SET);

    }

}
    
```

Si è preso come esempio il codice di controllo della pompa impiegata per l'operazione di mandata; essa verrà azionata dunque nel caso in cui $res_val < res_to_reach$, ovvero quando la resistenza valutata dall'ADC è minore di quella da raggiungere: aspirando del fluido, verrà decrementato il livello di liquido conduttore presente nella pipetta fino a quando non si acquisisce un valore di res_val superiore a res_to_reach .

Inoltre memorizzando il valore esatto del livello raggiunto e azionando una o l'altra pompa, si è in grado di compensare eventuali perdite e di mantenere costante l'altezza a cui è arrivato il fluido.

Le forme d'onda impiegate per l'attuazione delle pompe sono quelle descritte nel paragrafo 3.6 ed osservabili in figura 4.16 e 4.17.

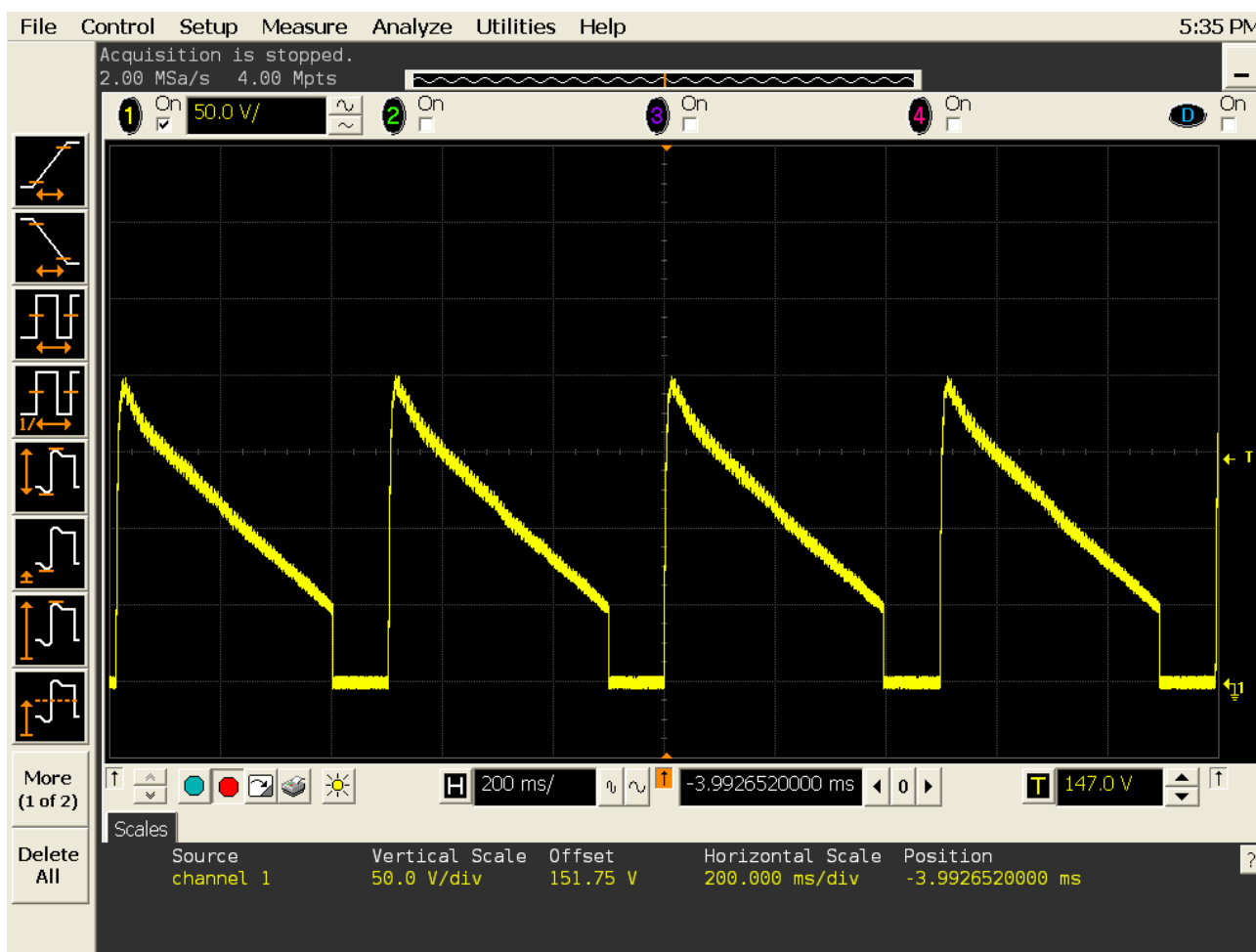


Figura 4.16 L'immagine mostra l'onda creata per comandare la pompa in aspirazione. Il picco dell'onda corrisponde sempre al punto di massima compressione.

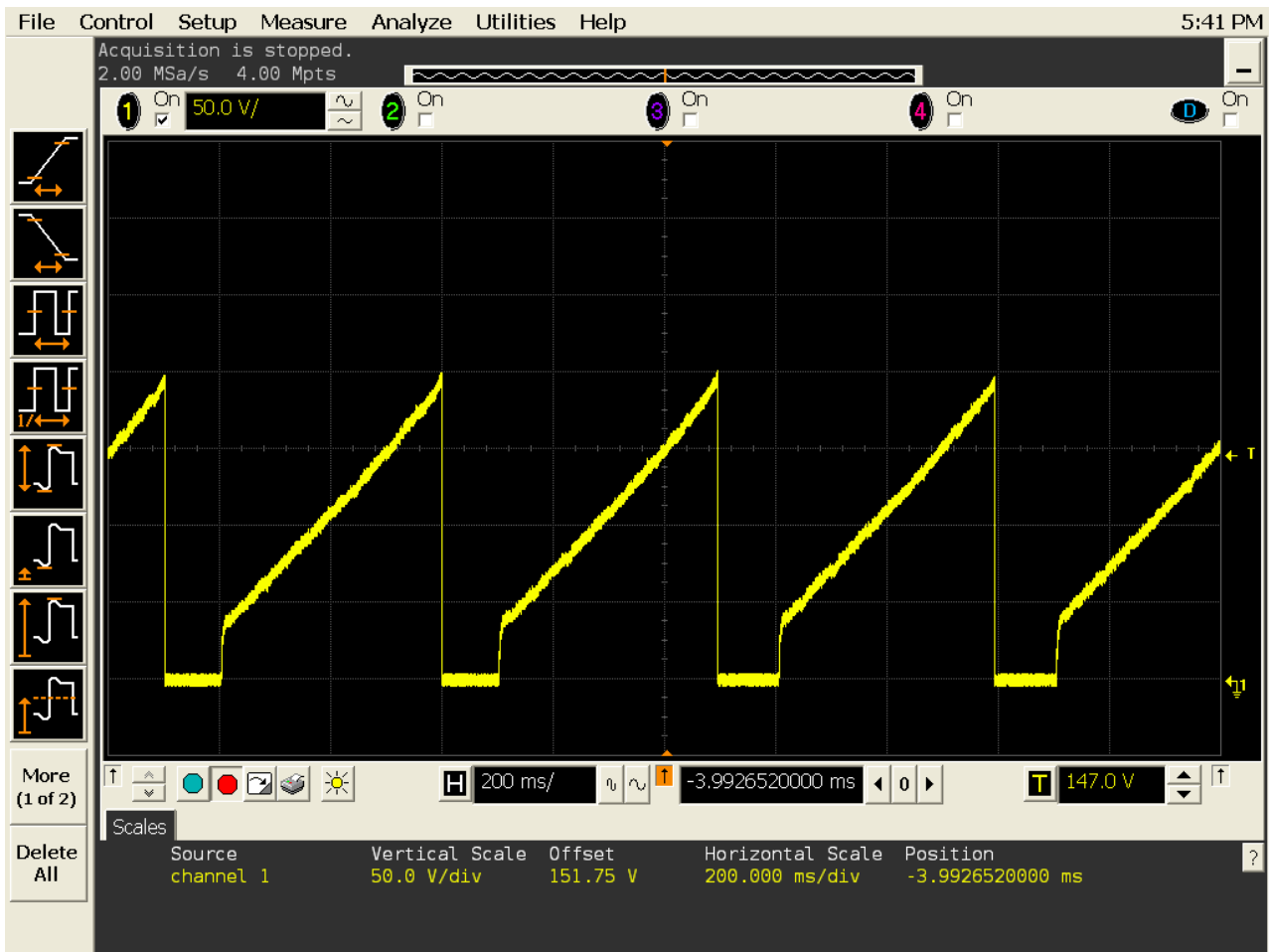


Figura 4.17 L'immagine mostra l'onda realizzata per comandare la pompa in mandata.

Sempre allo scopo di controllare in maniera più efficace il flusso, si applicherà il dente di sega di figura 4.16 per spingere il fluido mentre il suo segnale inverso (figura 4.17) per aspirarlo, per i motivi illustrati nel paragrafo 3.1.

Questo tipo di onda fornisce un ulteriore miglioramento sulla precisione di questa applicazione. Infatti impiegando per il funzionamento frequenze di qualche Hertz, si ottengono fronti di salita poco inclinati; quando il livello della soluzione di nitrato di potassio raggiunge il punto fissato all'interno del misuratore di flusso, l'onda può essere interrotta anche a metà della salita, ottenendo una risoluzione, della quantità di fluido spostato, maggiore (il sistema così costruito è in grado di raggiungere una precisione della decina di μl). Questo risultato non è invece ottenibile

utilizzando un'onda quadra, che quantizzerebbe eccessivamente il flusso.

È importante sottolineare che i materiali piezoelettrici hanno un verso di polarizzazione; quindi fornendo sempre tensioni positive, si dovrà prestare attenzione al verso con cui queste vengono applicate: infatti una polarizzazione diretta produce un allungamento del materiale, una polarizzazione inversa genera una compressione. Quindi applicando lo stesso valore di tensione positivo, in un caso il fluido viene aspirato mentre nell'altro eiettato.

Di fondamentale importanza sono i risultati ottenuti osservando il processo di priming dello strumento. Infatti i fenomeni di pinning (descritti nel paragrafo 2.1), dovuti alle irregolarità delle pareti dei condotti lavorati con la fresa CNC, hanno creato qualche problema.

È stato possibile notare che usando onde quadre a 100 Hz (ovvero operando al massimo del flusso erogabile dalla pompa), si ottengono notevoli miglioramenti, a discapito della precisione dello strumento, la quale tuttavia risulta irrilevante in questa prima parte del processo.

4.5 Sistema per Dielettroforesi

La dielettroforesi (oppure DEP, dall'inglese "dielectrophoresis") è un fenomeno per il quale una forza viene esercitata su di una particella dielettrica quando è soggetta ad un campo elettrico non uniforme. Questa forza non richiede che la particella sia elettricamente carica. Tutte le particelle esibiscono un'attività di tipo dielettroforetica in presenza di campi elettrici. Tuttavia, l'intensità della forza dipende molto dalle sue proprietà dielettriche e del mezzo, dalla forma della particella, dalla sua dimensione, e dalla frequenza del campo elettrico. Conseguentemente, campi con particolare frequenza oscillante possono manipolare le particelle con una buona selettività. Questo ha reso possibile ad esempio la separazione di cellule o l'orientazione e manipolazione di particelle nanometriche e nanofili.

Le prime pubblicazioni sulla dielettroforesi risalgono agli anni 1950, da Herbert Pohl. Successivamente l'interesse sulla dielettroforesi è rinato a causa del suo potenziale utilizzo nella manipolazione di microparticelle, nanoparticelle e cellule. Pohl definì nel suo libro la

dielettroforesi come "il moto naturale di materia neutra causato da effetti di polarizzazione in un campo elettrico non uniforme".

I principali fenomeni della dielettroforesi sono i seguenti:

- La forza dielettroforetica può essere osservata solo quando delle particelle sono sotto l'effetto di campi elettrici non uniformi.
- Visto che la forza dielettroforetica non dipende dalla polarità del campo elettrico, il fenomeno può essere osservato sia in condizioni di eccitazione continua (DC) che alternata (AC).
- Le particelle sono attratte verso regioni di maggior intensità del campo elettrico quando la loro permittività elettrica eccede quella del mezzo di sospensione
- Quando la permittività elettrica del mezzo è maggiore di quello delle particelle, il moto di quest'ultime è diretto verso le regioni a minore intensità di campo elettrico.
- La dielettroforesi viene osservata principalmente per particelle con un valore di diametro compreso da 1 μm a 1 mm. Oltre questa dimensione la forza di gravità sovrasta l'effetto della dielettroforesi; al di sotto di 1 μm predomina il moto browniano.

Altri fenomeni associati alla dielettroforesi sono l'elettrotrotazione e la dielettroforesi ad onda viaggiante (TWDEP). Inoltre la sua intensità può essere accentuata usando frequenze multiple sovrapposte, in quella che è nota come dielettroforesi a frequenza multipla (MFDEP).

L'AST (Advanced System Technologies), un settore di ricerca di ST-Microelectronics, si sta da tempo interessando ai potenziali utilizzi che potrebbe avere questa scoperta non ancora sfruttata adeguatamente.

Infatti, nei laboratori di ST-Microelectronics, sono stati svolti diversi esperimenti sulla dielettroforesi con lo scopo di studiare le forze sviluppate su isole pancreatiche variando la frequenza del segnale sinusoidale fornito agli elettrodi. Si è osservato che per frequenze inferiori al MHz si otteneva un comportamento repulsivo dell'elettrodo nei confronti delle cellule, al di

sopra di quella frequenza, invece, un comportamento attrattivo.

A differenza dell'applicazione discussa nel paragrafo 4.4, la dielettroforesi necessita di una minor precisione nel controllo della portata, richiede flussi molto inferiori ma che presentano una continuità di gran lunga maggiore. Gli elementi intrappolati dal campo elettrico, infatti, potrebbero essere facilmente strappati da un andamento discontinuo del flusso.

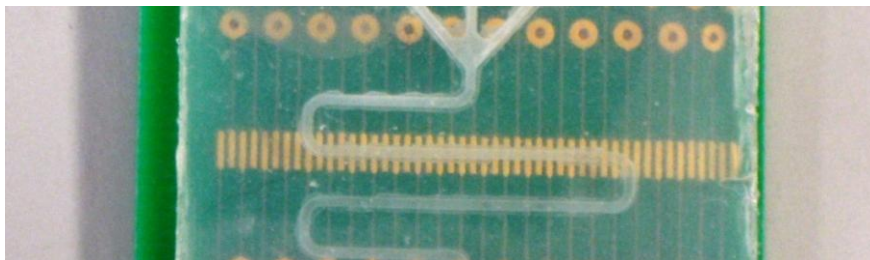


Figura 4.18 La figura mostra il circuito fluidico per la dielettroforesi costruito; il microcanale passa sopra gli elettrodi dove avviene applicato il campo elettrico che verifica il fenomeno descritto

L'obiettivo sarà dunque ottenere un flusso molto lento (dell'ordine di $1 \mu\text{l}/\text{min}$) e il più regolare possibile.

Fino ad oggi l'attuatore prevalentemente utilizzato, è la syringe pump, come quella mostrata in figura 4.19. Questi attuatori offrono la possibilità di sviluppare flussi molto bassi, costanti e precisi.

Tuttavia sono strumenti molto costosi, ingombranti, necessitano per il corretto funzionamento volumi di fluido (e quindi di reagenti o di campioni) grandi (rispetto alle micropompe a piezoelettrico) e offrono l'inconveniente di avere un priming molto più complesso da automatizzare.

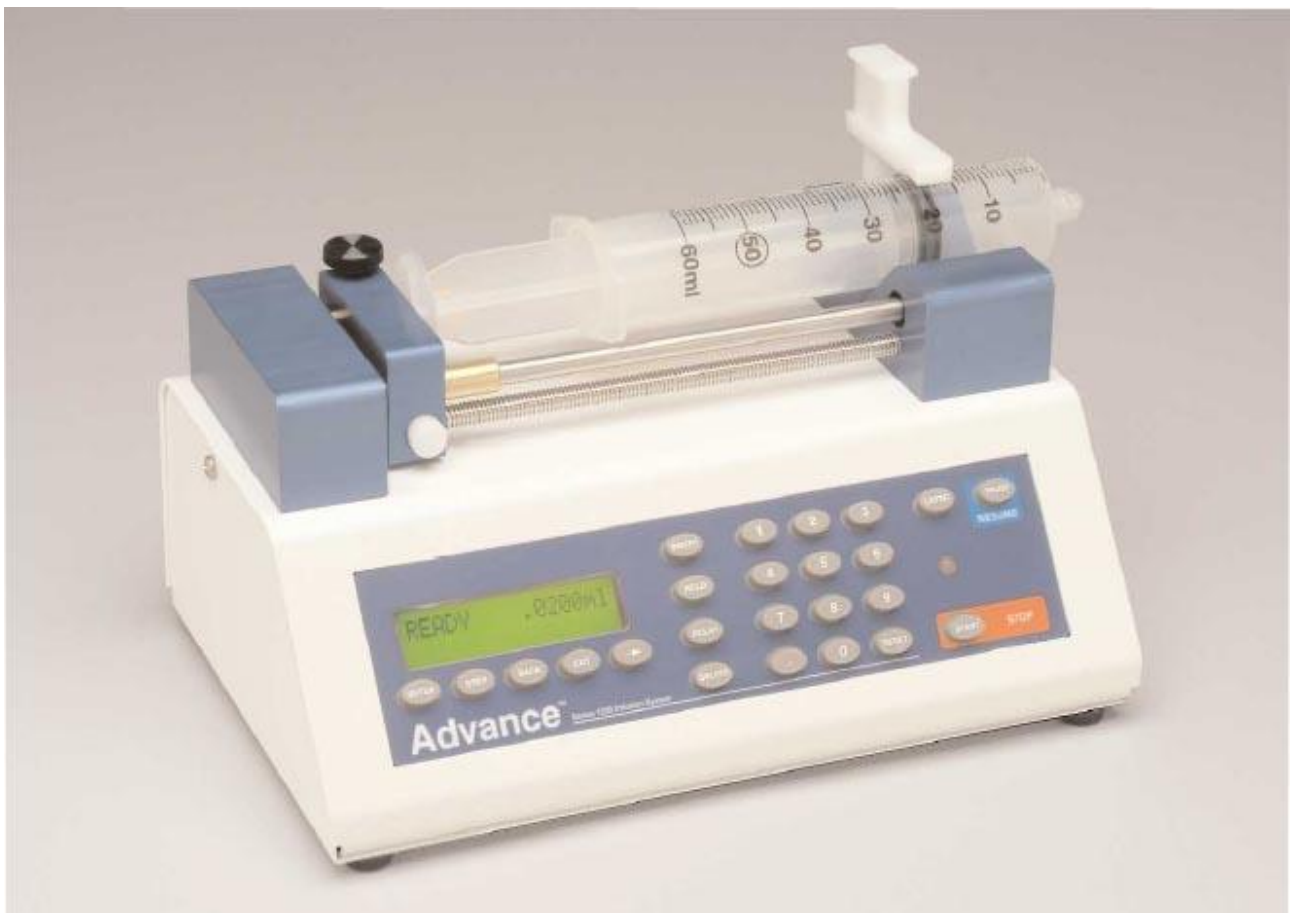


Figura 4.19 In figura è rappresentata una syringe pump

Si cercherà di realizzare, applicando tutte le nozioni e i dati raccolti, descritti nei paragrafi precedenti, uno strumento che si avvicini il più possibile ai risultati ottenibili mediante l'impiego di un attuatore a siringa, utilizzando però le pompe mp-5, in modo da sfruttare tutti i vantaggi che potrebbe offrire l'attuazione piezoelettrica.

Al fine di raggiungere questo scopo, si è dapprima tentato di controllare il flusso tramite l'applicazione di onde triangolari: il risultato è stato molto deludente; infatti, cambi di pendenza troppo blandi non permettono una buona chiusura delle valvole, con un conseguente movimento ondulatorio del fluido.

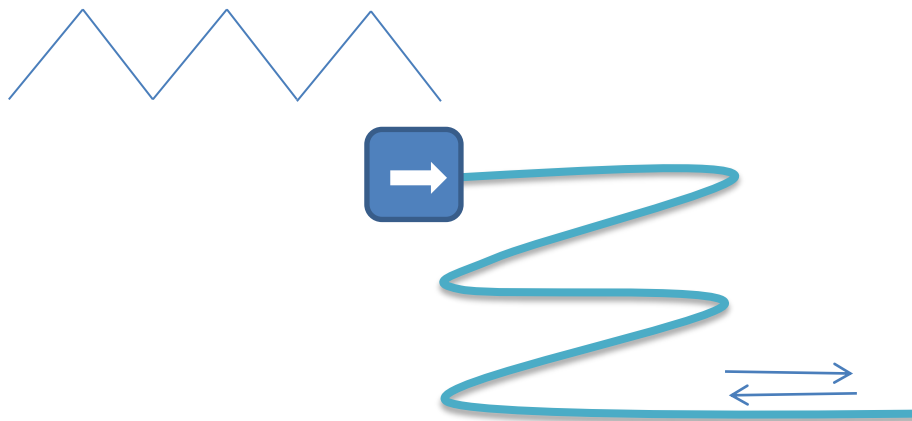


Figura 4.20 L'immagine mostra come l'attuazione della pompa tramite onda triangolare produca un movimento ondulatorio del fluido: non imprimendo sufficiente forza per permettere una decisa chiusura delle valvole, il flusso all'interno dei microcanali cambia continuamente direzione

Si è quindi deciso di riprendere in considerazione l'onda a dente di sega; anche in questo caso è possibile riscontrare degli inconvenienti: infatti questa funzione presenta un fronte ripido e subito dopo un periodo di riempimento in cui il fluido starà fermo.

Per ovviare a questi problemi si farà uso, anche in questo caso, di due pompe opportunamente coordinate.

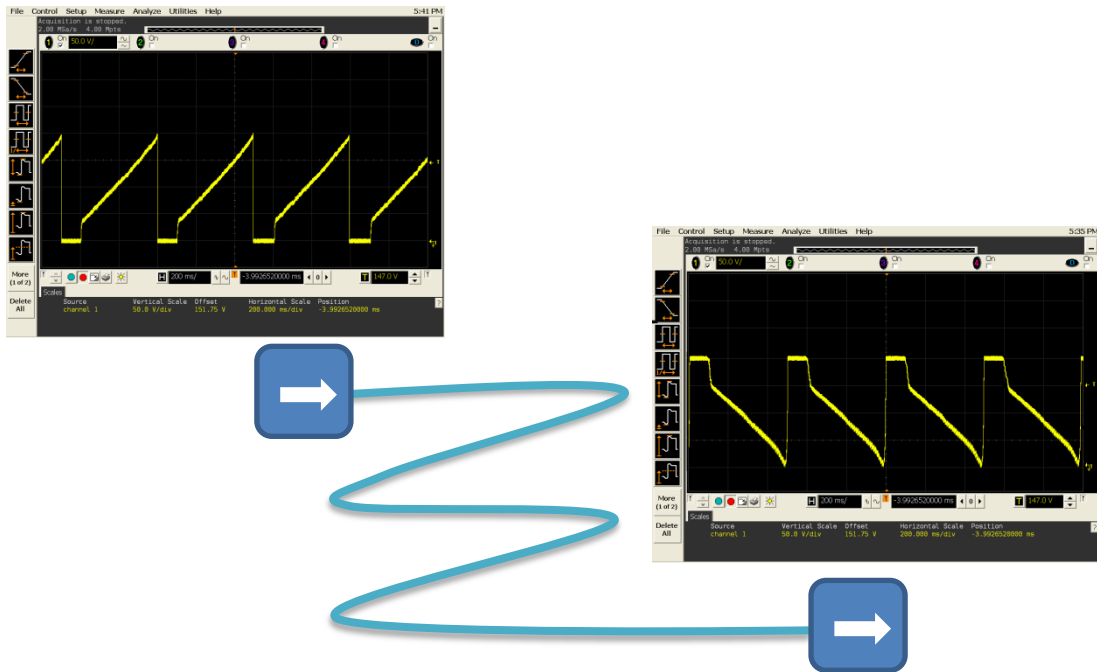


Figura 4.21 L'immagine mostra le forme d'onda usate per comandare gli attuatori al fine di ottenere un flusso molto lento ma costante: coordinando le due onde in questo modo, ottengo che le variazioni repentine del piezoelettrico avvengono ad istanti diversi per le due pompe; ne consegue che il flusso sarà sempre alimentato da almeno una delle due pompe.

Le due onde sono sfasate in modo che nel momento in cui la prima pompa subisce il fronte di discesa producendo l'aspirazione del fluido, la seconda subisce anch'essa uno scalino di tensione in aspirazione (sperimentalmente si è notato che è sufficiente un'ampiezza dello scalino di 40 V), in modo da compensare il volume di fluido che tenderebbe a refluire a causa della lenta chiusura della valvola.

L'onda di controllo della seconda sarà dunque ritardata della durata di un tempo di riempimento (o meglio, di un tempo di poco inferiore a quest'ultimo: sperimentalmente si è notato che l'ottimo viene raggiunto anticipando il fronte di 2 ms).

Il firmware adottato è analogo a quello visto nel paragrafo 4.4, tranne per una lieve modifica apportata per ottenere la forma della seconda onda. Infatti questa si può realizzare in due modi differenti: impiegando la stessa onda, ma invertendo la polarità del collegamento con il piezoelettrico, oppure intervenendo direttamente sul codice inserito nel microcontrollore;

quest'ultima soluzione risulta decisamente di più complessa realizzazione, ma rende il sistema implementato più flessibile.

```

if ((cont2>D_C_up2)&&(VOLT2>10)&&(res_val<res_to))

    {

        VOLT_VERO2=VOLT2-SALTO2;

    }

    if ((cont2>D_C_up2)&&(res_val<res_to)) VOLT_VERO2=(VOLT2-SALTO2)-((VOLT2-SALTO2)*(cont2-
D_C_up2))/(500-D_C_up2);

else

    {

        if ((cont2>500))

            {

                cont2=0;

                VOLT_VERO2=VOLT2;

            }

    }

}

```

In questo caso non è mai possibile assistere ad un annullamento della tensione applicata al secondo piezoelettrico; tuttavia l'importante è ottenere dei fronti ripidi.

Lo sfasamento è semplice da implementare: è sufficiente inizializzare cont2 ad un valore diverso da 0: se si stesse operando a frequenze di 1 Hz e si volesse anticipare la seconda onda, ad esempio, di 10 ms, sapendo che ogni ciclo corrisponde a 2 ms, si inizierà cont2 ad un valore di 495.

Usando il misuratore di flusso inoltre è possibile aggiungere un ulteriore feedback al sistema.

I canali e le pompe presentano numerosi difetti di costruzione che rendono disuniforme il funzionamento delle due pompe e quindi il flusso. Per ovviare a questo inconveniente si potrebbe agire aggiungendo un terzo canale flottante:

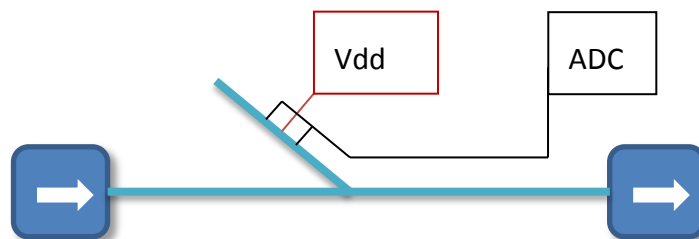


Figura 4.25 L'immagine descrive come è possibile creare un sensore a tre elettrodi eguagliare il flusso prodotto da ciascun attuatore

In questo canale verranno immessi tre elettrodi, dei quali quello centrale connesso ad un'alimentazione (ad esempio, come nel caso del misuratore di flusso, a 3.3 V) . Il menisco del fluido dovrà ricoprire solo due dei tre elettrodi. Quando il circuito sarà messo in funzione, il microcontrollore avrà il compito di mantenere costante il livello del fluido, come avveniva nella pipetta a piezoelettrico descritta nel paragrafo 4.4.

In questo caso risulta più efficace mantenere costante la frequenza di attuazione dei due dispositivi, e variare invece la tensione massima raggiunta dall'onda di controllo, modificando quindi la pendenza del fronte inclinato dell'onda a dente di sega.

Accade, dunque, che se il livello del fluido all'interno del canale trasversale raggiunge il terzo

elettrodo, significa che il flusso uscente dalla prima pompa sovrasta quello aspirato dalla seconda: si agir  dunque abbassando il voltaggio massimo di controllo della prima pompa. Si proceder  analogamente nella situazione contraria, quando cio  il primo elettrodo non riceve una tensione sufficiente, ad alzare il voltaggio massimo fornito alla prima pompa.

Si   scelto di variare il funzionamento di un solo attuatore e non di procedere abbassando ora uno ora l'altro segnale di controllo, con lo scopo di evitare l'innescio di un feedback positivo tra i due step-up. Risulta di conseguenza pi  conveniente lavorare a tensioni iniziali minori, ad esempio fornendo un voltaggio di picco di 150 V, in modo da permettere al circuito di controllo un range di lavoro pi  ampio.

Per la realizzazione di questo sistema   necessario modificare il firmware del misuratore di flusso inserendo un controllore proporzionale: essendo le velocit  del flusso raggiunte, come detto in precedenza, basse, non   necessario un controllo rapido. Nel task associato all'ADC baster  pertanto aggiungere il seguente codice.

```
if (resist==1)

{

    res_val=(4096- ADC_Mean_Value)*280/ ADC_Mean_Value;

    if (res_val<1000) VOLT1=VOLT1-10;

    if (res_val >4000) VOLT2=VOLT2+10

}
```

Capitolo 5

Conclusioni

In questo lavoro di tesi si è svolto uno studio sulla configurazione e sul controllo delle micropompe attuate tramite piezoelettrico, al fine di ottenere un efficiente controllo di un sistema fluidico a basso costo e a basso ingombro.

In particolare si è concentrata l'attenzione sulla micropompa mp-5 della Bartels (figura 2.22), che utilizza come attuatore un disco di PZT e delle valvole passive a nido di rondine, poiché di semplice riproduzione con materiali e componenti facilmente reperibili in commercio e a basso costo.

Si sono realizzati in laboratorio tre circuiti microfluidici (figura 2.2, 2.3 e 2.4), utilizzando del policarbonato (PC) o del polimetilmetacrilato (PMMA), lavorato con una microfresa CNC, e garantendo un'ottima tenuta delle giunzioni inserendo delle guarnizioni costruite con del PDMS.

Si è svolta, in seguito, una breve trattazione teorica nella quale sono state elencate le caratteristiche fisiche del dispositivo e dei circuiti microfluidici, discutendo sui vantaggi e sugli svantaggi delle diverse possibili configurazioni.

E' stata quindi studiata la risposta piezoelettrica del PZT, che è stata assunta essere direttamente proporzionale alle tensioni applicate (per differenze di potenziale di poche centinaia di volt), e le eventuali discordanze di comportamento del materiale nel caso venga impiegato per forzare un flusso di fluido in un circuito microfluidico. Si è dunque ipotizzato che queste differenze possano essere considerate trascurabili a causa dei valori di diametro e di lunghezza (500 μm , dimensione relativamente grande per le dimensioni caratteristiche tipiche della microfluidica) dei circuiti implementati.

Infatti, dopo aver stimato la costante elastica del materiale e l'energia quindi impiegata per compiere una certa deformazione, si è supposto che, considerando una velocità del fluido inferiore a 0.25 m/s, le perdite di carico del circuito potessero non incidere sul bilancio energetico

del sistema. Per rendere valida questa approssimazione, si è posto un limite di pendenza dei fronti dell'onda di controllo di dell'ordine di $0.1 \text{ V}/\mu\text{s}$.

Basandosi, in seguito, su prove sperimentali, si è scelta la forma d'onda ottimale per il controllo dell'attuatore al fine di ottenere una buona precisione nel dosaggio e dei flussi costanti; essa dovrà pertanto presentare delle variazioni lente, per generare compressioni o dilatazioni del piezoelettrico che risultino il più gradualmente possibili, e fronti più ripidi, per impedire reflussi indesiderati.

Tali requisiti sono stati adeguatamente riscontrati in una forma d'onda a dente di sega, lievemente modificata da un fronte iniziale più ripido in modo da agevolare la chiusura e apertura delle valvole (figura 3.1).

È stato poi realizzato un circuito elettronico per produrre le tensioni e le funzioni ottimali per il controllo di questi dispositivi (figura 3.10). Si è per lo scopo modificato un classico circuito di "step-up" integrandolo con un sistema di resistenze opportunamente dimensionate, grazie al quale è stato possibile inserire un microcontrollore (STM32) in due anelli di retroazione differenti: uno chiuso sull'uscita del boost e uno sul flusso effettivo sviluppato dagli attuatori.

La frequenza di pilotaggio di 100 kHz del convertitore DC/DC implementato è stata scelta basandosi su considerazioni matematiche e successivamente testata sperimentalmente, osservando il comportamento del circuito e le tensioni prodotte a diverse frequenze di pilotaggio.

Con l'ausilio di una semplice pipetta da laboratorio ed un connettore, è stato realizzato uno strumento in grado di misurare il livello del fluido raggiunto nella pipetta, ottenendo un misuratore di flusso. I materiali usati, le distanze tra gli elettrodi del connettore e il sistema di acquisizione sono stati oggetto di valutazione al fine di ridurre il più possibile il rumore elettrochimico che influisce sulla precisione dell'acquisizione.

È stato sviluppato su piattaforma ARM di un microcontrollore STM32 un firmware ad hoc per il sistema elettronico implementato in grado di coordinare il funzionamento di più circuiti di

controllo con le informazioni acquisite sulla tensione sviluppata dal boost e sul flusso sviluppato, sfruttando al massimo il funzionamento del singolo ADC offerto dal microcontrollore scelto.

Mediante l'utilizzo del sistema elettronico implementato, sono state eseguite delle prove sperimentali per confermare le ipotesi operate.

Si sono misurate le variazioni di capacità mostrati dal piezoelettrico della mp-5 sottoposto a tensioni variabili da -40 V a 40 V (figura 4.2) e si sono confrontati con le misure ottenute valutando un attuatore, anch'esso in PZT, impiegato dalla "Jewel Pump" (figura 4.4), un MEMS di ultima generazione creato per la dispensazione di insulina nei diabetici.

I risultati hanno confermato una dipendenza lineare tra tensione e deformazione.

Grazie al misuratore di flusso, sono state svolte prove per caratterizzare l'aspetto fluidico della pompa della Bartels e dei circuiti microfluidici costruiti.

Si è quindi calcolata la portata massima della pompa (15 ml/min per l'aria). Si è ripetuto l'esperimento utilizzando fluidi di diversa viscosità: si è riscontrato una dipendenza inversamente proporzionale tra viscosità e flusso sviluppabile dalla mp-5; quest'ultimo presenta il suo massimo in corrispondenza di frequenze di controllo che diventano tanto più basse quanto più il fluido risulta viscoso (5 ml/min per l'acqua e 3 ml/min per l'olio di paraffina come osservabile in figura 4.9 e 4.10).

Con i dati raccolti, è stato possibile implementare un sistema a doppia pompa (figura 4.13) in grado di riprodurre il funzionamento di una pipetta da laboratorio con il quale è possibile automatizzare il riempimento di dispositivi Lab-on-Chip. È stata creata un'interfaccia grafica mediante la quale è possibile controllare mandata e aspirazione ed impostare i parametri di funzionamento degli attuatori (ampiezza dei fronti, frequenza, sfasamento). Si è notato che il "priming" di un sistema microfluidico avviene in modo più efficace se attuato con un'onda quadra alla frequenza alla quale la pompa sviluppa il suo flusso massimo (nel caso di un liquido con viscosità simile a quella dell'acqua, 100 Hz), in modo da abbassare la probabilità che si verifichino

fenomeni di “pinning”.

Infine è stato realizzato un sistema per controllare la microfluidica in un circuito per Dielettroforesi (figura 4.18), per la quale occorrono flussi di liquido molto lenti e costanti. A questo scopo si è tentato di compensare il reflusso di liquido nella fase di aspirazione della pompa. Per farlo si è fatto ricorso a tutti i sistemi elettronici e fluidici realizzati in questa tesi, in modo di coordinare la prima pompa con una seconda posta in serie, con l’obiettivo di avvicinarsi alle prestazioni offerte da una syringe pump, strumento molto più costoso ed ingombrante.

In conclusione, si è dimostrato che l’attuazione a piezoelettrico, benché presenti difficoltà di costruzione, soprattutto per quanto riguarda l’efficienza delle valvole, può essere una soluzione efficace, molto economica e compatta per la movimentazione di fluidi in sistemi microfluidici.

Bibliografia

Technique and results with a roller pump left and right heart assist device

The Annals of Thoracic Surgery, Volume 47, Issue 1, January 1989, Pages 124-129 [1]

D.M. Rose, M. Connolly, J.N. Cunningham Jr, F.C. Spencer

A thermopneumatic micropump based on micro-engineering techniques

Physical, 21 (1-3). pp. 198-202. ISSN 0924-4247 [2]

F.C.M. Van de Pol, H.T.G. Van Lintel, M. Elwenspoek and J.H.J. Fluitman

A review of micropumps

D J Laser and J G Santiago [3]

Department of Mechanical Engineering, Stanford University, Stanford, CA 94305,
USA

A classroom experiment to demonstrate ferroelectric hysteresis

M. Dawber, I. Farnan, and J. F. Scott

[4]

Earth Sciences Department, Downing Street, University of Cambridge, Cambridge

Evolution of Ferroelectric Domain Structures Embedded Inside Polycrystalline BaTiO₃ during Heating

Mesut Varlioglu, Ersan Ustundag, Nobumichi Tamurab and Jacob L. Jonesc

[5]

Iowa State University, Materials Science and Engineering, Ames, IA, 50011, USA,

A 3.3-V, 4-Mb nonvolatile ferroelectric RAM with selectively driven double-pulsed plate read/write-back scheme

[6]

Yeonbae Chung; Byung-Gil Jeon; Kang-Deog Suh;

Div. of Memory Product & Technol., Samsung Electron. Co. Ltd., Kyunggi

Strain behaviour of thin film PZT (30/70) examined through Piezoforce

J. Appl. Phys., Vol. 94, No. 9, November 2003, pp. 5964-5968

[7]

Dunn, S.

Ultrahigh strain and piezoelectric behavior in relaxor based ferroelectric single crystals

J. Appl. Phys. 82, 1804 (1997); doi:10.1063/1.365983

[8]

Seung-Eek Park and Thomas R. ShROUT

Autonomous Microfluidic Capillary System

David Juncker, Heinz Schmid, Ute Drechsler, Heiko Wolf, Marc Wolf, Bruno Michel, Nico de Rooij, and Emmanuel Delamarche

[9]

Zurich Research Laboratory, IBM Research, 8803 Rüschlikon, Switzerland, Institut de Microtechnique, Université de Neuchâtel, 2000 Neuchâtel, Switzerland, and Departement Forschung, Universitätskliniken Basel, 4031 Basel, Switzerland

Smart power ICs: technologies and applications

Bruno Murari, Franco Bertotti, Giovanni A. Vignola

[10]