

ALMA MATER STUDIORUM · UNIVERSITÀ DI BOLOGNA

CAMPUS DI CESENA

DIPARTIMENTO DI

INGEGNERIA DELL'ENERGIA ELETTRICA E DELL'INFORMAZIONE

“GUGLIELMO MARCONI”

CORSO DI LAUREA MAGISTRALE IN INGEGNERIA ELETTRONICA E

TELECOMUNICAZIONI PER L'ENERGIA

**PROGETTO E IMPLEMENTAZIONE DI CIRCUITI A  
SWITCH SINCRONIZZATO PER LA CONVERSIONE DI  
MICROPOTENZE DA TRASDUTTORI PIEZOELETTRICI**

TESI IN

PROGETTO DI ELETTRONICA E TELECOMUNICAZIONI LM

RELATORE

Prof. ALDO ROMANI

PRESENTATA DA

LAURA LANDI

CORRELATORE

Dott.ssa CINZIA TAMBURINI

A.A. 2020/21

**Keywords:**

Piezoelectricity

Energy harvesting

SSHI

Micropower

Power conversion

# Indice

Introduzione .....	p. 6
1. Modello elettromeccanico dei trasduttori piezoelettrici e circuiti convertitori a switch sincronizzato. ....	p. 10
1.1 La piezoelettricità .....	p. 10
1.2 Modello equivalente del trasduttore piezoelettrico .....	p. 12
1.3 Letteratura sulla tecnica SSHI .....	p. 15
1.4 Confronto fra SSHI e SECE .....	p. 22
2. Soluzioni proposte per l'implementazione circuitale.....	p. 24
2.1 Introduzione .....	p. 24
2.2 Soluzioni per la rilevazione del picco .....	p. 26
3. Scelta dei componenti e progetto del convertitore .....	p. 33
3.1 Espressione analitica della $V_p(t)$ in un circuito risonante .....	p. 33
3.2 Scelta dell'induttore e dello switch .....	p. 35
3.3 Scelta dei transistori da utilizzare per implementare lo switch CMOS .....	p. 42
3.4 Scelta del comparatore e considerazioni energetiche .....	p. 45
3.5 Caratterizzazione di un condensatore a film: corrente di leakage .....	p. 51
4. Risultati sperimentali .....	p. 53
4.1 Il convertitore AEM30940 .....	p. 53
4.1.1 Caratteristiche del convertitore .....	p. 53
4.1.2 Test funzionali .....	p. 57
4.2 Caratterizzazione del rettificatore .....	p. 64
4.3 Test accelerometro .....	p. 67
4.4 Caratterizzazione del trasduttore piezoelettrico .....	p. 72

4.5 Valutazione della potenza estraibile con il solo rettificatore .....	p. 77
4.6 Test funzionale del comparatore TS881 .....	p. 79
4.7 Verifica del funzionamento del circuito di estrazione basato su $R_{shunt}$ .....	p. 80
4.7.1 Valutazione dei consumi e della potenza estraibile .....	p. 85
Conclusioni .....	p. 90
Appendice .....	p. 92
Riferimenti Bibliografici .....	p. 96
Datasheets .....	p. 100
Indice delle Figure .....	p. 101

*A mio nonno Arvedo, alla mia famiglia e  
a tutti coloro che hanno creduto in me.*

# Introduzione

L'energy harvesting è il processo attraverso cui una parte dell'energia proveniente dall'ambiente che ci circonda, disponibile in diverse forme (termica, eolica, solare, meccanica), viene prelevata, immagazzinata e poi convertita in energia elettrica direttamente utilizzabile.

Attualmente l'uso delle batterie è estremamente diffuso e radicato, principalmente a causa delle loro ridotte dimensioni e dei costi estremamente contenuti. Tuttavia, alle batterie è associato un grosso problema ambientale legato sia ai processi di estrazione e lavorazione delle materie prime usate per la loro produzione che al loro smaltimento. In un contesto di questo tipo, si rende necessario ricorrere all'*harvesting* per ridurre la quantità di batterie prodotte e da smaltire e ogni qual volta non risulti possibile utilizzare una batteria, ovvero in caso di condizioni ambientali proibitive o in mancanza della possibilità di ricaricarla. Inoltre, l'*harvesting* nasce per la necessità di dover raccogliere la maggior quantità possibile di energia da fonti energetiche irregolari o intermittenti e caratterizzate da densità di potenza molto bassa (spesso inferiore ad alcuni  $\mu\text{W}/\text{cm}^3$ ). L'irregolarità e l'intermittenza della fonte fanno sì che i trasduttori impiegati producano tensioni d'uscita estremamente variabili, rendendo difficoltosa l'ottimizzare della conversione di potenza. Ciò è tanto più vero nel caso dell'*harvesting* da vibrazioni ambientali (per esempio quelle rese disponibili dai sistemi di trasporto, dai macchinari industriali o dai movimenti umani), che sono caratterizzate da basse ampiezze e bande relativamente elevate. Uno dei principali vantaggi offerti dalle applicazioni per *energy harvesting* basate su trasduttori piezoelettrici è il fatto che non richiedano energia all'avvio, oltre al fatto che l'impedenza d'uscita dei trasduttori è principalmente capacitiva, il che ha permesso di elaborare schemi di conversione dell'energia

basati su circuiti risonanti attivati in modo sincrono con le vibrazioni e in grado di aumentare notevolmente la potenza di uscita rispetto alle comuni interfacce passive.

I trasduttori piezoelettrici sono molto utilizzati per ricavare energia dalle vibrazioni. I *Piezo-Electric Harvester* (PEH) sono impiegati in molte applicazioni militari, mediche, per il tracciamento e altre. Sono tipicamente realizzati con: materiali piezoelettrici, elettrodi conduttivi, elementi elastici o masse sismiche.

L'implementazione di un circuito per *energy harvesting* basato su trasduttori piezoelettrici richiede: (1) la rettificazione del segnale reso disponibile dal traduttore, (2) il monitoraggio della potenza per un suo trasferimento efficiente al carico e (3) la regolazione della tensione d'uscita. Una delle principali sfide nella realizzazione di questi circuiti è quella di riuscire ad estrarre l'energia dal trasduttore con la più alta efficienza possibile, minimizzando contemporaneamente la dissipazione di potenza sul circuito. Architetture che implementano operazioni che richiedono potenze dell'ordine del microwatt o inferiori sono desiderabili in contesti in cui si deve lavorare con deboli vibrazioni e trasduttori miniaturizzati. Dunque, riuscire a mantenere elevata l'efficienza del PEH sul più ampio range operativo possibile del trasduttore piezoelettrico è ancora una sfida aperta nella progettazione di questi circuiti.

La *Figura 1* mostra lo schema a blocchi di un sistema di *energy harvesting* basato su trasduttore piezoelettrico, in cui sono mostrati il modello elettrico equivalente del trasduttore (o *harvester*), l'interfaccia elettronica e il carico. Siccome la maggior parte dei dispositivi elettronici richiede alimentazioni in DC, l'interfaccia elettronica ha il compito di convertire la tensione AC ai capi del trasduttore piezoelettrico ( $V_P$ ) nella tensione DC ( $V_{RECT}$ ) alla sua uscita. L'interfaccia elettronica potrebbe essere costituita da un semplice convertitore AC-DC, oppure essere seguita da un ulteriore convertitore DC-DC utilizzato per l'adattamento dell'impedenza o la regolazione della tensione d'alimentazione. Il trasduttore PE presenta un'alta impedenza d'uscita caratterizzata da un termine capacitivo preponderante. Per questo motivo esistono in letteratura moltissime varianti di circuiti di rettifica, introdotti per migliorare l'estrazione della potenza dal trasduttore. I circuiti di rettifica più classici e noti sono il raddrizzatore a ponte di diodi (*Full-Bridge Rectifier*, in *Figura 2a*), il *Voltage Doubler Rectifier* (*Figura 2c*) e il *Negative Voltage Converter* (*Figura 2b*) i cui schemi circuitali sono riportati in *Figura 2*.

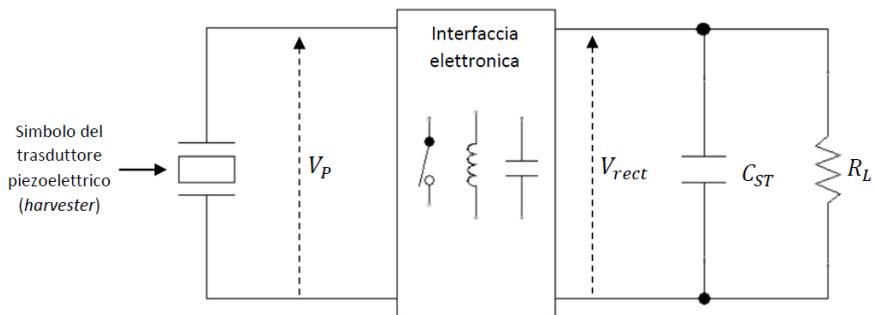


Figura 1 - Schema a blocchi di un generico sistema di Energy Harvesting da trasduttore piezoelettrico (PZT)

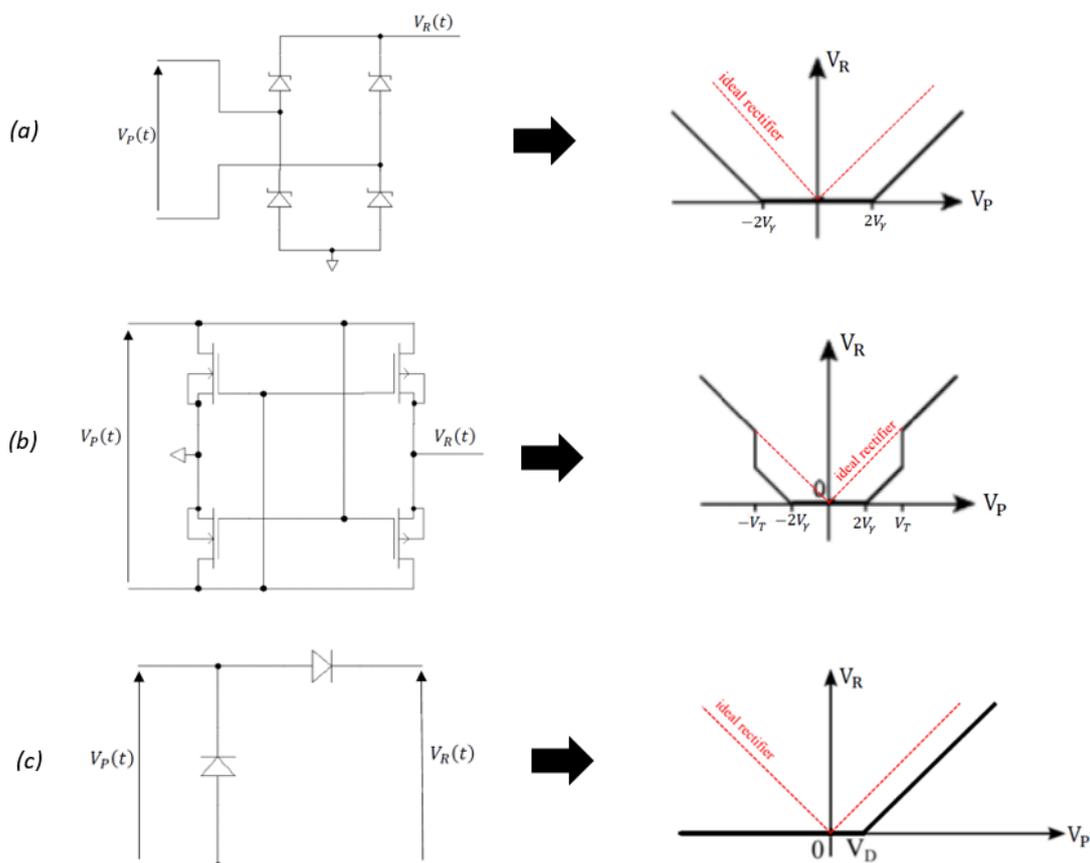


Figura 2 - Schemi circuitali e caratteristiche IN-OUT di tre classici rettificatori. (a) FBR, (b) NVC e (c) VDR

Un'intensa attività di ricerca, che negli ultimi quindici anni si è occupata dell'ottimizzazione dell'operazione di rettifica del segnale a valle dei trasduttori piezoelettrici, ha portato all'introduzione di soluzioni circuitali innovative e sempre più efficienti, fra le quali la tecnica *Synchronized Switch Harvesting on Inductor (SSHI)* e la *Synchronous Electric*

*Charge Extraction* (SECE). In questo elaborato ci si occupa della prima di queste due tecniche.

La trattazione si articola in 4 capitoli:

- **Capitolo 1:** vengono descritti l'effetto piezoelettrico e il modello elettromeccanico equivalente del trasduttore e si propone un breve *excursus* sulla letteratura relativa alla tecnica SSHI.
- **Capitolo 2:** vengono proposte tre diverse possibili implementazioni dell'SSHI e i circuiti vengono simulati ricorrendo all'utilizzo di software di simulazione circuitale e di calcolo numerico.
- **Capitolo 3:** è dedicato alla scelta dei componenti da utilizzare per l'implementazione dei circuiti proposti.
- **Capitolo 4:** in questo capitolo sono raccolti i risultati dei test effettuati per valutare il corretto funzionamento dei circuiti proposti, anche basati su componenti commerciali.

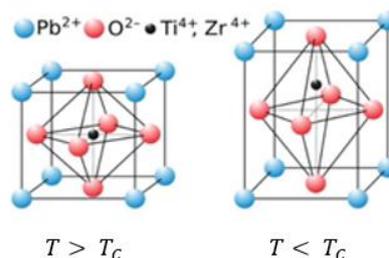
# Capitolo 1

## Modello elettromeccanico dei trasduttori piezoelettrici e circuiti convertitori a switch sincronizzato.

### 1.1 La piezoelettricità

La piezoelettricità è una proprietà di alcuni materiali che sviluppano una differenza di potenziale ai propri capi se sottoposti a forze meccaniche (effetto piezoelettrico diretto) e, viceversa, esibiscono una deformazione meccanica quando vengono sottoposti ad un campo elettrico (effetto piezoelettrico inverso). L'effetto piezoelettrico è un fenomeno di deformazione reversibile che si sviluppa su scala nanometrica. La capacità dei materiali piezoelettrici di trasformare energia elettrica in energia meccanica e viceversa dipende dalla loro struttura cristallina. La condizione necessaria affinché si manifesti l'effetto piezoelettrico è l'assenza di un centro di simmetria nel cristallo, ed è proprio quest'assenza di simmetria ad essere responsabile della separazione di carica fra ioni positivi e negativi e della formazione di dipoli con orientazione parallela, allineati al campo applicato.

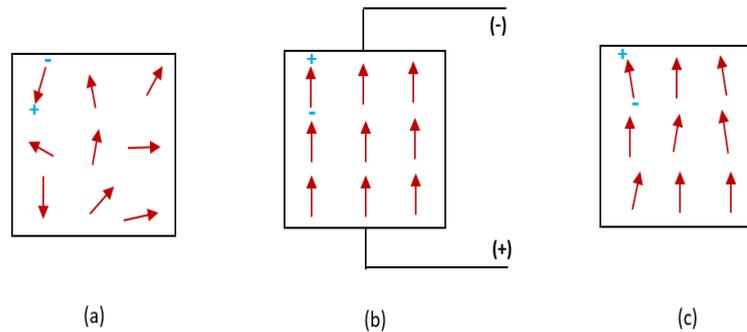
La scoperta dell'effetto piezoelettrico e la sua correlazione alla struttura cristallografica del materiale vanno attribuite ai fratelli Jacques e Pierre Curie, che per primi nel 1880 misurarono la carica superficiale che compare sui cristalli di alcuni materiali a seguito della sottoposizione ad uno sforzo meccanico. Le prime importanti applicazioni basate su materiali piezoelettrici vennero realizzate durante la Prima guerra mondiale. La più degna di nota fu certamente il sonar, il cui successo fu tale da stimolare negli anni successivi un'intensa attività di sviluppo di dispositivi piezoelettrici da impiegare nei più disparati settori applicativi. Fu proprio il periodo fra le due guerre mondiali quello in cui videro la luce la maggior parte delle applicazioni piezoelettriche classiche: microfoni, accelerometri, trasduttori a ultrasuoni, attuatori ad elemento flettente, pick-up di fonografi, filtri di segnale, ecc. Tuttavia, i materiali utilizzati a quell'epoca avevano basse proprietà piezoelettriche. La scoperta, durante la Seconda guerra mondiale, della possibilità di indurre la piezoelettricità tramite l'applicazione di forti campi elettrici ad ossidi metallici sintetizzati in modo da allinearne i dipoli, ha aperto la strada ad un'intensa attività di ricerca sui materiali piezoceramici [1]. I piezoceramici più famosi e utilizzati sono il titanato di bario ( $\text{BaTiO}_3$ ) e lo zirconato titanato di piombo ( $\text{PbZrO}_3 * \text{PbTiO}_3$ , commercialmente denominato PZT), caratterizzati da costanti dielettriche anche 100 volte superiori a quelle dei cristalli di taglio comune e da range di funzionamento in temperatura più elevati. In *Figura 3* è mostrata la cella elementare di un cristallo PZT.



*Figura 3 - Cella elementare di un cristallo piezoelettrico: cubica quando la temperatura supera la temperatura di Curie ( $T_c$ ), tetraedrica quando la temperatura è al di sotto del valore di Curie.  
[Fonte: Pinin / dominio pubblico]*

Gli atomi di piombo sono posizionati agli angoli della cella unitaria e gli atomi di ossigeno al centro delle facce. Al di sopra di una temperatura specifica, denominata Temperatura di Curie ( $T_c$ ), il reticolo ha una struttura perfettamente cubica a facce centrate, al di sotto di tale temperatura, invece, la struttura del reticolo si riorganizza e il centro di simmetria si sposta lungo una delle tante direzioni permesse. A causa di questi spostamenti atomici

dell'ordine degli  $0.1 \text{ \AA}$ , avviene una separazione di cariche che produce un dipolo elettrico con un singolo asse di simmetria (*Figura 4*).

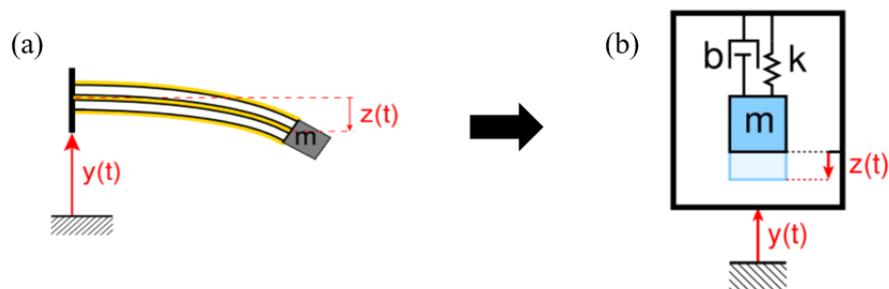


*Figura 4 – Orientazione dei dipoli nel materiale piezoelettrico prima (a), durante (b) e dopo (c) l'applicazione di un campo elettrico.*

L'elemento piezoelettrico può essere modellato ai “terminali” come un bipolo elettrico, ma il suo comportamento elettrico è associato al fatto che al suo interno si verificano dei fenomeni di natura meccanica.

## 1.2 Modello equivalente del trasduttore piezoelettrico

I raccoglitori (*harvesters*) di energia basati su materiali piezoelettrici tipicamente consistono in travi, membrane e cantilevers sottoposti a vibrazioni ( $\ddot{y}(t)$ ) e dotati di una massa sismica oscillante. Il modello più semplice possibile è mostrato in *Figura 5a*. Lo spostamento della massa, a causa dell'oscillazione che le viene imposta, è indicato con  $z(t)$ .



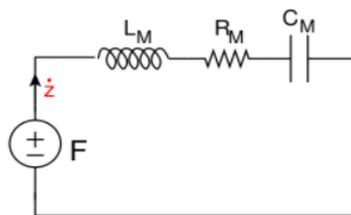
*Figura 5 - Sistema massa-molla-ammortizzatore [Fonte: [2]]*

Il comportamento del sistema meccanico in *Figura 5a* può essere valutato equivalentemente, sotto certe ipotesi, analizzando il sistema massa-molla-ammortizzatore riportato in *Figura 5b*.

L'ammortizzatore produce una forza che è proporzionale alla velocità della massa attraverso la costante di smorzamento  $b$  propria della trave. Il parametro  $k$  (ovvero la rigidità della trave) è direttamente proporzionale all'elasticità del materiale costituente la trave e inversamente proporzionale al cubo della sua lunghezza. L'equazione del moto che consente di descrivere il comportamento del sistema meccanico sopra riportato è:

$$m\ddot{y} = m\ddot{z} + b\dot{z} + kz$$

Il comportamento del sistema massa-molla-ammortizzatore può essere descritto dal seguente circuito elettrico equivalente:



*Figura 6 - Circuito elettrico equivalente del sistema massa-molla-ammortizzatore. Fonte: [2].*

Nel circuito:

- l'induttore  $L_M$  rappresenta la massa inerziale equivalente ( $L_M = m$ ),
- la capacità  $C_M$  si riferisce all'elasticità del trasduttore ( $C_M = 1/k$ ),
- il resistore  $R_M$  rappresenta le perdite meccaniche ( $R_M = b$ )

L'analogia formale fra dominio elettrico e meccanico prevede di associare le correnti alle velocità di oscillazione della massa ( $\dot{z}$ ) e le tensioni alle forze in gioco nel sistema. Perciò l'equazione descrittiva del circuito, ricavata a partire dall'equazione del moto, è la seguente:

$$F = m\ddot{y} = m \frac{d\dot{z}}{dt} + b\dot{z} + k \int \dot{z}$$

Va poi tenuto conto dell'effetto piezoelettrico aggiungendo al circuito due generatori controllati e una porta elettrica (*Figura 7*):

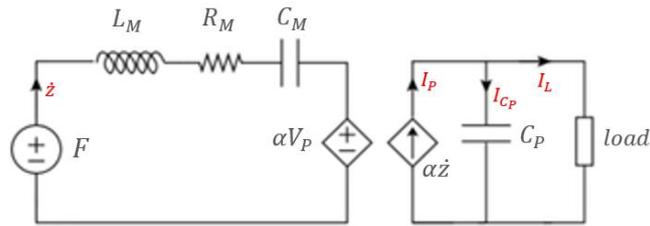


Figura 7 - Circuito elettrico equivalente del trasduttore piezoelettrico. Fonte: [2]

Il condensatore  $C_P$  è rappresentativo del fatto che il cristallo viene tagliato in lamine sottili e, andandone a contattare le facce con degli elettrodi, si ottiene di fatto una struttura capacitiva in cui il materiale piezoelettrico funge da dielettrico fra le armature.

L'equazione caratteristica del circuito diventa:

$$\begin{cases} m\ddot{y} = m \frac{dz}{dt} + b\dot{z} + k \int z + \alpha V_P \\ \alpha \dot{z} = C_P \dot{V}_P + I_L \end{cases}$$

La parte meccanica è alimentata dal generatore di forza  $F$ , opposto al generatore  $\alpha \cdot V_P$  che è controllato dalla tensione che si sviluppa all'uscita del dispositivo sulla capacità  $C_P$  (effetto piezoelettrico inverso). Allo stesso tempo la velocità meccanica  $\dot{z}$  produce una corrente  $\alpha \dot{z}$  che alimenta la capacità  $C_P$  (effetto piezoelettrico diretto) ed altri eventuali carichi collegati al trasduttore. È evidente la presenza di un circuito risonante L-C, il quale fa sì che le tensioni e le correnti coinvolte, che rappresentano grandezze meccaniche, vengano smorzate (*damped*) esponenzialmente secondo una costante di tempo  $\tau$  e oscillino con frequenza angolare  $\omega_0$ :

$$\tau = \frac{2L_M}{R_M}$$

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{1}{L_M C_M} - \frac{1}{\tau^2}}$$

In caso di basso accoppiamento elettromeccanico il circuito può essere semplificato come segue (*Figura 8*):

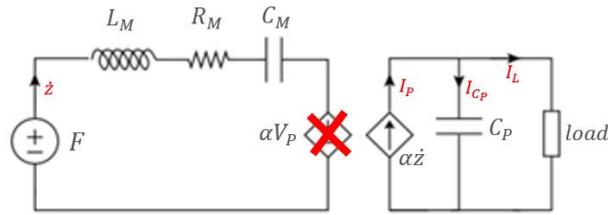


Figura 8 - Circuito elettrico equivalente del trasduttore piezoelettrico in condizione di basso accoppiamento elettromeccanico.

Dunque, l'effetto delle vibrazioni è sostanzialmente quello di generare una corrente  $I_P$  che viene integrata dal condensatore  $C_P$  e assorbita dal carico.

Il circuito elettrico equivalente del solo trasduttore piezoelettrico può essere ricondotto al parallelo fra un generatore di corrente e il condensatore  $C_P$  (Figura 9):



Figura 9 - Modello equivalente semplificato del PZT

### 1.3 Letteratura sulla tecnica SSHI

La combinazione di un ponte rettificatore e un condensatore di filtraggio costituisce l'interfaccia circuitale standard classicamente utilizzata nell'energy harvesting per estrarre energia da trasduttori piezoelettrici e denominata *Standard Energy Harvester* (SEH). La tecnica SEH, però, è caratterizzata da una bassa efficienza proprio a causa dell'elemento capacitivo interno all'elemento piezoelettrico. Nel caso specifico in cui il rettificatore è costituito da un FBR, la corrente prodotta dal trasduttore piezoelettrico deve caricare e scaricare il condensatore  $C_P$  da  $-(V_{rect} + 2V_D)$  a  $V_{rect} + 2V_D$  (o viceversa) prima che la corrente  $i_p(t)$  possa effettivamente fluire verso il carico. Fu proprio la necessità di ovviare a questo inconveniente a portare all'introduzione della tecnica *Synchronized Switch Harvesting on Inductor* (SSHI), comparsa per la prima volta in un articolo del 2001 pubblicato da Taylor et al. [3] e poi nel 2006 in un articolo di Lefeuvre et al. [4]. L'SSHI risolve il suddetto problema aggiungendo al circuito SEH uno switch in serie ad un induttore, in modo da realizzare un circuito risonante RLC operante in modalità sincrona con le

vibrazioni. Il compito dello switch è quello di chiudersi ogni volta che il trasduttore piezoelettrico ha raggiunto la condizione di massima elongazione e di riaprirsi dopo un semiperiodo del circuito RLC così da consentire un'inversione naturale della tensione ai capi del trasduttore piezoelettrico. Siccome il periodo del circuito RLC (pari a  $2\pi\sqrt{LC}$ ) è solitamente scelto per essere molto più piccolo del periodo delle vibrazioni (pari a  $\frac{2\pi}{\omega_0}$ ), l'inversione della tensione risulta essere istantanea [5]. Guyomar et al. [6] sottolineano la possibilità, grazie all'impiego dell'SSHI, di incrementare anche del 900% la potenza estratta rispetto ai circuiti SEH.

Esistono due versioni dell'SSHI: una in cui l'induttore è posto in parallelo al trasduttore (P-SSH) e una seconda in cui viene collocato in serie (S-SSH). In *Figura 10* sono riportati i due tipici schemi circuitali P-SSH e S-SSH, e l'andamento delle relative forme d'onda all'uscita. Entrambi gli schemi SSHI presentano uno switch in serie ad un induttore ma differiscono per la sua collocazione. A differenza del circuito P-SSH, il circuito S-SSH aggiunge al loop di risonanza  $C_p-L$  il condensatore  $C_L$  e il resistore  $R_L$ . A causa di questo tipo di connessione, il trasduttore PE rimane aperto per la maggior parte del tempo e l'energia viene trasferita dal traduttore al carico solo quando la tensione sul condensatore viene invertita. Al contrario, il circuito P-SSH trasferisce l'energia al carico quando la tensione rettificata blocca quella ai capi del trasduttore, perciò il periodo di conduzione del rettificatore è molto maggiore.

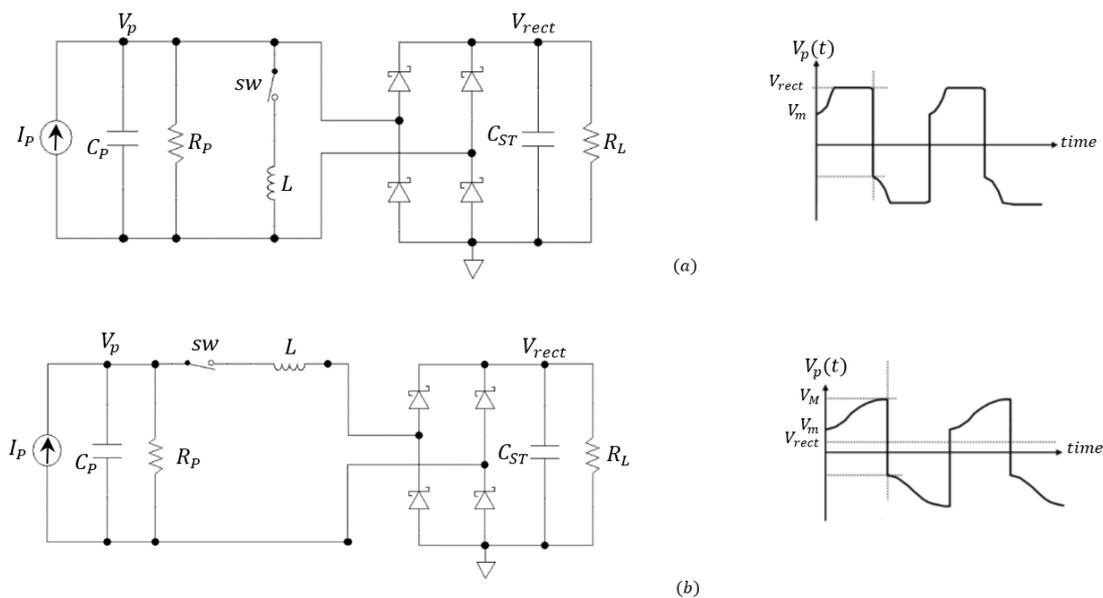


Figura 10 - Schemi circuitali del P-SSH (a) e dell'S-SSH (b) e andamenti della tensione sul carico in entrambe i casi.

Molti articoli scientifici mettono a confronto i risultati ottenuti da entrambe le configurazioni e ne deducono che la versione con induttore in parallelo è quella in grado di apportare i maggiori benefici alla conversione [7][8][9][5]. Il sistema P-SSHI è caratterizzato da una bassa sensibilità nei confronti delle variazioni di frequenza, mentre quello S-SSHI no. In corrispondenza del medesimo carico normalizzato il sistema P-SSHI manifesta una riduzione di potenza del 19% nei confronti di una variazione di frequenza del 5%, mentre il sistema S-SSHI esibisce una riduzione del 48% della potenza a parità di condizioni [9].

Una delle prime versioni di SSHI proposte in letteratura è quella che sfrutta il circuito riportato in *Figura 11*. Questo circuito è stato proposto nel 2007 da C. Richard, D. Guyomar, and E. Lefeuvre [10]. Lo schema in *Figura 11* sfrutta un circuito di rilevamento del picco (*peak detector*, PD) della tensione  $V_P(t)$  ai capi del trasduttore piezoelettrico che fa uso di 8 diodi, 4 transistor BJT, 3 condensatori e due resistori. Per abilitare ogni operazione di commutazione vengono sfruttate due operazioni di inversione della tensione e una neutralizzazione della carica. Nel caso di commutazione su un picco di tensione positivo,  $R_1$ ,  $D_1$  e  $C_2$  formano una sorta di rivelatore di inviluppo. In caso di rilevamento di un picco di tensione positivo,  $T_1$ ,  $D_3$  e  $T_3$  si accendono e la corrente “risuonerà” attraverso l’induttore,  $D_5$  e  $D_8$ . Allo stesso modo, commutando su un picco di tensione negativo,  $R_2$ ,  $D_2$  e  $C_{22}$  formano a loro volta un rivelatore di inviluppo. In caso di rilevamento di un picco di tensione negativo,  $T_2$ ,  $D_4$  e  $T_4$  si accenderanno e scorrerà corrente attraverso l’induttore,  $D_6$  e  $D_7$ . Il carico potrebbe essere direttamente collegato ai capi del condensatore  $C$  o, come più frequentemente accade, a valle di uno stadio rettificatore (ad esempio un ponte a diodi come mostrato in *Figura 11*). Le tipiche forme d’onda di corrente e tensione in un circuito di questo tipo (con e senza SSHI) sono riportate in *Figura 12* e fanno riferimento al caso senza perdite.

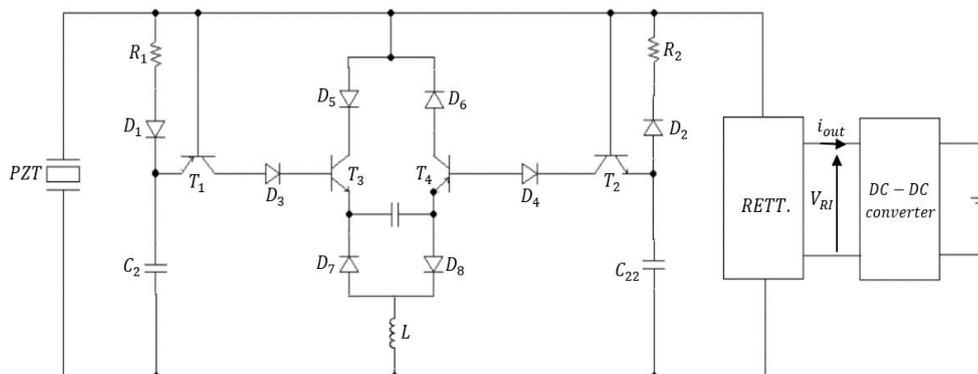


Figura 11 - Circuito SSHI a BJT proposto in [10]

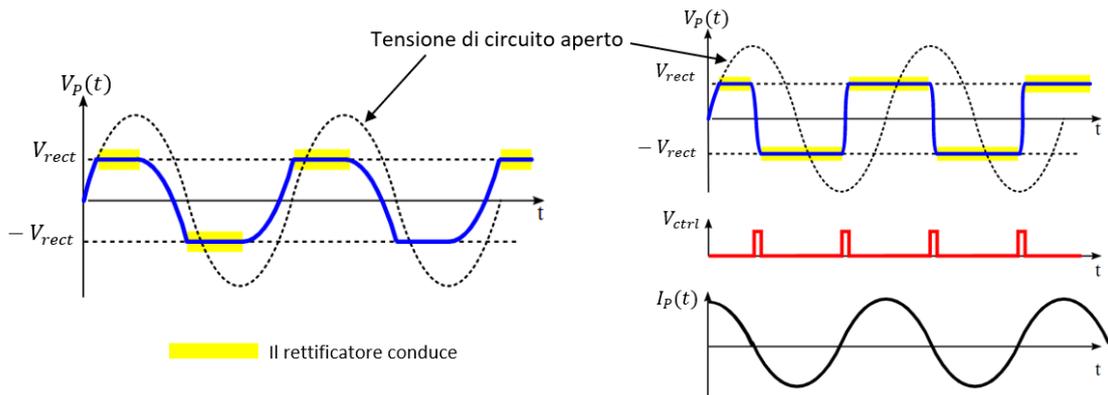


Figura 12 – Vengono mostrate le tipiche forme d'onda di corrente e di tensione di un circuito standard con FBR (a sinistra) e di un circuito basato su SSHI (a destra). Fonte: [2]

In molti circuiti buona parte dell'energia faticosamente raccolta è richiesta alle operazioni di controllo degli switches. Il circuito proposto nel 2008 da Lallart e Guyomar [12] cerca di apportare dei miglioramenti su questo versante introducendo l'uso di un interruttore elettronico, il cui principio di funzionamento è mostrato in Figura 13 (a e b).

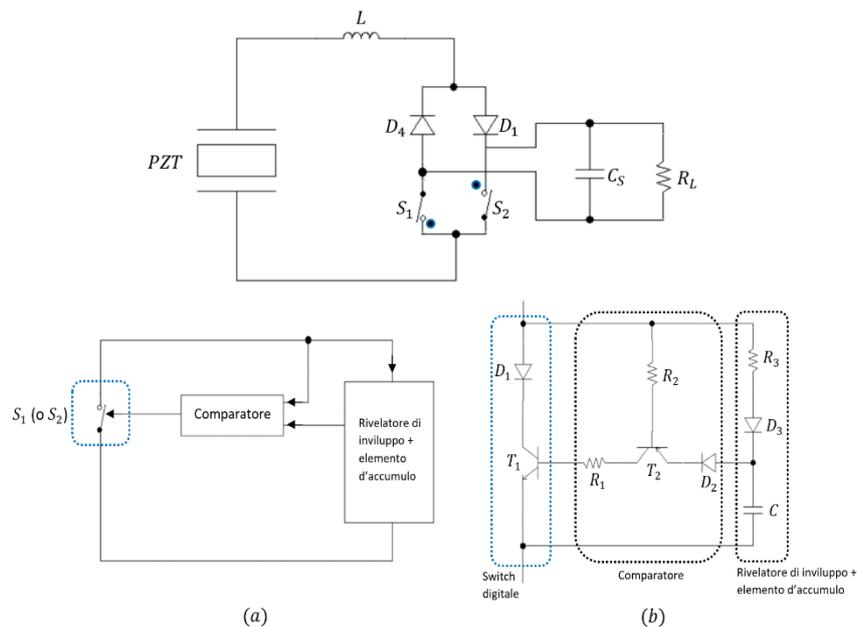


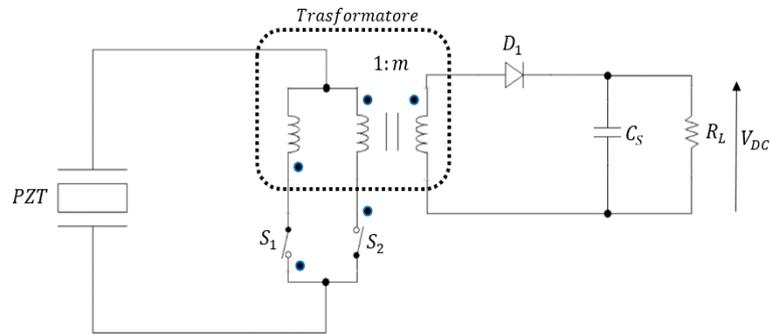
Figura 13 - Diagramma a blocchi e implementazione dello switch elettronico unipolare proposto in [12].

Il principio su cui è basato il funzionamento dell'interruttore proposto da Lallart e Guyomar consiste nell'andare a confrontare istantaneamente la tensione ai capi del trasduttore piezoelettrico con il suo inviluppo. Quando l'inviluppo è maggiore della tensione del piezo, il processo di commutazione è attivato. Dai test effettuati, Lallart e Guyomar hanno potuto constatare che un circuito di questo tipo consuma pochissima potenza (all'incirca il 5%

dell'energia totale disponibile sull'elemento piezoelettrico). In particolare, lo schema proposto utilizza due switches: uno per la commutazione positiva ( $S_1$ ) e uno per quella negativa ( $S_2$ ). La rilevazione dell'involuppo del segnale reso disponibile dal trasduttore piezoelettrico viene effettuata da  $R_3$ ,  $D_3$  e  $C$ . Fintanto che l'involuppo si mantiene ad un valore inferiore a quello della tensione d'ingresso, il transistor  $T_2$  è off e quindi lo è anche  $T_1$ . Quando la differenza fra la tensione d'ingresso e la tensione sul condensatore  $C$  supera la tensione di soglia di  $T_2$ , il transistor inizia a condurre. Perciò  $D_3$  non conduce e  $C$  si scarica attraverso  $D_2$ ,  $T_2$ ,  $R_1$  e  $T_1$ . La conduzione dei due transistor avvia il processo di commutazione. Il processo d'immagazzinamento dell'energia viene interrotto da  $D_1$  che cessa di condurre quando la corrente si annulla (la corrente diventa nulla alla fine del processo di inversione). A conclusione del processo di *harvesting* la carica sul condensatore  $C$  è nulla (scarica completa).  $R_1$  e  $R_2$  assicurano che la tensione base-emettitore di  $T_1$  e  $T_2$  non interferisca con il rivelatore di involuppo,  $D_2$  assicura la corretta scarica del condensatore  $C$ . Dagli esperimenti effettuati sul circuito, Lallard e Guyomar hanno potuto calcolare che la potenza raccolta con questa tecnica è all'incirca 2.6 volte (più del 30%) superiore a quella raccolta con una classica implementazione dell'SSHI. Le performance del circuito sono tanto migliori al diminuire dell'ampiezza delle vibrazioni; mentre il classico circuito dell'SSHI non è in grado di poter operare con ampiezze di spostamento inferiori a  $500\ \mu\text{m}$ , il circuito proposto in [12] rende possibile l'*harvesting* non appena l'entità dello spostamento raggiunge i  $350\ \mu\text{m}$ . In particolare, l'efficacia della tecnica è sancita dalla notevole riduzione delle perdite di commutazione rispetto ai casi precedentemente proposti. Inoltre, in [12] per la prima volta ci si pone come obiettivo quello di proporre un'architettura completamente *self-powered* che possa essere utilizzata in applicazioni per l'energy harvesting per dispositivi totalmente autonomi. Nel circuito proposto da Lallart e Guyomar, il rivelatore d'involuppo è collocato in serie al condensatore  $C_p$  interno all'elemento piezoelettrico e all'induttore dell'SSHI. In tal modo, la tensione rilevata non è la sola  $V_p$  ma la somma di essa e della tensione ai capi dell'induttore. Dunque, anche l'induttore è connesso al condensatore per un breve lasso di tempo durante ogni ciclo e l'istantanea azione di spegnimento dello switch introduce elevate componenti in frequenza sull'induttore. I minimi o massimi locali prodotti da queste componenti ad alta frequenza potrebbero indurre all'errore l'altro interruttore. Perciò, è necessario isolare il rivelatore d'involuppo e il comparatore dal percorso di commutazione.

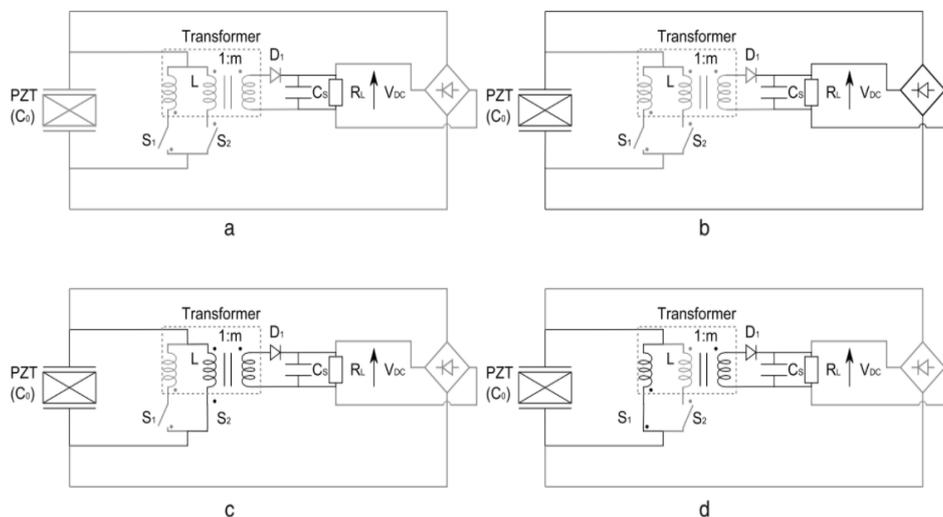
Un punto a sfavore della tecnica SSHI è proprio quello di non riuscire a garantire l'indipendenza dalla polarizzazione dell'uscita. Per cercare di risolvere questo problema, nel

2009 Garbuino et al. [13] hanno proposto un circuito sempre basato sull'SSHI, ma facente uso di un rettificatore di tipo magnetico (questo circuito è noto come SSHI-MR) in grado di ridurre la tensione di soglia e di separare il carico dal trasduttore tramite l'impiego di un trasformatore. Il circuito è mostrato in *Figura 14*:



*Figura 14 - Circuito dell'SSHI-MR proposto in [13]*

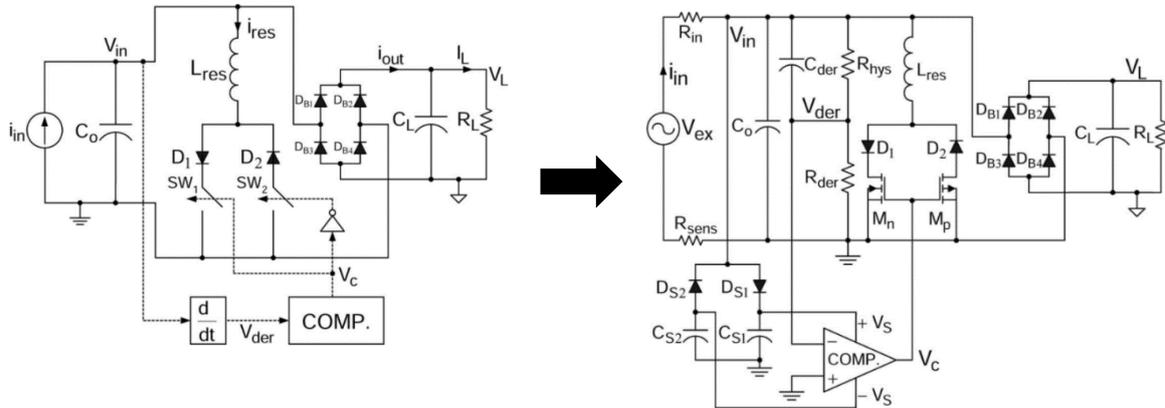
Nel 2011, Lallart et al. [14] hanno proposto una variante dell'architettura proposta in [13] in grado di commutare automaticamente fra le topologie SSHI-MR e P-SSHI a seconda del valore della tensione sull'elemento piezoelettrico. Lo schema circuitale e il principio di funzionamento sono mostrati in *Figura 15*.



*Figura 15 – Processo di estrazione dell'energia nel circuito proposto in [12]. (a) Nessuna operazione. (b) Trasferimento di energia affidato al P-SSHI (non viene abilitato se  $|V_p|$  è inferiore a  $V_{DC}$ ). (c,d) Trasferimento di energia affidato all'SSHI-MR. Fonte: [14].*

La tecnica ibrida proposta in [14] consente di trarre vantaggio dal disaccoppiamento elettrico offerto dalla tecnica SSHI-MR, ottenendo delle efficienze di conversione tipiche della tecnica P-SSHI.

Un esempio di P-SSHI che sfrutta transistor MOSFET piuttosto che BJT è riportato in *Figura 16*. Il circuito è stato proposto nel 2011 da N. Krihely e S. Ben-Yaakov [15].



*Figura 16 - Esempio di circuito P-SSHI basato su transistor MOSFET. Fonte: [15]*

L'idea che sta dietro al circuito proposto in [15] è sempre quella di consentire la commutazione istantanea della tensione ai capi del trasduttore piezoelettrico sfruttando un circuito di *peak-detection* basato sul monitoraggio della derivata della tensione ai capi del trasduttore. Lo schema circuitale include un induttore ( $L_{res}$ ), due diodi ( $D_1$  e  $D_2$ ), due interruttori ( $SW_1$  e  $SW_2$ ), un circuito differenziale per la valutazione della pendenza della tensione ai capi del condensatore d'uscita del piezo, un comparatore e un rettificatore a ponte di diodi.

Assumendo che all'istante  $t_1$  (fare riferimento alla *Figura 17*) il condensatore  $C_o$  sia precaricato a  $-V_L - 2V_D$ , durante l'intervallo di tempo  $t_1-t_2$  la corrente fluisce dalla sorgente verso il carico attraverso  $D_{B2}$  e  $D_{B3}$ . All'istante  $t_2$  la corrente della sorgente inverte il suo segno e inizia a caricare il condensatore  $C_o$  durante l'intervallo  $t_2-t_3$  finché la  $V_{der}$  (la derivata della tensione  $V_{in}$ ) non raggiunge il livello di soglia del comparatore provocando la commutazione della sua uscita (VC) al livello basso in corrispondenza dell'istante  $t_3$ . Questo evento provoca l'accensione dello switch  $SW_2$ , che avvia la fase di inversione del segno della tensione ai capi del trasduttore attraverso la maglia  $SW_2-D_2-L_{res}-C_o$ . L'alimentazione bipolare è fornita al comparatore tramite l'utilizzo di due diodi ( $D_{S1}$  e  $D_{S2}$ ) e due condensatori polarizzati ( $C_{S1}$  e  $C_{S2}$ ). La tensione  $V_{der}$  è ottenuta sfruttando il circuito differenziale  $C_{der}-R_{der}$ . Al fine di evitare errori o eventi di trigger indesiderati è stata introdotta un'isteresi tramite l'aggiunta del resistore  $R_{hys}$ . Le misurazioni effettuate da N.

Krihely e S. Ben-Yaakov mettono in evidenza, nel caso di circuito alimentato con trasduttore emulato, un incremento del 142 % della potenza estratta rispetto al rettificatore standard. Utilizzando un modulo piezo reale il miglioramento si ferma al 118 %, che è, comunque, un risultato notevole.

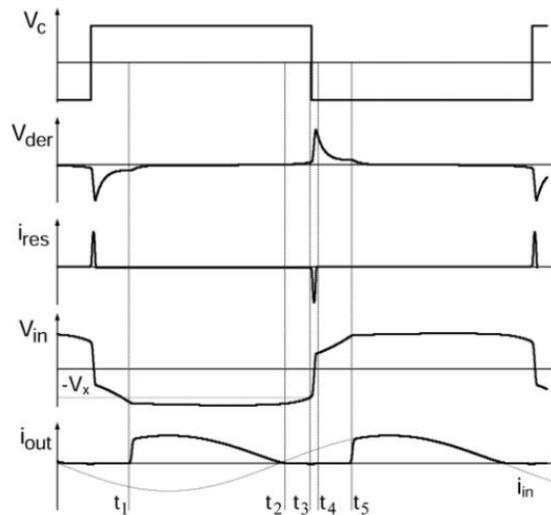


Figura 17 - Forme d'onda dei segnali messi a disposizione dal circuito di Figura 16. Fonte: [15]

Quelle mostrate e descritte sono le principali tipologie di circuito basato sul principio dell'SSHI proposte in letteratura. Tuttavia, negli ultimi anni l'interesse sull'argomento è aumentato considerevolmente e sta portando alla luce moltissime varianti dei circuiti sopra citati.

#### 1.4 Confronto fra SSHI e SECE

Un'altra tipologia di convertitore molto nota e utilizzata è la *Synchronous Electric Charge Extraction* (SECE). A differenza dell'SSHI, nello schema SECE quando viene rilevata una tensione di picco la carica elettrica viene prima rimossa dal trasduttore attraverso un induttore risonante e poi trasferita al carico. Il suo principio di funzionamento è riportato in *Figura 18*. Il SECE garantisce un rendimento costante e indipendente dal carico ma una potenza massima inferiore a quella raggiungibile con l'SSHI. Eccetto che nei casi in cui si debbano utilizzare dei trasduttori PE a bassissimo accoppiamento, l'SSHI risulta essere più adatto del SECE per quasi tutte le tipologie di trasduttore PE.

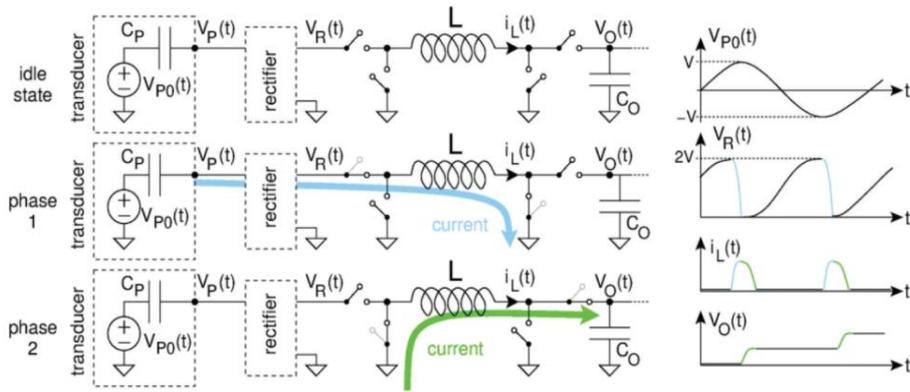


Figura 18 - Principio di funzionamento del SECE. Fonte: [16]

Vantaggi della tecnica SECE:

- Il trasduttore non è mai connesso al carico e ciò garantisce l'indipendenza della potenza raccolta dalla polarizzazione dell'uscita (indipendenza dal carico) e dunque un rendimento costante. Ne consegue che questo tipo di tecnica risulta essere più adatta in contesti in cui si deve operare con vibrazioni irregolari. L'SSHI, invece, non riesce a garantire l'indipendenza dal punto di lavoro.

Svantaggi della tecnica SECE:

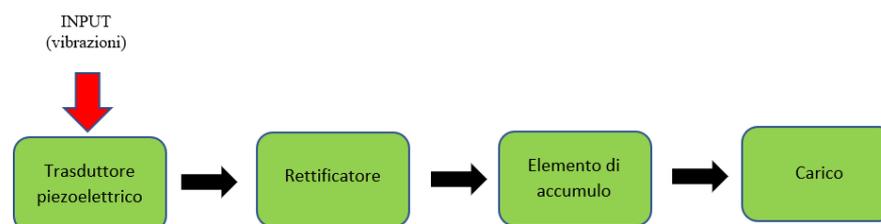
- La potenza raccolta con il metodo SECE è inferiore alla massima potenza raggiungibile con l'SSHI.
- SECE, estraendo la carica, restituisce degli impulsi di corrente periodici. Siccome il trasduttore è anche attuatore interpreta tali impulsi di corrente come dei colpetti che producono deformazione meccanica. Si può dimostrare che tale deformazione si oppone alle vibrazioni meccaniche del trasduttore che vengono, perciò, smorzate (si parla di "effetto damping"). Se il piezo risulta essere molto accoppiato (cioè l'energia elettrica risulta essere maggioritaria rispetto a quella meccanica), ed è quindi caratterizzato da un'efficienza di conversione elevata, il SECE offre un comportamento peggiore di un rettificatore classico. Se, invece, l'energia meccanica predomina su quella elettrica (ad esempio nel caso in cui considero una trave lunga 1 m con una massa da 1 kg collocata all'estremo non vincolato e colloco un piccolo trasduttore piezoelettrico in prossimità dell'attaccatura) il trasduttore non risentirà dell'effetto di smorzamento.

## Capitolo 2

### Soluzioni proposte per l'implementazione circuitale

#### 2.1 Introduzione

Il metodo più basilare di estrazione di energia da trasduttori piezoelettrici prende il nome di interfaccia standard e consiste nell'utilizzo di un rettificatore collegato al piezo, con condensatore di storage e carico connessi in parallelo sul suo output (*Figura 19*).



*Figura 19 - Schema a blocchi di un circuito standard per l'estrazione di energia da PZT*

In *Figura 20* sono riportati gli andamenti della corrente e della tensione sul trasduttore per un'interfaccia standard. L'inversione del segno della tensione ai capi del trasduttore si verifica quando il rettificatore si trova in stato off; questo comporta la dissipazione di una notevole quantità di energia attraverso il condensatore e il resistore interni al trasduttore e, dunque, una riduzione della potenza estraibile.

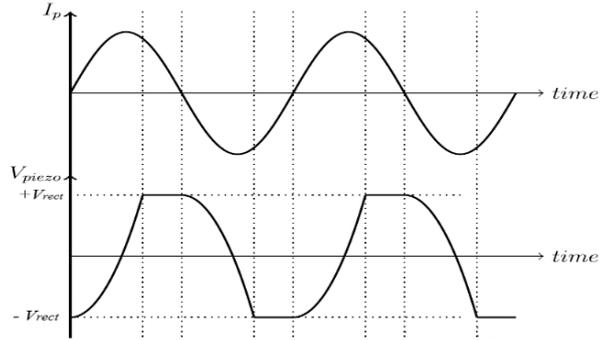


Figura 20 - Andamenti della corrente e della tensione del trasduttore per un'interfaccia di tipo standard con FBR

L'inversione della tensione attraverso un induttore, abilitata per un opportuno e breve lasso di tempo, consente di fare uso della potenza che altrimenti andrebbe dissipata e, dunque, di incrementare considerevolmente la quantità di potenza accumulata sull'elemento di storage (tipicamente un condensatore a basso leakage). Questo è il principio su cui si basa la tecnica SSHI (*Synchronized Switch Harvesting on Inductor*). In particolare, questo elaborato si occuperà della tecnica P-SSHI (*Parallel- SSHI*), il cui schema circuitale è visibile in Figura 21.

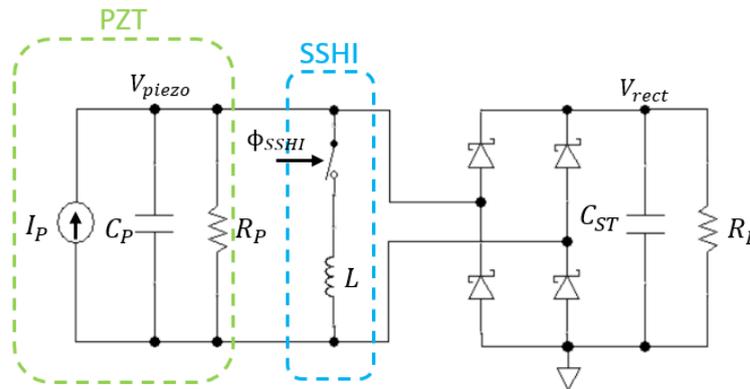


Figura 21 - Schema circuitale di un P-SSHI standard

In Figura 22, invece, sono riportate le tipiche forme d'onda della corrente e della tensione del piezo quando viene adottata la tecnica SSHI. È necessario rilevare sia il picco positivo che quello negativo della tensione ai capi del trasduttore e chiudere l'interruttore solo per il tempo strettamente necessario all'inversione della tensione, altrimenti l'energia tornerebbe indietro verso la sorgente e andrebbe a caricare il condensatore  $C_p$ . In particolare, l'interruttore dovrà restare chiuso per metà del periodo di oscillazione naturale del circuito

risonante  $LC_p$ , ovvero per un tempo pari a circa  $\pi\sqrt{LC_p}$ . Alla riapertura dell'interruttore la tensione si sarà invertita, a meno delle perdite, e la corrente sull'induttore sarà praticamente nulla. L'inversione avrà quindi portato la tensione sul trasduttore piezoelettrico vicino alla soglia di conduzione opposta. Perciò, dopo il picco, la corrente  $I_p$  cambierà segno e  $V_p$  diminuirà riportando nuovamente in conduzione il rettificatore.

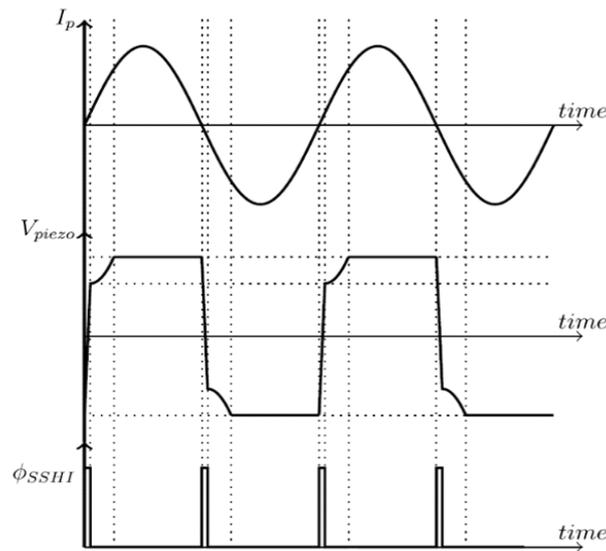


Figura 22 - Andamenti della corrente e della tensione sul piezo quando SSHI è abilitata

## 2.2 Soluzioni per la rilevazione del picco

Per applicare correttamente la tecnica SSHI e sfruttare pienamente i suoi vantaggi è necessario abilitare lo switch nel momento in cui la tensione  $V_p$  ai capi del trasduttore ha raggiunto un massimo o un minimo (o, in maniera equivalente, quando  $I_p(t) = 0$ ), e mantenerlo chiuso per il tempo strettamente necessario (ovvero il tempo necessario alla tensione per commutare completamente). Di seguito vengono proposte e analizzate tre diverse tipologie di circuito per il rilevamento del picco (o *Peak Detector*, PD) della tensione ai capi del trasduttore.

### Tipologia n° 1

In questo caso il rilevamento viene effettuato a valle del rettificatore, posizionando un comparatore ai capi di un resistore ( $R_{shunt}$ ) collocato in serie fra il terminale positivo

d'uscita del rettificatore e l'elemento di accumulo. In questo modo viene sfruttato il fatto che la differenza fra la tensione rettificata ( $V_{rect}$ ) e la tensione ai capi del condensatore ( $V_O$ ) si annulla quando la corrente su  $R_{shunt}$  è nulla. Le due criticità di questo schema circuitale sono: (1) il fatto di poter lavorare con tensioni esclusivamente positive; (2) il fatto che la tensione  $V_{rect}$  possa essere più elevata della  $V_O$ . Siccome l'obiettivo è quello di realizzare un circuito per l'energy harvesting che sia in grado di alimentare sé stesso con l'energia estratta ed immagazzinata, evitando l'uso di batterie, anche il comparatore andrà alimentato con la tensione  $V_O$ . Proprio il comparatore potrebbe rappresentare in tal senso una potenziale criticità in quanto ci si dovrà accertare che possa accettare ingressi che eccedano la sua tensione di alimentazione. Tuttavia, è possibile constatare che, a causa dell'entità limitata delle correnti, la differenza fra  $V_{rect}$  e  $V_O$  rimarrebbe limitata entro le specifiche del comparatore.

Di seguito è riportato lo schematico LTSpice utilizzato per la simulazione del circuito (Figura 23), mentre in Figura 24 sono visibili le forme d'onda ottenute dalla simulazione. La netlist Spice è riportata in Appendice A1 a pag. 92.

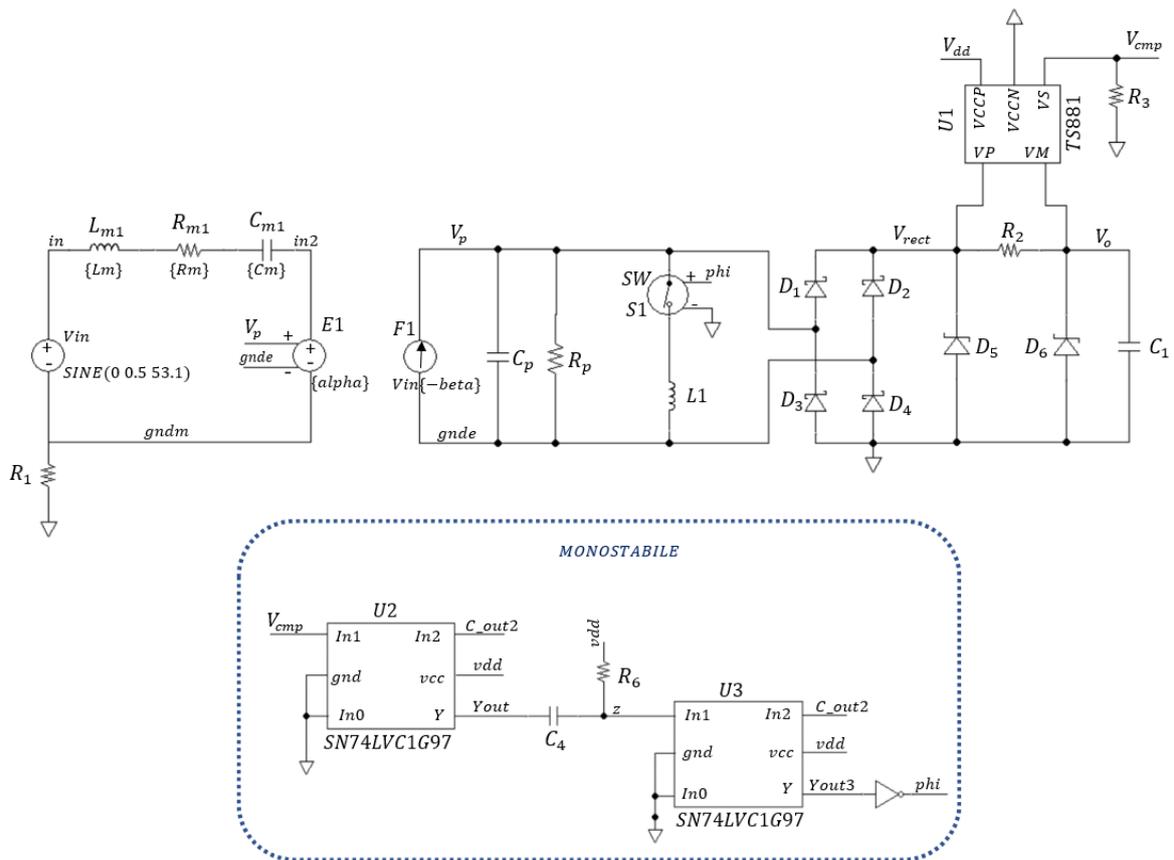


Figura 23 - Schematico della prima tipologia di circuito proposta.

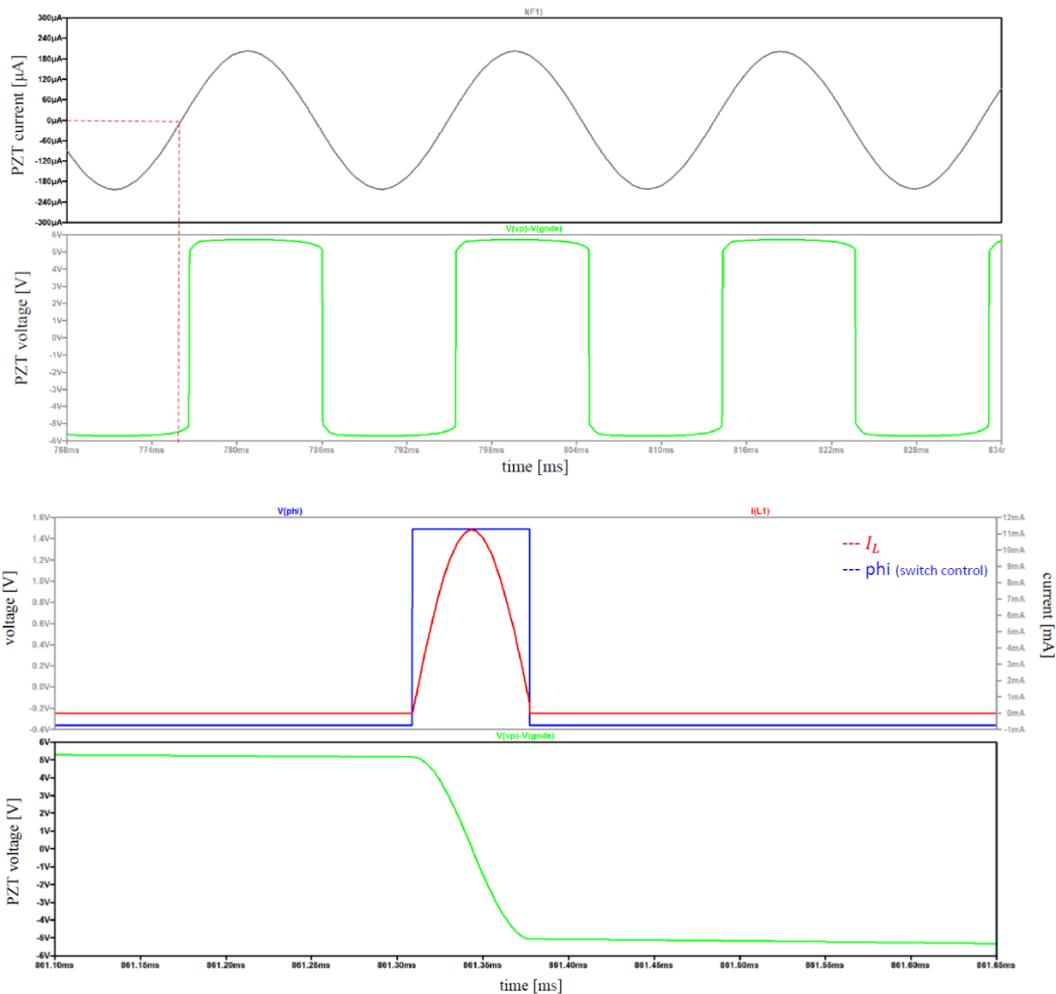


Figura 24 - Forme d'onda dei segnali ottenuti dalla simulazione LTSpice del circuito basato su  $R_{shunt}$

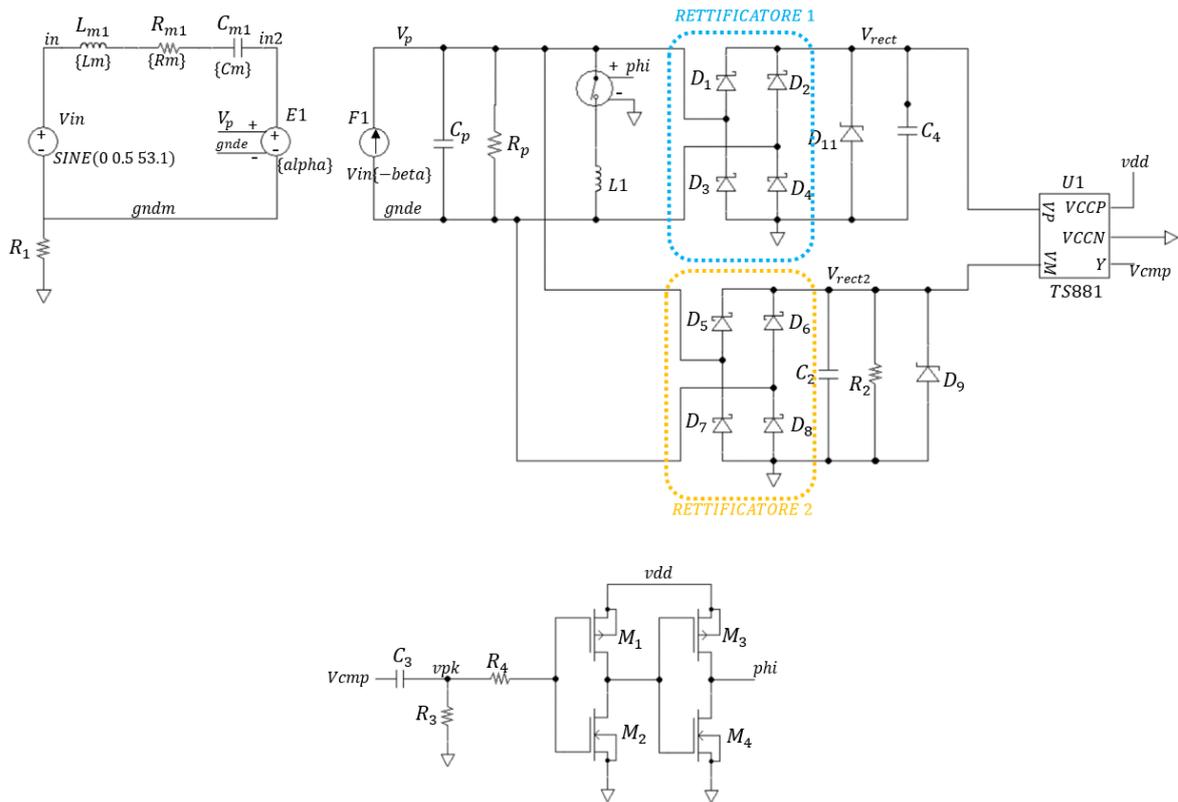
Nonostante un ritardo di commutazione dovuto al comparatore, l'inversione della tensione si verifica nel corretto istante temporale. L'induttore è in grado di caricarsi e scaricarsi completamente, consentendo alla tensione ai capi del trasduttore di invertirsi correttamente.

### Tipologia n° 2

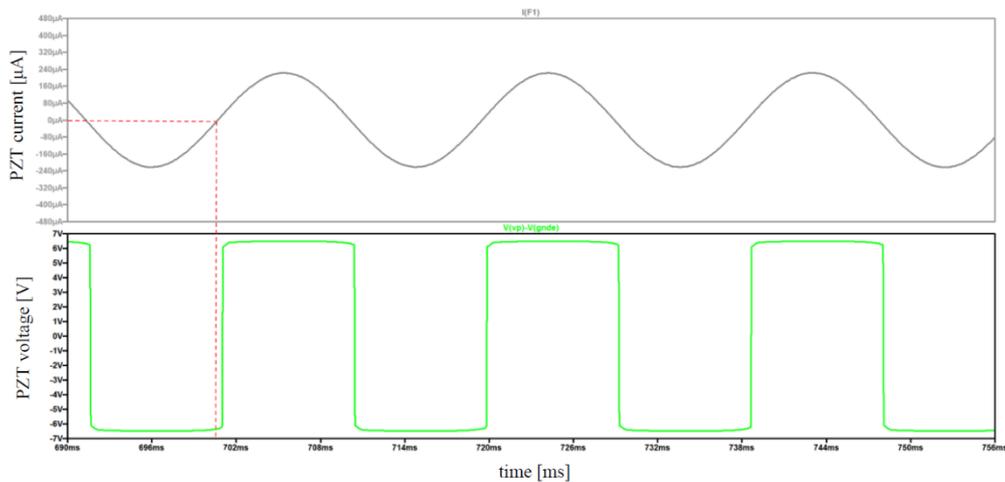
Il rilevamento viene effettuato a valle del rettificatore, sfruttando un secondo circuito di rettifica (analogo al primario) avente sull'uscita il parallelo di un condensatore di capacità sufficientemente più piccola di quella del condensatore primario e un resistore con resistenza dell'ordine delle decine di  $M\Omega$ . In questo modo la tensione all'uscita del rettificatore secondario (denominata  $V_{rect2}$ ) è sicuramente compresa fra 0 e  $V_{rect}$ . Le due tensioni rettificate vengono portate sugli ingressi di un comparatore, la cui uscita commuta da 0 a 1 tutte le volte che  $V_{rect2}$  diventa minore di  $V_{rect}$ . Due grossi vantaggi in questo caso sono: (1) il comparatore risulta essere più reattivo nell'effettuare il rilevamento; (2) è possibile

alimentare il circuito di peak detection direttamente con la tensione rettificata, anche senza usare un regolatore.

In *Figura 25* è mostrato lo schematico LTSpice del circuito proposto, mentre la *netlist Spice* è riportata in *Appendice A2* a pag. 93. Le forme d'onda ottenute dalla simulazione sono, invece, visibili in *Figura 26*.



*Figura 25 - Schematico della seconda tipologia di circuito proposta.*



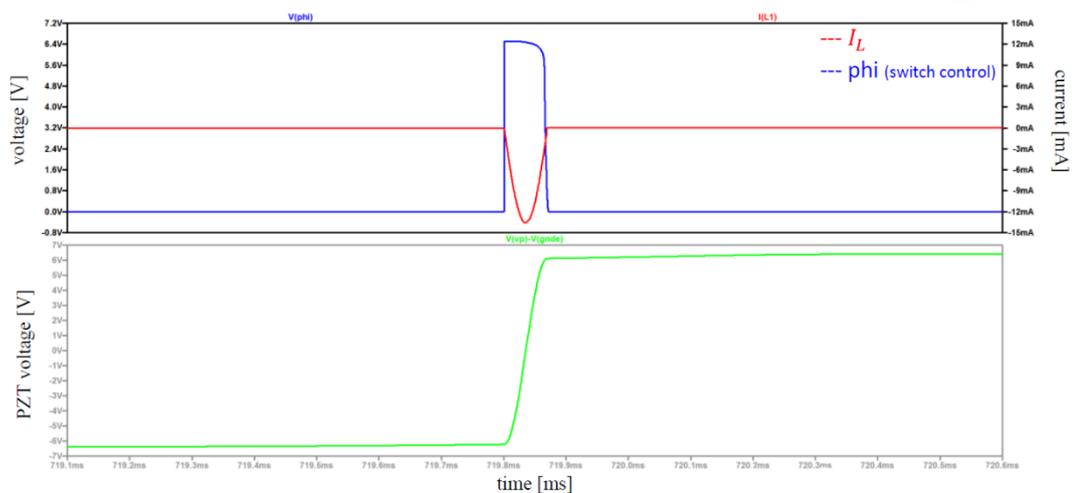


Figura 26 - Forme d'onda dei segnali ottenuti dalla simulazione LTSpice del circuito di rilevamento basato su doppio rettificatore.

Il ritardo di commutazione del comparatore risulta essere leggermente inferiore rispetto al caso analizzato precedentemente. Inoltre, la forma d'onda della tensione ai capi del trasduttore ha un andamento più vicino a quello ideale (è più squadrata) rispetto al caso precedente.

### Tipologia n° 3

In questo caso il rilevamento dei massimi e dei minimi della tensione ai capi del trasduttore sfrutta il principio di funzionamento dei *sense amplifier* utilizzati nelle SRAM. Tali circuiti vengono utilizzati per amplificare piccole differenze di tensione e ricondurle ad un livello logico 0 o 1. Analogamente, si potrebbe utilizzare un amplificatore differenziale per andare a confrontare la tensione ai capi del trasduttore con una sua versione ritardata, in modo da alzare l'uscita quando la differenza fra le due tensioni risulta essere sufficientemente ampia. Per la realizzazione di questa soluzione sono stati individuati i MOSFET  $\mu$ -power e *zero-threshold* della Advanced Linear Device (ALD). Si tratta di transistori che assicurano bassissime correnti di leakage e capacità di gate estremamente basse, e che risultano ideali per la realizzazione di coppie differenziali e specchi di corrente, poiché prodotti e commercializzati anche sotto forma di array di transistor in cui è data particolare importanza alla simmetria e al matching delle caratteristiche. Per le simulazioni sono stati utilizzati dei modelli LTSpice semplificati dei MOSFET scelti, resi disponibili dallo stesso produttore.

Anche per questa tipologia di rilevatore viene riportata la *netlist Spice* (Appendice A3 a pag. 94), lo schematico (Figura 27) e un'immagine che mostra gli andamenti delle forme d'onda d'interesse ottenute dalla simulazione (Figura 28).

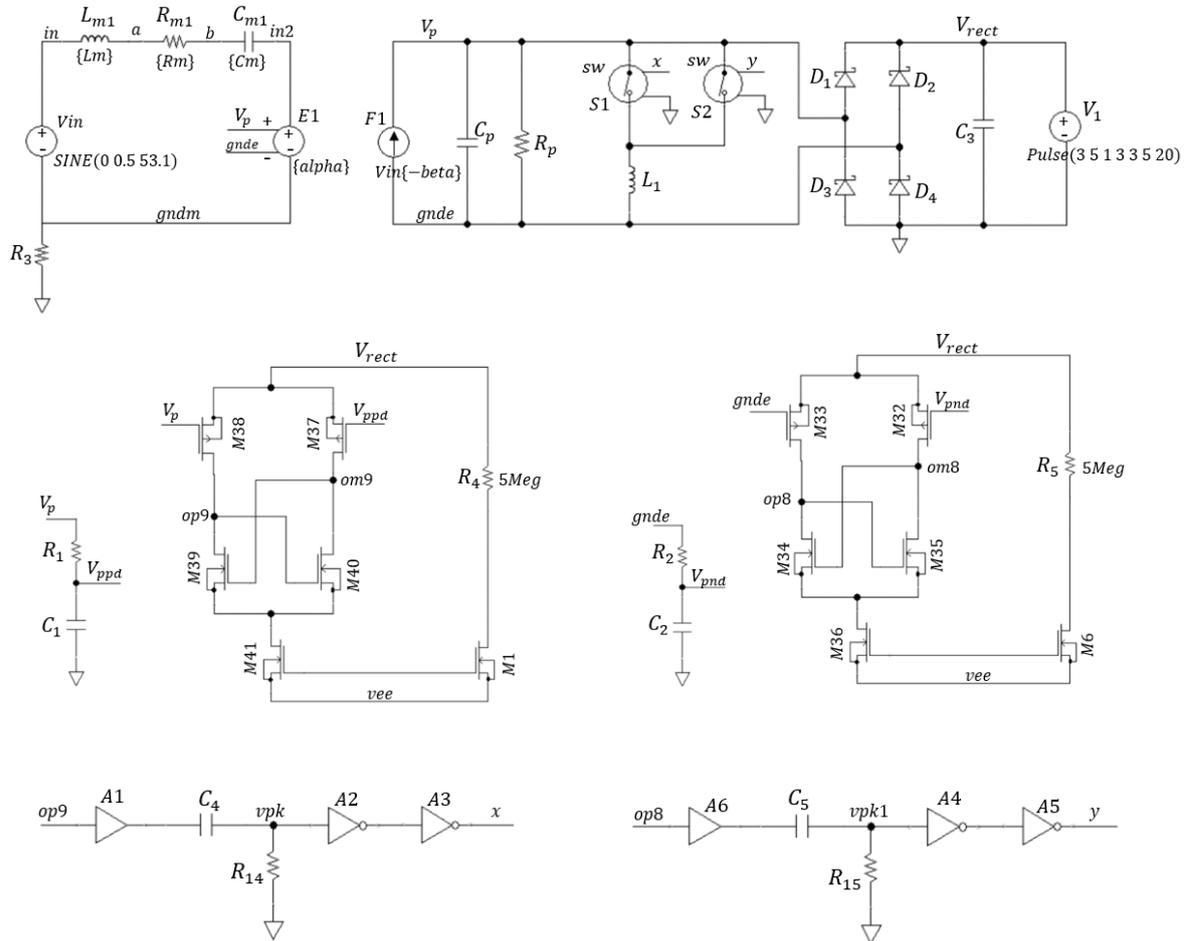
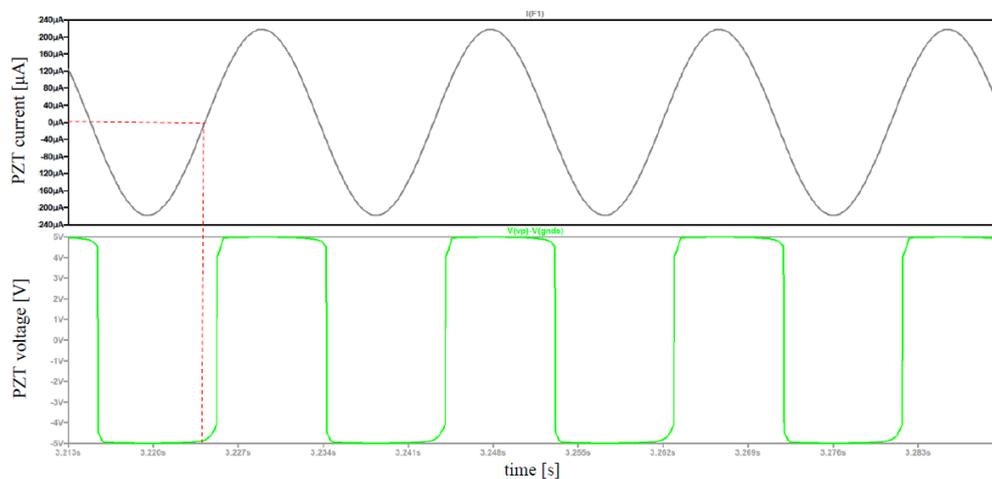


Figura 27 - Schematico della terza tipologia di circuito proposta.



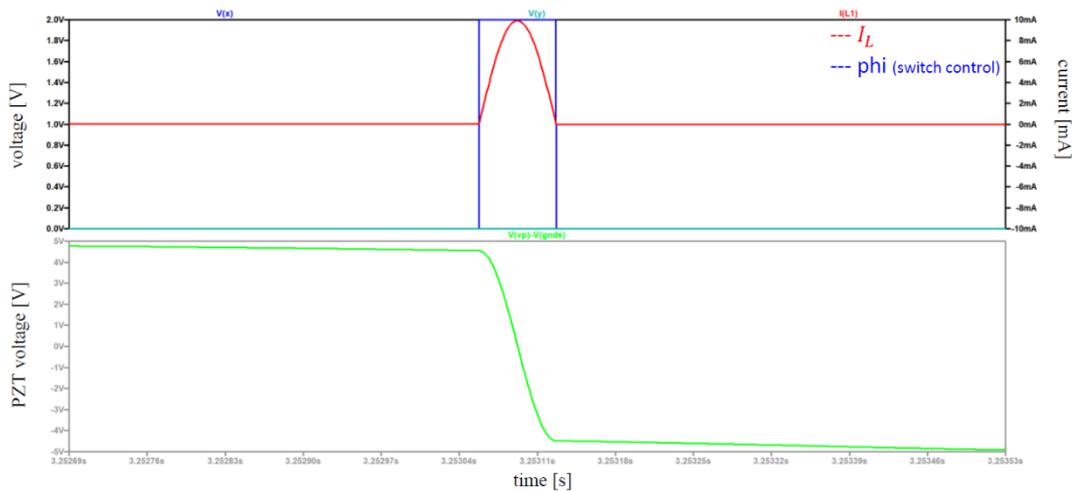


Figura 28 - Forme d'onda ottenute dalla simulazione LTSpice del circuito a MOSFET.

Questa è la soluzione caratterizzata dal maggior ritardo di commutazione e dall'andamento della  $V_P$  più significativamente distorto, ma è anche l'unica soluzione che propone il rilevamento del picco a monte del rettificatore e questo consente di lavorare sia con tensioni positive che negative. Inoltre, è l'unica tipologia di rilevamento, fra quelle proposte, che dà la possibilità di gestire tensioni rettificate anche dell'ordine della decina di Volt, proprio in virtù del fatto che è basata sull'impiego di MOSFET.

D'altra parte, però, il fatto di dover portare in ingresso agli amplificatori differenziali delle versioni ritardate delle tensioni  $V_P$  e  $V_{gnde}$ , al fine di rendere sufficientemente reattivo il comparatore, potrebbe limitare la massima frequenza di vibrazione consentita all'ingresso del circuito.

## Capitolo 3

### Scelta dei componenti e progetto del convertitore

#### 3.1 Espressione analitica della $V_P(t)$ in un circuito risonante

L'idea che sta alla base della tecnica SSHI è quella di introdurre a valle dell'harvester uno switch in serie ad un induttore in modo da formare un circuito risonante RLC con l'effetto capacitivo ( $C_P$ ) intrinseco al trasduttore piezoelettrico. Il compito dello switch è quello di chiudersi ogni volta che la tensione ai capi del trasduttore ha raggiunto una condizione di massimo (o di minimo) e di riaprirsi dopo un semiperiodo del circuito  $RLC_P$  così da consentire un'inversione naturale della tensione. Per poter scegliere lo switch e dimensionare correttamente l'induttore è necessario avere ben chiaro il funzionamento del circuito RLC.

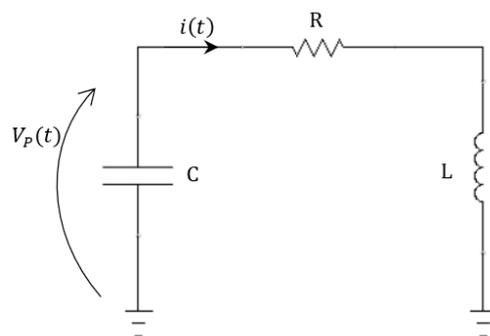


Figura 29 - Circuito RLC in cui è messa in evidenza la tensione ai capi del condensatore (che corrisponde alla tensione ai capi del trasduttore piezoelettrico)

$$V_P(t) = L \frac{di(t)}{dt} + R \cdot i(t) \quad (1)$$

$$i(t) = -C \cdot \frac{dV_P}{dt} \quad (2)$$

Sostituendo la (2) nella (1) si ottiene:

$$L \cdot C \cdot \frac{d^2V_P}{dt^2} + R \cdot C \frac{dV_P}{dt} + V_P = 0$$

$$\frac{d^2V_P}{dt^2} + \frac{R}{L} \frac{dV_P}{dt} + \frac{1}{L \cdot C} V_P(t) = 0 \quad (3)$$

Sapendo che:

$$\tau = \frac{2L}{R}$$

e che

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$$

Si può riscrivere la (3) come segue:

$$\frac{d^2V_P}{dt^2} + \frac{2}{\tau} \frac{dV_P}{dt} + \omega_0 V_P(t) = 0 \quad (4)$$

Si può facilmente dimostrare che la soluzione dell'equazione differenziale di secondo grado (4) è:

$$\lambda = \frac{1}{\tau} \pm j \sqrt{\omega_0^2 - \frac{1}{\tau^2}}$$

dove  $\sqrt{\omega_0^2 - \frac{1}{\tau^2}} = \omega'_0$ .

Ne consegue che:

$$V_P(t) = e^{-\frac{t}{\tau}} \cdot (A \cdot \sin(\omega'_0 t) + B \cdot \cos(\omega'_0 t)) \quad (5)$$

Calcolo delle costanti A e B:

$$V_P(0) = V_{P0} \quad \rightarrow \quad B = V_{P0}$$

$$i_L(0) = 0 \rightarrow \left. \frac{dV_P}{dt} \right|_{t=0} = 0 \rightarrow \frac{dV_P}{dt} = e^{-\frac{t}{\tau}} \cdot (\omega_0 A \cdot \cos(\omega'_0 t) - \omega'_0 B \cdot \sin(\omega'_0 t))$$

$$\left. \frac{dV_P}{dt} \right|_{t=0} = \omega_0 A - \frac{1}{\tau} V_{p0} = 0 \rightarrow A = \frac{1}{\omega_0 \tau} \cdot V_{p0}$$

Sostituendo le quantità appena determinate nella (5) si ricava l'espressione finale della tensione  $V_P$ :

$$V_P(t) = V_{p0} \cdot e^{-\frac{t}{\tau}} \cdot \left( \frac{\sin(\omega'_0 t)}{\omega_0 \cdot \tau} \cdot \cos(\omega'_0 t) \right)$$

Infine, facendo riferimento all'equazione (2), si ottiene l'espressione della corrente:

$$i(t) = V_{p0} \cdot C \cdot e^{-\frac{t}{\tau}} \cdot \left( \frac{1 + (\omega'_0 \tau)^2}{\omega'_0 \cdot \tau^2} \cdot \sin(\omega'_0 t) \right)$$

### 3.2 Scelta dell'induttore e dello switch

Per i circuiti basati sull' $R_{shunt}$  e sul doppio circuito di rettifica, poiché pensati per alimentare carichi che necessitano di tensioni dell'ordine dei 5 – 6 V, la miglior soluzione per l'implementazione dell'interruttore dell'SSHI è quella di sfruttare uno switch commerciale low-power e a ridotta resistenza. Il circuito basato sugli amplificatori differenziali, al contrario, è pensato per operare con tensioni più elevate e carichi alimentabili con 10 V, perciò lo switch dell'SSHI deve essere in grado di operare in tali condizioni. Purtroppo, non esistono interruttori commerciali a ridotto consumo in grado di tollerare decine di volts di alimentazione, e per questo motivo si è pensato di realizzare a MOS l'interruttore.

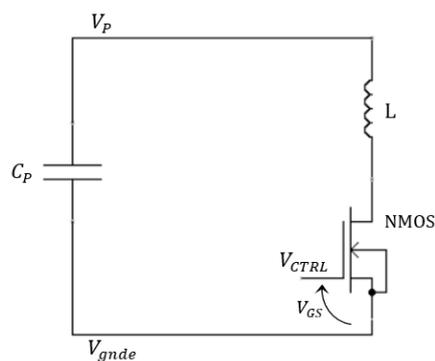


Figura 30 - Switch a singolo MOS

Una prima idea potrebbe essere quella di realizzare lo switch utilizzando un solo NMOS in serie all'induttore (*Figura 30*). In tal caso il transistor risulterebbe acceso quando sul suo gate viene portata una tensione di controllo ( $V_{CTRL}$ ) alta. Siccome  $V_P$  e  $V_{GNDE}$  sono caratterizzate dall'andamento mostrato in *Figura 31*, la  $V_{GS}$  dell'NMOS avrebbe sostanzialmente lo stesso andamento della  $V_P$ . Non appena la  $V_{GS}$  diventa minore della soglia ( $V_{TH}$ ), l'NMOS si spegne. In tal modo si perde una porzione di *voltage swing* pari alla soglia stessa. La soluzione può essere quella di sfruttare un PMOS in parallelo all'NMOS e di pilotarlo con la tensione di controllo negata ( $V_{CTRL-n}$ ). In tal modo, quando la tensione  $V_{GS}$  dell'NMOS scende sotto la sua soglia di accensione, interviene il PMOS che mantiene chiuso lo switch evitando la perdita della soglia. Purtroppo, però, quando entrambe i transistor sono spenti ( $V_{G(p)}=5V$  e  $V_{G(n)}=0$ ) entrano in conduzione i due diodi di bulk associati. Le soluzioni che consentono di evitare questo problema sono quella di sfruttare due coppie di MOS complementari collocate al di sopra e al di sotto dell'induttore oppure quella di utilizzare due ulteriori diodi in serie ai due NMOS (*Figura 32*) come già proposto in [17].

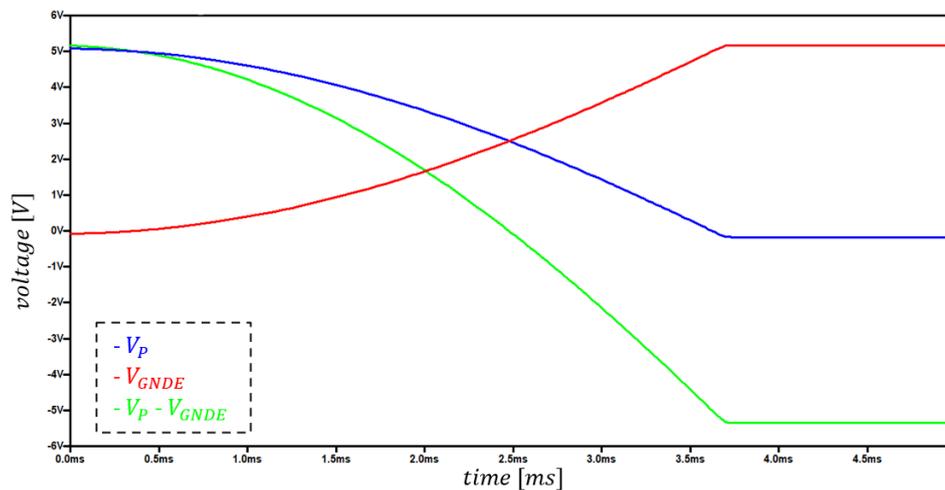


Figura 31 - Andamento dei segnali  $V_p$ ,  $V_{gnde}$  e  $V_p - V_{gnde}$  in assenza di SSHI

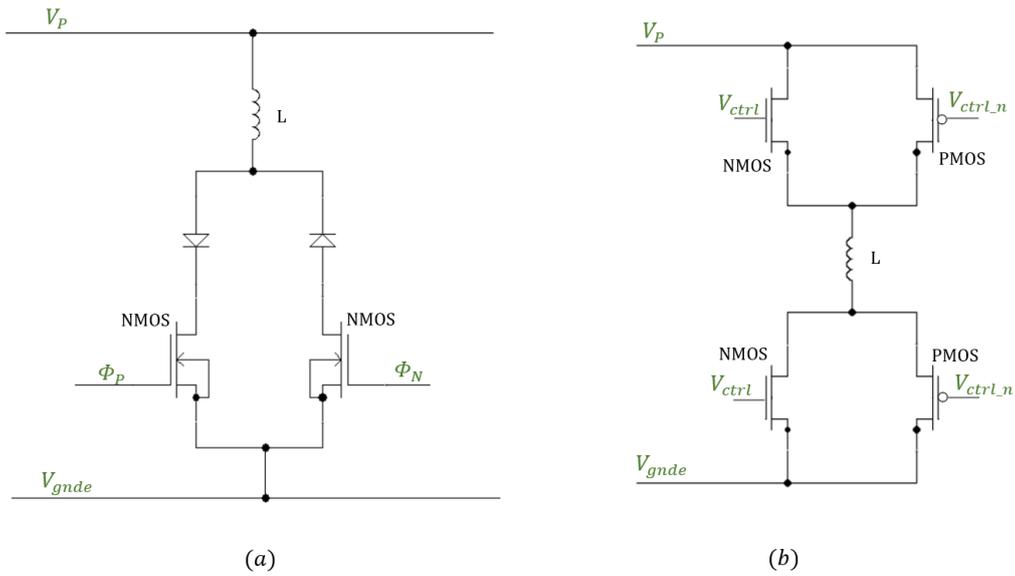


Figura 32 – Possibili soluzioni per l'implementazione dello switch CMOS

I MOS utilizzati per la realizzazione dello switch devono essere caratterizzati da una  $I_{DSS}$  bassa (inferiore a  $1\mu A$ ). Inoltre, la  $R_{DS(on)}$  dei transistori va opportunamente valutata poiché impatta sul livello di tensione raggiunto dopo l'inversione.

In Figura 33 è mostrato il risultato della simulazione LTSpice dello switch CMOS (b) mostrato in Figura 32. L'andamento delle curve ne mostra il corretto funzionamento.

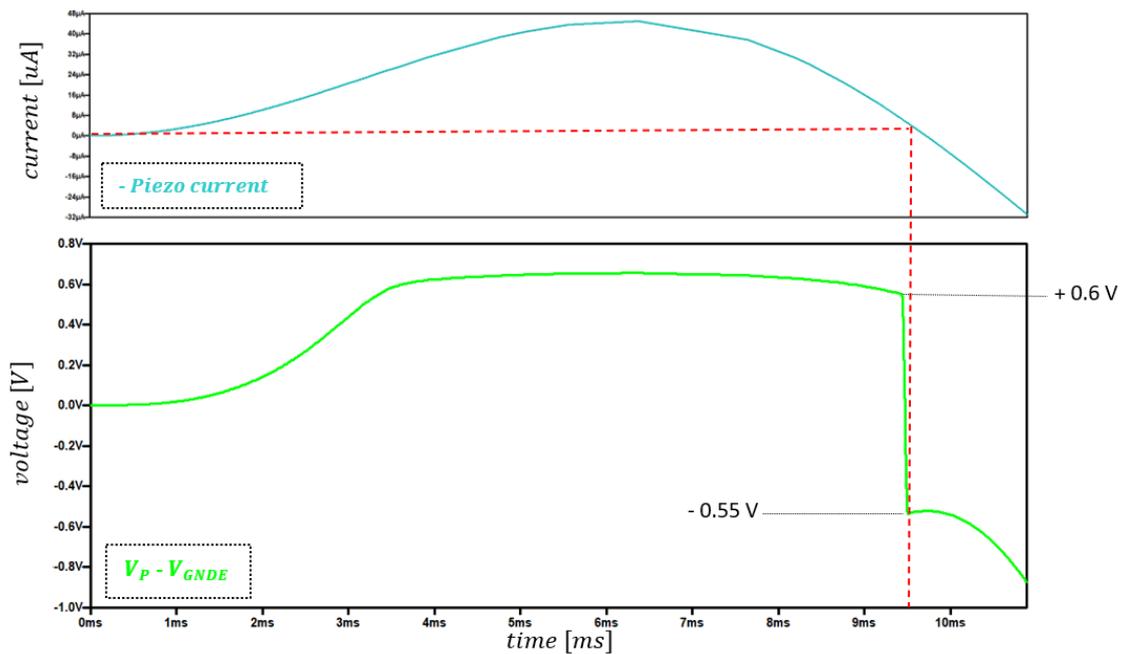


Figura 33 - Forme d'onda che dimostrano il corretto funzionamento dello switch CMOS (b) mostrato in Figura 32.

Innanzitutto, è necessario garantire uno smorzamento della tensione ai capi del trasduttore piezoelettrico il più possibile limitato. Lasciare agire per molto tempo lo smorzamento significherebbe dover gestire delle tensioni molto attenuate e delle ampiezze della  $V_p$  diverse su ogni periodo. Indichiamo con  $T_o$  il semiperiodo di oscillazione e con  $\tau$  la costante di attenuazione:

$$T_o = \frac{\pi}{\sqrt{\frac{1}{L \cdot C} - \left(\frac{R}{2 \cdot L}\right)^2}} \simeq \pi \cdot \sqrt{L \cdot C}$$

$$\tau = \frac{2 \cdot L}{R}$$

Tanto più ripido è l'esponenziale  $e^{-\frac{t}{\tau}}$ , tanta più energia viene persa nel tempo  $T_o$ . Se, invece, l'esponenziale risulta attenuarsi più lentamente (cioè se  $\frac{L}{R}$  è maggiore), le cose migliorano (Figura 34).

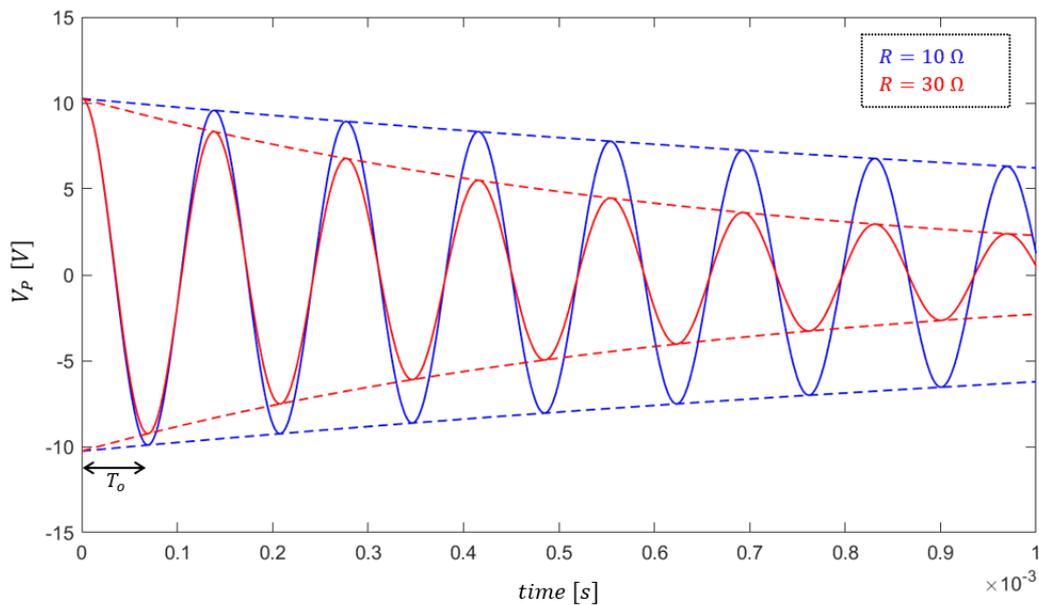


Figura 34 - Andamenti della  $V_p$  e dell'esponenziale di involuppo in assenza di switch.  $L = 10 \text{ mH}$ ,  $C = 48.6 \text{ nF}$ ,  $f_o = 53 \text{ Hz}$  e  $V_{p0} = 10 \text{ V}$ .

Quindi bisogna confrontare  $T_o$  e  $\tau$  e fare in modo che  $\tau \gg T_o$ . Ad esempio, se  $L = 10 \text{ mH}$  e  $f_o = 50 \text{ Hz}$ , la resistenza totale (data dalla somma della resistenza parassita dell'induttore e della resistenza associata allo switch dell'SSHI) deve necessariamente essere molto minore di  $0.5 \Omega$ . Tale valore di resistenza è estremamente basso e trovare un induttore da  $10 \text{ mH}$  la cui resistenza, sommata a quella dello switch a cui è in serie, sia inferiore a  $0.5 \Omega$  non è

semplice. Per poter incrementare il valore di  $\tau/T_0$  è necessario aumentare la sola induttanza e questo aumenta inevitabilmente, in proporzione, la resistenza associata. Tuttavia, l'aumento di  $T_0$  comporta un rilassamento dei vincoli sui tempi di commutazione delle logiche associate al circuito di *peak detection*, che potranno quindi consumare meno. È anche necessario garantire che  $T_0$  sia maggiore del tempo di risposta delle logiche di controllo in modo da consentire alle logiche di commutare. Lo switch dell'SSHI va mantenuto in stato ON per circa  $T_0$ . Eccedere questo tempo significa consentire alla  $V_p$  di risalire dopo l'inversione e quindi perdere una parte dello swing di tensione. Incrementare il valore di  $L$  significa aumentare il rapporto  $\tau/T_0$  e rallentare lo smorzamento, quindi perdere meno energia ad ogni oscillazione.

Soffermiamoci ora sul caso dell'SSHI in cui lo switch è implementato a transistori MOS. Da quanto appena detto, si potrebbe dedurre che scegliere dei MOS con resistenza molto bassa sia l'ideale; in realtà, ad una bassa resistenza di accensione corrisponde una capacità di gate elevata (Figura 35), che richiederebbe un consumo considerevole di potenza dinamica per riuscire a pilotare il transistor. Al fine di mantenere quest'ultimo contributo il più basso possibile, va selezionato un MOS caratterizzato dal più alto valore possibile di  $R_{DS(on)}$  che risulti trascurabile rispetto alla  $DCR$  dell'induttore. In generale, dovendo trovare un *trade-off*, è solitamente preferibile usare un MOS in grado di restituire una minor efficienza di conversione ma che richieda consumi minori.

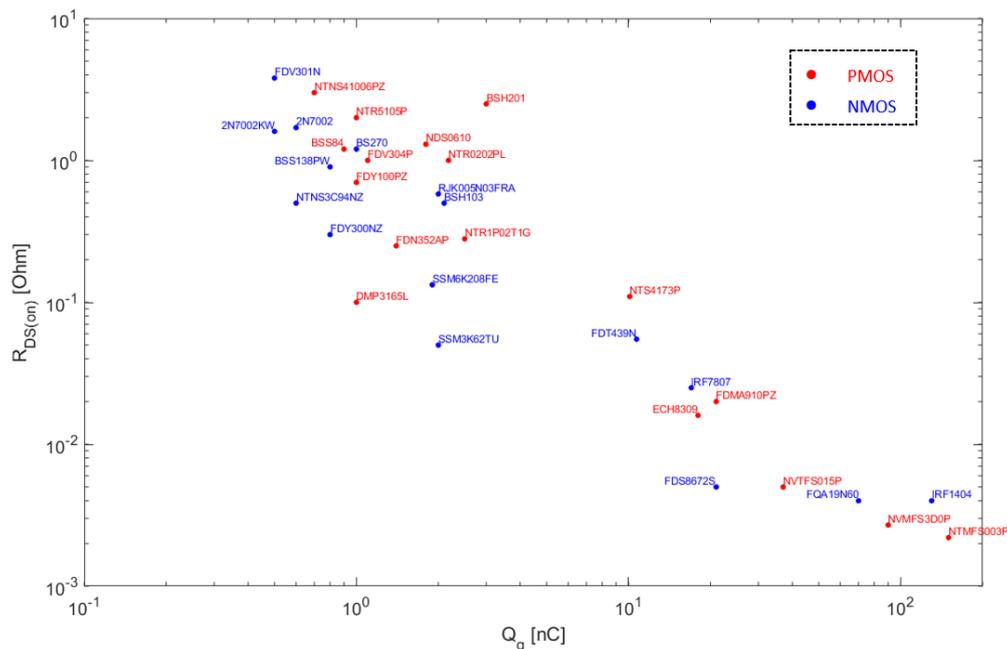


Figura 35 - Resistenza di accensione di alcuni MOS commerciali in funzione della carica di gate totale (a  $V_{gs} = 4.5$  V)

In generale, siccome la resistenza serie parassita dell'induttore ( $DCR$ ) cresce linearmente con l'induttanza, valori più alti di  $L$  incidono su  $T_o$  ma non variano significativamente  $\tau$ . Gli induttori appartenenti alla stessa famiglia sono caratterizzati dal medesimo rapporto  $L/R$  (poiché sfruttano lo stesso filo, avvolto un numero minore o maggiore di volte attorno ad un toroide per ottenere i diversi valori di induttanza). Perciò, appurato che il rapporto  $L/R$  abbia valore accettabile, la scelta di una famiglia di induttanze con  $DCR$  elevata fa sì che la resistenza associata all'induttore sia dominante sulla  $R_{ON}$  dello switch al punto da renderla trascurabile. D'altra parte, all'aumentare di  $L$  aumenta anche  $T_o$  (Figura 36) in proporzione a  $\sqrt{L}$ , laddove  $\tau$  aumenta linearmente, e ciò significa che, a parità di andamento esponenziale, il circuito viene lasciato esposto allo smorzamento per una maggiore quantità di tempo, ma lo smorzamento risulta inferiore, con vantaggio sul fattore di qualità. Buoni valori per il rapporto  $L/R$  sono valori maggiori o uguali a  $10^{-3} H/\Omega$ .

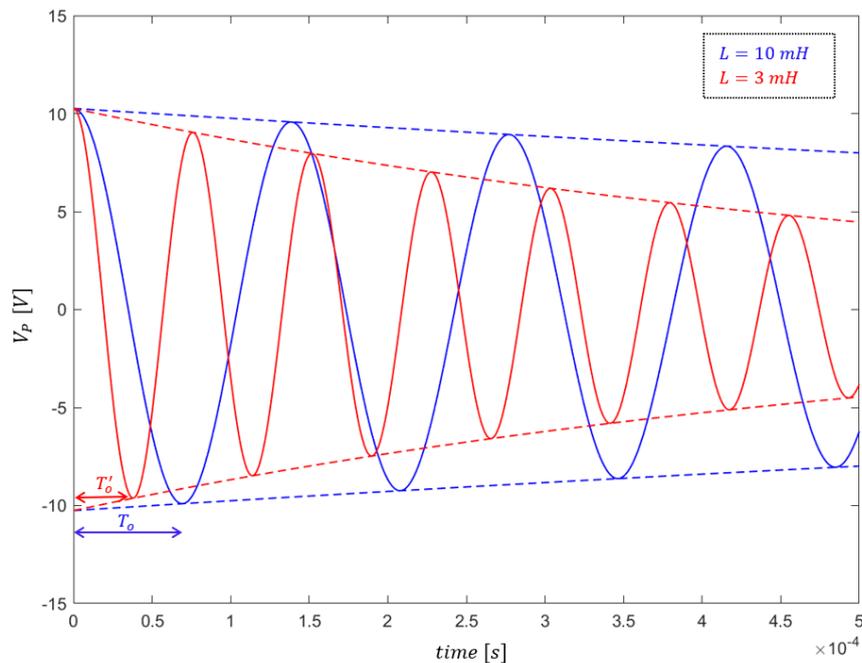


Figura 36 - Andamento della  $V_p$  al variare dell'induttanza.  $C = 48.6 nF$ ,  $f_0 = 53 Hz$ ,  $V_{p0} = 10 V$  e  $R = 10 \Omega$ .

In realtà, l'aumento di  $L$  modifica anche l'andamento dell'esponenziale poiché  $T_o \propto \sqrt{L}$ , mentre  $\tau \propto L$ . Perciò se  $L$  aumenta, il fattore di qualità  $Q_{osc} = (1/R) \cdot \sqrt{L/C}$  aumenta come  $\sqrt{L}$ . Al contempo, però, la resistenza dell'induttore aumenta linearmente con l'induttanza, quindi passare da un'induttanza di 10 mH ad una di valore 100 mH comporta un aumento

del termine  $\sqrt{L}$  di 3.16, ma il termine R aumenta di un fattore 10, dunque  $Q_{osc} \approx 0.316$ . Se ne deduce che risulta più conveniente sfruttare l'induttanza più piccola possibile, ovvero quella di valore compatibile con i tempi di commutazione delle logiche.

Ad esempio, scegliendo  $L = 10 \text{ mH}$  e supponendo  $R = R_L + R_{sw} = 20 \text{ } \Omega$ ,  $V_{p0} = 5 \text{ V}$  e  $C = 48.6 \text{ nF}$ , risulta che:

$$\begin{aligned}\tau &= 2L/R = 1 \text{ ms} \\ e^{-\frac{T_0}{\tau}} &= 0.93 \\ |V_p(T_0)| &= 0.93 \cdot 5 \text{ V} = 4.66 \text{ V}\end{aligned}$$

Questo significa riuscire a salvare il 93 % del *voltage swing* disponibile sul condensatore di storage (ad esempio, partendo da +5 V la tensione ai capi del trasduttore piezoelettrico sarebbe in grado di invertire il suo segno e di scendere fino a -4.66 V).

Va, infine, tenuto conto della corrente di picco generata. Fissati, ad esempio,  $C_p = 48.6 \text{ nF}$ ,  $V_{p0} = 10 \text{ V}$  e  $L = 10 \text{ } \mu\text{H}$ , risulta che:

$$I_{pp} = 10 \cdot \sqrt{\frac{C_p}{L}} = 700 \text{ mA}$$

Dunque, l'induttore scelto dovrà essere tale da evitare la saturazione del materiale magnetico per valori di corrente minori o uguali a  $I_{pp}$ . Va, inoltre, verificato che anche i MOS con cui si intende realizzare lo switch continuo ad operare in regione lineare in corrispondenza di tali correnti.

Per quanto riguarda il dimensionamento dei circuiti in cui lo switch è implementato sfruttando il componente commerciale AS21P2TLR, la  $R_{ON}$  dello switch (pari a  $0.5 \text{ } \Omega$ ) e la sua corrente di saturazione ( $I_S = 100 \text{ mA}$ ) pongono un vincolo inferiore al valore di induttanza utilizzabile. Ne risulta che  $L \geq 500 \text{ } \mu\text{H}$ . Scegliendo proprio  $L = 500 \text{ } \mu\text{H}$  ne risulta che  $DCR < 0.5 \text{ } \Omega$ , poiché deve essere  $L/R_L \geq 0.001$ . Ma con questo dimensionamento non si è in grado di rendere trascurabile la resistenza dello switch rispetto a quella dell'induttore. Si dimostra facilmente che per riuscire a renderla trascurabile è necessario che la DCR dell'induttore sia almeno pari a una decina di  $\Omega$ . Perciò, per ottenere un fattore di qualità maggiore, l'induttanza dovrà almeno essere pari a  $10 \text{ mH}$ . Si può facilmente verificare che la corrente di picco generata dal circuito così dimensionato ( $I_{pp} = 22 \text{ mA}$ ) è inferiore a quella di saturazione dello switch e quindi ammissibile.

### 3.3 Scelta dei transistori da utilizzare per implementare lo switch CMOS

Per decidere quali MOS utilizzare per lo switch è stata fatta una stima in termini di costo energetico, calcolando l'energia persa durante la fase di inversione. Passare, dopo l'inversione, da +5 V a -4.5 V su  $C_p$ , significa, in termini energetici, perdere

$$\frac{1}{2} \cdot C \cdot (V_{iniziale})^2 - \frac{1}{2} \cdot C \cdot |V_{finale}|^2.$$

Cambiando la tipologia di transistor e riducendo  $R_{sw}$  si potrebbe riuscire a passare, ad esempio, da +5 V a - 4.7 V. Però, se l'energia che va spesa per pilotare questo secondo componente è maggiore di quella che il suo uso consente di risparmiare, ovviamente non conviene usarlo.

La ricerca del transistor più idoneo allo scopo inizia considerando tutti i MOS commerciali con  $R_{DS(on)} < 2 \Omega$  (Tabella 1) e calcolando il costo energetico per pilotare ciascuno di essi (Tabella 2):

MODELLO	$R_{DS(on)}$ (a $V_{GS} = 4.5V$ ) [m $\Omega$ ]	$I_{DSS}^{max}$	$Q_g$ (a $V_{GS} = 4.5V$ ) [nC]	$P_D$ [mW]
FDN352AP (P)	250	1 $\mu A$	1.4	500
DMP3165L (P)	100	800 nA	1	800
SSM3K62TU (N)	43	1 $\mu A$	2	500
SSM6K208FE (N)	103 (a $V_{GS} = 4.0V$ )	1 $\mu A$	1.9 (a $V_{GS} = 4.0V$ )	500
NTR1P02T1G (N)	235	1 $\mu A$	2.5 (a $V_{GS} = 5.0V$ )	400
BSH103 (N)	400	100 nA	2.1	500
RJK005N03FRA (N)	400	1 $\mu A$	2 (a $V_{GS} = 4.0V$ )	200
FDY300NZ (N)	240	1 $\mu A$	0.8	500
NTNS3C94NZ (N)	480	100 nA	0.6	140
FDY100PZ (P)	1200	3 $\mu A$	1	500
NTR0202PL (P)	800	1 $\mu A$	0.9	225
FDV304P (P)	1100	1 $\mu A$	1.1	350
BSS138PW (N)	1000 (a $V_{GS} = 5.0V$ )	1 $\mu A$	0.72	-
SSM3K127TU (N)	93 (a $V_{GS} = 4.0V$ )	1 $\mu A$	1.5	800
XP233N05013R (N)	600	1 $\mu A$	0.78	350
BSH103BKR (N)	270	1 $\mu A$	0.8	330
BSS816NWH (N)	107 (a $V_{GS} = 2.5V$ )	1 $\mu A$	0.2	500
DMP31D7L (P)	700	1 $\mu A$	0.36	430
BSS209PWH (P)	550	1 $\mu A$	1	300

Tabella 1

Utilizzando l'espressione della tensione ricavata dall'analisi del circuito R-L-C nel paragrafo 3.1 e valutandola in corrispondenza di  $T_o$  si ricava il valore finale di tensione a cui si riesce ad arrivare a valle dell'inversione. Tale tensione corrisponde, dunque, ad uno sfasamento di 180°.

Sono stati valutati la  $V_P(T_o)$  e l'energia necessaria per pilotare il transistor per ciascuno dei modelli di MOS individuati. I confronti energetici sono stati effettuati fissando i seguenti parametri:

$$L = 4.7 \text{ mH (IHD-3)}$$

$$R_L = 3.8 \ \Omega$$

$$V_{P0} = 3 \text{ V}$$

$$R = R_L + R_{DS(on)}$$

$$C_P = 48.6 \text{ nF}$$

$$V_{out} = 5 \text{ V (in modo da porsi in un punto di lavoro tipico)}$$

Mentre le formule utilizzate per i calcoli sono le seguenti:

$$Q_{out} = (2 \cdot V_{P0} - V_{out} + |V_P(T_o)|) \cdot C_P = \text{carica elettrica trasferita verso il rettificatore nell'elongazione picco-picco seguente l'inversione.}$$

$$E_g(J) = C_g \cdot (V_g)^2 = \text{energia necessaria per pilotare il transistor}$$

$$E_{out} = Q_{out} \cdot V_{out} = \text{energia trasferita verso l'uscita}$$

$$E_{netta} = E_{out} - E_g = \text{energia netta}$$

MODELLO	$ V_P(T_o) $ [V]	Capacità linearizzata ( $C_g = Q_g / 4.5V$ ) [nF]	$Q_{out}$ [nC]	Energia residua su $C_P$ [nJ]	$E_{out}$ [μJ]	$E_g(J)$ [nJ]	$E_{netta}$ [μJ]
<b>FDN352AP (P)</b>	4.893	0.31	286.38	25.8	1.4319	6.3	1.4256
<b>DMP3165L (P)</b>	4.9	0.22	286.74	24.06	1.434	4.5	1.4292
<b>SSM3K62TU (N)</b>	4.9028	0.44	286.88	23.387	1.434	9	1.425
<b>SSM6K208FE (N)</b>	4.8998	0.475	286.73	24.095	1.4337	7.6	1.4261
<b>NTR1P02T1G (N)</b>	4.8933	0.5	286.41	22.65	1.4321	12.5	1.4196
<b>BSH103 (N)</b>	4.8852	0.467	286.02	27.58	1.4301	9.45	1.4206
<b>RJK005N03FRA (N)</b>	4.8852	0.5	286.02	27.58	1.4301	8	1.4221
<b>FDY300NZ (N)</b>	4.8931	0.18	286.40	25.708	1.4320	3.6	1.4284
<b>NTNS3C94NZ (N)</b>	4.8812	0.133	285.83	28.52	1.4291	2.7	1.4264
<b>FDY100PZ (P)</b>	4.8458	0.22	284.11	36.88	1.4205	4.5	1.416

<b>NTR0202PL (P)</b>	4.8655	0.20	285.06	32.25	1.4253	4.05	1.4213
<b>FDV304P (P)</b>	4.8507	0.24	284.85	35.73	1.4217	4.95	1.4168
<b>BSS138PW (N)</b>	4.8556	0.16	284.58	34.57	1.4229	3.24	1.4197
<b>SSM3K127TU (N)</b>	4.9003	0.375	286.76	23.97	1.4338	6	1.4278
<b>XP233N05013R (N)</b>	4.8753	0.173	285.54	29.92	1.4277	3.51	1.4242
<b>2N7002P (N)</b>	4.8409	0.133	283.87	38.03	1.4193	2.7	1.4166
<b>BSH103BKR (N)</b>	4.8916	0.178	286.33	26.06	1.4317	3.6	1.4281
<b>BSS816NWH (N)</b>	4.8996	0.08	286.72	24.14	1.4336	0.5	1.4331
<b>DMP31D7L-7 (P)</b>	4.8704	0.08	285.3	31.09	1.4265	1.62	1.4249
<b>BSS209PWH (P)</b>	4.8778	0.22	285.66	29.34	1.4283	4.5	1.4238

Tabella 2 – Confronto fra diversi MOSFET (selezionati tra i componenti con  $C_g < 1 \text{ nF}$ )

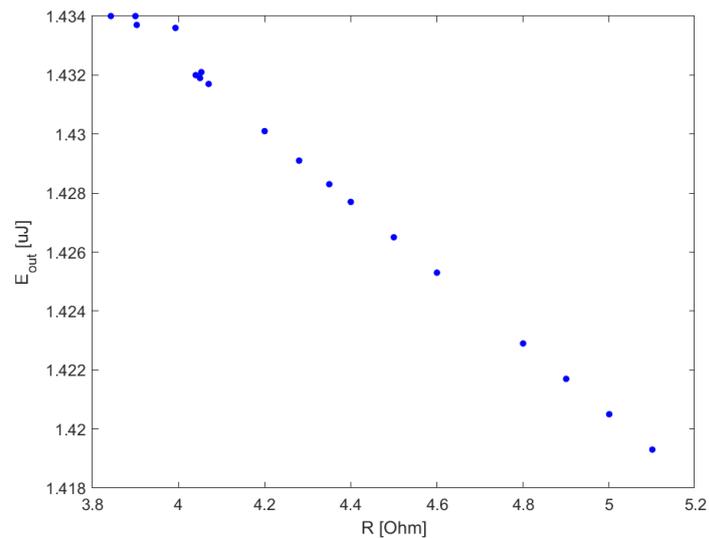


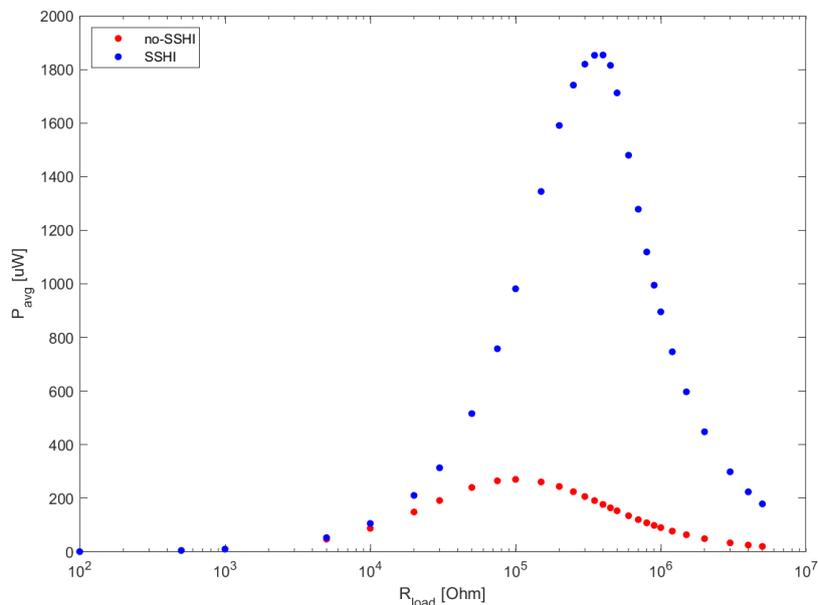
Figura 37 -  $E_{out}$  vs R

La Figura 37 mostra che, nell'ambito di MOSFET con  $C_g < 1 \text{ nF}$ , al variare della resistenza (intesa come somma della resistenza dell'induttore e dello switch) la  $E_{out}$  varia alla seconda cifra decimale, perciò si evince che la scelta del MOS non gioca un ruolo importante finché a dominare è la resistenza dell'induttore. Dunque, sembrerebbe più vantaggioso scegliere MOS caratterizzati da una  $E_g$  inferiore, in quanto garantiscono il vantaggio anche in corrispondenza della riduzione dell'ampiezza delle vibrazioni.

### 3.4 Scelta del comparatore e considerazioni energetiche

Nel circuito con  $R_{shunt}$  e in quello con doppio rettificatore si ha la necessità di effettuare il rilevamento del picco confrontando tensioni che differiscono minimamente fra loro. Per questo scopo è stato individuato il comparatore TS881 della STMicroelectronics. Si tratta di un componente in grado di rilevare piccoli scostamenti di tensione fra i suoi ingressi, alimentabile con tensioni fra 0.85 V e 5.5 V, e caratterizzato da bassissimi consumi di corrente (210 nA tipici).

La *Figura 38* mostra la potenza media raccolta al variare della resistenza di carico e confronta gli andamenti delle curve nel caso con e senza SSHI, mentre la *Figura 39* mostra la potenza media in funzione della corrente di carico. Il caso con SSHI si riferisce al circuito basato sul doppio rettificatore.



*Figura 38 - Potenza raccolta in funzione della resistenza di carico. Confronto fra la soluzione basata su SSHI e doppio rettificatore (in blu) e quella basata sul solo rettificatore (in rosso). I grafici sono stati ottenuti fissando i seguenti parametri:  $\tau = 0.15$ ,  $V_{P0} = 10$  V,  $f_0 = 53$  Hz, accoppiamento elettromeccanico trascurabile.*

Nel caso del circuito con SSHI il massimo della potenza raccolta viene ottenuto in corrispondenza di una resistenza di carico di circa 400 k $\Omega$  e corrisponde ad una potenza media di 1.82 mW; nel caso del circuito senza SSHI, invece, il massimo della potenza viene raggiunto in corrispondenza di un carico di 100 k $\Omega$  e la potenza risulta pari a 270.6  $\mu\text{W}$ . Dunque, la potenza massima raccolta dal circuito con SSHI è circa 6.7 volte quella raccolta con il circuito in cui è presente il solo ponte rettificatore.

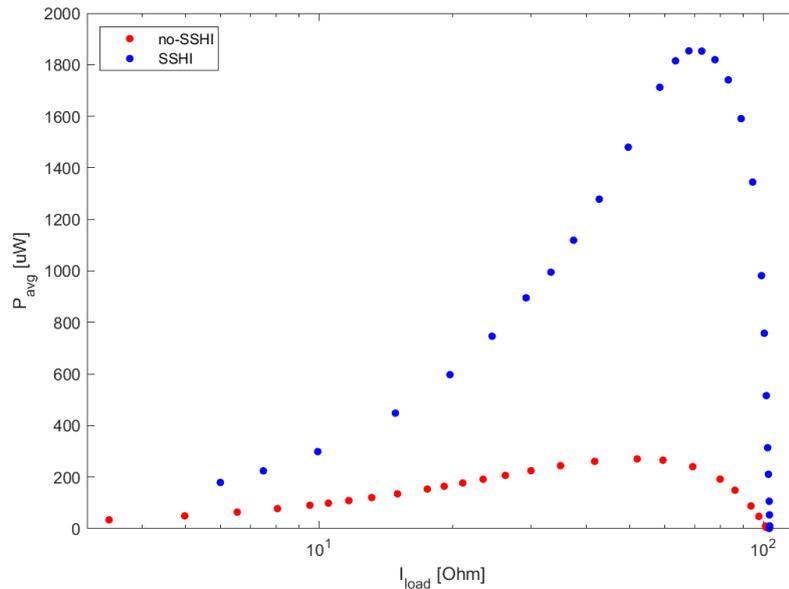


Figura 39 - Potenza raccolta in funzione della corrente di carico. Confronto fra la soluzione basata su SSHI e doppio rettificatore (in blu) e quella basata sul solo rettificatore (in rosso). I grafici sono stati ottenuti fissando i seguenti parametri:  $\tau = 0.15$ ,  $V_{P0} = 10$  V,  $f_0 = 53$  Hz, accoppiamento elettromeccanico trascurabile.

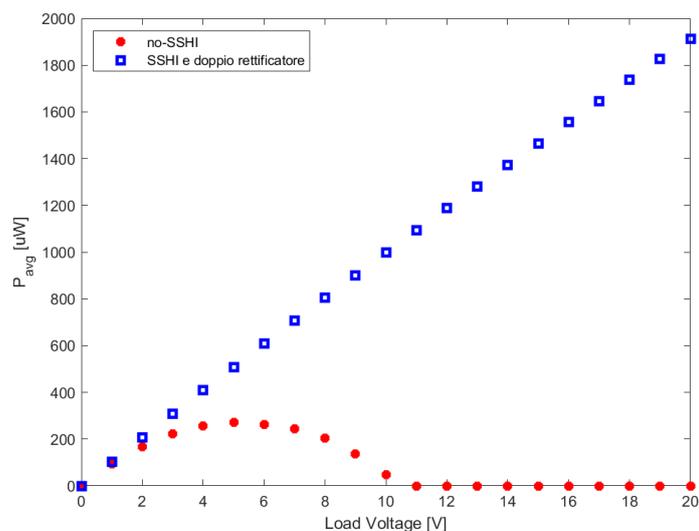
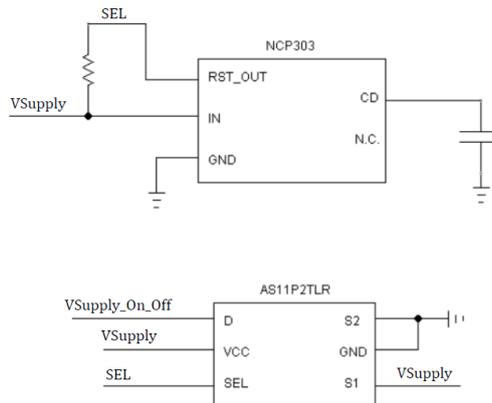


Figura 40 - Potenza raccolta in funzione della tensione di carico. Confronto fra la soluzione basata su SSHI e doppio rettificatore (in blu) e quella basata sul solo rettificatore (in rosso). I grafici sono stati ottenuti fissando i seguenti parametri:  $\tau = 0.15$ ,  $V_{P0} = 10$  V,  $f_0 = 53$  Hz, accoppiamento elettromeccanico trascurabile.

Dal grafico di *Figura 40* è evidente che il vantaggio offerto dal circuito con SSHI basato su doppio rettificatore è molto rilevante rispetto al caso senza SSHI. Il miglioramento risulta evidente per tensioni sul carico maggiori o uguali a 2.5 V. Si potrebbe mettere sull'uscita un interruttore controllato in tensione che vada ad attivare l'SSHI solo quando la tensione immagazzinata supera i 2 -3 V. Si potrebbe sfruttare un Voltage Monitor, ovvero un circuito

in grado di tenere monitorata la tensione al suo ingresso e non appena questa supera una certa soglia (che nel caso specifico dovrà essere impostata a circa 3 V) chiuda l'interruttore in modo da collegare l'SSHI.

Inoltre, per non danneggiare i componenti utilizzati nel circuito, un Voltage Monitor potrebbe essere utilizzato anche per limitare la tensione rettificata ad un valore desiderato (ad esempio 5 - 6 V), evitando l'utilizzo di diodi Zener che difficilmente consumano meno di qualche  $\mu\text{A}$ . Al contrario circuiti Voltage Monitor, come ad esempio l'NCP303 della *On Semiconductors*, dichiarano consumi inferiori ai 500 nA. Anche in questa seconda modalità di impiego il Voltage Monitor confronta la tensione al suo ingresso con una soglia. Al suo interno, l'NCP303 presenta un generatore di tensione di riferimento assoluta (*bandgap referance*) e un partitore con cui scala la tensione al suo ingresso. Non appena la tensione d'ingresso scalata supera la tensione di riferimento, l'uscita RST\_OUT del voltage monitor commuta. In *Figura 41* è mostrata una possibile implementazione del principio di funzionamento desiderato.



*Figura 41- Collegamento fra lo switch e il voltage monitor individuati per poter limitare la tensione rettificata al valore desiderato.*

Il voltage monitor NCP303 mantiene il controllo SEL basso fintanto che  $V_{Supply}$  non è valida. Con  $SEL = 0$  lo switch AS11P2TLR pone  $V_{Supply\_On\_Off}$  uguale a S2 (ovvero GND); non appena  $V_{Supply}$  supera la soglia il segnale su SEL diventa alto e lo switch connette la  $V_{Supply\_On\_Off}$  alla  $V_{Supply}$ , facendo così passare la tensione immagazzinata sul condensatore. Nel momento in cui si verifica la commutazione si ha un consumo di corrente abbastanza significativo, per cui si osserverà un calo della tensione immagazzinata sul condensatore. Per questo motivo se si desidera vedere all'uscita dello switch una tensione maggiore o uguale a 3V, ad esempio, sarà necessario sfruttare un voltage monitor con soglia

impostata a 3.2-3.3 V, in modo tale da non scendere al di sotto dei 3 V a causa della commutazione. Siccome alcune logiche usate nel circuito di peak detection lavorano fra 3 V e 18 V, abbiamo la necessità di attivare il sistema non prima che sul condensatore sia disponibile una tensione di alimentazione di almeno 3 V. Siccome disabilitiamo e abilitiamo i componenti del circuito di peak detection, dovremo anche porci il problema di cosa succede ai componenti non alimentati. Ad esempio, sul comparatore TS881 andrà messo uno switch su ciascuno dei suoi ingressi, altrimenti, quando non è alimentato, riceverebbe potenza dal pin d'alimentazione e dall'uscita. Si può sempre usare uno switch AS21P2TLR (che, fra l'altro, è doppio) collegandolo in modo che sia normalmente spento (D è connesso a S2 = GND) finché SEL = 0, in modo che mantenga scollegati gli ingressi del comparatore. Poi, non appena SEL = 1, D viene connesso a S1 e gli ingressi del TS881 risulteranno collegati. Un'alternativa potrebbe essere quella di mantenere sempre alimentato il comparatore e di scollegargli l'uscita ( $V_{cmp}$ ) anziché gli ingressi. In questo modo si avrebbe la certezza di evitare variazioni indesiderate sull'uscita e si avrebbe l'ulteriore vantaggio di utilizzare un solo switch. Bisogna però valutare il comportamento del comparatore sotto la sua tensione minima di alimentazione, che nel caso del TS881 è pari a 0.85V, per capire l'entità dei consumi in tali condizioni operative. Il consumo dichiarato sul datasheet del componente è di circa 250 nA se l'uscita è alta e di circa 350 nA in corrispondenza di uscita bassa (*Figura 42*). In assenza di carico e con  $V_{CC}$  di 1.2 V il consumo tipico dichiarato è di 210 nA. I consumi risultano estremamente ridotti anche per tensioni di alimentazione inferiori alla minima tensione operativa, perciò, alimentarlo direttamente con la tensione rettificata anche durante il transitorio iniziale, non comporta consumi eccessivi. Tuttavia, è possibile pensare di collegare un NMOS in serie al pin di ground per evitare consumi indesiderati quando il convertitore attivo non è abilitato.

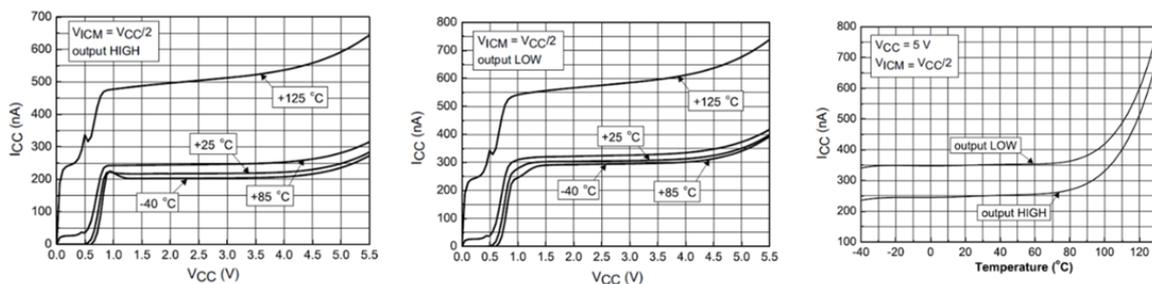
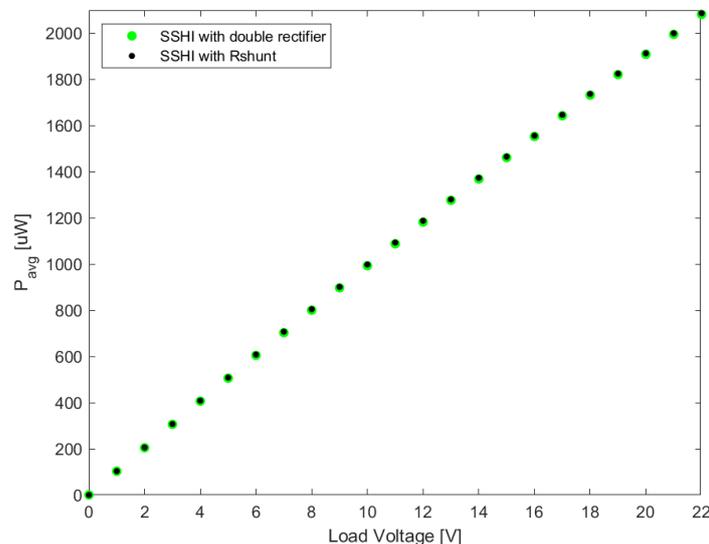


Figura 42 - Grafici riportati nel datasheet del comparatore TS881

Oltre ai consumi dichiarati sul datasheet va considerato il consumo per commutazione. Per pilotare l'uscita viene consumata un'energia pari a  $C \cdot (V_{rect})^2$ , dove  $C$  è la capacità complessiva del nodo d'uscita. Supponendo  $C = 10$  pF, l'energia necessaria è pari a 250 pJ. Considerando che la commutazione avviene 2 volte per periodo, con vibrazioni a 50 Hz la frequenza di commutazione del condensatore  $C$  è di 100 Hz. Dunque, la potenza media consumata è di circa  $P_{avg} = E \cdot f = 25$  nW. Si tratta di una potenza trascurabile. Quando il comparatore è spento (cioè quando  $V_{rect} < 3$  V) l'energia consumata passa da 0.1 pJ a 90 pJ sul range [0.1 - 3] V, e di conseguenza la potenza va da 10 pW a 9 nW. Si tratta comunque di potenze nettamente inferiori rispetto all'entità della potenza statica, che risulta pari a  $V_{rect} \cdot I_{CC}$ . Ad esempio, se  $V_{rect} = 0.7$  V la corrente consumata è di circa  $I_{CC} = 100$  nA e la potenza statica risulta pari a 70 nW, valore di gran lunga superiore ai 9 nW ottenuti in corrispondenza di 3 V.

Il grafico riportato in *Figura 43* confronta la potenza media raccolta dal circuito con SSHI e doppio rettificatore con quella raccolta utilizzando il circuito con SSHI e  $R_{shunt}$ . La potenza media viene graficata in funzione della tensione sul carico. È evidente dall'immagine che gli andamenti delle due curve sono sostanzialmente sovrapponibili.



*Figura 43 – Andamento della potenza media estraibile in funzione della tensione sul carico. Confronto fra il circuito basato sull' $R_{shunt}$  e quello basato sul doppio rettificatore.*

In *Figura 44* vengono messi a confronto il circuito rettificatore standard (senza SSHI), quello con doppio rettificatore e SSHI e il circuito con interruttore realizzato a MOS. Il confronto è stato effettuato in termini di potenza media raccolta in funzione della tensione di carico. Si

tratta di confronti basati su dati raccolti, a parità di condizioni, con simulazioni LTSpice dei tre circuiti. Dai grafici di *Figura 44* si deduce che l'efficienza di conversione del circuito a MOS è inferiore a quella delle altre due tipologie di circuiti e lo scostamento è tanto più rilevante al diminuire dell'entità delle vibrazioni.

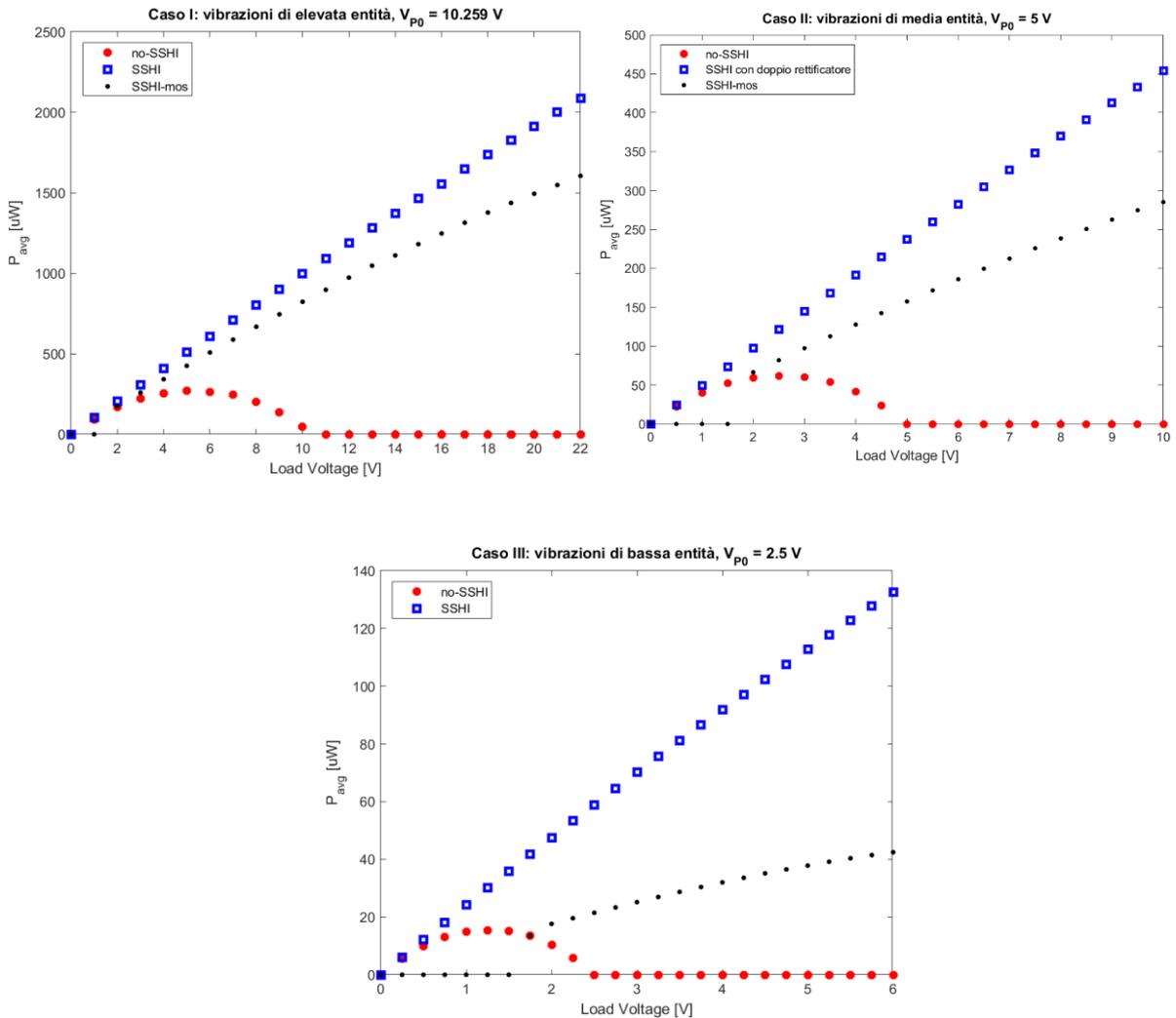
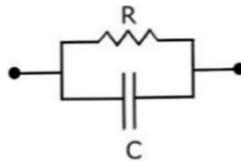


Figura 44 - Confronto fra rettificatore standard (senza SSHI), SSHI con doppio rettificatore e SSHI con peak-detector a MOSFET. Il confronto è fatto in tre diverse condizioni: ALTE, MEDIE e BASSE vibrazioni (accoppiamento elettromeccanico trascurabile).

### 3.5 Scelta del condensatore di storage e valutazione della corrente di leakage.

L'effetto parassita dominante da considerare nell'analisi dei condensatori è sicuramente quello rappresentato dal percorso conduttivo che si forma tra le armature all'applicazione di una tensione, effetto di cui si tiene conto collocando una resistenza in parallelo al condensatore. Tale fenomeno prende il nome di *leakage* ed è causato dalle perdite nel dielettrico presente fra le armature del condensatore. La resistenza in parallelo al condensatore, in realtà, tiene conto anche dell'energia dissipata per orientare gli atomi del dielettrico quando il campo elettrico viene invertito di segno; si parla di perdite di polarizzazione e la resistenza che le modella è inversamente proporzionale alla frequenza del segnale sinusoidale applicato. A rigore, andrebbero anche considerati gli effetti resistivo e induttivo associati ai reofori del condensatore, ma per questo progetto possono essere trascurati in quanto effetti di minor entità. Il circuito equivalente a cui si farà riferimento è mostrato in *Figura 45*.



*Figura 45 - Circuito equivalente semplificato del condensatore*

Prima di misurare la corrente di leakage, si è provveduto a valutare la bontà del condensatore scelto, verificandone il valore di capacità con un multimetro (è stato utilizzato il multimetro Agilent U1733C). Infine, la corrente di leakage è stata valutata effettuando una misura a 4 punti con l'SMU Keithley 2450 (*Source Meter Unit*) e graficata al variare della tensione (*Figura 46*). Il condensatore testato è un condensatore a film in polipropilene (PP) della famiglia MKP18 da 33  $\mu\text{F}$ .



*Figura 46 – Corrente di leakage del condensatore scelto*

Si può notare dal grafico la relazione sostanzialmente lineare fra tensione e corrente di leakage. Questo dimostra la correttezza della scelta di modellare l'effetto parassita delle perdite per leakage nei condensatori in termini di resistenza parallelo. Il grafico di *Figura 42* è stato ottenuto utilizzando la funzione “*Source Sweep*” dell'SMU, che consente di misurare la corrente di leakage del condensatore per diversi valori di tensione (in questo caso da 1V a 10V con step di 1V). La corrente di leakage misurata è dell'ordine delle centinaia di pA. Ad esempio, in corrispondenza di 8V la corrente di leakage è pari a circa 224 pA; di conseguenza la resistenza associata al fenomeno delle perdite nel dielettrico è dell'ordine delle decine di GΩ. Si tratta di un valore perfettamente in linea con quanto dichiarato nel datasheet del componente. Le perdite così basse di questi condensatori ne fanno degli ottimi candidati per applicazioni di *storage* dell'energia. Tuttavia, i volumi occupati risultano superiori rispetto ad altre tipologie di condensatori.

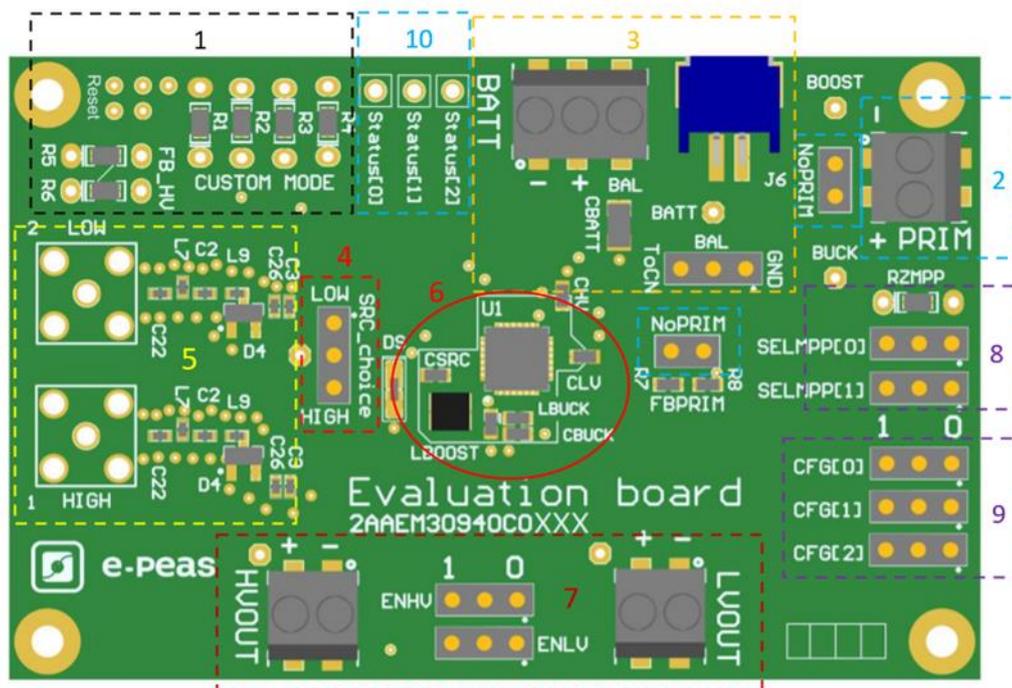
# Capitolo 4

## Risultati sperimentali

### 4.1 Il convertitore AEM30940

#### 4.1.1 Caratteristiche del convertitore

L'AEM30940 è un circuito di gestione della potenza in grado di caricare un elemento destinato all'immagazzinamento (una batteria, un supercapacitore o un semplice condensatore) a partire dall'energia erogata da una sorgente, in modo da alimentare carichi con diverse tensioni operative. L'aspetto della scheda e il diagramma funzionale del chip su essa montato sono mostrati in *Figura 47* e in *Figura 48*, rispettivamente.



- 1 – 6 pin per il reset e 6 resistori per configurare la board manualmente.
- 2 – Batteria primaria. Va connesso un jumper ad ogni coppia di pin denominata “NoPRIM”, altrimenti va collegata la batteria.
- 3 – Al connettore BATT va connesso l’elemento destinato all’accumulo dell’energia. Il pin BAL va usato come punto intermedio per la connessione di un eventuale *dual-cell supercapacitor*; se il pin BAL viene utilizzato con questa finalità andrà collegato al pin “ToCN” tramite l’apposito jumper, altrimenti va collegato a GND.
- 4 - Connettore che consente di selezionare la sorgente a RF (LOW o HIGH power). È anche possibile non utilizzare nessuna delle due sorgenti messe a disposizione dalla board e collegare direttamente al pin centrale del connettore “SRC\_choice” il terminale positivo di una sorgente esterna.
- 5 – Connettori per sorgenti a RF con relative reti di filtraggio di tipologia a  $\pi$ .
- 6 – Il componente U1 è il Chip AEM30940. LBUCK e CBUCK sono, rispettivamente, l’induttore e il condensatore del buck converter, CBOOST e LBOOST sono il condensatore e l’induttore del boost converter e, infine, CHV e CLV sono i condensatori di disaccoppiamento dei regolatori LDO ad alta e a bassa tensione.
- 7 – HVOUT e LVOUT sono le uscite dei due regolatori LDO. ENHV ed ENLV sono i connettori che consentono l’abilitazione dei regolatori.
- 8 – Connettori per la configurazione dell’MPPT.
- 9 – Connettori per la configurazione del funzionamento degli LDOs.
- 10 – Segnali di stato. Uscite logiche per la valutazione del corretto funzionamento della scheda.

Figura 47 - Layout dell'EVAL-AEM30940 e sua descrizione. Fonte: [D3]

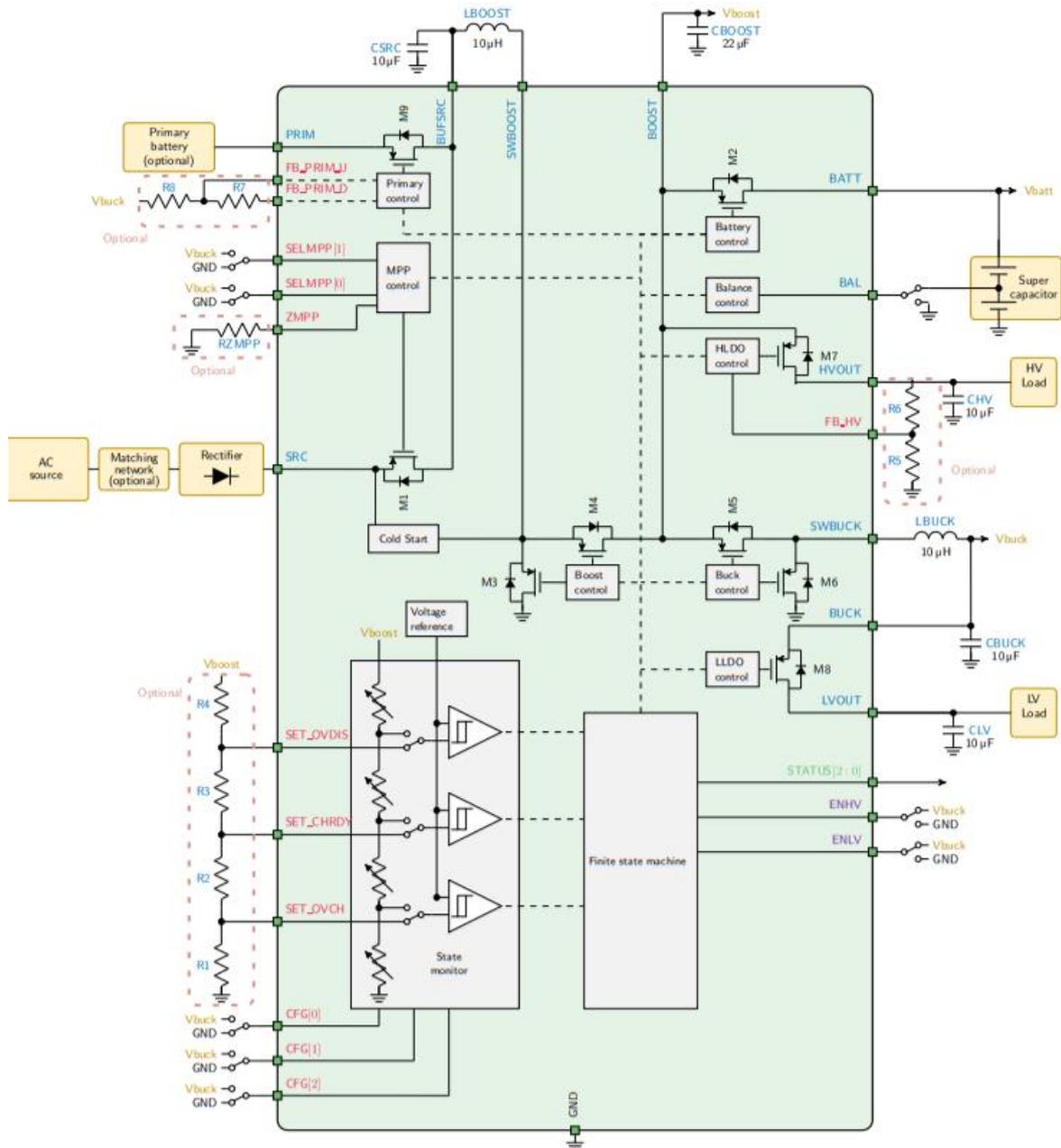


Figura 48 - Diagramma funzionale del chip AEM30940. Fonte: [D3]

Il circuito opera sfruttando due regolatori LDO (Low DropOut) le cui tensioni d'uscita sono LVOUT e HVOUT. Il cuore dell'AEM30940 è costituito da due convertitori, un buck e un boost. Alla prima accensione il componente richiede una tensione di 380 mV e una potenza di soli 3μW in ingresso. Dopo la fase di accensione (il cosiddetto *cold start*), l'AEM è in grado di estrarre la potenza resa disponibile dalla sorgente per tutto il tempo in cui la tensione d'ingresso rimane compresa fra 50 mV e 5 V. La tensione per il cold start può essere modificata aggiungendo opportunamente dei resistori in modo da settarla al valore richiesto

(che deve necessariamente essere superiore a 380mV). Viene sostanzialmente sfruttato un partitore resistivo fra il pin a cui va collegata la sorgente (SRC) e massa (GND).

Se la sorgente di energia risulta costantemente disponibile, o se l'applicazione per cui l'AEM viene utilizzato non necessita di energia immagazzinata quando la sorgente non è disponibile, l'elemento di storage può essere rimpiazzato con un condensatore esterno (CBATT) di almeno 150  $\mu$ F.

Il convertitore boost viene regolato grazie ad un modulo interno che implementa un algoritmo MPPT (Maximum Power Point Tracking) denominato *Fractional Open Circuit Voltage*. Tipicamente, i convertitori commerciali standard determinano l'MPP facendo funzionare il trasduttore a vuoto; se il trasduttore ha una caratteristica lineare, è possibile associare la condizione di massimo trasferimento di potenza alla tensione pari alla metà della tensione di circuito aperto (*open-circuit voltage*). Nel caso specifico di applicazioni che coinvolgono trasduttori piezoelettrici un procedimento simile risulta essere difficoltoso poiché lasciare a vuoto trasduttore+rettificatore significa caricare molto (troppo) lentamente il condensatore d'accumulo. Il convertitore commerciale della e-peas ovvia a questo inconveniente dando modo di collegare ad uno dei suoi pin (denominato ZMPP) la resistenza ottima di sorgente+ rettificatore per cercare poi di emularla.  $V_{mpp}$  è il livello di tensione dell'MPP e dipende dalla potenza disponibile alla sorgente. Il modulo MPPT valuta la  $V_{mpp}$  come frazione della tensione di circuito aperto ( $V_{oc}$ ). Disconnettendo temporaneamente la sorgente dal pin CSRC per 5.12 ms, il modulo MPPT stima e mantiene la conoscenza della tensione  $V_{mpp}$ . Il campionamento avviene ogni 0.33 secondi circa. In questo modo la tensione alla sorgente ( $V_{src}$ ) viene confrontata continuamente con la  $V_{mpp}$  e quando  $V_{src}$  diventa maggiore della  $V_{mpp}$ , il convertitore boost si accende, estrae carica elettrica dalla sorgente e abbassa la sua tensione. Quando  $V_{src}$  scende sotto il  $V_{mpp}$ , il convertitore boost si spegne, consentendo all'*harvester* di accumulare nuova carica nel condensatore CSRC, che ripristina così la sua tensione. In questo modo il convertitore boost regola la sua tensione in ingresso in modo che la corrente entrante sia quella in grado di garantire il miglior trasferimento possibile di potenza in ogni condizione. L'AEM30940 consente di scegliere fra tre possibili valori del rapporto  $V_{mpp}/V_{oc}$  o di rendere l'impedenza d'ingresso del convertitore boost uguale ad un'impedenza costante connessa al terminale ZMPP attraverso un'opportuna configurazione dei pin SELMPP[1:0] (*Figura 49*). In quest'ultimo caso, l'AEM regola la tensione  $V_{src}$  rendendola uguale al prodotto fra l'impedenza ZMPP e la corrente disponibile sul pin SRC. I valori ammessi per l'impedenza esterna vanno da 10  $\Omega$  ad 1 M $\Omega$ .

SELMPP[1]	SELMPP[0]	V <sub>mpp</sub> /V <sub>oc</sub>
0	0	50%
0	1	65%
1	0	80%
1	1	ZMPP

Figura 49 - Possibili configurazioni dei pin SELMPP[1:0]. Fonte: [D3]

### 4.1.2 Test funzionali

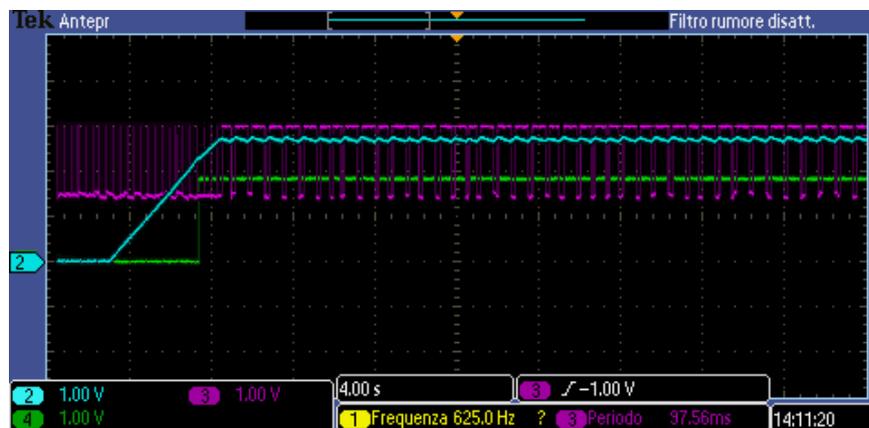
#### Test n° 1

Per verificare il corretto funzionamento dell'AEM30940 è stato necessario utilizzare i seguenti componenti: un alimentatore (Agilent E3631A) con in serie una resistenza da 4.7 kΩ da collegare al pin SRC del chip sulla board, un resistore da 47 kΩ collocato sull'uscita HVOUT, un condensatore da 220μF connesso fra il terminale positivo e il terminale negativo del connettore BATT e un oscilloscopio. Per eseguire il test è stata scelta una tensione di alimentazione di 3 V in continua, erogata tramite l'alimentatore; inoltre, è stato necessario impostare un limite sulla corrente dell'alimentatore, che è stato settato a 100 mA utilizzando la funzione *Display Limit*. Il valore della resistenza in serie all'alimentatore è stato scelto considerando la massima potenza erogabile dalla sorgente e facendo sì che tale potenza fosse paragonabile a quella estraibile da un trasduttore piezoelettrico. Infatti:

$$P_{max} = \frac{\left(\frac{3V}{2}\right)^2}{4 \cdot 700} \approx 478 \mu W$$

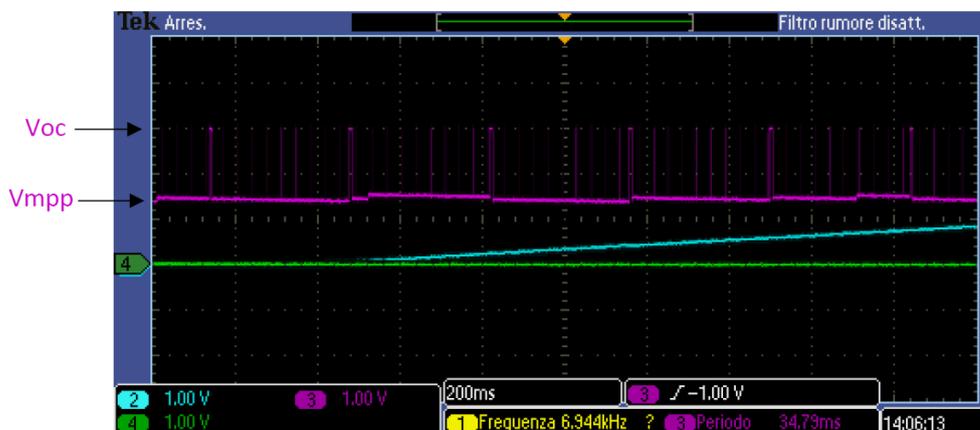
I pin CFG[2:0] sulla scheda sono stati impostati in modo da garantire l'utilizzo con singolo condensatore connesso sull'uscita BATT. Dal datasheet si ricava che tale funzionalità è garantita solo settando opportunamente i pin CFG come mostrato in *Figura 47*, ossia CFG[2:0] = HLL. Sull'uscita HVOUT, invece, è stato utilizzato un resistore da 47 kΩ in modo tale che la massima potenza richiesta dal carico collegato su HVOUT fosse pari a  $(V_{hv})^2 / 47 \cdot 000 \Omega \approx 68 \mu W$ , che è un valore del tutto ammissibile, considerata l'entità della potenza erogata dalla sorgente, e dove V<sub>hv</sub> è la tensione fissata sull'uscita del regolatore LDO ad alta tensione. Infine, i pin SELMPP [1:0] sono stati impostati in modo da garantire un rapporto  $V_{mpp}/V_{oc} = 50 \%$  (*Figura 49*) ed è stato abilitato il regolatore LDO ad alta tensione configurando opportunamente i pin ENLV ed ENHV.

Prima di abilitare l'uscita dell'alimentatore è stato necessario scaricare il condensatore su BATT in modo da essere certi di visualizzare anche tutta la fase di carica. Prima di effettuare qualunque misurazione, l'AEM30940 richiede, inoltre, di scaricare tutti i nodi interni del sistema connettendo i 6 pin di *Reset*, collocati in alto a sinistra sulla board, ad uno qualunque dei nodi di massa. Il condensatore su BATT va connesso solo dopo questa operazione. Utilizzando un oscilloscopio è stato possibile visualizzare: la tensione sul condensatore collegato su BATT (in azzurro), la tensione a valle del resistore posto in serie alla sorgente (in viola) e la tensione sull'uscita HVOUT (in verde). Gli andamenti dei tre segnali sono visibili in *Figura 50*.



*Figura 50 - Andamento dei segnali. In AZZURRO è mostrata la tensione sul condensatore, in VIOLA la tensione a valle del resistore posto in serie alla sorgente e in VERDE la tensione sull'uscita HVOUT.*

In *Figura 51* e in *Figura 52* sono mostrati gli andamenti dei segnali più nel dettaglio.



*Figura 51 - Dettaglio degli andamenti dei segnali. In AZZURRO è mostrata la tensione sul condensatore, in VIOLA la tensione a valle del resistore posto in serie alla sorgente e in VERDE la tensione sull'uscita HVOUT.*

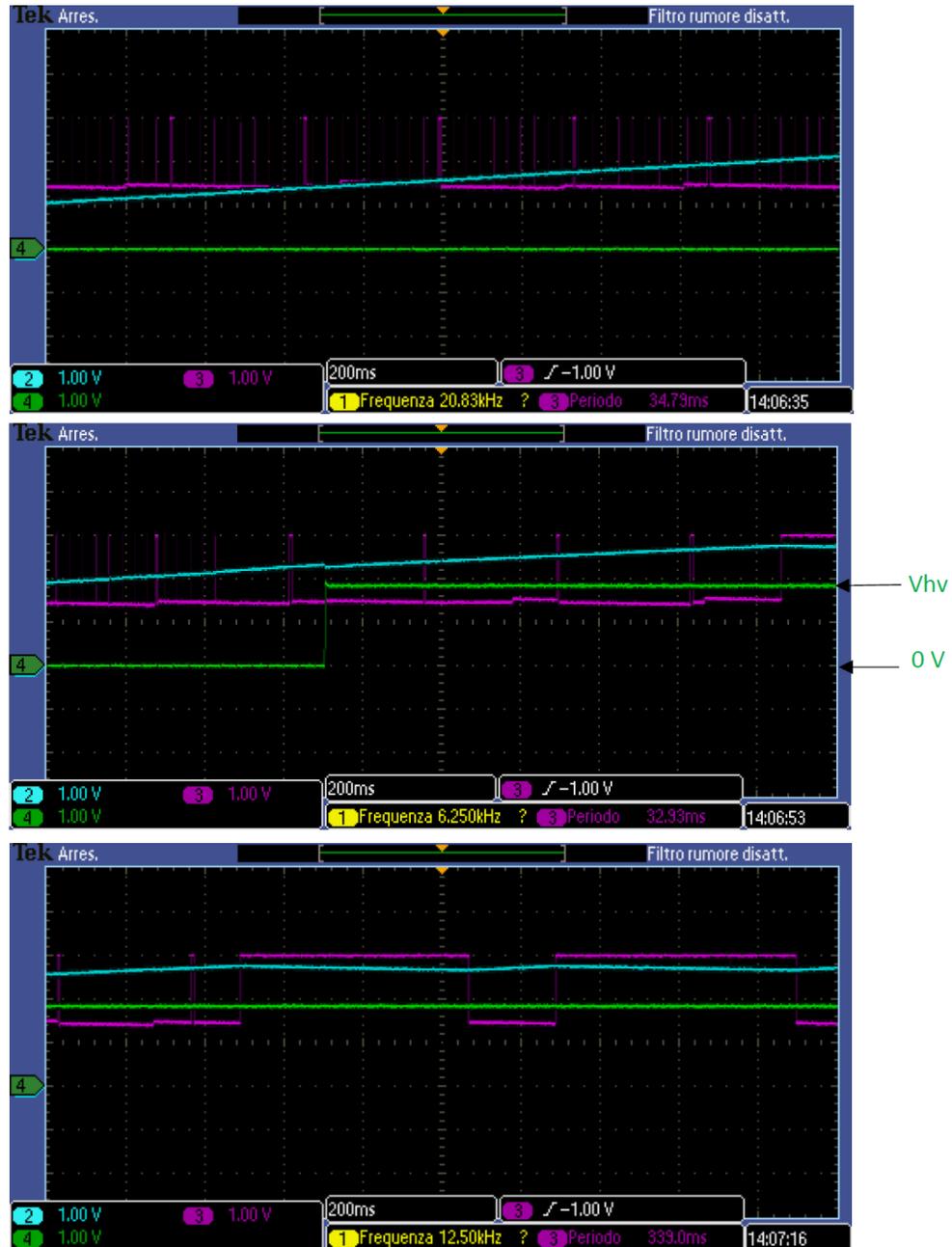


Figura 52 - Dettaglio degli andamenti dei segnali. In AZZURRO è mostrata la tensione sul condensatore, in VIOLA la tensione a valle del resistore posto in serie alla sorgente e in VERDE la tensione sull'uscita HVOUT.

In Figura 51 e nella prima immagine di Figura 52 è messo in evidenza il transitorio di carica del condensatore; infatti il segnale in azzurro parte da 0 V e cresce linearmente fino a poco meno di 3 V. La seconda immagine di Figura 52 mostra, invece, che la tensione all'uscita del regolatore LDO passa da 0 V a 1.8 V non appena la tensione su BATT (curva in azzurro) diventa maggiore di  $V_{chrdy}$  (che risulta pari a 2.30 V nel caso della configurazione impostata). Infine, la terza immagine di Figura 52 mostra l'andamento dei segnali dopo la

carica completa del condensatore. È da notare il leggero ripple sulla tensione ai capi del condensatore connesso al connettore BATT.

Infine, utilizzando i cursori sulla forma d'onda in azzurro, è stata valutata la potenza accumulata sul condensatore andando a misurare il tempo di carica e il delta di tensione (Figura 53).

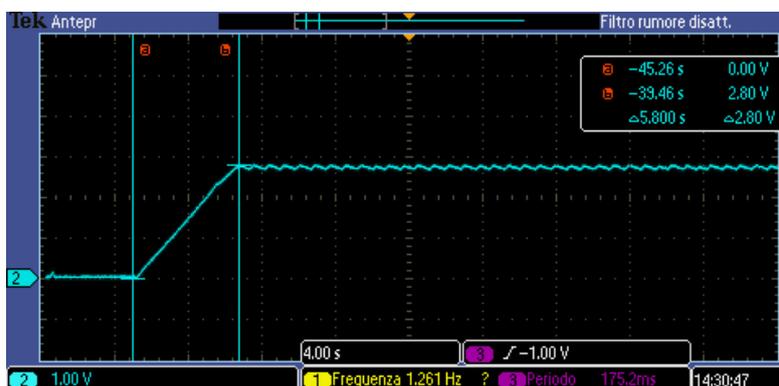


Figura 53 - Misurazione del tempo di carica e della variazione di tensione.

Dunque, la potenza raccolta sul condensatore risulta pari a:

$$E = \frac{1}{2} \frac{CV^2}{\Delta t} \approx 148 \mu W$$

dove:  $V = 2.80 \text{ V}$  e  $\Delta t = 5.8 \text{ sec}$ .

È evidente che la potenza accumulata sul condensatore è notevolmente inferiore rispetto a quella massima teorica messa a disposizione dalla sorgente ( $\approx 478 \mu W$ ). La potenza sul condensatore è circa il 30 % di quella erogata dalla sorgente con  $4.7 \text{ k}\Omega$  in serie. Va, però, tenuto conto del fatto che l'energia è stata calcolata considerando il condensatore inizialmente completamente scarico; siccome il transitorio di carica è sostanzialmente lineare, si può pensare di valutare l'energia considerando, ad esempio, solamente l'ultimo quarto del tempo di carica. In tal caso l'energia sul condensatore risulta pari a:

$$\frac{((2.8 \text{ V})^2 - (2.1 \text{ V})^2) \cdot 0.5 \cdot (220 \mu F)}{\frac{5.8 \text{ s}}{4}} = 260 \mu W$$

che rappresenta circa il 55 % dell'energia massima teorica erogata dalla sorgente. Ciò dimostra il fatto che l'efficienza del convertitore aumenta all'aumentare della carica del condensatore.

In Figura 54 sono mostrati tre segnali: la tensione sul condensatore da  $220 \mu F$  collegato su BATT (in azzurro), la tensione a valle della resistenza in serie alla sorgente (in viola) e il

segnale STATUS[2], che mostra ogni istante di tempo in cui l'AEM30940 effettua una valutazione dell'MPP (in verde). Grazie ai cursori è stato possibile valutare che l'intervallo di campionamento è di circa 330 ms.



Figura 54 - Andamento dei segnali. In AZZURRO è mostrata la tensione sul condensatore, in VIOLA la tensione a valle della resistenza in serie alla sorgente e in VERDE il segnale STATUS[2].

Infine, ci si è serviti degli ingressi digitali dell'oscilloscopio per valutare gli andamenti dei segnali STATUS[0], STATUS[1] e STATUS[2] che sono mostrati nelle immagini seguenti (Figura 55, Figura 56, Figura 57 e Figura 58). La curva in giallo mostra la tensione della sorgente valutata a valle della resistenza da 4.7 kΩ posta in serie; il grafico in azzurro mostra la tensione su BATT; il grafico mostrato sul canale digitale D15 dell'oscilloscopio mostra il segnale STATUS[2], che va alto ogni volta che l'AEM30940 effettua la valutazione dell'MPP; sul canale D14 viene rilevato il segnale STATUS[1], che rimane alto per 600 ms ogni volta che  $V_{BATT} < V_{OVDIS}$ ; infine il segnale mostrato sul canale D13 è STATUS[0], che passa da 1 a 0 quando gli LDOs non sono più disponibili, in quanto l'elemento di accumulo sta esaurendo energia, e, al contrario, passa da 0 a 1 quando c'è sufficiente energia sul condensatore collegato su BATT affinché i regolatori possano essere abilitati, ovvero quando  $V_{BATT} > V_{CHRDY}$ .

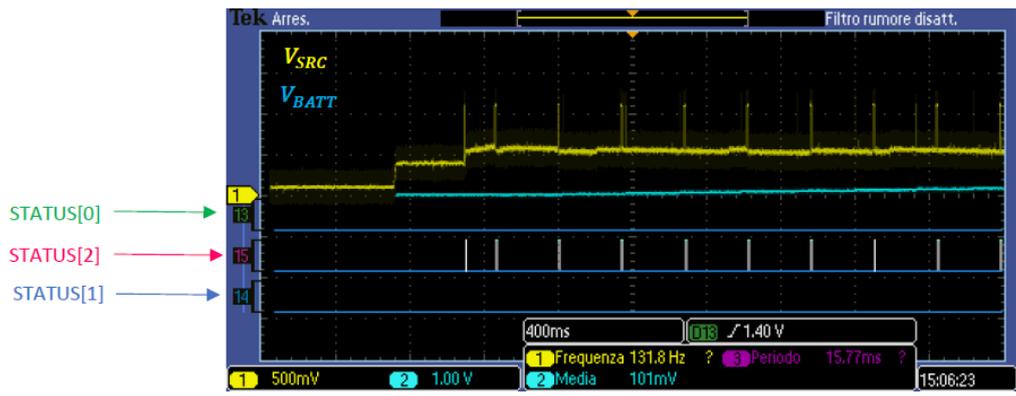


Figura 55 - Andamento dei segnali - Dettaglio 1

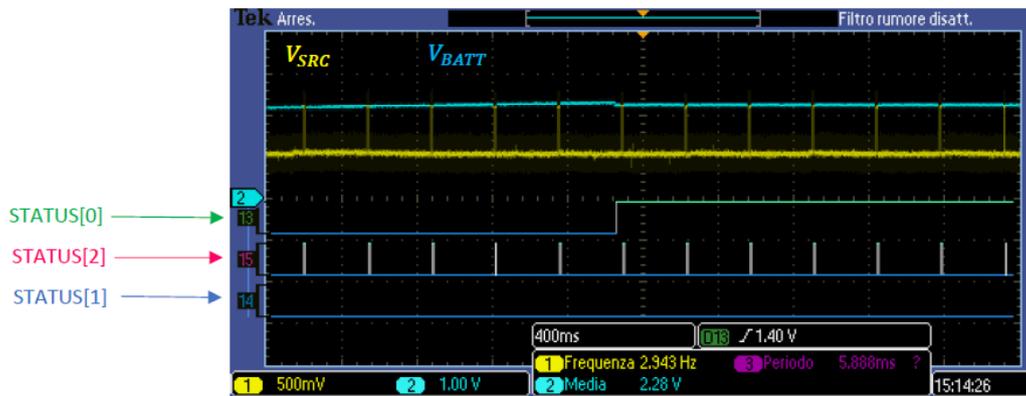


Figura 56 - Andamento dei segnali - Dettaglio 2

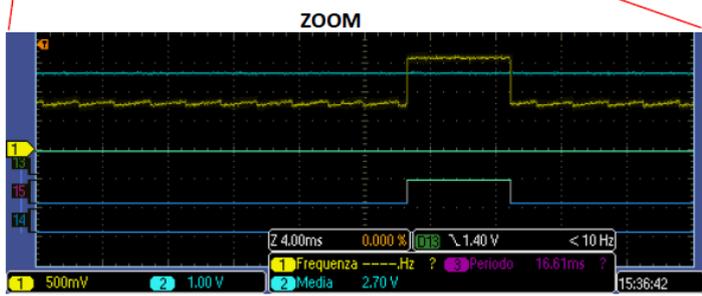


Figura 57 - Andamento dei segnali - Dettaglio 3

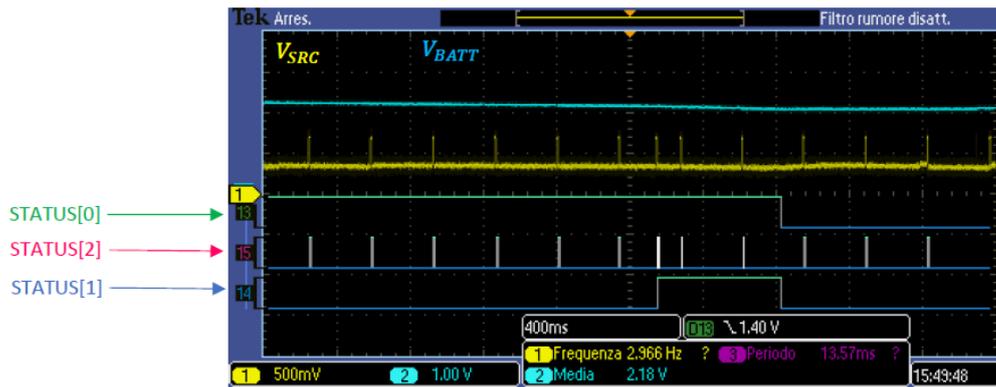


Figura 58 - Andamento dei segnali - Dettaglio 4

## Test n° 2

È stato ulteriormente valutato il funzionamento della board utilizzando un generatore di funzioni da collegare in ingresso al rettificatore (ponte diodi) tramite un condensatore in serie da 47 nF (in modo da emulare un trasduttore piezoelettrico). In parallelo all'uscita del ponte è stato collocato un condensatore da 1  $\mu$ F e il segnale rettificato è stato portato in ingresso all'AEM30940. I pin SELMPP[1:0] sono stati configurati in modo da poter sfruttare la modalità "ZMPP mode" e come resistenza ottima (RZMPP) è stata utilizzata quella individuata grazie alla caratterizzazione del rettificatore riportata nel paragrafo 4.2. Tale resistenza deve essere di valore compreso fra 110 k $\Omega$  e 140 k $\Omega$  ed è la resistenza che è necessario far emulare al convertitore commerciale della e-peas per poter garantire la condizione di massimo trasferimento di potenza verso il carico. Infine, i pin CFG[2:0] sono stati impostati come LHH, rispettivamente, e su BATT è stato collegato il solo SMU Keithley 2450 senza condensatore. La configurazione CFG[2:0] = LHH prevede una tensione di over-discharge ( $V_{OVDIS}$ ) di 2.80 V e una tensione di over-charge ( $V_{OVCH}$ ) pari a 4.50 V. Con questo setup di misura è stato possibile verificare la corretta emulazione della resistenza ottima da parte del convertitore.

## 4.2 Caratterizzazione del rettificatore

Il rettificatore utilizzato è un ponte a diodi che sfrutta i diodi BAT754A di Nexperia. Per poter effettuare la caratterizzazione sono stati utilizzati un generatore di funzione (modello Agilent 33120A) per emulare il trasduttore piezoelettrico, un SMU Keiyhley 2450 e il ponte a diodi, saldato manualmente su una millefori. L'SMU è stato impostato in modo da effettuare una misura di corrente a 4 punti (Measure Settings → Sense: 4-WIRE) e abilitando il filtro che consente di visualizzare a display il valor medio su un certo numero di misurazioni (impostato a 100) in modo da rendere più stabile possibile il dato misurato e visualizzato. Innanzitutto, è stato testato il corretto funzionamento del ponte, verificando con un generatore di funzioni all'ingresso e un oscilloscopio sull'uscita che lavorasse correttamente (Figura 59).

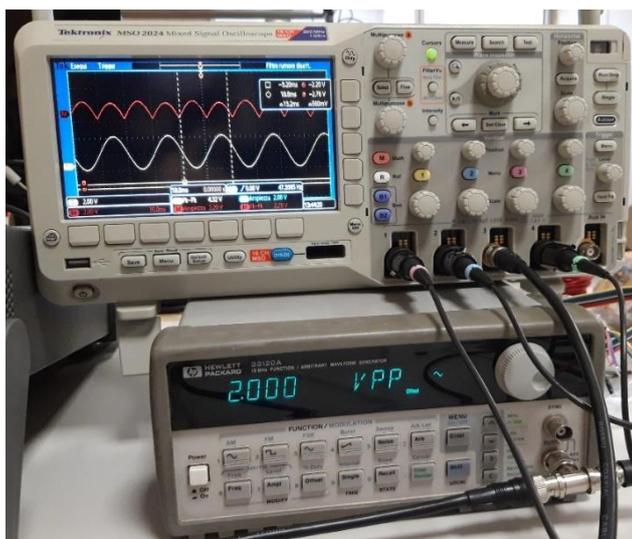
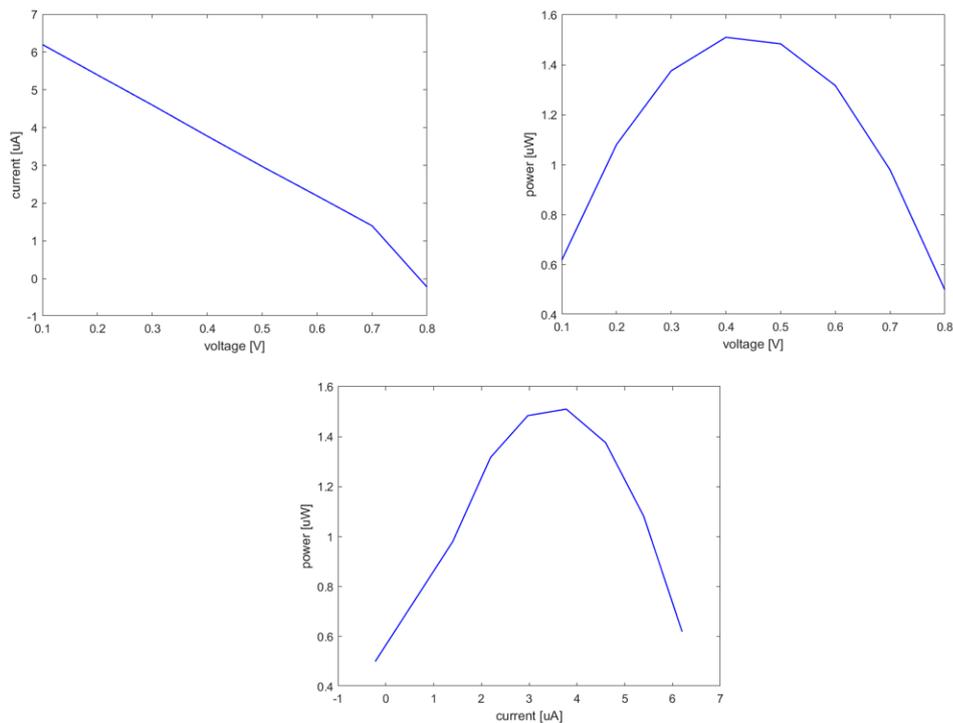


Figura 59 - Verifica del corretto funzionamento del rettificatore. La prova è stata fatta generando una sinusoide di 2 Vpp alla frequenza di 53 Hz.

Provando ad effettuare qualche simulazione con LTSpice ci si è resi conto che i valori di corrente attesi sul carico, per valori tipici della tensione ai capi del trasduttore piezoelettrico, sarebbero dovuti rimanere abbondantemente al di sotto dei 100  $\mu\text{A}$ . Questo dato si è rivelato fondamentale per poter effettuare correttamente la simulazione poiché l'SMU, per funzionare correttamente, necessita di impostare correttamente il range sulla misura di corrente. Lasciare che l'SMU regoli autonomamente il range o impostare un range troppo basso obbliga l'SMU a modificarlo durante la misurazione. Di conseguenza, elevati picchi di tensione vengono visualizzati in corrispondenza della variazione del range che obbliga l'SMU a modificare l'impedenza.

Con il generatore di funzioni, utilizzato come generatore di sinusoidi in tensione, e un condensatore da 47 nF in serie è stato emulato il trasduttore piezoelettrico. Le misurazioni sono state effettuate ponendosi in tre diverse situazioni: basse vibrazioni, medie vibrazioni ed elevate vibrazioni. Nel primo caso, l'ampiezza picco-picco della sinusoide generata è stata impostata ad 1 V, nel secondo caso a 2.5 V e nel terzo caso a 5 V. Per ognuna delle tre condizioni sono state effettuate una decina di misurazioni per valori crescenti della tensione di carico e con i dati raccolti sono stati ricavati i grafici V(I), P(V) e P(I) da cui è stato possibile valutare la resistenza ottima, ovvero quel valore di resistenza in grado di garantire la massima estrazione di potenza. I grafici ottenuti sono riportati in *Figura 60*, *Figura 61* e *Figura 62*.



*Figura 60 - Caratterizzazione del ponte nel caso di basse vibrazioni ( $V_{pp} = 1V$ )*

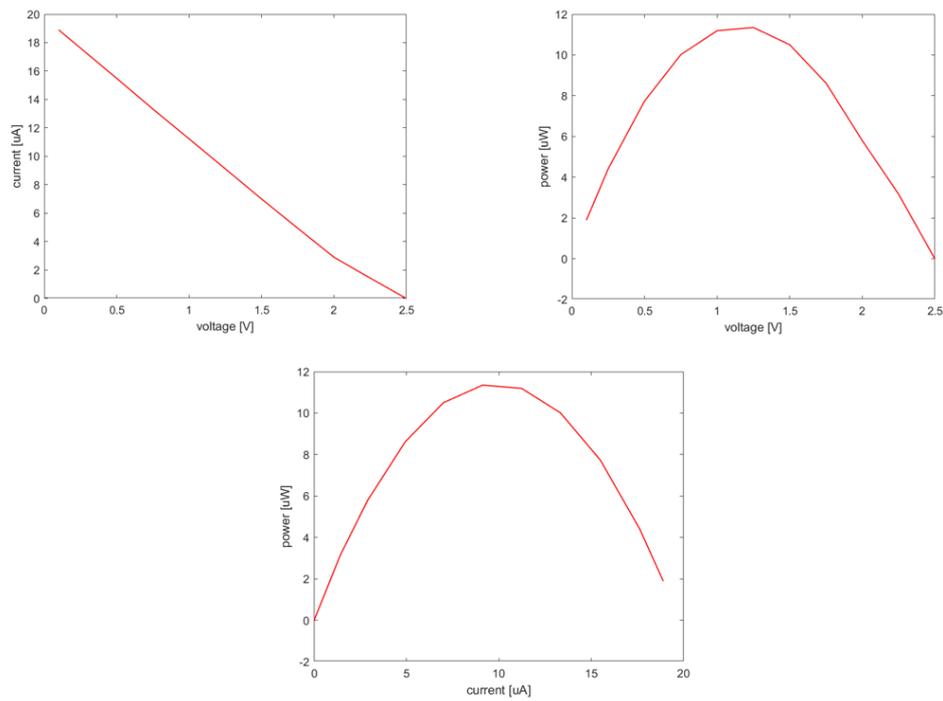


Figura 61 - Caratterizzazione del ponte nel caso di medie vibrazioni ( $V_{pp} = 2.5V$ )

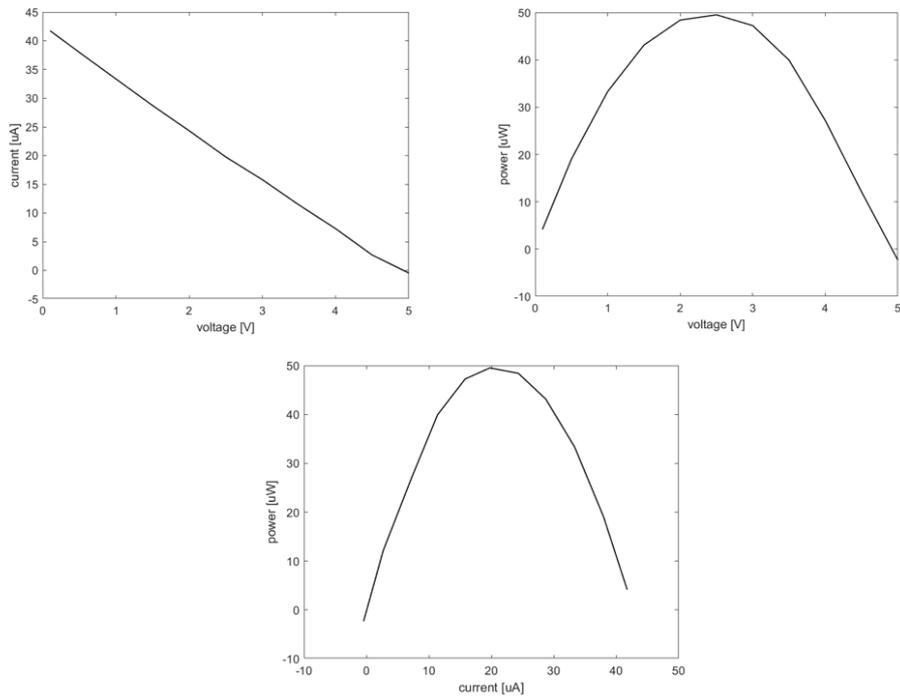


Figura 62 - Caratterizzazione del ponte nel caso di alte vibrazioni ( $V_{pp} = 5V$ )

Nel primo caso (con  $V_{pp} = 1 V$ ) il massimo della potenza viene rilevato in corrispondenza di una tensione di 0.4 V, che corrisponde ad una corrente di 3.775  $\mu A$ ; perciò la resistenza

ottima risulta pari a circa 106 k $\Omega$ . Nel secondo caso la resistenza ottima è pari a 137 k $\Omega$  e, infine, nel terzo ed ultimo caso  $R_{opt} \approx 126$  k $\Omega$ .

### 4.3 Test accelerometro

Fino ad ora i test sono stati eseguiti utilizzando un generatore di funzioni per emulare il circuito equivalente di un trasduttore piezoelettrico. Prima di poter passare all'uso di un trasduttore reale, ne va necessariamente effettuata la caratterizzazione. Innanzitutto, va individuato un valido setup di misura con cui poter valutare correttamente lo spostamento del trasduttore piezoelettrico. In fase di test, lo spostamento viene indotto tramite uno shaker elettrodinamico, uno strumento che produce una forza assiale dipendente dalla corrente ricevuta dall'amplificatore di potenza che lo pilota, su cui il trasduttore viene fissato in maniera il più solidale possibile. Lo *shaker* utilizzato è il modello S51110 della Tira Vib. Sul bordo della tavola di carico dello shaker è stata fissata un'estremità del trasduttore piezoelettrico in modo da indurne il caratteristico movimento a cantilever (trave a sbalzo). Le soluzioni che sono state considerate e confrontate per la valutazione dello spostamento del sensore piezoelettrico sono due: 1) l'utilizzo di sensori laser e 2) l'impiego di un accelerometro (EVAL-ADXL335Z). In *Figura 63* è mostrato il setup utilizzato.

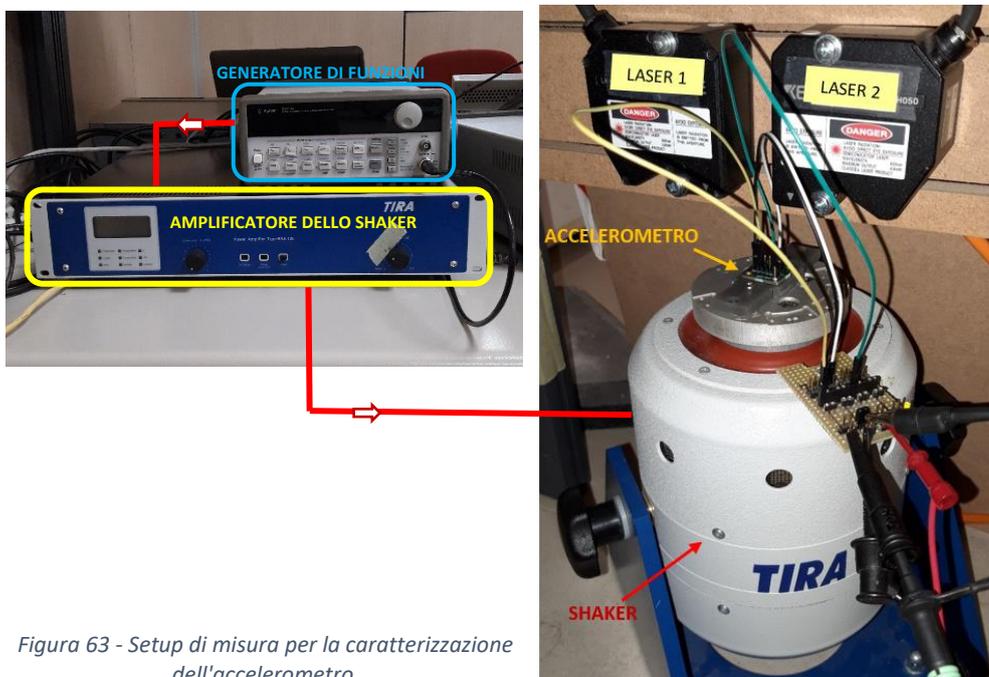
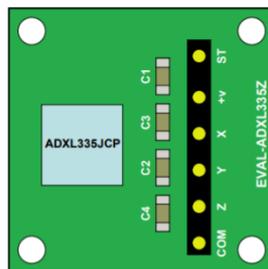


Figura 63 - Setup di misura per la caratterizzazione dell'accelerometro.

I laser utilizzati sono gli LK-H050 della Keyence. Si tratta di sensori di posizione a triangolazione ottica ad alta velocità ed elevata precisione, in grado di garantire un'accuratezza di  $\pm 0.02\%$  del fondo scala, frequenze di campionamento da 1 kHz a 392 kHz e una precisione di  $0.025 \mu\text{m}$ . Dispongono sia di un'uscita analogica, agevolmente osservabile con un oscilloscopio, che di una porta Ethernet con cui è possibile convertire in digitale il dato analogico ed elaborarlo grazie al software proprietario messo a disposizione dalla stessa azienda produttrice. Ricorrendo a questa seconda modalità di misurazione è possibile acquisire e memorizzare velocemente i dati per poi effettuare del post-processing. I laser vanno alimentati a 24VDC e configurati ricorrendo all'uso del software proprietario della Keyence, indicando, in particolare, il periodo di campionamento desiderato per l'acquisizione dei dati e la proporzione fra spostamento rilevato e tensione. Per i test sull'accelerometro è stata impostata la proporzione di  $1 \text{ mm} \rightarrow 1 \text{ V}$  e un periodo di campionamento di  $100 \mu\text{s}$ .

L'EVAL-ADXL335Z consente di valutare le performance dell'accelerometro a 3 assi ADXL335Z. Il layout della scheda è mostrato in *Figura 64*.



*Figura 64 - Layout del PCB dell'EVAL-ADXL335Z. Fonte: [D2]*

La banda analogica dell'accelerometro può essere settata cambiando i condensatori C2, C3 e C4 che, di default, sono da  $100 \text{ nF}$  e impostano la banda a  $50 \text{ Hz}$ . Nel caso specifico, è stato sostituito il condensatore C4 da  $100 \text{ nF}$  con due in parallelo da  $22 \text{ nF}$  e  $47 \text{ nF}$  per estendere la banda a  $72 \text{ Hz}$ . Per il calcolo del valore di capacità necessario per ottenere una determinata banda è stata utilizzata la formula riportata nel datasheet del dispositivo:

$$F_{-3dB} = \frac{1}{2\pi \cdot (32k\Omega) \cdot C}$$

L'accelerometro è in grado di effettuare *sensing* in 3 direzioni (x, y e z), ma per lo scopo del progetto è stato necessario rilevare il solo dato relativo alla quota e quindi corrispondente all'uscita z. Il dispositivo è in grado di misurare accelerazioni comprese fra  $-3.6 \text{ g}$  e  $+3.6 \text{ g}$  con una sensibilità tipica di  $300 \text{ mV/g}$  (se alimentato a  $3 \text{ V}$ ).

Innanzitutto, è stato effettuato il *self-test* indicato nel datasheet per verificare l'integrità del componente e il corretto funzionamento. Tale test va effettuato collegando il pin ST dell'*evaluation board* all'alimentazione. In questa condizione, una forza elettrostatica viene esercitata sull'accelerometro e la tipica tensione rilevata sull'uscita z deve aggirarsi nell'intorno dei 550 mV, che corrispondono ad un'accelerazione di 1.83 g. È stata poi valutata analiticamente, per diversi valori di frequenza, l'ampiezza dello spostamento necessaria per ottenere 1 g di accelerazione. Nel caso di movimento sinusoidale, se indichiamo con  $A \cdot \sin(2\pi ft)$  la sinusoide dello spostamento e la deriviamo due volte, ricaviamo che l'ampiezza dell'accelerazione risulta pari a  $4\pi^2 f^2 A$ . Perciò, l'ampiezza dello spostamento del trasduttore per avere una certa accelerazione (*acc*) risulta pari a:

$$\frac{acc[g] \cdot 9,81}{4\pi^2 f^2} \cdot 1'000 = \Delta s[mm]$$

Utilizzando l'alimentatore Agilent E3631A è stato alimentato l'accelerometro a 3 V e visualizzato su un oscilloscopio il segnale sull'uscita z. Applicando allo *shaker* una sinusoide di frequenza fissata e aggiustandone l'ampiezza fino a visualizzare sulla sonda collegata al laser puntato sulla base del trasduttore una sinusoide di ampiezza pari a quella calcolata analiticamente (*ampl\_analitica*), è stato possibile valutare l'ampiezza picco-picco della sinusoide sull'uscita z dell'accelerometro in corrispondenza dell'applicazione di 1 g di accelerazione. I dati raccolti sono riportati in *Tabella 3*.

freq	$\Delta s[m]$	ampl_analitica [V]	ampl_pp [V]	ampl_pp_acc [V]
20	0,000620	0,621	1,241	0,576
25	0,000397	0,397	0,794	0,576
30	0,000275	0,275	0,551	0,584
35	0,000202	0,202	0,405	0,576
40	0,000155	0,155	0,310	0,584
45	0,000122	0,122	0,245	0,576
50	9,92948E-05	0,099	0,198	0,544
55	8,20618E-05	0,082	0,164	0,566
60	6,89547E-05	0,069	0,138	0,548

*Tabella 3*

Siccome molti dei valori tabulati sono il risultato di approssimazioni di misure effettuate con l'oscilloscopio, si è resa necessaria una verifica della bontà dei dati acquisiti e del comportamento dell'accelerometro. Per effettuare tale verifica sono stati utilizzati due laser

opportunamente puntati sul piatto dello shaker. È stata acquisita la loro uscita digitale con il PC e, dal movimento rilevato, è stato possibile ricavare l'accelerazione, derivando due volte lo spostamento e convertendo il valore misurato in tensione (sapendo che lo spostamento di 1 mm rilevato dai laser corrisponde all'applicazione di 1 V). In tal modo è stato possibile stimare con i due laser la reale accelerazione applicata dallo shaker quando l'ampiezza picco-picco del segnale all'uscita z dell'accelerometro è esattamente pari a quella misurata precedentemente con l'oscilloscopio e valutarne lo scostamento rispetto all'accelerazione di 1 g desiderata (Tabella 4).

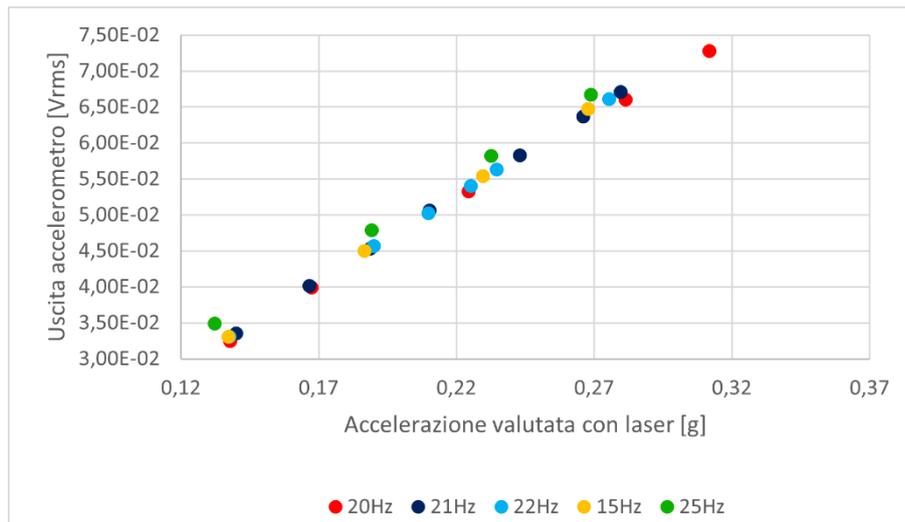
freq. [Hz]	stima_acc_laser1 [g]	stima_acc_laser2 [g]	media_acc_laser [g]	acc_576mV [g]
20	1,011339	1,010176	1,01076	
25	1,008389	1,011043	1,00972	
30	1,031998	1,032107	1,03205	
40	1,039686	1,032797	1,03624	1,0294
50	1,021770	1,023732	1,02275	1,04003
55	1,066917	1,041444	1,05418	1,0846
60	1,060303	0,995725	1,02801	1,1042

Tabella 4

I dati raccolti mostrano che, su tutto il range di frequenze valutato (da 20 Hz a 60 Hz), i valori di ampiezza picco-picco della tensione all'uscita dell'accelerometro, in corrispondenza dell'accelerazione di 1 g, si aggirano tutti entro un range ristretto di valori che va da un minimo di 544 mV ad un massimo di 584 mV, con il valore di 576 mV particolarmente ricorrente e uno scostamento più significativo da tale valore nel passaggio alle frequenze più alte. Motivo per cui, in corrispondenza delle frequenze per cui non era stato ottenuto quel valore, è stato valutato l'errore commesso nel caso in cui si volesse assumere proprio quel valore come corretto su tutto il range di frequenze. Se l'accelerazione imposta al piatto dello shaker, e di conseguenza al trasduttore piezoelettrico, non è esattamente pari ad 1 g, l'errore maggiore lo si riscontra alle alte frequenze. Per questo motivo risulta fondamentale determinare la frequenza di risonanza del piezo per verificare che non cada in corrispondenza di quelle frequenze in cui l'errore risulta essere più significativo.

Un'ulteriore prova dell'affidabilità dell'accelerometro è stata trovata misurando con un multimetro il valore RMS della tensione all'uscita z dell'accelerometro. Questa misura è stata confrontata con il valore RMS di tensione misurato con un altro multimetro collegato all'uscita di un laser puntato sul piatto dello shaker. Il confronto è stato fatto per diversi

valori di frequenza (*Figura 65*). Per ogni frequenza sono stati raccolti diversi valori di tensione, valutati facendo in modo di raccogliere misure della tensione all'uscita dell'accelerometro che fossero comprese entro un range che va da 30 mV a circa 70 mV. Dal grafico di *Figura 65* è evidente che al medesimo valore di tensione RMS misurato dal multimetro sull'uscita z dell'accelerometro corrisponde la stessa accelerazione misurata indirettamente dal laser per tutte le frequenze valutate.

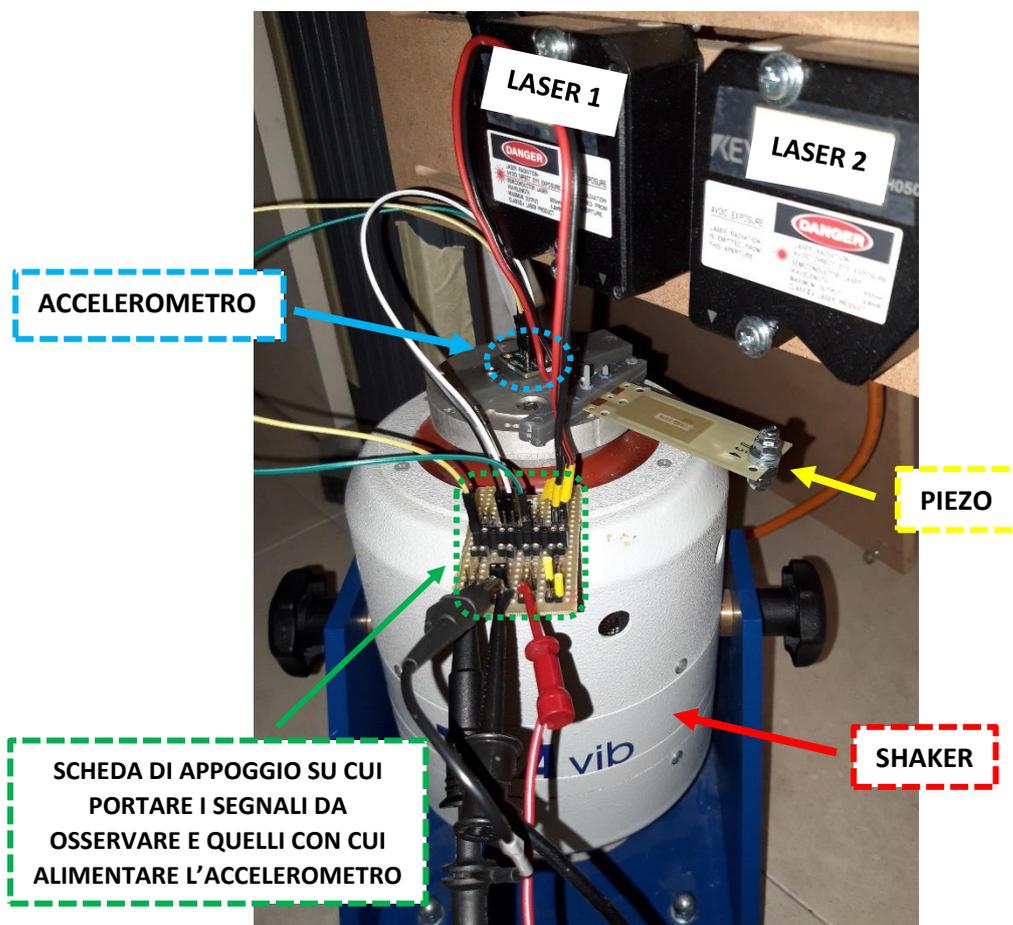


*Figura 65 - Accelerometro vs Laser*

I dati raccolti dimostrano che, per diversi valori di frequenza, la misura rilevata con l'accelerometro concorda con quella effettuata con il laser su tutto il range di frequenze in cui si ha interesse far operare il trasduttore piezoelettrico.

#### 4.4 Caratterizzazione del trasduttore piezoelettrico

Il trasduttore piezoelettrico valutato è il modello PPA-1011 della Midé. L'azienda produttrice consiglia l'utilizzo dei trasduttori della famiglia PPA proprio per applicazioni di energy harvesting da vibrazioni. Il trasduttore è stato fissato allo shaker sfruttando i fori di fissaggio nella posizione “- 6” (CLAMP - 6) e posizionandogli sulla punta una massa da 5.2 g. Variando la massa sulla punta del trasduttore e la posizione delle viti di fissaggio allo shaker è possibile modificare la sua frequenza di risonanza e ampliare il range di frequenze di utilizzo. Il setup di misurazione è mostrato in *Figura 66*.



*Figura 66 - Setup di misurazione per la caratterizzazione del trasduttore piezoelettrico.*

L'accelerometro è stato alimentato a 3.6 V per aumentarne la risoluzione (vedi datasheet, [D1]). Con questo assetto si è notato che, con il trasduttore montato sullo shaker, il contraccolpo prodotto dallo spostamento della parte di corpo non vincolata genera una forma d'onda non perfettamente sinusoidale (*Figura 67*) in prossimità della frequenza di risonanza.

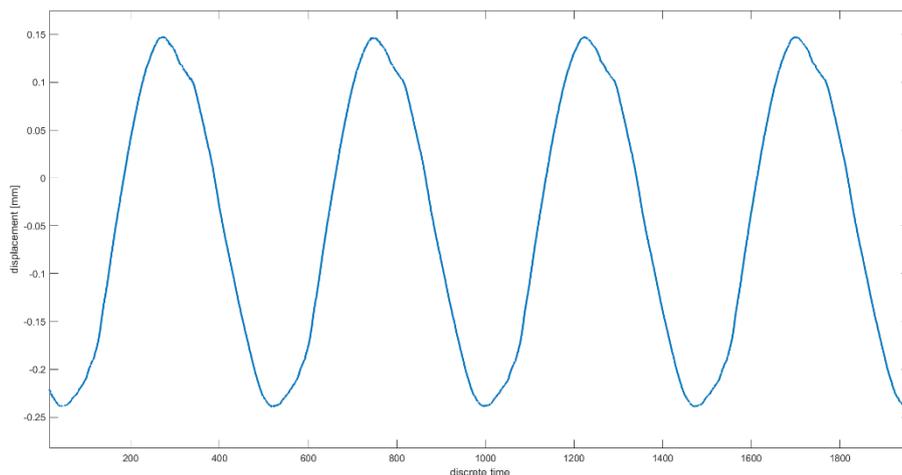


Figura 67 - Andamento dello spostamento rilevato dai laser in prossimità della risonanza

Nonostante la forma d'onda leggermente distorta, l'accelerazione, ricavata come derivata seconda del movimento rilevato, non si discosta troppo da quella misurata con l'accelerometro. In ogni caso i sensori laser sono necessari per poter valutare il movimento  $\Delta z$  del sistema.

#### Test n° 1: risonanza elettrica

Per valutare il segnale all'uscita del sensore è stata utilizzata la sonda differenziale Agilent N2791A caratterizzata da un'impedenza d'ingresso di  $1\text{ M}\Omega$  e da un rapporto di attenuazione 10:1. In tal modo si è potuto caratterizzare il trasduttore in circuito aperto. Per diversi valori di frequenza, è stata applicata allo shaker una tensione tale da produrre l'accelerazione di  $0.5\text{ g}$  (in questo caso l'ampiezza picco-picco da rilevare sull'uscita  $z$  dell'accelerometro è di  $344\text{ mV}$ ) ed è stata misurata con la sonda differenziale la tensione all'uscita del trasduttore. Per questo motivo  $1\text{ g}$  di accelerazione corrisponde ora a circa  $688\text{ mV}$ . I dati raccolti sono riportati in *Tabella 5*.

freq. [Hz]	$V_{pp}^{piezo}$ [V]	$\Delta_z$ [mm]
12	1,08	0,354
15	1,8	0,506
17	2,5	0,756
19	5,7	1,683
19.5	10,2	2,977
19.6	11,6	3,102
19.7	15,6	4,770
20	16,6	5,034

20.5	14,8	4,371
21	12	3,497
21.5	8,9	2,533
22	7,1	1,870
23	4,4	1,134
25	2,32	0,584
28	1,32	0,332
32	0,8	0,191

Tabella 5

Con  $\Delta_z$  viene indicato il movimento della punta del trasduttore piezoelettrico rispetto al sistema di riferimento, ovvero rispetto al punto di fissaggio sullo shaker. Perciò  $\Delta_z$  indica la differenza fra lo spostamento rilevato dal laser sulla punta e lo spostamento rilevato sulla base. Con  $\Delta_y$ , invece, viene indicato il movimento impresso dallo shaker al piatto su cui è fissato il trasduttore e dunque il movimento del sistema di riferimento. Dai valori ottenuti è evidente che la frequenza di risonanza elettrica del piezo si colloca nell'intorno dei 20 Hz e che la banda di risonanza risulta essere particolarmente stretta. Il datasheet del sensore conferma questi risultati ([D4]). In corrispondenza dei 20 Hz e di un'accelerazione di 0.5 g il trasduttore è in grado di fornire circa 8 V (per l'esattezza 16.6 Vpp) al carico. I grafici di *Figura 68* fanno riferimenti ai dati raccolti in *Tabella 5*.

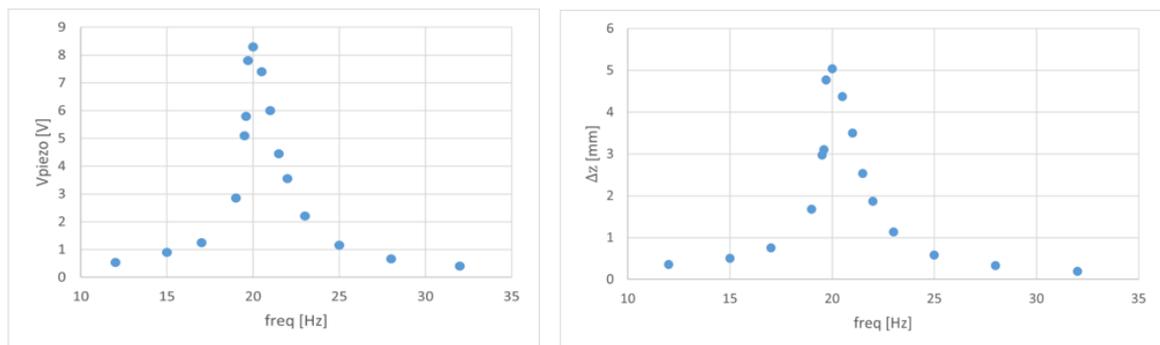


Figura 68 - Caratterizzazione del trasduttore piezoelettrico e individuazione della risonanza elettrica.

## Test n° 2: risonanza meccanica

In questo caso il trasduttore piezoelettrico viene valutato mettendone in corto l'uscita. Si pone sulla sua uscita un multimetro (Agilent 34401A) tramite il quale poter misurare la corrente generata. I valori misurati sono riportati in *Tabella 6*.

freq. [Hz]	$I_{OUT}^{rms}$ [ $\mu$ A]	$\Delta z_{pp}$ [mm]
18.5	3.35E-05	1.230
19	4.25E-05	1.664
19.5	6.36E-05	2.768
19.6	1.114E-04	5.089
19.7	1.125E-04	5.110
20	1.12E-04	4.938
21	7.87E-05	2.997
21.2	6.7E-05	2.587
21.5	5.72E-05	2.120
22	4.41E-05	1.505
23	3.33E-05	0.981
24	2.86E-05	0.722

Tabella 6

Dai dati tabulati si ricavano i grafici di *Figura 69*.

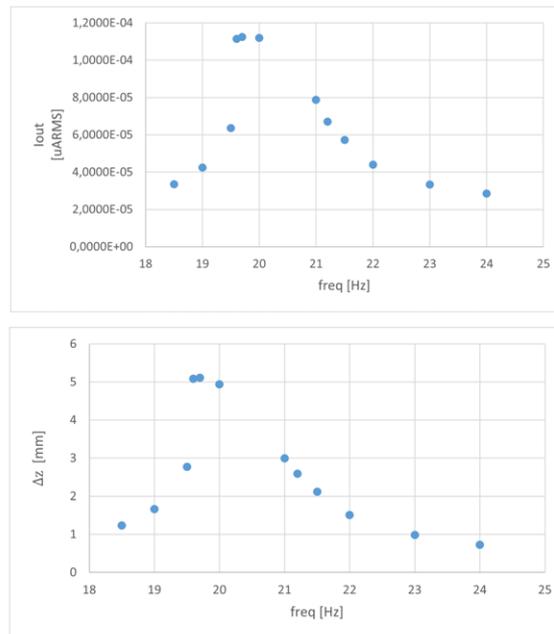


Figura 69 - Caratterizzazione del trasduttore in condizione di cortocircuito.

Per la risonanza meccanica è individuabile una banda di frequenze più estesa rispetto a quella elettrica valutata in condizione di circuito aperto. Tale range di frequenze va da 19.6 Hz fino

a 20 Hz; quest'ultima frequenza coincide proprio con quella di risonanza elettrica. Tuttavia, se pur con una differenza molto ridotta rispetto alle altre due, la frequenza di 19.7 Hz è quella in corrispondenza della quale è stato rilevato il movimento maggiore del piezo e, dunque, quella individuabile come frequenza di risonanza meccanica del trasduttore.

### Test n° 3: valutazione dello smorzamento del trasduttore

Per valutare lo smorzamento del trasduttore piezoelettrico è stato utilizzato lo stesso setup di misura utilizzato per la valutazione della risonanza meccanica. In questo caso, però, la base del piezo è stata avvitata ad una tavola di legno in modo da poter indurre manualmente una vibrazione al trasduttore. Il movimento generato è stato rilevato con i laser e acquisito tramite il PC dalla loro uscita digitale (*Figura 70*) in modo da poter valutare la frequenza di risonanza meccanica e il fattore di smorzamento.

Della forma d'onda rilevata si considerano i primi 10 periodi completi e si calcola la frequenza di risonanza meccanica come:

$$f_m = \frac{1}{(t_2 - t_1)/10} = 21.84 \text{ Hz}$$

Invece, il fattore di smorzamento viene calcolato come:

$$\frac{R_m}{2L_m} = -\frac{1}{10 \cdot T} \ln \left( \frac{V_p(t_2)}{V_p(t_1)} \right) = 2.334$$

dove

$$T = \frac{1}{f_m} = 0.04578 \text{ s}$$

Siccome la valutazione è fatta con il trasduttore in cortocircuito e quindi non c'è feedback meccanico (perché non c'è tensione), la corrente in uscita risulta pari a  $\beta \cdot \dot{z}$ , dove  $\beta$  è il coefficiente di accoppiamento elettromeccanico.

$$\beta = \frac{I_{out}^{rms} \cdot \sqrt{2}}{\frac{\Delta z_{pp}}{2} \cdot 2\pi f}$$

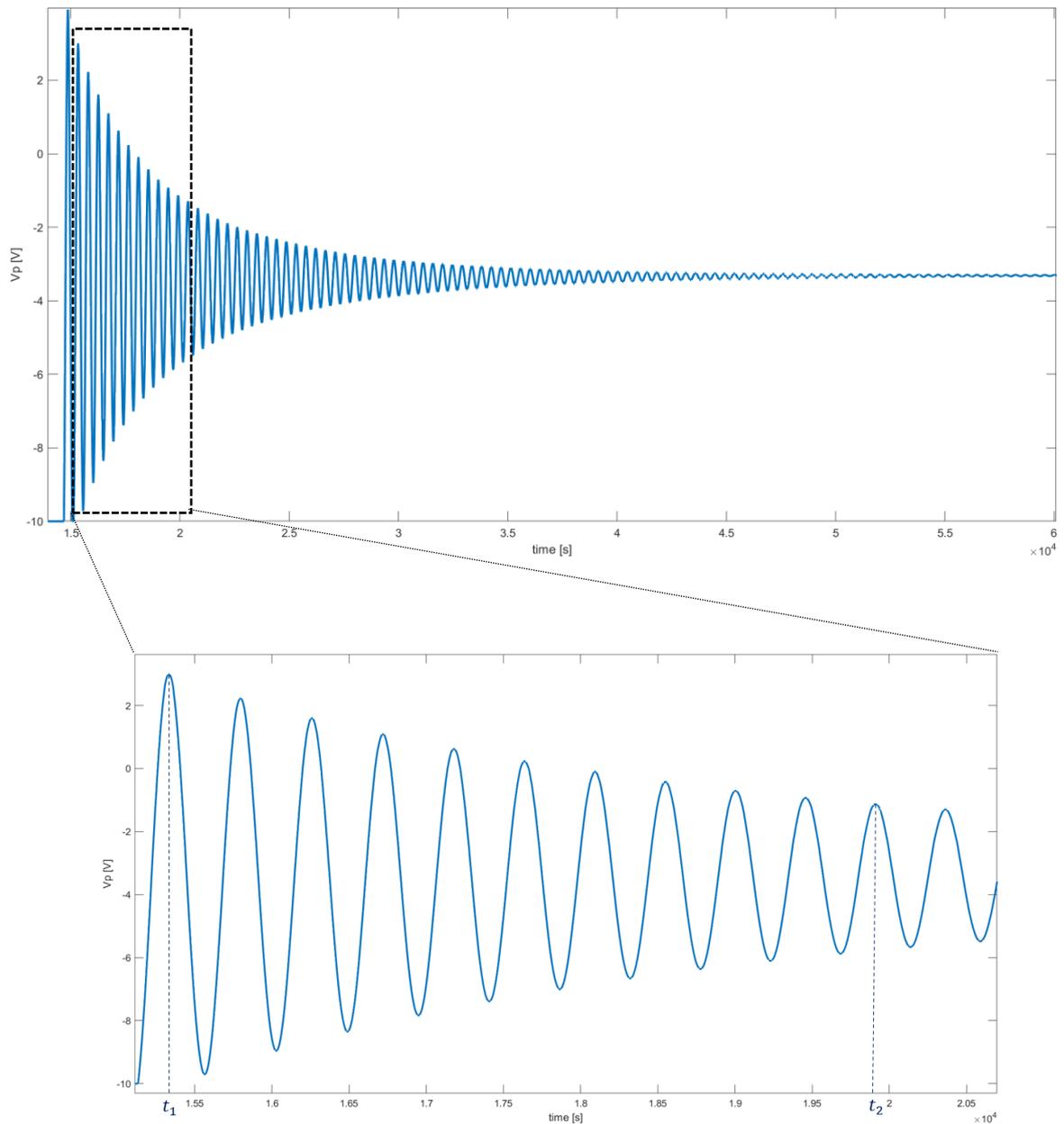


Figura 70 - Analisi del movimento rilevato dai laser in condizione di smorzamento

#### 4.5 Valutazione della potenza estraibile con il solo rettificatore

Il trasduttore piezoelettrico è stato collegato al rettificatore e in parallelo a quest'ultimo è stato collocato un condensatore da  $100 \mu\text{F}$ . È stato utilizzato un SMU per poter misurare la corrente per ogni valore di tensione imposto fra 1 V e 5 V con step di 0.1 V. Sono stati considerati il valore minimo e il valore medio di corrente rilevati dallo strumento in modo da poter valutare la potenza minima ( $P_{min}$ ) e la potenza media ( $P_{avg}$ ) erogabile dal trasduttore al carico. La misurazione è stata effettuata applicando allo shaker una sinusoide di frequenza pari alla frequenza di risonanza valutata nel Test n° 1 del piezo (20 Hz), sapendo

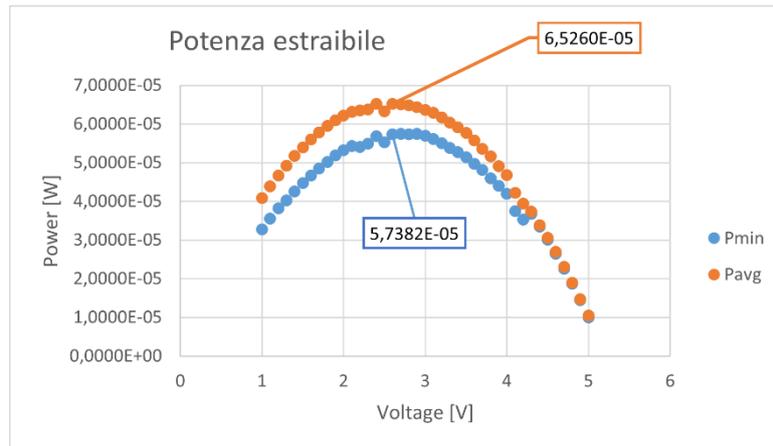
che in corrispondenza di tale frequenza il trasduttore è in grado di fornire al carico circa 8 V. I dati raccolti sono riportati in *Tabella 7*.

V [V]	$I_{min}$ [ $\mu$ A]	$I_{avg}$ [ $\mu$ A]	$V/I_{min}$ [ $\Omega$ ]	$V \cdot I_{min}$ [W]	$V \cdot I_{avg}$ [W]
1	32,77	40,90	3,0516E+04	3,2770E-05	4,0900E-05
1,1	32,30	39,90	3,4056E+04	3,5530E-05	4,3890E-05
1,2	31,80	38,90	3,7736E+04	3,8160E-05	4,6680E-05
1,3	31,01	37,90	4,1922E+04	4,0313E-05	4,9270E-05
1,4	30,44	37,00	4,5992E+04	4,2616E-05	5,1800E-05
1,5	29,80	36,00	5,0336E+04	4,4700E-05	5,4000E-05
1,6	29,18	35,00	5,4832E+04	4,6688E-05	5,6000E-05
1,7	28,53	34,04	5,9586E+04	4,8501E-05	5,7868E-05
1,8	27,90	33,06	6,4516E+04	5,0220E-05	5,9508E-05
1,9	27,30	32,10	6,9597E+04	5,1870E-05	6,0990E-05
2	26,60	31,10	7,5188E+04	5,3200E-05	6,2200E-05
2,1	25,85	30,10	8,1238E+04	5,4285E-05	6,3210E-05
2,2	24,60	28,90	8,9431E+04	5,4120E-05	6,3580E-05
2,3	23,90	27,70	9,6234E+04	5,4970E-05	6,3710E-05
2,4	23,70	27,20	1,0127E+05	5,6880E-05	6,5280E-05
2,5	22,13	25,30	1,1297E+05	5,5325E-05	6,3250E-05
2,6	22,07	25,10	1,1781E+05	5,7382E-05	6,5260E-05
2,7	21,30	24,10	1,2676E+05	5,7510E-05	6,5070E-05
2,8	20,50	23,10	1,3659E+05	5,7400E-05	6,4820E-05
2,9	19,80	22,20	1,4646E+05	5,7420E-05	6,4380E-05
3	19,00	21,20	1,5789E+05	5,7000E-05	6,3600E-05
3,1	18,10	20,30	1,7127E+05	5,6110E-05	6,2930E-05
3,2	17,20	19,30	1,8605E+05	5,5040E-05	6,1760E-05
3,3	16,30	18,30	2,0245E+05	5,3790E-05	6,0390E-05
3,4	15,51	17,40	2,1921E+05	5,2734E-05	5,9160E-05
3,5	14,70	16,50	2,3810E+05	5,1450E-05	5,7750E-05
3,6	13,80	15,50	2,6087E+05	4,9680E-05	5,5800E-05
3,7	13,00	14,50	2,8462E+05	4,8100E-05	5,3650E-05
3,8	12,10	13,60	3,1405E+05	4,5980E-05	5,1680E-05
3,9	11,30	12,60	3,4513E+05	4,4070E-05	4,9140E-05
4	10,50	11,70	3,8095E+05	4,2000E-05	4,6800E-05
4,1	9,15	10,30	4,4809E+05	3,7515E-05	4,2230E-05
4,2	8,40	9,40	5,0000E+05	3,5280E-05	3,9480E-05
4,3	8,56	8,70	5,0234E+05	3,6808E-05	3,7410E-05

4,4	7,60	7,70	5,7895E+05	3,3440E-05	3,3880E-05
4,5	6,70	6,80	6,7164E+05	3,0150E-05	3,0600E-05
4,6	5,75	5,85	8,0000E+05	2,6450E-05	2,6910E-05
4,7	4,80	4,90	9,7917E+05	2,2560E-05	2,3030E-05
4,8	3,90	3,95	1,2308E+06	1,8720E-05	1,8960E-05
4,9	2,95	3,00	1,6610E+06	1,4455E-05	1,4700E-05
5	2,00	2,10	2,5000E+06	1,0000E-05	1,0500E-05
5,1	0,013	0,76	4,0157E+08	6,4770E-08	3,8607E-06

*Tabella 7*

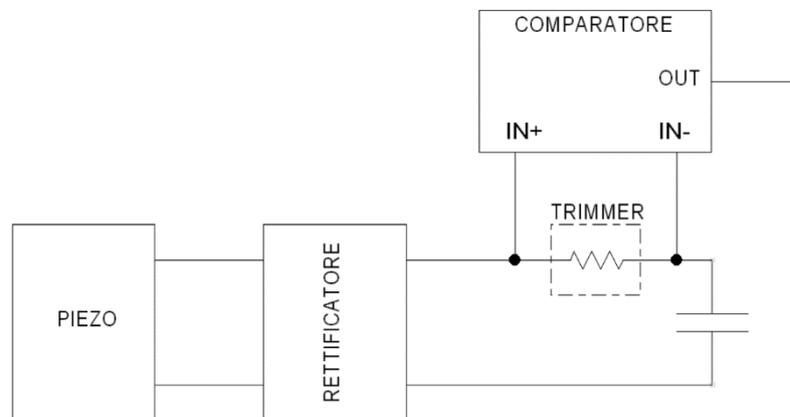
La *Figura 71* mostra graficamente il dato relativo alla potenza minima e media estraibile.



*Figura 71 - Potenza minima e media estraibile*

#### 4.6 Test funzionale del comparatore TS881

In *Figura 72* è mostrato il collegamento dei blocchi utilizzato per valutare il corretto funzionamento del comparatore.



*Figura 72 - Collegamento dei componenti usati per valutare il funzionamento del comparatore.*

In *Figura 73* sono mostrate le forme d'onda visualizzate sul monitor dell'oscilloscopio. Per effettuare la valutazione è stata collocata una sonda (segnale giallo) sull'uscita del comparatore, un'altra sonda (segnale azzurro) sull'uscita del rettificatore ed una terza sonda (segnale rosa) ai capi del condensatore di storage. In verde è mostrata l'uscita z dell'accelerometro.



Figura 73 - Forme d'onda valutate per decretare il corretto funzionamento del comparatore. In giallo è mostrata l'uscita del comparatore, in azzurro l'uscita del rettificatore, in rosa la tensione ai capi del condensatore di storage e in verde l'uscita dell'accelerometro.

L'immagine mostra chiaramente che il comparatore commuta da 0 a 1 ogni volta che la tensione sul condensatore diventa inferiore alla tensione d'uscita del rettificatore. Il fronte di discesa del segnale generato dal comparatore rileva esattamente l'inizio della discesa della tensione ai capi del trasduttore piezoelettrico.

#### 4.7 Verifica del funzionamento del circuito di estrazione basato su $R_{shunt}$

Il test funzionale sul comparatore ha dimostrato che il fronte di discesa della sua uscita rileva il momento in cui la tensione ai capi del trasduttore piezoelettrico ha appena superato il picco positivo (negativo) e inizia a scendere (salire). Tale fronte può essere sfruttato per generare con un monostabile (Figura 74) un impulso di controllo per lo switch dell'SSHI, che deve partire in corrispondenza di quel fronte e avere la durata necessaria per riuscire ad invertire completamente la tensione ai capi del trasduttore (attraverso l'induttore) evitando, però, che la tensione possa invertire la sua pendenza. Il tempo necessario per una corretta commutazione è all'incirca pari a  $\pi\sqrt{LC_P}$ ; scegliendo  $L = 4.7 \text{ mH}$ , ed essendo la capacità del trasduttore piezoelettrico pari a  $C_P = 105.7 \text{ nF}$ , il tempo necessario risulta essere pari a circa  $70 \mu\text{s}$ . È stato necessario agire sul trimmer del monostabile per trovare il valore di resistenza necessario per generare un impulso di  $70 \mu\text{s}$ .

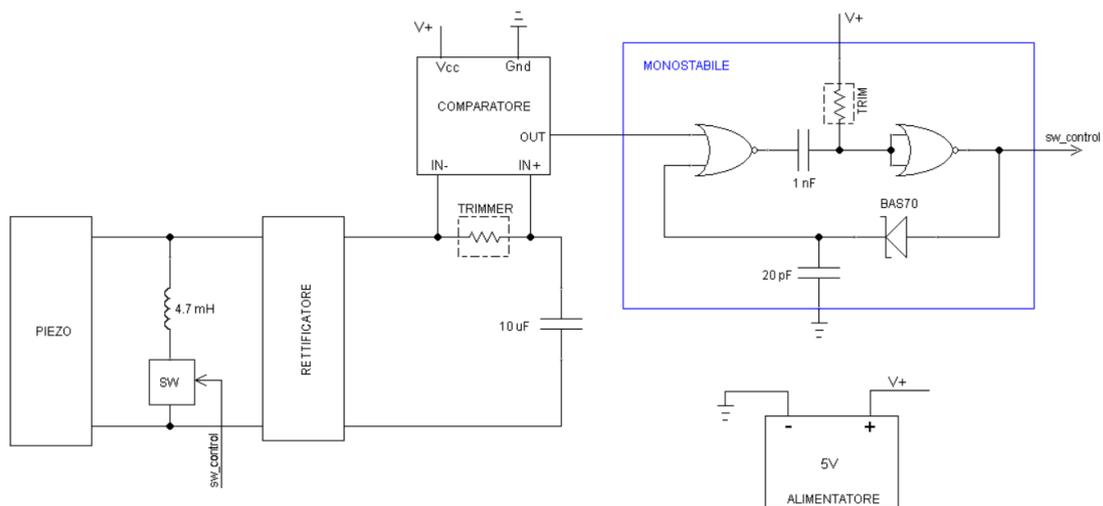


Figura 74 - Collegamento dei componenti utilizzati per testare il funzionamento del circuito basato sull' $R_{shunt}$  con alimentazione esterna della circuiteria di controllo.

Purtroppo, però, una volta abilitato l'SSHI, la commutazione dello switch modifica significativamente la tensione che il comparatore sta monitorando, generando così confusione nel comparatore, che potrebbe commutare in maniera indesiderata bloccando la corretta inversione della tensione. L'utilizzo di un diodo e di un condensatore sul percorso in retroazione del monostabile si è reso necessario proprio per poter inibire la commutazione del primo NOR del monostabile per il tempo strettamente necessario ad evitare commutazioni indesiderate prima del rilevamento effettivo di un altro evento di picco della tensione. Il tempo di inibizione deve essere all'incirca pari a metà del periodo della tensione ai capi del piezo. Con questo dimensionamento l'inversione della tensione manifesta dei disturbi in corrispondenza dei fronti di salita e discesa del segnale di controllo generato dal monostabile; inoltre, l'aggiunta del diodo e del condensatore sul percorso in retroazione del monostabile ha reso più lento il fronte di salita del segnale di controllo. Questi problemi sono dovuti al fatto che il monostabile fatica a pilotare correttamente lo switch. Si rende, dunque, necessario l'utilizzo di un buffer sull'uscita del monostabile. Introducendo un buffer (ottenuto come cascata di due inverter, realizzati sfruttando il componente HEF4007UBT) fra l'uscita del monostabile e il pin di controllo dello switch AS21P2TLR viene incrementata la pendenza del fronte di salita dell'impulso prodotto dal monostabile. Il fronte di discesa, invece, risulta più lento e soggetto ad oscillazioni tali da produrre indecisione nella commutazione dei due inverter del buffer, al punto da generare una serie di commutazioni ravvicinate indesiderate (Figura 75). Per risolvere questo problema è stato aggiunto un resistore da 10 M $\Omega$  fra il source del pmos del primo inverter del buffer e l'alimentazione; in

tal modo viene ridotta la corrente fornita al primo stadio invertente e di conseguenza anche la sua soglia di commutazione. Tuttavia, aggiungendo la resistenza è stata posticipata la commutazione del buffer, provocando un incrementato della durata dell'impulso di comando dello switch. È stato, perciò, necessario intervenire nuovamente sul valore del trimmer del monostabile per riportare l'ampiezza dell'impulso al valore calcolato teoricamente (Figura 76).

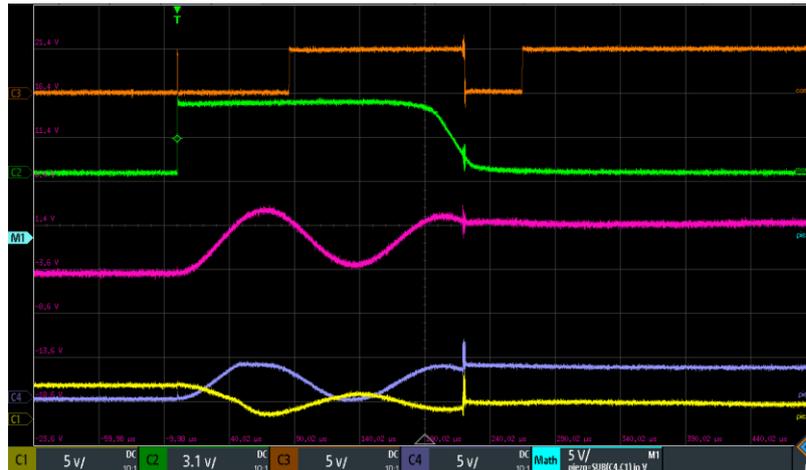


Figura 75 - Forme d'onda prima dell'aggiunta del resistore da 10 MOhm e dell'intervento sul valore del trimmer del monostabile. In ARANCIONE è mostrato l'andamento del segnale all'uscita del comparatore, in VERDE l'uscita del monostabile, in VIOLA la tensione ai capi del trasduttore piezoelettrico e in GIALLO e in AZZURRO la  $V_p$  e la  $V_{gnde}$ , rispettivamente.

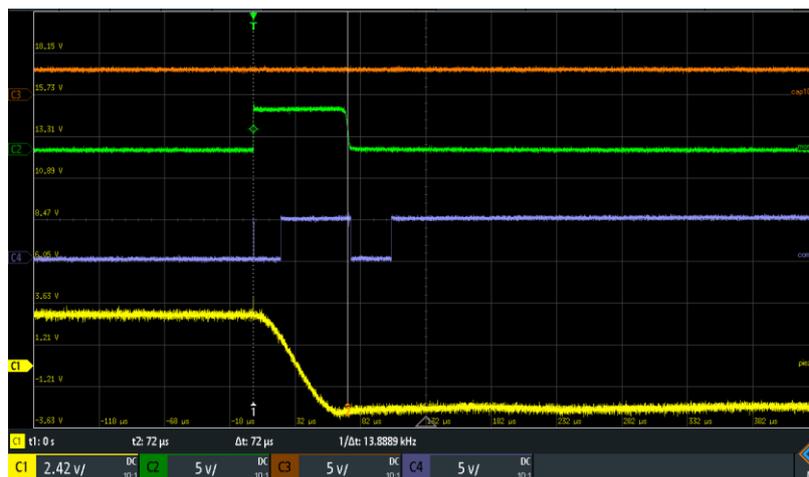
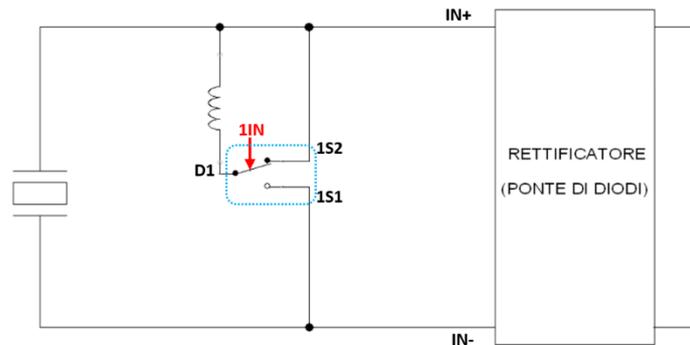


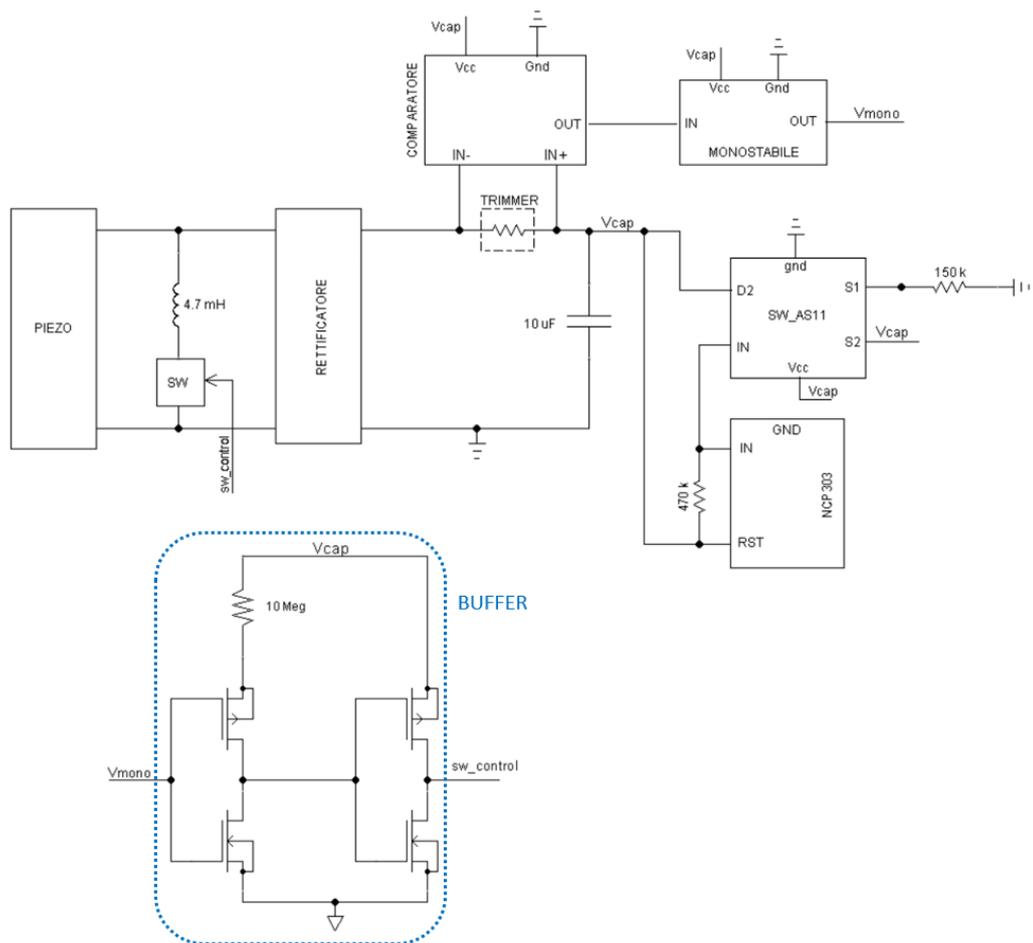
Figura 76 - Andamento dei segnali a valle dell'aggiunta del resistore da 10 MOhm e della modifica del valore del trimmer del monostabile. L'ampiezza dell'impulso è effettivamente pari a circa 70 µs e l'inversione della tensione ai capi del trasduttore piezoelettrico avviene correttamente (segnale GIALLO). In VERDE è mostrata l'uscita del monostabile e in AZZURRO l'uscita del comparatore.

Il collegamento dello switch AS21P2TLR, scelto per l'implementazione dell'SSHI, è mostrato in *Figura 77*.



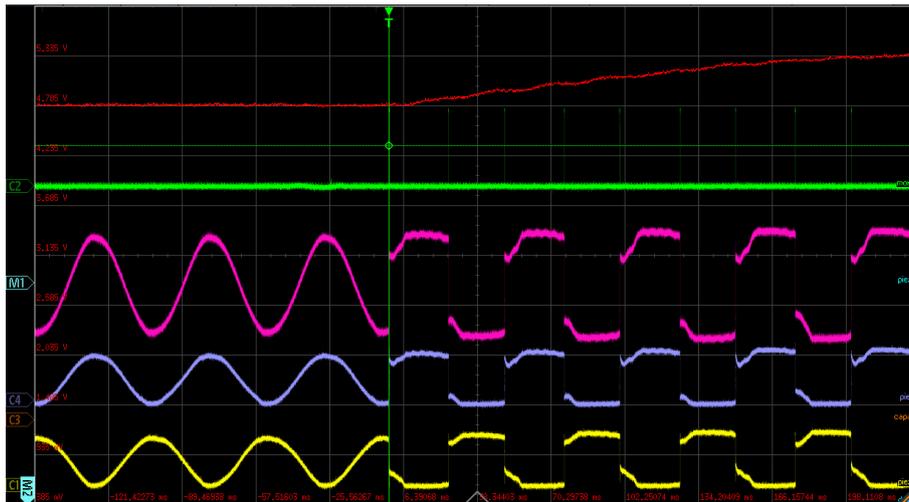
*Figura 77* - Modalità di connessione dello switch AS21P2TLR. 1IN è il segnale di controllo generato dal monostabile.

Lo schema a blocchi completo del circuito testato è mostrato in *Figura 78*.

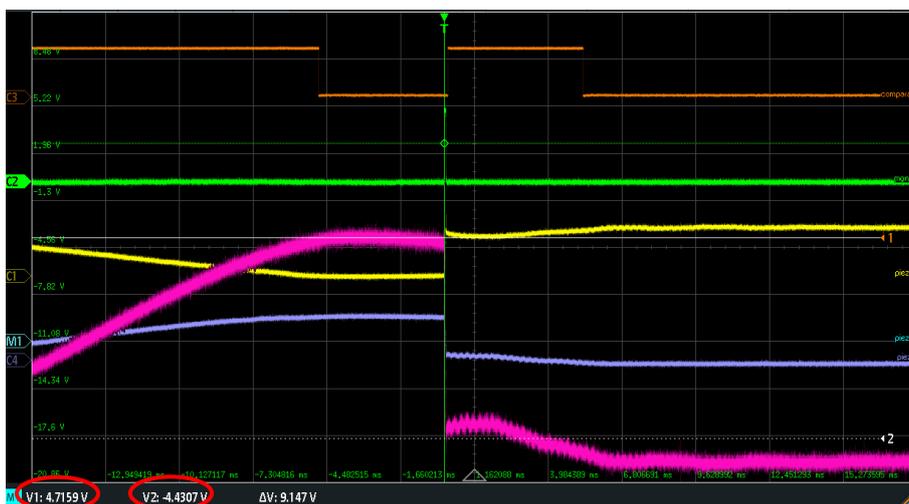


*Figura 78* - Schema a blocchi del circuito testato alimentando i componenti con la tensione sul condensatore di storage.

Un *voltage monitor* è stato introdotto nel circuito per poter monitorare la tensione sulla capacità e stabilizzarla al valore desiderato. In particolare, il circuito proposto è stato pensato e dimensionato per alimentare carichi a 5V. I voltage monitor NCP303 della OnSemiconductor sono stati scelti perché caratterizzati da consumi estremamente ridotti, da un'elevata precisione e da un range di tensioni d'alimentazione compatibili con il progetto. Il corretto funzionamento del circuito è mostrato in *Figura 79* e in *Figura 80*.



*Figura 79* - Il segnale ROSSO è la tensione ai capi del condensatore di storage, quello GIALLO e quello AZZURRO sono la  $V_P$  e la  $V_{GNDE}$ . La forma d'onda ROSA mostra il segnale differenziale ai capi del trasduttore piezoelettrico. L'immagine mostra chiaramente che l'attivazione dell'SSHI comporta un veloce aumento della tensione sul condensatore di storage, precedentemente già arrivato a regime.



*Figura 80* – Zoom. La forma d'onda ARANCIONE mostra il segnale generato dal comparatore, quella GIALLA e quella AZZURRA rappresentano la  $V_P$  e la  $V_{GNDE}$ , e infine la curva ROSA è il segnale differenziale ai capi del piezo.

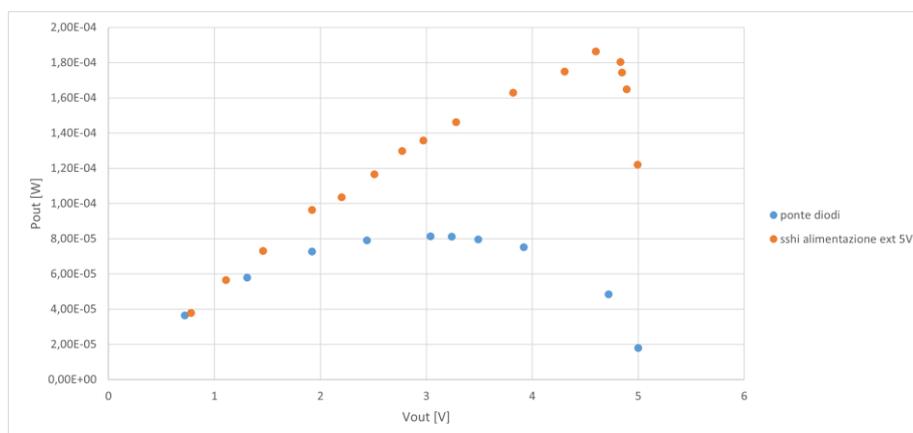
La *Figura 80* mostra chiaramente che, in corrispondenza della rilevazione di un picco da parte del comparatore, il segnale differenziale ai capi del trasduttore piezoelettrico riesce ad

invertirsi quasi completamente passando da 4,71 V a circa - 4,43 V. Questo significa riuscire a salvare circa il 94 % del *voltage swing* disponibile sul condensatore di storage.

Un comportamento analogo e forme d'onda simili a quelle mostrate in *Figura 79* e *80* sono stati ritrovati alimentando la circuiteria necessaria per la rilevazione dei picchi con la tensione raccolta sul condensatore di storage.

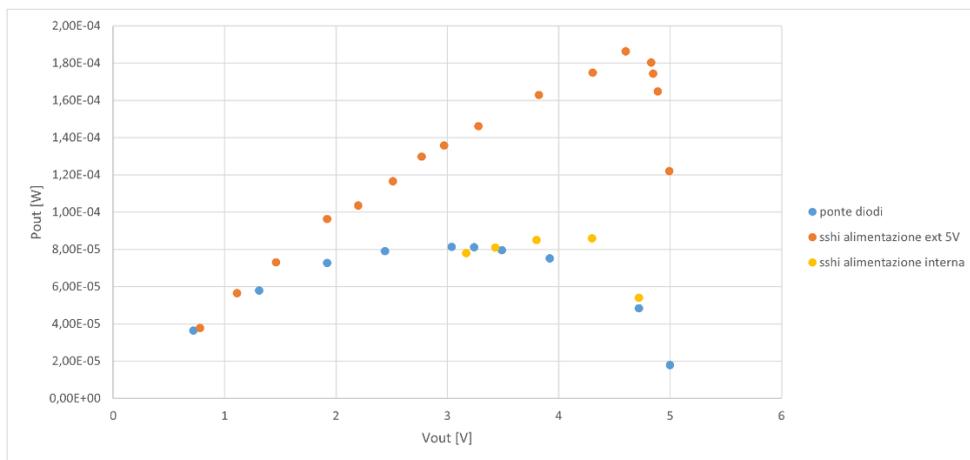
### 4.7.1 Valutazione dei consumi e della potenza estraibile

Una prima valutazione della potenza estraibile è stata fatta sul circuito alimentato dall'esterno, aggiungendo un trimmer in parallelo al condensatore d'accumulo. Con l'ausilio di un multimetro è stata monitorata la tensione RMS sull'uscita z dell'accelerometro (in modo da garantire la stessa accelerazione del trasduttore piezoelettrico durante tutta la fase di misurazione); un secondo multimetro è stato impiegato per valutare la  $\Delta y$  rilevata dal laser che punta alla base del trasduttore per controllare l'accelerazione e, infine, un terzo multimetro è servito per monitorare la tensione ai capi del condensatore di storage. Imponendo al piatto dello shaker un'accelerazione di 0,5 g (ovvero  $60,7 \text{ mV}_{rms}$ ), è stata misurata la resistenza del trimmer in corrispondenza di diversi valori di tensione sul carico. Le stesse misurazioni sono state effettuate con e senza SSHI. La potenza estraibile è stata valutata come il rapporto fra il quadrato della tensione sul carico e la corrispondente resistenza del trimmer. I dati raccolti sono mostrati in *Figura 81*.



*Figura 81 - Potenza estraibile in funzione della tensione sul carico valutata in due casi: 1) solo rettificatore, 2) SSHI attivo e circuiteria di controllo alimentata dall'esterno*

Dai dati raccolti si evince che, a parità di entità dello stimolo in ingresso, la massima potenza estraibile con il solo rettificatore risulta pari a circa  $81.4 \mu\text{W}$ , mentre il circuito con SSHI consente di raggiungere una potenza massima di circa  $186 \mu\text{W}$ . Dunque, l'SSHI offre una potenza massima estraibile circa 2.3 volte superiore a quella estraibile utilizzando il solo ponte di diodi. Tuttavia, questo dato risulta essere molto lontano dal valore stimato in fase di simulazione del circuito (con  $\alpha$  nullo il miglioramento era di un fattore 6.7). Ripetendo le stesse misurazioni nel caso del circuito con SSHI alimentato con la tensione sul condensatore di storage le cose peggiorano (*Figura 82*) poiché non si ottiene un miglioramento significativo rispetto all'utilizzo del solo rettificatore. Ciò sembrerebbe suggerire un consumo considerevole e inaspettato dei componenti che, invece, sono stati scelti proprio per i loro bassi consumi.



*Figura 82 - Potenza estraibile in funzione della tensione sul carico valutata in tre casi: 1) solo rettificatore, 2) SSHI attivo e circuiteria di controllo alimentata dall'esterno, 3) SSHI attivo e circuiteria di controllo alimentata con la tensione raccolta sul condensatore di storage.*

Va, però, tenuto in considerazione il fatto che il setup di misurazione non è idoneo alle valutazioni energetiche desiderate. Infatti, per poter valutare il funzionamento del circuito, i componenti necessari sono stati saldati manualmente su schede millefori e interconnessi fra loro utilizzando una quantità considerevole di cavi (*Figura 83, Figura 84, Figura 85, Figura 86, Figura 87 e Figura 88*). Se da un lato questo setup garantisce versatilità, dall'altro introduce effetti parassiti induttivi e capacitivi, instabilità ed un possibile aumento dei consumi. Inoltre, pur garantendo individualmente ogni componente dei ridotti consumi, è possibile che collegati insieme manifestino consumi non previsti. Va anche tenuto conto del feedback elettromeccanico, causato dalla commutazione dell'SSHI, sul trasduttore piezoelettrico. Tale feedback va ad alterare il comportamento del trasduttore inducendo smorzamento e riduzione della potenza estratta. Va, dunque, anche considerato il fatto che

il trasduttore piezoelettrico utilizzato potrebbe non offrire lo scenario applicativo più idoneo per il circuito proposto.

Durante le fasi di test del circuito si è potuto anche constatare che la durata dell'impulso, con cui viene controllata la commutazione dello switch, cambia al variare della tensione di alimentazione, perciò l'efficienza dell'inversione della tensione ai capi del trasduttore piezoelettrico non risulta essere uguale a tutte le tensioni. Dunque, il valore di potenza estraibile misurato in prossimità dei 5V sul carico risulta essere più accurato, poiché la durata dell'impulso è stata impostata proprio per massimizzare l'estrazione della potenza in corrispondenza di quella tensione (nell'ipotesi di voler alimentare un carico a 5V). Perciò la potenza estraibile, per tensioni sul carico inferiori ai 5 V, risulterebbe maggiore di quella ottenuta nel grafico di *Figura 82*, se la durata dell'impulso venisse regolata in modo da consentire l'inversione completa in corrispondenza di ogni tensione valutata.

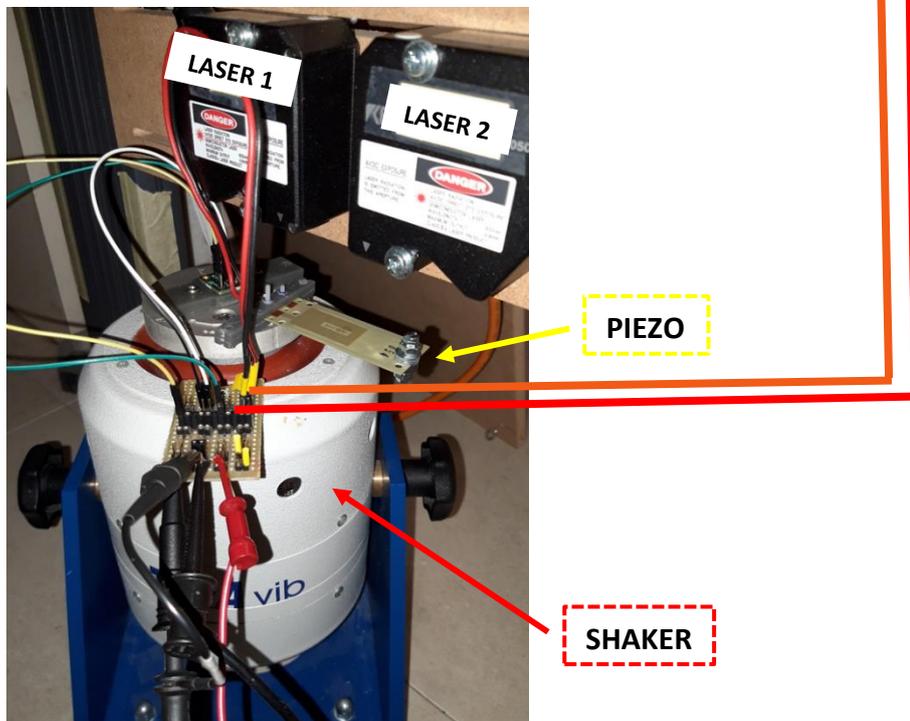
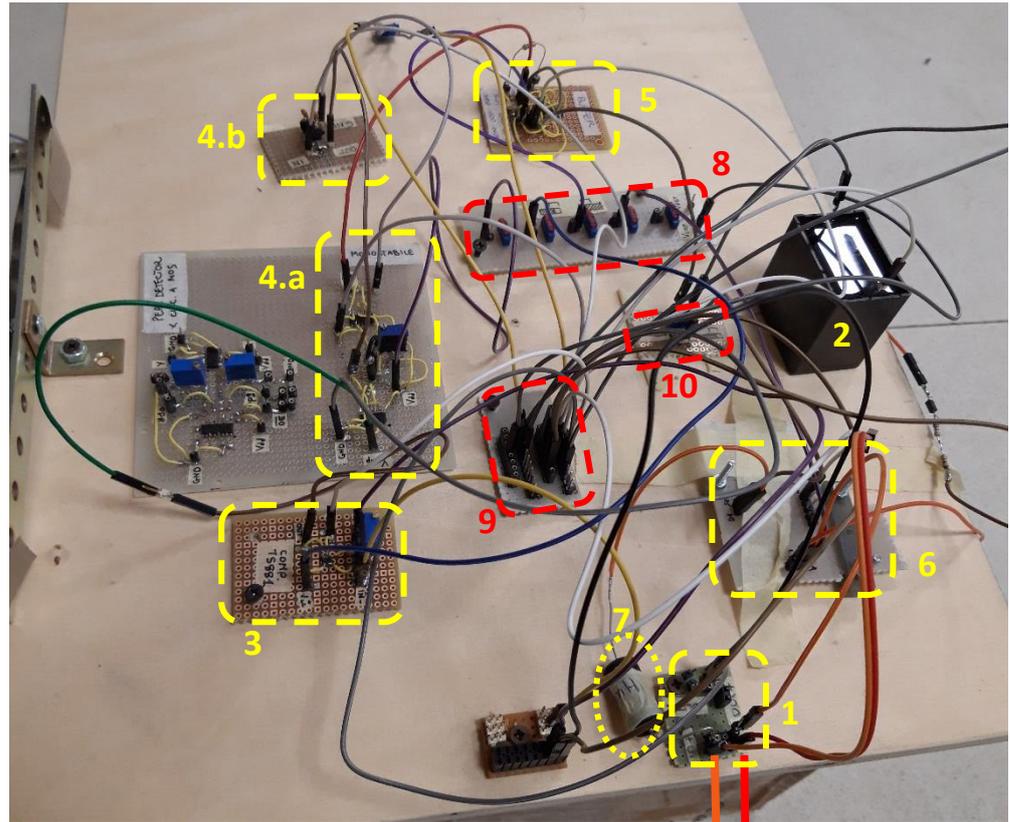


Figura 83 - Setup di misurazione. 1) Rettificatore (ponte di diodi); 2) Condensatore di storage; 3) Comparatore; 4.a) Monostabile; 4.b) diodo e condensatore sulla retroazione del monostabile; 5) buffer; 6) switch; 7) induttore da 4.7 mH; 8) banco di switch con cui poter agevolmente commutare fra l'alimentazione esterna e quella interna; 9) scheda da cui si diramano le alimentazioni per i componenti del circuito; 10) Interruttore a carrello per abilitare e disabilitare agevolmente l'SSHI.

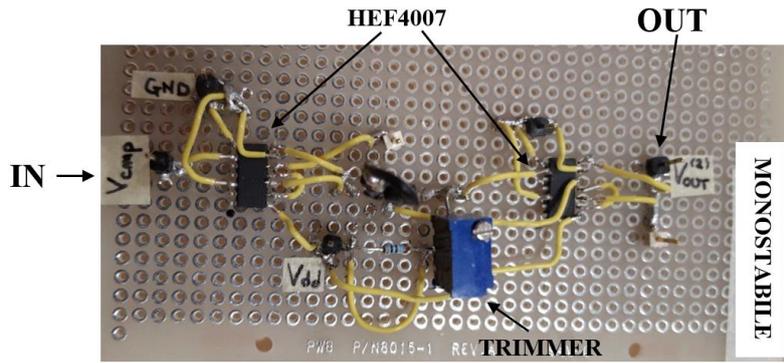


Figura 84 - Monostabile. Dettaglio del circuito saldato manualmente su millefiori.

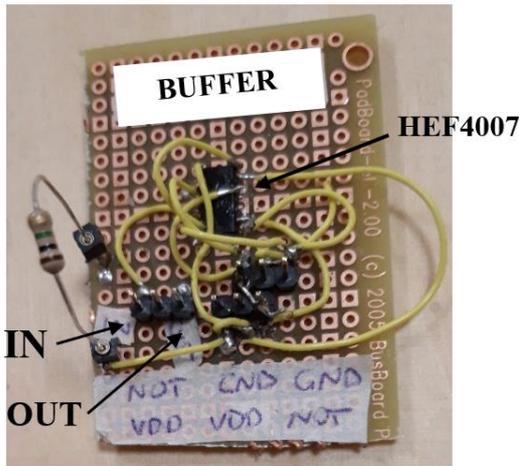


Figura 85 - Buffer. Dettaglio del circuito saldato manualmente su millefiori.

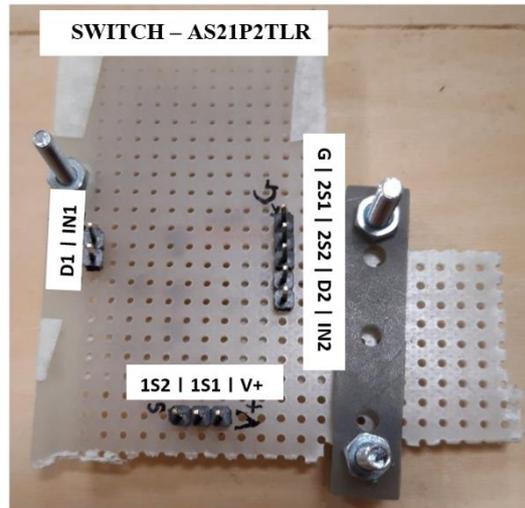


Figura 86 - Switch AS21P2TLR. Il componente è saldato sul retro della millefiori, mentre è possibile interagire con i suoi segnali mediante i pin headers posizionati sul lato top. La barretta di materiale isolante, le viti e i bulloni fungono da supporto meccanico.

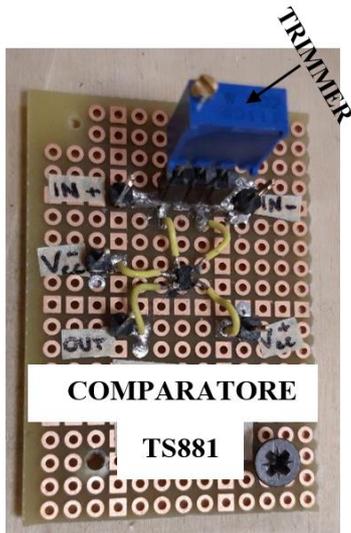


Figura 87 - Comparatore TS881. Dettaglio del circuito saldato manualmente su millefiori.



Figura 88 - Ponte diodi. Dettaglio del circuito saldato manualmente su millefiori. I diodi sono saldati sul lato bottom, mentre i pin headers dei segnali fruibili sono posizionati sul top.

## Conclusioni

L'obiettivo della tesi, ovvero la progettazione di un circuito a switch sincronizzato per l'estrazione di energia da trasduttori piezoelettrici e la gestione di micropotenze, è stato raggiunto. Si è partiti dalla comprensione e descrizione dell'effetto piezoelettrico e dall'individuazione di un modello elettromeccanico del trasduttore, per poi passare all'analisi del comportamento di un R-L-C e all'ideazione di un circuito che ottemperasse agli scopi sopra citati. Una volta verificato il funzionamento del sistema con simulazioni LTSpice, ci si è focalizzati sulla ricerca dei componenti necessari, per poi passare alla sua implementazione e valutazione sperimentale. I componenti sono stati accuratamente scelti per ridurre il più possibile la latenza del segnale di controllo dello switch, in modo da evitare commutazioni eccessivamente ritardate al rilevamento di un massimo o di un minimo della tensione ai capi del trasduttore piezoelettrico, e per riuscire a minimizzare i consumi del circuito complessivo in modo da massimizzare l'efficienza di conversione.

Dovendo scegliere quale dei tre circuiti proposti e simulati implementare, si è deciso di optare per quello basato sull' $R_{shunt}$  per due motivi:

1. La rilevazione del picco è affidata ad un circuito monostabile opportunamente progettato che, a differenza del circuito di *peak detection* impiegato nella soluzione basata sull'utilizzo dei MOSFET, non è mai stato testato in precedenza.
2. I componenti necessari per la realizzazione del circuito erano in gran parte già presenti in laboratorio oppure ordinabili e recuperabili in tempi brevi. La difficoltà attuale nel reperimento dei componenti ha rappresentato un grosso vincolo di progetto; in alcuni casi, a valle di analisi e considerazioni che avevano portato a selezionare un certo tipo di componente, si è dovuto optare per l'utilizzo di un componente diverso, con caratteristiche meno performanti rispetto a quelle del componente inizialmente individuato.

Il feedback meccanico sul trasduttore, la sua inerzia, la sua peculiare sensibilità e il setup di misurazione adottato risultano particolarmente soggetti a fluttuazioni e rendono le misurazioni difficilmente ripetibili. A tutto ciò va aggiunto il fatto che i componenti necessari per valutare il funzionamento della soluzione proposta sono stati saldati manualmente su dei pezzi di millefori e interconnessi fra loro utilizzando una quantità considerevole di fili. Se da un lato questo setup garantisce versatilità, dall'altro introduce effetti parassiti induttivi e capacitivi, instabilità ed un conseguente e inevitabile aumento dei consumi. Dal punto di vista della valutazione del corretto funzionamento, un setup di

misurazione di questo tipo non ha sortito effetti negativi, ma non è risultato idoneo a valutazioni di carattere energetico. Per procedere con valutazioni di questo tipo si rende necessario utilizzare un setup di misurazione più affidabile, ricorrendo alla realizzazione e all'uso di una *Printed Circuit Board* (PCB) dedicata. Per gli obiettivi di questa tesi il setup adottato ha comunque permesso di valutare e dimostrare il corretto funzionamento del circuito proposto e di acquisire una conoscenza più precisa delle dinamiche circuitali, mettendo in evidenza problemi che in fase di simulazione non erano stati riscontrati. In molti casi si è reso necessario interrompere il circuito in più punti per poter monitorare i segnali interni e trovare soluzioni ai problemi riscontrati, apportando modifiche rispetto al circuito simulato. Si potrà, quindi, procedere alla realizzazione del PCB con una maggior consapevolezza di quali punti di monitoraggio e di intervento predisporre.

Infine, è stata dimostrata anche sperimentalmente la maggior efficacia dei circuiti di conversione di potenza a switch sincronizzato per trasduttori piezoelettrici rispetto alle interfacce passive convenzionalmente utilizzate.

# Appendice

## A1. Netlist Spice del circuito basato sulla $R_{shunt}$

```
* C:\Users\laura\OneDrive\Desktop\LTSpice_tesi\PZT_Opamp_Rshunt_PD_reale.asc
S1 N003 Vp phi 0 SW
L1 N003 gnde 10mH Rser=4
Vin in gndm SINE(0 0.5 53.1)
Lm1 in a {Lm}
Rm1 b a {Rm}
Cm1 in2 b {Cm}
E1 in2 gndm Vp gnde {alpha}
Cp1 Vp gnde {Cp}
Rp1 Vp gnde {Rp}
D1 Vp Vrect BAT754A
D2 gnde Vrect BAT754A
D3 0 Vp BAT754A
D4 0 gnde BAT754A
D5 0 Vrect zener
D6 0 Vo zener2
F1 gnde Vp Vin{-beta}
C1 Vo 0 10µ
R1 gndm 0 1000Meg
R2 Vo Vrect 3k
XU1 Vrect Vo vdd 0 Vcmp TS881
R3 Vcmp 0 100k
XU2 Vcmp 0 0 C_out2 vdd Yout SN74LVC1G97
C4 z Yout 1n
R6 vdd z 80k
XU3 z 0 0 C_out2 vdd Yout3 SN74LVC1G97
A3 Yout3 0 0 0 0 Y 0 0 BUF Vhigh=5 Vlow=0 Vt=2.5 Trise=60n Tfall=60n
.model D D
.lib C:\Users\laura\OneDrive\Documenti\LTSpiceXVII\lib\cmp\standard.dio
.model SW SW (Ron = 0.5 Roff = 100Meg Vt = 0.95)
.param fo = 53.1
.param fm = 49.2
.param Cp = 48.6n
.param Rp = 50Meg
.param Vp0 = 10.26
.param tau = 0.15
.param deltaZ0 = 0.85E-3
.param acc = 0.1
.param beta = 2*Cp*Vp0*sqrt(2)/deltaZ0
.param Rm = acc*sqrt(2)/(deltaZ0*pi*fo)
.param Lm = tau*Rm*0.5
.param Ceq = 1/(Lm*(2*pi*fo)**2)
.param Cm = 1/(Lm*(2*pi*fm)**2)
.param alpha = (Cp/beta)*(1/Ceq-1/Cm)
.tran 0 3 0 0.1
* Frequenza elettrica: fo
* Frequenza meccanica: fm
* Capacità del trasduttore piezo: Cp
* Resistenza interna del condensatore Cp: Rp
* Valore di picco della tensione Vp in corrispondenza di fo: Vp0
* Costante di tempo di decadimento esponenziale: tau
* Spostamento da picco a picco: deltaZ0
* Accelerazione (ampiezza delle vibrazioni in ingresso): acc
* Condizioni iniziali:
.ic I(Lm) = 0
.ic V(Vp) = 0
.ic I(L1)=0
.ic V(in2) = 0
.ic V(in) = 0
.ic V(gndm) = 0
.ic V(gnde) = 0
Vdd Vdd 0 5V
.ic V(a)=0
.ic V(b)=0
.include BAT754A.txt
.model zener D (BV=5.0)
.model zener2 D (BV=4.8)
```

```
.lib C:\Users\marco\Downloads\SN74LVC1G97.CIR
.lib C:\Users\marco\Downloads\TS881.txt
.backanno
.end
```

## A2. Netlist Spice del circuito basato su doppio rettificatore

```
* C:\Users\laura\OneDrive\Desktop\LTSpice_tesi\PZT_DoppioRectifier_PD_Schottky_reale.asc
Vin in gndm SINE(0 0.5 53.1)
Lm1 in a {Lm}
Rm1 b a {Rm}
Cm1 in2 b {Cm}
E1 in2 gndm Vp gnde {alpha}
Cp1 Vp gnde {Cp}
Rp1 Vp gnde {Rp}
F1 gnde Vp Vin{-beta}
R1 gndm 0 1000Meg
C2 Vrect2 0 80p
R2 Vrect2 0 10Meg
C3 vpk Vcmp2 10n
R3 vpk 0 8.8k
D1 Vp Vrect BAT754A
D2 gnde Vrect BAT754A
D3 0 Vp BAT754A
D4 0 gnde BAT754A
C4 Vrect 0 10p
D5 Vp Vrect2 BAT754A
D6 gnde Vrect2 BAT754A
D7 0 Vp BAT754A
D8 0 gnde BAT754A
L1 N001 gnde 10mH Rser=4
S1 N001 Vp phi 0 SW
XU1 Vrect Vrect2 vdd 0 Vcmp2 TS881
D11 0 Vrect zener
D9 0 Vrect2 zener2
A1 vpk 0 0 0 0 N002 0 0 BUF Vhigh=5 Vlow=0 Vt=2.5 Trise=60n Tfall=60n
A2 N002 0 0 0 0 phi 0 0 BUF Vhigh=5 Vlow=0 Vt=2.5 Trise=60n Tfall=60n
.model D D
.lib C:\Users\laura\OneDrive\Documenti\LTSpiceXVII\lib\cmp\standard.dio
.model SW SW (LEVEL=2 Ron = 0.5 Roff = 100Meg Vt = 0.95 Vh=0.55)
.param fo = 53.1
.param fm = 49.2
.param Cp = 48.6n
.param Rp = 50Meg
.param Vp0 = 10.26
.param tau = 0.15
.param deltaZ0 = 0.85E-3
.param acc = 0.1
.param beta = 2*Cp*Vp0*sqrt(2)/deltaZ0
.param Rm = acc*sqrt(2)/(deltaZ0*pi*fo)
.param Lm = tau*Rm*0.5
.param Ceq = 1/(Lm*(2*pi*fo)**2)
.param Cm = 1/(Lm*(2*pi*fm)**2)
.param alpha = (Cp/beta)*(1/Ceq-1/Cm)
.tran 0 2 0 0.1
* Frequenza elettrica: fo
* Frequenza meccanica: fm
* Capacità del trasduttore piezo: Cp
* Resistenza interna del condensatore Cp: Rp
* Valore di picco della tensione Vp in corrispondenza di fo: Vp0
* Costante di tempo di decadimento esponenziale: tau
* Spostamento da picco a picco: deltaZ0
* Accelerazione (ampiezza delle vibrazioni in ingresso): acc
.ic I(Lm) = 0
.ic V(Vp) = 0
.ic I(L1)=0
.ic V(in2) = 0
.ic V(in) = 0
.ic V(gndm) = 0
```

```

.ic V(gnde) = 0
Vdd Vdd 0 5.5V
.meas TRAN Pavg AVG V(vrect)*I(C4)
.ic V(a)=0
.ic V(b)=0
;.param alpha=0
.include BAT754A.txt
.model zener D (BV=5.25 Rs=0.01)
.model zener2 D (BV=5.4 Rs=0.01)
* HEF4069UB_inverter\nVOH = 5V (@ Vdd = 5V)\nVOL = 0.05V (@ Vdd = 5V)\nth1 = 60 ns,
tlh = 60 ns\nIdd = 250 nA
* AS21P2TLR:
.lib C:\Users\laura\Downloads\TS881.txt
.backanno
.end

```

### A3. Netlist Spice del circuito basato sugli amplificatori differenziali a MOS

```

* C:\Users\laura\OneDrive\Desktop\LTSpice_tesi\Diff_reale_v1.asc
M1 N006 N006 vee vee ncg
R1 Vp vppd 3Meg
C1 vppd 0 100p
R2 gnde vpnd 5Meg
C2 vpnd 0 100p
S1 N009 Vp x 0 SW
L1 N009 gnde 4.7mH Rser=3.8
Vin in gndm SINE(0 0.385 53 0.1)
Lm1 in a {Lm}
Rm1 b a {Rm}
Cm1 in2 b {Cm}
E1 in2 gndm Vp gnde {alpha}
Cp1 Vp gnde {Cp}
Rp1 Vp gnde {Rp}
D1 Vp Vrect BAT754A
D2 gnde Vrect BAT754A
D3 0 Vp BAT754A
D4 0 gnde BAT754A
F1 gnde Vp Vin{-beta}
C3 Vrect 0 10p
S2 N009 Vp y 0 SW
R3 gndm 0 100Meg
M32 om8 vpnd Vrect Vrect pcg
M33 op8 gnde Vrect Vrect pcg
M34 op8 om8 N007 N007 ncg
M35 om8 op8 N007 N007 ncg
M36 N007 N008 vee vee ncg
M37 om9 vppd Vrect Vrect pcg
M38 op9 Vp Vrect Vrect pcg
M39 op9 om9 N003 N003 ncg
M40 om9 op9 N003 N003 ncg
M41 N003 N006 vee vee ncg
M6 N008 N008 vee vee ncg
R5 Vrect N008 5Meg
R4 Vrect N006 5Meg
C4 vpk N001 10n
R14 vpk 0 7k
A1 op9 0 0 0 0 0 N001 0 BUF Vhigh=1 Vlow=0 Vt=0.5
A2 vpk 0 0 0 0 0 N002 0 0 BUF Vhigh=1 Vlow=0 Vt=0.5
A3 N002 0 0 0 0 0 x 0 0 BUF Vhigh=2 Vlow=0 Vt=0.5
C5 vpk1 N004 10n
R15 vpk1 0 6.5k
A6 op8 0 0 0 0 0 N004 0 BUF Vhigh=1 Vlow=0 Vt=0.5
A4 vpk1 0 0 0 0 0 N005 0 0 BUF Vhigh=1 Vlow=0 Vt=0.5
A5 N005 0 0 0 0 0 y 0 0 BUF Vhigh=2 Vlow=0 Vt=0.5
V1 Vrect 0 PULSE(3 5 1 3 3 5 20)
R6 0 Vp 100Meg
R7 gnde 0 100Meg
.model D D
.lib C:\Users\laura\OneDrive\Documenti\LTSpiceXVII\lib\cmp\standard.dio

```

```

.model NMOS NMOS
.model PMOS PMOS
.lib C:\Users\laura\OneDrive\Documenti\LTspiceXVII\lib\cmp\standard.mos
.model SW SW (Ron = 0.001 Roff = 100Meg Vt = 0.9)
.param fo = 53
.param fm = 49.2
.param Cp = 48.6E-9
.param Rp = 50Meg
.param Vp0 = 10.259
.param tau = 0.15
.param deltaZ0 = 0.85E-3
.param acc = 0.1
.param beta = 2*Cp*Vp0*sqrt(2)/deltaZ0
.param Rm = acc*sqrt(2)/(deltaZ0*pi*fo)
.param Lm = tau*Rm*0.5
.param Ceq = 1/(Lm*(2*pi*fo)**2)
.param Cm = 1/(Lm*(2*pi*fm)**2)
;.param alpha = (Cp/beta)*(1/Ceq-1/Cm)
.param alpha=0
* Frequenza elettrica: fo
* Frequenza meccanica: fm
* Capacità del trasduttore piezo: Cp
* Resistenza interna del condensatore Cp: Rp
* Valore di picco della tensione Vp in corrispondenza di fo: Vp0
* Costante di tempo di decadimento esponenziale: tau
* Spostamento da picco a picco: deltaZ0
* Accelerazione (ampiezza delle vibrazioni in ingresso): acc
.ic I(Lm) = 0
.ic V(Vp) = 0
.ic I(L1)=0
.ic V(in2) = 0
.ic V(in) = 0
.ic V(gndm) = 0
.ic V(gnde) = 0
.ic V(a)=0
.ic V(b)=0
.model zener D (BV=9)
*vdd vdd 0 5
.include BAT754A.txt
.model pcg pmos (level=2
+
+       vto={-.74} lot/5/uniform=.2 dev/uniform=1e-3
+       gamma=.58 lot/7/uniform=.2 dev/uniform=.01
+       Uo=260 lot/6/uniform=20 dev/uniform=.6
+       Ucrit=1.0e4 Uexp=.16 Vmax=3.0e5
+       phi=.70 tpg=-1
+       nsub=1e16 Neff=1 nss=1e11 nfs=1.06e11
+       tox={.055u} lot/8/uniform=9.1% dev/uniform=.05%
+       Cgso={.61n} Cgdo={.39n} Cgbo=.138n Xqc=.42
+       cj=.18m cjsw=322p
+       xj=1.2u ld=.96u wd=.5u pb=.9 mj=.57 mjsw=0.33
+       js=20e-6 lot/uniform=50% dev/uniform=80%
+       jssw=2.07e-10 lot/uniform=50% dev/uniform=80%
+       kf=.75e-28 rsh=90 lot/9/uniform=20 dev/uniform=4)
.model ncg nmos (Level=2
+
+       gamma=1.09 lot/4/uniform=-.22 dev/uniform=.01
+       vto={.75} lot/2/uniform=.2 dev/uniform=1e-3
+       Uo=650 lot/3/uniform=40 dev/uniform=.5
+       Ucrit=0.7e4 Uexp=.1 Vmax=1.6e5
+       phi=.70 tpg=+1
+       nsub={1e16} neff={10} nss=.7e11 nfs=1.17e11
+       tox={.055u} lot/8/uniform=9.1% dev/uniform=.05%
+       Cgso={.94n} Cgdo={.59n} Cgbo={.138n} Xqc=.42
+       cj=.39m mj=.5 cjsw=264p mjsw=0.18
+       xj=2.0u
+
+       ld=1.6u lot/uniform=.19u dev/uniform=.15u
+       wd=1.05u lot/uniform=.41u dev/uniform=.1u
+       pb=.9 js=20.u lot/uniform=50% dev/uniform=80%
+       jssw=2.07e-10 lot/uniform=50% dev/uniform=80%
+       kf=.75e-28 rsh=10 lot/1/uniform=4 dev/uniform=.5)
vee vee 0 0
.tran 0 6 0 0.1
.backanno
.end

```

## Riferimenti Bibliografici

- [1] F. Lionetto, A. Liciulli, F. Montagna e A. Maffezzoli, “Piezoceramici: guida introduttiva al loro utilizzo”, *Materials & Processes*, 2004.
- [2] A. Romani, “Non-linear power management for piezoelectric transducers”, Winter School “Powering the Internet of Things”, H2020 ENABLES project, 2020.
- [3] G. W. Taylor, J. R. Burns, S. A. Kammann, W. B. Powers, e T. R. Welsh, “The energy harvesting eel: a small subsurface ocean/river power generator”, *IEEE Journal of Oceanic Engineering*, 26(4), 539-547, 2001.
- [4] E. Lefeuvre, A. Badel, C. Richard, L. Petit, e D. Guyomar, “A comparison between several vibration-powered piezoelectric generators for standalone systems.” *Sensors and Actuators A: Physical*, 126(2), 405-416, 2006.
- [5] J. Liang, W. Liao, “Improved Design and Analysis of Self-Powered Synchronized Switch Interface Circuit for piezoelectric energy harvesting systems”, *IEE Trans. Power Electronics*, vol. 59, no. 4, Aprile 2012.
- [6] D. Guyomar, A. Badel, E. Lefeuvre, and C. Richard, “Toward energy harvesting using active materials and conversion improvement by nonlinear processing”, *IEEE Trans. on Ultrasonics, Ferroelectrics and frequency control*, vol. 52, No. 4, Aprile 2005.
- [7] S. Pang, W. Li, and J. Kan, “Optimization analysis of interface circuits in piezoelectric energy harvesting systems”, *Journal of Power Technologies* 96 (1), 2016.
- [8] L. Wu, P. Zhu and M. Xie, “A self-powered hybrid SSHI circuit with a wide operating range for piezoelectric energy harvesting”, *Sensors*, vol. 21, pp. 615, Gennaio 2021.
- [9] I. C. Lien, Y. C. Shu, W. J. Wu, S. M. Shiu and H. C. Liu, “Revisit of series-SSHI with comparisons to other interfacing circuits in piezoelectric energy harvesting”, *Smart Materials and Structures*, vol. 19, Ottobre 2010.
- [10] C. Richard, D. Guyomar, and E. Lefeuvre, “Self-powered electronic breaker with automatic switching by detecting maxima or minima of potential difference between its power electrodes,” Patent# PCT/FR2005/003000, Jul. 6, 2007.

- [11] A.M. Eltamaly, K.E. Addoweesh, “A novel self-power SSHI circuit for Piezoelectric energy harvesting”, *IEEE Trans. Power Electronics*, vol. 32 no. 10, pp. 7663, Ottobre 2017.
- [12] M. Lallart and D. Guyomar, “An optimized self-powered switching circuit for non-linear energy harvesting with low voltage output”, *Smart Materials and Structures*, vol. 17, Maggio 2008.
- [13] L. Garbuio, M. Lallart, D. Guyomar, C. Richard, and D. Audigier, “Mechanical energy harvester with ultralow threshold rectification based on SSHI nonlinear technique,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 56, no. 4, pp.1048-1056, Aprile 2009.
- [14] M. Lallart, C. Richard, L. Garbuio, L. Petit, and D. Guyomar, “High efficiency, wide load bandwidth piezoelectric energy scavenging by a hybrid nonlinear approach”, *Sensors Actuators A, Phys.*, vol. 165, no. 2, pp. 294–302, 2011.
- [15] N. Krihely and S. Ben-Yaakov, “Self-contained resonant rectifier for piezoelectric sources under variable mechanical excitation”, *IEEE Trans. Power Electronics*, vol. 26, no. 2, Febbraio 2011.
- [16] A. Romani, M. Filippi, M. Dini, and M. Tartagni, “A sub- $\mu$ A stand-by current synchronous electric charge extractor for piezoelectric energy harvesting”, *ACM Journal on Emerging Technologies in Computing Systems*, Vol. 12, No. 1, Luglio 2015.
- [17] S. Du, G. A. J. Amaratunga, and A. Seshia, “A cold-startup SSHI rectifier for piezoelectric energy harvesters with increased open-circuit voltage”, *IEEE Trans. Power Electronics*, vol. 34, No. 1, Gennaio 2019.
- [18] Wu, L.; Ha, D.S. “A Self-Powered Piezoelectric Energy Harvesting Circuit with an Optimal Flipping Time SSHI and Maximum Power Point Tracking”, *IEEE Trans. Circuits Syst. II Express Briefs* 2019, 66, 1758–1762.
- [19] L. Wu, P. Zhu and M. Xie, “A self-powered hybrid SSHI Circuit with a wide range for piezoelectric energy harvesting”, *Sensors*, vol. 21, Gennaio 2021.
- [20] H. Xia, Y. Xia, G. Shi and Y. Ye, “A self-powered S-SSHI and SECE hybrid rectifier for PE energy harvesters: analysis and experiment”, *IEEE Trans. Power Electronics*, vol. 36, no. 2, Febbraio 2021.

- [21] A. Romani, M. Filippi, and M. Tartagni, "Micropower design of a fully autonomous energy harvesting circuit for arrays of piezoelectric transducers", *IEEE Trans. Power Electronics*, vol. 29, No. 2, Febbraio 2014.
- [22] A. Shareef, W. L. Goh, S. Narasimalu, and Y. Gao, "A rectifier-less AC-DC interface circuit for ambient energy harvesting from low-voltage piezoelectric transducer array", *IEEE Trans. Power Electronics*, vol. 34, No 2, Febbraio 2019.
- [23] S. Pang, W. Li, and J. Kan, "Optimization analysis of interface circuits in piezoelectric energy harvesting systems", *Journal of Power Technologies* 96 (1), 2016.
- [24] S. Li, A. Roy, and B. H. Calhoun, "A piezoelectric energy-harvesting system with parallel-SSHI rectifier and integrated MPPT achieving 417% energy-extraction improvement and 97% tracking efficiency", *Symposium on VLSI Circuits Digest of Technical Papers*, 2019.
- [25] S. Du, Y. Jia, C. D. Do, and A. A. Seshia, "An efficient SSHI with increased input range for piezoelectric energy harvesting under variable conditions", *IEEE Journal of Solid-state Circuits*, Vol. 51, No. 11, Novembre 2016.
- [26] J. Hong, F. Chen, M. He, S. Wang, W. Chen, and M. Guan, "Study of a low-power-consumption piezoelectric energy harvesting circuit based on synchronized switching technology", *Energies*, Vol. 12, Agosto 2019.
- [27] A. Romani, R. P. Paganelli, E. Sangiorgi, and M. Tartagni, "Joint modeling of piezoelectric transducers and power conversion circuits for energy harvesting applications", *IEEE Sensors Journal*, Vol. 13, No. 3, Marzo 2013.
- [28] I. C. Lien, Y. C. Shu, W. J. Wu, S. M. Shiu, and H. C. Lin, "Revisit of series-SSHI with comparisons to other interfacing circuits in piezoelectric energy harvesting", *Smart Materials and Structures*, Vol. 19, settembre 2010.
- [29] M. Lallart, and G. Lombardi, "Synchronized switch harvesting on electromagnetic system: a nonlinear technique for hybrid energy harvesting based on active inductance", *Energy Conversion and Management*, 2020.
- [30] M. Dini, "Nano-power integrated circuits for energy harvesting", *Dottorato di ricerca in Tecnologie dell'informazione*, Alma Mater Studiorum, Università di Bologna, Ciclo XXVII, 2015

[31] School of Electronics, Vignan University, India. “ULPD and CPTL pull-up stages for differenzial cascode voltage switch logic”, Hindawi Publishing Corporation Journal of Engineering, Febbraio 2013.

# Datasheets

[D1] Accelerometro ADXL335, <https://www.mouser.it/datasheet/2/609/ADXL335-1503897.pdf>

[D2] Evaluation board EVAL-ADXL335Z,  
<https://www.mouser.it/datasheet/2/609/ADXL335-1503897.pdf>

[D3] AEM30940 e-peas,  
[https://www.mouser.it/datasheet/2/1087/e\\_peas\\_AEM30940\\_datasheet\\_RF\\_Vibration\\_energy\\_harv-2325315.pdf](https://www.mouser.it/datasheet/2/1087/e_peas_AEM30940_datasheet_RF_Vibration_energy_harv-2325315.pdf)

[D4] PPA Products, <https://www.mouser.com/datasheet/2/606/ppa-piezo-product-datasheet-844547.pdf>

- SMU 2450, [https://download.tek.com/manual/2450-900-01\\_D\\_May\\_2015\\_User\\_3.pdf](https://download.tek.com/manual/2450-900-01_D_May_2015_User_3.pdf)

- Comparatore TS881, <https://www.st.com/resource/en/datasheet/ts881.pdf>

- Switch low-power AS21P2TLR, <https://www.st.com/resource/en/datasheet/as21p2tlr.pdf>

- Diodi Schottky serie BAT754, [https://assets.nexperia.com/documents/datasheet/BAT754\\_SER.pdf](https://assets.nexperia.com/documents/datasheet/BAT754_SER.pdf)

- Diodi Schottky serie BAS70, <https://www.diodes.com/assets/Datasheets/ds30113.pdf>

- MOSFET ALD, <http://www.aldinc.com>

# Indice delle Figure

<b>Figura 1</b> – Schema a blocchi di un generico sistema di energy harvesting da trasduttore piezoelettrico (PZT) .....	p. 8
<b>Figura 2</b> – Schemi circuitali e caratteristiche IN-OUT di tre classici rettificatori. (a) FBR, (b) NVC e (c) VDR.....	p. 8
<b>Figura 3</b> – Cella elementare di un cristallo piezoelettrico: cubica quando la temperatura supera la temperatura di Curie, tetraedrica quando la temperatura è al di sotto del valore di Curie. ....	p. 11
<b>Figura 4</b> – Orientazione dei dipoli nel materiale piezoelettrico prima (a), durante (b) e dopo (c) l'applicazione di un campo elettrico.....	p. 12
<b>Figura 5</b> – Sistema massa-molla-ammortizzatore .....	p. 12
<b>Figura 6</b> – Circuito elettrico equivalente del sistema massa-molla-ammortizzatore .....	p. 13
<b>Figura 7</b> – Circuito elettrico equivalente del trasduttore piezoelettrico .....	p. 14
<b>Figura 8</b> – Circuito elettrico equivalente del trasduttore piezoelettrico in condizione di basso accoppiamento elettromeccanico .....	p. 15
<b>Figura 9</b> – Modello equivalente semplificato del PZT .....	p. 15
<b>Figura 10</b> – Schemi circuitali del P-SSHI (a) e dell'S-SSHI (b) e andamenti della tensione sul carico in entrambe i casi .....	p.16
<b>Figura 11</b> – Circuito SSHI a BJT proposto in [1] .....	p. 17
<b>Figura 12</b> – Tipiche forme d'onda di corrente e di tensione di un circuito basato su SSHI (caso senza perdite) .....	p. 18
<b>Figura 13</b> – Diagramma a blocchi e implementazione dello switch elettronico unipolare proposto in [7] .....	p. 18
<b>Figura 14</b> – Circuito dell'SSHI-MR proposto in [11] .....	p. 20
<b>Figura 15</b> – Processo di estrazione dell'energia nel circuito proposto in [12]. (a) Nessuna operazione. (b) Trasferimento di energia affidato al P-SSHI (non viene abilitato se $ V_p $ è inferiore alla $V_{dc}$ ). (c, d) Trasferimento di energia affidato all'SSHI-MR.....	p. 20
<b>Figura 16</b> – Esempio di circuito P-SSHI basato su transistor MOSFET .....	p. 21
<b>Figura 17</b> – Forme d'onda dei segnali messi a disposizione dal circuito di <i>Figura 16</i> .....	p. 22
<b>Figura 18</b> – Principio di funzionamento del SECE .....	p. 23
<b>Figura 19</b> – Schema a blocchi standard di un circuito per l'estrazione di energia da PZT .....	p. 24
<b>Figura 20</b> – Andamenti della corrente e della tensione del trasduttore per un'interfaccia di tipo standard .....	p. 25
<b>Figura 21</b> – Schema circuitale di un P-SSHI standard .....	p. 25

<b>Figura 22</b> – Andamenti della corrente e della tensione sul piezo quando l'SSHI è abilitato .....	p. 26
<b>Figura 23</b> – Schematico LTSpice della prima tipologia di circuito proposta.....	p.27
<b>Figura 24</b> – Forme d'onda dei segnali ottenuti dalla simulazione LTSpice del circuito basato su $R_{shunt}$ .....	p. 28
<b>Figura 25</b> – Schematico LTSpice della seconda tipologia di circuito proposta .....	p. 29
<b>Figura 26</b> - Forme d'onda dei segnali ottenuti dalla simulazione LTSpice del circuito di rilevamento basato su doppio rettificatore .....	p. 30
<b>Figura 27</b> – Schematico LTSpice della terza tipologia di circuito proposta .....	p. 31
<b>Figura 28</b> – Forme d'onda ottenute dalla simulazione LTSpice del circuito a MOSFET .....	p. 32
<b>Figura 29</b> – Circuito RLC in cui è messa in evidenza la tensione ai capi del condensatore (che corrisponde alla tensione ai capi del trasduttore piezoelettrico) .....	p. 33
<b>Figura 30</b> – Switch a singolo MOS .....	p. 35
<b>Figura 31</b> – Andamento dei segnali $V_p$ , $V_{gnde}$ e $V_p - V_{gnde}$ in assenza di SSHI.....	p. 36
<b>Figura 32</b> – Possibili soluzioni per l'implementazione dello switch CMOS .....	p. 37
<b>Figura 33</b> – Forme d'onda che dimostrano il corretto funzionamento dello switch CMOS (b) mostrato in Figura 32 .....	p. 37
<b>Figura 34</b> – Andamenti della $V_p$ e dell'esponenziale di involuppo in assenza di switch. $L = 10$ mH, $C = 48.6$ nF, $f_0 = 53$ Hz e $V_{p0} = 10$ V.....	p. 38
<b>Figura 35</b> – Resistenza di accensione di alcuni MOS commerciali in funzione della carica di gate totale (a $V_{gs} = 4.5$ V) .....	p. 39
<b>Figura 36</b> – Andamento della $V_p$ al variare dell'induttanza. $C = 48.6$ nF, $f_0 = 53$ Hz, $V_{p0} = 10$ V e $R = 10 \Omega$ .....	p. 40
<b>Figura 37</b> – $E_{out}$ vs R .....	p. 44
<b>Figura 38</b> – Potenza raccolta in funzione della resistenza di carico. Confronto fra la soluzione basata su SSHI e doppio rettificatore (in blu) e quella basata sul solo rettificatore (in rosso). I grafici sono stati ottenuti fissando i seguenti parametri: $\tau = 0.15$ , $V_{p0} = 10$ V, $f_0 = 53$ Hz, accoppiamento elettromeccanico trascurabile .....	p. 45
<b>Figura 39</b> – Potenza raccolta in funzione della corrente di carico. Confronto fra la soluzione basata su SSHI e doppio rettificatore (in blu) e quella basata sul solo rettificatore (in rosso). I grafici sono stati ottenuti fissando i seguenti parametri: $\tau = 0.15$ , $V_{p0} = 10$ V, $f_0 = 53$ Hz, accoppiamento elettromeccanico trascurabile .....	p. 46
<b>Figura 40</b> - Potenza raccolta in funzione della tensione di carico. Confronto fra la soluzione basata su SSHI e doppio rettificatore (in blu) e quella basata sul solo rettificatore (in rosso). I grafici sono stati ottenuti fissando i seguenti parametri: $\tau = 0.15$ , $V_{p0} = 10$ V, $f_0 = 53$ Hz, accoppiamento elettromeccanico trascurabile .....	p. 46
<b>Figura 41</b> – Collegamento fra lo switch e il voltage monitor individuati per poter limitare la tensione rettificata al valore desiderato .....	p. 47
<b>Figura 42</b> – Grafici riportati nel datasheet del comparatore TS881 .....	p. 48

<b>Figura 43</b> – Andamento della potenza media estraibile in funzione della tensione sul carico. Confronto fra il circuito basato sull' $R_{shunt}$ e quello basato sul doppio rettificatore. ....	p. 49
<b>Figura 44</b> – Confronto fra rettificatore standard (senza SSHI), SSHI con doppio rettificatore e SSHI con peak-detector a MOSFET. Il confronto è valutato in tre diverse condizioni: ALTE, MEDIE e BASSE vibrazioni (accoppiamento elettromeccanico trascurabile) .....	p. 50
<b>Figura 45</b> – Circuito equivalente semplificato del condensatore .....	p. 51
<b>Figura 46</b> – Corrente di leakage del condensatore scelto .....	p. 51
<b>Figura 47</b> – Layout dell' EVAL-AEM30940 e sua descrizione .....	p. 54
<b>Figura 48</b> – Diagramma funzionale del chip AEM30940 .....	p. 55
<b>Figura 49</b> – Possibili configurazioni dei pin SELMPP[1:0] .....	p. 57
<b>Figura 50</b> – Andamento dei segnali. In AZZURRO è mostrata la tensione sul condensatore, in Viola la tensione a valle del resistore posto in serie alla sorgente e in VERDE la tensione sull'uscita HVOUT. ....	p. 58
<b>Figura 51</b> – Dettaglio degli andamenti dei segnali. In AZZURRO è mostrata la tensione sul condensatore, in VIOLA la tensione a valle del resistore posto in serie alla sorgente e in VERDE la tensione sull'uscita HVOUT. ....	p. 58
<b>Figura 52</b> – Dettaglio degli andamenti dei segnali. In AZZURRO è mostrata la tensione sul condensatore, in VIOLA la tensione a valle del resistore posto in serie alla sorgente e in VERDE la tensione sull'uscita HVOUT .....	p. 59
<b>Figura 53</b> – Misurazione del tempo di carica e della variazione della tensione .....	p. 60
<b>Figura 54</b> – Andamento dei segnali. In AZZURRO è mostrata la tensione sul condensatore, in VIOLA la tensione a valle della resistenza in serie alla sorgente e in VERDE il segnale STATUS[2] .....	p. 61
<b>Figura 55</b> – Andamento dei segnali – Dettaglio 1 .....	p. 62
<b>Figura 56</b> – Andamento dei segnali – Dettaglio 2 .....	p. 62
<b>Figura 57</b> – Andamento dei segnali – Dettaglio 3 .....	p. 62
<b>Figura 58</b> – Andamento dei segnali – Dettaglio 4.....	p. 63
<b>Figura 59</b> – Verifica del corretto funzionamento del rettificatore. La prova è stata fatta generando una sinusoide di 2 Vpp alla frequenza di 53 Hz. ....	p. 64
<b>Figura 60</b> – Caratterizzazione del ponte nel caso di basse vibrazioni ( $V_{pp} = 1V$ ) .....	p. 65
<b>Figura 61</b> – Caratterizzazione del ponte nel caso di medie vibrazioni ( $V_{pp} = 2.5 V$ ) .....	p. 66
<b>Figura 62</b> – Caratterizzazione del ponte nel caso di alte vibrazioni ( $V_{pp} = 5V$ ) .....	p. 66
<b>Figura 63</b> – Setup di misura per la caratterizzazione dell'accelerometro. ....	p. 67
<b>Figura 64</b> – Layout del PCB dell' EVAL-ADXL335Z .....	p.68
<b>Figura 65</b> – Accelerometro VS Laser .....	p. 71
<b>Figura 66</b> – Setup di misurazione per la caratterizzazione del trasduttore piezoelettrico .....	p. 72

<b>Figura 67</b> – Andamento dello spostamento rilevato dai laser in prossimità della risonanza .....	p. 73
<b>Figura 68</b> – Caratterizzazione del trasduttore piezoelettrico e individuazione della risonanza elettrica .....	p. 74
<b>Figura 69</b> – Caratterizzazione del trasduttore in condizione di cortocircuito.....	p. 75
<b>Figura 70</b> – Analisi del movimento rilevato dai laser in condizione di smorzamento.....	p. 77
<b>Figura 71</b> – Potenza minima e media estraibile .....	p. 79
<b>Figura 72</b> – Collegamento dei componenti usati per valutare il funzionamento del comparatore .....	p. 79
<b>Figura 73</b> – Forme d’onda valutate per decretare il corretto funzionamento del comparatore. In giallo è mostrata l’uscita del comparatore, in azzurro l’uscita del rettificatore, in rosa la tensione ai capi del condensatore di <i>storage</i> e in verde l’uscita dell’accelerometro.....	p. 80
<b>Figura 74</b> – Collegamento dei componenti utilizzati per testare il funzionamento del circuito basato sull’ $R_{shunt}$ con alimentazione esterna della circuiteria di controllo.....	p. 81
<b>Figura 75</b> – Forme d’onda prima dell’aggiunta del resistore da 10 M $\Omega$ e dell’intervento sul valore del trimmer del monostabile. In ARANCIONE è mostrato l’andamento del segnale all’uscita del comparatore, in VERDE l’uscita del monostabile, in VIOLA la tensione ai capi del trasduttore piezoelettrico e in GIALLO e in AZZURRO la $V_p$ e la $V_{gnde}$ , rispettivamente.....	p. 82
<b>Figura 76</b> – Andamento dei segnali a valle dell’aggiunta del resistore da 10 M $\Omega$ e della modifica del valore del trimmer del monostabile. L’ampiezza dell’impulso è effettivamente pari a circa 70 $\mu s$ e l’inversione della tensione ai capi del trasduttore piezoelettrico avviene correttamente (segnale GIALLO). In VERDE è mostrata l’uscita del monostabile e in AZZURRO l’uscita del comparatore.....	p. 82
<b>Figura 77</b> – Modalità di connessione dello switch AS21P2TLR. IIN è il segnale di controllo generato dal monostabile.....	p. 83
<b>Figura 78</b> – Schema a blocchi del circuito testato alimentando i componenti con la tensione sul condensatore di storage.....	p. 83
<b>Figura 79</b> – Il segnale ROSSO è la tensione ai capi del condensatore di storage, quello GIALLO e quello AZZURRO sono la $V_p$ e la $V_{gnde}$ . La forma d’onda ROSA mostra il segnale differenziale ai capi del trasduttore piezoelettrico. L’immagine mostra chiaramente che l’attivazione dell’SSHI comporta un veloce aumento della tensione sul condensatore di storage.....	p. 84
<b>Figura 80</b> – Zoom. La forma d’onda ARANCIONE mostra il segnale generato dal comparatore, quella GIALLA e quella AZZURRA rappresentano la $V_p$ e la $V_{gnde}$ , e infine la curva ROSA è il segnale differenziale ai capi del piezo.....	p. 84
<b>Figura 81</b> – Potenza estraibile in funzione della tensione sul carico valutata in due casi: 1) solo rettificatore, 2) SSHI attivo e circuiteria di controllo alimentata dall’esterno.....	p. 85
<b>Figura 82</b> – Potenza estraibile in funzione della tensione sul carico valutata in tre casi: 1) solo rettificatore, 2) SSHI attivo e circuiteria di controllo alimentata dall’esterno, 3) SSHI attivo e circuiteria di controllo alimentata con la tensione raccolta sul condensatore di storage .....	p. 86

- Figura 83** – Setup di misurazione. 1) Rettificatore (ponte di diodi); 2) Condensatore di storage; 3) Comparatore; 4.a) Monostabile; 4.b) diodo e condensatore sulla retroazione del monostabile; 5) Buffer; 6) Switch; 7) Induttore da 4.7 mH; 8) Banco di switch con cui poter agevolmente commutare fra l'alimentazione esterna e quella interna; 9) scheda da cui si diramano le alimentazioni per i componenti del circuito; 10) interruttore a carrello per abilitare e disabilitare agevolmente l'SSHI..... p.88
- Figura 84** – Monostabile. Dettaglio del circuito saldato manualmente su millefori ..... p. 89
- Figura 85** – Buffer. Dettaglio del circuito saldato manualmente su millefori ..... p. 89
- Figura 86** – Switch AS21P2TLR. Il componente è saldato sul retro della millefori, mentre è possibile interagire con i segnali mediante i pin headers posizionati sul lato top. La barretta di materiale isolante, le viti e i bulloni fungono da supporto meccanico..... p. 89
- Figura 87** – Comparatore TS881. Dettaglio del circuito saldato manualmente su millefori. .... p. 89
- Figura 88** – Ponte diodi. Dettaglio del circuito saldato manualmente su millefori. I diodi sono saldati sul lato bottom, mentre i pin headers dei segnali fruibili sono posizionati sul top ..... p. 89