

---

ALMA MATER STUDIORUM – UNIVERSITÀ DI BOLOGNA  
CAMPUS DI CESENA  
SCUOLA DI INGEGNERIA E ARCHITETTURA

CORSO DI LAUREA IN INGEGNERIA ELETTRONICA,  
INFORMATICA E TELECOMUNICAZIONI

TITOLO DELL'ELABORATO

**IMPLEMENTAZIONE DI UN CIRCUITO  
ESTRATTORE DI CARICA QUASI-SINCRONO  
DA TRASDUTTORI PIEZOELETTRICI**

Elaborato in

ELETTRONICA DEI SISTEMI DIGITALI

Relatore

Aldo Romani

Presentata da

Andrea Menichetti

Correlatore

Matteo Filippi

Sessione

III°

Anno Accademico

2012/2013



# INDICE

<b>1. Introduzione</b>	5
<b>2. Trasduttori piezoelettrici</b>	6
2.1. Circuito equivalente elettromeccanico	8
2.2. Principio di funzionamento	9
2.3. Effetto piezoelettrico inverso	10
<b>3. Tecniche di estrazione di carica secondo sequenze pseudocasuali</b>	13
3.1. Risultati teorici	15
<b>4. Circuito di Energy Harvesting</b>	21
4.1. Schema a blocchi del convertitore	23
4.1.1. Raddrizzatore e interfaccia passiva	24
4.1.2. Circuito di Wake-Up	25
4.1.3. Rilevatore di picco	26
4.1.4. Switching converter	27
4.1.5. Unità di controllo digitale	28
<b>5. Implementazione fisica di tecniche di estrazione di carica</b>	29
5.1. Prima tecnica di estrazione	31
5.1.1. Configurazione 1-1	33
5.1.2. Configurazione 1-0	34
5.1.3. Configurazione 0-1	35
5.1.4. Configurazione 0-0	36
5.2. Seconda tecnica di estrazione	38
<b>6. Misure sperimentali</b>	42
6.1. Valutazioni di energia	46
6.1.1. Risultati sperimentali – prima tecnica	48
6.1.2. Risultati sperimentali – seconda tecnica	50
<b>7. Conclusioni</b>	52



## 1. INTRODUZIONE

La tecnologia odierna, orientata sempre di più verso il “low-power”, ha permesso di poter sviluppare sistemi elettronici in grado di autoalimentarsi senza alcun bisogno di sorgenti di energia tradizionali. Questo è possibile, ad esempio, utilizzando trasduttori piezoelettrici, in grado di trasformare l’energia meccanica, provocata ad esempio da una vibrazione, in un’altra forma di energia che, in tal caso, risulta essere una grandezza elettrica.

Il settore principale in cui viene impiegato questo “componente” è quello dell’Energy Harvesting, ovvero un campo dell’elettronica in cui si cercano di sfruttare proprietà intrinseche (in tal caso la piezoelettricità) di alcuni dispositivi elettronici, in modo da estrarre energia mediante tecniche opportune, cercando di ridurre i consumi dei circuiti di controllo annessi e renderli, in maggior parte, il più possibile autosufficienti.

L’obiettivo di questo elaborato, dunque, è quello di implementare alcune tecniche di recupero dell’energia mediante circuiti gestiti a microcontrollore e valutare se tali metodiche portino a risultati accettabili in grado di soddisfare quelli che sono i requisiti che il mondo dell’Energy Harvesting richiede. Inoltre, sulla base dei risultati teorici ottenuti durante l’esperienza di tirocinio sarà possibile confrontare tali valori con quelli ottenuti sperimentalmente.

In particolare, in questa trattazione, il trasduttore che verrà preso in considerazione è il modello Q220-A4-303YB prodotto dalla PIEZO SYSTEM,INC.

## 2. TRASDUTTORI PIEZOELETTRICI

Il trasduttore è formato da una lamina di materiale piezoelettrico a cui viene fissata ad un'estremità una massa di valore noto, in modo da imporre un certa inerzia meccanica stabilita dal peso della massa stessa, quando il tutto viene sollecitato da vibrazioni . Nella figura seguente viene mostrato il "cuore" di tutto il sistema, il trasduttore piezoelettrico:



*Fig.1 Trasduttore piezoelettrico.*

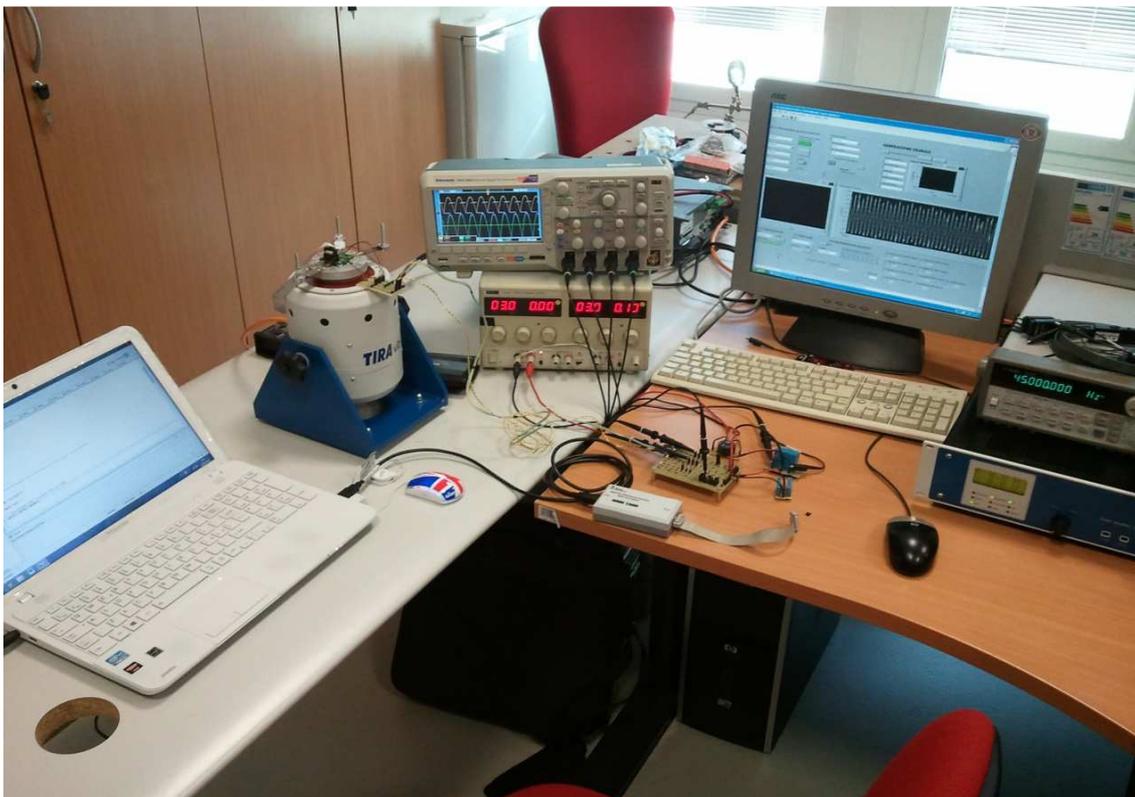
In *Fig.1*, si nota in primo piano la massa posta a un'estremità della lamina mentre l'altra è fissata a un disco metallico in grado di oscillare verticalmente (sorgente di sollecitazione meccanica chiamata *shaker*). Il dispositivo, per quanto possa risultare banale, necessita di alcune apparecchiature per poter funzionare senza i quali sarebbe impossibile ottenere risultati abbastanza precisi e attendibili.

Stilando una lista degli strumenti utilizzati si trova:

- *Generatore di funzioni (GDF)*, per generare l'oscillazione;

- *Shaker*, è la sorgente della sollecitazione meccanica che viene applicata al trasduttore piezoelettrico;
- *Amplificatore per Shaker*, strumento in grado di pilotare lo *Shaker* amplificando e adattando i segnali provenienti dal *Generatore di funzioni*;
- *Accelerometro*, strumento fissato allo *Shaker* in grado di rilevare le accelerazioni in gioco della sollecitazione;
- *Pc con LabView*, per computare i segnali provenienti dall'*Accelerometro* e mostrare a video i valori dell'accelerazione espressa in  $m/s^2$ ;
- *Circuito estrattore di carica*, circuito stampato gestito a microcontrollore in grado di gestire fino a 3 sorgenti piezoelettriche tale da estrarre carica dai trasduttori.
- *Alimentatore da laboratorio*
- *Oscilloscopio*, per visualizzare le forme d'onda d'interesse;
- *Pc con software CCS Studio*, per programmare il microcontrollore.

Nell'immagine seguente, *Fig.2*, viene mostrato tutto il materiale utilizzato per svolgere il lavoro:



*Fig.2 Strumenti utilizzati durante le prove di laboratorio.*

## 2.1. CIRCUITO EQUIVALENTE ELETTROMECCANICO

Ai fini della comprensione dei risultati esposti in questa tesi, è bene illustrare il principio di funzionamento del trasduttore piezoelettrico (denominato d'ora in poi per semplicità *piezo*). Una semplice rappresentazione del sistema può essere schematizzata come in Fig.3:

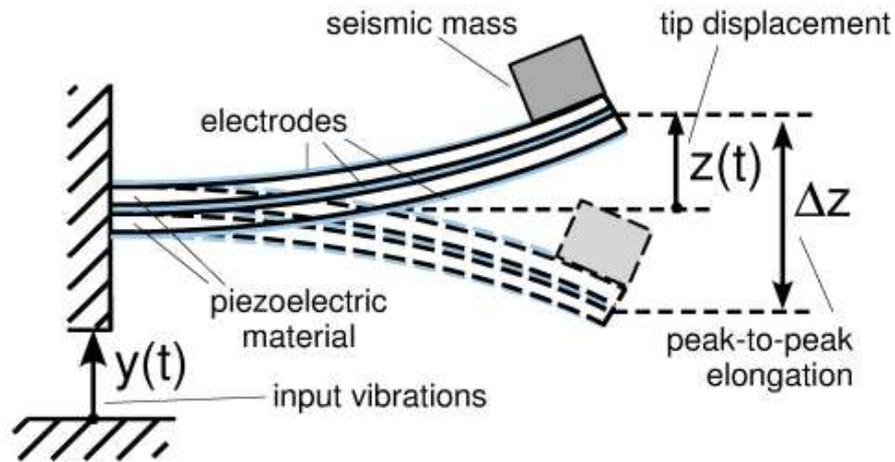


Fig.3 Schema di principio di un sistema piezoelettrico. Rif.[1]

in cui figura  $y(t)$  ovvero la vibrazione di ingresso, il trasduttore con la relativa massa posta ad un'estremità della lamina piezoelettrica e  $\Delta z$ , lo spostamento massimo che effettua la massa stessa.

Nella maggior parte dei casi, è utile conoscere il circuito equivalente elettromeccanico basato su componenti concentrati (quali resistenza, induttanza e capacità):

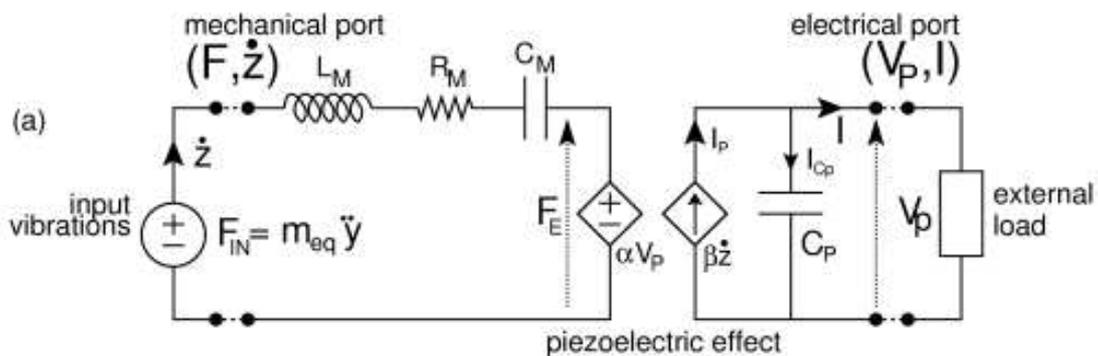


Fig.4 Circuito equivalente elettromeccanico. Rif.[1]

Come si nota in *Fig.4*, il circuito è composto da una “porta” meccanica (a sinistra) e una elettrica (a destra): nella prima, l’induttore  $L_m$  tiene conto dell’equivalente massa inerziale, il condensatore  $C_m$  della deformazione meccanica mentre la resistenza  $R_m$  delle perdite meccaniche; nella seconda  $C_p$  rappresenta la capacità di uscita del trasduttore. A completare il tutto, tre generatori di tensione, il primo ( $F_{IN}$ ), indipendente, rappresenta le vibrazioni di ingresso al sistema mentre i restanti ( $\alpha V_p$ ,  $\beta \dot{z}$ ) sono dipendenti, in quanto tengono conto dell’effetto inverso piezoelettrico, fenomeno che verrà spiegato in seguito. La possibilità di schematizzare il sistema meccanico con uno elettrico porta ad associare le rispettive grandezze meccaniche in grandezze elettriche: come la forza è associabile a una tensione, l’accelerazione lo è ad una corrente.

## 2.2. PRINCIPIO DI FUNZIONAMENTO

Il funzionamento del circuito può essere spiegato brevemente nel seguente modo: fornendo una vibrazione, in questo caso un’onda sinusoidale, ad una qualsiasi frequenza, il trasduttore trasforma questa energia meccanica in una elettrica, nello specifico una tensione sulla capacità di uscita  $C_p$ , sempre sinusoidale, alla stessa frequenza, di ampiezza dipendente dalla frequenza di esercizio. La peculiarità di questo trasduttore è che, fra tutte le frequenze di lavoro ne esiste una, chiamata frequenza di risonanza, per cui l’oscillazione del piezo aumenta considerevolmente raggiungendo valori di tensione dell’ordine delle decine di Volt.

Per estrarre energia, una tecnica possibile, denominata estrazione sincrona di carica elettrica, consiste nello svuotare istantaneamente la carica accumulata nel condensatore, in ogni picco massimo (positivo e negativo) della tensione mediante appositi circuiti estrattori di carica (questo step verrà chiamato in seguito fase di conversione sincrona). Nel caso in cui si lavorasse fuori dal regime di risonanza, i valori di tensione al momento della conversione risulterebbero maggiori di quelli in corrispondenza dei picchi massimi che si avrebbero quando il circuito è a “riposo”, poiché ad ogni conversione l’elongazione picco-picco avviene a partire da un valore di tensione iniziale nullo; se invece si lavorasse in regime di risonanza della “porta” meccanica, si riuscirebbe a caricare maggiormente la capacità  $C_p$  a circuito aperto, ma subentrerebbe l’effetto inverso piezoelettrico

(caratteristica ineluttabile) che impedirebbe alla tensione di raggiungere valori più elevati del primo caso, poiché lo stimolo applicato dal convertitore sincrono alla porta elettrica è anch'esso alla frequenza di risonanza. Il risultato più evidente è una significativa attenuazione dell'ampiezza di oscillazione. Da sottolineare, un aspetto importante: è altrettanto vero che il caso fuori risonanza possa sembrare il più favorevole ma va specificato che tali valori, nella fase di conversione, comunque sia rimangano al di sotto di quelli nel caso di regime di risonanza.

### 2.3. EFFETTO PIEZOELETTRICO INVERSO

Nell'articolo "Joint Modeling of Piezoelectric Transducers and Power Conversion Circuits for Energy Harvesting Applications" sono state effettuate delle simulazioni seguite da rilievi sperimentali per valutare, in regime di risonanza e non, questo effetto "smorzante". In Fig.5 sono riportati alcuni grafici, tratti dal medesimo articolo, che rappresentano al meglio questo effetto negativo (riportando sull'asse delle ordinate, il rapporto della tensione quando si preleva carica nei picchi di massimo e della tensione a vuoto su  $C_p$ , sull'asse delle ascisse, invece, la frequenza della vibrazione):

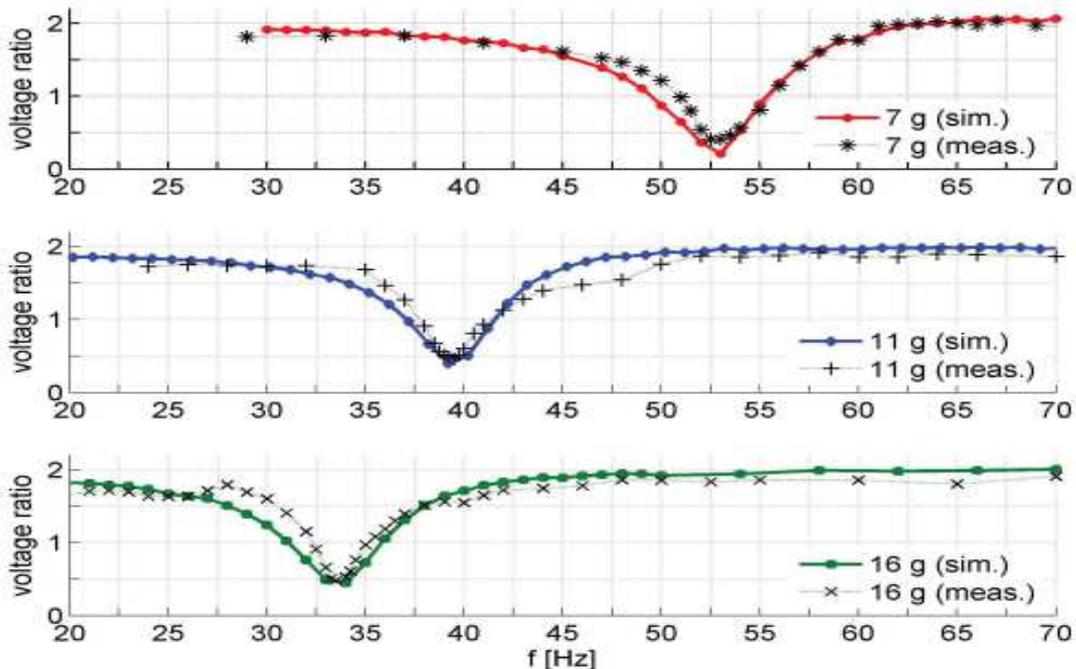


Fig.5 Rappresentazione dell'effetto inverso piezoelettrico per alcuni valori di massa e frequenza. Rif.[1]

Nei rilievi sono state utilizzate 3 masse differenti, una da 7g una da 11g e una da 16g: ovviamente cambiando tale valore, varieranno anche tutti gli altri 6 parametri circuitali quali  $L_m$ ,  $C_m$ ,  $R_m$ ,  $C_p$ ,  $\alpha V_p$ ,  $\beta z$  oltre alla frequenza di risonanza. Si nota subito che, al di fuori di questa, non si hanno problemi di nessun genere, se non addirittura un'amplificazione di un fattore 2 della tensione sviluppata e come, in regime di risonanza (che è il caso di interesse), questo rapporto scenda al di sotto dell'unità drasticamente. I risultati teorici sono stati ottenuti simulando il circuito elettromeccanico equivalente in LTSPICE, Fig.6, impostando gli opportuni parametri (calcolati precedentemente mediante formule presenti nell'articolo) per le varie masse.

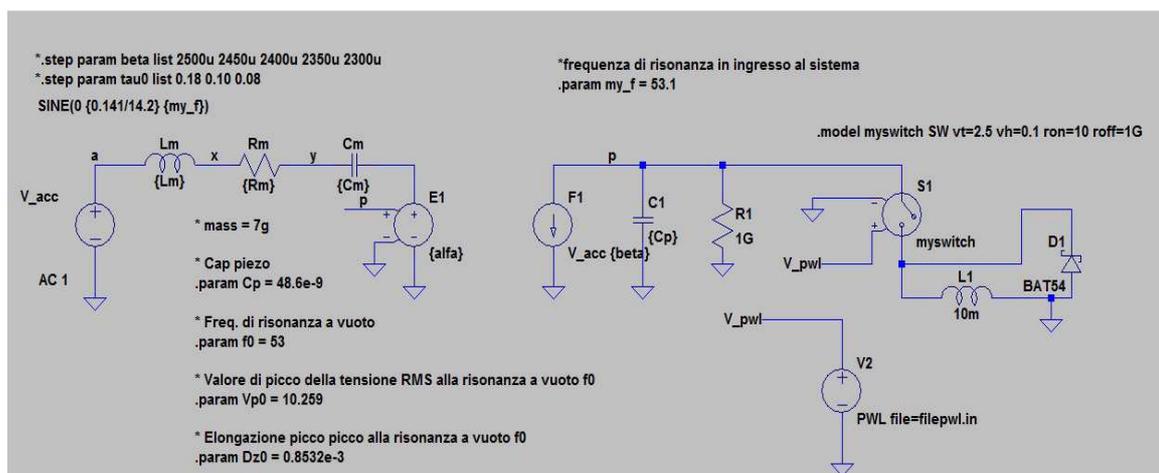


Fig.6 Circuito elettromeccanico equivalente simulato con LTSpice.

Lanciando la simulazione, come si può notare dalla figura sottostante, Fig.7, considerando una massa di 7g e il regime di risonanza, la tensione su  $C_p$  è diminuita di molto, mettendo in evidenza l'effetto piezoelettrico inverso:

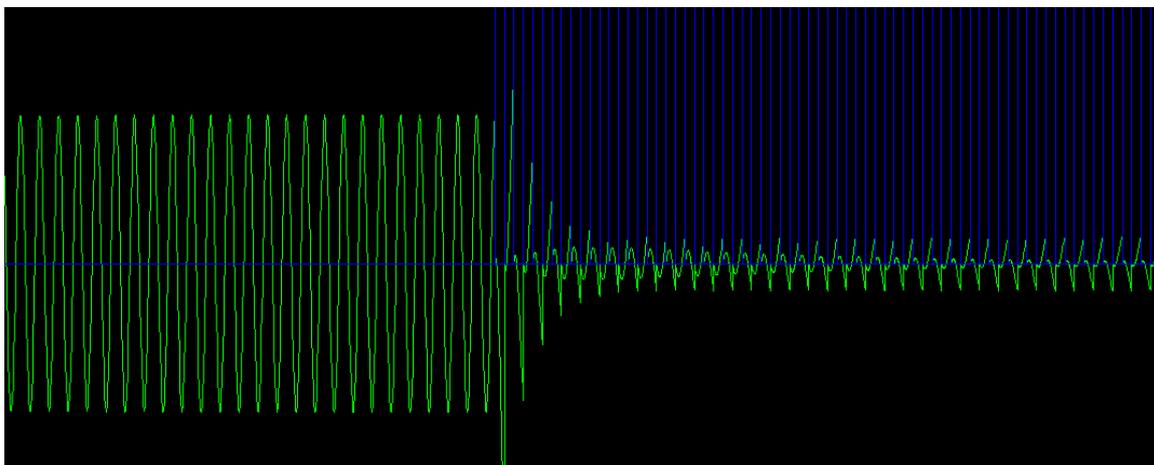
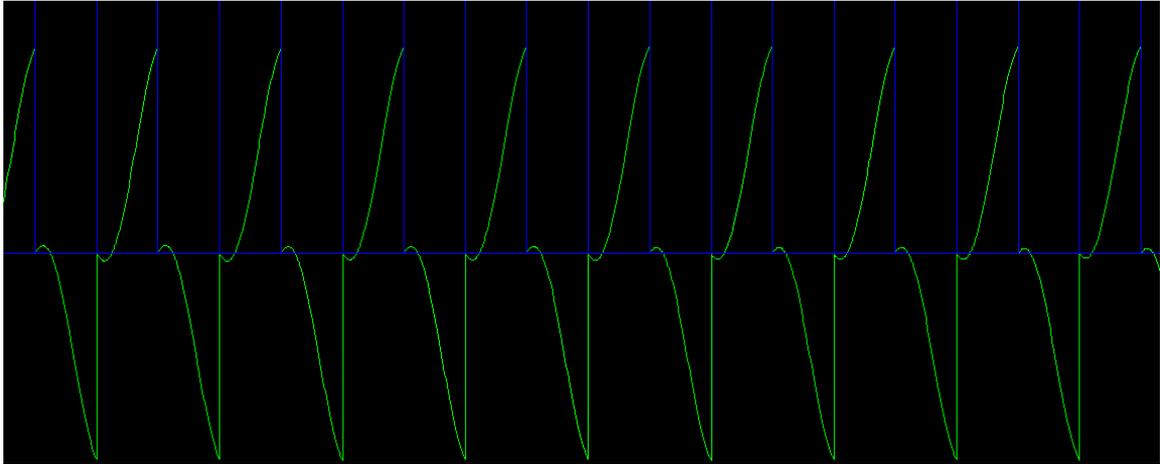


Fig.7 Andamento della tensione su  $C_p$ , in verde, prima e dopo l'estrazione di carica. In blu, gli istanti di conversione.

Per simulare l'estrattore di carica è stato inserito un "voltage controlled switch" (S1 nello schema), ovvero un interruttore comandato in tensione che commuta nell'istante in cui la tensione  $V_p$  (in verde) raggiunge il massimo in valore assoluto e un induttore (L1 nello schema) in modo che alla chiusura dell'interruttore, su questa possa trasferirsi la carica accumulata sul condensatore  $C_p$ .



*Fig.8 Dettaglio dell'attivazione dell'interruttore S1 nei momenti di picco massimo della tensione.*

In figura *Fig.8* è ben visualizzato l'andamento temporale della tensione  $V_p$  su  $C_p$  (in verde) insieme agli impulsi di tensione (in blu) dati in ingresso all'interruttore S1 che corrisponderebbero agli istanti di conversione.

Come detto finora, l'estrazione di carica avviene sempre in corrispondenza del valore massimo della tensione ottenendo così un rapporto dei picchi molto basso: per ovviare al problema si potrebbe pensare di "randomizzare" questi impulsi in modo da attenuare l'effetto smorzante dovuto all'effetto inverso piezoelettrico. Nel campo delle frequenze l'obiettivo proposto è quello di "spalmare" l'energia del segnale di controllo su una banda di frequenza il più possibile esterna alla banda passante del piezo in modo da ridurre lo smorzamento il più possibile.

### 3. TECNICHE DI ESTRAZIONE DI CARICA SECONDO SEQUENZE PSEUDOCASUALI

Durante l'esperienza di tirocinio è stata implementata tale tecnica, proposta dai ricercatori del Dipartimento, per cercare di attenuare questo effetto controproducente. I risultati sembrano più che soddisfacenti. L'utilizzo di un programma (script) scritto in ambiente Matlab, facilita la generazione di tali impulsi "quasi-sincroni" con le vibrazioni impostando opportunamente 3 valori denominati *Jitter\_amplitude*, *Lowest\_peak\_amplitude* e *M\_on/M\_off* dove il primo stabilisce l'intervallo di tempo entro il quale generare l'impulso, il secondo la durata temporale di scarica del condensatore  $C_p$  e il terzo la percentuale di impulsi considerati per tutto il tempo della simulazione.

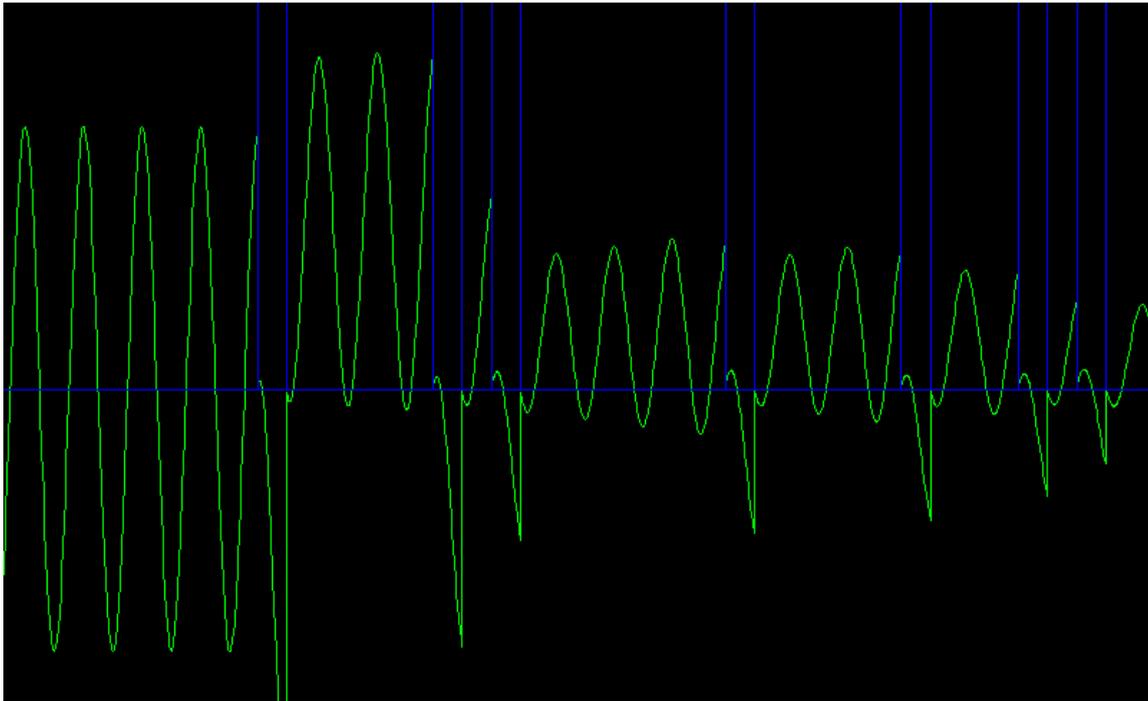
Spendendo poche parole sul secondo fattore, la durata della scarica è legata all'ampiezza dell'impulso di corrente e serve per dare ampiezza diversa ad ogni picco lasciando però una carica residua sul condensatore  $C_p$ . Ovviamente all'interno del programma sono inserite linee di codice opportune in modo da randomizzare variabili che dipendano strettamente dai 3 parametri sopracitati. Mediante un secondo script, si creano degli impulsi pseudocasuali, temporalmente parlando, considerando i 3 valori impostati precedentemente ottenendo un file *PWL* (Piecewise Linear) che viene dato in ingresso al programma LTSpice per eseguire la simulazione. Una volta eseguita, il file *.RAW* prodotto viene importato nuovamente in Matlab e un terzo script si occupa di leggere tale file e di poter eseguire valutazioni di energia.

I dati che seguiranno sono stati ottenuti considerando :

- masse da 7g, 11g e 16g
- *Jitter\_amplitude*: valori da 0 a  $period/4$  con passo  $period/16$  (dove  $period$  è il periodo dell'oscillazione)
- *Lowest\_peak\_amplitude*: valori da 0 a 1 con passo 0.1
- *M\_on/M\_off* : 5,7,15,20,25,30,35,40,50,60,70,80,90,100.
- sia il regime di risonanza e non

La frequenza di “non risonanza” è stata fissata, per tutti e 3 le masse, a 100Hz: tale valore è stato scelto sulla base dei risultati grafici di *Fig.5*, valore per cui non si ha l’insorgere dell’effetto inverso piezoelettrico.

Utilizzando questa tecnica degli impulsi “randomizzati” si hanno delle notevoli migliorie come si può notare dalla *Fig.9* considerando ad esempio una massa da 7g ed una generica configurazione dei 3 parametri:



*Fig.9 Risultato dell’attivazione degli impulsi secondo sequenze pseudocasuali.*

Si osservi come i picchi di tensione, in corrispondenza degli impulsi (in blu), siano più grandi (in valore assoluto) rispetto al caso illustrato inizialmente.

Le simulazioni che sono state effettuate prevedono la valutazione dell’energia estratta dalle stesse vibrazioni di ingresso, mediante questo metodo pseudocasuale. I risultati sono stati poi confrontati con quelli ottenuti con il metodo sincrono mediante un rapporto che viene definito come “rendimento”: dei grafici ottenuti con il programma Matlab mostrano tale parametro in base alla variazione *Jitter\_amplitude*, *Lowest\_peak\_amplitude* e *M\_on/M\_off*.

### 3.1. RISULTATI TEORICI

Fra tutti i dati, grafici, ottenuti durante il tirocinio, si mostreranno solamente quelli relativi al caso di risonanza, con una massa da 7g: questo perchè, per mancanza di tempo, tutti i risultati ottenuti sperimentalmente sono stati presi impostando tali valori. Seguiranno ora alcuni grafici del rendimento in funzione dei 3 parametri precedentemente esposti lasciandone costante uno (*Jitter\_amplitude*) e facendo variare gli altri due (*Lowest\_peak\_amplitude* e  $M_{on}/M_{off}$ ):

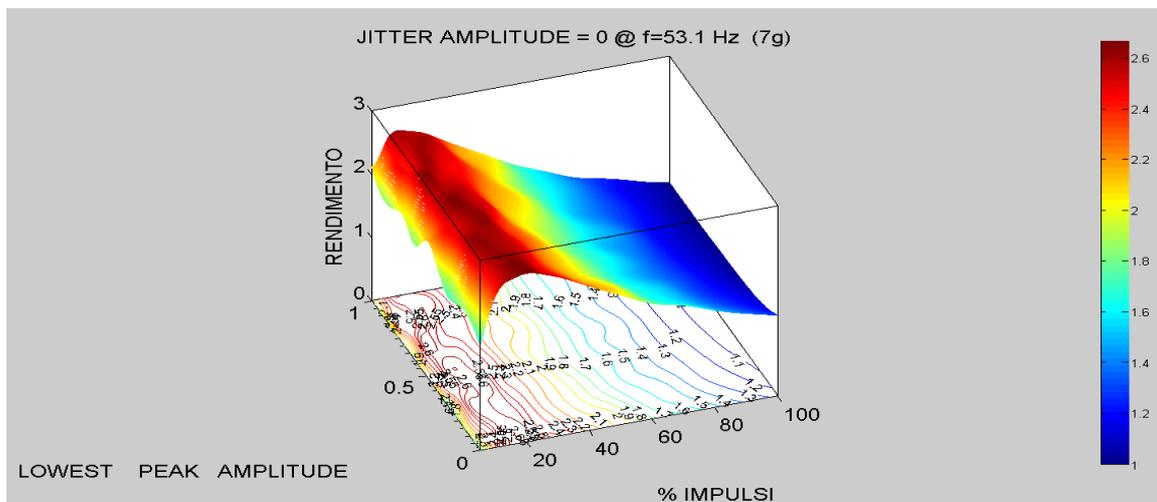


Fig.10.1 Grafico 3D del rendimento, in risonanza alla frequenza  $f=53.1\text{Hz}$ , considerando come parametro fisso  $Jitter\_amplitude=0$  e una massa di 7g.

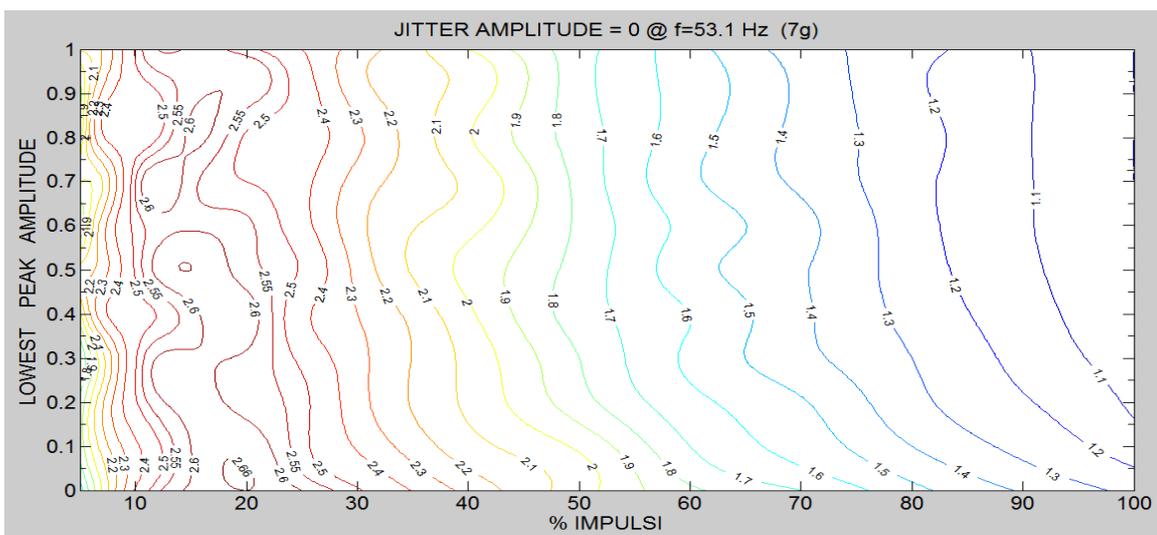


Fig.10.2 Curve di livello del rendimento, in risonanza alla frequenza  $f=53.1\text{Hz}$  considerando come parametro fisso  $Jitter\_amplitude=0$  e una massa di 7g.

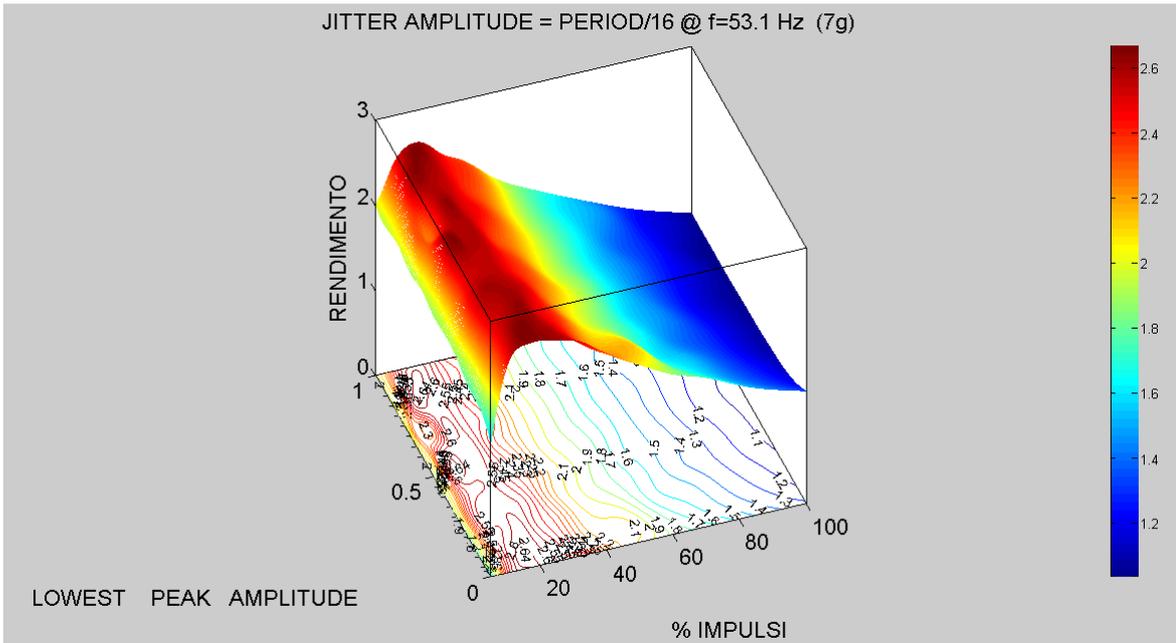


Fig.11.1 Grafico 3D del rendimento, in risonanza alla frequenza  $f=53.1\text{Hz}$ , considerando come parametro fisso  $\text{Jitter\_amplitude}=\text{period}/16$  e una massa di  $7\text{g}$ .

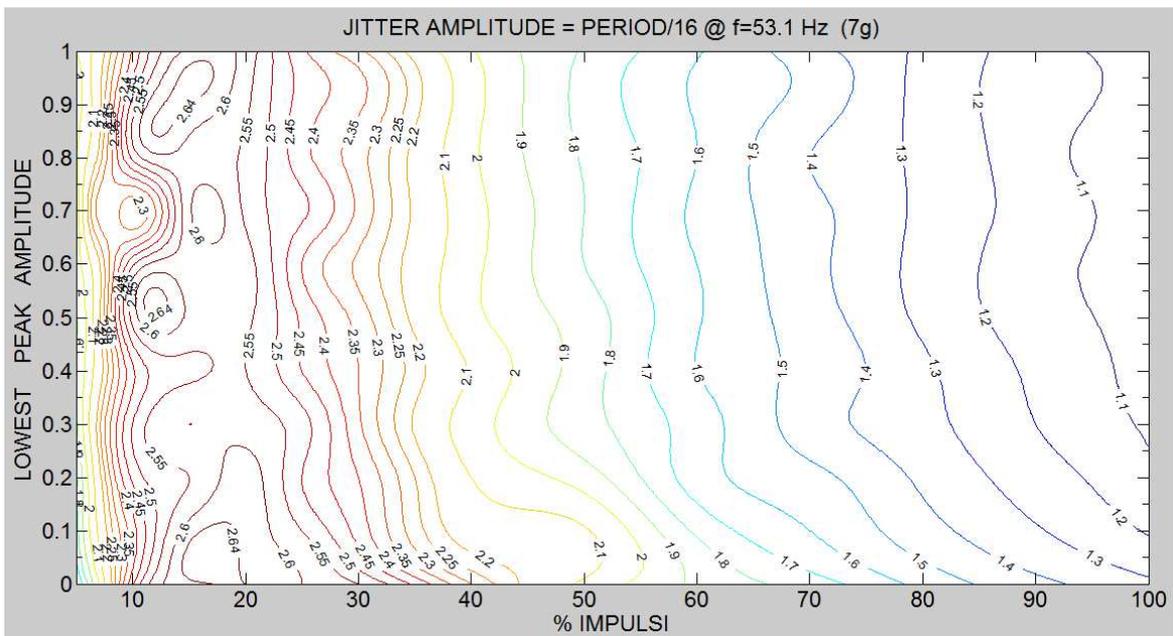


Fig.11.2 Curve di livello del rendimento, in risonanza alla frequenza  $f=53.1\text{Hz}$  considerando come parametro fisso  $\text{Jitter\_amplitude}=\text{period}/16$  e una massa di  $7\text{g}$ .

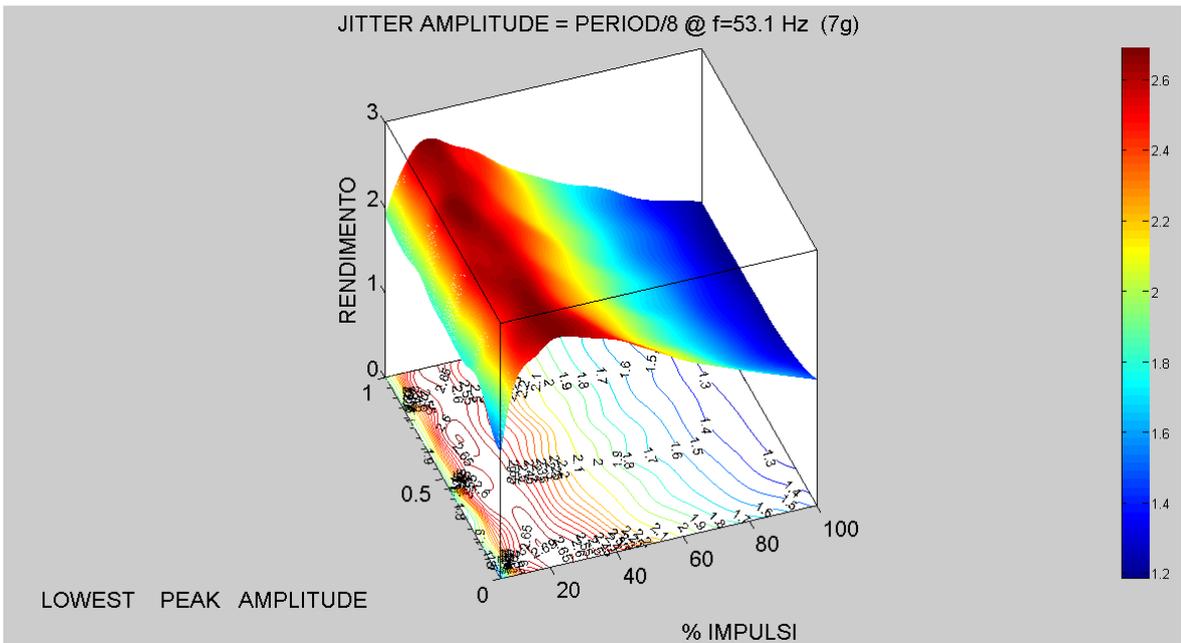


Fig.12.1 Grafico 3D del rendimento, in risonanza alla frequenza  $f=53.1\text{Hz}$ , considerando come parametro fisso  $\text{Jitter\_amplitude}=\text{period}/8$  e una massa di 7g.

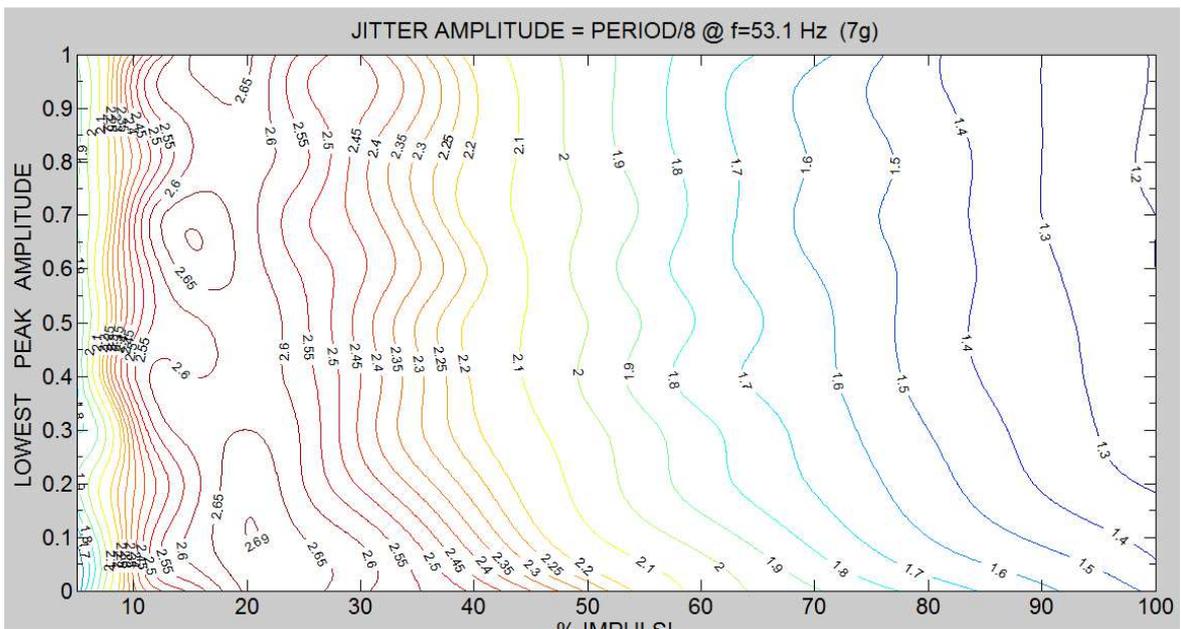


Fig.12.2 Curve di livello del rendimento, in risonanza alla frequenza  $f=53.1\text{Hz}$  considerando come parametro fisso  $\text{Jitter\_amplitude}=\text{period}/8$  e una massa di 7g.

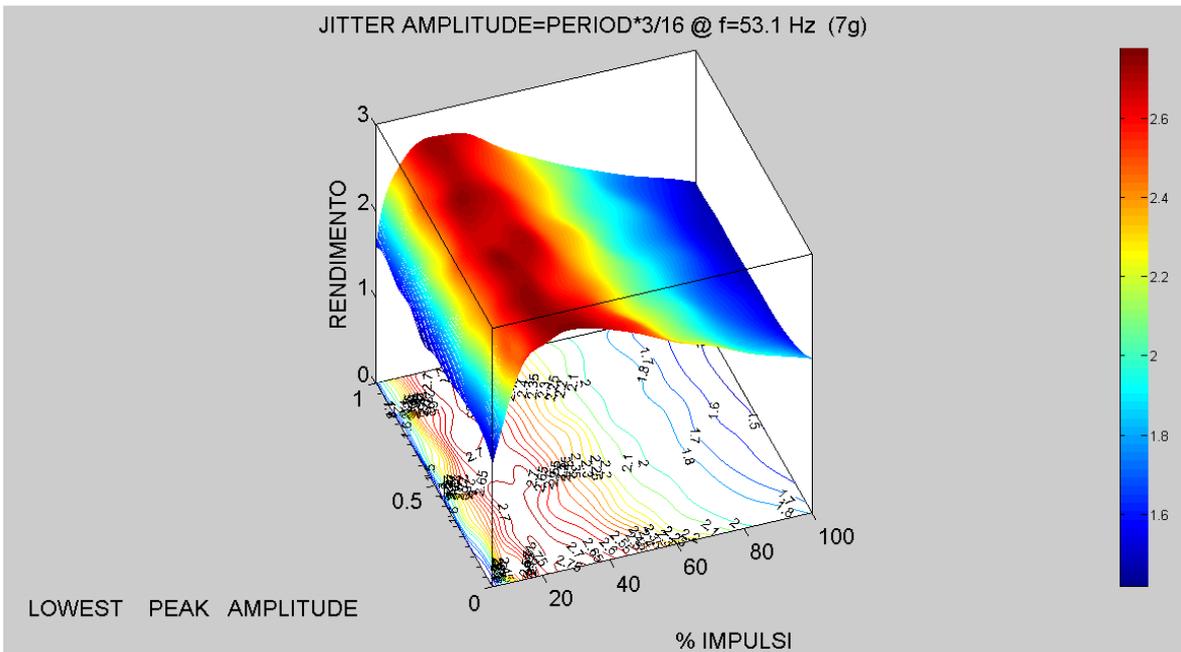


Fig.13.1 Grafico 3D del rendimento, in risonanza alla frequenza  $f=53.1\text{Hz}$ , considerando come parametro fisso  $\text{Jitter\_amplitude}=\text{period}*(3/16)$  e una massa di 7g.

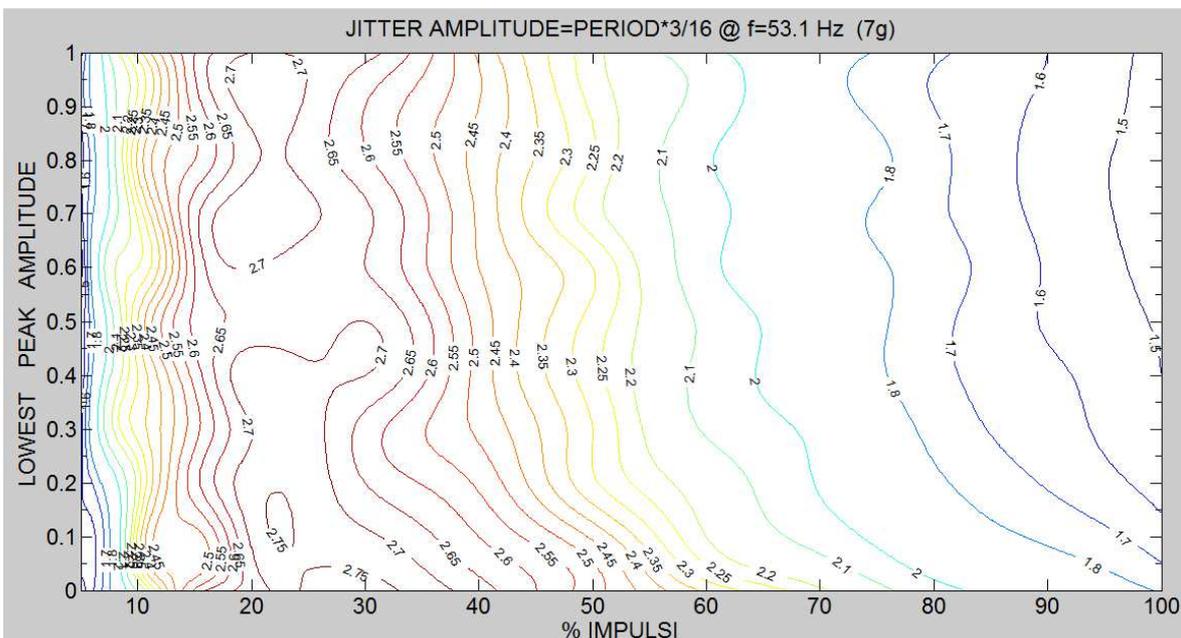


Fig.13.2 Curve di livello del rendimento, in risonanza alla frequenza  $f=53.1\text{Hz}$ , considerando come parametro fisso  $\text{Jitter\_amplitude}=\text{period}*(3/16)$  e una massa di 7g.

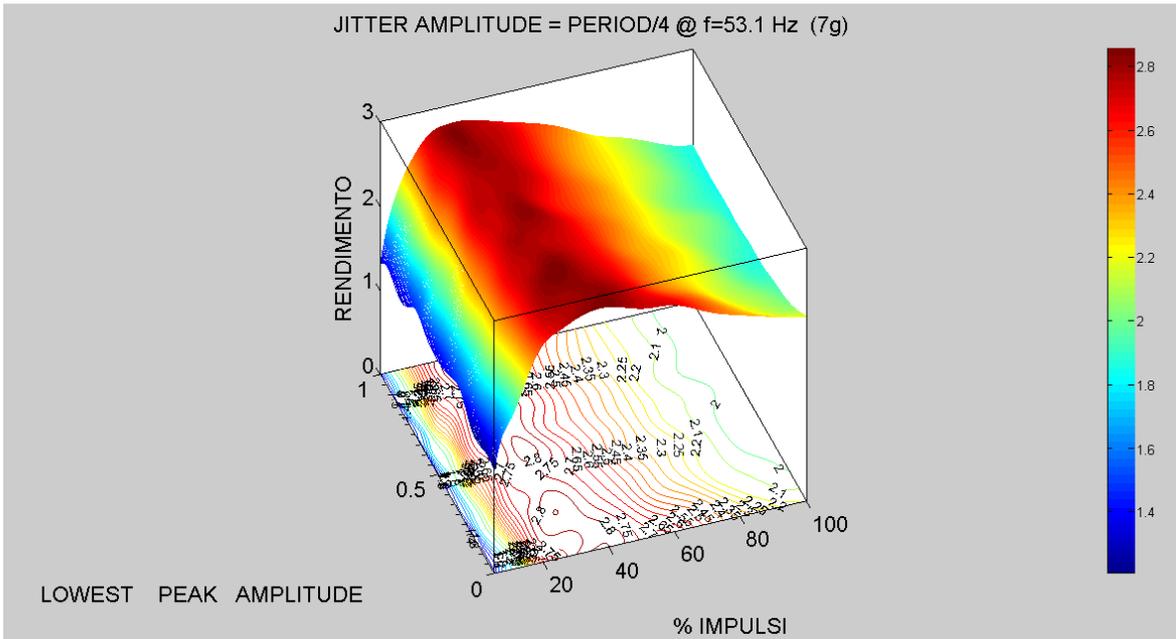


Fig.14.1 Grafico 3D del rendimento, in risonanza alla frequenza  $f=53.1\text{Hz}$ , considerando come parametro fisso  $\text{Jitter\_amplitude}=\text{period}/4$  e una massa di 7g.

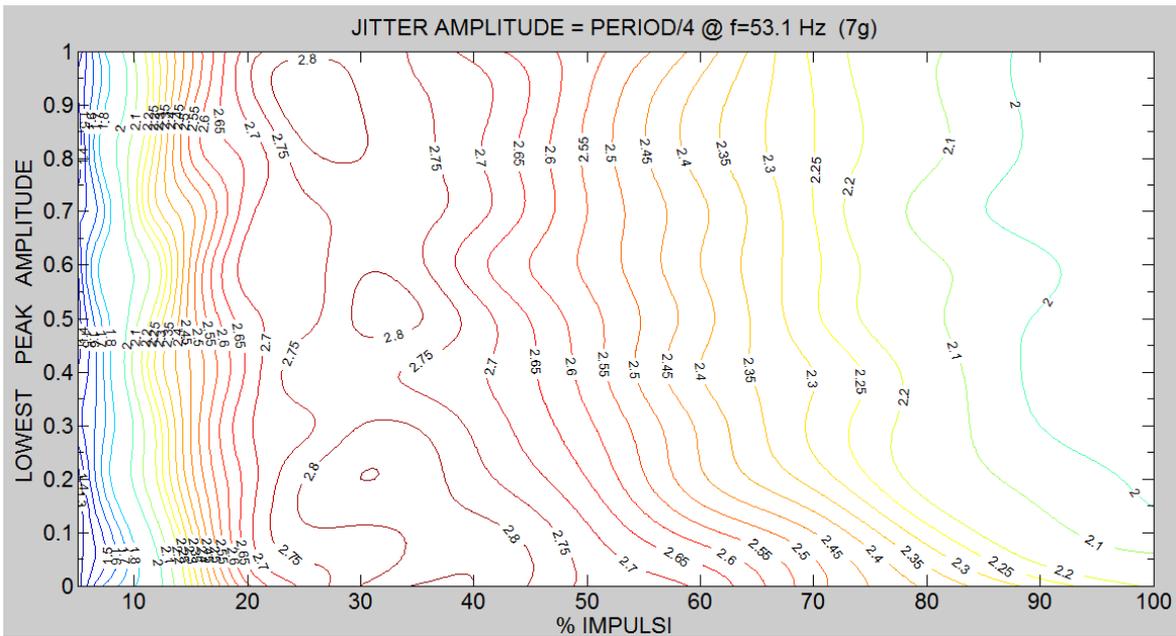


Fig.14.2 Curve di livello del rendimento, in risonanza alla frequenza  $f=53.1\text{Hz}$  considerando come parametro fisso  $\text{Jitter\_amplitude}=\text{period}/4$  e una massa di 7g.

Un caso di interesse pratico è quello in cui si considera la scarica totale del condensatore  $C_p$  ponendo il parametro *Lowest\_peak\_amplitude* fissato a 1 e facendo variando gli altri due: *Jitter\_amplitude* e la percentuale di impulsi considerati ( $M_{on}/M_{off}$  viene denominato % IMPULSI nel grafico) : questo perché sarà più facile da implementare in un sistema fisico gestito da un microcontrollore.

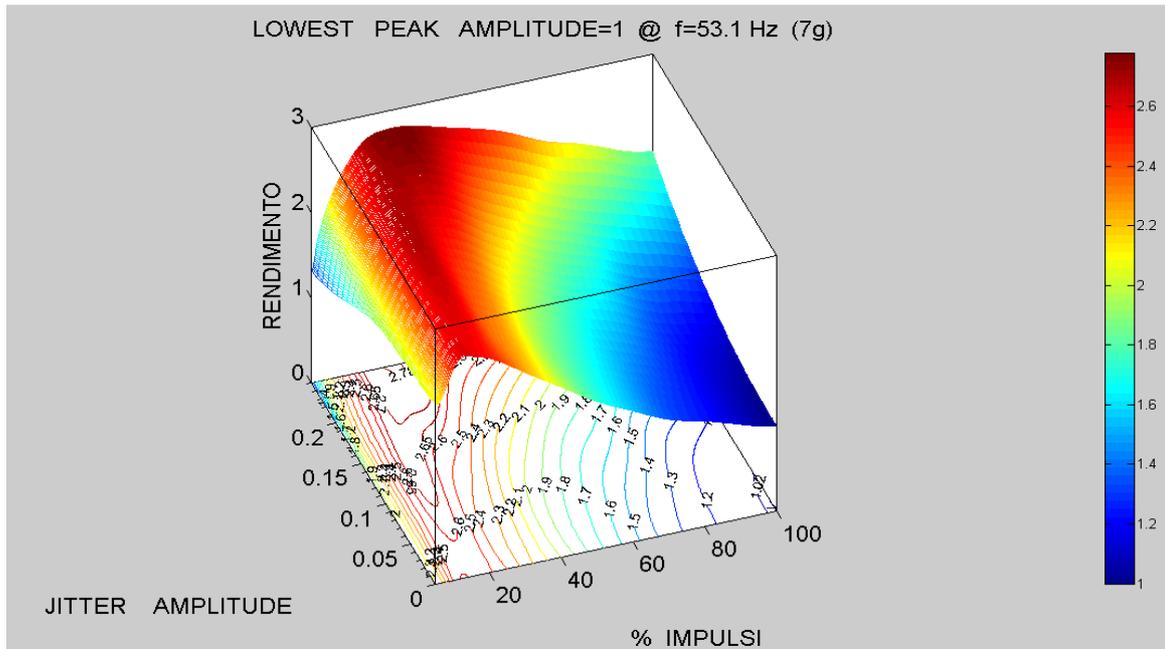


Fig.15.1 Grafico 3D del rendimento, in risonanza alla frequenza  $f=53.1\text{Hz}$ , considerando come parametro fisso *Lowest\_peak\_amplitude*=1 e una massa di 7g.

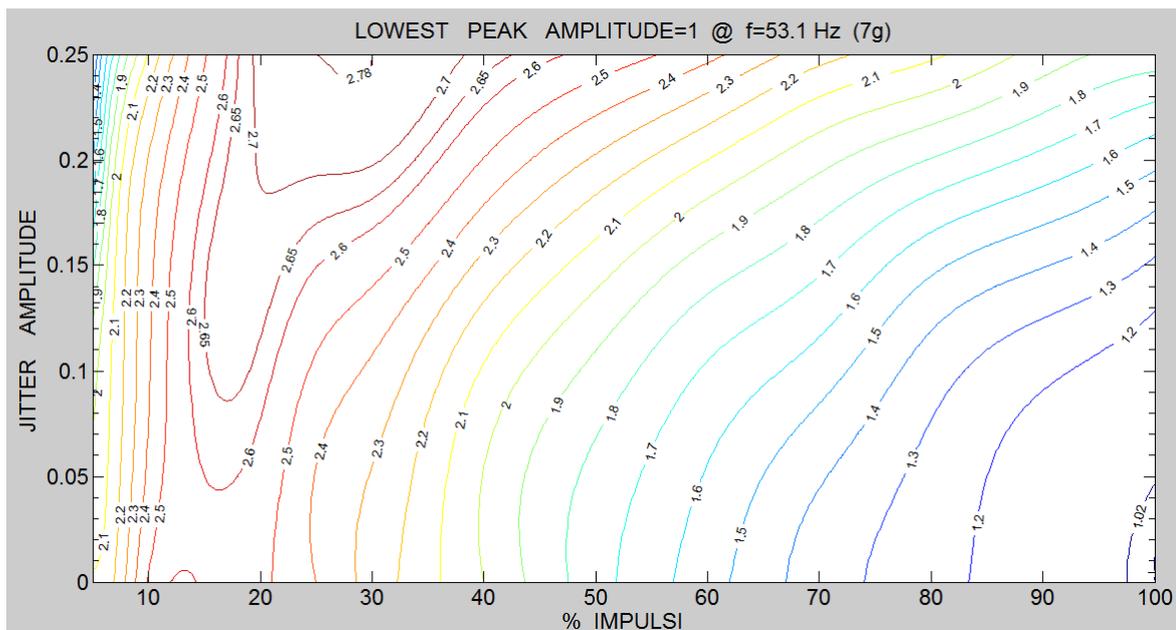


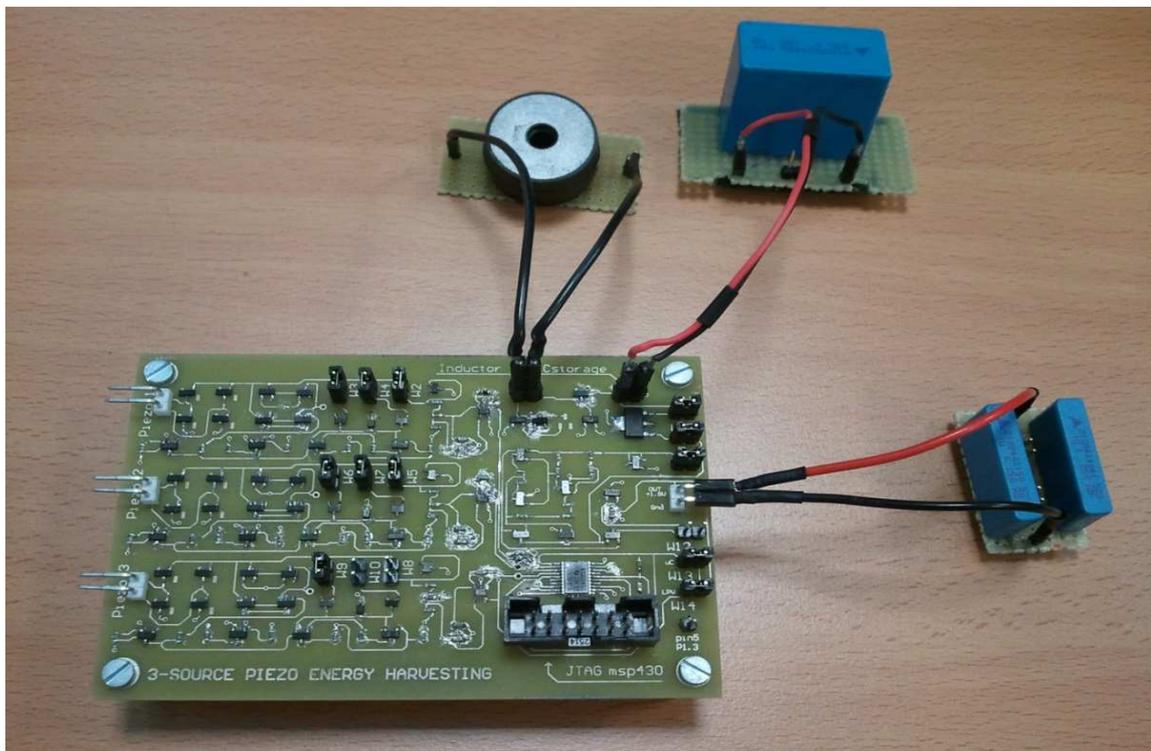
Fig.15.2 Curve di livello del rendimento, in risonanza alla frequenza  $f=53.1\text{Hz}$ , considerando come parametro fisso *Lowest\_peak\_amplitude*=1 e una massa di 7g.

Da notare come il grafico tenda a 1 (zona blu) impostando una  $\% IMPULSI=100\%$ ,  $Jitter\_amplitude=0$  e  $Lowest\_peak\_amplitude=1$  : questo perché si ricade nel caso sincrono e siccome il rendimento è riferito proprio a tale casistica è giusto che il valore si assesti sull'unità.

Facendo un'analisi qualitativa dei risultati si nota un incremento di energia del 265% rispetto al caso sincrono: la tecnica di randomizzare gli impulsi sembra dunque portare delle migliorie notevoli e risolvere in buona parte l'effetto inverso piezoelettrico ( o smorzamento). Si ricorda però che tali considerazioni vanno prese con estrema cautela in quanto si tratta di simulazioni al computer; saranno poi i risultati sperimentali a confermare o smentire quanto mostrato finora.

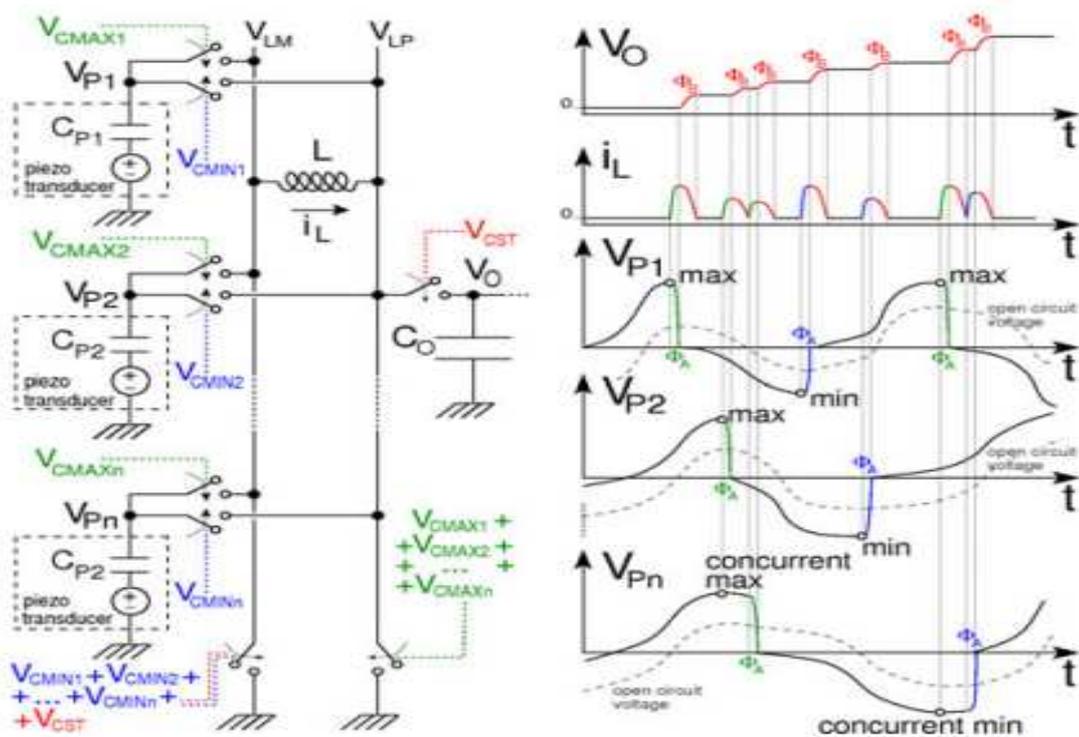
#### 4. CIRCUITO DI ENERGY HARVESTING

Prima di procedere con la presentazione dei risultati sperimentali e poterli confrontare con quelli teorici è bene illustrare il circuito utilizzato per l'estrazione di energia dal trasduttore piezoelettrico.



*Fig.16 Circuito di Energy Harvesting.*

Come si può notare in *Fig.16*, il circuito gestito a microcontrollore, che d'ora in poi verrà chiamato "convertitore", è costruito con tecnologia SMD per occupare poco spazio, è in grado di gestire fino a 3 sorgenti piezoelettriche e viene autoalimentato da queste senza bisogno di alimentazioni esterne. Il suo funzionamento è semplice e intuitivo: tutto è centrato intorno a due componenti reattivi, l'induttore e il condensatore (visibili e affiancati in *Fig.16*) in grado di scambiarsi l'energia, accumulata da uno dei due mediante l'attivazione o disattivazione di alcuni interruttori.



*Fig.17 Schema di principio del trasferimento di carica. Rif.[2]*

In *Fig.17*, viene mostrato uno schema, tratto dall'articolo "Micropower Design of a Fully Autonomous Energy Harvesting Circuit for Arrays of Piezoelectric Transducers" che semplifica di molto le operazioni svolte dal convertitore: a sinistra, vengono raffigurati i modelli ideali delle sorgenti piezoelettriche connessi, mediante switch ideali, a un unico induttore condiviso ( $L$ ) e un condensatore di "storage"  $C_O$ ; a destra, le forme d'onda su alcuni nodi circuitali di interesse.

In condizione di riposo, tutti gli interruttori sono aperti: non appena viene rilevato un picco di tensione sulla sorgente  $n$ -esima, gli switch creano un circuito risonante  $L - C_{P_n}$  trasferendo così la carica dalla suddetta capacità all'induttore  $L$  che si carica quasi istantaneamente. Quando la corrente

raggiunge il massimo valore, la sorgente viene sconsigliata e viene creato un nuovo circuito risonante  $L - C_0$  in modo da caricare questa volta il condensatore  $C_0$  aumentando così la tensione di uscita  $V_O$ . Ogni qualvolta viene rilevato un massimo locale di tensione, la “conversione” permette di incrementare ulteriormente la  $V_O$  necessaria all’autosostentamento dell’intero circuito.

#### 4.1. SCHEMA A BLOCCHI DEL CONVERTITORE

Per capire come funziona nel dettaglio la fase di conversione si mostra ora lo schema a blocchi del circuito tratto dallo stesso articolo :

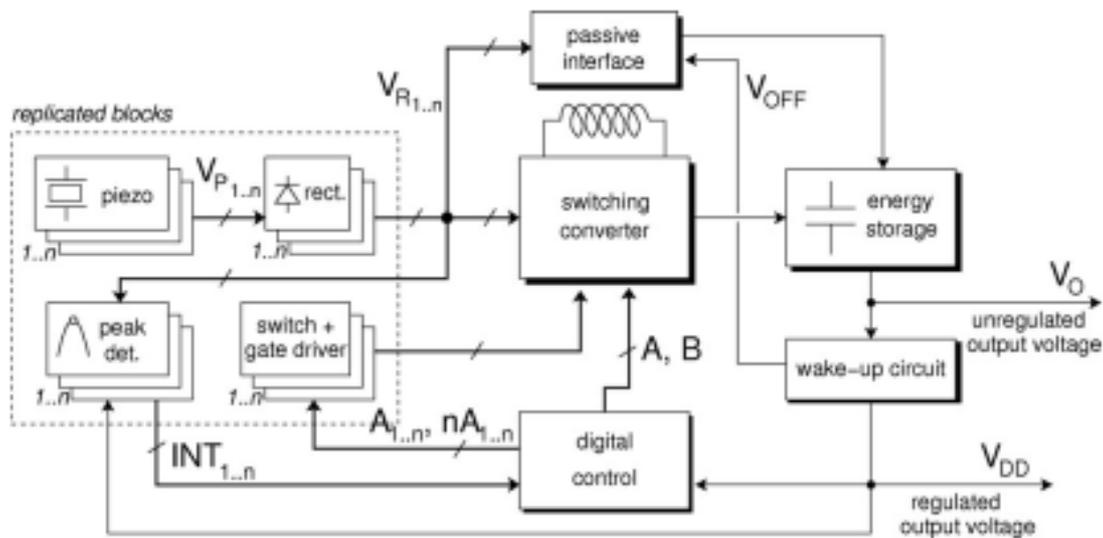


Fig.18 Diagramma a blocchi del circuito Energy Harvesting. Rif.[2]

In Fig.18, vengono espone le varie parti che costituiscono il convertitore; siccome è in grado di gestire fino a 3 trasduttori, il riquadro tratteggiato va replicato 3 volte, ma nulla vieta di aggiungere altri piezo. Ad ogni sorgente è associata un rettificatore passivo, un rilevatore di picco, un’interfaccia passiva e una serie di switch necessari al trasferimento di carica. Il resto è tutto in comune, ovvero il controllo digitale che non è altro che un’unità a microcontrollore che gestisce i segnali di controllo, uno switching converter che implementa lo schema di principio rappresentato di Fig.17 e un circuito

di Wake-Up che si occupa di mantenere un livello di tensione necessario all'autosostentamento del circuito.

Quando sulla capacità di uscita è immagazzinata un'energia insufficiente per poter alimentare il tutto, il controllo digitale e il convertitore switching sono disabilitati e l'interfaccia passiva carica la capacità di storage: quando viene raggiunta una soglia di tensione minima, il circuito di Wake-Up disabilita l'interfaccia e abilita il controllo digitale, in modo che possa aver inizio la conversione non appena viene rilevato un picco su una delle sorgenti.

#### 4.1.1. RADDRIZZATORE E INTERFACCIA PASSIVA

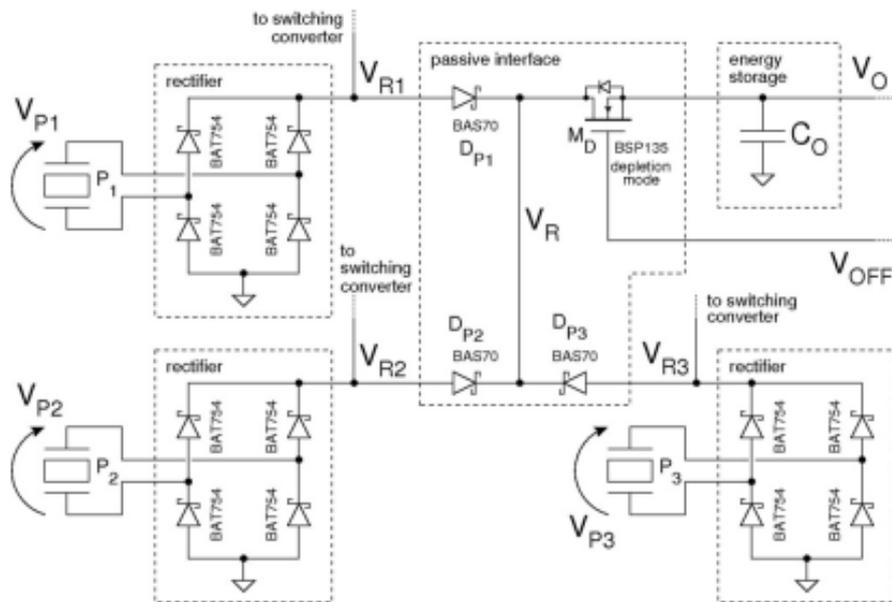


Fig.19 Schematico del raddrizzatore a onda intera e interfaccia passiva. Rif.[2]

Il rettificatore in questione (Fig.19) non è altro che un classico raddrizzatore a diodi Schottky a onda intera: sono stati scelti tali componenti, nonostante le loro perdite, in base al compromesso tra efficienza e consumo di potenza; potevano essere utilizzati anche dei MOSFET per ridurre tali perdite ma ci sarebbero stati altri problemi derivanti da un'elevata carica residua dopo ogni conversione e le alte soglie di conduzione. La tensione raddrizzata  $V_{Ri}$ , andrà poi in ingresso allo switching converter.

L'interfaccia passiva è costituita da dei diodi Schottky che entrano in conduzione quando il circuito di Wake-Up è attivo (tensione  $V_{OFF}$  maggiore della soglia del MOS depletion) e permettono di incrementare la tensione di uscita ai capi della capacità di storage: inoltre impediscono un ricircolo di corrente negativo che potrebbe provenire dagli altri trasduttori piezoelettrici. Una volta raggiunta la tensione minima di autosostentamento, il MOS si interdice impedendo un ulteriore accumulo di energia.

#### 4.1.2. CIRCUITO DI WAKE-UP

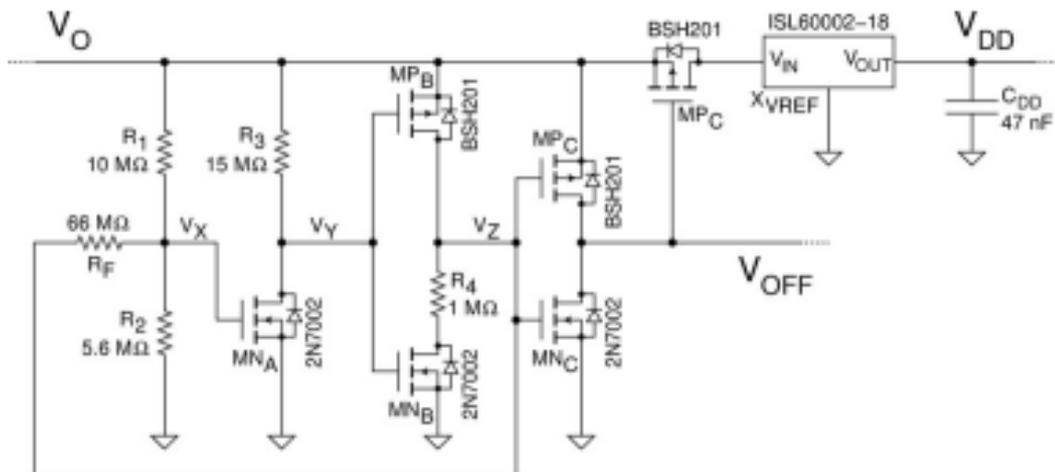


Fig.20 Schematico del circuito di Wake-Up. Rif.[2]

In Fig.20 viene presentata la parte relativa al circuito di Wake-Up: lo scopo è quello di ripristinare la tensione, ai capi della capacità di storage, quando questa raggiunge livelli minimi oltre i quali non si garantirebbe più il funzionamento di tutti quei blocchi che necessitano di un'alimentazione. Principalmente, è formato da resistenze di valore elevato per limitare i consumi e da una serie di MOS in configurazione complementare in modo da rilevare un'eventuale diminuzione della tensione di uscita basandosi solamente sulle soglie dei MOS. Per ridurre tutti i consumi in gioco è stato inserito un regolatore di tensione che fornisce un valore costante di 1.8V, valore minimo per cui si assicura anche il funzionamento del microcontrollore.

### 4.1.3. RILEVATORE DI PICCO

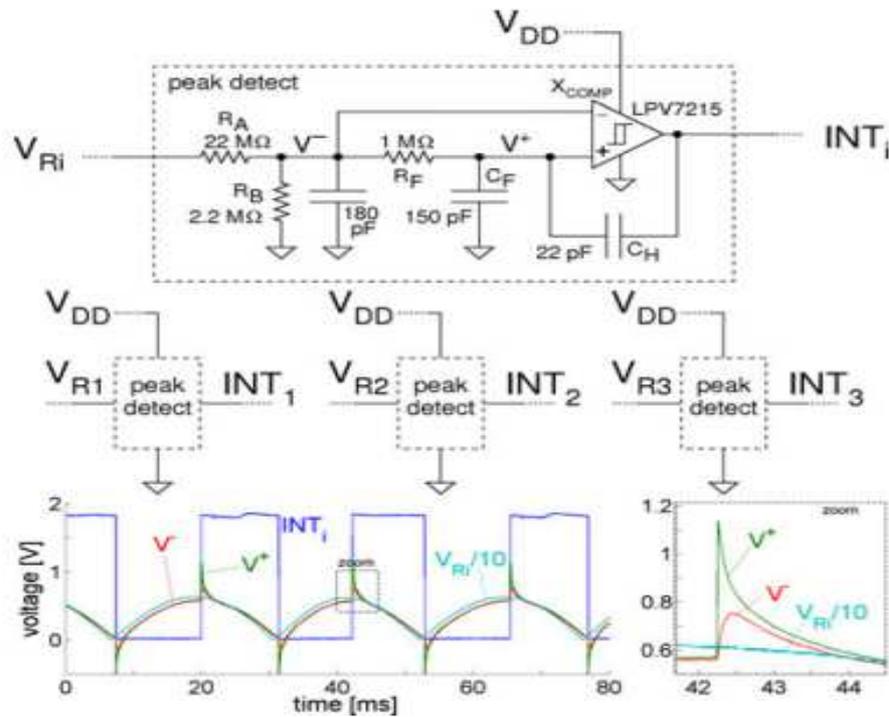


Fig.21 Schema del rilevatore di picco. Rif.[2]

Lo schema di Fig.21, mostra il circuito realizzato per individuare il picco massimo di tensione ai capi del trasduttore (noto anche come peak-detector). Le prime due resistenze che si incontrano realizzano un partitore resistivo che parzializzano la tensione di ingresso in quanto i valori di  $V_{Ri}$  raggiungono anche le decine di volt; successivamente è stata inserita una rete ritardatrice in modo da avere due forme d'onda identiche ma sfasate tra di loro di una quantità imposta dai valori di  $R_F$  e  $C_F$ , questo perché vengono poste in ingresso a un operazionale, a basso consumo e alimentato dal circuito di wake-up, che funge da comparatore. In uscita si avrà dunque un impulso di durata costante che individua un picco di tensione e che genererà un segnale di interrupt per il microcontrollore che abiliterà la conversione.

Il circuito ovviamente va replicato per quanti sono i trasduttori piezoelettrici da gestire, in questo caso 3.

#### 4.1.4. SWITCHING CONVERTER

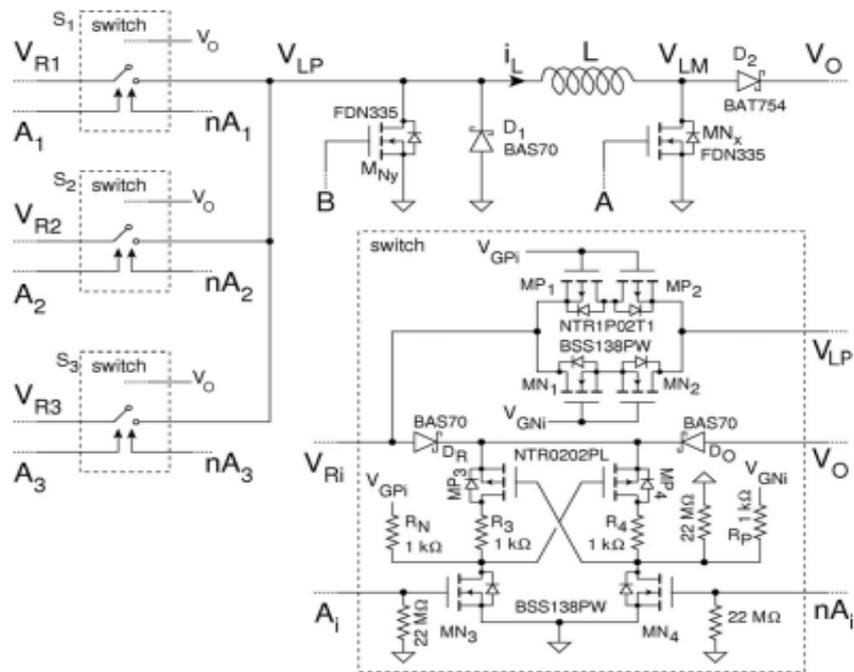


Fig.22 Schema dello switching converter. Rif.[2]

Lo switching converter (Fig.22), è l'implementazione fisica dello schema di principio di Fig.17: in alto si può notare la parte relativa all'estrazione di carica dove figura l'induttore L e una serie di interruttori che vengono abilitati dall'unità di controllo in momenti opportuni. In basso, nel riquadro tratteggiato viene ben messa in evidenza la struttura interna che compone il singolo switch: è composto da due coppie di MOSFET complementari in configurazione back-to-back al fine di prevenire un percorso diretto tra  $V_{LP}$  e  $V_{Ri}$  quando le altre sorgenti sono in fase di conversione. Il resto è implementato con una logica DCSVL con nessun consumo di potenza statica pilotata dai segnali digitali  $A_i$  e  $nA_i$ ; le resistenze servono per limitare le correnti di switching e ridurre gli effetti di accoppiamento delle capacità di gate dei MOS durante le transizioni dei segnali di controllo.

Anche questo schema va replicato per ogni sorgente connessa al circuito.

#### 4.1.5. UNITÀ DI CONTROLLO DIGITALE

Il controllo digitale di tutti gli interruttori viene gestito da un microcontrollore della Texas Instruments a bassissimo consumo di potenza, l'MSP430G2452. Questo viene alimentato dal circuito di wake-up con una tensione di alimentazione che è quella minima necessaria al suo funzionamento fissata dal regolatore di tensione a 1.8V, mentre la frequenza di lavoro è impostata a 1MHz. Per ridurre ulteriormente i consumi è stato fatto in modo che il microcontrollore possa andare in “deep sleep-mode” (LPM4), ovvero una fase in cui non viene eseguito nessun codice portando il tutto in uno stato di calma apparente: non appena viene ricevuto un segnale di interrupt proveniente dal rilevatore di picco, l'unità digitale si attiva passando nello stato “active-mode” gestendo la sorgente opportuna impostando i vari segnali di controllo in modo da estrarre energia dal piezo, in Fig.23 viene mostrato il funzionamento.

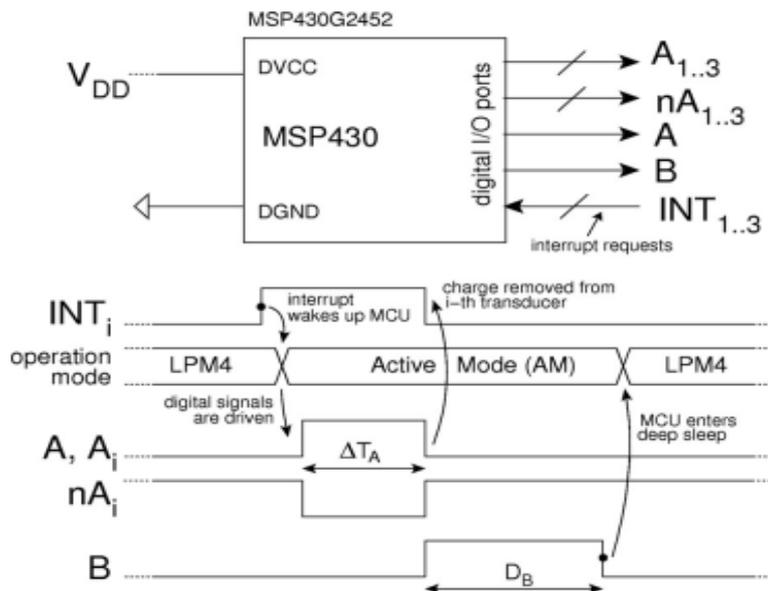


Fig.23 Forme d'onda dei segnali di controllo generati e gestione degli interrupt. Rif.[2]

Nella figura vengono mostrati anche due intervalli di tempo relativi alla fasi di conversione:  $\Delta T_A$  è il tempo necessario a scaricare completamente la capacità del trasduttore e a caricare l'induttore, mentre  $D_B$ , corrispondente a  $\Delta T_B$ , è il tempo necessario a scaricare l'induttore e a caricare la capacità di

storage. Rispettivamente, i due tempi sono di 35 $\mu$ s e 7 $\mu$ s. Prima di ritornare in deep sleep-mode, la MCU controlla e serve sequenzialmente le altre richieste di interrupt dalle altre sorgenti che potrebbero essere state generate nel frattempo della prima conversione.

## **5. IMPLEMENTAZIONE FISICA DI TECNICHE DI ESTRAZIONE DI CARICA**

Dopo aver constatato in maniera puramente teorica, che la randomizzazione degli impulsi secondo sequenze temporali pseudocasuali porta degli enormi vantaggi, si passa all'implementazione fisica di tali strategie per la verifica sperimentale, programmando opportunamente il microcontrollore in modo da abilitare e disabilitare gli switch relativi alla conversione in momenti stabiliti a priori.

Il segnale prodotto da un trasduttore piezoelettrico, sollecitato da una vibrazione, è un'onda sinusoidale; ma essendo presente, nel circuito di Energy Harvesting, un raddrizzatore a diodi, la forma d'onda su cui verranno fatte misure sperimentali, sarà un'onda sinusoidale raddrizzata di periodo pari alla metà di quello della vibrazione di ingresso.

Lavorando con gli interrupt e i timer del controllore MSP430 si è deciso di suddividere il periodo dell'onda raddrizzata in 256 parti (o istanti temporali): la scelta di lavorare con numeri che fossero potenze del due è scaturita dal fatto che sono di più facile interpretazione da parte dei dispositivi digitali programmabili, il che rende l'esecuzione del codice e lo svolgimento di calcoli complessi molto più veloce.

Considerando una massa del piezo da 7g, si è notato che la frequenza di risonanza cambia valore ogni giorno e si è appurato che questa si aggira nell'intorno dei 50Hz: a causa del raddrizzatore, la frequenza dell'onda sarà il doppio con un periodo di circa 10ms e dividendo l'intervallo in 256 parti si ottiene un passo temporale di:

$$\Delta t = 10ms/256 \sim 39\mu s$$

La scelta di dividere il periodo potrà non essere chiara, ma lo sarà nelle prossime righe.

Successivamente con un programma scritto in Matlab (script), sono stati generati 3 vettori della stessa lunghezza, contenenti elementi generati in maniera random secondo una distribuzione uniforme:

- il primo contiene numeri compresi nell'intervallo [1 128];
- il secondo contiene una sequenza di 1 e di 0;
- il terzo contiene numeri compresi nell'intervallo [1 100].

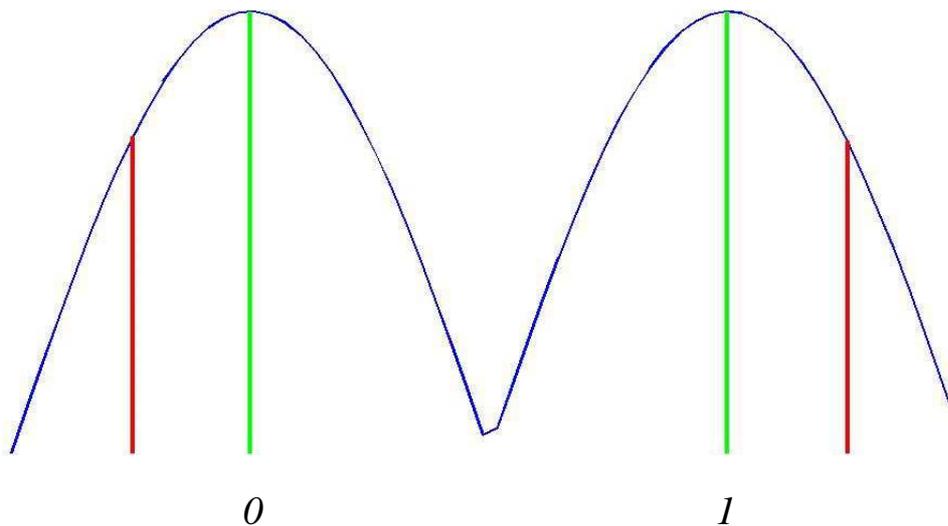
Tutti e tre i vettori hanno lunghezza pari a 2400 elementi e la dimensione è stata adottata in base allo spazio allocabile sulla memoria flash del microcontrollore.

Per raggiungere lo scopo, sono stati pensati due tecniche, simili ma con risultati leggermente diversi.

## 5.1. PRIMA TECNICA DI ESTRAZIONE

Premessa: nella strategia che verrà illustrata si farà uso di una sola sorgente piezoelettrica.

Per iniziare a convertire in maniera random, bisogna stabilire dei riferimenti temporali e come segnale di sincronismo si è deciso di prendere il segnale di interrupt che viene generato ogni qualvolta si rileva un picco sulla sorgente piezoelettrica. A questo punto si spiega la presenza secondo vettore: se l'elemento  $i$ -esimo è uno 0 si convertirà prima del picco, altrimenti dopo. La seguente immagine illustra al meglio la situazione appena descritta:



*Fig.24 Immagine esplicativa della tecnica random di conversione.*

In blu è rappresentata la forma d'onda in uscita al raddrizzatore, in verde l'interrupt generato dal rilevatore di picco e in rosso l'istante temporale in cui andrebbe attivata la fase di estrazione di carica. Il terzo vettore invece rappresenta la percentuale di conversioni da considerare: se l'elemento  $i$ -esimo è minore di una soglia impostata tramite una variabile allora si converte, altrimenti si passa al picco successivo. Rimane da spiegare il significato del primo vettore: ogni suo elemento, rappresenta la distanza temporale che intercorre tra una conversione e l'altra in base all'elemento  $i$ -esimo del vettore "binario" composto dagli 1 e dagli 0.

La metodologia utilizzata dunque è la seguente: appena viene fornita l'alimentazione al circuito il microcontrollore scarta il primo picco in modo da sincronizzarsi con quello successivo: i primi 2 elementi di ciascun vettore sono tali da abilitare la conversione posteriormente ad ogni picco, dopo un tempo dipendente dai numeri contenuti nel primo vettore. Ultimata questa fase di "allineamento" si comincia a convertire andando a prelevare di volta in volta gli elementi successivi di ogni vettore corrispondenti alla stessa posizione, fino a che non sono stati considerati tutti almeno una volta, poi si ricomincia dall'inizio. Ad ogni fine conversione l'unità digitale verifica il numero binario della posizione corrente e quello della posizione successiva e calcola il tempo dopo il quale dovrà convertire di nuovo. Nel programma non è stato possibile implementare la funzione deep sleep-mode per ridurre i consumi perché in tale modalità si perdono tutti i dati delle variabili allocate nella memoria RAM.

Gli switch che permettono l'estrazione di carica dalla sorgente vengono abilitati con due interrupt diversi, o con quello del timer o con quello relativo alla rilevazione del picco e il tutto dipende anche dai valori presenti nel secondo vettore descritto all'inizio di questo capitolo.

Visto che il tempo di conversione o di estrazione di carica (circa 35  $\mu$ s) è un tempo irrisorio rispetto al periodo della vibrazione (circa 10ms), lo si può considerare come un impulso, perciò nei grafici che seguiranno sarà mostrato come tale.

Si riportano ora 4 esempi di come vengono gestite queste "distanze di conversione" (per semplicità si consideri il caso in cui vengano considerati tutti gli istanti di conversione).

### 5.1.1. CONFIGURAZIONE 1-1

Si analizza il caso più semplice, ovvero quello in cui si abbiano due 1 consecutivi:

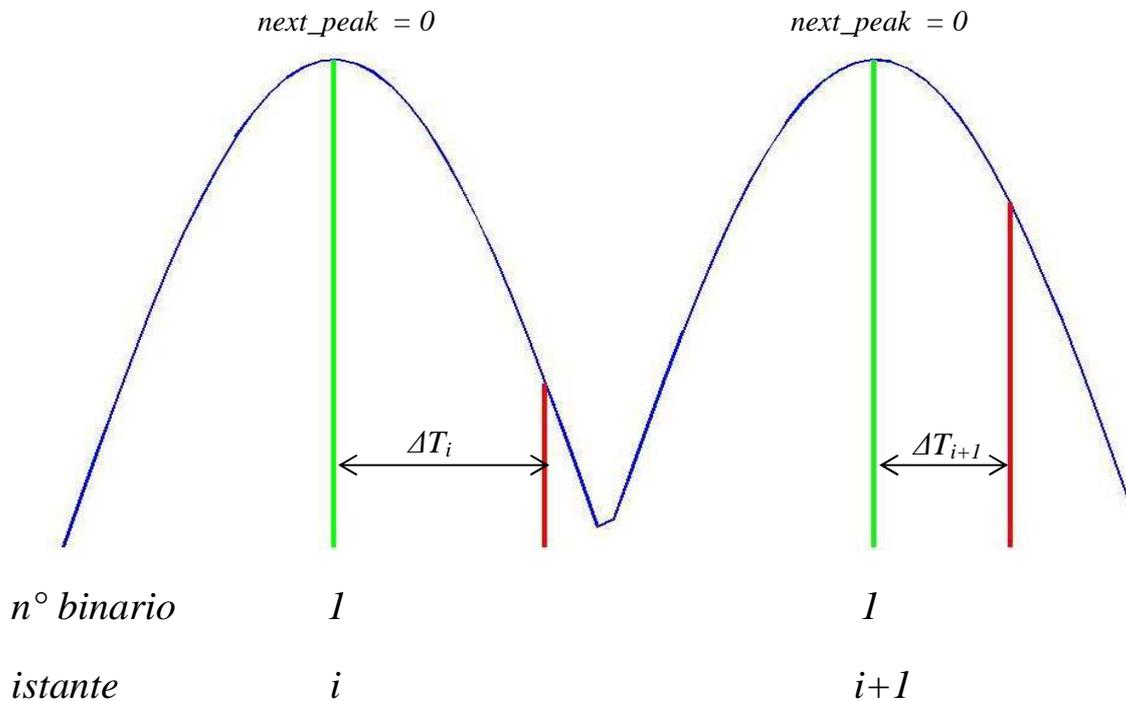


Fig.25 Conversione nel caso di due 1 consecutivi. In blu l'onda raddrizzata, in verde la rilevazione del picco (interrupt) e in rosso gli istanti dove convertire.

Come detto in precedenza, il periodo viene diviso in 256 parti, quindi il semiperiodo ne sarà composto da 128. In questa circostanza, non appena viene conclusa la prima conversione (*istante i*), la MCU controlla il numero binario successivo (*istante i+1*) valutandolo in un 1, di conseguenza dovrà convertire dopo il successivo interrupt dopo un intervallo di tempo pari a:

$$\Delta T_{i+1} = 39\mu s * numero[i+1]$$

dove con *numero[i+1]* si intende il numero del vettore alla posizione *i+1*.

Si intuisce ora il motivo per cui il valore massimo sia 128: moltiplicando tale numero per 39μs si ottiene un tempo inferiore a 5ms che corrisponde al semiperiodo dell'onda, valore per cui non si rischia di attivare la conversione nell'onda successiva. La variabile *next\_peak* verrà spiegata nel caso seguente.

### 5.1.2. CONFIGURAZIONE 1-0

Il caso successivo è quello in cui si potrebbe avere un 1 seguito da uno 0:

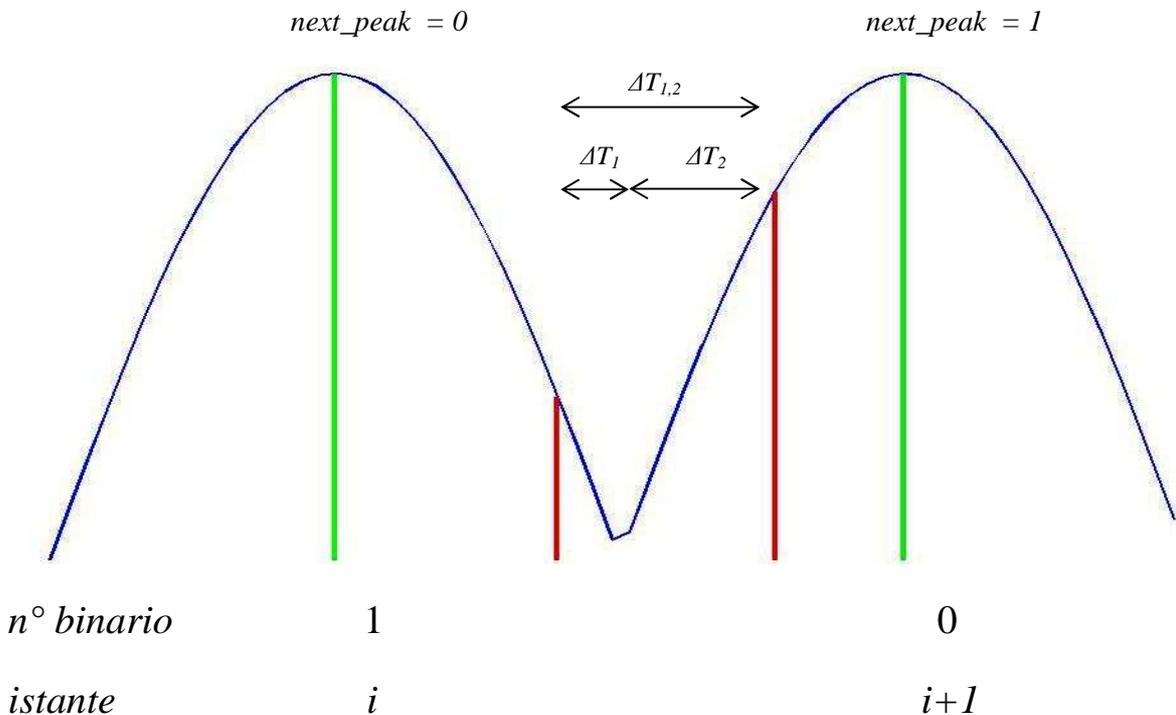


Fig.26 Conversione nel caso di un 1 seguito da un 0. In blu l'onda raddrizzata, in verde la rilevazione del picco (interrupt) e in rosso gli istanti dove convertire.

Questa volta la distanza tra le due conversioni sarà più lunga rispetto al caso precedente, infatti bisogna tenere in considerazione il tempo che intercorre tra la fine della prima conversione e il passaggio per lo 0 della forma d'onda ( $\Delta T_1$ ) più il tempo tra quest'ultimo istante e il numero del vettore all'istante  $i+1$  ( $\Delta T_2$ ). Questo valore temporale risulterà essere:

$$\Delta T_{1,2} = \Delta T_1 + \Delta T_2 = 39\mu s * (128 - \text{numero}[i] + \text{numero}[i+1])$$

Effettuata la conversione all'istante  $i+1$ , il picco associato non va più considerato in quanto non si vuole che ci siano due conversioni nello stesso periodo: per evitare questo nel codice è stata inserita una variabile opportuna, chiamata *next\_peak*, che viene posta a 1 e riassetata quando necessario.

### 5.1.3. CONFIGURAZIONE 0-1

Un'altra combinazione potrebbe essere quella di uno 0 seguito da un 1:

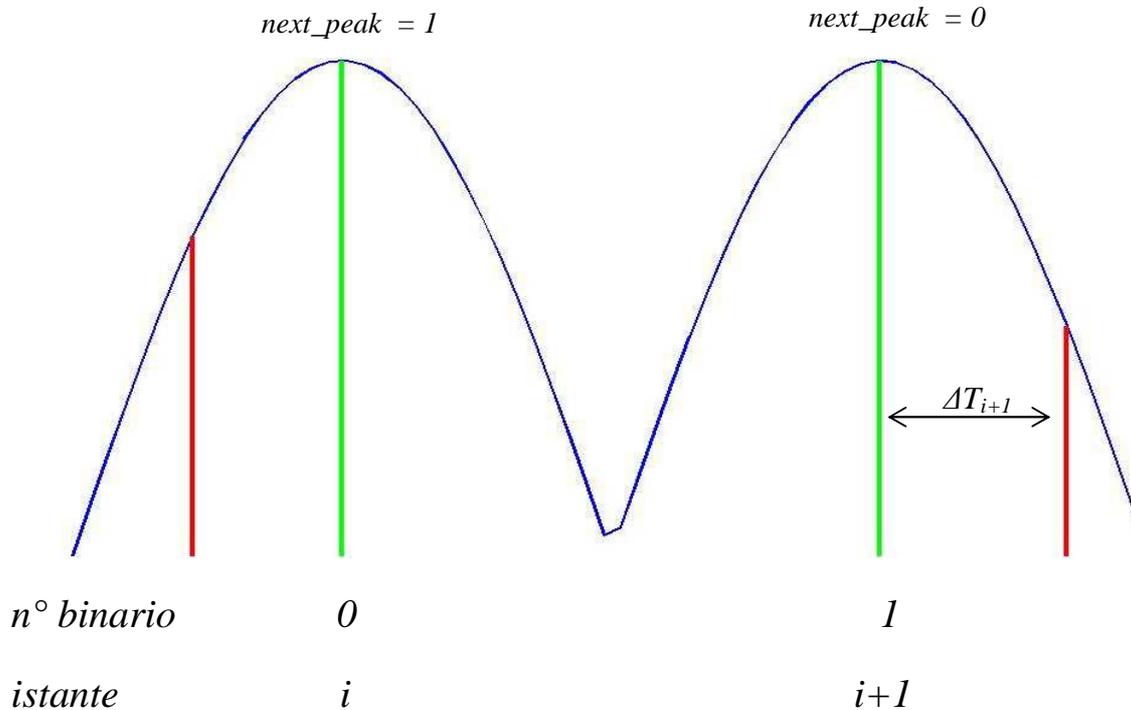


Fig.27 Conversione nel caso di un 0 seguito da un 1. In blu l'onda raddrizzata, in verde la rilevazione del picco (interrupt) e in rosso gli istanti dove convertire.

Terminata la  $i$ -esima fase di conversione non bisogna considerare il picco relativo quindi la variabile  $next\_peak$ , impostata a 1 agisce in modo che la richiesta di interrupt, alla rilevazione del picco, sia ignorata: per questo, all'interno della routine inserita nel listato di programmazione, non si esegue nessun codice. Siccome invece al prossimo istante bisognerà considerare l'interrupt, la variabile deve essere riassetata, in modo che possa essere eseguita la routine che abilita l'avvio del timer che termina dopo un lasso di tempo corrispondente a :

$$\Delta T_{i+1} = 39\mu s * numero[i+1]$$

### 5.1.4. CONFIGURAZIONE 0-0

L'ultima configurazione possibile è quella presentata da due 0 consecutivi:

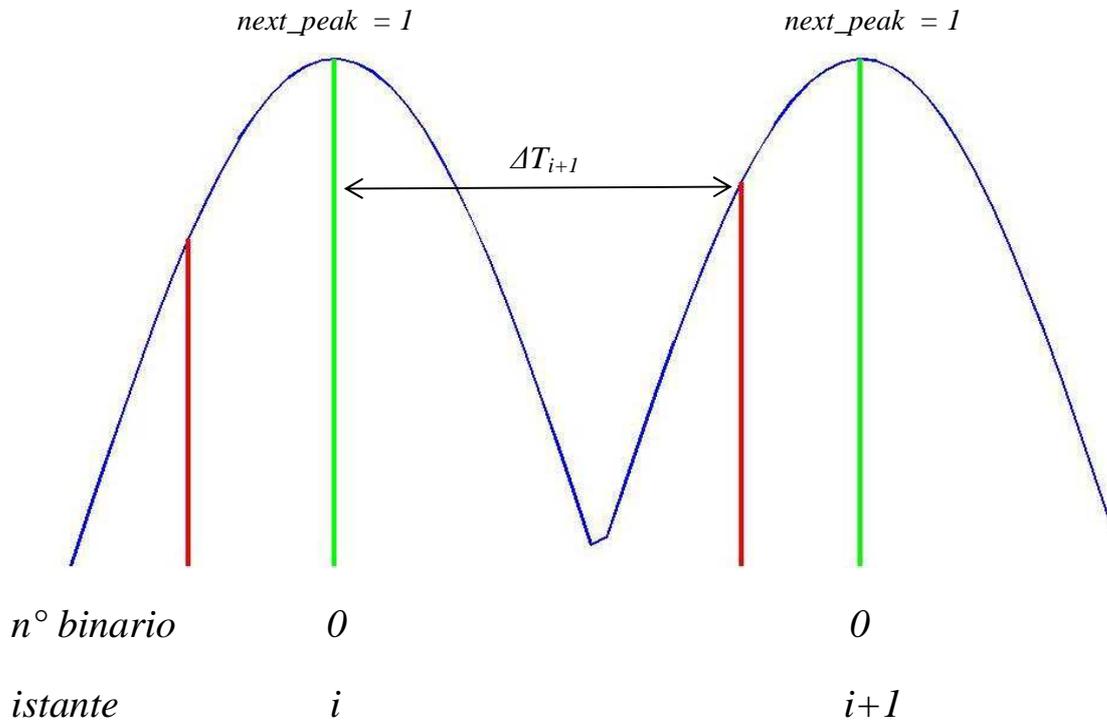
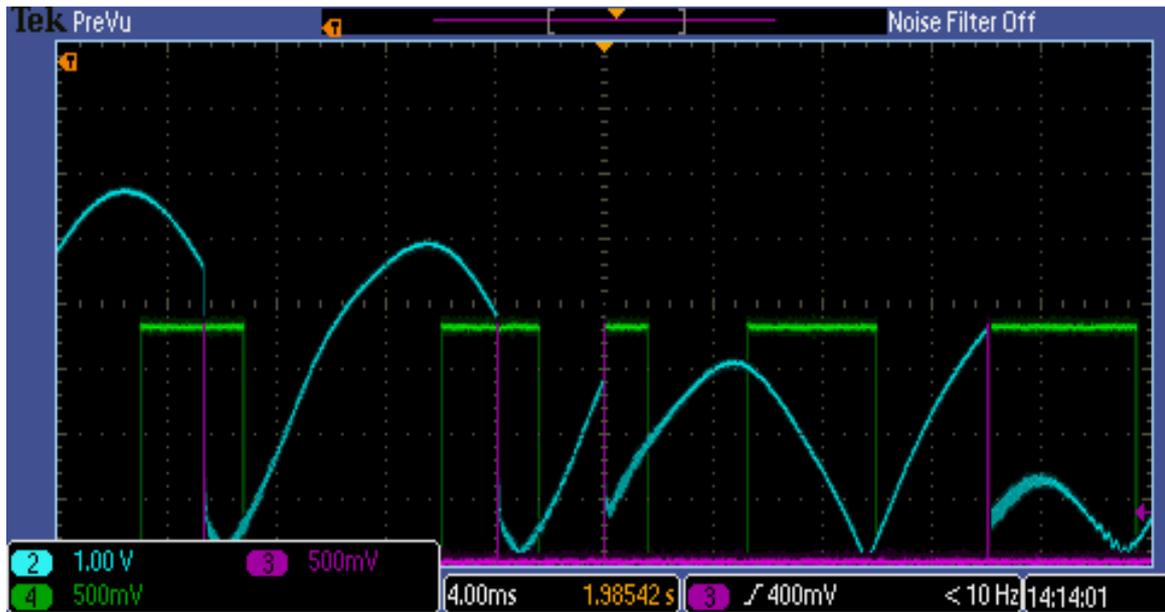


Fig.28 Conversione nel caso di due 0 consecutivi. In blu l'onda raddrizzata, in verde la rilevazione del picco (interrupt) e in rosso gli istanti dove convertire.

Nel caso di due 0 contigui, il discorso è analogo a quello nel caso di due 1 consecutivi ma con una tempistica diversa: questa volta il picco associato all'istante  $i$ -esimo non va scartato e si reimposta la variabile  $next\_peak$  perché con l'interrupt che verrà generato, nel punto di massimo della tensione, ci si sincronizzerà per la prossima conversione nel prossimo semiperiodo. Il valore temporale di  $\Delta T_{i+1}$  sarà:

$$\Delta T_{i+1} = 128 + numero[i+1]$$

Andando a verificare sperimentalmente questa prima tipologia si è osservato che insorgono alcuni problemi derivante dalla conversione in alcuni istanti temporali ben precisi.



*Fig.29 Forme d'onda di alcuni segnali di interesse*

In Fig.29 vengono mostrate alcune forme d'onda particolari : in azzurro viene raffigurata la tensione raddrizzata della sorgente piezoelettrica, in verde l'uscita del rilevatore di picco e in viola l'attivazione della fase di conversione. Si riesce a distinguere bene la sequenza temporale di 1 e di 0 che indica l'istante dove convertire che in questo caso risulta essere 1,1,0,0: concentrandosi in particolare sulla terza onda raddrizzata, si vede chiaramente l'attivazione spontanea del rilevatore di picco in corrispondenza dell'estrazione di carica ed è un effetto indesiderato che invece non si manifesta nell'ultima onda. Questo dipende dalla particolare combinazione di quei numeri presenti nel vettore che stabiliscono la distanza temporale dopo il quale convertire: addirittura nel 4° periodo dell'immagine il segnale vero di interrupt (quello del picco), si confonde con quello non voluto della conversione provocando una certa ambiguità al microcontrollore. Sono state inserite, dunque, linee di codice per risolvere in parte il problema, ma sono nati altri piccoli inconvenienti, dovuti principalmente alla struttura del circuito rilevatore di picco: la percentuali degli impulsi considerati

sperimentalmente non corrisponde esattamente a quella impostata via software nel listato di programmazione se non per una discreta percentuale di errore. Per cercare di essere il più precisi possibile è stata dunque necessaria trovare una via alternativa che potesse fornire dati esatti e la soluzione è quella illustrata nel capitolo successivo.

## 5.2. SECONDA TECNICA DI ESTRAZIONE

Nella prima tecnica si è constatato che il segnale di sincronismo, nei  $\frac{3}{4}$  dei casi, è quello dovuto alla rilevazione del picco, ma non sempre risulta essere così: nasce quindi il bisogno di un segnale stabile e periodico nel tempo che non subisca variazioni derivanti da alcun tipo di azione. La soluzione è stata quella di inserire un secondo trasduttore con massa opportuna e identica a quella del primo trasduttore (che verrà chiamato sorgente di riferimento), in modo tale che lavori anch'esso alla medesima frequenza di risonanza: questo è necessario affinché l'onda generata sia in fase con quella del primo piezo su cui si andrà a convertire. Avendo a disposizione tre rilevatori di picco nel circuito di Energy Harvesting, si sfrutta il secondo per rilevare i massimi sulla sorgente di riferimento in modo da avere una sincronizzazione precisa che non venga affetta da transizioni di livello indesiderate, visto che si converte solo sul primo piezo.

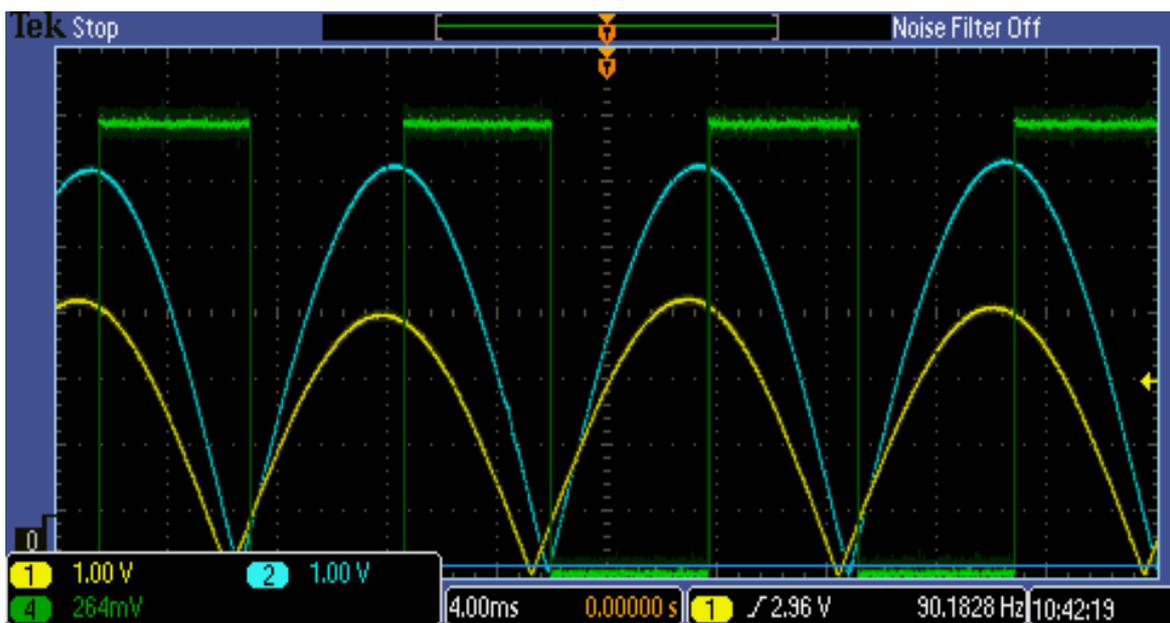
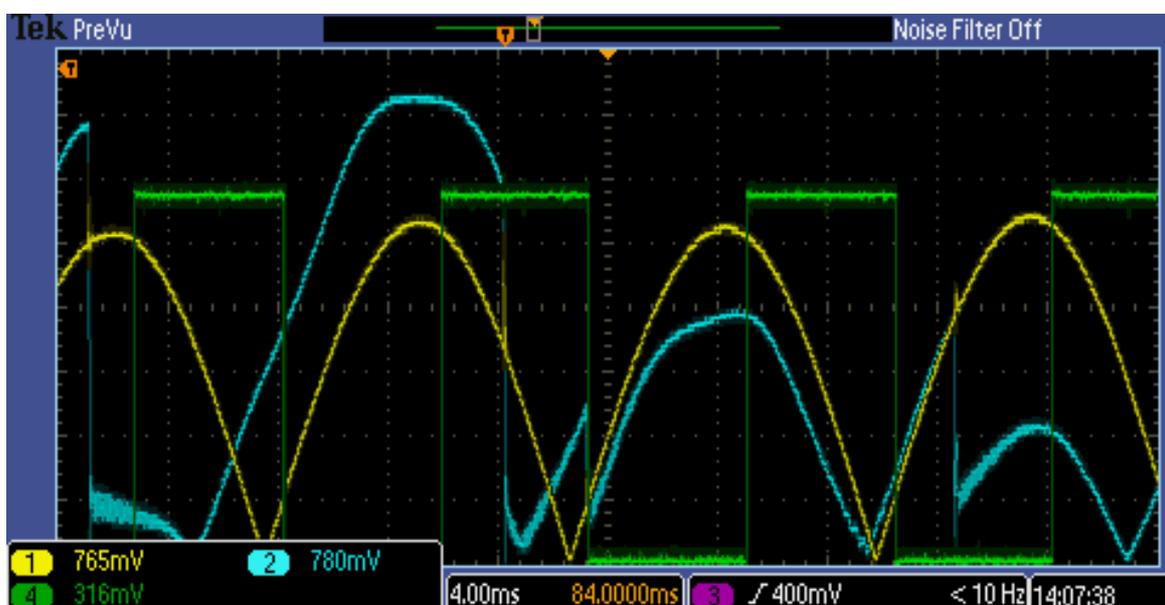


Fig.30 Forme d'onda dei due trasduttori e rilevazione del picco in assenza di conversione.

In *Fig.30*, viene mostrato il concetto appena descritto: il segnale di sincronismo (in verde) si attiva ogni qualvolta la tensione della sorgente di riferimento (in giallo) raggiunge il massimo valore; si percepisce un piccolo ritardo da quando si ha il picco perché il tutto è dovuto alla rete ritardatrice, appositamente introdotta nel circuito *peak\_detector*, necessaria per poter confrontare la stessa forma d'onda ma sfasata di una quantità nota imposta dai valori di resistenza e capacità. In azzurro, invece, la forma d'onda del primo piezo: da notare come il segnale di sincronismo (segnale di interrupt, in verde, per il microcontrollore) sia esattamente allineato con il picco di tensione dell'onda raddrizzata del piezo su cui si andrà a convertire.



*Fig.31* Forme d'onda dei due trasduttori e rilevazione del picco con conversione attiva.

In *Fig.31*, si mostra come non insorge il problema della transizione indesiderata del segnale di sincronismo: si nota come la forma d'onda in verde non risulta aperiodica ma stabile e precisa nel tempo indipendentemente dall'istante di conversione.

Il listato di programmazione è pressoché identico al primo se non con qualche riga di codice in meno dovuta alla gestione più semplice degli

interrupt mentre la teoria della randomizzazione degli impulsi rimane la stessa.

Questo secondo metodo è risultato essere più preciso rispetto al primo, le percentuali di impulsi considerati, impostati via software, corrispondono a quelli verificati sperimentalmente se non per un errore massimo dell'1%.

Per dimostrare che la tecnica di estrazione di carica possa rivelarsi efficace si mostrano due screenshot dell'oscilloscopio in due momenti diversi, quello in cui si converte in maniera sincrona e quella "random":

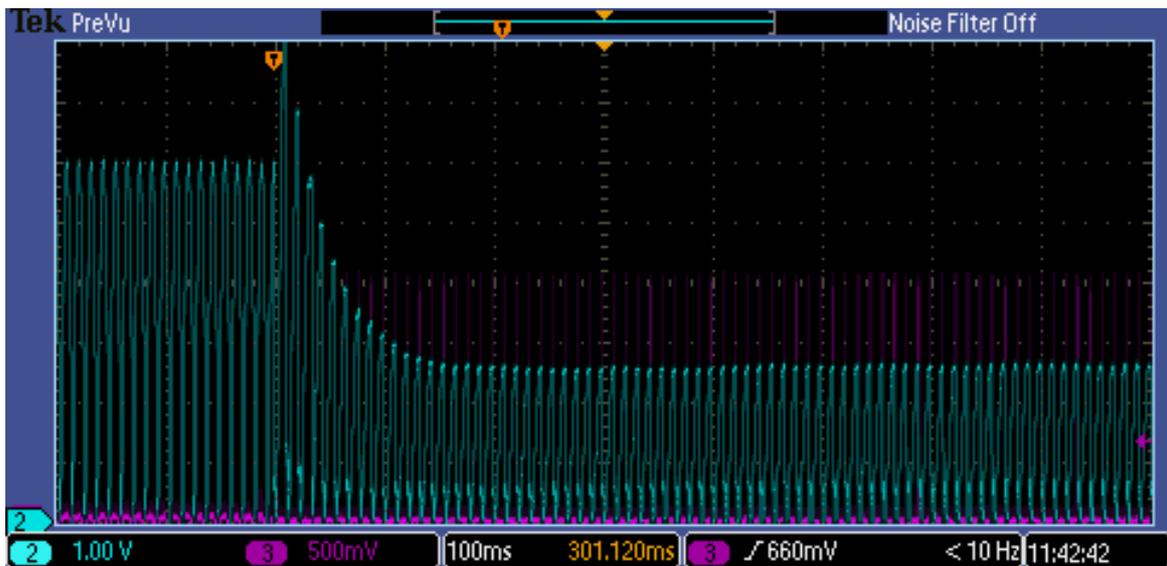


Fig.32 Conversione in maniera sincrona.

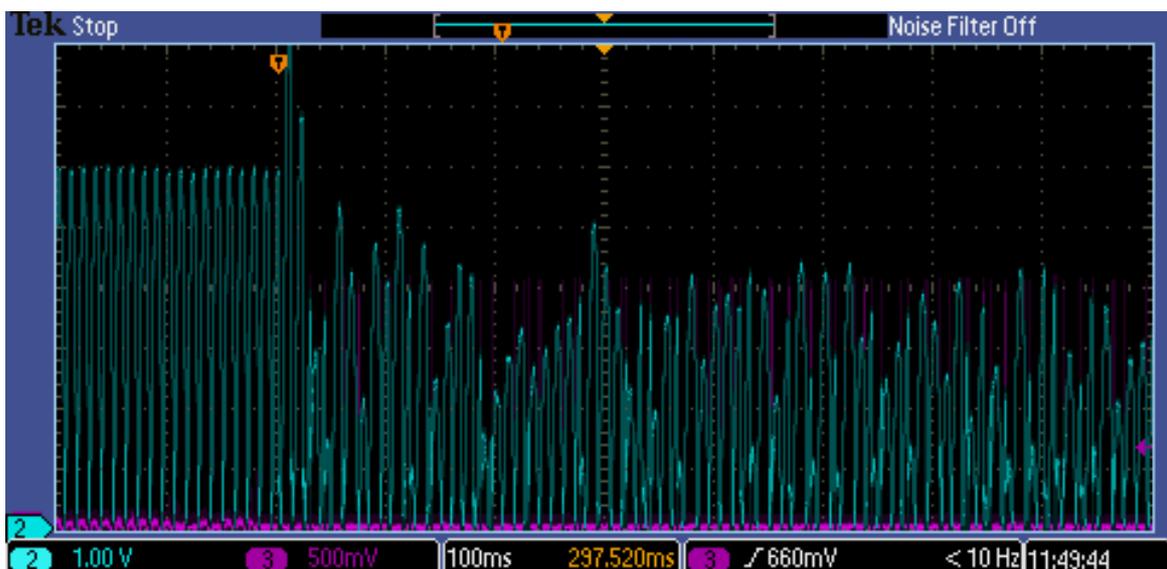
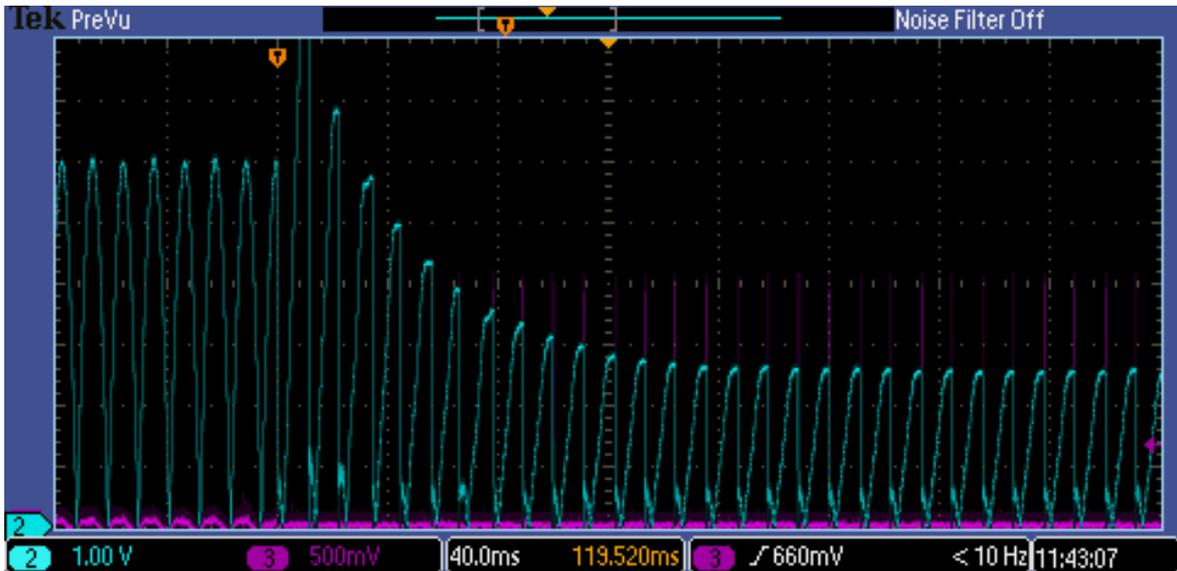
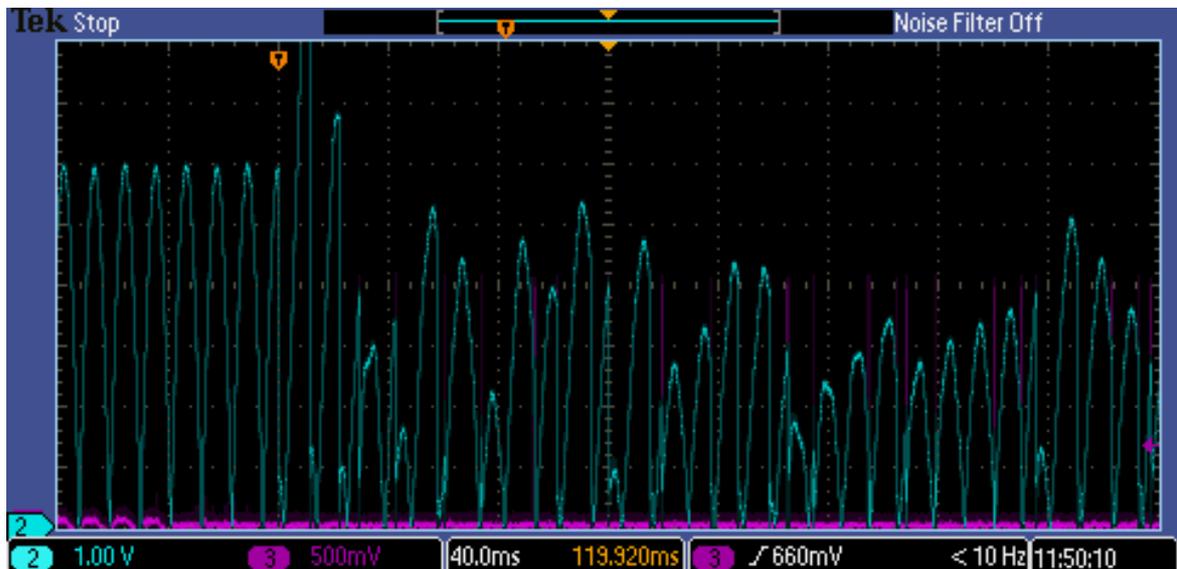


Fig.33 Conversione in maniera pseudocasuale.

Da notare come in *Fig.33* il valore medio efficace dei valori massimi di tensione della forma d'onda sia più grande di quello di *Fig.32*, questo fa presupporre almeno qualitativamente che ci sia un miglioramento del sistema di estrazione di energia.



*Fig.34* Dettaglio dei primi istanti di conversione sincrona.



*Fig.35* Dettaglio dei primi istanti di conversione pseudoasuale.

## 6. MISURE SPERIMENTALI

Prima di procedere con le misure sperimentali, occorre individuare la frequenza di risonanza del trasduttore piezoelettrico, valore per cui nella conversione sincrona si ha l'insorgere del noto effetto smorzante. Per far ciò basterebbe visualizzare sull'oscilloscopio la forma d'onda prodotta dalla sorgente, a vuoto, e percorrere il range delle frequenze per trovare quella particolare per cui l'ampiezza dell'onda ha valore massimo: siccome piccole variazioni di frequenza, dell'ordine del decimo di hertz, portano variazioni di ampiezza notevoli è difficile centrarsi su quella di risonanza, così si ci si affida a un componente elettronico installato sullo *shaker* e solidale con il piezo che è l'*accelerometro* mostrato in Fig.36:



Fig.36 Sulla destra, l'accelerometro installato sullo shaker. A sinistra il trasduttore piezoelettrico.

L'*accelerometro* non è altro che un dispositivo in grado di fornire, dati sulle accelerazioni che sono in gioco: in questo caso saranno le stesse che gravano sul piezo visto che il tutto è installato sullo stesso disco metallico oscillante (*shaker*). I dati acquisiti, sono processati in real-time, grazie a un programma scritto in LabView che fornisce a video la forma d'onda dell'accelerazione e i valori corrispondenti, espressi in  $m/s^2$  come mostrato in Fig.37:

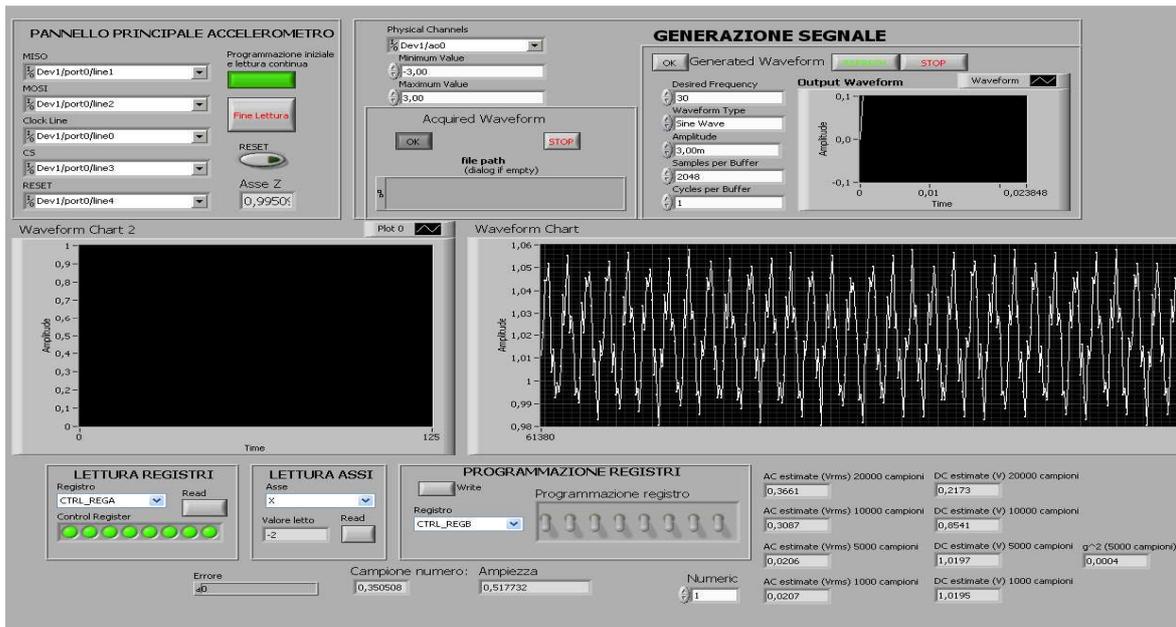


Fig.37 Interfaccia grafica in LabView per l'acquisizione dati dell'accelerometro.

In un foglio di calcolo elettronico, si crea una tabella in cui si riportano alcuni valori di frequenza, tra cui quella presunta di risonanza, i valori delle accelerazioni corrispondenti e i valori di picco della forma d'onda. Partendo dal primo valore di frequenza si riempie la tabella facendo oscillare il piezo a “vuoto” senza abilitare nessun tipo di conversione: graficando il rapporto dei picchi di tensione con l'accelerazione per le varie frequenze si ottiene quello mostrato in Fig.38:

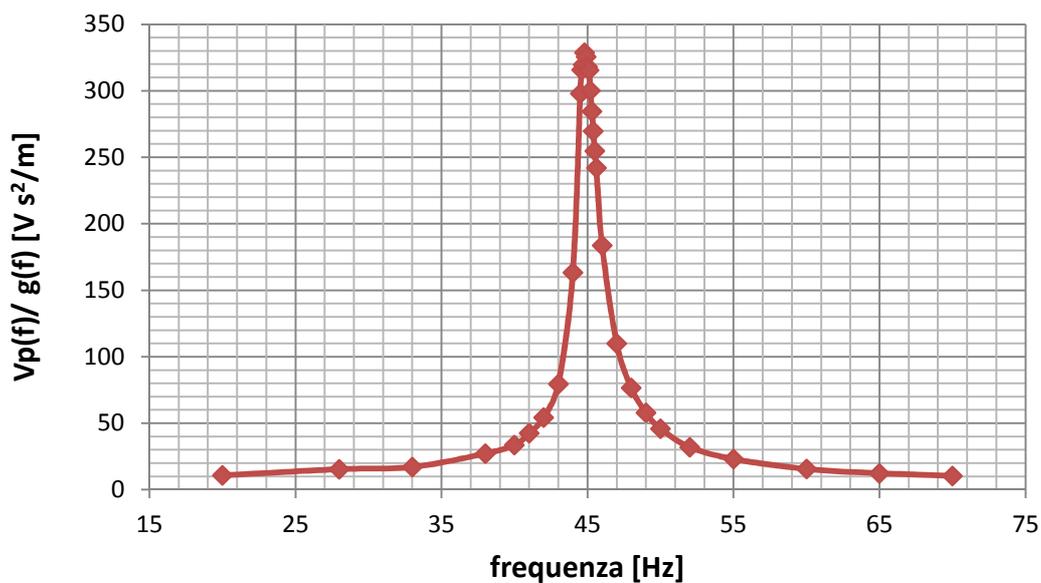
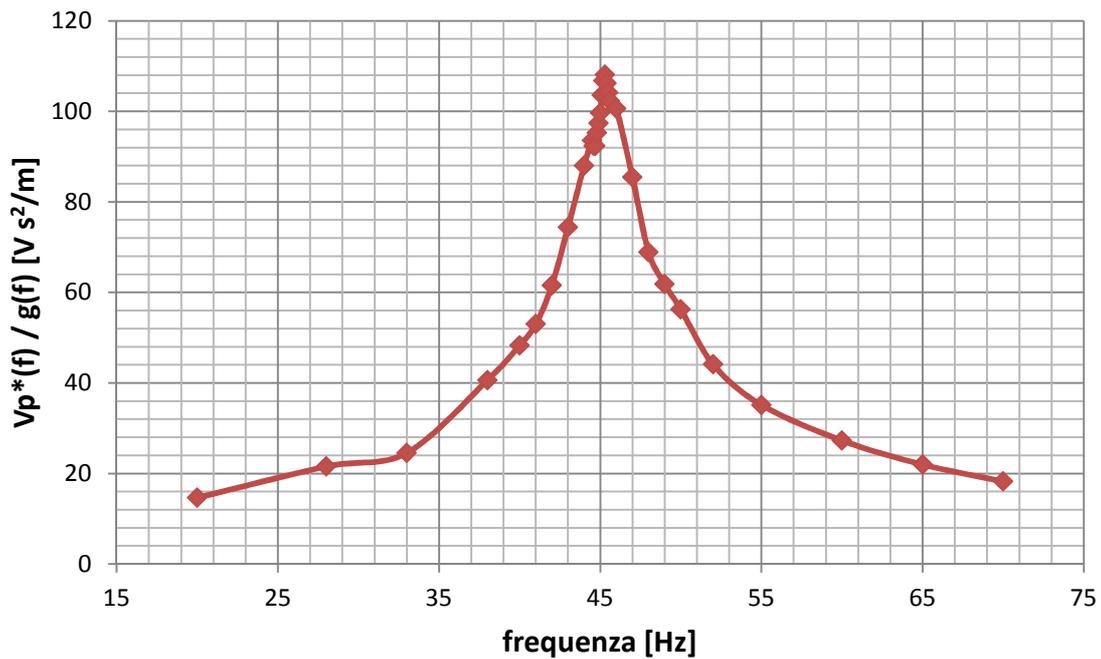


Fig.38 Rapporto dei picchi di tensione con l'accelerazione per alcuni valori di frequenza con conversione disattivata.

Dal grafico si evince molto facilmente quale sia la frequenza di risonanza, come spiegato in precedenza, esiste un valore tale per cui le ampiezze di tensione in gioco vengono amplificate di molto.

La stessa operazione si effettua però stavolta convertendo il piezo nel punto di picco massimo della tensione, rifacendosi al caso sincrono, ottenendo il grafico di *Fig.39*:



*Fig.39 Rapporto dei picchi di tensione con l'accelerazione per alcuni valori di frequenza con conversione attivata.*

Si nota come, in regime di risonanza, i valori delle ordinate siano inferiori a quelli dell'immagine precedente.

Se ora si grafica il rapporto dei valori massimi di tensione con la conversione attiva e la conversione disattiva, per lo stesso range di frequenza si ottiene quello visualizzato in *Fig.40*:

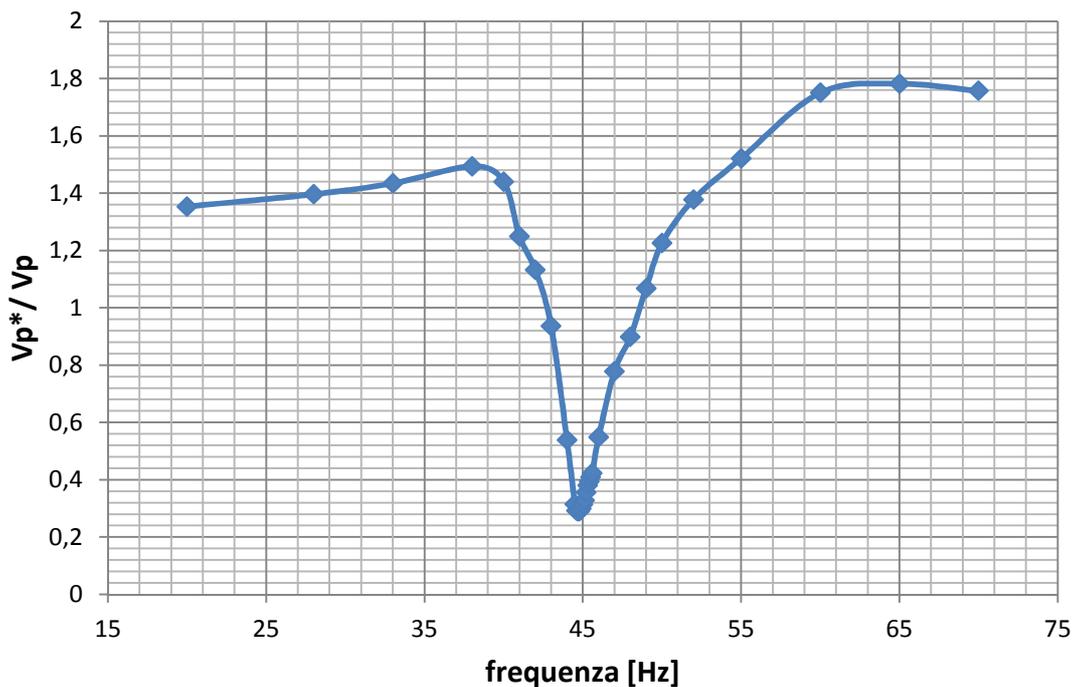


Fig.40 Rapporto dei picchi di tensione con conversione attivata e disattivata per alcuni valori di frequenza.

In Fig.41 viene raffigurato, per via sperimentale, l'effetto piezoelettrico inverso che si manifesta proprio alla frequenza di risonanza; a conferma di ciò si inseriscono degli screenshot presi dall'oscilloscopio che mostrano la realtà dei fatti:

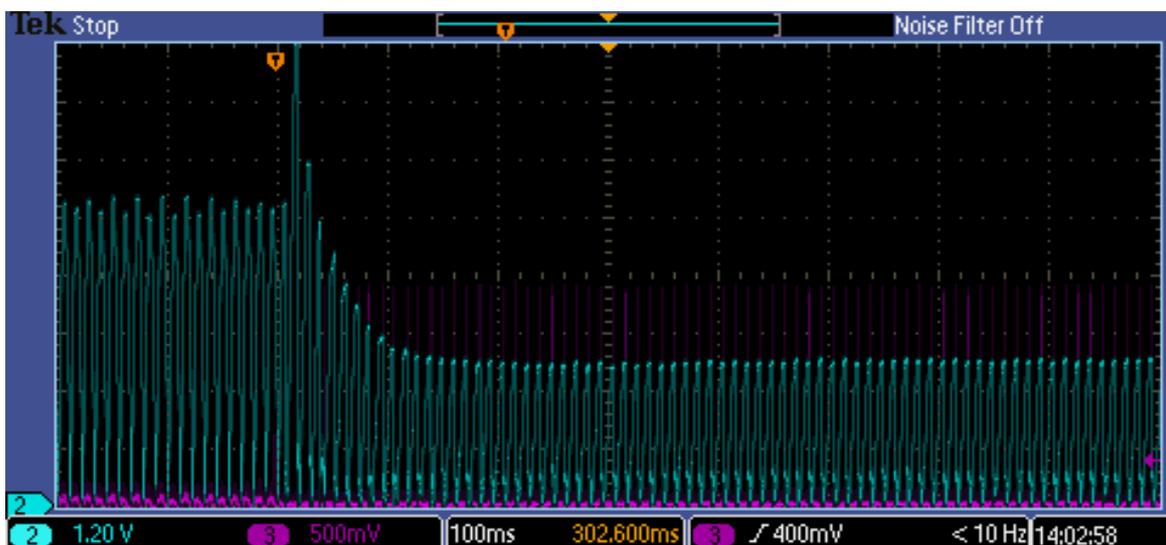


Fig.41 Effetto della conversione sincrona.

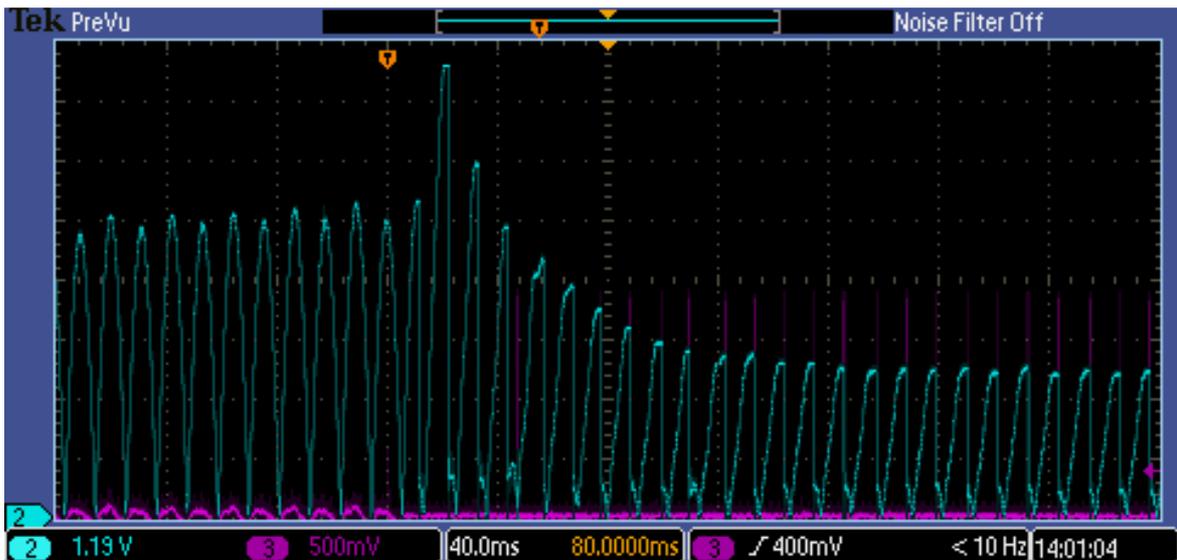


Fig.42 Effetto della conversione sincrona impostando un diverso fattore di scala temporale.

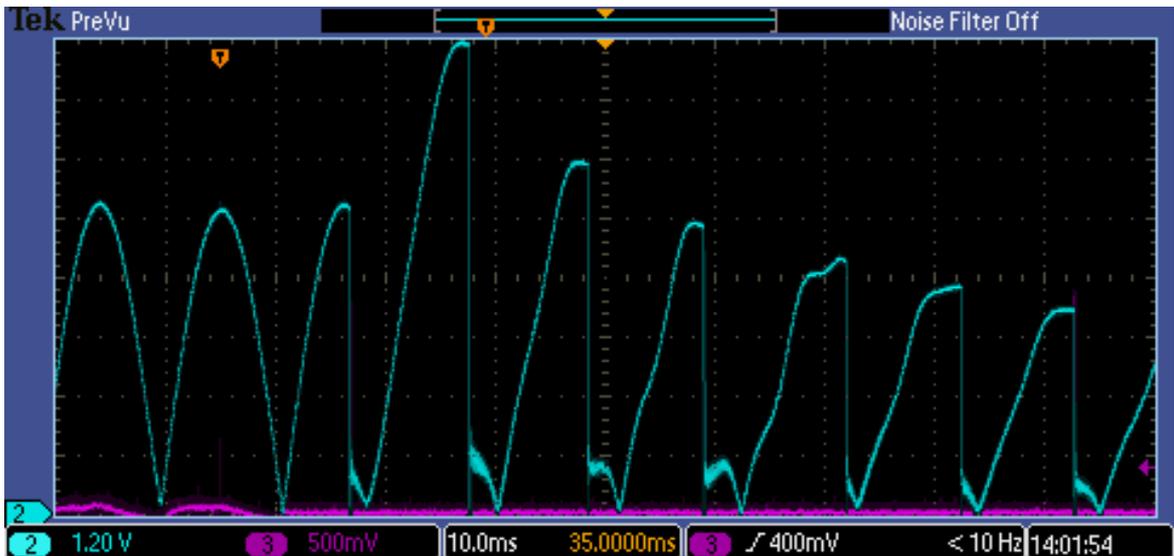
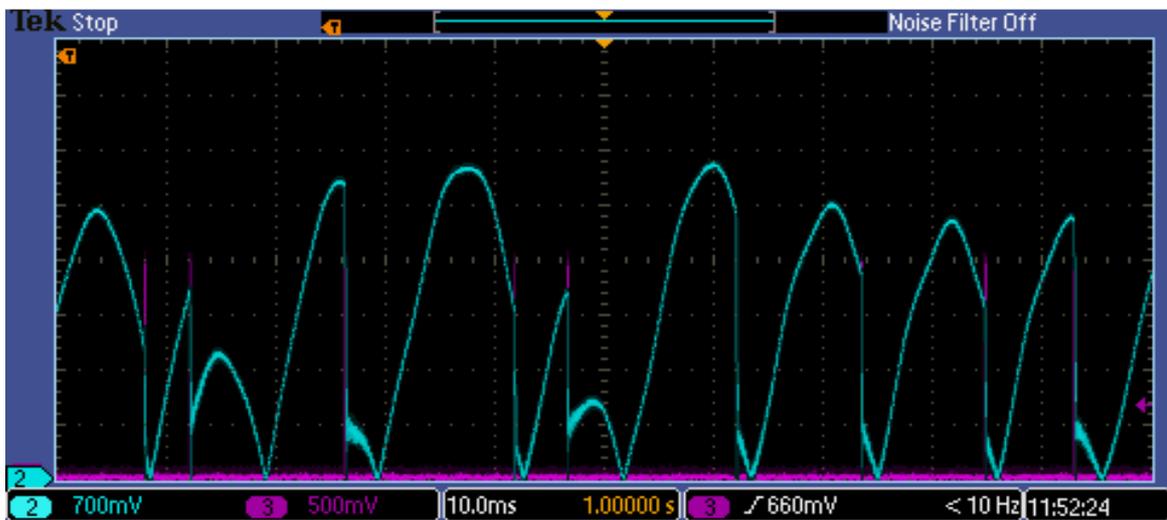


Fig.43 Primi istanti di conversione sincrona.

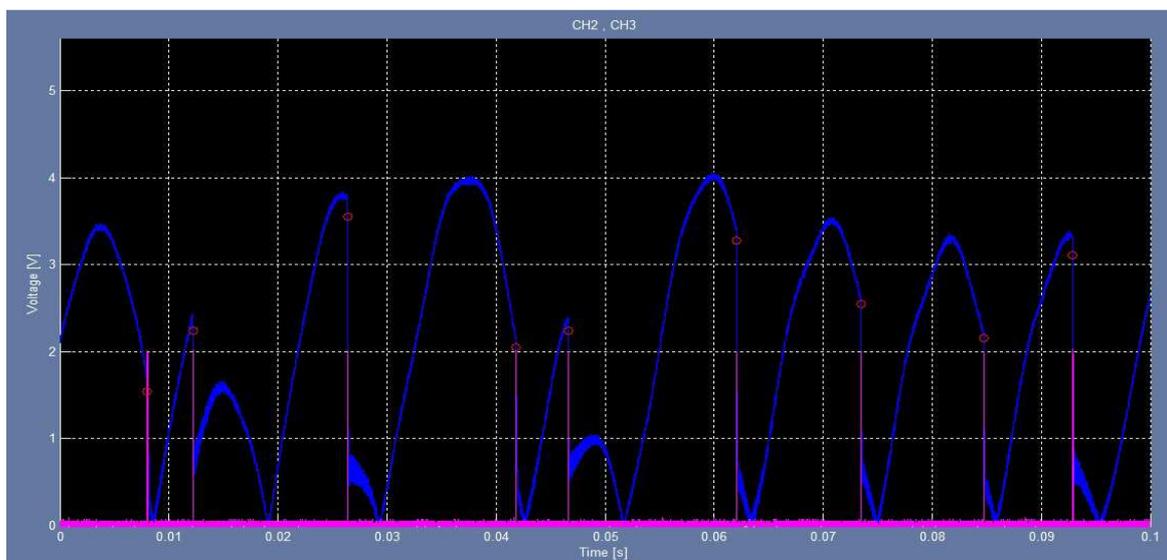
## 6.1. VALUTAZIONI DI ENERGIA

Come detto in precedenza, per le misure che sono state fatte, si è considerato come parametro fisso la scarica totale della capacità del trasduttore, fissando  $Lowest\_peak\_amplitude = 1$ , mentre sono stati fatti variare gli altri due:  $Jitter\_amplitude$  e  $\%\_IMPULSI$ .

La procedura per la valutazione di energia richiede alcuni passaggi: innanzitutto si imposta la frequenza di risonanza del piezo mediante Generatore di Funzione utilizzando l'approccio esposto nel capitolo delle misure sperimentali, si programma il microcontrollore impostando i parametri opportuni e si visualizzano le forme d'onda d'interesse con l'oscilloscopio: una fondamentale funzione di questo strumento è la possibilità di salvare i canali mostrati a video in formato .CSV su disco rimovibile. Un programma scritto in Matlab facilita la computazione dell'energia prelevata dal piezo, estrapolando i dati di interesse dal file sorgente: per valutare se i risultati possono essere attendibili si riproduce un grafico, generato via software a partire sempre da tali dati, che mostra ciò che viene visualizzato sullo schermo dell'oscilloscopio.



*Fig.44 Generica schermata video dell'oscilloscopio*



*Fig.45 Riproduzione della schermata dell'oscilloscopio di Fig.44 mediante Matlab*

Visto che il trasduttore piezoelettrico è associabile a una capacità che si carica e scarica quando viene sottoposto a una vibrazione, la valutazione numerica di energia viene fatta utilizzando la formula:

$$E = \sum_i \frac{1}{2} * C_P * (V_i^2 - V_f^2)$$

dove  $C_P$  rappresenta il valore di capacità,  $V_i$  è la tensione ai capi di essa subito prima della conversione e  $V_f$  quella raggiunta a fine conversione. Come detto all'inizio del capitolo, si considera la scarica totale della sorgente quindi la tensione finale sarà pari a 0, riscrivendo la formula:

$$E = \sum_i \frac{1}{2} * C_P * V_i^2$$

In Fig.45 si notano anche dei cerchi rossi durante la fase di conversione, questo serve in fase di debug per aiutare a capire dove verrà valutata la tensione  $V_i$  per il calcolo dell'energia finale. Una volta accertato che il programma funziona, si passa al calcolo dell'energia nel caso sincrono e quello del caso quasi-sincrono facendo un rapporto dei valori che verrà chiamato "rendimento" calcolato come:

$$\eta = \frac{\text{Energia caso quasi-sincrono}}{\text{Energia caso sincrono}}$$

per valutare un eventuale guadagno o perdita.

Visto che le strategie di conversione adottate sono due, verranno mostrati ora i risultati di entrambi le casistiche, considerando dapprima solo un trasduttore (Capitolo 5.1) e successivamente l'aggiunta di un ulteriore trasduttore di "riferimento" (Capitolo 5.2).

### 6.1.1. RISULTATI SPERIMENTALI – PRIMA TECNICA

*Energia del caso sincrono = 6.10 e-5 J*

LOWEST_PEAK_AMPLITUDE = 1		% IMPULSI										MAX
		10	20	30	40	50	60	70	80	90	100	
JITTER	0	2,52E-05	4,71E-05	5,76E-05	5,91E-05	5,98E-05	6,12E-05	6,81E-05	6,04E-05	5,81E-05	6,11E-05	6,81E-05
	PERIOD/16	1,92E-05	3,62E-05	4,86E-05	5,84E-05	6,77E-05	7,24E-05	7,50E-05	7,62E-05	7,48E-05	7,61E-05	7,62E-05
	PERIOD/8	2,65E-05	4,19E-05	5,28E-05	6,17E-05	6,62E-05	6,95E-05	7,20E-05	7,63E-05	7,94E-05	8,06E-05	8,06E-05
	PERIOD*(3/16)	1,92E-05	3,44E-05	5,28E-05	6,19E-05	6,91E-05	7,62E-05	7,84E-05	8,33E-05	8,54E-05	8,64E-05	8,64E-05
	PERIOD/4	2,37E-05	4,33E-05	5,33E-05	6,16E-05	7,00E-05	7,16E-05	7,61E-05	7,97E-05	8,35E-05	8,44E-05	8,44E-05
MAX		2,65E-05	4,71E-05	5,76E-05	6,19E-05	7,00E-05	7,62E-05	7,84E-05	8,33E-05	8,54E-05	8,64E-05	

Fig.46 Valori di energia [in Joule] considerando un periodo temporale di 4s.

LOWEST_PEAK_AMPLITUDE = 1		% IMPULSI										MAX
		10	20	30	40	50	60	70	80	90	100	
JITTER	0	0,41	0,77	0,94	0,97	0,98	1,00	1,12	0,99	0,95	1,00	1,12
	PERIOD/16	0,32	0,59	0,80	0,96	1,11	1,19	1,23	1,25	1,23	1,25	1,25
	PERIOD/8	0,43	0,69	0,87	1,01	1,08	1,14	1,18	1,25	1,30	1,32	1,32
	PERIOD*(3/16)	0,32	0,56	0,87	1,01	1,13	1,25	1,28	1,37	1,40	1,42	1,42
	PERIOD/4	0,39	0,71	0,87	1,01	1,15	1,17	1,25	1,31	1,37	1,38	1,38
MAX		0,43	0,77	0,94	1,01	1,15	1,25	1,28	1,37	1,40	1,42	

Fig.47 Valori di rendimento di energia considerando un periodo temporale di 4s.

Con un ulteriore programma scritto in Matlab è possibile graficare delle curve di livello del rendimento in base alle variazioni di *Jitter\_amplitude* e *%\_IMPULSI*:

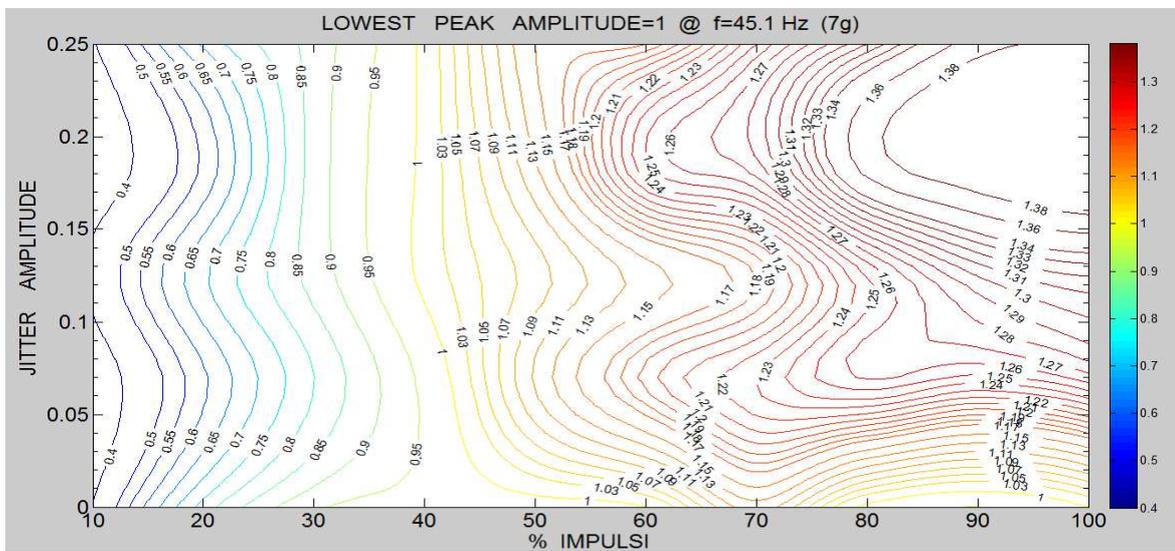


Fig.48 Curve di livello del rendimento dei valori di Fig.45

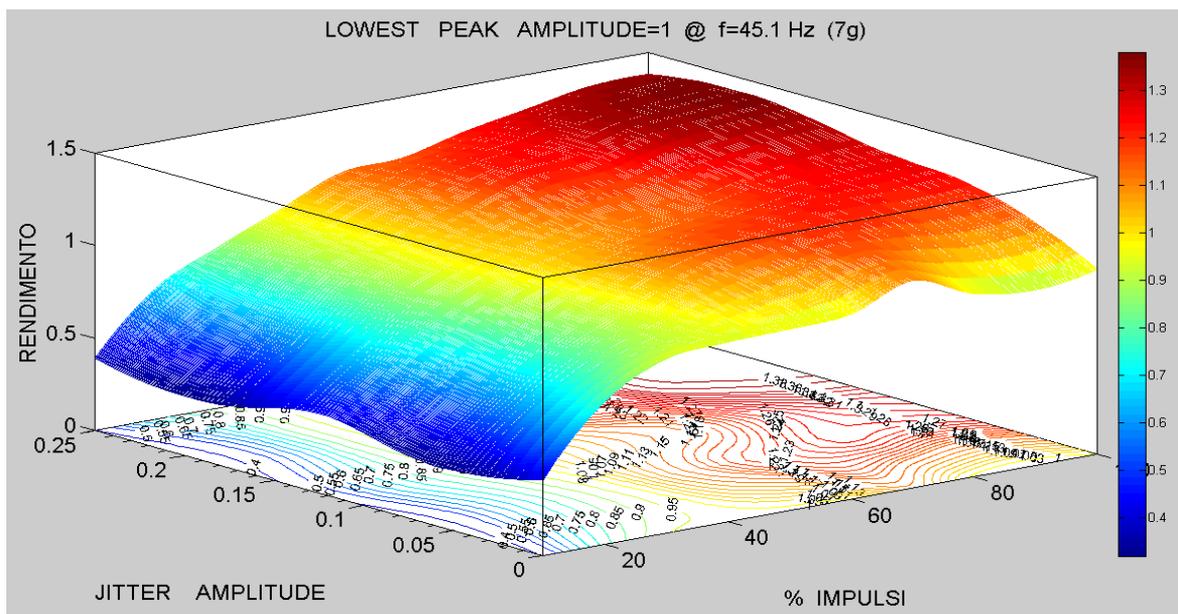


Fig.49 Grafico 3D del rendimento dei valori di Fig.45

I valori massimi di rendimento, per questo caso si aggirano intorno al 140%, valore che non rispecchia quello teorico del 260%, ma comunque rimane un buon risultato. La discrepanza è stata associata ad un errore nella determinazione delle costanti di tempo del circuito equivalente elettromeccanico utilizzato nelle simulazioni.

## 6.1.2. RISULTATI SPERIMENTALI – SECONDA TECNICA

*Energia caso sincrono = 7.41 e-5 J*

LOWEST_PEAK_AMPLITUDE = 1		10	20	30	40	50	60	70	80	90	100	MAX
JITTER	0	3,27E-05	5,64E-05	7,18E-05	8,32E-05	8,25E-05	8,37E-05	8,12E-05	7,91E-05	7,44E-05	7,41E-05	8,37E-05
	PERIOD/16	2,08E-05	4,12E-05	5,13E-05	5,95E-05	7,41E-05	7,95E-05	8,56E-05	8,87E-05	9,32E-05	9,52E-05	9,52E-05
	PERIOD/8	1,19E-05	3,16E-05	4,50E-05	6,17E-05	7,15E-05	7,57E-05	8,33E-05	9,16E-05	9,39E-05	9,55E-05	9,55E-05
	PERIOD*(3/16)	1,93E-05	3,19E-05	4,92E-05	6,46E-05	7,86E-05	8,36E-05	8,67E-05	9,13E-05	9,18E-05	9,32E-05	9,32E-05
	PERIOD/4	2,22E-05	3,13E-05	4,27E-05	5,21E-05	6,99E-05	8,01E-05	8,55E-05	8,78E-05	8,96E-05	9,07E-05	9,07E-05
MAX		3,27E-05	5,64E-05	7,18E-05	8,32E-05	8,25E-05	8,37E-05	8,67E-05	9,16E-05	9,39E-05	9,55E-05	

*Fig.50 Valori di energia [in Joule] considerando un periodo temporale di 4s*

LOWEST_PEAK_AMPLITUDE = 1		10	20	30	40	50	60	70	80	90	100	MAX
JITTER	0	0,44	0,76	0,97	1,12	1,11	1,13	1,10	1,07	1,00	1,00	1,13
	PERIOD/16	0,28	0,56	0,69	0,80	1,00	1,07	1,16	1,20	1,26	1,28	1,28
	PERIOD/8	0,16	0,43	0,61	0,83	0,96	1,02	1,12	1,24	1,27	1,29	1,29
	PERIOD*(3/16)	0,26	0,43	0,66	0,87	1,06	1,13	1,17	1,23	1,24	1,26	1,26
	PERIOD/4	0,30	0,42	0,58	0,70	0,94	1,08	1,15	1,18	1,21	1,22	1,22
MAX		0,44	0,76	0,97	1,12	1,11	1,13	1,17	1,24	1,27	1,29	

*Fig.51 Valori di energia [in Joule] considerando un periodo temporale di 4s*

Come per il caso precedente, si riporta il grafico delle curve di livello e la superficie 3D dei dati di Fig.51.

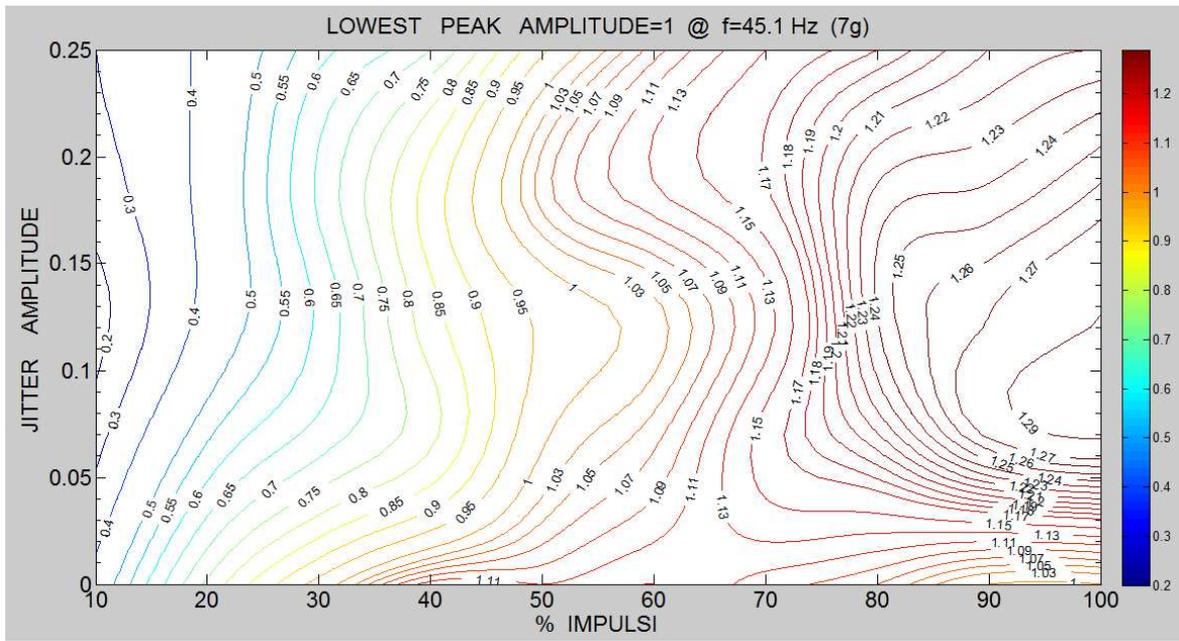


Fig.52 Curve di livello del rendimento dei valori di Fig.49

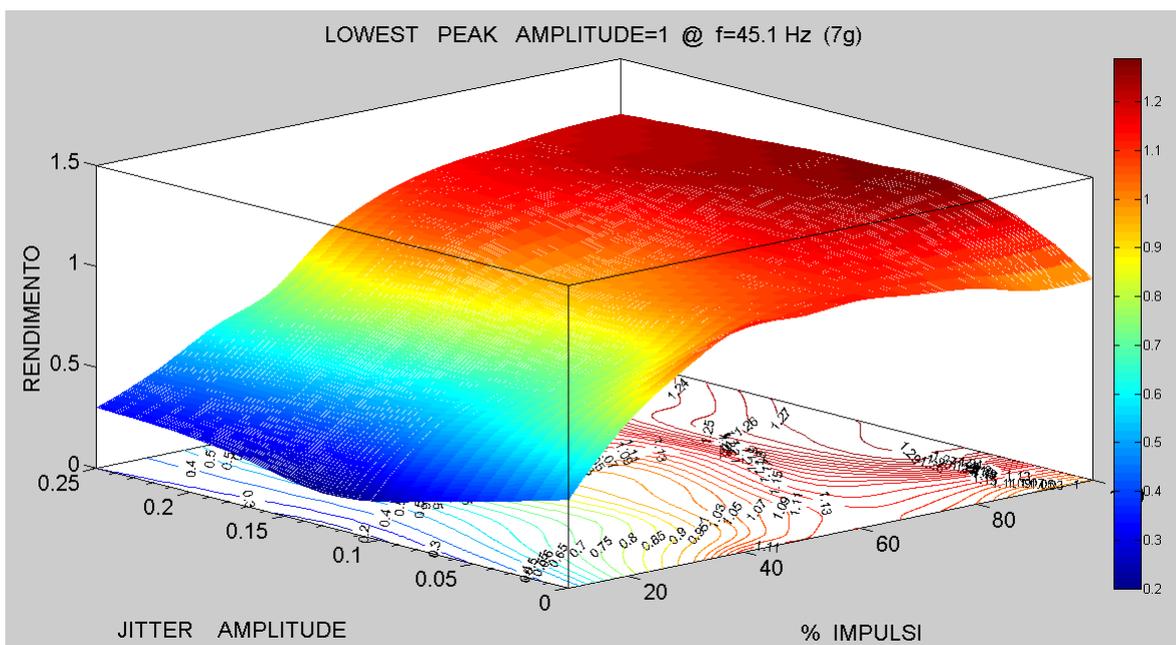


Fig.53 Grafico 3D del rendimento dei valori di Fig.49

In questo caso il valore massimo del rendimento è del 129% a fronte del 260% del caso sincrono. Da notare come gli ultimi grafici realizzati con Matlab siano molto simili, questo porta a dedurre che non c'è un metodo migliore di un altro.

## 7. CONCLUSIONI

I valori sperimentali ottenuti con le due tecniche dovrebbero coincidere e invece si discostano tra di loro in maniera significativa. Oltre a imprecisioni nella determinazione delle costanti di tempo del circuito elettromeccanico, un altro fattore di incertezza può essere individuato: anche se il vettore che stabilisce le distanze temporali contiene 2400 valori, quelli effettivamente considerati sono, nelle misure effettuate, al massimo circa 400 (nel caso di %\_IMPULSI=100). Tale limitazione pratica è stata introdotta dalla memoria disponibile sull'oscilloscopio digitale a campionamento utilizzato. Sono state fatte prove su una finestra temporale di 10s e più, ma le forme d'onda acquisite risultavano distorte e in fase di valutazione dell'energia non si estrapolavano correttamente i dati necessari al calcolo della stessa. A causa dell'algoritmi di generazione, i 400 valori random utilizzati possono non avere una distribuzione uniforme.

Passando al confronto dei dati sperimentali con quelli teorici si evince comunque una conferma della teoria sviluppata: il fatto di poter guadagnare, teoricamente, ben il 260%, ha stimolato molto l'interesse di sviluppare tecniche per raggiungere tale obiettivo ma le osservazioni sperimentali hanno dimostrato che non viene oltrepassata la soglia del 140%. È un risultato comunque importante perché dimostra come "randomizzare" gli impulsi alla frequenza di risonanza sia una buona strategia per ridurre l'effetto di smorzamento indotto dal convertitore stesso. Una delle spiegazioni plausibili e possibili per cui i dati teorici e pratici siano così discordanti è che il modello elettromeccanico equivalente usato nelle simulazioni al calcolatore non sia esatto, probabilmente non si è tenuto conto di altri fattori, di natura meccanica, che rendono ancora più preciso il circuito equivalente del trasduttore piezoelettrico.

Durante le misure, molti sono stati gli ostacoli da superare, in particolar modo la programmazione del microcontrollore, in quanto si è dovuto cercare di gestire gli interrupt multipli derivanti dall'attivazione del picco e dello scadere del timer: sarebbero potute essere implementate altre tecniche di estrazione di energia ma le limitazioni strutturali e circuitali del controllore non hanno permesso di poterle attuare. Altri problemi riguardano la ricerca della frequenza di risonanza del piezo: si è visto che a parità di condizioni ambientali questo valore cambia di giorno in giorno rendendo difficile

acquisire tutti i dati nello stessa giornata; se ne deduce che fattori quali temperatura e umidità influiscono notevolmente sulle misure.

## **RINGRAZIAMENTI**

Per lo svolgimento di questa tesi si ringrazia:

- il docente Aldo Romani per il supporto ricevuto sia in maniera fisica che telematica e per aver fornito gli articoli necessari al fine di comprendere al meglio l'argomento Energy Harvesting;
- il correlatore Matteo Filippi per le spiegazioni e chiarimenti su schemi e funzionamenti di circuiti elettronici;
- il laboratorio di ricerca per aver messo a disposizione gli strumenti necessari per poter eseguire le misure.

## **BIBLIOGRAFIA**

### *Riferimenti:*

- [1] A.Romani, R.P. Paganelli, E. Sangiorgi and M. Tartagni, “ Joint Modeling of Piezoelectric Transducers and Power Conversion Circuits for Energy Harvestig Applications”, in *IEEE Sensors Journal*, vol. 13, no. 3, March 2013.
- [2] A. Romani, M. Filippi and M. Tartagni, “ Micropower Design of a Fully Autonomous Energy Harvesting Circuit for Arrays of Piezoelectric Transuders ”, in *IEEE Transactions on power electronics*, vol. 29, no. 2, February 2014.
- [3] MSP430x2xx Family User's Guide
- [4] CrossWorks for MSP430 Reference Manual
- [5] MSP430 Hardware Tools User's Guide
- [6] Efficient Multiplication and Division Using MSP430