

**ALMA MATER STUDIORUM – UNIVERSITA' DI BOLOGNA
CAMPUS DI CESENA
SCUOLA DI INGEGNERIA E ARCHITETTURA**

**CORSO DI LAUREA IN INGEGNERIA ELETTRONICA,
INFORMATICA E TELECOMUNICAZIONI**

TITOLO DELL'ELABORATO

**Energy harvesting da trasduttori piezoelettrici
mediante estrazione di carica quasi-sincrona**

Elaborato in
Elettronica dei Sistemi Digitali

Relatore
Prof. Ing. Aldo Romani

Presentata da
Davide Dosio

Sessione Seconda
Anno Accademico 2012/2013

Parole chiave:

Energy harvesting

Trasduttore piezoelettrico

Smorzamento di vibrazioni

Estrazione di carica

Risonanza

INDICE

1. INTRODUZIONE	7
2. ANALISI DEL CIRCUITO SINCRONO	11
2.1. INTRODUZIONE AI TRASDUTTORI PIEZOELETTRICI	11
2.2. CIRCUITO EQUIVALENTE ELETTROMECCANICO DEL TRASDUTTORE PIEZOELETTRICO	13
2.3. CIRCUITO CON ESTRAZIONE DI CARICA SINCRONA.....	19
2.4. RISULTATI DELL'ESTRAZIONE SINCRONA	25
3. CIRCUITO CON ESTRAZIONE DI CARICA QUASI-SINCRONA	31
3.1. SCRIPT MATLAB.....	35
3.2. NETLIST LTSPICE	49
3.3. PROCESSO DI MISURA DELL'ENERGIA	53
4. RISULTATI ESTRAZIONE DI CARICA QUASI SINCRONA	55
5. CONCLUSIONI.....	71
ELENCO FIGURE.....	75
ELENCO TABELLE	77
DATASHEET COMPONENTI	79
BIBLIOGRAFIA.....	81
RINGRAZIAMENTI	83

1. INTRODUZIONE

L'attuale interesse per i sistemi di sensori wireless ed il costante sviluppo degli strumenti elettronici con un basso consumo di potenza motiva la ricerca su sistemi elettronici capaci di raccogliere energia dall'ambiente che li circonda. Le tecnologie di *energy harvesting* raggruppano tutte le tecniche ed i processi che rendono possibile il recupero, la trasformazione e l'accumulo di energia, anche di piccole quantità, ricavate da diverse fonti presenti nell'ambiente (calore, luce, vibrazioni, vento, onde radio ecc..). Attraverso l'utilizzo di queste tecnologie è possibile alimentare un dispositivo elettronico, liberandolo dalla necessità di essere allacciato ad una rete di distribuzione elettrica o di utilizzare delle batterie, garantendo un notevole risparmio in termini economici, con la possibilità di avere una fonte di alimentazione gratuita, per tutta la durata dell'applicazione e praticamente senza alcuna manutenzione. Al momento, molti raccoglitori di energia possono fornire una densità di potenza di uscita di circa $10-100 \mu\text{W}/\text{cm}^3$.

In questo scenario, le vibrazioni meccaniche rappresentano una soluzione attuabile per fornire una bassa potenza ai sistemi elettronici (alcune applicazioni potrebbero essere sensori wireless, apparecchi per la salute personale, misuratori biologici, cartelloni pubblicitari ecc). Fra i tanti metodi utilizzabili, l'uso di dispositivi piezoelettrici per convertire le vibrazioni in energia elettrica sembra particolarmente efficace. Oscillazioni del trasduttore piezoelettrico mediante l'uso di particolari masse e particolari sistemi che permettono il movimento, sono state largamente utilizzate durante gli ultimi anni in applicazioni di *energy harvesting*. Una tipica struttura è mostrata nella Fig. 1.

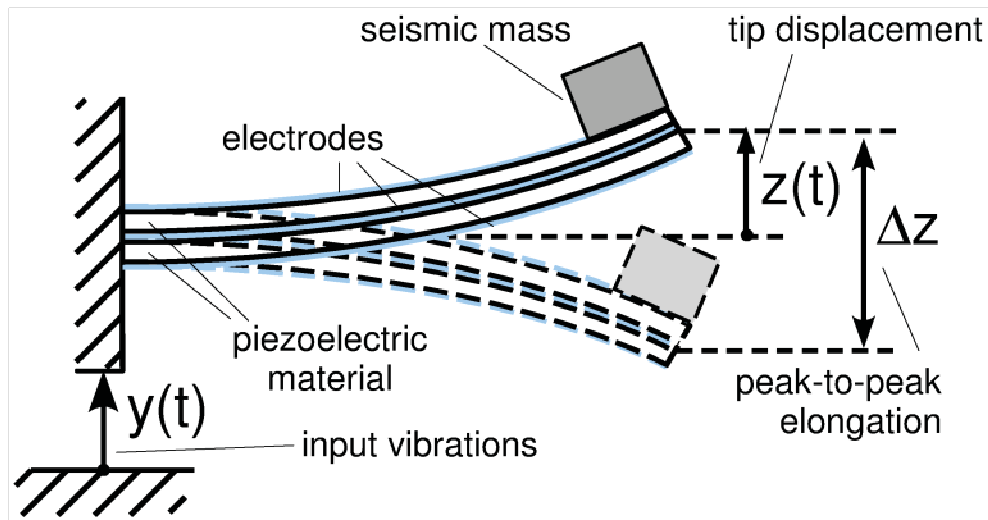


Figura 1 _ Struttura di un trasduttore piezoelettrico soggetto a vibrazioni [1]

Finora, in letteratura, sono stati introdotti molti modelli per descrivere i trasduttori piezoelettrici e per i loro circuiti equivalenti elettromeccanici, basati sia su elementi elettrici sia meccanici, come verrà successivamente descritto.

Sono state inoltre presentate molte configurazioni di interfacce elettroniche per raccogliere l'energia elettrica disponibile del trasduttore. Molte implementazioni di raccolta di energia sono ancora basate sui semplici raddrizzatori (a doppia e a singola semionda, vedi Fig. 4a) [2], [5], che rappresentano una facile soluzione per fornire un'uscita in tensione DC per il carico. Tuttavia, il massimo trasferimento di potenza di questo tipo di configurazione è ottenuto solo per particolari condizioni di carico difficili da soddisfare nel caso di vibrazioni irregolari e carichi discontinui, che comprendono la maggior parte dei casi di applicazioni di *energy harvesting*. Come alternativa, i convertitori di potenza basati su interruttori attivati in maniera sincrona con le vibrazioni in ingresso mostrano un significativo aumento nelle performance di estrazione di energia. Queste soluzioni richiedono però un controllo degli interruttori che consuma un'ulteriore potenza. Tuttavia, è stato mostrato che in molti casi pratici la potenza raccolta è più grande di quella consumata, anche in presenza di vibrazioni deboli ed irregolari [7].

Le prestazioni totali del sistema dipendono da molti fattori come:

- le vibrazioni d'ingresso,
- la geometria ed il materiale del trasduttore,
- la massa che causa le vibrazioni,
- l'interfaccia elettronica.

Per questa ragione anche durante le prime fasi di progetto, una rapida ed affidabile stima quantitativa del comportamento della giunzione del trasduttore e dei circuiti è fortemente desiderata per ottimizzare il sistema nel suo insieme.

In questo elaborato verranno analizzati due tipi di interfacce elettroniche per l'estrazione di energia da un trasduttore piezoelettrico:

- circuito con estrazione di carica sincrona
- circuito con estrazione di carica quasi-sincrona.

Verranno inoltre mostrati i pro e i contro delle due soluzioni proposte, con particolare attenzione sul rendimento energetico.

2. ANALISI DEL CIRCUITO SINCRONO

2.1. INTRODUZIONE AI TRASDUTTORI PIEZOELETRICI

Un trasduttore (o sensore) è un dispositivo in grado di rilevare una grandezza fisica di tipo qualsiasi (termico, luminoso, magnetico, meccanico, chimico, eccetera) e di trasformarla in una grandezza di altro tipo, generalmente elettrica (tensione o corrente) [13]. In questo modo il segnale di uscita (generalmente una tensione o una corrente) è facilmente manipolabile mediante dei circuiti elettronici. In particolare, i trasduttori piezoelettrici utilizzano materiali che sfruttano le proprietà della “piezoelettricità”; questa proprietà, di alcuni particolari materiali, fa in modo che si generi uno spostamento di cariche proporzionale alla forza esterna che sollecita il materiale (ad esempio una vibrazione). Il funzionamento di un cristallo piezoelettrico è abbastanza semplice: quando viene applicata una pressione (o decompressione) esterna, si posizionano, sulle facce opposte, cariche di segno opposto. Il cristallo, dunque, si comporta in prima approssimazione come un condensatore al quale è stata applicata una differenza di potenziale. Se le due facce vengono collegate tramite un circuito esterno, viene quindi generata una corrente elettrica detta corrente piezoelettrica. Simmetricamente, quando si applica una differenza di potenziale al cristallo, esso si espande o si contrae. La Fig. 2 mostra la formazione di una tensione ai capi del trasduttore sottoposto a forze esterne.

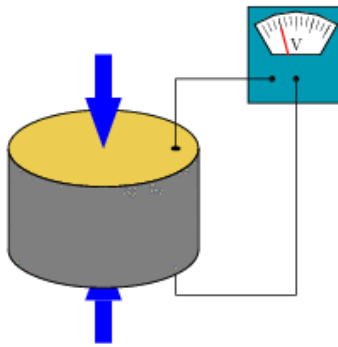


Figura 2 _ Trasduttore piezoelettrico sottoposto a sollecitazione esterna [14]

Oltre al quarzo (un elemento piezoelettrico naturale), l'elemento sensibile dei trasduttori può essere costituito da materiali artificiali come i policristallini ceramici, resi piezoelettrici dall'applicazione di un forte campo elettrico.

Questi ultimi oltre al vantaggio di avere forme, dimensioni e caratteristiche in base alle esigenze, possono lavorare in ambienti con temperature superiori ai 500°C.

Nel cristallo piezoelettrico sollecitazioni anche di piccola intensità generano un segnale in uscita misurabile.

2.2. CIRCUITO EQUIVALENTE ELETTROMECCANICO DEL TRASDUTTORE PIEZOELETTRICO

La prima parte di questo elaborato riassume le informazioni contenute nel documento [1].

L'analisi del comportamento del trasduttore piezoelettrico diventa molto facile con il circuito equivalente elettromeccanico, mostrato in Fig. 3.

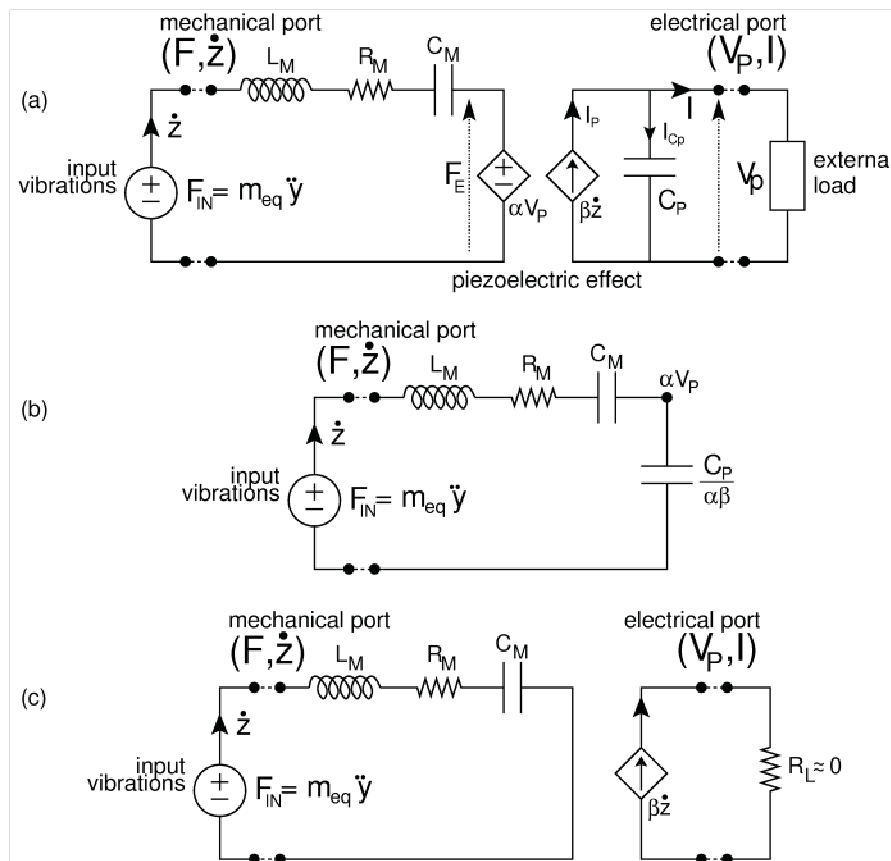


Figura 3 _ Circuito equivalente elettromeccanico di un trasduttore piezoelettrico in più casi: (a) modello generale, (b) modello in circuito aperto (c) modello in cortocircuito[1]

Finora in letteratura la maggior parte dei lavori sui circuiti di *energy harvesting* con piezoelettrico basano i loro risultati su alcune ipotesi particolari quali un debole accoppiamento elettromeccanico, uno spostamento forzato o una impedenza puramente capacitiva [6], [7], [9] come mostrato in Fig. 4b.

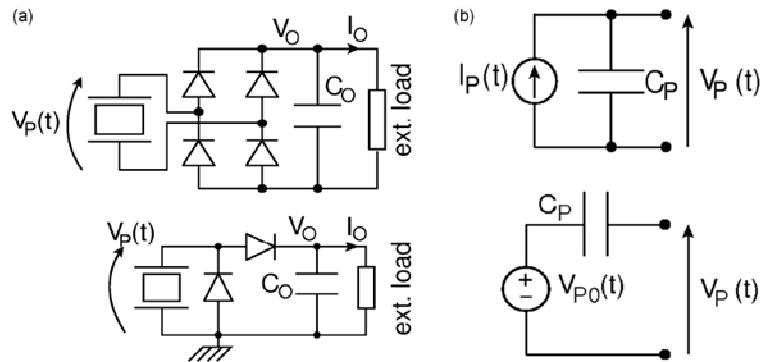


Figura 4 _ (a) raddrizzatore a doppia e singola semionda (b) modello capacitivo di un trasduttore piezoelettrico [1]

Nonostante gli accurati risultati che sono stati presentati, tali ipotesi non sono valide in molti casi pratici di applicazioni di *energy harvesting*. Inoltre, i trasduttori mostrano un comportamento puramente capacitivo solo se fatti lavorare lontano dalla loro frequenza di risonanza meccanica, dove l'accoppiamento elettromeccanico è molto debole. Quando i trasduttori a trave oscillano vicino alla frequenza di risonanza, l'accoppiamento elettromeccanico è lontano dall'essere trascurabile. Per questa ragione il modo in cui la carica viene estratta può anche influenzare la risposta meccanica e le performance di potenza. Questi aspetti dovrebbero essere considerati attentamente e valutati durante le fasi di progettazione del sistema.

Questo elaborato riassume una tecnica affidabile per prevedere il comportamento di un generico trasduttore piezoelettrico e lo studio di varie tecniche per l'estrazione di carica. Verranno descritti un set di trasduttori commerciali e l'implementazione circuitale di alcune interfacce per l'*energy harvesting*.

Quasi tutti i trasduttori piezoelettrici possono essere modellati con un circuito a parametri concentrati come è mostrato in Fig. 3a. Come è ampiamente descritto in [2] e in [4], l'approccio circuitale si basa su un'analogia elettromeccanica.

Nel dominio meccanico:

- le correnti sono associate alle velocità di oscillazione della massa, \dot{z} ;
- le tensioni sono associate alle forze.

Tale dominio interagisce con quello elettrico attraverso una coppia di generatori controllati.

Nella parte meccanica (a sinistra):

- l'induttore L_M rappresenta la massa inerziale equivalente,
- la capacità C_M si riferisce all'elasticità del trasduttore,
- il resistore R_M rappresenta le perdite meccaniche.

La parte meccanica è alimentata dal generatore di forza F_{IN} , opposto al generatore di forza di retroazione $\alpha \cdot V_P$ che è controllato dalla tensione che si sviluppa sull'uscita del dispositivo sulla capacità C_P (effetto inverso del piezoelettrico). Allo stesso tempo la velocità meccanica \dot{z} produce una corrente $\beta \dot{z}$ che alimenta entrambe le uscite capacitive (effetto diretto del piezoelettrico) ed altri eventuali carichi elettrici collegati al trasduttore. Quindi, l'identificazione del modello comporta i seguenti sei parametri indipendenti: L_M , C_M , R_M , C_P , α e β . Come può essere osservato dalla Fig. 3b e Fig. 3c, sia in configurazione di cortocircuito sia in circuito aperto, le quantità meccaniche F e \dot{z} possono essere studiate in termini di circuiti risonanti L-C. Possiamo definire la costante di tempo di decadimento esponenziale dell'oscillatore piezoelettrico per una oscillazione libera, valida per i due casi sopra menzionati, con la seguente espressione:

$$\tau = \frac{2L_M}{R_M} \quad (1).$$

Tuttavia, in tutti gli altri casi trattati in questo elaborato, tali effetti hanno verificato che producono variazioni impercettibili.

Nella configurazione a circuito aperto, è spesso comodo ritrarre l'impedenza elettrica nei confronti del dominio meccanico (Fig. 3b). In questo caso, la frequenza alla quale si osserva un picco di tensione in un regime di oscillazioni armoniche forzate è

$$f_0 = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{1}{L_M C_{EQ}} - \frac{2}{\tau^2}} \cong \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{1}{L_M C_{EQ}}} \quad (2)$$

dove C_{EQ} è il risultato della capacità serie

$$\frac{1}{C_{EQ}} = \frac{1}{C_M} + \frac{\alpha\beta}{C_P} \quad (3).$$

Al contrario, quando un trasduttore piezoelettrico è in cortocircuito (Fig. 2c), il generatore di forza di retroazione αV_p viene cancellato e il trasduttore si comporta come un oscillatore meccanico. In generale, la frequenza di risonanza f_M è definita come la frequenza alla quale viene osservata la massima ampiezza della corrente \dot{z} in una situazione di regime di oscillazione armonica forzata ad una data accelerazione. La frequenza di risonanza di un cortocircuito può essere espressa come:

$$f_M = \frac{1}{2\pi} \frac{1}{\sqrt{L_M C_M}} \quad (4).$$

Sia in cortocircuito sia in circuito aperto, in un regime di oscillazione armonica forzata alla propria frequenza di risonanza, la seguente equazione rimane valida:

$$F_{IN} = R_M \cdot \dot{z} \quad (5).$$

Questa situazione corrisponde anche alla massima ampiezza della corrente del piezoelettrico $\beta\dot{z}$.

Alla frequenza di risonanza f_M , il carico ottimale lineare che massimizza la potenza estratta è una impedenza $Z(f)$ capace di cancellare gli effetti reattivi di $C_P/\alpha\beta$ e di caricare l'oscillatore meccanico con R_M . Il carico ottimo è una resistenza con una

induttanza connessa in serie. Sotto queste condizioni, la velocità dell'oscillazione viene dimezzata rispetto al corto circuito e $F_{IN}=2R_M\dot{z}$.

Così, la massima potenza P_H disponibile è:

$$P_H = \frac{\beta}{8\alpha} \frac{F_{IN}^2}{R_M} = \frac{\beta}{8\alpha} R_M (\pi f_M \Delta z)^2 \quad (6)$$

dove Δz è la distanza picco-picco ottenuta nel cortocircuito quando è applicata F_{IN} . Tuttavia, tale potenza estratta deve anche essere trasferita efficientemente ad un carico utilizzatore.

2.3. CIRCUITO CON ESTRAZIONE DI CARICA SINCRONA

Questa sezione riassume le informazioni contenute in [1].

In questo capitolo si vuole introdurre il principio di funzionamento di un'interfaccia di estrazione di carica con controllo sincrono, che aumenta significativamente la potenza di uscita rispetto alle interfacce basate su semplici ponti raddrizzatori.

La Fig. 5 mostra una soluzione proposta per raccogliere potenza dal trasduttore piezoelettrico.

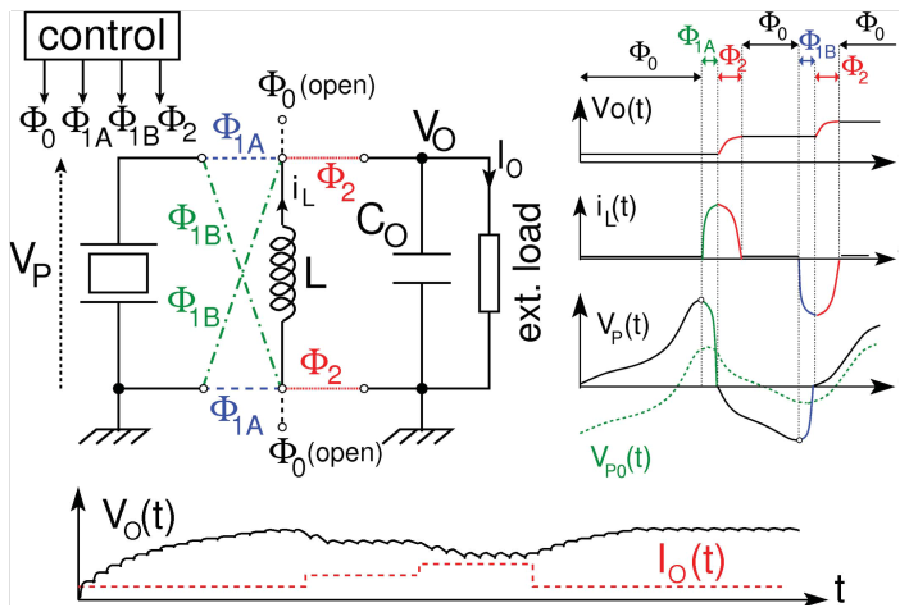


Figura 5 _ Circuito di energy harvesting basato su estrazione di carica sincrona [1]

Lo schema è stato introdotto in un altro documento [10] e spiega il principio di un estrattore di carica elettrica sincrono (SECE) introdotto nel [6]. Questa implementazione consiste in tre paia di interruttori, un induttore L e un capacitore C_O che immagazzina la carica estratta. È richiesto un circuito di controllo per guidare gli switch.

Il principio di funzionamento di questo estrattore è spiegato di seguito. Il trasduttore piezoelettrico è normalmente disconnesso dalla parte elettronica del circuito (configurazione Φ_0). La tensione $V_P(t)$ generata dalle vibrazioni del piezoelettrico è monitorata in tempo reale ed è generata dalle vibrazioni. Quando un massimo locale (o un minimo locale) della $V_P(t)$ viene rilevato, la configurazione Φ_{1A} (o configurazione Φ_{1B}) viene applicata ed il capacitore piezoelettrico C_P viene rapidamente scaricato attraverso L , in cui viene immagazzinata energia. Appena V_P raggiunge $0V$ (e la i_L assume conseguentemente il valore massimo), la configurazione Φ_2 viene attivata e la L si connette a C_O , trasferendogli l'energia precedentemente estratta dal trasduttore. La corrente i_L viene poi forzata a scorrere su C_O e, conseguentemente, aumenta V_O , che è la tensione di uscita disponibile in generale per alimentare un ipotetico carico. Appena $i_L = 0A$, V_O smette di aumentare e tutti gli interruttori vengono immediatamente aperti di nuovo (ritorna alla configurazione Φ_0). Dato che l'elongazione picco-picco del trasduttore inizia sempre dopo una completa rimozione della carica (cioè quando $V_P = 0V$), l'ampiezza picco-picco della V_P aumenta. Tutti i transistori che avvengono durante le fasi $\Phi_{1A}[\Phi_{1B}]$ e Φ_2 non sono più lunghi di un quarto del periodo di oscillazione:

$$\Delta T_1 \cong \frac{\pi}{2} \sqrt{L C_P} \quad (7)$$

$$\Delta T_2 \leq \frac{\pi}{2} \sqrt{L C_O} \quad (8).$$

Dato che è presente un decadimento esponenziale durante tutto il trasferimento di energia attraverso il circuito risonante, per avere un'elevata efficienza generalmente è preferibile avere ΔT_1 e ΔT_2 più brevi delle corrispondenti costanti di tempo di decadimento $2L/R_{S1}$ e $2L/R_{S2}$, dove R_{S1} e R_{S2} sono le resistenze serie elettriche associate alla fase $\Phi_{1A,B}$ e Φ_2 , per esempio a causa di L e degli interruttori.

EFFETTI DEL TRASFERIMENTO DI CARICA SINCRONO

In letteratura, l'estrazione di energia viene spesso associata allo smorzamento delle vibrazioni [12]. Una più accurata analisi degli effetti dell'energy harvester ad estrazione sincrona di carica è stata recentemente proposta in [8], dove l'eccitazione è stata applicata con uno spostamento forzato dell'estremità, e in [3], dove è stato analizzato il comportamento vicino alla risonanza, considerando l'alto accoppiamento elettromeccanico.

Il circuito equivalente elettromeccanico, mostrato nella Fig. 3, è una rappresentazione a due porte ragionevolmente valida per tutti i tipi di riscontri tra le parti elettriche e meccaniche. Nel caso di vibrazioni sinusoidali, un convertitore sincronizzato applica una serie periodica di impulsi di corrente alla porta elettrica del trasduttore piezoelettrico dove la carica viene rimossa, come raffigurato nelle Fig. 6a e Fig. 6b. Dato che la durata dell'impulso, espressa dalla (7), è solitamente molto più breve del periodo delle vibrazioni di diversi ordini di grandezza, la corrente $I(t)$ prelevata dal convertitore può essere approssimata come una serie di impulsi di Dirac:

$$I(t) = C_P V_P^* \sum_{j=-\infty}^{+\infty} [\delta(t - \frac{T}{4} - jT) - \delta(t + \frac{T}{4} - jT)] \quad (9)$$

dove $\delta(t)$ è la funzione delta di Dirac, T è il periodo della vibrazione e V_P^* è il valore di picco della tensione del trasduttore $V_P(t)$ a regime (Fig. 6a).

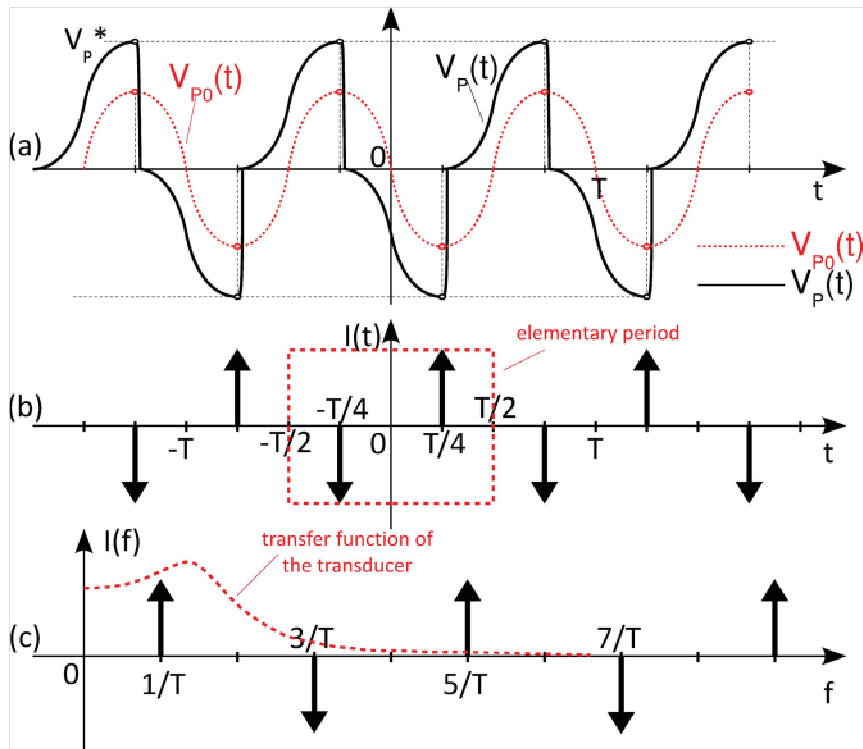


Figura 6 _ (a) Forma d'onda della tensione di uscita del trasduttore piezoelettrico. (b) Forma d'onda della corrente $I(t)$. (c) Trasformata di Fourier della $I(t)$ [1].

Nella Fig. 6, $V_{P0}(t)$ è la tensione che si otterrebbe a circuito aperto senza attivare il convertitore, $V_P(t)$ è la tensione generata quando l'estrattore di carica sincrono viene attivato e V_P^* è il valore massimo di tensione raggiunto.

La corrente $I(t)$ può anche essere espressa come una serie di Fourier (in quanto forma d'onda periodica) composta da sole armoniche dispari con la stessa ampiezza e fase alternata (Fig. 6c):

$$I(t) = \sum_{n=0}^{+\infty} (-1)^n \left(\frac{4C_P V_P^*}{T} \right) \sin \left(2\pi(2n + 1) \frac{t}{T} \right) \quad (10).$$

Come è stato discusso in [11], poiché la risposta in frequenza del trasduttore diminuisce velocemente dopo la risonanza, la prima armonica $I_1(t)$ della $I(t)$ è l'unica che produce un effetto significativo sull'oscillatore meccanico quando lavora vicino alla frequenza di risonanza (Fig. 6c), in quanto la banda di funzionamento del trasduttore è relativamente stretta. Per questa ragione, al fine di valutare la risposta elettromeccanica, viene utilizzata la seguente approssimazione della $I(t)$:

$$I(t) \cong I_1(t) = 4f \cdot C_P V_P^* \cdot \sin(2\pi ft) \quad (11)$$

dove $f = 1/T$ (calcolato imponendo $n=0$).

In generale, la risposta del trasduttore può essere calcolata sovrapponendo i contributi generati separatamente dagli stimoli F_{IN} e I , applicati rispettivamente alle porte meccaniche ed elettriche del trasduttore:

$$V_P(f) = \frac{\beta F_{IN}(f)}{\alpha\beta + j(2\pi f)C_P \cdot Z_M(f)} - \frac{Z_M(f)I(f)}{\alpha\beta + j(2\pi f)C_P \cdot Z_M(f)} \quad (12)$$

dove $Z_M(f) = j(2\pi f)L_M + R_M + 1/j(2\pi f)C_M$ è l'impedenza meccanica del trasduttore in configurazione di cortocircuito.

Utilizzando l'approssimazione (11) per la $I(t)$, la forma complessa della prima armonica V_1 dell'uscita di tensione $V_P(t)$, può essere calcolata osservando che $V_P^* = 2|V_1|$ a causa dell'estrazione sincrona di carica che applica gli impulsi di corrente di Dirac (Fig. 6) e può essere determinata tramite la (12):

$$V_1 = \frac{\beta \cdot (1 - 4j/\pi)}{\alpha\beta + j(2\pi f)C_P \cdot Z_M(f) \cdot (1 - 4j/\pi)} F_{IN} \quad (13).$$

Questa espressione determina la forza di retroazione αV_I applicata all'oscillatore meccanico come conseguenza degli impulsi di corrente.

La potenza media estratta dal trasduttore sotto queste condizioni è:

$$P_{SCE} = C_P \cdot V_P^*(f)^2 \cdot f \quad (14).$$

2.4. RISULTATI DELL'ESTRAZIONE SINCRONA

Questo capitolo riassume le informazioni contenute in [1].

La procedura per identificare i parametri è stata compiuta con tre trasduttori del tipo Q220-A4-303YB, con una massa sull'estremità rispettivamente di 7g, 11g e 16g. I risultati ottenuti sono riportati nella Tab. 1.

Parameter	Tip Mass 7 g	Tip Mass 11 g	Tip Mass 16 g
C_P [nF]	48.6	49.1	49.1
f_0 [Hz]	53.1	40.0	33.8
$V_P(f_0)$ [V_{RMS}]	10.26	10.98	8.51
$\Delta z(f_0)$ [mm]	0.85	0.94	0.72
$\ddot{y}(f_0)$ [g_{RMS}]	0.100	0.070	0.041
f_M [Hz]	49.2	37	31.1
τ [s]	0.15	0.20	0.24
β [As/m]	$1.67 \cdot 10^{-3}$	$1.62 \cdot 10^{-3}$	$1.63 \cdot 10^{-3}$
L_M [kg]	$1.84 \cdot 10^{-1}$	$6.84 \cdot 10^{-2}$	$1.45 \cdot 10^{-1}$
C_M [m/N]	$5.68 \cdot 10^{-5}$	$2.09 \cdot 10^{-4}$	$1.80 \cdot 10^{-4}$
R_M [Ns/m]	0.995	0.842	0.759
α [N/V]	$8.30 \cdot 10^{-2}$	$2.03 \cdot 10^{-2}$	$3.03 \cdot 10^{-2}$

Tabella 1 _ Valori calcolati sperimentalmente dei parametri del trasduttore piezoelettrico [1].

Questa sezione riassume i risultati ottenuti durante esperimenti che hanno coinvolto i trasduttori piezoelettrici e i circuiti di *energy harvesting* riportati nell'articolo [1]. Al fine di convalidare la metodologia proposta, simulazioni con il software LTSpice hanno utilizzato gli stessi circuiti ed i risultati sono stati confrontati con le osservazioni dirette.

Allo scopo di convalidare l'effettivo grado di affidabilità di questo approccio appena proposto, dopo aver identificato i parametri del modello, sono state effettuate delle simulazioni con LTSpice dei circuiti equivalenti dei trasduttori (come è mostrato in Fig. 3a) e poi confrontate con le corrispondenti misure dirette riportate in [1].

Un primo set di simulazioni ed osservazioni sono state fatte nell'articolo [1] per caratterizzare il comportamento nel dominio della frequenza. Sono state applicate delle vibrazioni sinusoidali a frequenze diverse e sono state misurate le ampiezze della tensione di circuito aperto $V_{P0}(f)$, dello spostamento $\Delta z(f)$ e dell'accelerazione d'ingresso. Lo stesso è stato fatto in un ambiente di lavoro LTSpice con i circuiti equivalenti dei trasduttori. Un confronto tra i dati sperimentali e quelli delle simulazioni viene mostrato in Fig. 8. I risultati mostrano che il metodo proposto prevede accuratamente la risposta in frequenza del trasduttore piezoelettrico.

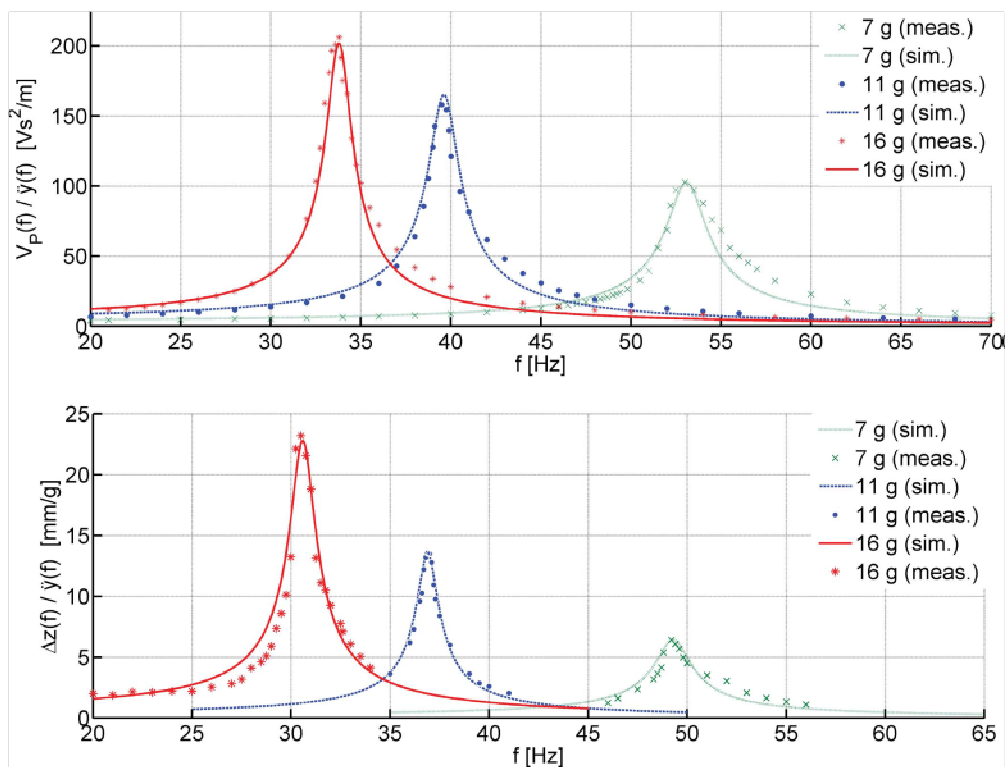


Figura 7 _ Confronto tra i dati misurati e simulati per il trasduttore con le varie masse di 7g, 11g e 16g [1].

Nella Fig. 7, $V_P(f)$ rappresenta la tensione di uscita del trasduttore in circuito aperto, $\Delta z(f)$ è l'ampiezza dell'oscillazione in cortocircuito e $\ddot{y}(f)$ è l'accelerazione d'ingresso.

Come prova addizionale, un'altra misura ed un'altra simulazione sono state fatte per verificare la capacità del modello di prevedere gli effetti dello smorzamento indotti dai convertitori di potenza non lineari. I trasduttori piezoelettrici sono stati connessi ad un circuito per testare l'estrazione di carica sincrona come è stato descritto precedentemente e nella Fig. 5. In base al modello capacitivo, l'ampiezza dell'uscita in tensione dovrebbe raddoppiare quando viene usato un estrattore di carica sincrono [6]. Tuttavia, come è appena stato discusso ci si aspetta una bassa tensione. Il circuito equivalente del trasduttore viene simulato in LTSpice con il modello del circuito dell'energy harvester. Le simulazioni nel dominio del tempo vengono calcolate e poi confrontate con le misure dirette.

In entrambi gli ambienti vengono applicate vibrazioni sinusoidali a frequenze differenti e l'ampiezza della tensione di uscita $V_{P0}(f)$ in una configurazione di circuito aperto viene confrontata con il picco di ampiezza V_P^* osservato quando il convertitore sincrono è attivo (Fig. 6). La Fig. 8 mostra il rapporto, sia misurato sia simulato, $k = V_P^*/V_{P0}$ in funzione della frequenza di vibrazione, riportato in [1]. Entrambe le misure e le simulazioni sono in accordo col fatto che attorno alla risonanza il convertitore di potenza produce un significativo ed indesiderato “damping effect” o effetto di smorzamento.

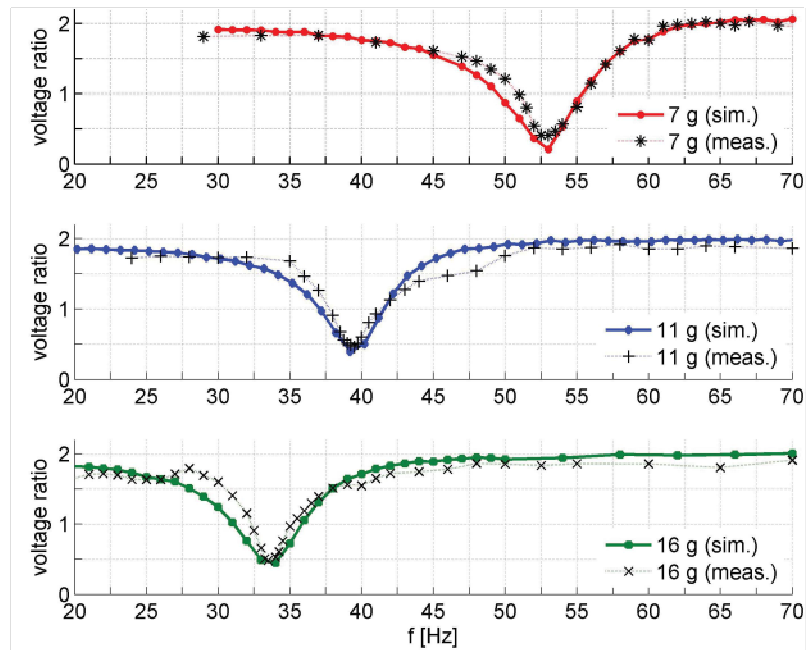


Figura 8 _ Rappresentazione del rapporto di tensione k in funzione della frequenza [1]

La Fig. 8 mostra l'applicazione al trasduttore (nella situazione rappresentata in Fig. 6) di vibrazioni a diverse frequenze e a diverse masse e ad ogni frequenza sono state calcolate V_{P0} e V_P^* . Qui viene rappresentato il rapporto $k = V_P^*/V_{P0}$ nel caso misurato e nel caso simulato.

Come mostrato in Fig. 8, il rapporto $k = V_P^*/V_{P0} \cong 0.5$ alla risonanza. Si ha quindi un peggioramento nelle prestazioni nei pressi della frequenza di risonanza nei trasduttori fortemente accoppiati. Nel nostro caso, un debole accoppiamento può portare k fino ad un valore pari a 2, portando risultati simili a quelli presentati in [6], dove l'estrattore di carica sincrono ha prestazioni migliori delle interfacce lineari. Allo scopo di realizzare questo, una capacità esterna giustamente dimensionata connessa in parallelo potrebbe realizzare un buon compromesso tra i bassi accoppiamenti αV_P e le basse tensioni di uscita V_{P0} che rispettivamente aumentano e riducono la potenza raccolta P_{SCE} .

Lo scopo principale di questa tesi è individuare un modello in grado di ridurre il "damping effect" ovvero gli effetti indesiderati che si hanno attorno alla frequenza di risonanza nel caso di conversione sincrona; la frequenza di risonanza è la frequenza alla quale andremo quasi sempre a lavorare nel caso di vibrazioni d'ingresso variabili a causa della banda relativamente stretta dei trasduttori piezoelettrici. La soluzione che

verrà proposta di seguito utilizza impulsi di controllo degli interruttori non più periodici ma bensì in parte randomizzati, generati sfruttando alcuni parametri che permettono di progettare un convertitore quasi sincrono. L'idea principale è di appiattire il contenuto energetico della prima armonica di corrente I_l (Fig. 6c) distribuendolo in una banda maggiore, al fine di limitare lo smorzamento. Per ottenere questo risultato il segnale dovrà perdere la propria periodicità. Utilizzando degli impulsi random di tensione per il controllo del circuito di conversione, si avranno di conseguenza corrispondentemente impulsi di corrente random applicati al trasduttore; la loro trasformata sarà diversa da quella proposta in Fig. 6c in quanto, persa la periodicità, il contenuto energetico sarà distribuito in tutto lo spettro del segnale e la prima armonica avrà impulsi di ampiezza minore e compariranno molte più componenti a frequenze diverse dalla risonanza e dai suoi multipli.

3. CIRCUITO CON ESTRAZIONE DI CARICA QUASI-SINCRONA

La soluzione proposta prevede l'uso di un circuito di estrazione di carica quasi-sincrona in quanto è stato ampiamente descritto che un circuito di estrazione sincrona prevede effetti di smorzamento indesiderati attorno alla frequenza di risonanza e quindi performance molto basse nell'estrazione di energia. Dato che il trasduttore piezoelettrico può essere visto come una capacità che si carica grazie a certe vibrazioni d'ingresso, dalla fisica può essere determinata l'energia che si accumula in un condensatore e quindi nel trasduttore:

$$E = \frac{1}{2} \cdot C_P \cdot V_P^{*2} \quad (15).$$

Utilizzando software come Matlab e LTSpice, sono state effettuate varie simulazioni per simulare l'estrazione di carica mediante un circuito quasi-sincrono e si è giunti ad alcune conclusioni soddisfacenti dal punto di vista energetico rispetto al caso sincrono. Lo schema di utilizzo dei due software sopramenzionati è mostrato nella seguente Fig. 9.

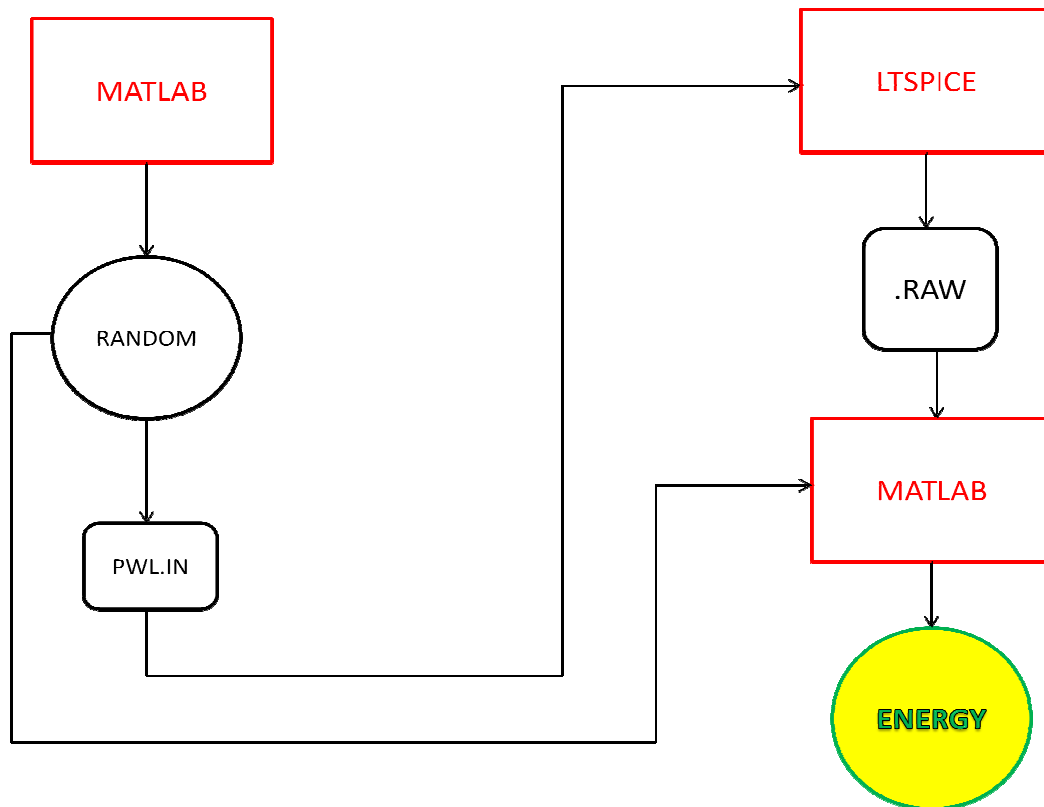


Figura 9 _ Schema Matlab-LTSpice del processo di estrazione quasi-sincrona

Questo schema mostra come è stato analizzato il problema. Tramite uno script Matlab sono stati generati impulsi random, generati in maniera casuale secondo alcuni parametri di controllo precedentemente impostati nello script. Questi impulsi avvengono a certi istanti temporali, che dovranno essere memorizzati. È stato quindi creato dallo script un file PWL di testo nel quale sono state inserite le coppie di valori tempo-tensione degli impulsi random. Successivamente, tale file PWL è stato dato in ingresso allo schematico LTSpice contenente il circuito equivalente elettromeccanico del trasduttore piezoelettrico per simulare per simulare il comportamento di interruttori quasi sincroni attivati in maniera casuale. Successivamente il software LTSpice genera il file di formato .RAW che contiene tutte le informazioni relative alle tensioni, correnti, tempi ottenute nelle varie simulazioni in transitorio. Per poter fare un'analisi energetica è necessario estrarre i valori della tensione di uscita $V_P(t)$ e riportarli in ingresso a Matlab, per permetterci di fare le opportune valutazioni numeriche. Tramite un altro script Matlab che tiene conto dei valori di tensione ai vari istanti degli impulsi random, è stata dunque valutata l'energia nel caso di conversione quasi-sincrona nella situazione

di trasduttore con massa inerziale pari a $7g$, sia in risonanza sia fuori risonanza. Le simulazioni alla frequenza di risonanza hanno lo scopo di valutare il miglioramento ottenibile con le tecniche proposte, mentre le simulazioni fuori risonanza hanno lo scopo di valutare l'eventuale degrado di prestazioni dovuto al disallineamento temporale delle conversioni rispetto ai massimi locali di energia. Tutte le successive valutazioni si baseranno sui dati relativi alla sola simulazione con massa di $7g$, anche se le simulazioni per $11g$ e $16g$ si effettuano tramite procedimenti equivalenti.

3.1. SCRIPT MATLAB

Sotto viene mostrato e descritto il primo script utilizzato per simulare impulsi random a vari livelli.

```
% periodo di campionamento della forma d'onda nel tempo
time_resolution = 0.1e-3; % sampling_time

% frequenza della vibrazione
f = 53.1;
period = 1/f;

% estremi in cui il ritardo può spaziare:
% [-jitter_amplitude, +jitter_amplitude]
% jitter_amplitude = 0 ----> NO JITTER ON PULSES
jitter_amplitude = 0;

% variabilità dell'ampiezza dei picchi compresa tra
% [lowest_peak_amplitude, 1]
% lowest_peak_amplitude = 1 ----> NO AMPLITUDE VARIATIONS (i.e. all
charge
%                                     is collected every time)
lowest_peak_amplitude = 1;

% abilitazione di m coppie di impulsi ogni n coppie di impulsi
% m_on = numero intero
% n_on = numero intero > m
%per disattivare alcuni picchi
m_on = 1;
n_on = 2;

% qui si imposta la durata della simulazione
end_time = 1000/f;

% generazione vettore dei tempi
t = 0:time_resolution:end_time-time_resolution;

% generazione dei vettori di impulsi
v = zeros(1,length(t));
v_jittered = zeros(1,length(t));

% grandezze derivate
half_period = 0.5*period;
quarter_period = 0.25*period;
```

```

% vettori che contengono gli istanti in cui si verificano
% i picchi
positive_pulses_times = quarter_period:period:end_time;
negative_pulses_times = quarter_period+half_period:period:end_time;

% periodicità espressa in elementi del vettore (arrotondata)
step = (period/time_resolution);
half_step = (0.5*period/time_resolution);
quarter_step = (0.25*period/time_resolution);

% qui si imposta la fase iniziale della forma d'onda periodica di
impulsi
% (period/4 rende la funzione dispari)
start_position = quarter_step;

% qui inseriamo gli impulsi positivi in posizioni periodiche nel
vettore
v(start_position:step:end)=ones(1,length(v(1:step:end)));
% v(2:step:end)=ones(1,length(v(1:step:end)));

% qui inseriamo gli impulsi negativi in posizioni periodiche del
vettore
v((start_position+half_step):step:end)=-ones(1,length(v(1:step:end)));

% generazione del vettore di frequenze per la FFT, in funzione della
% frequenza di campionamento e della durata della forma d'onda
fs = 1/time_resolution;
f = 0 : fs / length(v) : fs - 1 / length(v);

% grafici delle forme d'onda periodiche
subplot(4,1,1);
plot(t,v,'.-');
xlim([0 1]);
subplot(4,1,2);
plot(f,abs(fft(v)),'.-');
xlim([0 1000]);

% generazione dei vettori di impulsi ritardati e con ampiezza
variabile
delayed_positive_pulses_times = positive_pulses_times;
delayed_negative_pulses_times = negative_pulses_times;
delays = [];

% disattivazione random di coppie di impulsi
on_off_pulses = zeros(1,length(delayed_positive_pulses_times));
tmp = randint(1,length(delayed_positive_pulses_times),[1,n_on]); %
array di numeri random da 1 a n
on_off_pulses(find(tmp<=m_on)) = 1;
clear tmp;

```

```

for i = 1:length(delayed_positive_pulses_times)
    random_delay = rand*2*jitter_amplitude - jitter_amplitude;
    delays = [delays random_delay];
    delayed_positive_pulses_times(i) =
delayed_positive_pulses_times(i) + random_delay;

    position = 1+round(delayed_positive_pulses_times(i) /
time_resolution);
    v_jittered(position) = (lowest_peak_amplitude + (1-
lowest_peak_amplitude)*rand)*on_off_pulses(i);
end;

for i = 1:length(delayed_negative_pulses_times)
    random_delay = rand*2*jitter_amplitude - jitter_amplitude;
    delays = [delays random_delay];
    delayed_negative_pulses_times(i) =
delayed_negative_pulses_times(i) + random_delay; %contiene i valori
negativi del tempo

    position = 1+round(delayed_negative_pulses_times(i) /
time_resolution);
    v_jittered(position) = (-lowest_peak_amplitude - (1-
lowest_peak_amplitude)*rand)*on_off_pulses(i);
end;

% grafici della serie di impulsi ritardati e con ampiezze variate
subplot(4,1,3);
hold on;
plot(t,v_jittered,'r.-');
xlim([0 1]);

subplot(4,1,4);
hold on;
plot(f,abs(fft(v_jittered)), 'r.-' );
xlim([0 1000]);

```

Questo script Matlab permette di creare sia una serie di impulsi periodici (come quelli che si utilizzano nel caso di estrazione di carica sincrono) sia una serie di impulsi random, con le rispettive FFT (Fast Fourier Transform). Ci sono tre parametri liberi che ci permettono di randomizzare il più possibile gli impulsi random:

1. JITTER_AMPLITUDE
2. LOWEST_PEAK_AMPLITUDE
3. M_ON e N_ON

1) *Jitter_amplitude* è un parametro che viene impostato al valore massimo entro il quale si vuole far spaziare l'impulso; nel caso sincrono, la configurazione Φ_{1A} veniva attivata nel momento in cui veniva rilevato un massimo o un minimo nella $V_P(t)$, come mostra la Fig. 5 e Fig. 6. Tale configurazione corrisponderebbe a JITTER AMPLITUDE = 0. Ora l'idea è invece quella di non prelevare più la tensione nel momento in cui è al 100% dell'ampiezza ma provare a prelevarla qualche istante prima o dopo il momento in cui si verifica il picco di tensione V_P^* , andando poi a valutare l'energia estratta. I valori di jitter_amplitude utilizzati sono period/4, period/8, period/16 ecc; questo valore ci dice entro quale intervallo far spaziare l'impulso rispetto al caso centrale in cui $V_P(t)$ è massima. L'impulso si attiva dunque in maniera casuale nell'intervallo $[-jitter_amplitude; +jitter_amplitude]$. La distribuzione di probabilità utilizzata è quella uniforme.

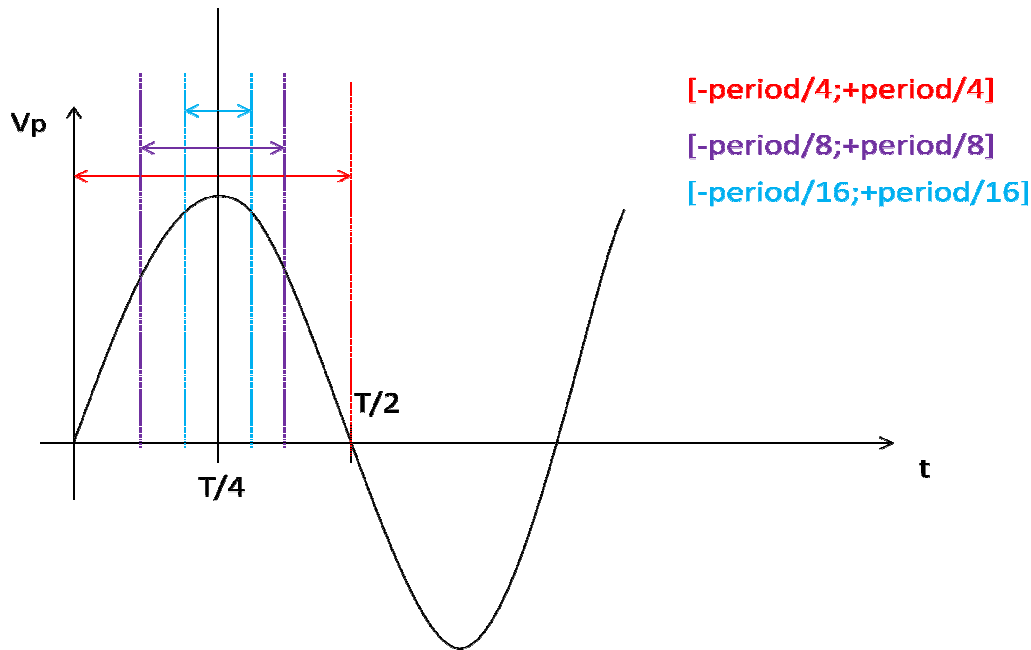


Figura 10 _ Intervallo di Jitter _amplitude

2) *Lowest_peak_amplitude* è un parametro che indica la variabilità dell'ampiezza dei picchi. Nel circuito di LTSpice viene inserito un interruttore pilotato la cui soglia di attivazione è pari a 2,5V; nelle nostre valutazioni, ogni qualvolta lo script Matlab creava degli impulsi, gli è stata impostata una tensione costante di 5V cosicché si attivasse sempre l'interruttore. Lo scopo di *Lowest_peak_amplitude* è stato quello di variare la durata dell'impulso, cioè il suo T_{ON} . Dato che il trasduttore piezoelettrico si comporta come una capacità, esso avrà un tempo di scarica; andando a variare il tempo di durata dell'impulso andremo anche a variare la quantità di energia prelevata ogni volta che viene attivato l'interruttore. Se si scarica totalmente andremo a prelevare tutta l'energia disponibile mentre se la scarica è parziale, preleveremo meno energia. Questo comportamento provoca quindi una distribuzione casuale delle ampiezze degli impulsi di corrente, variabile in maniera uniforme tra *Lowest_peak_amplitude* e il 100%.

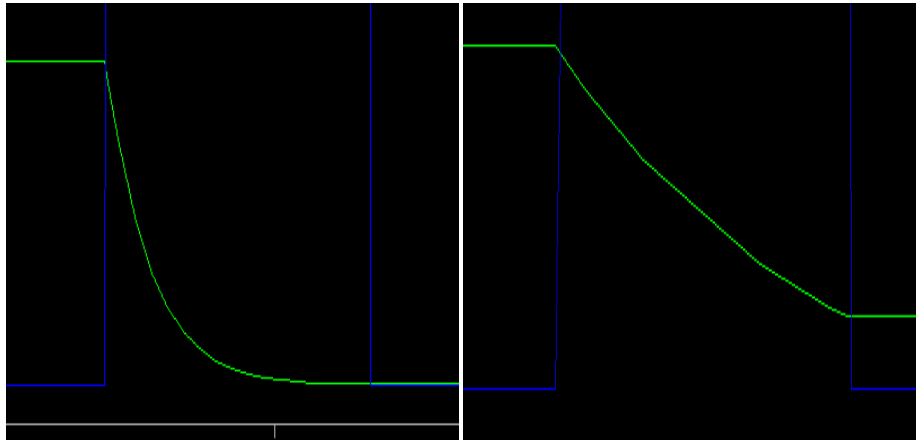


Figura 11 _ a)scarica completa del trasduttore, b)scarica parziale del trasduttore

- 3) M_{on} e n_{on} sono due parametri che vengono utilizzati per andare a disattivare in maniera casuale una data frazione dei picchi di corrente e verranno di seguito indicati come “percentuale di picchi considerati”; ad esempio se $m_{on}=3$ e $n_{on}=10$, attiverò solo il 30% dei picchi di tensione per ogni secondo.

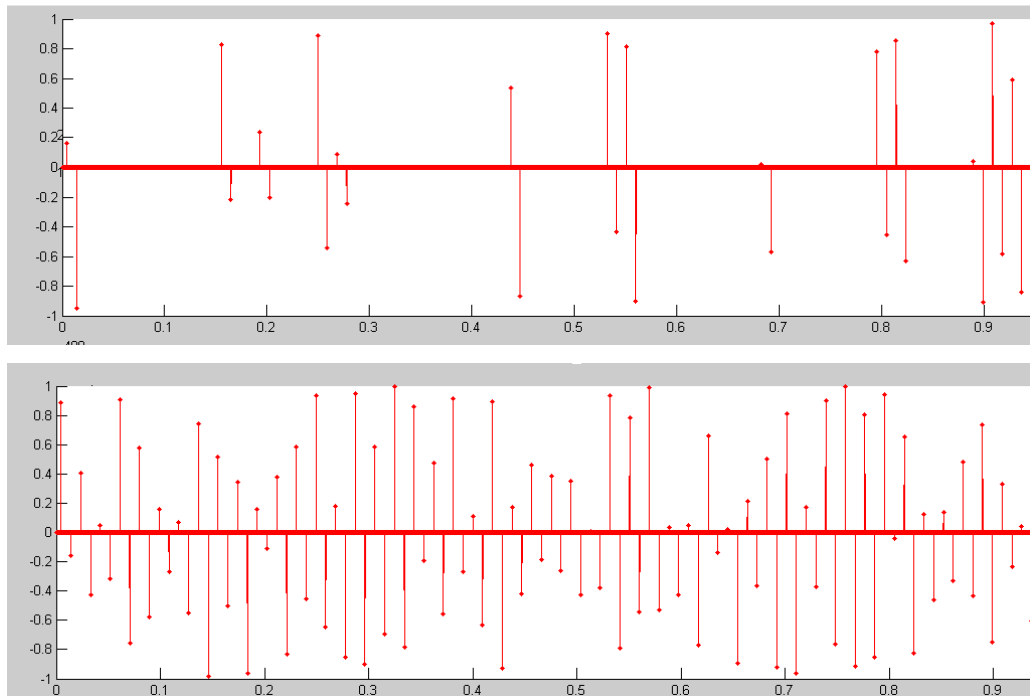


Figura 12 _ a) impulsi generati con $m/n=30\%$ e $lowest_peak_amplitude=0$, b) impulsi generati con $m/n=100\%$ e $lowest_peak_amplitude=0$.

Ora viene copiato e descritto il secondo script di Matlab, che permette di generare il file PWL.

```
% writes a pwl-file for PSpice

fid = fopen('percorso del file pwl.in', 'w');
% write a bucket '(' - PSpice wants it
fwrite(fid, '(', 'char');

a=v_jittered;
b=t;
c=find(v_jittered); %in c inserisco le posizioni non nulle del vettore
v_jittered
tempo = zeros(1,length(c));
tensione = zeros(1,length(c));
k=1;

for i = 1:length(b)
    if v_jittered(i)~=0
        tempo(k)=t(i);
        tensione(k)=v_jittered(i);
        k=k+1;
    else
        i=i+1;
    end
end;
%si inserisce nel vettore "tempo" gli istanti temporali in cui
%v_jittered è diverso da 0 e nel vettore "tensione" i valori di
tensione corrispondenti

coppia = zeros(1,2*length(c));
p=1;

for h = 1:2:(2*length(c))
    coppia(h)=tempo(p);
    coppia(h+1)=tensione(p);
    p=p+1;
end;

% si crea il vettore "coppia" che contiene le coppie di valori
% tempo-tensione

%si crea Ton variabile da 0 a 3us in base a lowest_peak_amplitude
Ton_random=zeros(1,length(tensione));
for i=1:length(tensione)
    Ton_random(i)=(3e-6)*abs(tensione(i));
end;

% creazione impulsi random
z=3;
x(1)=0;
x(2)=0;
x=zeros(1,4*length(coppia));
index=1;
```



```

        %0.12f' 's' ' ' %i' 'V' ...
        %0.12f' 's' ' ' %i' 'V' ...
        %0.12f' 's' ' ' %i' 'V' ...
        %0.12f' 's' ' ' %i' 'V' ...
        %0.12f' 's' ' ' %i' 'V' ...
'\r\n '],x);

figure(2),plot(x(1:2:end),x(2:2:end),'.-');
% go four steps back in the file (that's where the carriage return
'\r' is)
fseek(fid, -4, 0);
% overwrite the '\r\n' with a closing bracket ')' - PSpice needs it
fwrite(fid, [' ' ') '], 'char');
fid = fclose(fid);

```

Con questo script viene creato il file PWL in cui sono presenti le coppie di valori tempo-tensione degli impulsi. Questo file è quello che viene dato in ingresso all'interruttore posto in parallelo al trasduttore nel circuito di LTSpice.

Dal primo script sono stati prelevati tutti i valori di tensione dei picchi ed i loro rispettivi istanti temporali; successivamente nel secondo script è stato creato un nuovo vettore che conteneva tutti gli istanti di tempo in cui si presentava un picco e, per ognuno di questi istanti, è stato creato un picco di tensione con i seguenti parametri:

- 1) Fronte di salita di 10ps
- 2) Durata dell'impulso variabile da 0 (non scarico il piezo) a 3us (scarico completamente il piezo) in funzione del parametro `lowest_peak_amplitude`
- 3) Ampiezza dell'impulso costante e pari a 5V
- 4) Fronte di discesa di 10ps

Il nuovo vettore creato è quello che andrà in ingresso a LTSpice.

Ora viene proposto il terzo script di Matlab, utilizzato per valutare l'energia estratta.

```
%-----Estrapolazione dati tempo/tensione-----

dati=LTspice2Matlab('percorso del file di LTSpice .raw');
data_time=dati.time_vect;
data_voltage=zeros(1,dati.num_data_pnts);

% si riempie "data_voltage" con i valori prelevati dalla 5° riga di
"variable_mat"
for i=1:1:dati.num_data_pnts
    data_voltage(i)=dati.variable_mat(5,i);
end

%si crea un vettore "r" con i valori di tempo e tensione in sequenza
j=1;
r=zeros(1,2*dati.num_data_pnts);
for k=1:2:(2*dati.num_data_pnts)
    r(k)=data_time(j);
    r(k+1)=data_voltage(j);
    j=j+1;
end

figure(3),plot(data_time,data_voltage);
xlim([0 15]);

% si crea vettore "time_matlab" sfalsato di Tdelay secondi rispetto a
"tempo"
time_matlab=zeros(1,length(tempo));
for i=1:1:length(tempo)
    time_matlab(i)=tempo(i)+Tdelay;
end

%si crea vettore "picchi_salita" e "picchi_discesa" in cui inserisco i
valori di tensione corrispondenti
%agli istanti temporali in cui inizia e finisce l'impulso
picchi=zeros(1,length(time_matlab));
picchi_salita=zeros(1,length(time_matlab));
picchi_discesa=zeros(1,length(time_matlab));

%vettore "picchi_salita" contiene tensione Vp all'istante in cui parte
l'impulso
d=1;
for i=1:1:length(data_time)
    if data_time(i)>time_matlab(d) & d<length(time_matlab)
        picchi_salita(d)=data_voltage(i-1);
        d=d+1;
    end
end;
end;
```

```

%vettore "picchi_discesa" contiene tensione Vp all'istante in cui finisce
%l'impulso
d=1;
for i=1:1:length(data_time)
    if data_time(i)>time_picchi_discesa(d) & d<length(time_picchi_discesa)
        picchi_discesa(d)=data_voltage(i+1);
        d=d+1;
    end
end;

%creo "picchi" con la differenza dei quadrati della tensione di salita e
%discesa
for i=1:1:length(picchi)
    picchi(i)=(picchi_salita(i))^2-(picchi_discesa(i))^2;
end;

hold on;
plot(time_matlab,picchi,'ro');
hold off;

%valuto l'energia in 10 secondi
energy=0;
for i=1:1:length(time_matlab)
    if time_matlab(i)>4 & time_matlab(i)<14
        energy=energy+picchi(i);
    end
end;

energy=0.5*energy*(48.6e-9);

```

Questo script preleva i dati calcolati da LTSpice. Dato che lo scopo è valutare l'energia data dalla (15), bisogna soffermarsi sui valori di $V_P(t)$ negli istanti in cui si ha il picco di tensione, cioè nel momento in cui l'interruttore viene attivato. Per fare questo bisogna seguire i seguenti passi:

- prelevare il valore di $V_P(t)$ nel momento in cui si ha il fronte di salita
- prelevare il valore di $V_P(t)$ nel momento in cui si ha il fronte di discesa
- fare la differenza dei quadrati di questi valori di tensione ed inserirla in un vettore
- una volta terminata la simulazione, vengono sommati tutti questi valori e poi moltiplicati per $1/2 \cdot C_P$.

Una volta terminata la simulazione, Matlab crea il valore “Energy” , che contiene l’energia prelevata; esso è proprio il valore che interessa confrontare con il caso periodico.

Nel caso in questione, sono state fatte sempre simulazioni in un arco di 10 secondi e quindi tutti i valori riportati nelle successive tabelle saranno riferiti a questo arco temporale di simulazione.

Quest'ultimo script Matlab preleva i picchi di corrente presenti in LTSpice e ne grafica la FFT (Fast Fourier Transform). Essa è quella che si andrà ad osservare al fine di valutare l'effettiva diminuzione dell'ampiezza della componente di corrente alla frequenza di risonanza.

```
data_time=dati.time_vect;
data_corrente=zeros(1,dati.num_data_pnts);

for i=1:1:dati.num_data_pnts
    data_corrente(i)=dati.variable_mat(14,i);
end

fst=1/(data_time(length(data_time))/length(data_time));
h=abs(fft(data_corrente));

freq = 0 : fst / length(data_corrente) : fst - 1 /
length(data_corrente);

figure(4),plot(data_time,data_corrente);
xlim([0 16]);

figure(5),plot(freq,h);
xlim([0 1000]);
```


3.2. NETLIST LTSPICE

Di seguito vengono riportate la netlist del file LTSpice e lo schematico utilizzati per le simulazioni.

```
* percorso del file Spice .asc
V_acc a 0 SINE(0 {0.141/14.2} {my_f}) AC 1
Lm a x {Lm}
Rm x y {Rm}
Cm N001 y {Cm}
E1 N001 0 p 0 {alfa}
F1 p 0 V_acc {beta}
C1 p 0 {Cp}
R1 p 0 1G
S1 p 0 V_pwl 0 myswitch
V1 V_impulso 0 PULSE(0 3 {80/{my_f}} 10p 10p 100u {0.5/{my_f}})
V2 V_pwl 0 PWL file=filepwl.in
* mass = 7g

* Cap piezo
.param Cp = 48.6e-9

* Freq. di risonanza a vuoto
.param f0 = 53

* Valore di picco della tensione RMS alla risonanza a vuoto f0
.param Vp0 = 10.259

* Elongazione picco picco alla risonanza a vuoto f0
.param Dz0 = 0.8532e-3

* Accelerazione in ingresso alla frequenza di risonanza a vuoto in [g-RMS]
.param a0 = 0.10

* Frequenza di risonanza in corto-circuito
.param fm = 49.2

* Costante di tempo di smorzamento a vuoto
.param tau0 = 0.1845
.param tau0 = 0.35

.param beta = 2*Cp*Vp0*sqrt(2)/Dz0
.param Rm = a0*sqrt(2) / (Dz0 * pi * f0)
.param Lm = 0.5 * tau0 * Rm
.param Cm = 1 / ( Lm*(2*pi*fm)**2)
.param Ceq = 1 / (Lm*(2*pi*f0)**2)
.param alfa = (1/beta) * Cp * (1/Ceq - 1/Cm)

* .param Lm=9.697459E-02
* .param Rm=2.735531E+00
* .param Cm=1.208026E-04
* .param alfa=2.395262E-02
* .param beta=1.178124E-03
```

```

*.param Cp=52e-9

* Resistenza di carico esterna
.param RL=1G

.save all
*.step param beta list 2500u 2450u 2400u 2350u 2300u
*.step param tau0 list 0.18 0.10 0.08
*frequenza di risonanza in ingresso al sistema
.param my_f = 53.1
.model myswitch SW vt=2.5 vh=0.1 ron=10 roff=1G
.tran 0 16 0 100u
.backanno
.end

```

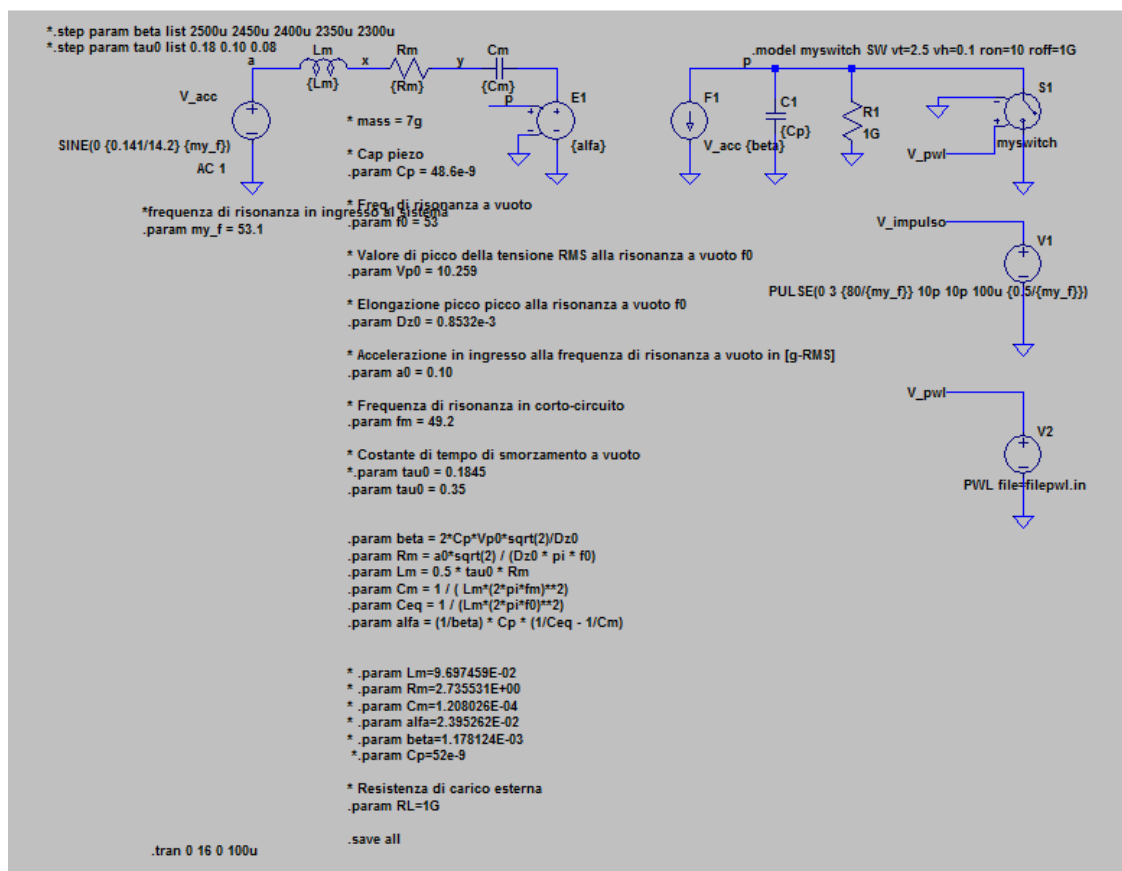


Figura 13 _ Circuito equivalente del trasduttore piezoelettrico utilizzato per le simulazioni

Questo schematico è lo stesso che è stato utilizzato per le simulazioni del caso di estrazione sincrona. Esso rappresenta il circuito equivalente elettromeccanico del trasduttore piezoelettrico descritto dettagliatamente nei capitoli precedenti. Inoltre uno switch controllato in tensione emula l'estrazione quasi-sincrona di carica elettrica. In

ingresso è stata posta una tensione costante sinusoidale di ampiezza pari a 1V e frequenza pari alla frequenza di risonanza $f=53,1Hz$ (essa simula le vibrazioni d'ingresso); nella porta sulla destra è presente la capacità del trasduttore C_p ed è quella che immagazzina energia che sarà da scaricare.

Il segnale " V_{pwl} " pilota l'interruttore in parallelo alla C_p , ed è quello che simula gli impulsi di tensione forniti dagli script di Matlab.

3.3. PROCESSO DI MISURA DELL'ENERGIA

Le valutazioni energetiche sono quelle che interessano ai fini della tesi in quanto mostrano se è conveniente o meno utilizzare il circuito con estrazione di carica quasi-sincrona.

Per poter fare delle stime energetiche veritiere ed affidabili, ognuna delle simulazioni sotto riportate è stata ripetuta 10 volte e poi è stata fatta una media aritmetica semplice dei valori ottenuti di energia. I parametri che sono stati variati per le simulazioni sono quelli presenti nel primo script proposto di Matlab ovvero *lowest_peak_amplitude*, *jitter_amplitude*, *m_on* e *n_on*. Principalmente sono state fatte tre tipi di simulazioni diverse:

- nella 1° simulazione si è mantenuto costante e pari al 100% la percentuale di picchi considerati (cioè non è stato saltato nessun impulso), facendo variare la durata dell'impulso ed il jitter;
- nella 2° simulazione è stata impostata la durata dell'impulso variabile ad ogni misura e sono stati variati il jitter e la percentuale di impulsi considerati;
- nella 3° simulazione si è mantenuta costante la durata dell'impulso in modo che la capacità si scaricasse completamente ogni volta, mentre sono stati variati il jitter e la percentuale degli impulsi considerati.

I risultati di queste simulazioni, sia in risonanza sia fuori risonanza, sono riportati nelle tabelle mostrate in seguito.

PROCESSO DI MISURA

In questa parte viene illustrato e descritto dettagliatamente il processo col quale sono state fatte le valutazioni energetiche per le varie simulazioni.

1. Una volta impostati i tre parametri liberi, è stato lanciato il primo script di Matlab che crea una serie di impulsi random.
2. Il secondo script crea una coppia di valori tempo-tensione corrispondenti agli impulsi creati in maniera random dal primo script; esso viene lanciato in modo tale da mandare le forme d'onda degli impulsi a LTSpice.
3. Lo schematico di LTSpice rileva i picchi di tensione che regolano l'interruttore e crea di conseguenza la forma d'onda d'uscita.
4. La forma d'onda di uscita viene importata in Matlab tramite il terzo script e viene calcolato il valore dell'energia corrispondente.

Questo processo di misura è stato eseguito per ogni valore riportato nelle tabelle e successivamente, per motivi di completezza, sono state fatte le stesse simulazioni utilizzando anche una frequenza fuori da quella di risonanza con frequenza pari a *100Hz*.

4. RISULTATI ESTRAZIONE DI CARICA QUASI SINCRONA

In questo capitolo vengono riportate le tabelle ed i grafici delle simulazioni effettuate.

JITTER_AMPLITUDE	LOWEST_PEAK_AMPLITUDE	M_ON	N_ON	%impulsi	Ton impulso	ENERGY (in 10s)	E_random/E_sinc
period/4	0	1	1	100%	variabile	1,83E-06	2,20
period/4	0,1	1	1	100%	variabile	1,71E-06	2,05
period/4	0,2	1	1	100%	variabile	1,66E-06	1,99
period/4	0,3	1	1	100%	variabile	1,58E-06	1,90
period/4	0,4	1	1	100%	variabile	1,61E-06	1,93
period/4	0,5	1	1	100%	variabile	1,58E-06	1,90
period/4	0,6	1	1	100%	variabile	1,58E-06	1,90
period/4	0,7	1	1	100%	variabile	1,55E-06	1,86
period/4	0,8	1	1	100%	variabile	1,59E-06	1,91
period/4	0,9	1	1	100%	variabile	1,56E-06	1,87
period/8	0	1	1	100%	variabile	1,31E-06	1,57
period/8	0,1	1	1	100%	variabile	1,22E-06	1,46
period/8	0,2	1	1	100%	variabile	1,18E-06	1,42
period/8	0,3	1	1	100%	variabile	1,14E-06	1,37
period/8	0,4	1	1	100%	variabile	1,13E-06	1,36
period/8	0,5	1	1	100%	variabile	1,12E-06	1,34
period/8	0,6	1	1	100%	variabile	1,10E-06	1,32
period/8	0,7	1	1	100%	variabile	1,11E-06	1,33
period/8	0,8	1	1	100%	variabile	1,10E-06	1,32
period/8	0,9	1	1	100%	variabile	1,10E-06	1,32
period/16	0	1	1	100%	variabile	1,05E-06	1,26
period/16	0,1	1	1	100%	variabile	9,68E-07	1,16
period/16	0,2	1	1	100%	variabile	9,31E-07	1,12
period/16	0,3	1	1	100%	variabile	9,09E-07	1,09
period/16	0,4	1	1	100%	variabile	8,90E-07	1,07
period/16	0,5	1	1	100%	variabile	8,78E-07	1,05
period/16	0,6	1	1	100%	variabile	8,78E-07	1,05
period/16	0,7	1	1	100%	variabile	8,74E-07	1,05
period/16	0,8	1	1	100%	variabile	8,75E-07	1,05
period/16	0,9	1	1	100%	variabile	8,72E-07	1,05

Tabella 2 _ Tabella con jitter variabile, durata impulso variabile, percentuale impulsi considerati pari al 100% , $f=53,1\text{Hz}$.

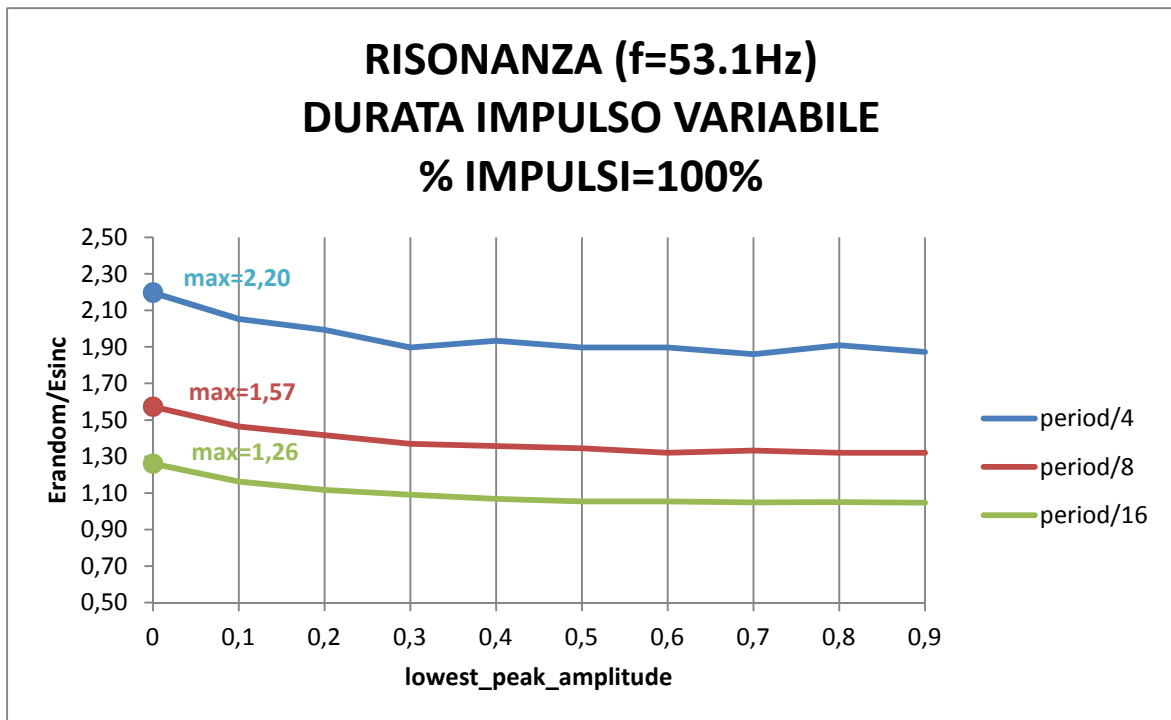


Figura 14 _ Grafico che rappresenta i dati della Tabella 2

La Tab. 2 e la Fig. 14 mostrano le valutazioni energetiche nei casi presi in considerazione.

L'energia nel caso di estrazione sincrona in risonanza è stata precedentemente calcolata tramite la simulazione di LTSpice e, in 10 secondi di simulazione, è stata calcolata un'energia pari a $8,33 \cdot 10^{-7} J$.

Facendo un confronto con il valore energetico sopra riportato, i risultati sono i seguenti:

- Nel caso di jitter pari a period/4 , durata dell'impulso variabile ad ogni misura e percentuale degli impulsi considerati pari al 100% si ha un rendimento massimo rispetto al caso sincrono molto buono, con valore massimo pari a 2,20.
- Nel caso di jitter pari a period/8 e period/16 invece non si ha un grosso miglioramento rispetto al caso sincrono in quanto si hanno valori rispettivamente di 1,57 e 1,26.

JITTER_AMPLITUDE	LOWEST_PEAK_AMPLITUDE	M_ON	N_ON	%impulsi	Ton impulso	ENERGY (in 10s)	E_random/E_sinc
period/4	0	10	100	10%	variabile	1,43E-06	1,72
period/4	0	15	100	15%	variabile	1,77E-06	2,13
period/4	0	20	100	20%	variabile	2,02E-06	2,43
period/4	0	25	100	25%	variabile	2,24E-06	2,69
period/4	0	30	100	30%	variabile	2,31E-06	2,77
period/4	0	35	100	35%	variabile	2,32E-06	2,79
period/4	0	40	100	40%	variabile	2,36E-06	2,83
period/4	0	45	100	45%	variabile	2,33E-06	2,80
period/4	0	50	100	50%	variabile	2,29E-06	2,75
period/4	0	70	100	70%	variabile	2,11E-06	2,53
period/4	0	90	100	90%	variabile	1,95E-06	2,34
period/4	0	100	100	100%	variabile	1,81E-06	2,17
period/8	0	10	100	10%	Variabile	1,55E-06	1,86
period/8	0	15	100	15%	variabile	1,96E-06	2,35
period/8	0	20	100	20%	variabile	2,04E-06	2,45
period/8	0	25	100	25%	variabile	2,00E-06	2,40
period/8	0	30	100	30%	variabile	1,99E-06	2,39
period/8	0	35	100	35%	variabile	1,99E-06	2,39
period/8	0	40	100	40%	variabile	1,91E-06	2,29
period/8	0	45	100	45%	variabile	1,84E-06	2,21
period/8	0	50	100	50%	variabile	1,78E-06	2,14
period/8	0	70	100	70%	variabile	1,56E-06	1,87
period/8	0	90	100	90%	variabile	1,40E-06	1,68
period/8	0	100	100	100%	variabile	1,32E-06	1,58
period/16	0	10	100	10%	variabile	1,64E-06	1,97
period/16	0	15	100	15%	variabile	1,80E-06	2,16
period/16	0	20	100	20%	variabile	1,82E-06	2,19
period/16	0	25	100	25%	variabile	1,80E-06	2,16
period/16	0	30	100	30%	variabile	1,76E-06	2,11
period/16	0	35	100	35%	variabile	1,70E-06	2,04
period/16	0	40	100	40%	variabile	1,64E-06	1,97
period/16	0	45	100	45%	variabile	1,55E-06	1,86
period/16	0	50	100	50%	variabile	1,49E-06	1,79
period/16	0	70	100	70%	variabile	1,28E-06	1,54
period/16	0	90	100	90%	variabile	1,11E-06	1,33
period/16	0	100	100	100%	variabile	1,04E-06	1,25

Tabella 3 _ Tabella con jitter variabile, durata impulso variabile, percentuale impulsi considerati variabile, $f=53,1\text{Hz}$.

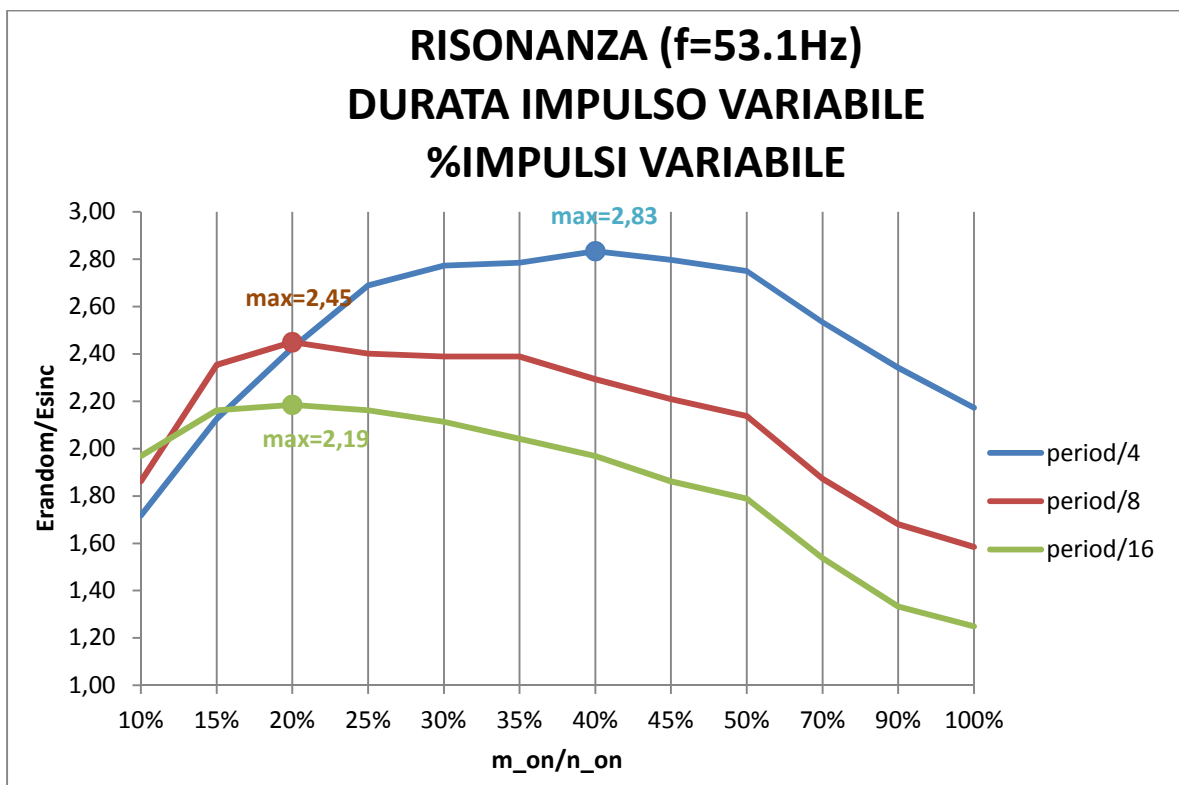


Figura 15 _ Grafico che rappresenta i dati della Tabella 3

La Tab. 3 e Fig. 15 mostrano i dati relativi ad una simulazione in cui sono stati fatti variare tutti i parametri al fine di poter valutare l'energia estratta in queste condizioni. I risultati sono i seguenti:

- Nel caso di jitter pari a period/4 e durata impulso variabile, il rendimento massimo di energia estratta rispetto al caso sincrono si ha quando vengono considerati solo il 40% degli impulsi; in questo caso si ha un rendimento abbastanza elevato e pari a 2,83.
- Negli altri due casi di jitter pari a period/8 e period/16 si hanno dei massimi nel rendimento per percentuali di impulsi considerati pari al 20% con rendimenti rispettivamente pari a 2,45 e 2,19.

JITTER_AMPLITUDE	LOWEST_PEAK_AMPLITUDE	M_ON	N_ON	%impulsi	Ton impulso	ENERGY (in 10s)	E_random/E_sinc
period/4	1	10	100	10%	costante	1,68E-06	2,02
period/4	1	15	100	15%	costante	2,05E-06	2,46
period/4	1	20	100	20%	costante	2,20E-06	2,64
period/4	1	25	100	25%	costante	2,32E-06	2,79
period/4	1	30	100	30%	costante	2,33E-06	2,80
period/4	1	35	100	35%	costante	2,29E-06	2,75
period/4	1	40	100	40%	costante	2,26E-06	2,71
period/4	1	45	100	45%	costante	2,19E-06	2,63
period/4	1	50	100	50%	costante	2,13E-06	2,56
period/4	1	70	100	70%	costante	1,83E-06	2,20
period/4	1	90	100	90%	costante	1,66E-06	1,99
period/4	1	100	100	100%	costante	1,53E-06	1,84
period/8	1	10	100	10%	costante	1,99E-06	2,39
period/8	1	15	100	15%	costante	2,19E-06	2,63
period/8	1	20	100	20%	costante	2,18E-06	2,62
period/8	1	25	100	25%	costante	2,16E-06	2,59
period/8	1	30	100	30%	costante	2,04E-06	2,45
period/8	1	35	100	35%	costante	1,92E-06	2,31
period/8	1	40	100	40%	costante	1,86E-06	2,23
period/8	1	45	100	45%	costante	1,77E-06	2,13
period/8	1	50	100	50%	costante	1,72E-06	2,07
period/8	1	70	100	70%	costante	1,33E-06	1,60
period/8	1	90	100	90%	costante	1,09E-06	1,31
period/8	1	100	100	100%	costante	9,95E-07	1,19
period/16	1	10	100	10%	costante	2,16E-06	2,59
period/16	1	15	100	15%	costante	2,20E-06	2,64
period/16	1	20	100	20%	costante	2,18E-06	2,62
period/16	1	25	100	25%	costante	2,07E-06	2,49
period/16	1	30	100	30%	costante	1,98E-06	2,38
period/16	1	35	100	35%	costante	1,80E-06	2,16
period/16	1	40	100	40%	costante	1,71E-06	2,05
period/16	1	45	100	45%	costante	1,63E-06	1,96
period/16	1	50	100	50%	costante	1,48E-06	1,78
period/16	1	70	100	70%	costante	1,19E-06	1,43
period/16	1	90	100	90%	costante	9,70E-07	1,16
period/16	1	100	100	100%	costante	8,75E-07	1,05

Tabella 4 _ Tabella con jitter variabile, durata impulso costante, percentuale impulsi considerati variabile, $f=53,1\text{Hz}$.

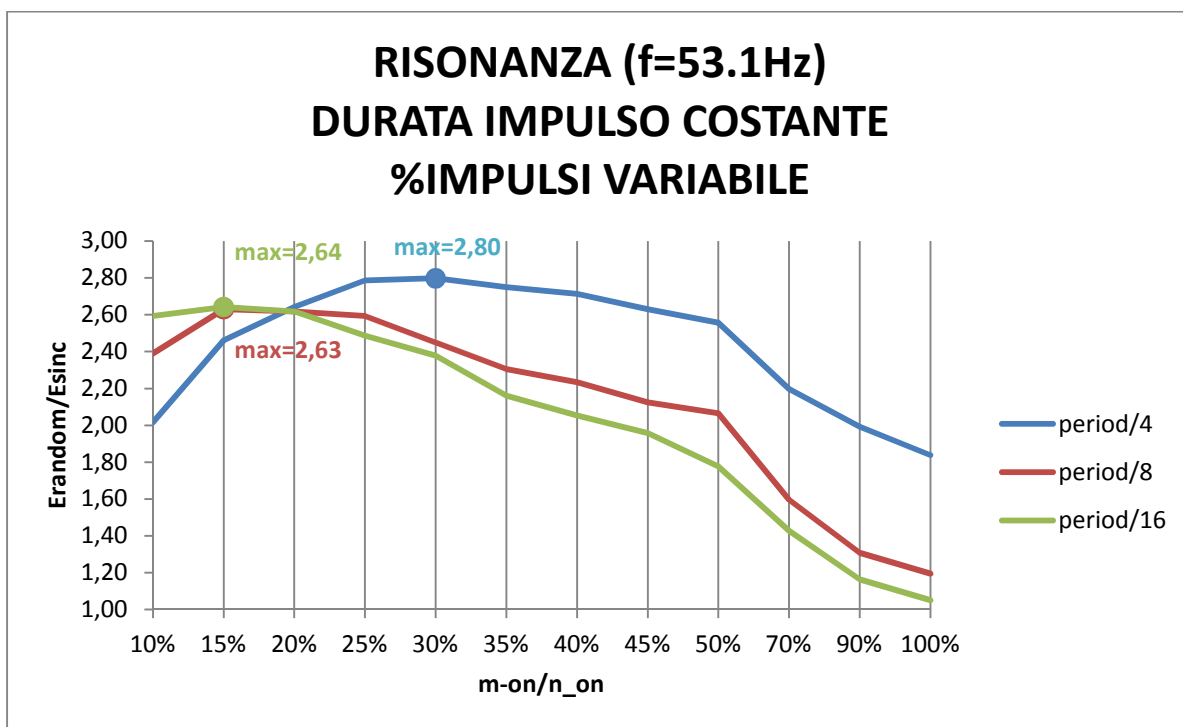


Figura 16 _ Grafico che rappresenta i dati della Tabella 4

I dati riportati in Tab. 4 e in Fig. 16 rappresentano le valutazioni energetiche fatte con la durata dell'impulso costante e pari a $3\mu\text{s}$, tempo con la quale si ha la certezza che il capacitore del piezoelettrico si scarichi completamente. Anche qui si è fatta variare la percentuale degli impulsi considerati. I risultati sono i seguenti:

- Nel caso di jitter pari a period/4 si ha un picco di rendimento attorno al 30% e pari a 2,80.
- Anche negli altri due casi si hanno valori di rendimento molto alti pari a 2,63 e 2,64.

Per motivi di completezza, ora verranno mostrate le tabelle ed i grafici delle stesse simulazioni ma non più in risonanza, bensì ad una frequenza lontana dalla risonanza e pari a $f=100\text{Hz}$.

JITTER_AMPLITUDE	LOWEST_PEAK_AMPLITUDE	M_ON	N_ON	%impulsi	Ton impulso	ENERGY (in 10s)	E_random/E_sinc
period/4	0	1	1	100%	variabile	2,96E-09	0,329
period/4	0,1	1	1	100%	variabile	3,34E-09	0,371
period/4	0,2	1	1	100%	variabile	3,54E-09	0,394
period/4	0,3	1	1	100%	variabile	3,71E-09	0,412
period/4	0,4	1	1	100%	variabile	3,80E-09	0,422
period/4	0,5	1	1	100%	variabile	3,89E-09	0,432
period/4	0,6	1	1	100%	variabile	3,85E-09	0,428
period/4	0,7	1	1	100%	variabile	3,95E-09	0,439
period/4	0,8	1	1	100%	variabile	3,93E-09	0,437
period/4	0,9	1	1	100%	variabile	3,95E-09	0,439
period/8	0	1	1	100%	variabile	5,27E-09	0,586
period/8	0,1	1	1	100%	variabile	6,05E-09	0,673
period/8	0,2	1	1	100%	variabile	6,51E-09	0,724
period/8	0,3	1	1	100%	variabile	6,78E-09	0,754
period/8	0,4	1	1	100%	variabile	6,98E-09	0,776
period/8	0,5	1	1	100%	variabile	7,11E-09	0,790
period/8	0,6	1	1	100%	variabile	7,18E-09	0,798
period/8	0,7	1	1	100%	variabile	7,22E-09	0,803
period/8	0,8	1	1	100%	variabile	7,23E-09	0,804
period/8	0,9	1	1	100%	variabile	7,25E-09	0,806
period/16	0	1	1	100%	variabile	6,16E-09	0,685
period/16	0,1	1	1	100%	variabile	7,11E-09	0,790
period/16	0,2	1	1	100%	variabile	7,63E-09	0,848
period/16	0,3	1	1	100%	variabile	7,99E-09	0,888
period/16	0,4	1	1	100%	variabile	8,21E-09	0,913
period/16	0,5	1	1	100%	variabile	8,32E-09	0,925
period/16	0,6	1	1	100%	variabile	8,40E-09	0,934
period/16	0,7	1	1	100%	variabile	8,46E-09	0,941
period/16	0,8	1	1	100%	variabile	8,49E-09	0,944
period/16	0,9	1	1	100%	variabile	8,50E-09	0,945

Tabella 5 _ Tabella con jitter variabile, durata impulso variabile, percentuale impulsi considerati pari al 100% , f=100Hz.

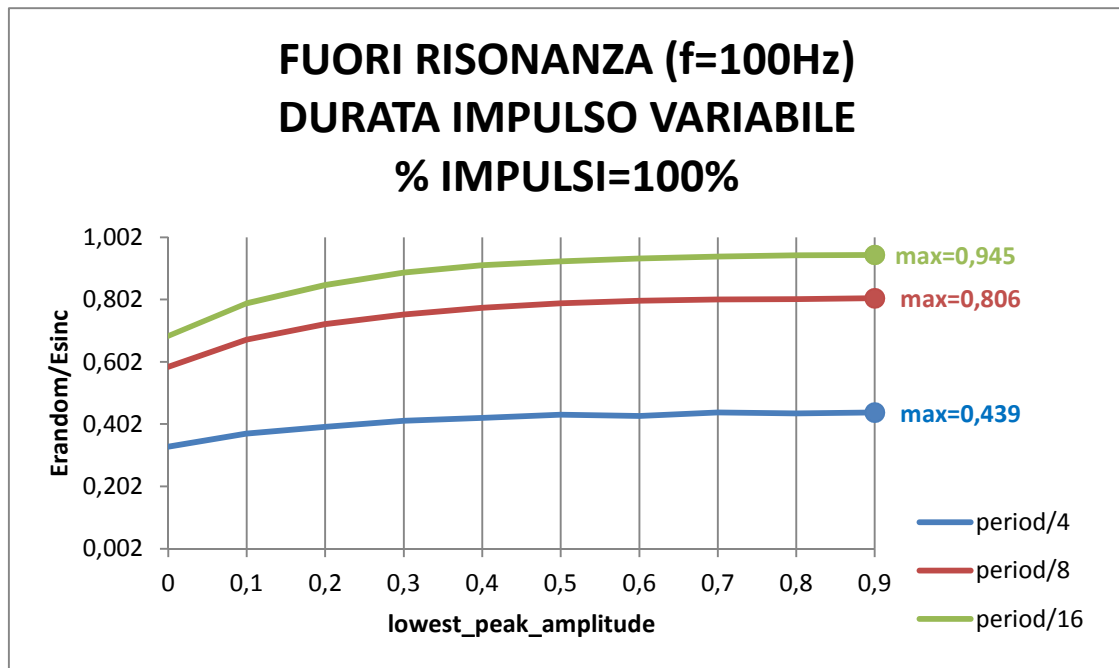


Figura 17 _ Grafico che rappresenta i dati della Tabella 5

In Tab. 5 e Fig. 17 sono mostrati i dati relativi alle stesse simulazioni effettuate in Tab. 2 e Fig. 14 con la differenza che è stata presa una frequenza di lavoro pari a 100Hz.

I valori energetici sono stati confrontati con l'energia estratta dal circuito sincrono nel caso non in risonanza (calcolata tramite simulazioni con LTSpice) ed è pari a $8,99 \cdot 10^{-9} J$.

Ovviamente in queste valutazioni fuori dalla risonanza non si presenta il problema dello smorzamento del rapporto $k = V_P^*/V_{P0}$; avendo però introdotto impulsi random, l'energia estratta è una percentuale inferiore al 100% in quanto non si estrae l'energia esattamente nell'istante in cui si ha il picco di tensione massimo, bensì un po' prima o un po' dopo. Di conseguenza i rendimenti energetici dovranno per forza essere minori di 1.

JITTER_AMPLITUDE	LOWEST_PEAK_AMPLITUDE	M_ON	N_ON	%impulsi	Ton impulso	ENERGY (in 10s)	E_random/E_sinc
period/4	0	10	100	10%	variabile	2,57E-10	0,029
period/4	0	15	100	15%	variabile	3,36E-10	0,037
period/4	0	20	100	20%	variabile	5,36E-10	0,060
period/4	0	25	100	25%	variabile	6,63E-10	0,074
period/4	0	30	100	30%	variabile	8,57E-10	0,095
period/4	0	35	100	35%	variabile	9,32E-10	0,104
period/4	0	40	100	40%	variabile	1,14E-09	0,127
period/4	0	45	100	45%	variabile	1,28E-09	0,142
period/4	0	50	100	50%	variabile	1,33E-09	0,148
period/4	0	70	100	70%	variabile	2,02E-09	0,225
period/4	0	90	100	90%	variabile	2,62E-09	0,291
period/4	0	100	100	100%	variabile	3,01E-09	0,335
period/8	0	10	100	10%	variabile	4,34E-10	0,048
period/8	0	15	100	15%	variabile	6,83E-10	0,076
period/8	0	20	100	20%	variabile	9,08E-10	0,101
period/8	0	25	100	25%	variabile	1,22E-09	0,136
period/8	0	30	100	30%	variabile	1,46E-09	0,162
period/8	0	35	100	35%	variabile	1,71E-09	0,190
period/8	0	40	100	40%	variabile	1,94E-09	0,216
period/8	0	45	100	45%	variabile	2,17E-09	0,241
period/8	0	50	100	50%	variabile	2,49E-09	0,277
period/8	0	70	100	70%	variabile	3,60E-09	0,400
period/8	0	90	100	90%	variabile	4,76E-09	0,529
period/8	0	100	100	100%	variabile	5,29E-09	0,588
period/16	0	10	100	10%	variabile	5,04E-10	0,056
period/16	0	15	100	15%	variabile	8,99E-10	0,100
period/16	0	20	100	20%	variabile	1,07E-09	0,119
period/16	0	25	100	25%	variabile	1,42E-09	0,158
period/16	0	30	100	30%	variabile	1,59E-09	0,177
period/16	0	35	100	35%	variabile	1,88E-09	0,209
period/16	0	40	100	40%	variabile	2,20E-09	0,245
period/16	0	45	100	45%	variabile	2,51E-09	0,279
period/16	0	50	100	50%	variabile	2,90E-09	0,322
period/16	0	70	100	70%	variabile	4,23E-09	0,470
period/16	0	90	100	90%	variabile	5,46E-09	0,607
period/16	0	100	100	100%	variabile	6,14E-09	0,683

Tabella 6 _ Tabella con jitter variabile, durata impulso variabile, percentuale impulsi considerati variabile, $f=100\text{Hz}$.

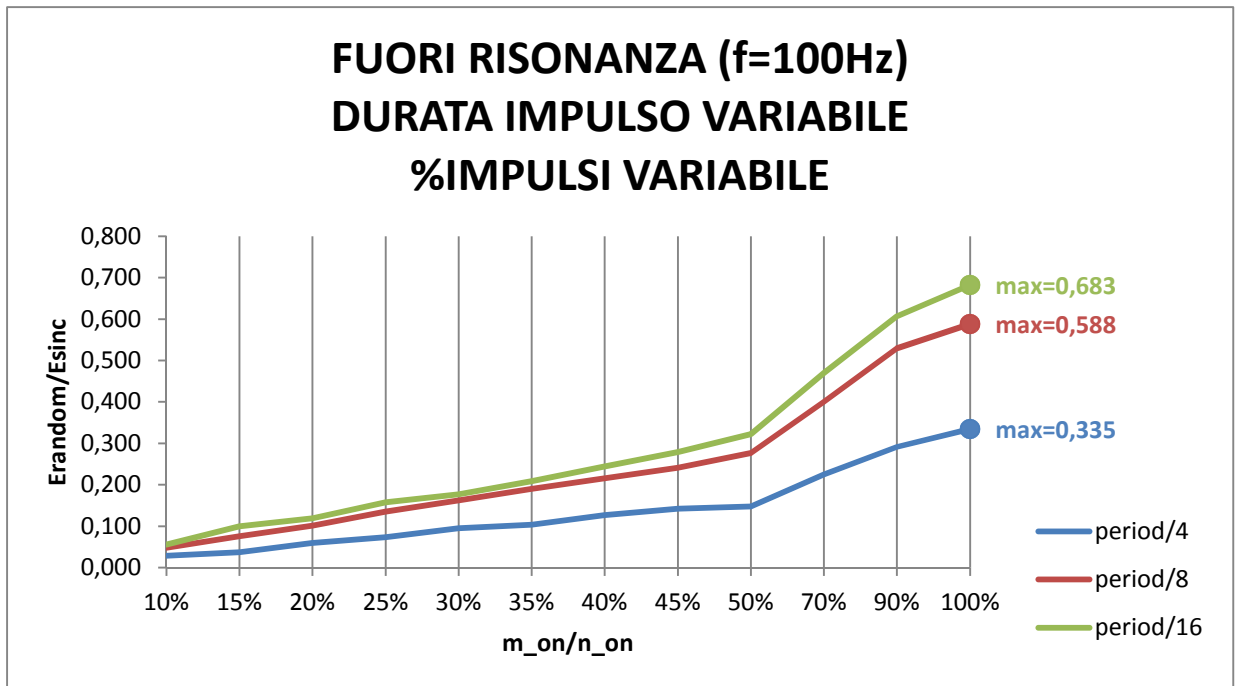


Figura 18 _ Grafico che rappresenta i dati della Tabella 6

Anche in questo caso, il rendimento energetico dovrà essere minore di 1 e giustamente il caso con jitter pari a period/16 è il caso di rendimento migliore, in quanto l'impulso varia di poco rispetto al punto di tensione massima.

JITTER_AMPLITUDE	LOWEST_PEAK_AMPLITUDE	M_ON	N_ON	%impulsi	Ton impulso	ENERGY (in 10s)	E_random/E_sinc
period/4	1	10	100	10%	costante	3,26E-10	0,036
period/4	1	15	100	15%	costante	4,80E-10	0,053
period/4	1	20	100	20%	costante	7,09E-10	0,079
period/4	1	25	100	25%	costante	8,02E-10	0,089
period/4	1	30	100	30%	costante	1,11E-09	0,123
period/4	1	35	100	35%	costante	1,23E-09	0,137
period/4	1	40	100	40%	costante	1,39E-09	0,155
period/4	1	45	100	45%	costante	1,67E-09	0,186
period/4	1	50	100	50%	costante	1,84E-09	0,205
period/4	1	70	100	70%	costante	2,71E-09	0,301
period/4	1	90	100	90%	costante	3,53E-09	0,392
period/4	1	100	100	100%	costante	3,95E-09	0,439
period/8	1	10	100	10%	costante	6,03E-10	0,067
period/8	1	15	100	15%	costante	9,00E-10	0,100
period/8	1	20	100	20%	costante	1,32E-09	0,147
period/8	1	25	100	25%	costante	1,47E-09	0,163
period/8	1	30	100	30%	costante	2,01E-09	0,223
period/8	1	35	100	35%	costante	2,15E-09	0,239
period/8	1	40	100	40%	costante	2,59E-09	0,288
period/8	1	45	100	45%	costante	2,95E-09	0,328
period/8	1	50	100	50%	costante	3,35E-09	0,372
period/8	1	70	100	70%	costante	4,95E-09	0,550
period/8	1	90	100	90%	costante	6,48E-09	0,720
period/8	1	100	100	100%	costante	7,62E-09	0,847
period/16	1	10	100	10%	costante	7,09E-10	0,079
period/16	1	15	100	15%	costante	1,05E-09	0,117
period/16	1	20	100	20%	costante	1,49E-09	0,166
period/16	1	25	100	25%	costante	1,86E-09	0,207
period/16	1	30	100	30%	costante	2,18E-09	0,242
period/16	1	35	100	35%	costante	2,59E-09	0,288
period/16	1	40	100	40%	costante	3,07E-09	0,341
period/16	1	45	100	45%	costante	3,48E-09	0,387
period/16	1	50	100	50%	costante	4,00E-09	0,445
period/16	1	70	100	70%	costante	5,77E-09	0,641
period/16	1	90	100	90%	costante	7,52E-09	0,836
period/16	1	100	100	100%	costante	8,52E-09	0,947

Tabella 7 _ Tabella con jitter variabile, durata impulso costante, percentuale impulsi considerati variabile, f=100Hz.

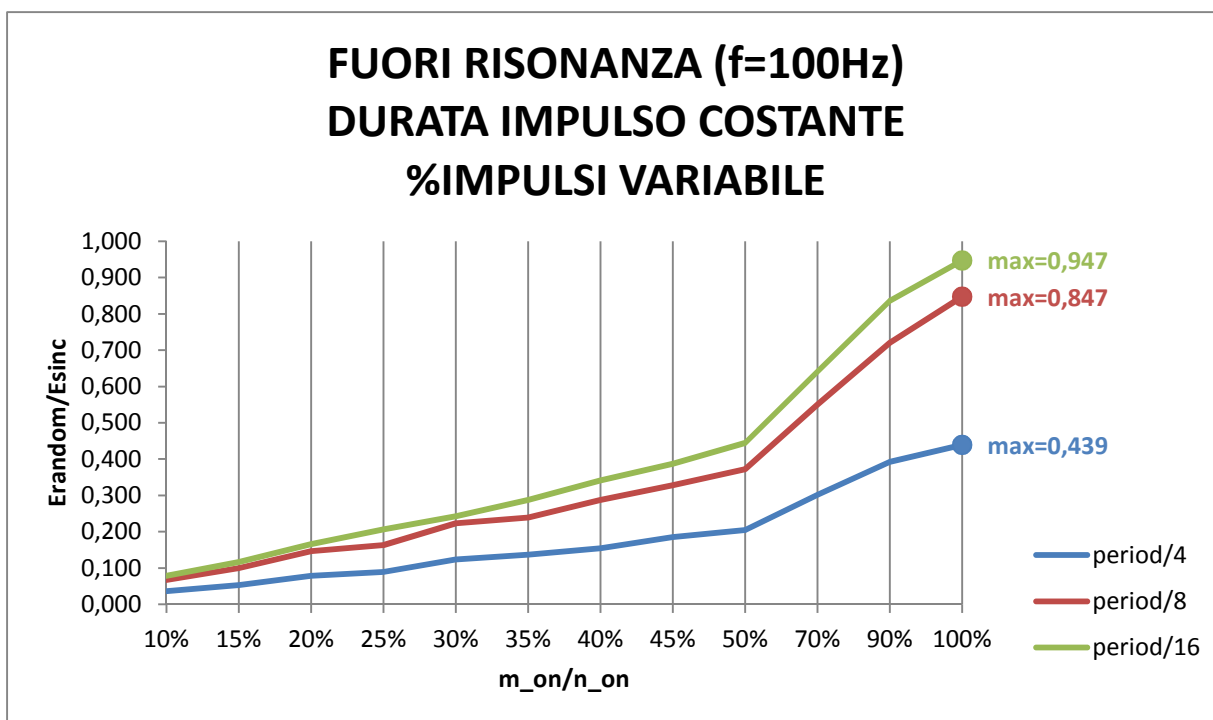


Figura 19 _ Grafico che rappresenta i dati della Tabella 7

La Fig. 19 mostra l'andamento del rendimento energetico nel caso in cui la percentuale degli impulsi presi sia variabile e con tempo di durata dell'impulso costante. Giustamente il valore di picco del rendimento si ha per period/16 e percentuale di impulsi presi pari al 100% cioè non viene saltato nemmeno un impulso.

Di seguito vengono riportate alcune immagini delle forme d'onda di uscita.

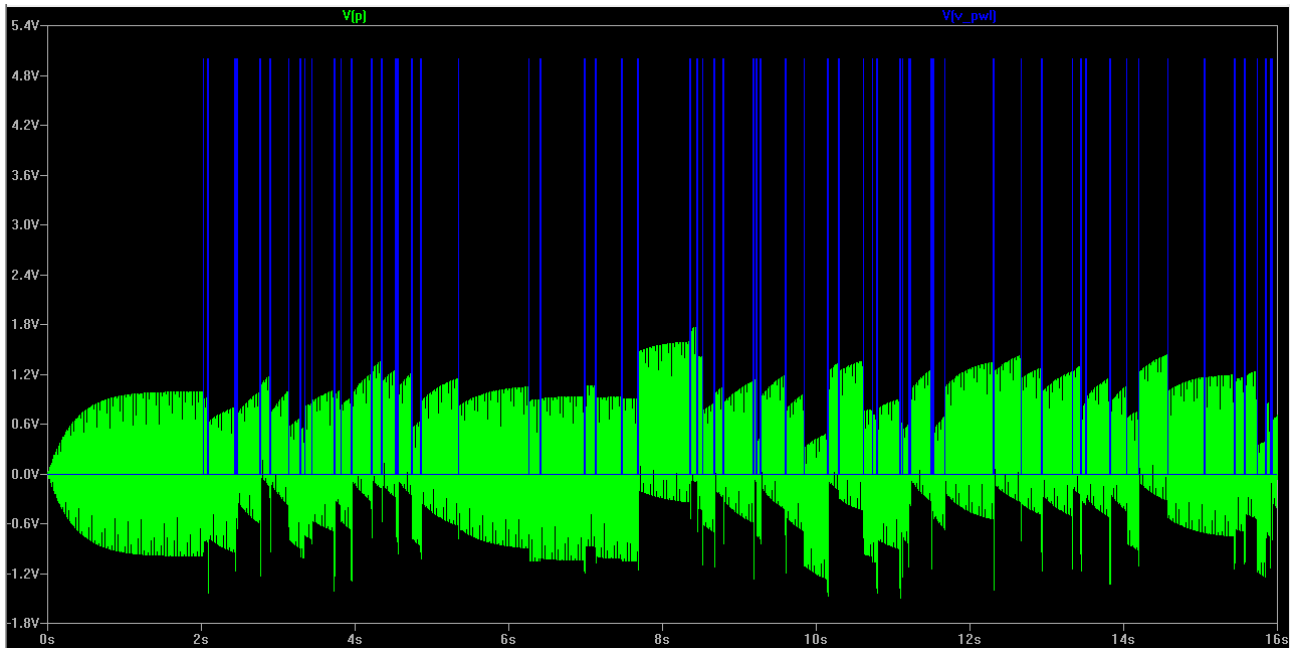


Figura 20 _ Esempio di forma d'onda della tensione di uscita in risonanza con jitter=period/4, lowest_peak_amplitude=0 e percentuale impulsi presi pari al 10%.

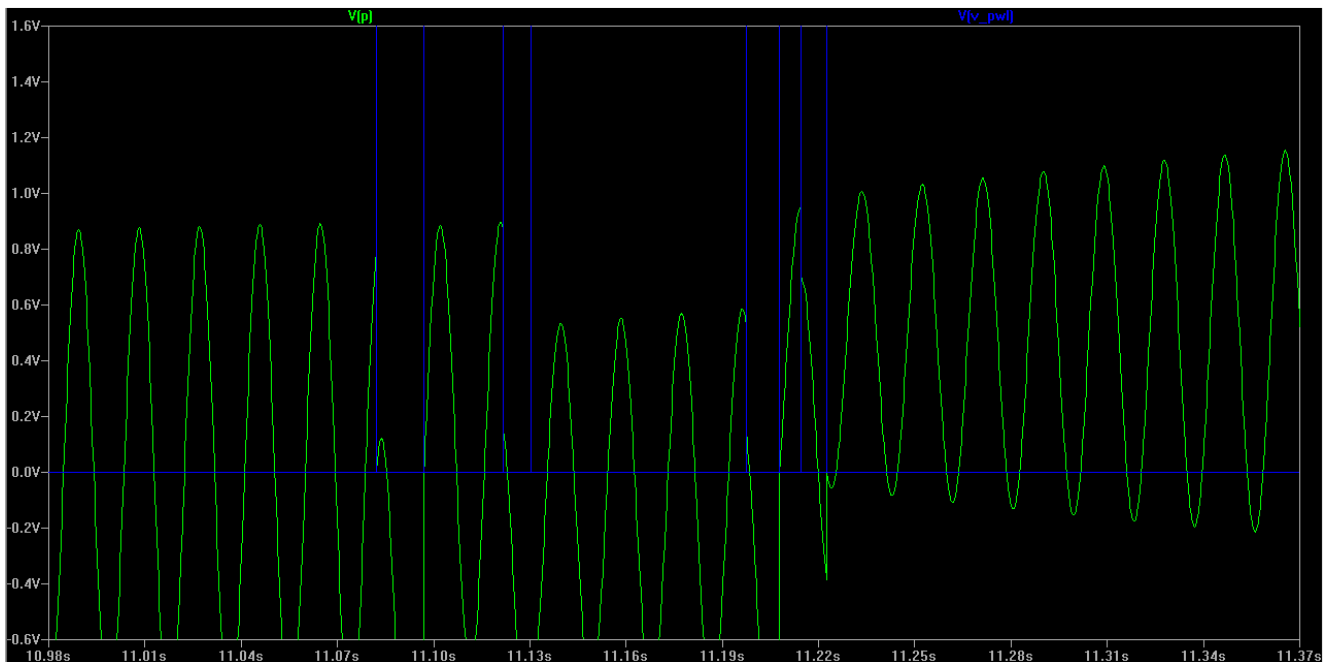


Figura 21 _ Dettaglio della tensione di uscita in Fig. 22

Nella Fig. 20 è mostrata la forma d'onda della tensione di uscita del circuito (verde) e degli impulsi di tensione (blu). In questo caso erano stati impostati i seguenti parametri:

- $F=53,1$ Hz
- Jitter pari a $\text{period}/4$
- Durata dell'impulso variabile
- Percentuale di impulsi presi pari al 10%

Nella Fig. 21 viene invece mostrato un dettaglio della tensione di uscita; come si può ben notare, dato che l'impulso ha durata variabile si nota come alcuni impulsi scarichino completamente il piezoelettrico mentre altri lo scarichino solo parzialmente.

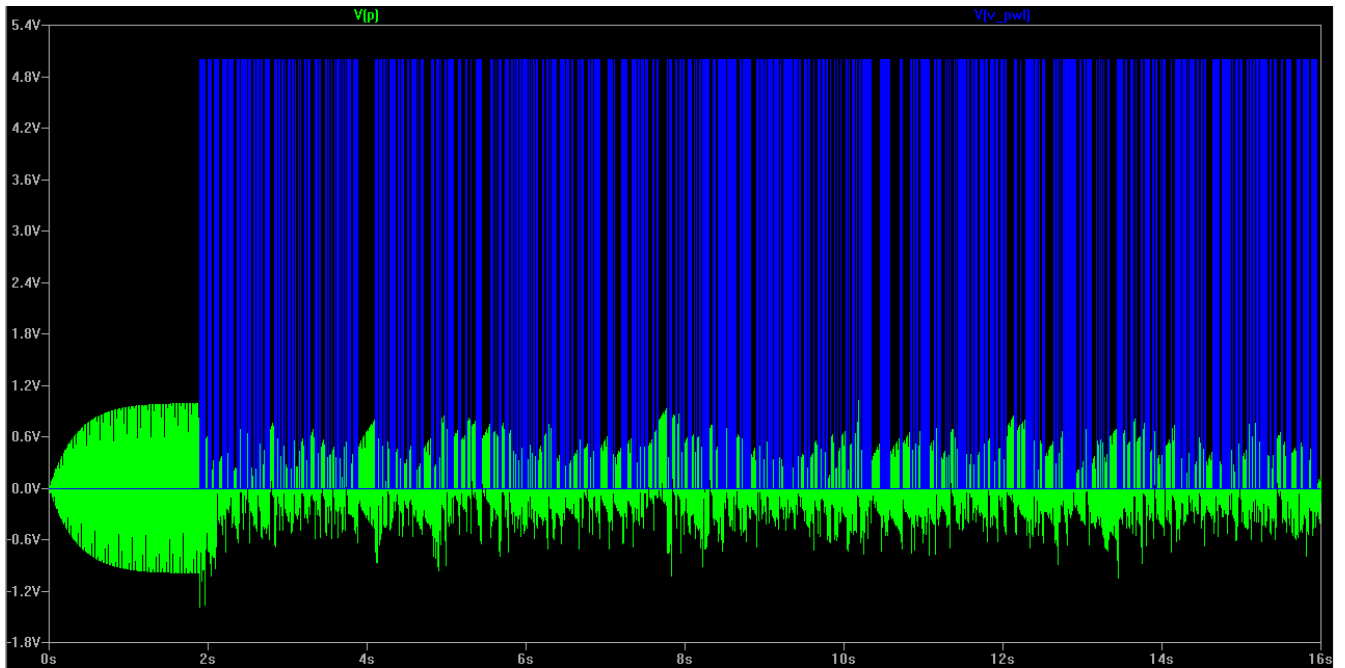


Figura 22 _ Altro esempio della tensione di uscita con percentuale di impulsi presi pari al 50%.

In Fig. 22 viene mostrato un altro esempio della tensione di uscita del trasduttore; in questo caso vengono considerati una percentuale di impulsi pari al 50%, jitter pari a $\text{period}/4$ e durata dell'impulso variabile.

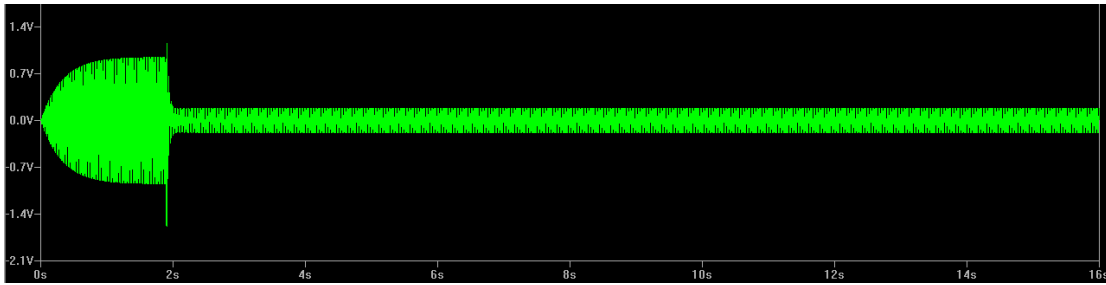


Figura 23 _ Forma d'onda di uscita nel caso di conversione sincrona.

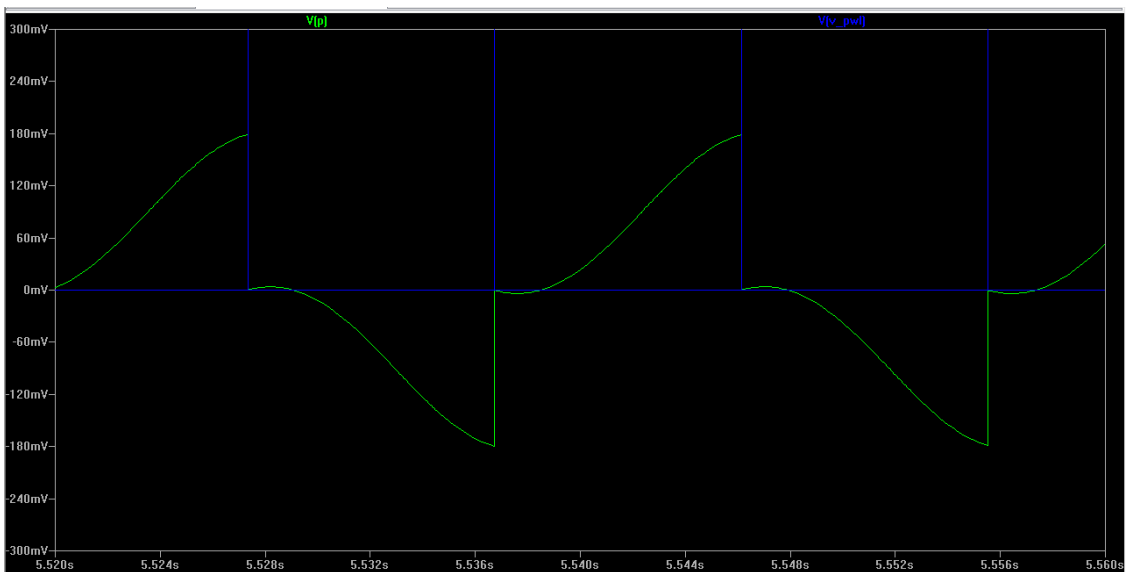


Figura 24 _ Dettaglio della forma d'onda d'uscita nel caso di conversione sincrona.

In Fig. 23 viene mostrata la tensione d'uscita del caso sincrono in risonanza in cui si nota l'abbassamento della tensione nel momento in cui viene attivata la conversione. In Fig. 24 se ne mostra un dettaglio e si nota che la capacità del trasduttore viene svuotata nell'istante in cui si ha un picco nella tensione del piezoelettrico.

5. CONCLUSIONI

In questo elaborato sono state esposte varie valutazioni energetiche per dimostrare se la soluzione proposta di estrazione della carica da un trasduttore piezoelettrico in condizioni di risonanza tramite un circuito quasi sincrono sia una soluzione valida.

Dalle Tab. 2, 3, 4 si deduce che questa soluzione risulta valida, in quanto si ottengono miglioramenti di quasi 3 volte rispetto al caso sincrono.

I risultati di Tab. 3 e Fig. 15 mostrano un picco nel rendimento pari a 2,83 nel caso di jitter pari a $\text{period}/4$, percentuale di impulsi considerati pari al 40% e durata dell'impulso completamente variabile.

Ottimi risultati sono riportati anche in Tab. 4 e Fig. 16 in cui si ottiene un rendimento pari a 2,80 rispetto al caso sincrono nella situazione di durata dell'impulso costante e percentuale di impulsi considerati pari al 30%; inoltre si hanno rendimenti globalmente migliori (nei casi di $\text{period}/8$ e $\text{period}/16$ si ottengono rendimenti pari a 2,63 e 2,64 rispettivamente) rispetto al caso di Tab. 3 dove sono riportati i dati riferiti alla durata degli impulsi variabile.

Siccome a livello tecnologico l'opzione di far variare l'ampiezza degli impulsi di corrente è più complicata da implementare, si preferisce un circuito in cui la durata degli impulsi non debba variare ogni volta. In generale si parla di ordini di grandezza del μs . In fase di progetto verrà quindi preferita una soluzione in cui la durata dell'impulso rimane costante, in modo da far scaricare completamente il trasduttore piezoelettrico ogni volta che viene attivato l'impulso. Risulta invece implementabile più facilmente l'introduzione di ritardi di conversione rispetto all'istante di picco della tensione del trasduttore.

La soluzione proposta e scrupolosamente studiata in questo documento permette di avere performance energetiche nettamente migliori (di quasi 3 volte) rispetto al caso sincrono, se si lavora in bande di funzionamento attorno alla frequenza di risonanza dove si ha il problema dello smorzamento.

Graficando le FFT degli impulsi di corrente nel caso sincrono (Fig. 25) e nel caso quasi-sincrono (Fig. 26) si nota come l'ampiezza della prima componente sia diminuita di quasi tre volte, introducendo nuove componenti; questo risultato è stato cercato sin dall'inizio in quanto diminuendo la componente di smorzamento, si riduce il "damping effect" presente nel caso sincrono.

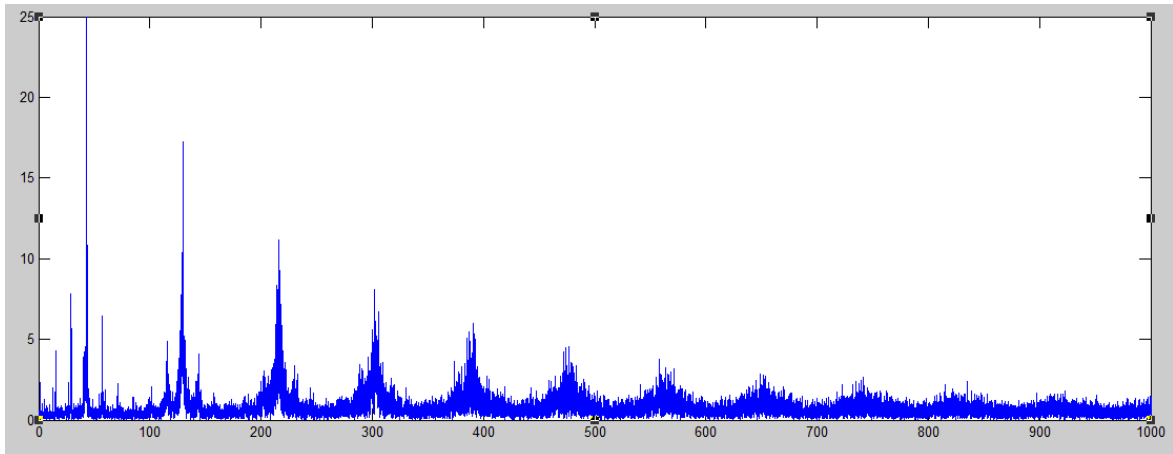


Figura 25 _ Spettro degli impulsi di corrente nel caso sincrono

La Fig. 25 si ottiene impostando jitter_amplitude = 0, lowest_peak_amplitude = 1 e percentuale di impulsi considerati pari al 100% ed emula quindi il caso di conversione sincrona.

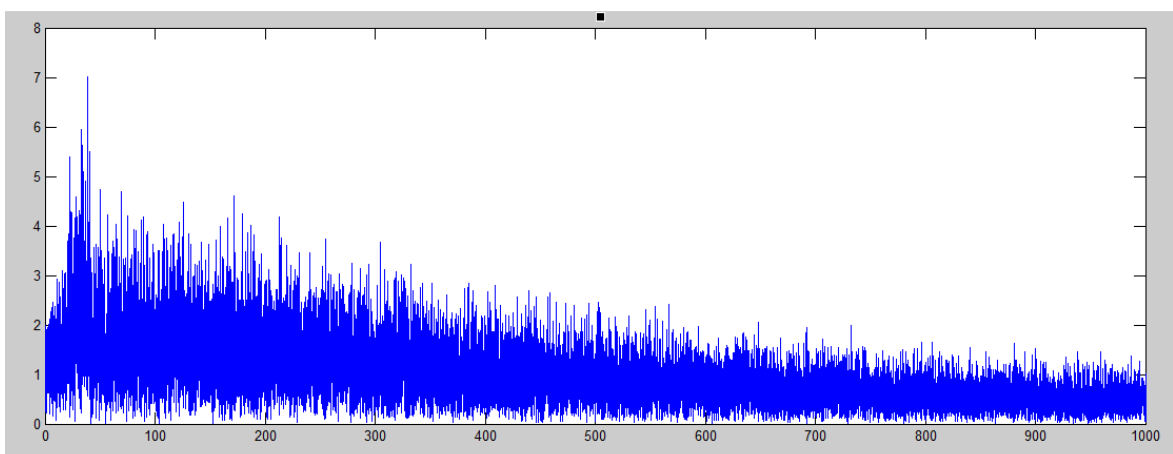


Figura 26 _ Spettro degli impulsi di corrente nel caso quasi-sincrono

La Fig. 26 si ottiene impostando $\text{jitter_amplitude} = \text{period}/4$, $\text{lowest_peak_amplitude} = 0$ e percentuale di impulsi considerati pari al 40%.

Il trasduttore piezoelettrico può essere considerato un ottimo dispositivo per convertire l'energia derivante dalle vibrazioni; la soluzione proposta di estrazione di carica in maniera quasi-sincrona permette quindi un processo di *energy harvesting* con prestazioni nettamente migliori per casi di trasduttori fortemente accoppiati.

ELENCO FIGURE

<i>Figura 1 _ Struttura di un trasduttore piezoelettrico soggetto a vibrazioni [1]</i>	<i>8</i>
<i>Figura 2 _ Trasduttore piezoelettrico sottoposto a sollecitazione esterna [14]</i>	<i>12</i>
<i>Figura 3 _ Circuito equivalente elettromeccanico di un trasduttore piezoelettrico in più casi: (a) modello generale, (b) modello in circuito aperto (c) modello in cortocircuito[1]</i>	<i>13</i>
<i>Figura 4 _ (a) raddrizzatore a doppia e singola semionda (b) modello capacitivo di un trasduttore piezoelettrico [1].....</i>	<i>14</i>
<i>Figura 5 _ Circuito di energy harvesting basato su estrazione di carica sincrona [1].....</i>	<i>19</i>
<i>Figura 6 _ (a) Forma d'onda della tensione di uscita del trasduttore piezoelettrico. (b) Forma d'onda della corrente I(t). (c) Trasformata di Fourier della I(t) [1].....</i>	<i>22</i>
<i>Figura 7 _ Confronto tra i dati misurati e simulati per il trasduttore con le varie masse di 7g, 11g e 16g [1].</i>	<i>26</i>
<i>Figura 8 _ Rappresentazione del rapporto di tensione k in funzione della frequenza [1].....</i>	<i>28</i>
<i>Figura 9 _ Schema Matlab-LTSpice del processo di estrazione quasi-sincrona.....</i>	<i>32</i>
<i>Figura 10 _ Intervallo di Jitter_ amplitude.....</i>	<i>39</i>
<i>Figura 11 _ a)scarica completa del trasduttore, b)scarica parziale del trasduttore.....</i>	<i>40</i>
<i>Figura 12 _ a) impulsi generati con m/n=30% e lowest_peak_amplitude=0, b) impulsi generati con m/n=100% e lowest_peak_amplitude=0.....</i>	<i>40</i>
<i>Figura 13 _ Circuito equivalente del trasduttore piezoelettrico utilizzato per le simulazioni.....</i>	<i>50</i>
<i>Figura 14 _ Grafico che rappresenta i dati della Tabella 2</i>	<i>56</i>
<i>Figura 15 _ Grafico che rappresenta i dati della Tabella 3</i>	<i>58</i>
<i>Figura 16 _ Grafico che rappresenta i dati della Tabella 4</i>	<i>60</i>
<i>Figura 17 _ Grafico che rappresenta i dati della Tabella 5</i>	<i>62</i>
<i>Figura 18 _ Grafico che rappresenta i dati della Tabella 6</i>	<i>64</i>
<i>Figura 19 _ Grafico che rappresenta i dati della Tabella 7</i>	<i>66</i>
<i>Figura 20 _ Esempio di forma d'onda della tensione di uscita in risonanza con jitter=period/4, lowest_peak_amplitude=0 e percentuale impulsi presi pari al 10%.</i>	<i>67</i>
<i>Figura 21 _ Dettaglio della tensione di uscita in Fig. 22</i>	<i>67</i>
<i>Figura 22 _ Altro esempio della tensione di uscita con percentuale di impulsi presi pari al 50%.....</i>	<i>69</i>
<i>Figura 23 _ Forma d'onda di uscita nel caso di conversione sincrona.....</i>	<i>70</i>
<i>Figura 24 _ Dettaglio della forma d'onda d'uscita nel caso di conversione sincrona.....</i>	<i>70</i>
<i>Figura 25 _ Spettro degli impulsi di corrente nel caso sincrono.....</i>	<i>72</i>
<i>Figura 26 _ Spettro degli impulsi di corrente nel caso quasi-sincrono.....</i>	<i>72</i>

ELENCO TABELLE

<i>Tabella 1 _ Valori calcolati sperimentalmente dei parametri del trasduttore piezoelettrico [1].</i>	25
<i>Tabella 2 _ Tabella con jitter variabile, durata impulso variabile, percentuale impulsi considerati pari al 100% , f=53,1Hz.</i>	55
<i>Tabella 3 _ Tabella con jitter variabile, durata impulso variabile, percentuale impulsi considerati variabile, f=53,1Hz.</i>	57
<i>Tabella 4 _ Tabella con jitter variabile, durata impulso costante, percentuale impulsi considerati variabile, f=53,1Hz.</i>	59
<i>Tabella 5 _ Tabella con jitter variabile, durata impulso variabile, percentuale impulsi considerati pari al 100% , f=100Hz.</i>	61
<i>Tabella 6 _ Tabella con jitter variabile, durata impulso variabile, percentuale impulsi considerati variabile, f=100Hz.</i>	63
<i>Tabella 7 _ Tabella con jitter variabile, durata impulso costante, percentuale impulsi considerati variabile, f=100Hz.</i>	65

DATASHEET COMPONENTI

-Ciare CW200Z:

http://www.toutlehautparleur.com/media/catalog/product/datasheet/ciare/CW_250-4.pdf

-Kionix KXP84:

<http://docs-europe.electrocomponents.com/webdocs/098c/0900766b8098ce76.pdf>

-Agilent 54641D:

<http://cp.literature.agilent.com/litweb/pdf/54642-97004.pdf>

-Agilent 34401A:

<http://cp.literature.agilent.com/litweb/pdf/5968-0162EN.pdf>

-HP4284:

<http://cp.literature.agilent.com/litweb/pdf/5963-5391E.pdf>

-Q220-A4-303YB:

<http://www.piezo.com/catalog8.pdf%20files/Cat8.42.pdf>

BIBLIOGRAFIA

- [1] R. P. Paganelli, A. Romani, E. Sangiorgi, and M. Tartagni, “Joint modelling of piezoelectric transducers and power conversion circuits for energy harvesting applications”, vol. 13, no.3, Mar. 2013.
- [2] S. Roundy and P. K. Wright, “A piezoelectric vibration based generator for wireless electronics,” *Smart Mater. Struct.*, vol. 13, no. 5, pp. 1131–1142, Oct. 2004.
- [3] D. Guyomar, A. Badel, E. Lefeuvre, and C. Richard, “Toward energy harvesting using active materials and conversion improvement by nonlinear processing,” *IEEE Trans. Ultrason. Ferroelectr. Freq. Control*, vol. 52, no. 4, pp. 584–595, Apr. 2005.
- [4] R. P. Paganelli, A. Romani, A. Golfarelli, M. Magi, E. Sangiorgi, and M. Tartagni, “Modeling and characterization of piezoelectric transducers by means of scattering parameters. Part I: Theory,” *Sensors Actuat. A, Phys.*, vol. 160, nos. 1–2, pp. 9–18, Mar. 2010.
- [5] M. Ferrari, V. Ferrari, M. Guizzetti, D. Marioli, and A. Taroni, “Piezoelectric multifrequency energy converter for power harvesting in autonomous microsystems,” *Sensors Actuat. A, Phys.*, vol. 142, no. 1, pp. 329–335, Mar. 2008.
- [6] E. Lefeuvre, A. Badel, C. Richard, L. Petit, and D. Guyomar, “A comparison between several vibration-powered piezoelectric generators for standalone systems,” *Sensors Actuat. A, Phys.*, vol. 126, no. 2, pp. 405–416, Feb. 2006.
- [7] A. Romani, R. P. Paganelli, and M. Tartagni, “A scalable micro-power converter for multi-source piezoelectric energy harvesting applications,” *Procedia Eng.*, vol. 5, pp. 782–785, Jan. 2010.
- [8] H. Shen, J. Qiu, and M. Balsi, “Vibration damping as a result of piezoelectric energy harvesting,” *Sensors Actuat. A, Phys.*, vol. 169, no. 1, pp. 178–186, Sep. 2011.
- [9] M. Lallart, L. Garbuio, L. Petit, C. Richard, and D. Guyomar, “Double synchronized switch harvesting (DSSH): A new energy harvesting scheme for efficient energy extraction,” *IEEE Trans. Ultrason. Ferroelectr. Freq. Control*, vol. 55, no. 10, pp. 2119–2130, Oct. 2008.
- [10] A. Romani, C. Tamburini, A. Golfarelli, R. Codeluppi, E. Sangiorgi, M. Tartagni, and R. P. Paganelli, “Dynamic switching conversion for piezoelectric energy harvesting systems,” in *Proc. IEEE Sensors*, Oct. 2008, pp. 689–692.
- [11] M. Lallart, D. Guyomar, C. Richard, and L. Petit, “Nonlinear optimization of acoustic energy harvesting using piezoelectric devices,” *J. Acoust. Soc. Amer.*, vol. 128, no. 5, pp. 2739–48, Nov. 2010.
- [12] G. Lesieutre, G. K. Ottman, and H. F. Hofmann, “Damping as a result of piezoelectric energy harvesting,” *J. Sound Vibrat.*, vol. 269, pp. 991–1001, Jan. 2004.

[13] www.itisrighi.fg.it/Public/45/home/392_I_TRASDUTTORI.doc

[14] <http://chitarra.accordo.it/article.do?id=32828>

RINGRAZIAMENTI

In primis vorrei ringraziare il Professore Aldo Romani, per la sua immensa disponibilità e pazienza nei miei confronti.

Un grazie va anche ai dottorandi Matteo e Michele, che mi hanno aiutato nel lavoro di tesi nei momenti in cui mi trovavo più in difficoltà.

Un grazie va alla mia famiglia, che mi ha sempre sostenuto durante questi tre anni, credendo sempre in me.

Un grazie va a Martina, che mi ha accudito e reso felice in questi ultimi anni, tirandoci su il morale a vicenda nelle giornate difficili.

Un grazie va al gruppo dei “Marafoneti” composto da Fede, Barto, Sibò, Cava, Valmo, Mazzo, Zava, Corelli e Grotti, con i quali ogni momento è buono per un “dai le ccarte!!”

Un grazie va sicuramente ai ragazzacci del poker (Cico, Gara, Bronzo, Chiaruc, Simo, Valdo, Manza, Vallo, Gale, Aquo, Cor ecc), che ogni lunedì sera mi regalavano giocate spettacolari come se fossimo ai WPT.

Un grazie va a tutti quelli che mi hanno aiutato durante questo mio percorso.