



Università degli Studi di Padova
Facoltà di Ingegneria
Corso di Laurea Triennale in Ingegneria Elettronica

tesina

Energy Harvesting

una panoramica, con enfasi riguardo l'energia da vibrazioni

Relatore: Prof. Paolo Tenti

Laureando: Dino Michelon

21 Luglio 2010
Anno Accademico 2009/2010

Indice

1	Introduzione	5
1.1	Tipologie	7
2	Energia Termica	9
3	Energia Elettromagnetica	13
3.1	Energia Solare	13
3.2	Campo Magnetico Disperso	15
4	Energia Cinetica	17
4.1	Natura delle vibrazioni	17
4.2	Generatore Elettromagnetico	21
4.2.1	Convertitore Step Down	23
4.2.2	Convertitore Boost Inductor-less	27
4.2.3	Convertitore Switched Capacitors	27
4.3	Generatore Piezoelettrico	31
4.3.1	Convertitore Step Down in continuo adattamento ideale	35
4.3.2	Convertitore ad Estrazione di Carica	42
4.3.3	Altre politiche di rettifica, per applicazioni non risonanti	44
5	Esempi di Applicazione	51
6	Conclusione	55

Capitolo 1

Introduzione

Con il termine Energy Harvesting si indicano tutte quelle tecniche utilizzate dai dispositivi elettronici atte a ricavare l'energia necessaria direttamente dall'ambiente in cui si trovano ad operare.

Negli ultimi decenni, i progressi dell'elettronica digitale sono stati caratterizzati da un continuo aumento della potenza di calcolo, associato ad un abbattimento del costo unitario del singolo dispositivo e del suo consumo energetico. Ciò si è ottenuto tramite l'integrazione, il voltage scaling e il miglioramento di algoritmi e architetture e ha permesso una rapida diffusione in ogni settore, con i compiti più disparati, di dispositivi integrati: telefonia mobile, computer, controllo digitale, eccetera. L'abbattimento del costo dell'elettronica ha reso inoltre economicamente fattibili le Wireless Sensor Networks, ossia reti composte da una moltitudine di nodi atti alla misurazione e con la capacità di comunicare via etere tra loro e/o con una stazione centrale gerarchicamente superiore.

Ogni dispositivo elettronico necessita di una fonte di energia che lo alimenti e questo compito è stato storicamente svolto dalla rete elettrica. Il passo successivo è stata l'alimentazione a batteria, che ha permesso così di slegarsi materialmente, seppur temporaneamente, da una rete fisica, cosa che avviene normalmente in cellulari e computer portatili.

Quando si pensa però ad una rete di decine o migliaia di nodi dispersi in un ambiente magari ostile o peggio, irraggiungibile, si può comprendere come la sostituzione della batteria diventi sia economicamente svantaggiosa che fisicamente difficile da attuare. Questo difetto non trascurabile può quindi diventare uno scoglio alla possibile diffusione capillare delle reti di sensori [1].

Ad aggravare la situazione entra in gioco anche la relativa stagnazione tecnologica degli accumulatori. La Figura 1.1 mostra gli incrementi di performance che si sono presentati all'interno di un dispositivo portatile maturo come può essere un computer notebook. Come si legge, al fronte di un miglioramento di tutte le altre voci, le batterie hanno un trend di crescita quasi piatto che non segue minimamente gli altri andamenti esponenziali. Quindi sebbene l'introduzione di nuovi materiali e tecnologie abbia permesso miniaturizzazioni e crescita di prestazioni, sotto il punto di vista della densità di energia non ci sono state rivoluzioni eclatanti.

Ciò ha spinto verso la ricerca di nuove potenziali fonti energetiche da impiegare nei dispositivi wireless. Alcuni dei risultati emersi sono rappresentati in Tabella 1.1 e possono essere suddivisi in 2 macrocategorie: a potenza costante e a energia costante.

Nella parte iniziale ci sono le fonti che hanno una potenza costante; quindi tendenzialmente di durata infinita. A seguire vi sono quelle invece ad energia costante, ossia

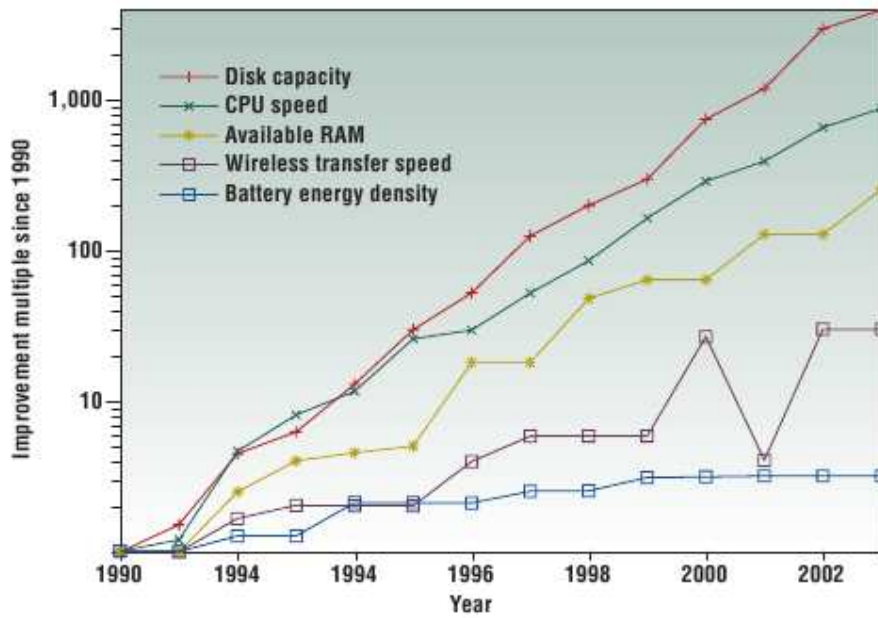


Figura 1.1: Miglioramenti tecnologici nel settore dei laptop negli anni 1990-2003.

	Funzionamento per 1 anno ($\mu W/cm^2$)	Funzionamento per 10 anni ($\mu W/cm^2$)
Solare	15000 (pieno sole) - 150 (nuvoloso)	15000 - 150
Solare (indoor)	6	6
Vibrazioni	300	300
Rumore acustico	0,003	0,003
Gradiente di temperatura	15	15
Batterie al litio	45	3,5
Batterie al litio ricaricabili	7	0
Cella combustibile (metanolo)	280	28

Tabella 1.1: Densità di potenza media di alcuni dispositivi di harvesting

dotate di un quantitativo finito di risorse e la cui potenza media dipende necessariamente dalla quantità di utilizzo, sia in termini prestazionali che temporali. Tutti i valori sono normalizzati alla dimensione di 1 cm^2 , tipica di un eventuale dispositivo elettronico miniaturizzato.

Una meglio accurata analisi delle più comuni e fattibili alternative è inoltre rappresentata nel grafico di Figura 1.2.

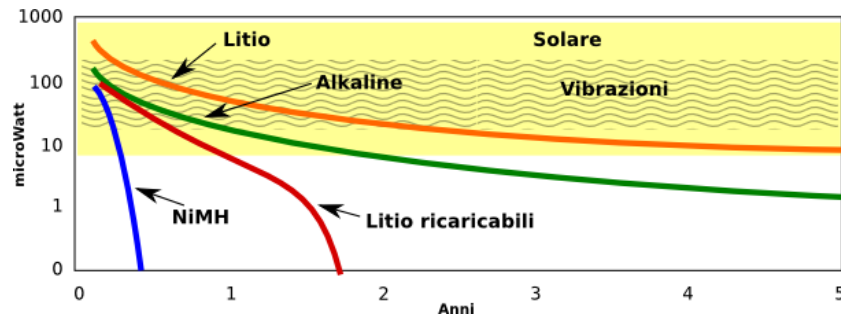


Figura 1.2: Densità di potenza di vibrazioni, energia solare e batterie chimiche.

Al fronte ai dati forniti, si evince quindi che, sebbene nel breve periodo possano risultare vincenti le batterie, col crescere dell'autonomia richiesta altre fonti, in particolare quella solare e vibrazionale, acquistano un vantaggio sostanziale, a cui si aggiunge il fatto che la potenza generata dalle fonti rinnovabili risulta a costo zero e illimitata. Queste sono le motivazioni che spingono ad un ulteriore cambio di paradigma nell'alimentazione dei dispositivi elettronici, nella direzione dei dispositivi autosufficienti.

L'energia necessaria quindi non è più fornita a priori, tramite batteria, bensì si preferisce fornire i dispositivi di tutti gli strumenti necessari a ricavarla dall'ambiente in cui si troveranno ad operare tramite raccolta energetica (dall'inglese *energy harvesting*).

Operando in questo settore, si aprono delle prospettive innovative: l'aspetto energetico è limitato solo dalla sopravvivenza fisica del dispositivo e non più dal quantitativo di energia in esso immagazzinato; quindi gli sviluppi futuri potrebbero vedere la nascita di reti di sensori tali da avere un tempo di vita di ordini di grandezza maggiori rispetto a quelle attualmente impiegate. Inoltre queste reti potrebbero essere disseminate anche in teatri irraggiungibili (quali aree di guerra o montane, oppure all'interno dei piloni di un edificio) senza dover pianificare una sostituzione dell'alimentazione esausta.

Tra tutte le fonti di harvesting quelle che risultano più promettenti sono quella solare e vibrazionale. In presenza di ottima illuminazione, ricavare energia dal sole rappresenta la soluzione più versatile ed efficiente, ma nel caso questa non dovesse essere presente, lo sfruttamento dell'energia meccanica delle vibrazioni costituisce la seconda via, spesso con potenzialità di utilizzo anche maggiori. A suo vantaggio c'è inoltre una matura tecnologia di sfruttamento (generatori piezoelettrici o elettromagnetici) e la quasi universale presenza di vibrazioni, seppure a volte estremamente tenui, sia di origine antropica che naturale.

Per tal motivo nella trattazione si darà un'enfasi particolare a questa tecnologia.

1.1 Tipologie

Le tipologie di energy scavenging sono decisamente variegata. Si farà, nei prossimi capitoli, una panoramica cercando di sottolineare pregi, difetti e i settori ove meglio ognuna di esse trova impiego.

Capitolo 2

Energia Termica

La presenza di differenza di temperature rappresenta un'opportunità sfruttabile ai fini della generazione di un piccolo quantitativo di energia elettrica. L'ingegneria conosce e utilizza infatti già da decenni l'effetto Seebeck, la cui applicazione principale è la termocoppia. Ponendo una giunzione metallica in un gradiente di temperatura si ha la creazione di una tensione ai suoi capi. Quest'ultima, che è di valore modesto, viene utilizzata principalmente a scopo di misura. Infatti, essendo le termocoppie di natura metallica, esse riescono a sopportare e quantificare bene temperature anche di centinaia di gradi, mantenendo inoltre una relazione tra temperatura e tensione piuttosto lineare.

Ciò che si vuole ottenere nel nostro ambito di interesse non è però un segnale utile ai fini di una misurazione, bensì dell'energia utilizzabile da qualche dispositivo. Per questo i generatori ad effetto Seebeck (TEG), sebbene funzionanti tramite lo stesso principio, non sono strutturati come una classica termocoppia. L'accorgimento più utilizzato consiste nella serializzazione: una singola giunzione non produce una tensione sufficientemente alta da essere proficuamente utilizzata quindi il collegamento in serie di un gran numero di esse (fino ad alcune migliaia) è il primo passo per avere a disposizione un numero sufficiente di volt.

Questa tecnologia può trovare particolare interesse soprattutto nelle applicazioni biomedicali: sulla superficie del corpo umano si ha costantemente a disposizione una differenza termica di approssimativamente 15 gradi tra la temperatura corporea e l'ambiente circostante. Difatti nei dispositivi *indossabili* questa tecnologia è già utilizzata grazie al salto termico presente sulla pelle e ai limitati vincoli di ingombro. Ne è prova l'orologio meccanico Seiko Thermic wristwatch alimentato da un termogeneratore, il cui schema è mostrato in Figura 2.1.

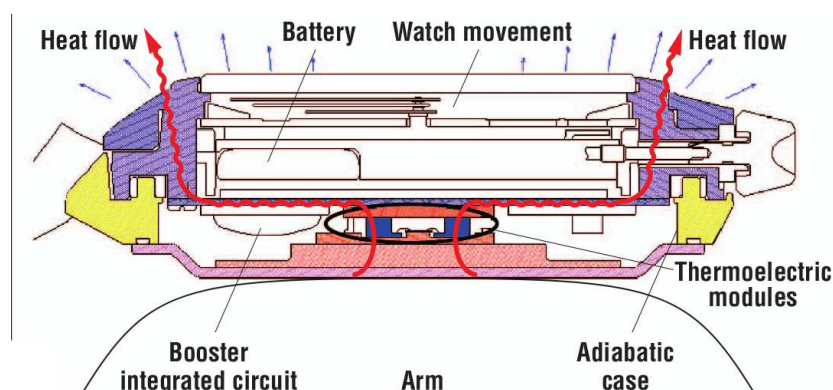


Figura 2.1: Sezione di orologio funzionante tramite il salto termico tra braccio e ambiente.

Sviluppi più difficili si intravedono negli apparecchi impiantabili. Progressi nel campo potrebbero permettere ai medici di inserire dei dispositivi all'interno del corpo umano senza la necessità di ulteriori operazioni chirurgiche di sostituzione dell'alimentazione. Tali dispositivi continuano quindi a funzionare e svolgere il loro compito grazie all'energia fornita direttamente ed esclusivamente dal paziente. Una prospettiva interessante che però non trova ancora concretizzazione.

La tecnologia in questione si basa intrinsecamente su processi di natura termodinamica infatti si ha uno scambio di calore tra una sorgente calda a temperatura T_H e l'ambiente, più freddo, di temperatura T_L . La legge di Carnot pone perciò un limite superiore all'efficienza del sistema, che può essere calcolato conoscendo il valore in kelvin delle suddette temperature:

$$\eta_{max} = 1 - \frac{T_L}{T_H} \quad (2.1)$$

Nel caso si abbiano 15 gradi di scarto si ottiene approssimativamente una efficienza del 5%, che scende a 1,6% volendo ridurre a soli 5 gradi il salto. Il rendimento effettivo è poi aggravato ulteriormente da perdite e limiti tecnologico/costruttivi [2]. Gli attuali materiali termoelettrici infatti non superano il 17 % del limite posto dalla legge Carnot, arrivando così ad un rendimento totale che varia tra lo 0,2% e lo 0,8%, nel range delle basse temperature. Risulta chiaro come l'avere a disposizione un salto termico di solo qualche kelvin produca un esito energetico altamente esiguo. In queste situazioni si rende di vitale importanza un'oculata applicazione del dispositivo di scavenging, che tenga conto del percorso del calore e che provveda ad ottimizzare la condizione di lavoro del termogeneratore.

Rimanendo nelle applicazioni legate al calore umano, si può schematizzare la situazione attraverso il circuito equivalente di Figura 2.2 [3].

Il flusso di calore Q , proveniente dalla sorgente *corpo* a temperatura T_{body} , si muove verso l'ambiente, che è a temperatura minore (T_{amb}), attraversando una serie di resistenze termiche, date dai vari materiali attraversati, in ognuna delle quali è presente un relativo gradiente termico. La relazione complessiva è:

$$Q = \frac{T_{body} - T_{amb}}{R_{body} + R_{hot} + R_{TEG} + R_{cold} + R_{air}} \quad (2.2)$$

La resistenza totale è data dalla somma di quella del corpo (body), l'interfaccia tra quest'ultimo e il generatore (hot), il generatore stesso (TEG), il dissipatore verso l'esterno (cold) ed infine l'aria dell'ambiente. La differenza a cui si trova la piastra di generazione può facilmente essere calcolata come:

$$\Delta T_{TEG} = Q \cdot R_{TEG} \quad (2.3)$$

Da queste relazioni si ricavano delle strategie per massimizzare la produzione energetica: è possibile aumentare il flusso di calore Q , oppure la differenza di temperatura tra l'elemento caldo e quello freddo ($T_{body} - T_{amb}$), oppure, ed è l'opzione più fattibile, si agisce sulle resistenze termiche andando a massimizzare il rapporto dato in (2.4), di modo che il salto termico cada quasi per intero sul generatore.

$$\frac{R_{TEG}}{R_{body} + R_{hot} + R_{cold} + R_{air}} \quad (2.4)$$

Nella pratica ciò si concretizza utilizzando delle superfici di scambio costruite con metalli ad alta conduttività termica, di forme e superfici consone allo scopo.

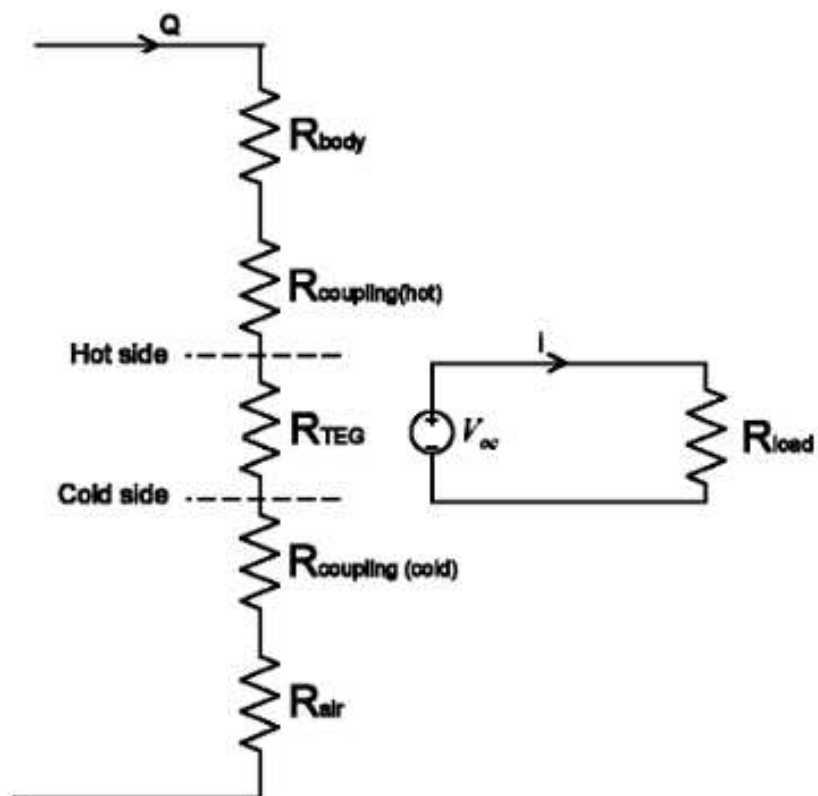


Figura 2.2: Circuito termico presente tra il corpo umano, il termogeneratore e l'ambiente circostante.

Nel prototipo mostrato in Figura 2.3, ad esempio, si utilizza alluminio. Viene inoltre usato l'accorgimento di mantenere una massa ridotta sul lato caldo, in modo da permettere un riscaldamento veloce, e di utilizzare una forma che faciliti la dissipazione sul lato freddo. A corredo di tutto, un isolamento in teflon impedisce che vi sia uno scambio di calore collaterale oltre a quello nel TEG.

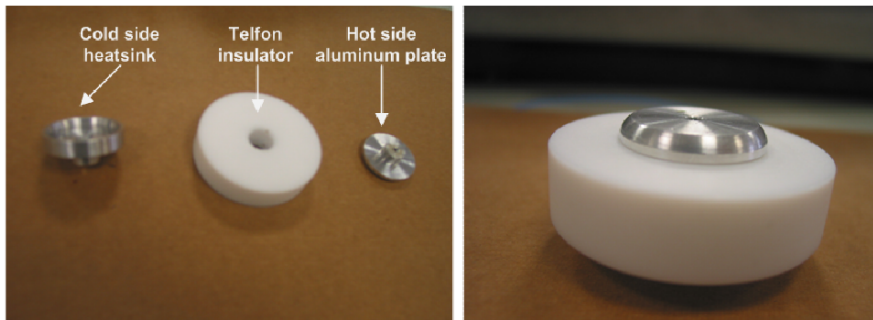


Figura 2.3: Prototipo di termogeneratore per usi medicali, avente superfici in alluminio isolate tra loro da teflon.

Sebbene lo scenario più energeticamente vantaggioso sia rappresentato dalle applicazioni ad alta temperatura, come quelle nei pressi di tubi di gas di scarico, risulta possibile ottenere della potenza utile anche da piccoli gradienti come quelli sulla superficie umana. Il bilancio è ovviamente limitato e si aggira sui $100\text{-}200 \mu\text{W}$, che se accumulati sono sufficienti a garantire il funzionamento di un dispositivo per brevi momenti.

Capitolo 3

Energia Elettromagnetica

3.1 Energia Solare

Il sole da sempre rappresenta la fonte rinnovabile per eccellenza. La via attualmente più diffusa per ricavare energia elettrica dalla radiazione solare (e più in generale, quella luminosa) è l'utilizzo di pannelli fotovoltaici al silicio (e simili). Elettricamente questi pannelli sono caratterizzati da due parametri: la tensione a vuoto V_{OC} e la corrente di corto circuito I_{SC} . Essi sono i punti estremi della curva caratteristica V-I, utilizzata per quantificare le prestazioni di questi dispositivi. Il modulo fotovoltaico può essere visto come un generatore costante di corrente, ma limitato in tensione; ossia la corrente cala drasticamente se si porta il punto di lavoro in prossimità della tensione V_{OC} (Figura 3.1 a). Il comportamento del generatore è strettamente dipendente dalla quantità di luce, che alzandosi aumenta il valore di I_{SC} , senza mai però modificare sensibilmente V_{OC} .

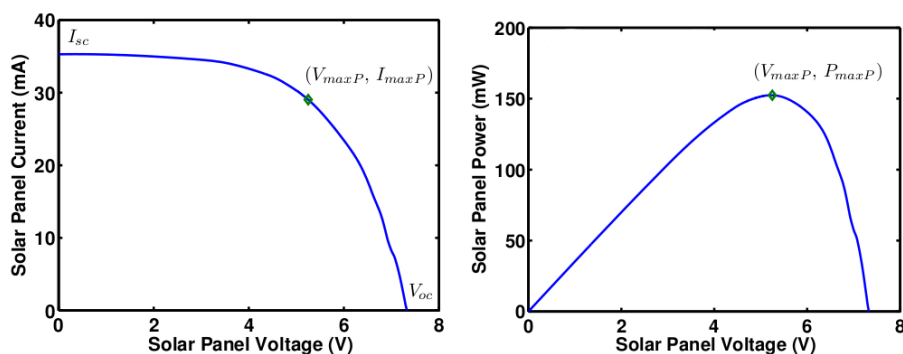


Figura 3.1: Curve caratteristiche di pannello solare: (a) V-I, (b) V-P

La fonte luminosa risulta influire sull'efficienza del modulo fotovoltaico, facendola diminuire in caso di scarso irraggiamento. Va tenuto a mente questo fatto nel caso si voglia, ad esempio, un'applicazione indoor. In Tabella 3.1 sono riassunte alcune prestazioni [4].

	100-1000 lux (indoor)	1000-65000 lux (esterno)
Silicio cristallino	3-10%	14-18%
Silicio amorfo	2-5%	8-13%
GaAs	2-8%	7-15%

Tabella 3.1: Efficienze di alcune tecnologie fotovoltaiche.

Le celle fotovoltaiche hanno la caratteristica di avere un punto di lavoro ottimale, nel quale la potenza prodotta è massima (Figura 3.1 b). Il circuito di harvesting deve quindi essere in grado di garantire e mantenere il punto di lavoro in questa zona di ottimo. Uno degli inconvenienti che può nascere è il fatto che con la variazione del livello di illuminazione (ad esempio per il movimento del sole durante la giornata), varia anche il punto di massimo; nasce così l'esigenza di un *maximal power point tracker* (MPPT), che sappia sopperire al cambiamento delle condizioni tramite un continuo aggiustamento del punto di lavoro.

Negli impianti solari a grande potenza è una pratica comune implementare questi sistemi ad esempio tramite l'utilizzo di controllori digitali. Lo stesso non si può dire nell'ambito delle bassissime potenze, dove si aggiungono le difficoltà tecniche create dal bilancio energetico estremamente contenuto con il rischio che i vantaggi apportati siano annullati dai consumi del *tracker* stesso.

Negli ultimi anni sono state sviluppate diverse metodologie MPPT per applicazioni *low power*. Le più usate sono: *perturb and observe* che si basa sulla continua perturbazione della condizione di lavoro, in ricerca di punti più efficienti; *incremental conductance* invece computa la pendenza della curva della potenza e, sapendo che il MPP si trova in un punto ad inclinazione nulla (Figura 3.1 b), agisce di conseguenza; infine *fractional open-circuit voltage* sfrutta la dipendenza approssimativamente lineare (da determinarsi sperimentalmente) che sussiste tra la tensione a vuoto, V_{OC} , e la tensione di ottimo V_{MPP} .

MPPT Fractional Open-Circuit Voltage Sebbene ogni metodo abbia delle caratteristiche particolari in termini di consumo, complessità o accuratezza, l'ultimo descritto è il migliore sotto il profilo del costo e del consumo [5].

Come detto, il punto di massima potenza viene determinato dalla misurazione della V_{OC} . Un modo semplice per ottenere questa informazione consiste nell'analisi del funzionamento a carico nullo, ossia tramite lo scollegamento dell'elemento fotoelettrico dal circuito utilizzatore; si tratta della pratica più semplice ma implica due svantaggi: il circuito utilizzatore viene lasciato, per certi istanti, senza fonte energetica e, secondo, l'adattamento del punto di lavoro varia solo in momenti discreti, in seguito alle nuove misurazioni. Se queste sono distanti tra loro, il variare delle condizioni ambientali può portare il pannello in una condizione di sfruttamento non ottimale.

Per sopperire a quanto detto, questa strategia di controllo viene spesso implementata tramite l'ausilio di una seconda cella fotovoltaica, più possibile simile a quella principale (in caratteristiche fisico/costruttive) ma di dimensioni minime, avente la funzione di *riferimento*.

Risulta infatti che la V_{OC} del riferimento si comporta a sua volta in modo lineare rispetto alla V_{OC} del generatore primario, permettendo così di ricavare la tensione di massima potenza del sistema utilizzando le misure compiute sul modulo secondario, come indicato in (3.1) (dove α e β sono due costanti moltiplicative).

$$V_{MPP} \approx \alpha V_{OC} \approx \alpha(\beta \cdot V_{OC}^{ref}) \quad (3.1)$$

Il modulo di riferimento può quindi essere sempre lasciato in condizione di carico nullo, permettendo una regolazione continua, mantenendo invece la cella principale sempre sotto produzione e risolvendo così gli svantaggi che emergevano in una configurazione a pannello singolo.

Una possibile implementazione circuitale [5] è schematizzata in Figura 3.2.

La parte evidenziata con *MPP Tracker* si occupa di ricavare il valore di V_{MPP} dal quello di V_{OC}^{ref} , e quindi di confrontarlo con V_{PV} , il punto di lavoro attuale. Da questo

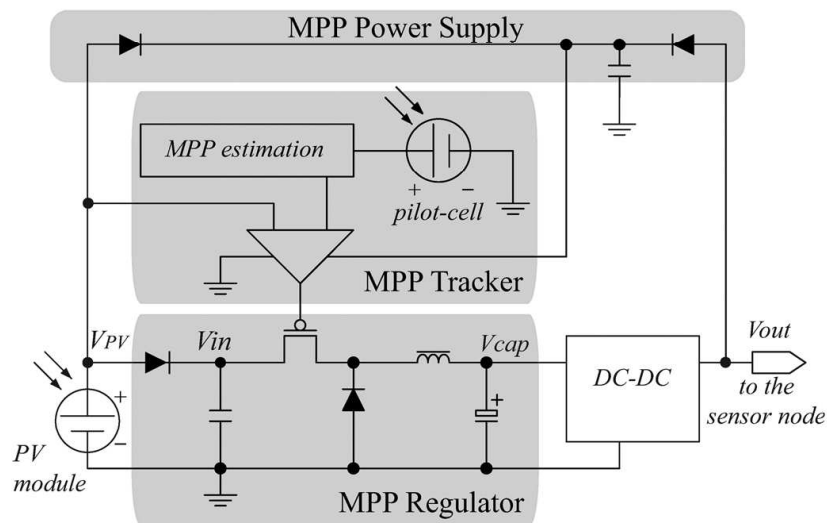


Figura 3.2: Schema di MPPT del tipo *fractional open-circuit voltage*.

paragone viene determinato il duty cycle del segnale PWM da fornire al buck presente nel blocco *MPP Regulator*, tale da permettere una generazione di potenza ottima.

Si è scelto un buck perchè in questa particolare configurazione si è determinato che la tensione V_{cap} della riserva di energia, qui schematizzata da un condensatore, sia minore della tensione operativa nominale del modulo fotovoltaico. In uscita è poi presente un regolatore DC/DC che si occupa di portare la tensione ai valori richiesti dal circuito di carico.

L'utilizzo di un circuito di MPPT, se implementato tramite topologie ad alta efficienza (un esempio è stato mostrato), porta significativi benefici: a parità di potenza erogata è infatti possibile la riduzione delle dimensioni della fonte fotovoltaica e delle riserve energetiche tampone, fattori rilevanti nell'implementazione di microdispositivi di harvesting.

3.2 Campo Magnetico Disperso

Il campi magnetici prodotti dalle linee di distribuzione elettrica sono di un'entità tale da rendere fattibile il loro sfruttamento. Ciò apre le porte alla possibilità di monitorare lo stato della rete tramite delle unità direttamente in prossimità dei conduttori, permettendo così di valutare parametri come la temperatura, la corrente, la dilatazione in lunghezza, gli stress meccanici o elettrici, in modo da riuscire ad intercettare e prevenire eventuali guasti. Si può quindi intuire come questo settore rivesta una grande importanza per gli sviluppi futuri della *smart grid*.

Il principio alla base dello sfruttamento dei campi magnetici è espresso dalla Legge di Faraday; la quasi totalità della distribuzione di energia elettrica avviene in regime alternato sinusoidale e ciò comporta che attorno ai cavi di trasmissione si crei un campo magnetico ugualmente alternato. Intercettando parte di questo campo, si può così avere un flusso magnetico variabile da cui ottenere la tensione necessaria.

Questo compito viene generalmente assolto da un induttore costruito ad-hoc, sia nella parte magnetica che elettrica e che viene utilizzato in una configurazione riconducibile ad un trasformatore [6]. Per svolgere questo compito possono essere usate diverse tipologie

di conduttore e nucleo, sempre tenendo a mente i vari compromessi come il fatto che aumentando le spire aumenta la tensione ma anche le perdite per conduzione.

La configurazione denominata a *bobina con concentratore* (Figura 3.3), rappresenta una delle soluzioni tecnologiche più promettenti: è costituita da un nucleo metallico la cui forma ricorda una X, attorno alla quale è avvolto il filo, che svolge la funzione di concentrare il flusso magnetico creando percorsi ad elevata permeabilità. Si ottiene così una maggior produzione energetica mantenendo dimensioni contenute inoltre la forma di questo nucleo permette di essere appoggiato a conduttori di sezione circolare, senza necessità di doverlo legare.

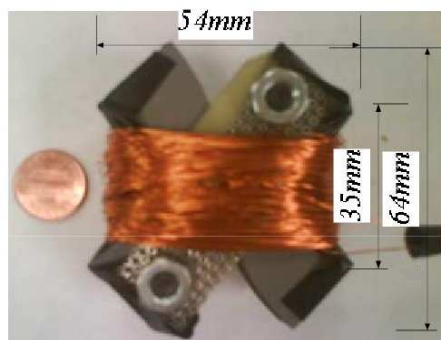


Figura 3.3: Bobina con concentratore di flusso per il recupero di energia magnetica.

Per quanto riguarda l'energia ricavabile, va menzionato che l'allineamento e la distanza del dispositivo dalla sorgente del campo magnetico, ricoprono un ruolo primario e fondamentale nel bilancio finale, che si aggira sui 200 mW in prossimità di cavi percorsi da correnti molto elevate.

Una diversa soluzione al medesimo problema, è implementata attraverso un dispositivo piezoelettrico unito ad un magnete permanente. Quest'ultimo, soggetto al campo magnetico generato dalla linea, subisce delle oscillazioni armoniche isofrequenziali alla corrente nel conduttore, che eccitano meccanicamente il materiale piezosensibile, ottenendo così una tensione sfruttabile.

Capitolo 4

Energia Cinetica

4.1 Natura delle vibrazioni

Le vibrazioni rappresentano una possibile fonte di energia. Seppur non possano essere considerate come una soluzione universale e definitiva in ogni campo, esse sono, tra le diverse fonti finora discusse, quelle che hanno possibilità di utilizzo tra le più varie.

L'obiettivo generale è, ovviamente, quello di riuscire a produrre la maggior quantità di energia nel modo più efficiente ed economico possibile. Per arrivare a tale scopo si rende quindi necessaria una fase iniziale di studio che permetta di capire la natura e le caratteristiche delle vibrazioni meccaniche presenti nell'ambiente in cui si desidera dispiegare i dispositivi.

Ignorando per un attimo tutti gli ambiti a grande potenza (come quello industriale) e concentrandosi sulle piccole vibrazioni che si incontrano in un ambiente cittadino e domestico si riscontrano delle caratteristiche comuni tra le onde in studio (Figura 4.1). Risulta che si tratta di ondulazioni a bassa frequenza, la cui fondamentale di solito non supera i 200 Hz e dalle analisi in frequenza si ottiene inoltre uno spettro costante nel campo delle accelerazioni.

Quest'ultima constatazione implica il fatto che lo spettro dello spostamento decada proporzionalmente a $\frac{1}{f^2}$ rendendo evidente l'importanza di concentrare lo sfruttamento sulla fondamentale, piuttosto che nelle armoniche successive, inevitabilmente più tenui [7].

In Tabella 4.1 sono raccolti dei dati riguardo le vibrazioni recuperabili in alcuni ambiti di interesse.

	Accelerazione di picco ($\frac{m}{s^2}$)	Frequenza di picco (Hz)
Vano motore auto	12	200
Base frullatore	10	70
Cruscotto auto	3	13
Telaio di una porta	3	125
Finestra su strada trafficata	0,7	100
Piccolo forno a micro-onde	2,5	125

Tabella 4.1: Caratteristiche di fonti comuni di vibrazioni in ambito domestico.

Il metodo di conversione di energia più usato per questo tipo di fonti avviene tramite un dispositivo a *massa inerziale*, ossia si ha una struttura rigida al cui interno è presente un corpo parzialmente libero di muoversi, poichè non solidamente ancorato. Quando a questo oggetto vengono somministrati degli stress meccanici, la massa interna e il telaio vengono

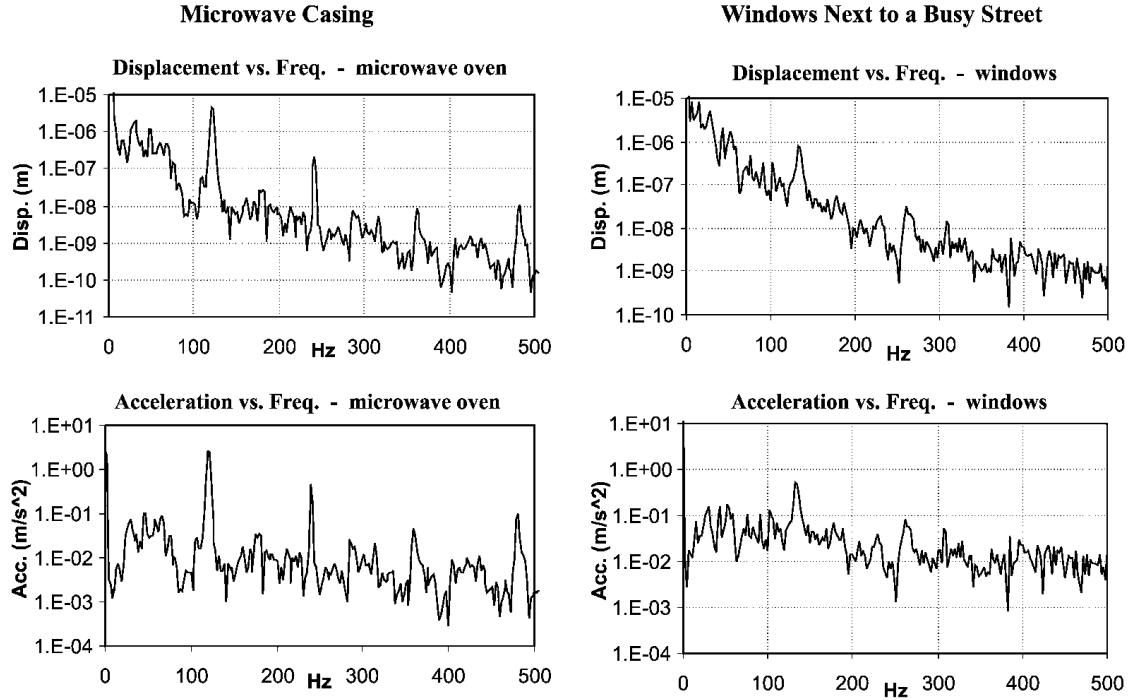


Figura 4.1: Spettri del movimento e dell'accelerazione per: Forno a microonde e Finestra su strada trafficata.

a muoversi in moto relativo. Utilizzando questo movimento per pilotare un trasduttore è possibile ottenere una conversione da energia meccanica in energia elettrica.

Modello Nello studio del generatore soggetto alle vibrazioni esterne si può ricorrere ad un modello generale, che non tenga conto della particolare tecnologia usata per la produzione di energia, usualmente assimilato ad un oscillatore armonico.

Sotto il punto di vista cinematico, il dispositivo viene descritto attraverso la presenza di una massa collegata tramite un elemento elastico ad un supporto rigido portante. La presenza di effetti smorzanti, proporzionali alla velocità, rende conto delle perdite di energia meccanica, a causa di attriti (b_m) o trasferimenti di energia (b_e).

Il supporto rigido in questo caso è rappresentato dal contenitore del generatore, a sua volta solidamente vincolato con la fonte primaria di vibrazioni. Nei casi più comuni di impiego si può considerare il generatore molto più piccolo e leggero del sistema dinamico esterno, che lo eccita. Ciò porta alle ipotesi che la massa del generatore possa subire spostamenti istantanei da parte del sistema (ossia un trasferimento infinito di potenza) e che l'influenza della massa m sulla dinamica del sistema *ambiente* sia trascurabile [8].

Partendo dalla Figura 4.2 e definendo x lo spostamento del contenitore e y quello della sorgente, si può agevolmente impostare un modello meccanico:

$$m\ddot{x} = -(\dot{x} - \dot{y})b - (x - y)k \quad (4.1)$$

dove k costituisce il parametro di elasticità, proporzionale allo spostamento, e b ($b_m + b_e$) quello di smorzamento, proporzionale alla velocità. Tramite Laplace, si giunge alla relativa funzione di trasferimento:

$$\frac{X(s)}{Y(s)} = \frac{bs + k}{ms^2 + bs + k} \quad (4.2)$$

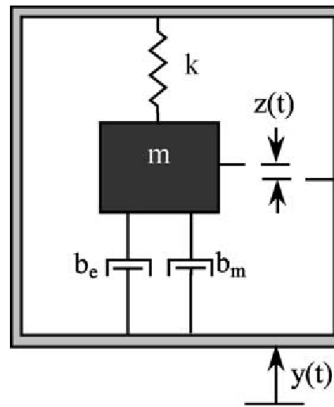


Figura 4.2: Schema meccanico del modello di generatore generico.

Ai fini della caratterizzazione in termini di potenza sviluppata, si trova più interessante l'espressione dello spostamento della massa m relativa al case piuttosto che in coordinate assolute. Per questo si introduce una sostituzione: $z = x - y$, che permette di ottenere l'espressione ricercata:

$$m\ddot{z} + b\dot{z} + kz = -m\ddot{y} \quad (4.3)$$

Nel dominio di Laplace la corrispondente funzione di trasferimento risulta:

$$\frac{Z(s)}{Y(s)} = \frac{-ms^2}{ms^2 + bs + k} \quad (4.4)$$

Il diagramma di Bode e la risposta allo scalino unitario (in una tra le tante possibili combinazioni dei parametri m , b e k) sono rappresentati in Figura 4.3.

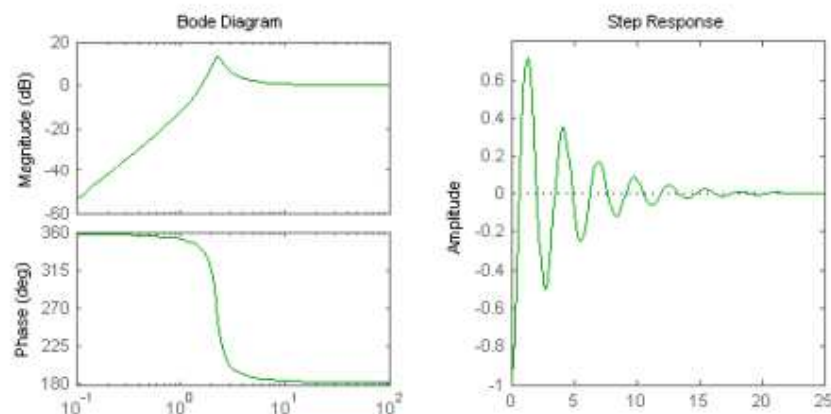


Figura 4.3: Risposte in frequenza e allo scalino di un generico sistema basato sul modello di generatore discusso.

L'assunzione alla base di questa modellizzazione è pertanto quella che la generazione di energia sia un processo che si manifesta sul sistema tramite un'attenuazione proporzionale alla velocità. Sebbene nella realtà questa ipotesi possa risultare calzante per un dispositivo elettromagnetico, risulta meno idonea per altre tipologie di trasduttori quali

quello piezoelettrico o elettrocapacitivo, sia perchè l'influenza può non essere lineare sia perchè può non essere proporzionale necessariamente alla velocità. Ad ogni modo, tenendo a mente queste limitazioni, quanto finora sviluppato può essere comunque utilizzato per derivare delle relazioni generali e approssimate sulla potenza ottenibile da questo tipo di configurazioni.

Potenza Durante il normale funzionamento si ha così che la massa è sottoposta alla forza di richiamo $b_e \dot{z}$ indotta dall'apparato di conversione. Il calcolo della potenza, che può essere espresso come il prodotto di una forza per una velocità, è pertanto:

$$P = b_e \dot{z}^2 \quad (4.5)$$

Tramite l'ausilio del modello meccanico precedentemente formulato, si può giungere ad una riformulazione della relazione in funzione delle caratteristiche della sollecitazione d'ingresso. Nel caso ideale di una perturbazione sinusoidale di ampiezza Y e pulsazione ω , il modulo della potenza è

$$|P| = \frac{m\zeta_t \omega^3 \left(\frac{\omega}{\omega_n}\right)^3 Y^2}{\left(2\zeta_t \frac{\omega}{\omega_n}\right)^2 + \left(1 - \left(\frac{\omega}{\omega_n}\right)^2\right)^2} \quad (4.6)$$

Lavorando in risonanza la relazione si semplifica in:

$$|P| = \frac{m\omega_n^3 Y^2}{4\zeta_t} \quad (4.7)$$

Equivalentemente, definendo $A = \omega^2 Y$ (modulo dell'accelerazione, ricavato dopo aver compiuto doppia derivazione dello stimolo sinusoidale d'ingresso),

$$|P| = \frac{mA^2}{4\zeta_t \omega_n} \quad (4.8)$$

In questo caso è evidente come la potenza sia inversamente proporzionale alla frequenza e visto che dai rilievi sperimentali, esposti all'inizio del paragrafo, risulta che lo spettro dell'accelerazione è nel caso migliore piatto oppure decrescente, la miglior produzione energetica si ottiene minimizzando la pulsazione; il che si traduce nella richiesta di sfruttare la più bassa frequenza fondamentale presente nello spettro.

Sempre dalla relazione di P , si nota la relazione di proporzionalità con la massa oscillante m , che deve essere quindi massimizzata.

Nel caso di studio, qui sopra preso in esame, si ottengono i tracciati mostrati in Figura 4.4.

Come si vede si ha a che fare con un compromesso tra elevata potenza prodotta e larghezza di banda. Un sistema molto smorzato riesce a mantenere una produzione sensibile, in un range di frequenze più ampio rispetto a quanto riesce a fare l'equivalente poco smorzato, a scapito però della potenza massima raggiungibile.

Si deduce che i parametri caratteristici del generatore devono essere scelti con estrema oculatezza in base alla situazione ambientale in cui andrà ad operare. La linea generale è quella di determinare la frequenza di lavoro più vantaggiosa e far sì che il sistema meccanico vi vada in risonanza; poi a seconda della natura di questa perturbazione (ad esempio se rimane fissa nel tempo o ondeggia tra più valori) si sceglie lo smorzamento più idoneo.

Inoltre, alla luce dell'espressione della potenza in risonanza, sembrerebbe che uno smorzamento nullo o comunque infinitesimo produca una generazione infinita. Ciò ovviamente non è possibile ed è necessario capire quali limiti sussistono su questo fronte. Inanzi tutto

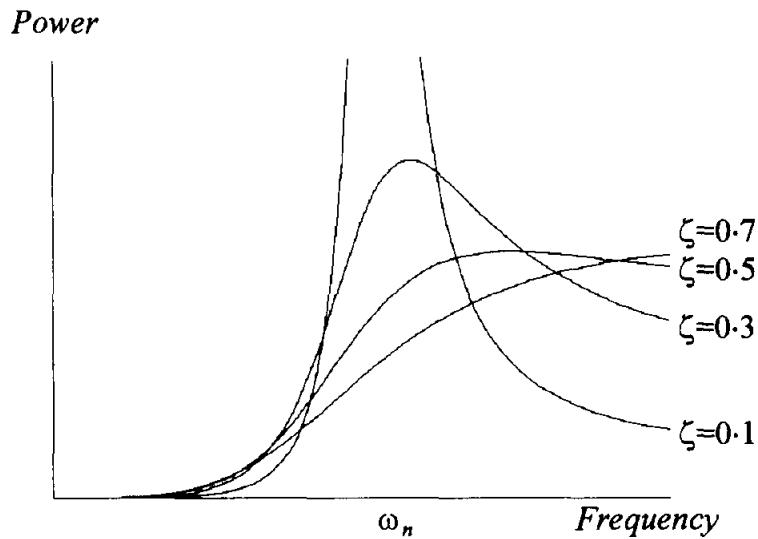


Figura 4.4: Grafico nel dominio della frequenza della potenza in uscita di un microgeneratore, per diversi valori di smorzamento.

una diminuzione dello smorzamento implica un aumento dello spostamento massimo della massa inerziale. Come si intuisce, fisicamente questo percorso non può essere superiore alle dimensioni del contenitore stesso quindi il vincolo che si viene a creare è che lo smorzamento sia tale da impedire il superamento del limite di *fine corsa* da parte delle oscillazioni indotte sul corpo interno. Impostata questa condizione, con Z_{max} l'estensione ammissibile, ecco quindi la relazione della potenza massima ottenibile: [8]

$$P_{max} = m\zeta_t\omega_n^3 Z_{max}^2 \quad (4.9)$$

4.2 Generatore Elettromagnetico

Un generatore elettromagnetico è una macchina che basa il suo funzionamento sulla legge di Faraday. Quest'ultima infatti afferma che un campo magnetico (B) che varia nel tempo si rende responsabile della creazione di una forza elettromotrice ai capi di un circuito che vi sia immerso (generalmente con una o più spire). La geometria del conduttore e l'entità del campo magnetico ricoprono un ruolo fondamentale, in tal senso perciò si racchiudono queste caratteristiche nel concetto fisico di *flusso concatenato*, Φ_B , definito come l'integrale di B su una superficie avente per bordo il suddetto circuito.

La legge di Faraday assume dunque la seguente forma:

$$E_i = -\frac{d\Phi_B}{dt} \quad (4.10)$$

Le applicazioni più immediate e semplici di essa sono: o una bobina che si muove in un campo magnetico permanente, o, reciprocamente, un magnete che si muove rispetto ad un avvolgimento di conduttore mantenuto fisso. In questi casi, non avendo variazioni sostanziali della geometria del sistema e considerando B ovunque costante, si ricorre alla Legge dei Generatori, diretta conseguenza di quella di Faraday:

$$\mathcal{E}_i = Bl \cdot v(t) \quad (4.11)$$

nella quale compaiono l , la lunghezza del conduttore, e v , la velocità della parte in movimento; risultando così di più facile applicazione pratica.

Tutto ciò trova utilizzo nell'energy harvesting sotto forma di microgeneratori inerziali, di cui si può vedere un esempio [9] in Figura 4.5.

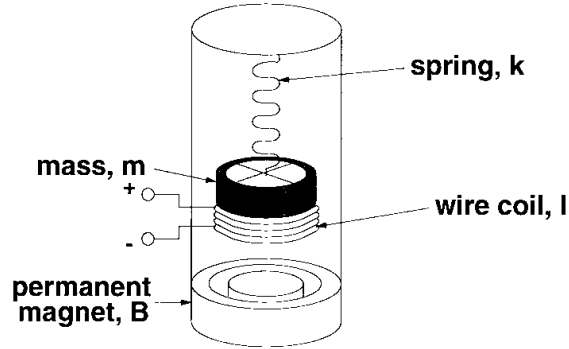


Figura 4.5: Schema di un microgeneratore elettromagnetico.

Come si vede, si ha la presenza di una bobina libera di muoversi all'interno di un campo generato da un magnete permanente. Il modello matematico di questa tipologia di sistemi è composto da una parte meccanica in stretta correlazione con una parte elettrica, cosa che accomuna diversi dispositivi elettromeccanici come altoparlanti, microfoni, motorini e così via.

Sotto il punto di vista cinematico, la configurazione presenta una massa (m) collegata tramite una molla (k) alla struttura portante e soggetta ad attriti di sfregamento e dell'aria (d_m); si tratta quindi dello stesso oscillatore smorzato presentato in precedenza, la cui funzione di trasferimento è:

$$\frac{X(s)}{U(s)} = \frac{1}{ms^2 + d_ms + k} \quad (4.12)$$

Solidale alla massa è presente l'avvolgimento, responsabile dell'effettiva generazione della tensione e che costituisce un elemento del circuito elettrico; quest'ultimo viene completato da due resistenze in serie, R_g e R_L , che rappresentano le perdite e il carico.

La relazione tra tensione sul carico V e tensione generata risulta perciò:

$$\frac{V_o(s)}{E_G(s)} = \frac{R_L}{Ls + R_g + R_L} \quad (4.13)$$

Durante il funzionamento, la corrente che scorre nel conduttore, anch'essa soggetta al campo magnetico, produce inoltre una forza che va a contrastare la perturbazione in arrivo dall'ambiente, costituendo così un ulteriore smorzamento al sistema. La sua entità è dettata dalla Legge dei Motori,

$$f_e(t) = Bl \cdot i(t) \quad (4.14)$$

nella quale entrano in gioco la lunghezza del conduttore e la corrente che lo attraversa. L'entità della perturbazione $u(t)$ sul sistema meccanico finale risulta pertanto composta dal contributo esterno $f(t)$ a cui va sottratto $f_e(t)$.

La tensione generata, come indicato nella Legge dei Generatori, è proporzionale alla velocità, ossia alla derivata prima rispetto al tempo della posizione della massa, prima indicata con $x(t)$ (e ciò implica la presenza di un polo nell'origine).

Tenendo conto di tutti i dettagli citati, la funzione di trasferimento totale tra tensione generata e forza in ingresso è:

$$\frac{V_o(s)}{F(s)} = \frac{s(BlR_L)}{(Ls + R_g + R_L)(ms^2 + d_ms + k) + B^2l^2s} \quad (4.15)$$

Nell'applicazione effettiva, risulta che il valore dell'induttanza L è generalmente piccolo rispetto quello di R_L , molto più grande. Da queste considerazioni si determina che il polo di natura elettrica è dominato da una costante di tempo $L/(R_g + R_L)$ che può risultare trascurabile nel contesto in cui si opera. Difatti la parte meccanica è generalmente accordata per lavorare a frequenze di pochi Hertz, rendendo quindi ragionevole l'approssimazione ad un puro sistema meccanico smorzato del secondo grado. In tal caso gli effetti smorzanti della componente elettrica vengono racchiusi assieme a quelli d'attrito in un generico fattore di attenuazione d .

4.2.1 Convertitore Step Down

I microgeneratori elettromagnetici hanno la capacità di produrre tensioni di qualche microvolt caratterizzate da un andamento alternato sinusoidale che non può essere utilizzato direttamente per l'alimentazione di circuiti digitali ma deve essere prima convertito in una tensione costante, generalmente di almeno 3.3 volt. L'approccio concettuale è quello di usare un trasformatore che permetta di elevare sensibilmente, anche in modo piuttosto grossolano, la tensione di uscita, per poi raddrizzare l'onda tramite dei diodi e quindi utilizzare la tensione così ottenuta abbassandola in modo preciso, fino al valore desiderato, attraverso un convertitore Buck DC/DC[9].

Va inoltre affiancato un sistema di controllo (Figura 4.6) che si occupi della gestione del convertitore, perseguendo il minor consumo possibile ma garantendo sempre il rispetto delle specifiche richieste dal carico.

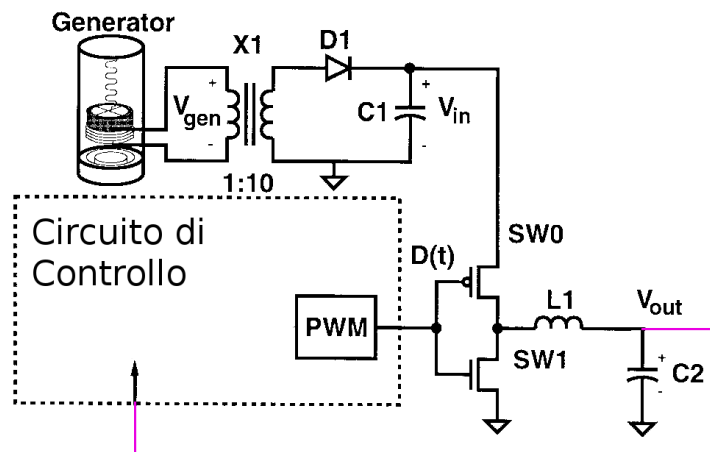


Figura 4.6: Schema generico di un regolatore: in ingresso un feedback di tensione e in uscita un pilotaggio PWM.

Una strategia comune è quella di utilizzare un comparatore analogico che confronti la tensione d'uscita con quella di riferimento e produca come output un valore proporzionale

all'errore, utilizzato poi dal generatore di duty cycle per il controllo; tale architettura risulta però inadeguata in un ambito ad elevata integrazione e ultra-bassa potenza infatti essa ha un consumo statico ineliminabile dato dai componenti analogici e inoltre è soggetta facilmente alle interferenze degli eventuali vicini circuiti digitali.

Feedback e PWM digitale Una struttura di controllo che si è dimostrata valida nelle applicazioni a bassa potenza è rappresentata dal feedback digitale a bassa risoluzione. Si tratta di uno schema in gran parte digitale ed ha l'indubbio vantaggio dell'eliminazione dei consumi statici. L'output viene controllato ad istanti prefissati da un comparatore dinamico sincrono (Figura 4.7), che produce un risultato digitale alto o basso a seconda si sia oltre la tensione di riferimento o no. In tutti gli altri momenti il dispositivo è disabilitato, limitando i consumi.

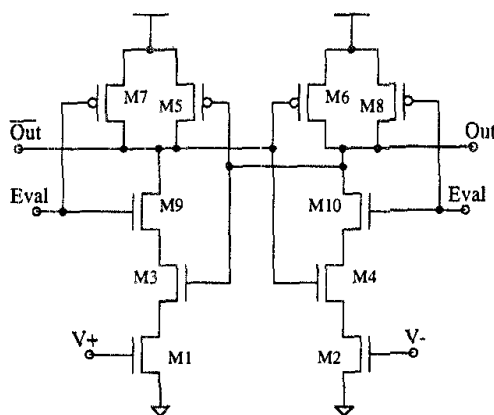


Figura 4.7: Comparatore CMOS dinamico, attivato a Eval alto.

Il dato viene fornito ad un contatore di N bit. Nel caso il feedback comunichi che la specifica di tensione non è rispettata, il counter incrementa il suo valore, altrimenti viceversa.

La generazione del segnale PWM avviene leggendo la parola contenuta nel contatore, una volta a ogni ciclo di clock, e caricandola in un secondo contatore. Quest'altro dispositivo decrementa il suo valore ad una frequenza pari a $2N$ volte quella di clock ($f_{clk} = 2^N f_{sw}$); a monte di esso è presente una porta logica che rivela quando la cifra giunge a 0 (Figura 4.8).

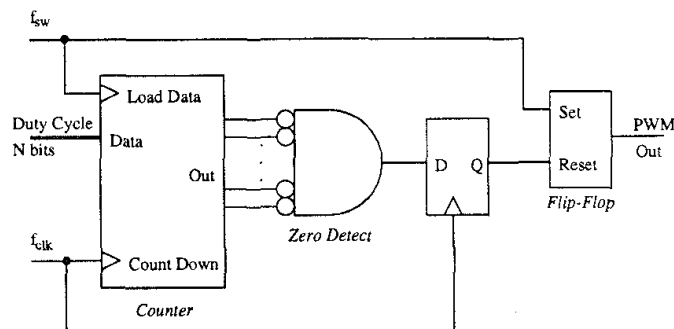


Figura 4.8: Generatore PWM digitale a contatore.

Si ha così che all'inizio di ogni ciclo, l'uscita è alta. A seconda di quanto è elevata la parola di N bit, fornita dal contatore collegato al feedback, tanto sarà lungo il tempo necessario alla sua riduzione fino a 0 per mano del secondo contatore, facendo così rimanere alto per più tempo il segnale di output e creando, di fatto, una modulazione PWM.

Sebbene con questa soluzione si siano eliminati gli sprechi dovuti al consumo statico dei dispositivi non digitali, rimane il fatto che per alte risoluzioni del segnale modulante, ovvero per alti valori di N , sia necessario un clock ad una frequenza molto più alta di quella di switching. Si viene perciò a creare un elevato consumo dinamico, dovuto al grande e frequente numero di transizioni logiche all'interno dei contatori.

Rimanendo sempre in ambito digitale, si è trovata una via che evita questo ulteriore problema energetico, tramite l'utilizzo di una catena di 2^N buffer, ognuno dei quali avente l'uscita collegata anche ad un multiplexer a, ovviamente, 2^N ingressi (Figura 4.9).

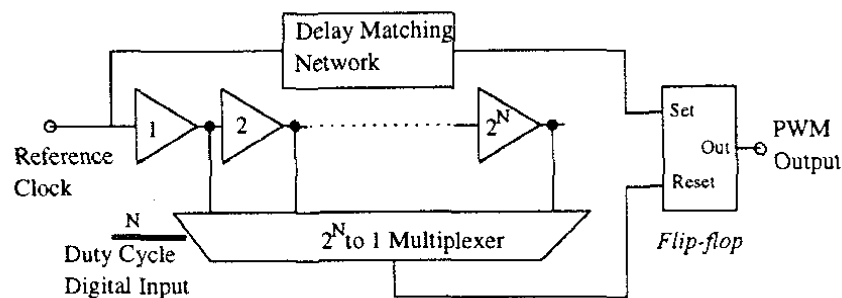


Figura 4.9: Generatore PWM digitale a multiplexer.

La parola di configurazione d'ingresso ad N bit viene fornita al multiplexer, che così impone quali tra i suoi ingressi deve essere propagato all'esterno. Un ciclo viene iniziato nel momento in cui arriva un impulso dal clock; esso va ad attivare immediatamente il flip-flop d'uscita e inoltre entra nel primo buffer della catena e via via si propaga lungo la sua lunghezza. Nel momento in cui giunge all'ingresso precedentemente selezionato del multiplexer, il segnale lo attraversa e si dirama verso il flip-flop d'uscita implicandone il reset. Se è rispettata l'ipotesi che il ritardo della catena sia uguale al periodo di clock ($T_{clk} = 2^N t_{buf}$), risulta in uscita un segnale PWM correttamente modulato in base al setup degli N bit di comando.

Ciò viene assicurato tramite l'utilizzo di dispositivi a tempo di propagazione variabile, come quello visibile in Figura 4.10, dove è presente un limitatore di corrente, pilotato da un segnale analogico di configurazione (*Starvation Input*).

La variazione del ritardo della catena è affidata ad un semplice circuito che confronta l'arrivo dell'impulso alla fine della catena con quello successivo, in ingresso. Nel caso i due non siano sincronizzati, esso cambia la tensione presente nel *Starvation Input*; le modifiche compiute attraverso questo ingresso inducono un cambio di conducibilità ai 2 mosfet pilotati: se la conduzione aumenta il tempo di propagazione del buffer diminuisce, velocizzandolo, altrimenti nel caso opposto si ha un rallentamento.

Un controllo basato su queste strutture si è dimostrato richiedere attorno ai $10 \mu W$ [10].

Performance Feedback Quando il carico da alimentare è un qualche dispositivo di elaborazione digitale, si può regolare l'uscita non in base a riferimenti di tensione bensì a riferimenti di performance (o delay): analizzando le prestazioni del sistema numerico

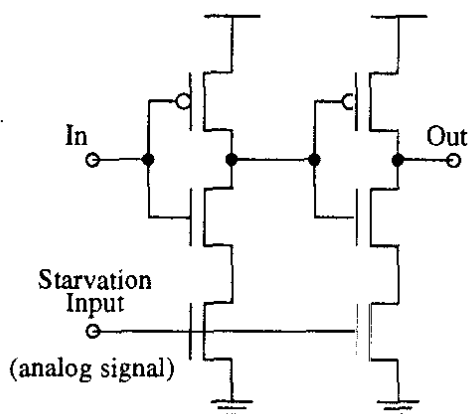


Figura 4.10: Buffer non invertente a delay variabile.

si determina se sia necessario un aumento di tensione, di modo da garantire un'accelerazione nella computazione, oppure una diminuzione, nel caso stia funzionando ben oltre le specifiche minime.

Questo tipo di regolazione garantisce un funzionamento sempre ottimale del sistema, anche rispetto a parametri aleatori come la temperatura dell'ambiente, il carico di lavoro o differenze costruttive.

Per l'implementazione si utilizza un comparatore di frequenze. Al suo ingresso sono presenti la frequenza di riferimento, richiesta dalle specifiche, f_{ref} e la frequenza attuale di lavoro f_{vco} . Quest'ultima viene generata tramite un oscillatore controllato in tensione (quella regolata d'uscita), appositamente progettato per rispecchiare le prestazioni del *worst case path* presente all'interno del circuito di elaborazione numerica. Significa cioè che il VCO fornisce una stima delle performance del dispositivo digitale collegato a valle che sarà utilizzata per le regolazioni del duty cycle.

Il confronto tra le frequenze avviene tramite 2 contatori. Valutando la differenza tra i numeri di oscillazioni si determina se aumentare o diminuire il ciclo utile, in una configurazione simile al *1 bit feedback* discusso nel precedente paragrafo.

La parola binaria che quantifica il duty cycle viene fornita ad un modulatore PWM digitale, già descritto in precedenza, ottenendo il sistema di controllo complessivo presentato in Figura 4.11.

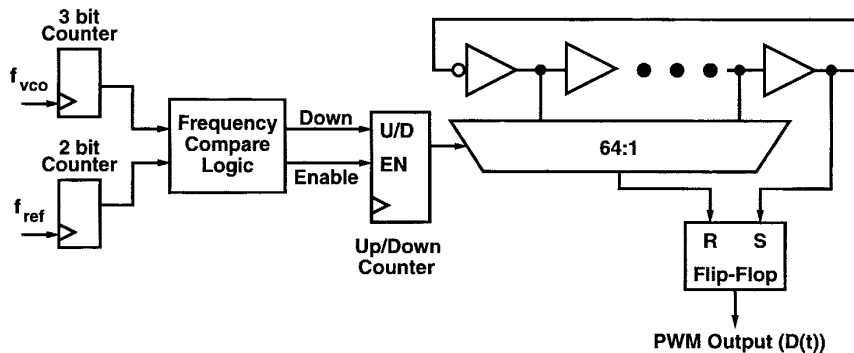


Figura 4.11: Architettura a performance feedback.

4.2.2 Convertitore Boost Inductor-less

Un'altra possibilità applicativa consiste nell'eliminare il trasformatore, utilizzando un Boost DC/DC per alzare la tensione (Figura 4.12 a). Tutto ciò però mal si sposa con le scarse potenze in gioco, che vengono ulteriormente mortificate già nella prima fase di rettifica.

Questa strategia viene soppiantata dall'utilizzo di un convertitore Boost AC/DC che permetta di saltare lo step di raddrizzamento passivo, evitando le perdite energetiche che si hanno nei diodi (Figura 4.12 b).

Il passo successivo consiste nella rimozione dell'induttore d'ingresso [11], tipico della topologia di questi convertitori (Figura 4.12 c). Il componente infatti non è facilmente integrabile e dunque va a pesare nel bilancio di peso e volume del dispositivo di scavenging. Nell'ottica della produzione in larga scala e a basso costo la sua eliminazione porta l'indubbio vantaggio di aprire le porte alla possibilità di rendere tutto il circuito integrato su silicio, in un unico chip, senza così la presenza di altri componenti esterni (salvo la capacità di filtraggio).

Alla necessità dell'induttore si sopperisce utilizzando l'avvolgimento del generatore stesso, che deve essere così studiato in modo che la sua riluttanza non vari durante il suo funzionamento, richiesta che è usualmente soddisfatta da tutte le architetture classiche di microgeneratori elettromagnetici [11]. Il fatto inoltre che l'avvolgimento diventi un elemento sostanziale nel sistema di controllo implica la possibilità, aumentando la complessità del circuito, di poter variare la sua capacità di smorzamento elettrico, andando ad influenzare la frequenza di risonanza della parte meccanica, adattandola alle condizioni ambientali.

In Figura 4.12 è presente uno schema riassuntivo.

4.2.3 Convertitore Switched Capacitors

Finora si è dato molto risalto all'aspetto energetico dell'harvesting, ma in questo settore anche il costo e la capacità di integrazione sono fondamentali, visto che spesso le applicazioni di questa tecnologia avvengono su grande scala, come nel caso di reti di sensori ambientali.

Per quanto il boost inductor-less discusso nel paragrafo precedente sia un passo avanti verso questo obiettivo, finora la soluzione che più si avvicina alla completa integrazione è rappresentata dai convertitori Switched Capacitors (SC).

Essi altro non sono che dei circuiti con condensatori e interruttori; durante il loro funzionamento gli switch cambiano periodicamente la topologia della rete elettrica, inducendo dei travasi di carica tra le varie capacità. A seconda della disposizione dei componenti si riesce ad effettuare un trasferimento di energia tra l'ingresso e l'uscita, accompagnato da un abbassamento o innalzamento della tensione.

Nella Figura 4.13 se ne può vedere un esempio. In particolare si tratta di una topologia denominata Serie-Parallelo, a 2 passi. Nel primo *step*, sono attivati gli interruttori marcati con 1, ponendo i 4 condensatori in parallelo tra loro e l'ingresso V_g . Nella seconda fase lavorano gli switch marcati 2, ponendo i suddetti condensatori in serie; in tal modo si ha in uscita la somma algebrica delle tensioni presenti sulle capacità, che nel caso in esame si traduce in 5 volte la tensione V_g .

Questi regolatori pertanto non necessitano di componenti magnetici e quindi è fattibile una loro realizzazione monolitica su silicio; inoltre, a differenza dei più comuni convertitori switching, si comportano molto bene in presenza di carichi piccoli e nulli, mantenendo un'output in specifica senza la necessità di carichi fittizi. Anzi in questo caso la frequenza di commutazione può anche essere abbassata, arrivando alla condizione limite (solo ideale)

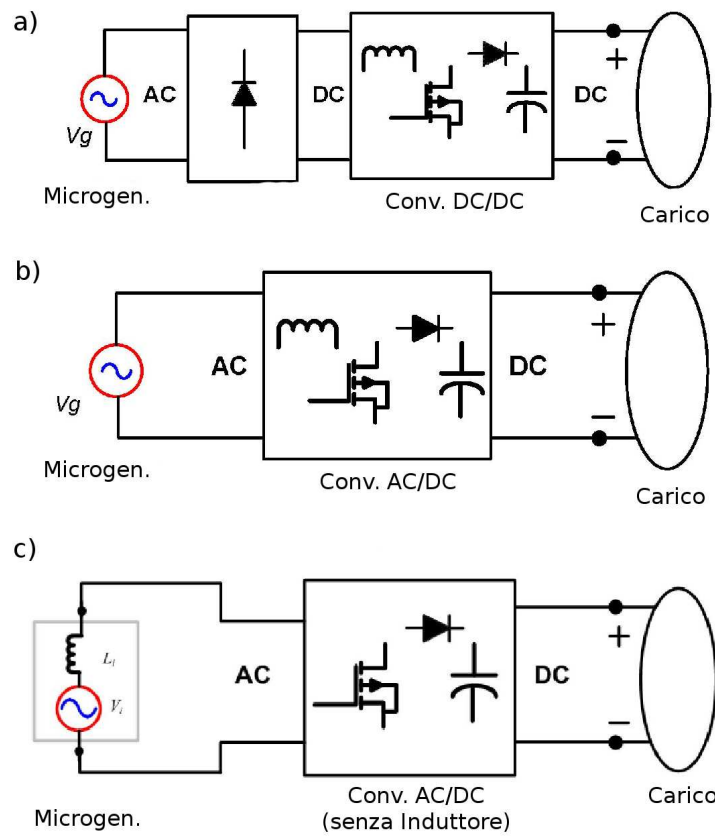


Figura 4.12: Tre possibili schemi di controllo di tensione per microgeneratori induttivi: a) a rettifica, b) Boost AC/DC, c) Boost Inductor-less.

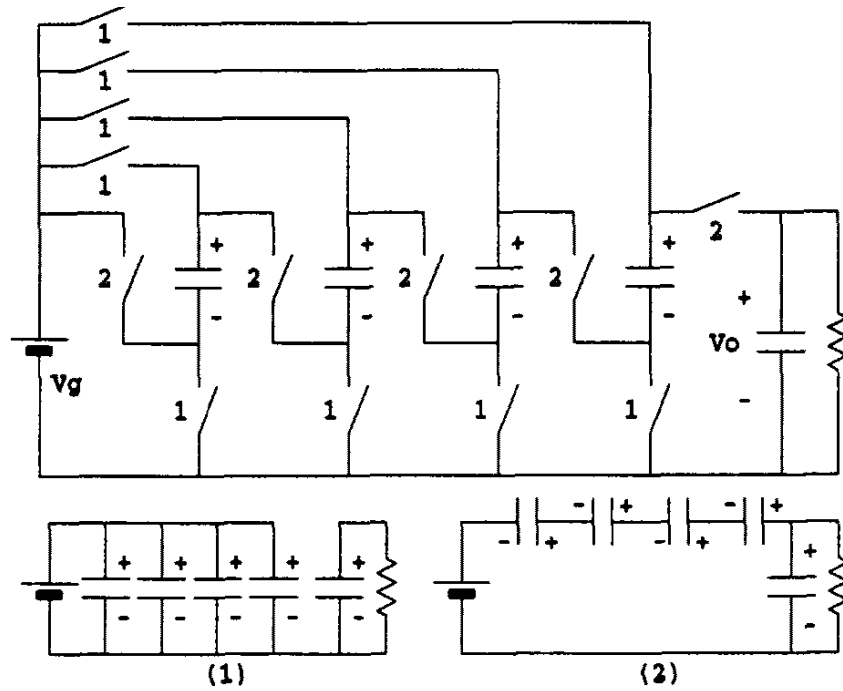


Figura 4.13: Un convertitore SC (sopra, schema Serie-Parallelo) e le topologie parziali, nelle 2 fasi di funzionamento (sotto).

di frequenza nulla in assenza di carico, avendo così la scomparsa di dissipazione negli interruttori.

Per contro gli SC possono non riuscire a fornire un buon output in caso di variazioni brusche del carico e, più che mai nella versione completamente integrata, non riescono a gestire grandi potenze (oltre la decina di Watt) ma fortunatamente nelle applicazioni qui discusse queste condizioni non si presentano visto che difficilmente si superano i milliWatt.

Si modellano questi convertitori come trasformatori ideali alla cui uscita è presente, in serie, un'impedenza resistiva, che rende conto delle dissipazioni negli interruttori e nella carica/scarica delle capacità. Le perdite pertanto si manifestano come una caduta di tensione, in presenza di un carico non nullo. Il valore di questa impedenza varia a seconda delle condizioni di utilizzo e ha due asintoti: uno, definito Slow Switching Limit (SSL), calcolato assumendo interruttori ideali e scambi di carica impulsivi, l'altro, definito Fast Switching Limit (FSL), determinato considerando come tutti resistivi i percorsi tra i vari componenti e ritenendo i condensatori come sorgenti costanti di tensione.

Per basse frequenze di switching, risulta dominare l'impedenza SSL. Aumentando le commutazioni, questa decresce in modo inversamente proporzionale con la frequenza, per infine convergere ad un valore minimo e costante, corrispondente all'impedenza FSL. Questi 2 valori sono determinabili tramite semplici regole, basate esclusivamente sulle caratteristiche dimensionali dei componenti usati e la loro disposizione topologica e rappresentano i parametri base su cui lavorare per raggiungere l'ottimizzazione finale.

Alle suddette perdite d'uscita si affiancano altri 2 fenomeni dissipativi, costanti ed indipendenti dal carico, di natura capacitiva. Uno riguarda la carica/scarica della capacità parassita tra il substrato e le piastre del condensatore, ivi integrato (capacitor bottom-plate loss); l'altro invece nasce dal pilotaggio degli interruttori (capacità di gate, drain...). In entrambi i casi, vi è una proporzionalità diretta tra la potenza persa e il prodotto delle dimensioni dei dispositivi e la frequenza di commutazione.

Nella procedura di realizzazione del circuito integrato di controllo, l'ottimizzazione parte generalmente da un vincolo di capacità, fissato dalla tecnologia microelettronica e dall'area di silicio impiegata. Nel caso, spesso frequente, siano necessarie più tensioni d'uscita (ad esempio una per il modulo radio, una diversa per il sensore), si devono implementare più convertitori nella stessa piastra, dovendo quindi ripartire la capacità massima totale tra i vari regolatori, mirando al fatto che tutti funzionino correttamente alla stessa frequenza di switching (di modo da avere un singolo circuito di clock). L'ultimo passaggio consiste nel scegliere frequenza e dimensione degli interruttori. La Figura 4.14 mostra le zone dove predominano le varie perdite, in funzione di questi ultimi 2 parametri, per un convertitore 1:2 studiato per lo harvesting [12].

Si riescono a raggiungere elevate efficienze, oltre il 92%, ma il pilotaggio di questi convertitori non sempre è semplice, soprattutto se la tensione d'uscita è maggiore di quella d'ingresso. Esiste infatti la possibilità che gli interruttori, a causa delle tensioni formatesi nelle capacità durante le fasi di funzionamento, si trovino a tensioni oltre il livello di alimentazione d'ingresso. In tal caso, per garantire loro una tensione sufficiente all'accensione si devono studiare delle soluzioni circuitali ad-hoc.

Strategie di Controllo Considerato che i dispositivi funzionanti per harvesting hanno un consumo elevato solo per i brevi periodi di misurazione/trasmissione, conviene implementare un controllo dinamico dello switching dei convertitori SC, in modo da sfruttare, in favore dell'efficienza complessiva, la loro capacità di funzionare anche a frequenza nulla.

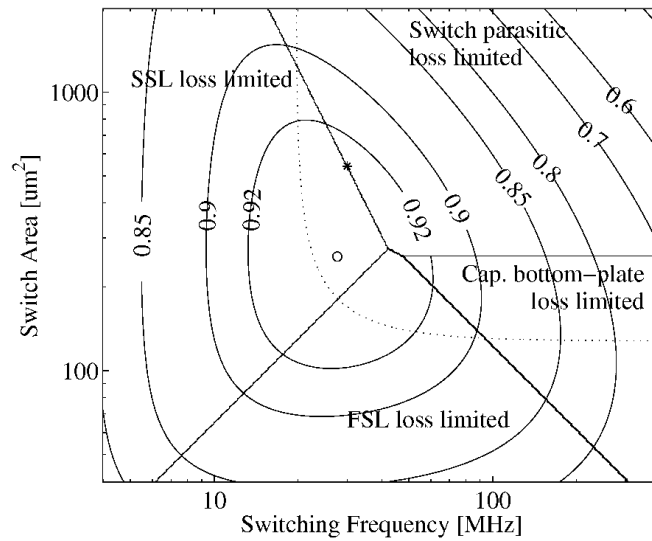


Figura 4.14: Valori di efficienza per un convertitore SC 1:2.

Una soluzione consiste nel verificare l'uscita tramite un controllo ad isteresi, abilitando il convertitore solo quanto la tensione scende sotto il minimo stabilito e solo per il tempo necessario a riportare l'uscita ad un valore consono alle specifiche.

La Figura 4.15 mostra lo schema di una possibile implementazione.

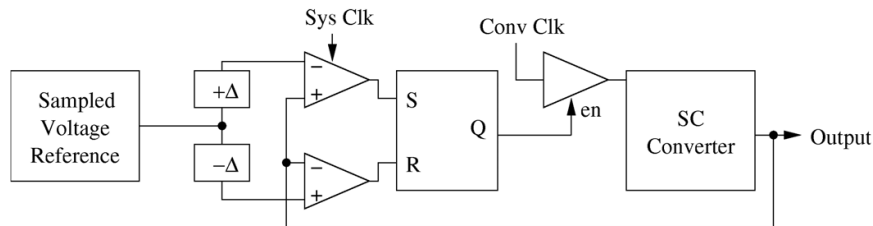


Figura 4.15: Schema di controllo ad isteresi di un convertitore SC.

Dei comparatori confrontano l'output, ad una frequenza stabilita da *Sys Clk*; nel caso questa tensione sia inferiore al riferimento meno un delta, viene abilitato il circuito di clock del convertitore SC (funzionante alla frequenza *Conv Clk*, stabilita in fase di progettazione), che rimane attivo fino a quando in uscita non si ottiene una tensione pari al riferimento più un delta. A quel punto il convertitore viene spento nuovamente.

Questo tipo di controllo risulta estremamente semplice da implementare e risponde con prontezza agli scalini di corrente di carico, tipici dell'accensione di un modulo radio. Sfortunatamente introduce però un ripple di tensione, creato dall'alternanza delle fasi di accensione e spegnimento, che ha nell'isteresi la sua causa. Si viene così a creare la necessità di un ulteriore regolatore di fino a valle in caso di carichi particolarmente delicati; un filtraggio aggiuntivo prodotto al costo di una minore efficienza.

Nello schema esposto in Figura 4.15 il riferimento di tensione è corredato dal termine *Sampled* ossia *campionato*. Gli studiosi che hanno proposto questa implementazione hanno infatti determinato che la circuiteria che genera un riferimento stabile necessita di non meno di qualche milliamperere; un consumo ritenuto troppo elevato per un funzionamento

continuo. A soluzione di ciò è stato quindi previsto un *Sample and Hold* che si occupa di memorizzare per lunghi periodi la tensione prodotta, permettendo di disattivare il generatore del riferimento.

La bontà di questo tipo di controllo è esposta nel grafico di Figura 4.16.

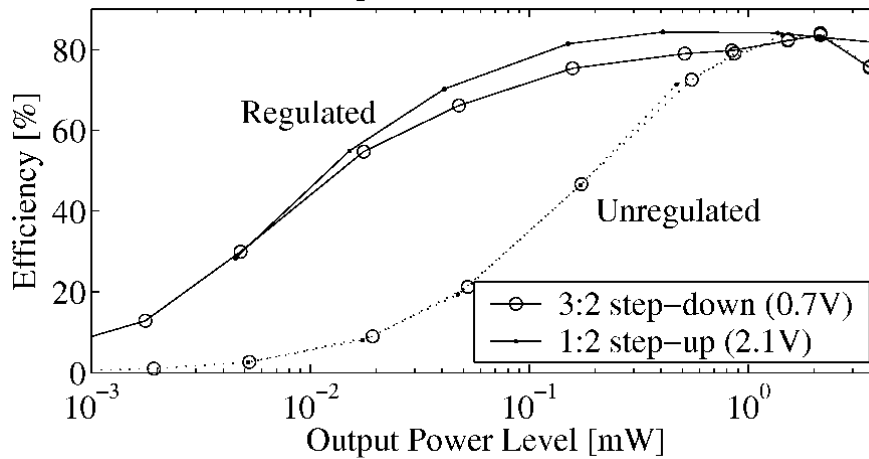


Figura 4.16: Grafico comparativo tra l'efficienza di 2 diversi convertitori SC, con e senza controllo dinamico.

Si vede come per basse richieste di potenza il controllo inalzi fortemente l'efficienza del sistema. Con l'aumentare del carico i tracciati convergono verso lo stesso valore; causa di ciò è che, a tali regimi, il convertitore deve rimanere necessariamente acceso per la maggior parte del tempo, andando a perdere così i vantaggi di un controllo dinamico bilanciato in base al carico.

4.3 Generatore Piezoelettrico

Piezoelettricità I materiali piezoelettrici sono dei componenti che rispondono ad un segnale elettrico con una sollecitazione meccanica e, viceversa, producono una carica quando soggetti a stress meccanici. I due fenomeni sono caratterizzati da una relazione approssimativamente lineare, dove interviene il fattore moltiplicativo d , espresso in Coulomb su Newton, proprio del materiale in uso.

Ogni elemento è caratterizzato da un vettore di polarizzazione che risulta determinante nelle proprietà della singola piastra; questo vettore è imposto nella fase costruttiva, ad esempio facendo scorrere un'elevata corrente continua tra 2 facce parallele. Nel successivo utilizzo si ha che applicando un campo elettrico di polarizzazione concorde col suddetto vettore, si ottiene una dilatazione del materiale, anch'essa in linea con l'asse di polarizzazione, e una contrazione invece nelle direzioni trasverse, perpendicolari alla polarizzazione. Viceversa invertendo l'entità del campo elettrico si ottengono i risultati opposti.

Vista l'importanza ricoperta dall'orientamento del materiale, anche i parametri che lo caratterizzano vengono espressi con l'indicazione del verso di applicazione della forza o del campo elettrico, rispetto al vettore caratteristico. Per fare questo si immagina un sistema di 3 assi di riferimento ortogonali, nel quale il terzo è parallelo alla polarizzazione e invece il primo e il secondo ne sono perpendicolari (Figura 4.17). Tramite un utilizzo oculato dei pedici, si riescono ad esprimere le varie caratteristiche del materiale, informando in quale verso hanno origine campi e forze.

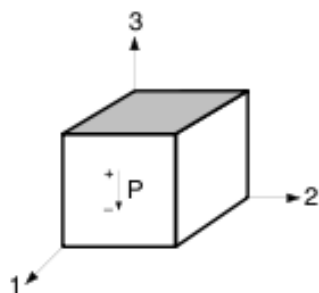


Figura 4.17: Sistema di riferimento convenzionalmente utilizzato.

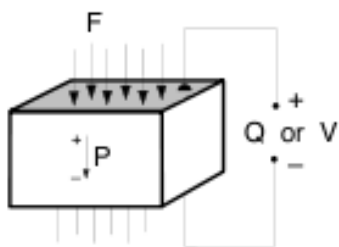


Figura 4.18: Modalità 33: F e P concordi.

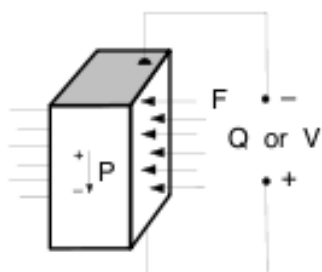


Figura 4.19: Modalità 31: F e P ortogonali.

Per meglio chiarire, il fattore d_{33} descrive la proporzionalità tra uno stress meccanico e un campo elettrico paralleli al vettore di polarizzazione; il fattore d_{31} invece si utilizza nel caso questi ultimi due siano tra loro ortogonali [13].

Generatore a compressione parallela Sperimentalmente si è scoperto che l'effetto piezoelettrico è massimo quando si lavora lungo il vettore di polarizzazione, ossia in configurazione 33 (vedi Figura 4.18). In questo caso la relazione è:

$$q = d_{33} \cdot F \quad (4.16)$$

Risulta comodo introdurre il fattore g (in volt per metro su newton), che permette di calcolare il campo elettrico generato in base alla pressione applicata (con h l'altezza del materiale e w e l larghezza e profondità):

$$\frac{V}{h} = g_{33} \cdot \frac{F}{wl} \quad (4.17)$$

Date queste relazioni, si può calcolare l'energia in gioco, sfruttando la natura capacitiva del materiale, che pertanto viene calcolata come:

$$W_3 = \frac{1}{2} \cdot CV^2 = \frac{1}{2} \cdot qV = \frac{1}{2} \cdot \frac{h}{wl} \cdot d_{33} \cdot g_{33} \cdot F^2 \quad (4.18)$$

La relazione chiarisce che la proporzionalità tra la forza e l'energia ricavabile è legata da una costante moltiplicativa in cui compaiono le dimensioni costruttive del generatore: w , l e h .

$$W_3 \propto \frac{h}{wl} \quad (4.19)$$

In tal modo si arriva a concludere che per massimizzare l'energia elettrica prodotta si deve avere una struttura a superficie piccola ma elevato spessore. Ciò si rivela ingegneristicamente sconveniente perchè è generalmente difficile concentrare una forza in un'area piccola e quindi la forma dei generatori di questo tipo è usualmente difficile da integrare in dispositivi di scavenging e perciò scartata; sebbene, come già detto, sia la più efficiente.

Generatore a compressione ortogonale Un'alternativa è rappresentata dai generatori a compressione ortogonale, nei quali lo stress meccanico avviene ad angolo retto rispetto al vettore di polarizzazione (Figura 4.19). Le relazioni che governano il fenomeno, da notare i pedici 31, sono:

$$\frac{q}{wl} = d_{31} \cdot \frac{F}{wh} \quad (4.20)$$

$$\frac{V}{h} = g_{31} \cdot \frac{F}{wh} \quad (4.21)$$

Nel qual caso, la quantità di energia prodotta diventa:

$$W_3 = \frac{1}{2} \cdot CV^2 = \frac{1}{2} \cdot qV = \frac{1}{2} \cdot \frac{l}{wh} \cdot d_{31} \cdot g_{31} \cdot F^2 \quad (4.22)$$

ed evidenziando i parametri costruttivi, risulta:

$$W_3 \propto \frac{l}{wh} \quad (4.23)$$

Viene prescritto che l'elemento abbia piccoli spessore e larghezza ma una grande lunghezza, ciò permette più versatili varianti costruttive, ad esempio sotto forma di film sottili, con una grande superficie superiore ma una laterale estremamente contenuta oppure l'utilizzo di assi sottoposte a trazione. Questa versatilità è comprovata dal fatto che la gran parte dei generatori piezoelettrici per energy harvesting utilizzano questa impostazione elettro-meccanica.

Materiali e parametro K La piezoelettricità è una proprietà presente in molti materiali, se però si è interessati ad elevati rendimenti l'insieme si restringe criticamente: il piombo zirconato di titanio (PZT) e il titanato di bario (BaTiO_3), 2 piezoceramiche, o il polivinidene fluoride (PVDF), un piezo-polimero, più flessibile dei precedenti.

L'efficienza dei materiali piezoelettrici viene definita da un'altra costante, k , detta di accoppiamento elettromeccanico, che è la radice del rapporto tra l'energia elettrica immagazzinata (di natura capacitiva) e l'energia meccanica applicata [13]:

$$k = \sqrt{\frac{W_E}{W_M}} \quad (4.24)$$

Si tratta di un parametro tecnologico e nella Tabella 4.2 si trovano alcuni valori, riguardanti gli elementi prima citati.

	Film in PVDZ	PZT	BaTiO3
k_{31}	0,12	0,344	0,21
$\eta \approx (k_{31})^2$	1,4%	11,8%	4,4%
k_{33}	0,15	0,705	0,48
$\eta \approx (k_{33})^2$	2,3%	49%	23%

Tabella 4.2: Valori di k per diversi materiali piezoelettrici.

Con l'efficienza del 49% e 11.8%, diviene chiaro come mai il materiale più comunemente utilizzato sia il piombo-zirconato di titanio (PZT), il più versatile nella produzione di carica.

Oscillatori piezoelettrici La configurazione più diffusa per questo tipo di microgeneratori risulta essere quella a *trave orizzontale* (Figura 4.20): una piastra di materiale piezoelettrico è ancorata con un vertice alla struttura portante e con l'altro ad una massa, libera di oscillare. I movimenti di quest'ultima inducono sulla trave piezoelettrica degli stiramenti e delle compressioni che diventano gli stress responsabili dell'effettiva produzione di energia elettrica.

Questo tipo di strutture possono venir modellizzate, con una certa approssimazione, ad un oscillatore armonico. Si ha così la presenza di una frequenza naturale di oscillazione, nella quale la produzione di energia è massima, per poi criticamente diminuire allontanandosi da essa. Si ha l'esigenza, pertanto, che il sistema sia il più possibile *accordato* alla vibrazione a cui è soggetto e, nel caso che quest'ultima sia variabile, si deve prevedere una qualche soluzione che ne permetta comunque un efficiente sfruttamento.

Il primo approccio pensato è stato quello di un controllo continuo della situazione cinematica: determinata la frequenza di maggior interesse energetico, si procede elettronicamente a variare uno dei parametri del sistema meccanico in modo tale che la sua frequenza naturale coincida con quella voluta; ad esempio facendo variare il carico sul generatore e influenzando così le sue proprietà elastiche. Senza dubbio si tratta, concettualmente, del miglior modo di sfruttare la fonte d'energia, essendo sempre in condizione

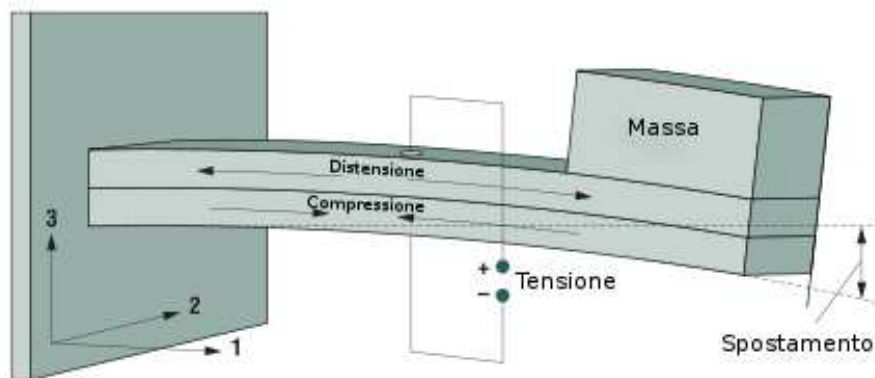


Figura 4.20: Esempio di generatore piezoelettrico oscillante.

di massima efficienza. In realtà però, si è dimostrato che un tale approccio non riesce mai a dare un bilancio energetico positivo, a causa del troppo complesso metodo di tuning.

In risposta a questa esigenza, sono state messe a punto diverse strategie di controllo [7]. I ricercatori hanno studiato una trave piezoelettrica oscillante con una massa di pre-caricamento. Tramite un attuatore è possibile muovere questa massa lungo la lunghezza della barra, andando così a modificare i parametri del sistema meccanico; in tal modo, tramite una iniziale fase di setup, si può ridurre fino al 40% la sua frequenza di risonanza. Va tenuto presente che questa soluzione richiede anch'essa un dispendio energetico non indifferente nella fase di *accordatura*, poi non più necessario a procedura terminata.

Un approccio alternativo al problema si basa su un sistema multi-massa (Figura 4.21). Diversamente da quanto avviene nell'oscillatore semplice, in cui è presente una sola massa, vengono utilizzate più entità oscillanti del tipo molla-massa-attenuatore, collegate tra loro. Calibrando il tutto in modo adeguato si riesce ad ottenere un sistema con banda passante maggiore, meno soggetto quindi a deviazioni di frequenza della sorgente. Si ha infatti che almeno un massa tra le tante risulta sempre in risonanza, mantenendo così una produzione energetica soddisfacente.

4.3.1 Convertitore Step Down in continuo adattamento ideale

Durante il funzionamento per effetto di oscillazioni esterne un generatore piezoelettrico può essere assimilato ad un generatore di corrente i_p ed è caratterizzato da un'impedenza parassita rappresentabile tramite una capacità C_p in parallelo (contrariamente a quanto avviene nel caso elettromagnetico, in cui l'impedenza interna è induttiva).

La produzione di una fonte piezoelettrica risulta alternata e di ampiezza massima I_p , dipendente dall'entità e dalla frequenza ω delle oscillazioni meccaniche, per tal motivo quando si desidera alimentare circuiti digitali e/o batterie elettrochimiche si passa in ambito DC, attraverso un raddrizzamento. Il metodo standard prevede l'utilizzo di un ponte a diodi e di un condensatore che filtri la tensione d'uscita, con questo approccio però si è scoperto che il trasferimento di potenza è ben lungi dall'essere massimo [14].

La situazione ora descritta può venir rappresentata dallo schema elettrico di Figura 4.22, nel quale v_p rappresenta la tensione ai capi del generatore e V_{rect} quella stabilizzata in uscita. La corrente i_o è quella in transito nel raddrizzatore.

Come precedentemente detto e visibile in figura, la corrente generata i_p ha un tracciato sinusoidale. Non si può dire lo stesso della corrente transitante nei diodi, che in una prima fase è nulla e solo dopo un certo tempo u insegue perfettamente quella d'ingresso. Questo

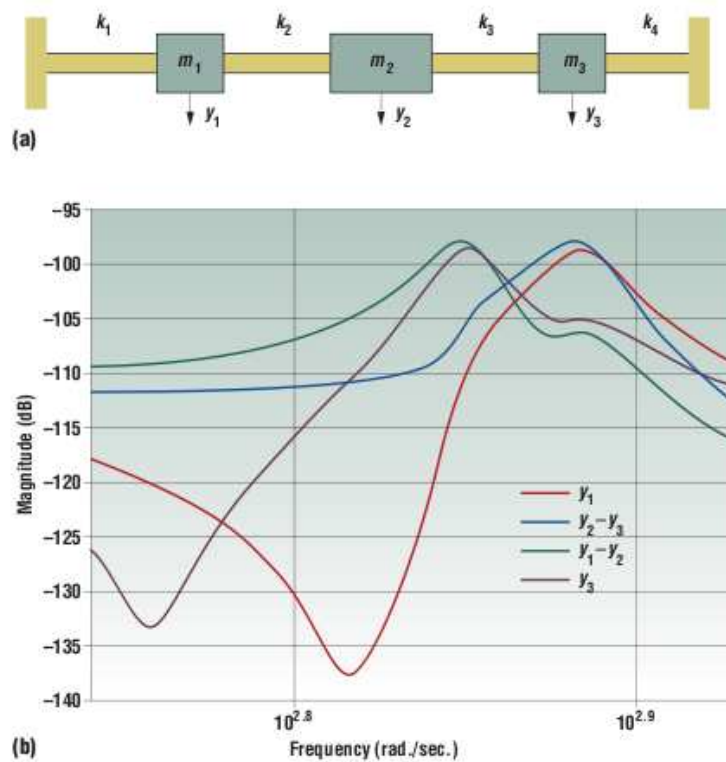


Figura 4.21: a) Schema meccanico di un sistema multi-massa di generazione. b) Diagramma in frequenza dell'entità delle relative oscillazioni.

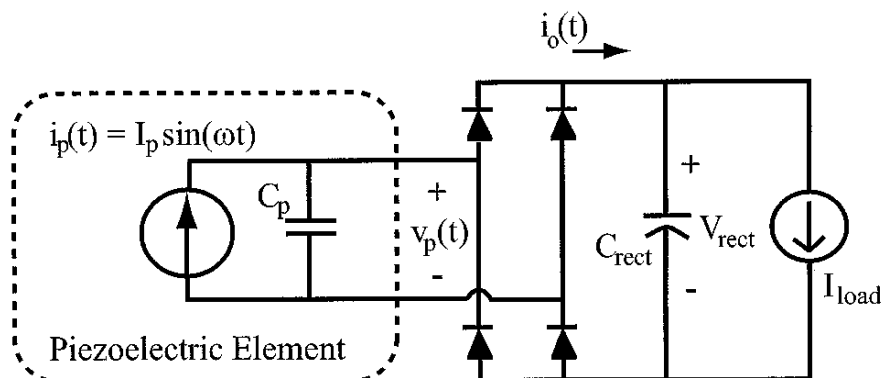


Figura 4.22: Schematizzazione di generatore piezoelettrico associato a un rettificatore e carico.

comportamento è un risultato dell'influenza della capacità del generatore. Durante la parte iniziale, la corrente prodotta trova un'unica via in C_p , perchè difatti i diodi sono tutti contro-polarizzati; solo quando la capacità raggiunge una tensione ai livelli di quella d'uscita V_{rect} allora si ha la possibilità che la corrente transiti anche nei semiconduttori.

Il transitorio di carica della capacità parassita può essere osservato nel tracciato di v_p ; nella fase u la tensione passa da $-V_{rect}$ (dato dalla precedente fase di conduzione) a $+V_{rect}$, per un salto totale di $2V_{rect}$. Nel semiperiodo successivo si osserva l'esatto opposto (Figura 4.23).

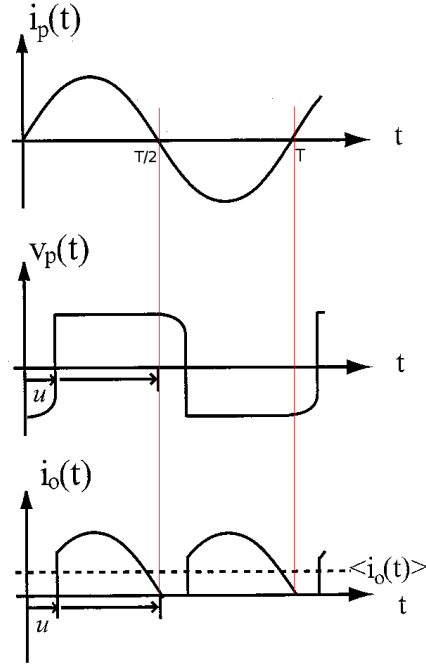


Figura 4.23: Tracciati delle grandezze elettriche nel circuito di rettificazione, in presenza di oscillazioni sinusoidali.

Nella determinazione delle prestazioni elettriche del dispositivo assume quindi una certa importanza la stima della corrente media in uscita dal sistema *generatore + raddrizzatore*. Limitando il calcolo ad un semiperiodo (per ovvie ragioni di periodicità) e indicando con A l'area sottesa da i_o , si ottiene:

$$\bar{i}_o = \frac{A}{T/2} \quad (4.25)$$

Per la determinazione di A (che è omogenea ad una carica elettrica) si può procedere calcolando l'area di un semiperiodo di i_p e sottraendo la quantità di carica immagazzinata in C_p , che vale $2 \cdot V_{rect} \cdot C_p$. Risulta [14]:

$$A = \int_0^{T/2} I_p \sin(\omega t) dt - (2V_{rect})C_p = \frac{I_p}{\omega} [1 + 1] - (2V_{rect})C_p \quad (4.26)$$

che permette di ottenere la relazione finale:

$$\bar{i}_o = \frac{A}{T/2} = \frac{\omega A}{\pi} = \frac{2I_p}{\pi} - \frac{2\omega C_p V_{rect}}{\pi} \quad (4.27)$$

Il calcolo della potenza è quindi agevole:

$$P = \frac{2V_{rect}}{\pi} \cdot (I_p + \omega C_p V_{rect}) \quad (4.28)$$

Ottenuto questo risultato si può discutere dei fattori che entrano in gioco: C_p è di natura prettamente tecnico/costruttiva, ω e I_p sono frutto invece della sollecitazione esterna. Il loro miglioramento deve quindi essere ricercato al di fuori del circuito in sé. Salta all'occhio però la presenza del termine V_{rect} , questo sì dato dalla natura della topologia della rete elettrica.

La conclusione che ne deriva è che la potenza ricavabile può essere massimizzata tramite una scelta oculata di V_{rect} . Utilizzando gli strumenti matematici, si opera una derivazione della relazione di P rispetto alla tensione e si uguaglia a zero, alla ricerca così di un eventuale punto di massimo.

$$\frac{dP}{dV_{rect}} = \frac{2I_p}{\pi} - \frac{4\omega C_p V_{rect}}{\pi} = 0 \quad (4.29)$$

Il picco di potenza si ha perciò alla condizione:

$$V_{rect} = \frac{I_p}{2\omega C_p} \quad (4.30)$$

Questa condizione risente ovviamente dell'influenza degli stress meccanici alla base del funzionamento del generatore, qui rappresentati dai termini ω e I_p . Ciò significa che per far sì che la richiesta sia soddisfatta, si deve essere in grado di far variare con celerità il valore di V_{rect} , adattandolo alle nuove condizioni di frequenza ed intensità di sollecitazione che si sono create, garantendo così un sempre massimo trasferimento di potenza.

Per perseguire questo scopo si utilizza uno Step Down DC/DC. Di solito il controllore viene utilizzato per regolare la tensione d'uscita ma nel nostro caso la sua funzione desiderata e principale è invece quella di variare la tensione al suo ingresso, mantenendola più prossima possibile al valore ottimo calcolato. Questa azione viene coadiuvata da una batteria a monte, avente la funzione di alimentare il carico in mancanza di generazione e di rappresentare un riferimento di tensione (per ipotesi, costante) per il regolatore.

Lo schema completo è in Figura 4.24.

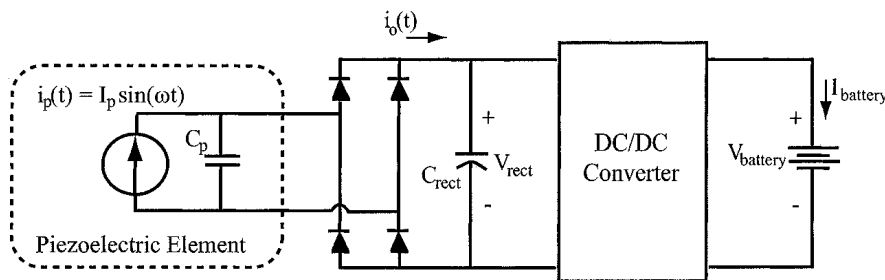


Figura 4.24: Schema elettrico di un generatore piezoelettrico con convertitore Continua/Continua.

A questo punto è desiderabile capire come si deve intervenire sul duty cycle del convertitore per garantire quanto richiesto. L'analisi (tratta da [14]) parte dalle equazioni fondamentali del convertitore stesso, nell'ipotesi che sia in modalità discontinua (DCM):

$$t_{on} \cdot (V_i - V_o) = t'_{off} \cdot V_o \quad (4.31)$$

e

$$I_o = \frac{(t_{on} + t'_{off})t'_{off}V_o}{2LT_s} \quad (4.32)$$

Ricavando t'_{off} dalla prima ed inserendolo nella seconda si ottiene:

$$I_o = \frac{(t_{on} + t_{on} \frac{V_i - V_o}{V_o})t_{on} \frac{V_i - V_o}{V_o} V_o}{2LT_s} = \frac{t_{on}^2}{2LT_s} \cdot \frac{V_i}{V_o} \cdot (V_i - V_o) \quad (4.33)$$

Ricordando l'ipotesi di uguaglianza tra potenza entrante e potenza uscente si ha che

$$P_i = P_o \rightarrow I_i = I_o \frac{V_o}{V_i} \quad (4.34)$$

avendo infine

$$I_i = \frac{t_{on}^2}{2LT_s} \cdot (V_i - V_o) = \frac{\delta^2}{2Lf_s} \cdot (V_i - V_o) \quad (4.35)$$

Lo step successivo è quello di studiare il regolatore nella situazione in cui si trova ad operare. Lo studio perciò si contestualizza a quanto analizzato in precedenza, ossia si impone come tensione d'ingresso al convertitore la tensione a monte del rettificatore, prima indicata con V_{rect} , così pure per la corrente di ingresso, che viene posta a \bar{i}_o .

$$\frac{2I_p}{\pi} - \frac{2\omega C_p V_{rect}}{\pi} = \frac{\delta^2}{2Lf_s} \cdot (V_{rect} - V_o) \quad (4.36)$$

Risolvendo questa equazione secondo il duty cycle si ottiene che

$$\delta = \sqrt{\frac{2I_p - 2\omega C_p V_{rect}}{\pi} \cdot \frac{2Lf_s}{V_{rect} - V_o}} \quad (4.37)$$

Tramite lo studio della derivata della potenza eseguito in precedenza, si era scoperto che in condizioni ottime è presente una proporzionalità di un fattore $2\omega C_p$ tra la corrente I_p e la tensione V_{rect} . Ipotizzando di essere in questa situazione e sostituendo, si ottiene la relazione per il ciclo utile a massimo trasferimento di potenza:

$$\delta_{opt} = \sqrt{\frac{4\omega C_p V_{rect} Lf_s}{\pi(V_{rect} - V_o)}} \quad (4.38)$$

Il legame tra il duty cycle e la tensione rettificata, il cui grafico (nell'esempio di $\alpha = \beta = 1$) è visibile in Figura 4.25, è del tipo:

$$\delta_{opt} = \sqrt{\frac{\alpha V_{rect}}{V_{rect} - \beta}} \sim f(x) = \sqrt{\frac{\alpha x}{x - \beta}} \quad (4.39)$$

Al crescere di V_{rect} (nella figura espresso da x) diventa quindi molto ragionevole ritenere che il duty cycle (nella figura $f(x)$) rimanga pressochè costante. Variazione tanto più trascurabile quanto più il fattore al denominatore $V_{rect} - V_o$ possa essere approssimato a V_{rect} ; fatto assolutamente accettabile nel caso in esame, nel quale la tensione in uscita è pari ai pochi volt di una batteria, almeno un ordine di grandezza inferiore alla tensione d'ingresso in presenza di una sollecitazione meccanica consistente.

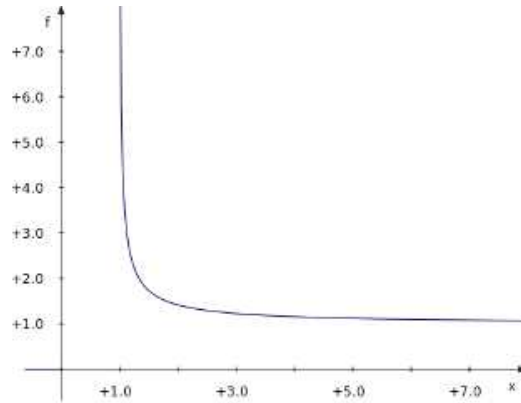


Figura 4.25: Estratto del grafico della radice di $x/(x - 1)$.

Il risultato fondamentale che si ottiene è che in funzionamento a regime, il duty cycle ottimo può essere ritenuto fissato solo dai parametri elettrici del circuito e non è influenzato dalle fluttuazioni delle condizioni operative del generatore piezoelettrico al suo ingresso.

$$\delta_{opt} \approx \sqrt{\frac{4\omega LC_p f_s}{\pi}} \quad (4.40)$$

Questa conclusione conduce al fatto che non è necessario (sotto le sopraccitate opportune condizioni), prevedere un qualche tipo di sistema di controllo e variazione del ciclo utile; ciò implica una radicale semplificazione circuitale e di progetto, che porta con sé anche un ovvio risparmio energetico in fase di funzionamento.

Si ricorda che ciò è valido solo per un convertitore Buck in condizione DCM. Utilizzare un funzionamento discontinuo in ogni condizione di lavoro, compresa quella a massimo regime, può essere però considerata una pratica poco saggia, considerando le maggiori perdite di conduzione date da correnti più elevate nei componenti, che questa modalità comporta. In questo caso ciò viene accettato di buon grado per i vantaggi in termini di semplificazione, le scarse potenze in gioco e la scomparsa del problema di reverse recovery nei diodi.

Implementazione circuitale Nella Figura 4.26 è schematizzato un possibile circuito elettrico di massima con cui è possibile implementare e mettere in pratica i concetti finora emersi.

Di base è presente la classica struttura di uno Step Down converter, pilotato da un generatore piezoelettrico rettificato e alla cui uscita è collegata una batteria da 3 Volt. A questo sono affiancati 3 blocchi: un Caricatore ad Impulsi (Pulse Charger), un Controllo di Soglia (Threshold Control) e un Generatore di Duty Cycle.

Come discusso in precedenza, oltre una certa soglia il duty cycle può essere considerato costante. Nella situazione opposta però ciò non è più vero. Vale a dire che nel caso il generatore abbia una produzione modesta di energia diviene necessario un controllo dinamico del ciclo utile. Tale richiesta cozza con l'incremento non trascurabile di consumi che una tale implementazione richiederebbe, cosa che si manifesterebbe proprio in concomitanza di una scarsa generazione di energia. In tal situazione quindi l'efficienza complessiva non è sufficiente a motivare il controllo dinamico. La soluzione proposta preferisce affidarsi ad un Pulse Charger. Questo circuito carica la batteria tramite impulsi sempre alla medesima tensione, la cui frequenza è sancita dalla disponibilità d'energia al suo ingresso, ossia aumenta in presenza di una produzione crescente. L'implementazione circuitale è realizzata

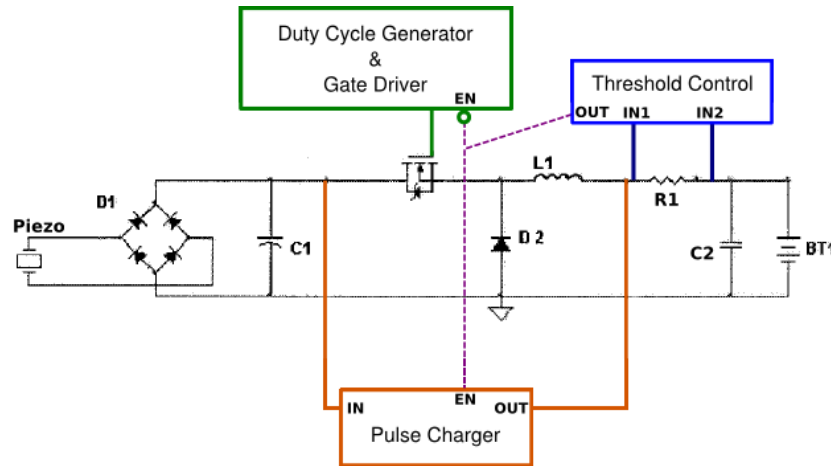


Figura 4.26: Schema di controllo di un generatore piezoelettrico con convertitore Buck per massimo trasferimento di potenza.

tramite un condensatore caricato dall'ingresso; un comparatore lo monitorizza e quando questo supera la soglia prefissata viene chiuso un interruttore che convoglia l'energia verso la batteria e scarica la capacità. Si tratta di un dispositivo estremamente semplice e dal consumo ridotto, non possiede però nessuna capacità di far lavorare il generatore piezoelettrico nella condizione ottimale.

Quando la situazione rende favorevole l'utilizzo del convertitore a duty cycle costante, il pulse charger viene inibito ed entra in funzione il generatore di duty cycle. Come già ampiamente discusso, questo dispositivo non ha necessità di una qualche tipo di controllo dinamico o sensing delle condizioni esterne. Il suo unico compito è generare un segnale PWM del valore specificato e con questo pilotare lo switch del convertitore.

A discriminare tra una modalità di carica e l'altra vi è il terzo dispositivo, denominato Controllo di Soglia. Il suo compito è coadiuvato da una resistenza, R1, di shunt. Tramite gli ingressi IN1 e IN2, il controller ha in ogni momento a disposizione una misura della quantità di corrente diretta verso il carico e la tensione di quest'ultimo. A seconda della politica concordata si occupa di attivare uno e uno solo dei 2 metodi di carica sopra esposti (da notarsi come ciò sia sottolineato nel grafico dagli ingressi ENABLE, uno dei quali negato rispetto l'altro).

In base a quanto detto, viene applicata la seguente strategia: quando la batteria è scarica e la produzione è debole, lavora il *pulse charger*, effettuando quindi un lavoro di *avviamento*. Se l'energia in entrata aumenta, il controllo non viene passato ancora al Buck fino a quando la batteria non raggiunge una soglia minima tale da garantire il perfetto funzionamento dell'oscillatore a frequenza prefissata, dentro il blocco PWM. Raggiunte le condizioni ideali, il pulse charger si disattiva, isolando il suo ingresso, e lo Step Down entra in funzione, portando quindi a regime di massima efficienza il generatore piezoelettrico. Le due soglie di lavoro vanno determinate in fase di progettazione. Formalmente:

$$PC_{EN} = \overline{G_{EN}} = \overline{(V_{batt} > V_{th}) \cdot (I_{batt} > I_{th})} \quad (4.41)$$

Questo tipo di topologia di convertitore è stata anche sperimentata praticamente, con risultati mostrati in Figura 4.27.

Come si evince dal grafico, quando il generatore raggiunge 25 Volt il controllo con Step Down adattato eguaglia e supera il metodo di carica più semplice. Con l'aumentare della potenza in gioco, il controllore continua a comportarsi in modo efficace, seguendo

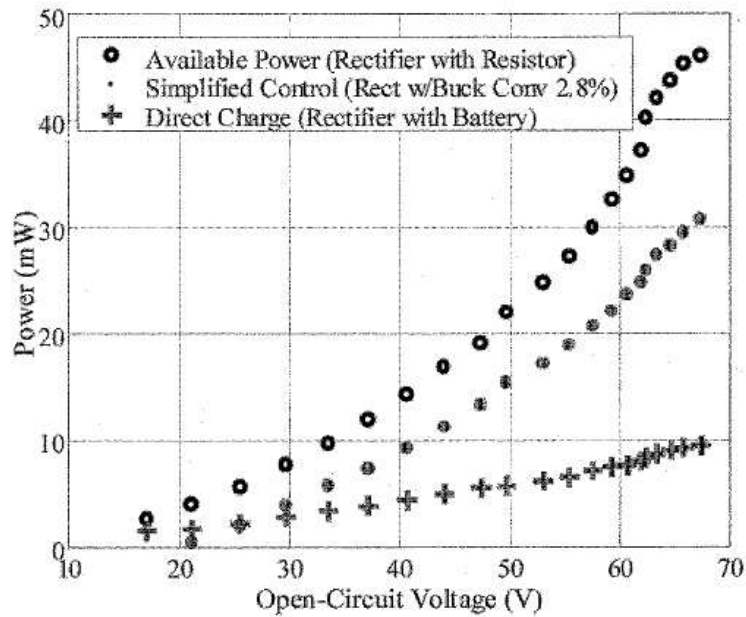


Figura 4.27: Comparazioni di prestazione di diverse metodologie di energy harvesting piezoelettrico.

l'incremento, contrariamente al circuito passivo che risulta *sedersi* asintoticamente attorno ai 10 mW.

4.3.2 Convertitore ad Estrazione di Carica

Come spiegato nel paragrafo precedente, le condizioni operative garantite dal un convertitore ricoprono un ruolo fondamentale nel raggiungimento di una elevata efficienza. Un'azione di adattamento tra carico e generatore è pertanto richiesta.

Oltre a quanto esposto precedentemente, una via ulteriore verso l'efficienza è il cambiamento di architettura del raddrizzatore con una topologia che permetta un proficuo utilizzo dell'esigua energia a disposizione, indipendentemente dall'impedenza di carico e che sappia sfruttare le caratteristiche proprie dei generatori piezo. Il raddrizzatore *ad estrazione di carica* (Synchronous Charge Extraction) risponde a questa esigenza (Figura 4.28). Questa tecnica si basa sulla rimozione periodica della carica generata dal dispositivo piezoelettrico, ed accumulata nella sua capacità parassita, con un suo trasferimento celere al carico. L'operazione avviene in modo sincrono con le vibrazioni meccaniche, iniziando ad ogni picco d'ondulazione nel momento di massimo piegamento.

Quando l'interruttore S viene chiuso, la capacità parassita C_0 si scarica sull'induttore L . Quando il trasferimento di energia è completato, ossia la piastra è stata svuotata della sua carica, l'interruttore viene riaperto e la corrente che nel frattempo si è creata in L trova la sua unica via di richiusura attraverso il diodo, trasferendo a sua volta un quantitativo di energia verso la capacità di filtraggio C_r e il carico.

L'induttore deve venir scelto di un valore tale da rendere il tempo di estrazione quasi istantaneo rispetto al periodo di oscillazione meccanica. Il grafico in Figura 4.29 mostra quanto descritto e racchiude le principali grandezze in gioco: lo spostamento meccanico $u(t)$, la tensione V e la corrente I ai capi del generatore piezo.

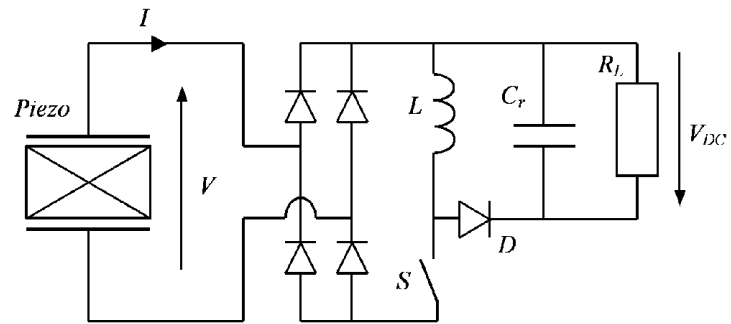


Figura 4.28: Topologia di estrattore di carica sincrono.

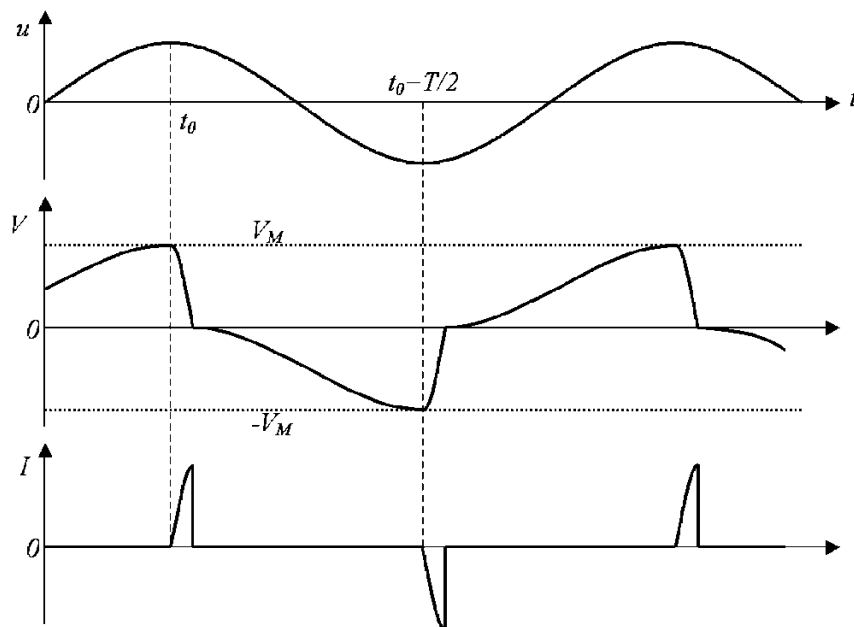


Figura 4.29: Estrattore di carica: sollecitazione, tensione e corrente.

In questa topologia il generatore si trova a funzionare a vuoto ($I = 0$), tranne che nei brevi momenti del trasferimento di carica. Le relazioni meccaniche dell'oscillatore non vengono così ad avere termini di smorzamento di natura elettrica (per buona parte del tempo) e la capacità parassita viene influenzata solo dai fenomeni piezoelettrici.

In tal caso vi è una proporzionalità diretta tra V e U e si può applicare la relazione caratteristica dei piezomateriali per ricavare il valore di picco della tensione prodotta:

$$V_M = 2 \frac{wl}{hg_{33}C_0} U_M = \frac{2\alpha}{C_0} U_M \quad (4.42)$$

Dove per comodità, si è scelto di racchiudere nel parametro alfa le caratteristiche meccaniche quali la sezione ($w \cdot l$), l'altezza h e il coefficiente piezoelettrico g_{33} .

Per il calcolo della potenza si procede considerando che il condensatore C_0 viene caricato a V_M ogni semiperiodo dal generatore e questa energia è poi trasferita al carico dal raddrizzatore. Quindi:

$$P = \frac{E_C}{T/2} = \frac{1}{2} C_0 V_M^2 \cdot \frac{\omega}{\pi} \quad (4.43)$$

Sviluppando il termine V_M con quanto trovato si ha:

$$P = 2 \cdot \frac{\alpha^2 \omega}{\pi C_0} \cdot U_M^2 \quad (4.44)$$

Nel risultato non è presente la componente R_L e ciò indica che in questa topologia l'adattamento del carico è una pratica non necessaria. Il confronto tra le prestazioni teoriche è mostrato in Figura 4.30 ed esse sono state anche confermate sperimentalmente [15].

Il convertitore a estrazione di carica mostra un picco di potenza per un particolare valore di accoppiamento k , esso poi diminuisce per dispositivi piezoelettrici di qualità tecnologiche maggiori (k più grande). Questo comportamento ha origine dall'aumento dei fenomeni di smorzamento e porta con sé il vantaggio di avere un rettificatore che funziona estremamente bene con generatori di qualità non elevata e/o composti da poco materiale piezoelettrico (k piccoli) permettendo un risparmio e al contempo un efficiente sfruttamento energetico.

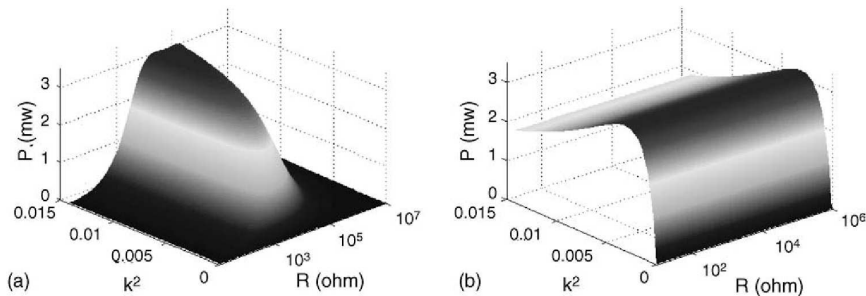


Figura 4.30: Energia ricavata in regime di risonanza per: (a) rettificatore standard, (b) rettificatore ad estrazione di carica.

4.3.3 Altre politiche di rettifica, per applicazioni non risonanti

Esistono altre topologie di rettificatori, funzionanti anch'essi in sincrono con le ondulazioni meccaniche; si basano sempre sull'utilizzo di un interruttore e un induttore e vengono de-

finiti dispositivi di *Synchronized Switching Harvesting with Inductor* (SSHI) [15]. Contrariamente a quanto esposto in precedenza, queste topologie risultano piuttosto vantaggiose nel funzionamento non risonante, come verrà spiegato dopo la loro presentazione.

SSHI-Parallelo Il circuito è piuttosto semplice e l'unica differenza rispetto un rettificatore standard è la presenza di un induttore, che tramite uno switch può essere posto in parallelo al dispositivo piezoelettrico (Figura 4.31). Come annunciato, anche in questo caso l'interruttore si attiva nei momenti di massima ondulazione.

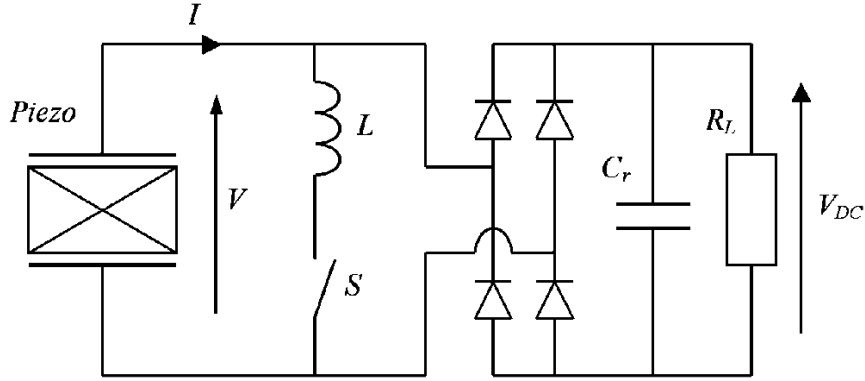


Figura 4.31: Topologia di SSHI-Parallelo.

Quando lo switch si chiude si ha la formazione di un oscillatore LC tra induttore e capacità parassita. In fase di progetto si dimensionano i componenti di modo che la frequenza elettrica di quest'ultimo sia decisamente superiore rispetto al quella dei componenti meccanici. Non appena è trascorso un semiperiodo, l'oscillatore elettrico viene soppresso tramite la riapertura dell'interruttore, ottenendo il risultato complessivo di aver invertito la tensione V in maniera quasi-istantanea. Le perdite di conduzione ovviamente impediscono l'idealità del processo, ottenendo così una V_m che è, in modulo, strettamente minore alla tensione di partenza. Nel valutare la bontà dell'inversione si introduce il parametro Q , desiderato più alto possibile.

$$V_m = V_{DC} \cdot e^{\frac{-\pi}{2Q}} \quad (4.45)$$

I tracciati di tensione e corrente possono essere visti nella Figura 4.32. In particolare è ombreggiato l'andamento della corrente nella fase di inversione.

Il bilancio della corrente può essere ricavato studiando un semiperiodo dell'ondulazione meccanica. Si determina che deve sussistere la seguente uguaglianza di carica:

$$\int_{t_0}^{t_0+T/2} I dt + \int_{t_0}^{t_0+T/2} i_s dt = \frac{V_{DC} T}{R} \frac{1}{2} \quad (4.46)$$

Il secondo integrale, riguardante la corrente nell'interruttore, è nullo tranne che per il breve periodo dell'inversione, durante il quale la corrente varia con la derivata della tensione:

$$\int_{t_0}^{t_0+T/2} i_s dt = C_0 \int_{t_0}^{t_0+\epsilon} dv = C_0 \cdot V_{DC} (1 + e^{\frac{-\pi}{2Q}}) \quad (4.47)$$

La tensione rettificata può essere espressa come:

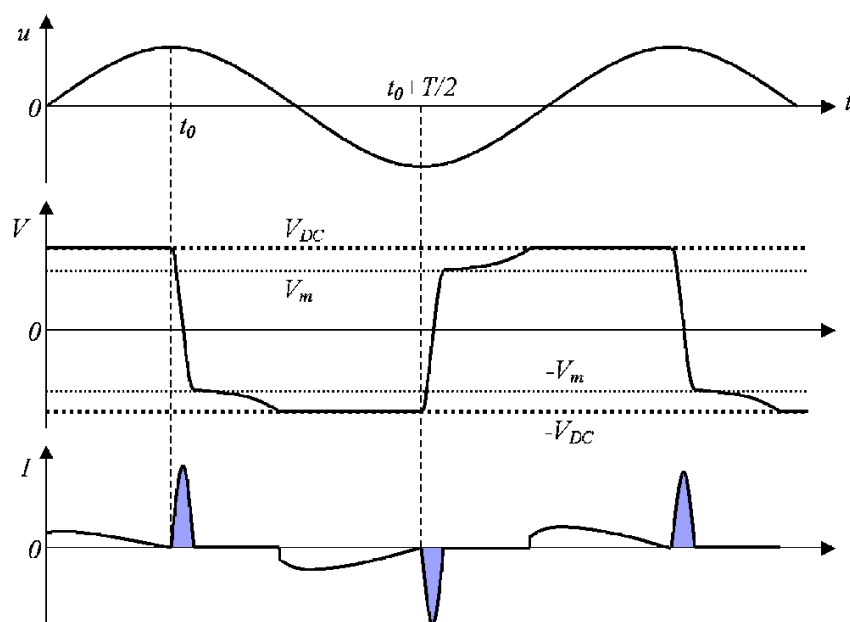


Figura 4.32: SSHI-parallelo: sollecitazione, tensione e corrente.

$$V_{DC} = \frac{2R_L\alpha\omega}{R_L C_0(1 - e^{-\pi/2Q})\omega + \pi} U_M \quad (4.48)$$

Si giunge così agilmente alla relazione della potenza:

$$P = \frac{V_{DC}^2}{R_L} = \frac{4R_L\alpha^2\omega^2}{(R_L C_0(1 - e^{-\pi/2Q})\omega + \pi)^2} U_M^2 \quad (4.49)$$

SSHI-Serie Questa variante ha un pilotaggio esattamente uguale alla relativa controparte parallela, ciò che cambia è invece la disposizione dell'induttore e dell'interruttore che si trovano in serie tra modulo piezoelettrico e raddrizzatore (Figura 4.33).

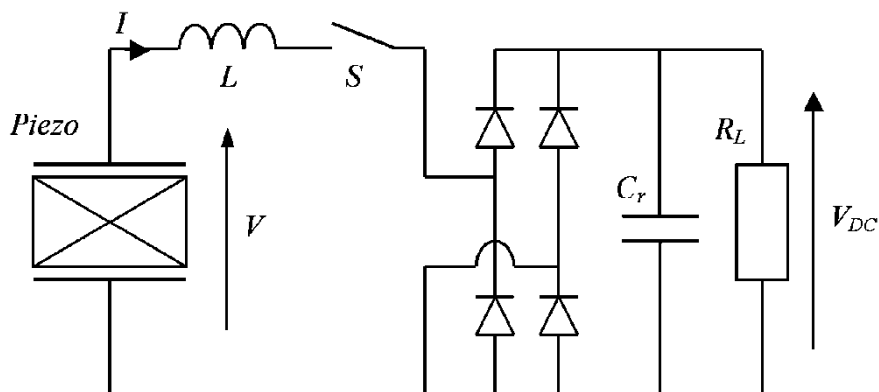


Figura 4.33: Topologia di SSHI-Serie.

Alla chiusura dell'interruttore una parte dell'energia immagazzinata nella capacità C_0 viene trasferita alla corrispettiva capacità d'uscita C_r attraverso il ponte a diodi. Durante questa fase si ha la rapida inversione della tensione (Figura 4.34).

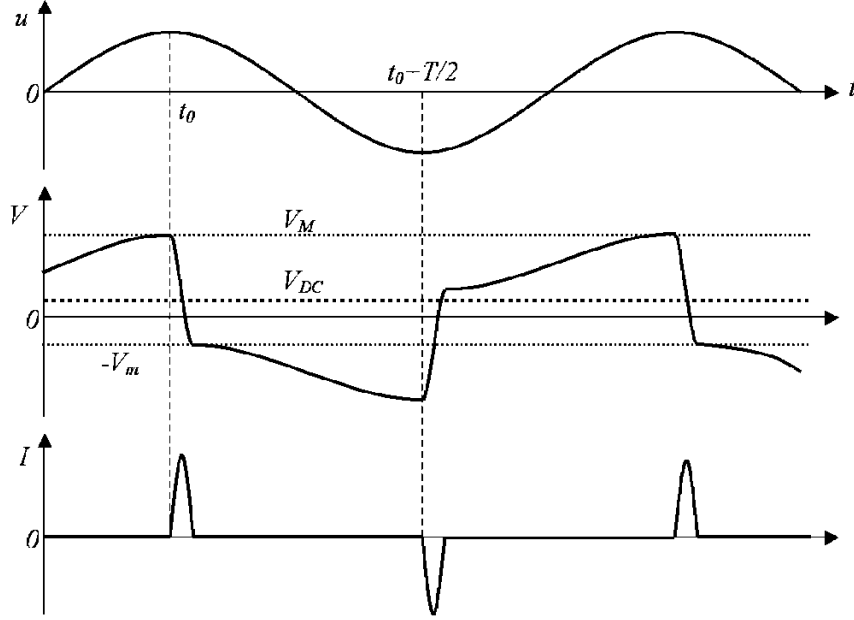


Figura 4.34: SSHI-serie: sollecitazione, tensione e corrente.

Da un'analisi della configurazione si nota come questa inversione non avvenga attorno allo zero, bensì abbia come baricentro V_{DC} ; infatti tra V_M e V_m sussiste la relazione:

$$V_m - V_{DC} = -(V_M - V_{DC})e^{-\pi/2Q} \quad (4.50)$$

nella quale appare anche in questo caso un'attenuazione data dalla non perfetta inversione, quantificata tramite il parametro Q . Per determinare le varie relazioni di tensione e potenza, si opera come nel caso precedente, impostando un bilancio energetico nel semiperiodo:

$$V_{DC} \int_{t_0}^{t_0+T/2} Idt = V_{DC}C_0(V_M + V_m) = \frac{V_{DC}^2}{R_L} \frac{\pi}{\omega} \quad (4.51)$$

Riunendo quando detto si ottiene:

$$V_{DC} = \frac{2\alpha U_M R_L \omega (1 + e^{-\pi/2Q})}{\pi(1 - e^{-\pi/2Q}) + 2R_L C_0 \omega (1 + e^{-\pi/2Q})} \quad (4.52)$$

da cui è possibile ricavare la potenza P tramite la forma usata anche prima.

Prestazioni I due convertitori SSHI non godono del vantaggio di produrre un quantitativo di potenza indipendente dal carico. Inoltre i dati sperimentali, che confermano le aspettative teoriche, mostrano (Figura 4.35 (3),(4)) che essi riescono a superare la prestazione del sistema ad estrazione di carica solo per coefficienti di accoppiamento grandi (tipici di materiali potenzialmente ideali). In tal caso però anche il rettificatore classico (Figura 4.35 (1)) rappresenta un'alternativa vantaggiosa data la sua semplicità e non rimangono motivi di utilizzare soluzione più complesse.

L'unica prospettiva di utilizzo quindi riguarda sistemi scarsamente accoppiati, nei quali non si voglia implementare un sistema a *charge extraction*. La Figura 4.35 confronta graficamente queste affermazioni, per un particolare apparato sperimentale, dove il miglior risultato è di 3,2 mW con un k^2 di 0.003, ottenuto tramite un convertitore ad estrazione.

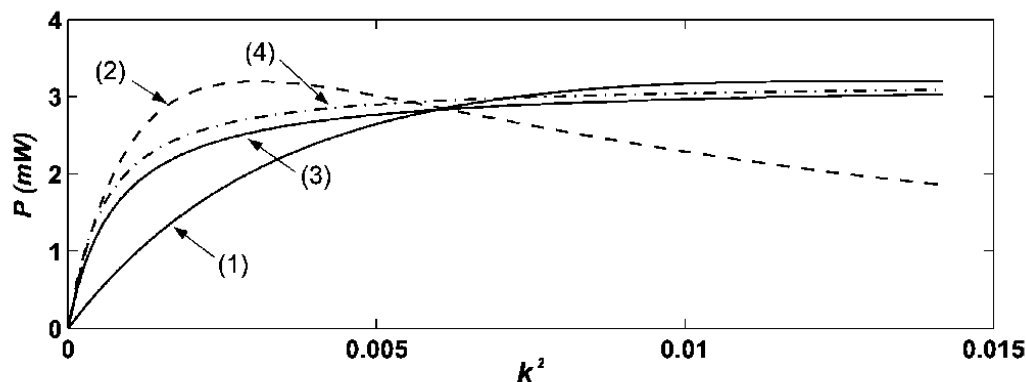


Figura 4.35: Potenza ricavata in regime di risonanza in funzione di k per: (1) rettificatore classico, (2) ad estrazione, (3) SSHI-serie, (4) SSHI-parallelo.

Bisogna passare ad un tipo di generatori completamente diverso per poter spiegare il motivo dell'esistenza delle topologie SSHI e poterne mettere in luce i vantaggi sostanziali: si tratta dei dispositivi a spostamento costante.

Questo campo di applicazioni è rappresentato da quei generatori che sfruttano direttamente i movimenti della struttura su cui sono solidamente uniti (e non quello di una massa inerziale), situazione in cui generalmente l'energia raccolta rappresenta solo una piccola parte dell'energia meccanica che caratterizza il sistema. In tal caso l'influenza dello smorzamento indotto elettricamente non ha alcuna effetto sul moto del sistema, poiché risulta di entità sensibilmente minore e trascurabile.

Un esempio potrebbe essere dato da una piastra piezoelettrica rigidamente fissata ad un pilone di un ponte o all'ala di un aeroplano. Proprio in questo contesto le due topologie discusse risultano dominare prestazionalmente, come confermano i risultati sperimentali che si possono vedere nella Figura 4.36.

L'imperativo è riuscire a produrre una inversione di tensione efficiente (Q grande), nel qual caso si riescono ad ottenere dei guadagni di potenza anche decine di volte superiori rispetto al raddrizzatore classico. Assicurato ciò, l'unico parametro di scelta rimanente è la resistenza ottimale di carico, più alta per la versione parallela.

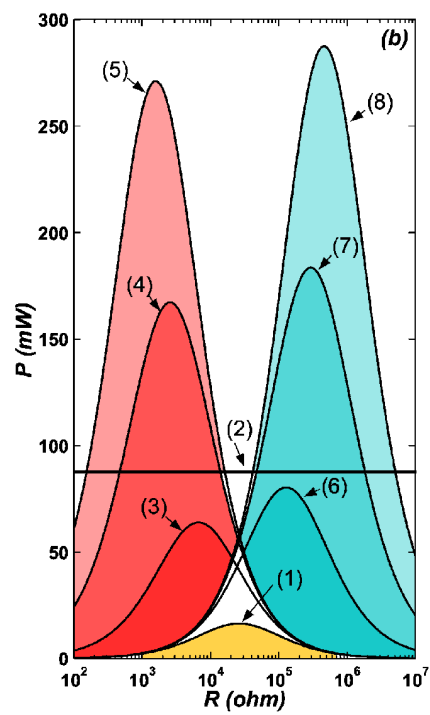


Figura 4.36: Energia ricavata in regime di spostamento costante per: (1) rettificatore classico, (2) ad estrazione, (3-4-5) SSHI-serie con Q pari a 5, 8, 13, (6-7-8) SSHI-parallelo con Q pari a 5, 8, 13.

Capitolo 5

Esempi di Applicazione

PicoCube Il PicoCube è un nodo wireless di misura che viene usato per monitorare la pressione dei pneumatici; utilizza energia ottenuta tramite lo sfruttamento delle vibrazioni presenti nella ruota [16]. L'apparato elettronico misura 1 cm^3 e contiene al suo interno un microcontrollore, un sensore di pressione, un accelerometro e dei convertitori switched capacitor. Come si vede in Figura 5.1, grazie all'alta integrabilità dei regolatori scelti è stato possibile utilizzare solo componenti miniaturizzati.

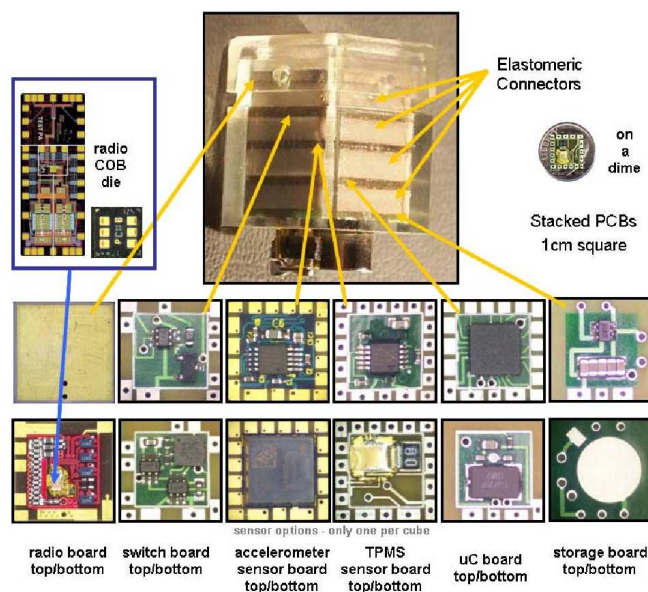


Figura 5.1: Anatomia del sensore wireless PicoCube (generatore non incluso)

Nel modulo convivono componenti commerciali e componenti costruiti ad-hoc; per questo motivo il modulo radio e i sensori lavorano a tensioni diverse, richiedendo la presenza di più convertitori di tensione.

Telecomando Wireless Sono sempre più diffusi i telecomandi radio ad esempio nelle aperture centralizzate delle auto. Sebbene il loro consumo sia modesto la loro batteria richiede sostituzioni regolari. I ricercatori si sono quindi mossi verso lo sviluppo di bottoni che sappiano sfruttare l'energia dovuta alla loro pressione per alimentare la trasmissione in radiofrequenza dell'informazione.

Una delle soluzioni proposte (in [17]) è composta da un unico pulsante che riesce a produrre una trasmissione di $20ms$ ad ogni pressione e usa come fonte energetica un piccolo dispositivo piezoelettrico. Quando viene esercitata forza sul bottone un martelletto eccita il materiale piezo-sensibile. La tensione prodotta viene abbassata tramite un trasformatore e, a valle di quest'ultimo, è presente un condensatore per immagazzinare l'energia prodotta e alimentare il regolatore di tensione della circuiteria.

Il trasmettitore RF si attiva qualche millisecondo dopo la pressione, non appena viene raggiunta la tensione adeguata all'operazione, e invia in *broadcast* una parola di 12 bit tramite un trasmettitore a 418 MHz, per un raggio di una quindicina di metri.



Figura 5.2: Telecomando wireless autoalimentato dalla pressione del pulsante.

Il prototipo discusso è mostrato in Figura 5.2. Oltre ad essere compatto risulta anche economico, visto che si stima un costo di 5 dollari.

Gli sviluppi futuri riguardo questo dispositivo puntano a una più efficiente gestione dell'energia prodotta in modo da poter trasmettere dati più complessi e implementare un ricevitore che possa verificare la corretta ricezione della trasmissione da parte del destinatario.

Precision Agriculture Nel campo delle reti di sensori, l'energy harvesting è massicciamente utilizzato soprattutto nelle applicazioni in agricoltura dove è desiderabile monitorare le condizioni meteorologiche e climatiche per seguire costantemente la crescita delle colture, poter agire tempestivamente in caso di siccità e pianificare interventi fitosanitari.

Un esempio è fornito dalla piattaforma di acquisizione dati sviluppata in [18]. Per garantire un'autonomia maggiore ogni nodo dispone di ben 3 fonti energetiche: un pannello solare, un generatore eolico (Figura 5.3) e un generatore mosso dal fluire dell'acqua nelle tubazioni d'irrigazione.

In questa applicazione le fonti energetiche vengono utilizzate anche come strumenti di misura: tramite l'analisi del quantitativo di energia prodotta vengono determinati l'irraggiamento solare e la ventilazione evitando così di dover aggiungere altri sensori.

Circuiti Integrati Commerciali di Harvesting Da qualche tempo stanno cominciando a comparire sul mercato circuiti integrati specificatamente progettati per essere utilizzati con generatori ad harvesting. Hanno la caratteristica di operare anche con bassissime tensioni, avere una corrente di quiescenza estremamente contenuta e di avere un *package* molto compatto [19].

Questi IC hanno al loro interno un convertitore elettronico ad alta efficienza (uno step-up o uno step-down a seconda della tipologia di alimentazione) e possiedono inoltre delle funzioni appositamente studiate per le applicazioni di energy harvesting.

La prima è la possibilità di immagazzinare l'energia prodotta in eccesso in delle capacità esterne, aventi la funzione di riserva tampone, utilizzate in caso di consumi di picco



Figura 5.3: Nodo di misura in una rete wireless di monitoraggio delle colture [18]. Si notano generatore eolico e pannello solare.

elevati oppure nel caso il generatore smetta di funzionare, permettendo così di mantenere alimentato il carico per un certo tempo.

La seconda è quella di avere un'uscita digitale, definita *power good*, che viene asserita non appena il convertitore riesce a garantire in uscita la tensione richiesta. Questo segnale può venire utilizzato dall'elettronica digitale a monte come input di Enable.

Capitolo 6

Conclusione

Riuscire ad alimentare un micro-dispositivo wireless tramite tecniche di energy harvesting si è dimostrato fattibile e vantaggioso.

Queste tecnologie, come si è visto, non hanno però mai applicazioni universali ma devono essere adattate, caso per caso, alla precisa situazione ambientale in cui si troveranno ad operare. Per questo motivo il successo è condizionato da un attento studio preliminare. Solo in questo modo si può riuscire, in fase di progettazione, a garantire le condizioni di massima generazione di potenza. Ad esempio, si è discusso di come la frequenza di risonanza acquisti una rilevanza essenziale nello sfruttamento dell'energia vibrazionale.

Inoltre, in questo tipo di sistemi, l'ottimizzazione dell'elettronica di regolazione assume un'importanza decisiva, equivalente a quella del generatore stesso. Quando si lavora nel range dei microwatt risulta estremamente facile compromettere il bilancio finale di potenza. L'uso di convertitori ad alta efficienza, come quelli switched capacitors, oppure regolatori semplici e poco dispendiosi, come quelli a 1 bit feedback, oppure ancora, rettificatori adattati, come quello ad estrazione di carica, deve essere una pratica irrinunciabile.

Nell'ottica di applicazioni su larga scala, come appunto le reti di monitoraggio ambientale, la possibilità di creare sistemi completamente integrati ha un impatto rilevante, perciò si deve scegliere una sistema di controllo che possa essere il più possibile integrato, come quelli trattati in precedenza.

Tra le varie tecnologie di harvesting affrontate, quelle basate su sfruttamento delle vibrazioni, in particolare tramite generatori piezoelettrici o elettromagnetici, sembrano rappresentare attualmente la famiglia di soluzioni più promettenti, sia per quanto riguarda il possibile campo di applicazioni sia rispetto ai risultati in termini di energia prodotta.

Le altre tipologie hanno applicazioni più di nicchia e spesso non c'è una produzione energetica abbastanza elevata da risultare sfruttabile. Ciò non toglie che ulteriori sviluppi nell'elettronica ad ultra-bassa potenza, uniti ad aumenti di efficienza nello scavenging, aprano loro le porte in uno scenario futuro.

Bibliografia

- [1] J.A. Paradiso e T. Starner. “Energy scavenging for mobile and wireless electronics”. In: *Pervasive Computing, IEEE 4.1* (2005), pp. 18 –27.
- [2] Ingo Stark. “Invited Talk: Thermal Energy Harvesting with Thermo Life”. In: *Wearable and Implantable Body Sensor Networks, International Workshop on 0* (2006), pp. 19–22.
- [3] D.C. Hoang et al. “Thermal energy harvesting from human warmth for wireless body area network in medical healthcare system”. In: *Power Electronics and Drive Systems, 2009. PEDS 2009. International Conference on.* 2009, pp. 1277 –1282.
- [4] W.S. Wang et al. “Energy harvesting embedded wireless sensor system for building environment applications”. In: *Wireless Communication, Vehicular Technology, Information Theory and Aerospace Electronic Systems Technology, 2009. Wireless VITAE 2009. 1st International Conference on.* 2009, pp. 36 –41.
- [5] D. Brunelli et al. “Design of a Solar-Harvesting Circuit for Batteryless Embedded Systems”. In: *Circuits and Systems I: Regular Papers, IEEE Transactions on* 56.11 (2009), pp. 2519 –2528.
- [6] R. Moghe et al. “A scoping study of electric and magnetic field energy harvesting for wireless sensor networks in power system applications”. In: *Energy Conversion Congress and Exposition, 2009. ECCE 2009. IEEE.* 2009, pp. 3550 –3557.
- [7] S. Roundy et al. “Improving power output for vibration-based energy scavengers”. In: *Pervasive Computing, IEEE 4.1* (2005), pp. 28 –36.
- [8] C. B. Williams, R. B. Yates e L. Volta. “Analysis of a micro-electric generator for microsystems”. In: *Sensors and Actuators A: Physical* 52.1-3 (1996). Proceedings of the 8th International Conference on Solid-State Sensors and Actuators Eurosensors IX, pp. 8 –11.
- [9] R. Amirtharajah e A.P. Chandrakasan. “Self-powered signal processing using vibration-based power generation”. In: *Solid-State Circuits, IEEE Journal of* 33.5 (1998), pp. 687 –695.
- [10] A.P. Dancy e A.P. Chandrakasan. “Ultra low power control circuits for PWM converters”. In: *Power Electronics Specialists Conference, 1997. PESC '97 Record., 28th Annual IEEE.* Vol. 1. 1997, 21 –27 vol.1.
- [11] S. Dwari e L. Parsa. “Low Voltage Energy Harvesting Systems Using Coil Inductance of Electromagnetic Microgenerators”. In: *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2009. APEC 2009. Twenty-Fourth Annual IEEE.* 2009, pp. 1145 –1150.
- [12] M.D. Seeman, S.R. Sanders e J.M. Rabaey. “An ultra-low-power power management IC for energy-scavenged Wireless Sensor Nodes”. In: *Power Electronics Specialists Conference, 2008. PESC 2008. IEEE.* 2008, pp. 925 –931.

- [13] Piezo Systems Inc. *Introduction to piezoelectricity*. Online available <http://www.piezo.com>.
- [14] G.K. Ottman, H.F. Hofmann e G.A. Lesieutre. “Optimized piezoelectric energy harvesting circuit using step-down converter in discontinuous conduction mode”. In: *Power Electronics, IEEE Transactions on* 18.2 (2003), pp. 696–703.
- [15] E. Lefeuvre et al. “A comparison between several vibration-powered piezoelectric generators for standalone systems”. In: *Sensors and Actuators A: Physical* 126.2 (2006), pp. 405–416.
- [16] Yuen Hui Chee et al. “PicoCube: A 1cm³ sensor node powered by harvested energy”. In: *Design Automation Conference, 2008. DAC 2008. 45th ACM/IEEE*. 2008, pp. 114–119.
- [17] J. A. Paradiso e M. Feldmeier. “A Compact, Wireless, Self-Powered Pushbutton”. In: *In ACM Ubicomp*. Springer-Verlag. SpringerVerlag, 2001, pp. 299–304.
- [18] Raul Morais et al. “Sun, wind and water flow as energy supply for small stationary data acquisition platforms”. In: *Computers and Electronics in Agriculture* 64.2 (2008), pp. 120–132.
- [19] Linear Technology. *LTC3108 Datasheet*. Online available <http://cds.linear.com/docs/Datasheet/3108fa.pdf>.