

Università degli Studi di Padova

DIPARTIMENTO DI INGEGNERIA DELL'INFORMAZIONE

Corso di Laurea Magistrale in Ingegneria Elettronica

Tesi di laurea magistrale

Studio e sviluppo di circuiti di Energy Harvesting per interruttori wireless

Study and implementation of Energy Harvesting circuits for wireless switches

Candidato:

Andrea Borsati

Matricola 1087268

Relatore:

Prof. Luca Corradini

Anno Accademico 2015–2016

*Ai miei genitori, che mi hanno sempre sostenuto
nel momento in cui ne ho avuto bisogno, e
a Szilvia, il cui incoraggiamento mi ha
aiutato a superare le maggiori difficoltà*

A voi posso dire solo un sincero grazie

Sommario

La tesi si inquadra in uno studio di circuiti di *Energy harvesting* per interruttori wireless e consiste nello studio analitico, in simulazione e sperimentale di alcune soluzioni circuitali per l'estrazione energetica.

Viene data inizialmente un'introduzione generica sull'*Energy harvesting* per poi passare ad una analisi del dispositivo *ECO 200* della EnOcean, caratterizzandone la sorgente e dando un modello elettrico equivalente; viene poi studiata una sua implementazione all'interno di circuiti di harvesting per ottimizzare l'estrazione energetica.

I prototipi costruiti sono stati poi testati, in modo tale da verificare un adeguato allineamento con i risultati teorici.

Indice

1	Introduzione	1
1.1	Potenziali applicazioni	2
1.1.1	Wireless Sensors Networks (WSN)	3
1.1.2	Wireless Sensors and Actuators Networks (WSAN)	5
1.2	Sorgenti energetiche	6
1.2.1	Solare Fotovoltaico	6
1.2.2	Vibrazioni meccaniche	9
1.2.3	Termico	10
1.2.4	Energia a Radio Frequenza (RF)	11
1.2.5	Energia magnetica (effetto Wiegand)	13
1.3	Modalità di Harvesting	14
1.3.1	Modalità one shot	14
1.3.2	Modalità ricarica batteria	17
2	Energy converter ECO 200	19
2.1	Introduzione	19
2.2	Caratterizzazione dispositivo	21
2.2.1	Misura dell'impulso	21
2.2.2	Impedenza del dispositivo e modello circuitale	26
2.3	Modello circuitale	32
2.3.1	Modello del generatore impulsivo	35
2.4	Caratteristica $\varphi_L-i(t)$ dell'induttore L	36
2.5	Carico ottimo	38
3	Tipologie di circuiti di harvesting	43
3.1	Raddrizzatore a onda intera	43
3.1.1	Ponte passivo	45
3.1.2	Ponte attivo	50
3.2	Soluzione monostabile	53
3.2.1	Monostabile ideale	53
3.2.2	Convertitore Boost auto-oscillante	60

3.2.3	Emulatore monostabile	65
3.3	Confronti	69
4	Attività sperimentale	73
4.1	Implementazione dei circuiti di harvesting	74
4.1.1	Raddrizzatore a onda intera: ponte passivo	75
4.1.2	Raddrizzatore a onda intera: ponte attivo	79
4.1.3	Convertitore boost auto-oscillante	82
5	Conclusioni	89
A	Studio analitico	93
A.1	Raddrizzatore a onda intera a ponte passivo	93
A.2	Monostabile ideale a ponte passivo	96
A.3	Convertitore boost auto-oscillante	100
	Bibliografia	103

Capitolo 1

Introduzione

L'*Energy harvesting* o *Energy scavenging* è il processo in cui si ha la conversione di energia dispersa nell'ambiente in energia elettrica. Questa energia dispersa è presente ovunque e si trova in differenti tipologie di sorgenti: solare, termica, elettromagnetica (campo magnetico variabile o RF), meccanica, ecc. . .

In questa tesi per Energy harvesting si intende l'estrazione di energie e potenze relativamente basse, dalle decine di nW alla centinaia di mW, per applicazioni di elettronica a basso consumo.

L'energia raccolta può essere utilizzata nei sistemi elettronici per ricaricare delle batterie secondarie (raccolta di energia continua o periodica) o essere utilizzata totalmente (evento *one shot*) per alimentare un carico. In questo modo l'energy harvesting mette a disposizione i mezzi per costruire sistemi elettronici con alimentazione quasi o totalmente autonoma, dando diversi vantaggi:

- possibilità di installare sistemi elettronici dove l'allacciamento energetico non è disponibile o troppo oneroso economicamente;
- possibilità di installare sistemi elettronici dove le batterie sono difficili o troppo costose da sostituire;
- possibilità di installare sistemi elettronici dove l'energia è richiesta solo quando presente nell'ambiente.

Queste caratteristiche portano quindi a nuove applicazioni elettroniche in posti prima inaccessibili, garantendo una buona affidabilità nel tempo e con una assistenza tecnica minore (filosofia *Fit and forget*).

1.1 Potenziali applicazioni

I dispositivi di harvesting, grazie alla tendenza costante di miniaturizzare e integrare sempre più dispositivi elettronici, hanno concesso l'introduzione di sistemi intelligenti ed energeticamente autonomi all'interno di diverse realtà, figura 1.1 quali ad esempio:

- impianti di automazione industriale: sensori ed attuatori che in genere sfruttano le vibrazioni meccaniche presenti per alimentarsi;
- monitoraggio e tracciamento di beni;
- controllo remoto;
- sicurezza di grandi edifici, controllo dell'illuminazione e del clima;
- *Wireless Sensor Network*: rete di sensori (nodi) in grado di comunicare wireless la grandezza misurata localmente, o trasmetterla in rete (*Internet of Things*);
- *Wireless Sensor and Actuator Network*: rete di sensori (nodi) in grado di comunicare wireless la grandezza misurata e attuatori con la capacità di interagire con il sistema.

Le applicazioni di energy harvesting chiaramente non si limitano all'elenco appena descritto, ma trovano utilizzo ovunque si trovi energia da raccogliere e per sistemi a basso contenuto energetico.

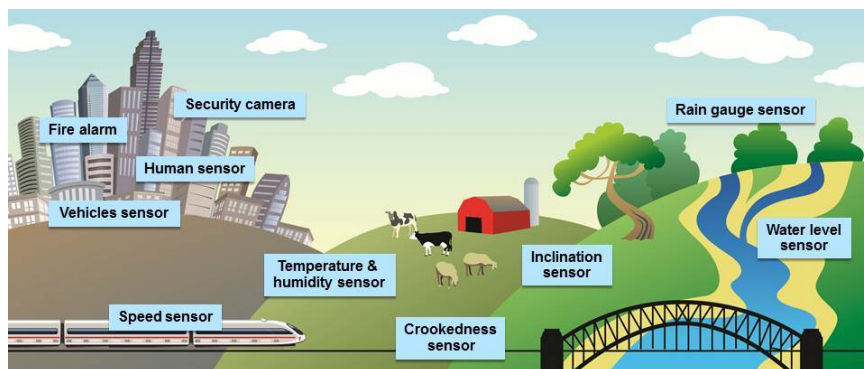


Figura 1.1: Applicazioni dell'energy harvesting

1.1.1 Wireless Sensors Networks (WSN)

La WSN [1],[2], è una rete di dispositivi detti *nodi sensore* in grado di monitorare tramite misure un fenomeno dell'ambiente circostante (temperatura, pressione, umidità, vibrazioni, intensità di campi elettrici, ecc...) e comunicare le informazioni raccolte tramite collegamenti wireless; i dati raccolti vengono instradati passando tramite i nodi della rete fino ad arrivare ad un *nodo di sink* che può utilizzarli in maniera locale, o renderli disponibili ad altre reti tramite l'utilizzo di un gateway. In figura 1.2 viene rappresentata la struttura generale di una semplice WSN.

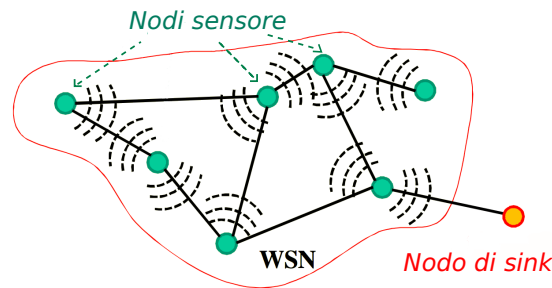


Figura 1.2: *Struttura di una WSN, [1].*

I nodi sensori di una WSN possono essere alimentati a batteria o avere una struttura di alimentazione autonoma; nel primo caso i nodi hanno bisogno di una assistenza tecnica periodica nel cambio della batteria e ciò può risultare oneroso in termini economici all'aumentare del numero di nodi nella rete.

Questo problema viene risolto dotando i nodi di un sistema di energy harvesting, come illustrato in figura 1.3, che permette al sistema di essere energeticamente autonomo; in questo modo la vita utile dei sensori appartenenti al nodo viene disaccoppiata dalla vita utile della batteria.

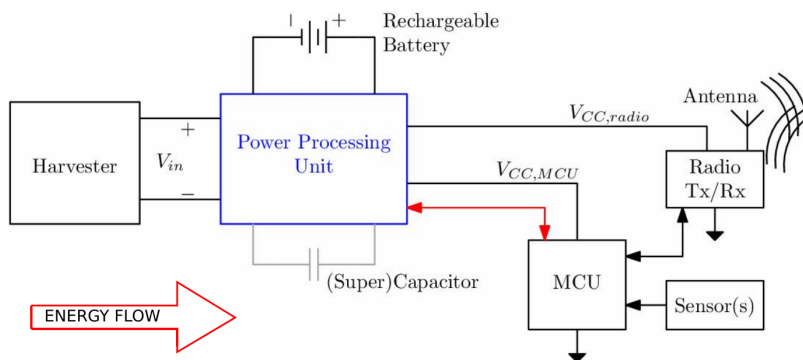


Figura 1.3: *Sensore wireless ad energy harvesting, [1].*

Struttura di un nodo della WSN

La struttura del nodo in figura 1.3 è costituita da blocchi aventi ognuno un scopo specifico:

- *Energy harvester*: di fatto è la sorgente che alimenta il nodo e converte l'energia dispersa in energia elettrica;
- *Unità di accumulo energetico*: costituita da una o più batterie ricaricabili/supercondensatori, utili in condizione di raccolta di energia continua o periodica;
- *Power Processing Unit (PPU)*: unità che si occupa di estrarre la massima potenza dalla sorgente harvesting e gestire gli accumulatori;
- *Sensori*: si occupano di misurare la grandezza desiderata;
- *Antenna Tx/Rx*: serve a trasmettere e ricevere le informazioni verso/dalla rete;
- *MicroController Unit (MCU)*: unità a microcontrollore per gestire la comunicazione e le informazioni tra i vari sensori e l'antenna.

Le tecniche utilizzate dal PPU per estrarre la massima potenza dalla sorgente si basano idealmente sulla ricerca del MPP (Maximum Power Point); se viene raggiunto il MPP la potenza media consegnata dalla sorgente al carico viene massimizzata. Un esempio è dato dalla sorgente ideale di tensione di tipo Thévenin in figura 1.4, che consegna la massima potenza al carico quando è in condizione di adattamento di impedenza. L'adattamento di impedenza viene spesso raggiunto emulando il carico ottimo tramite un convertitore DC/DC controllato come illustrato in figura 1.5.

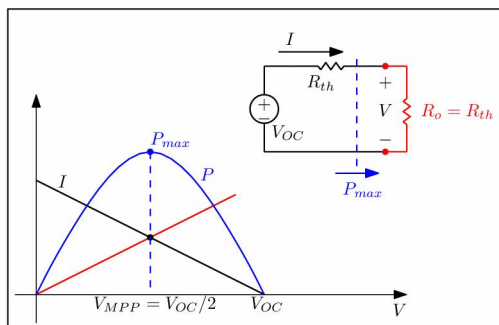


Figura 1.4: *MPP di una sorgente Thévenin, [1]*

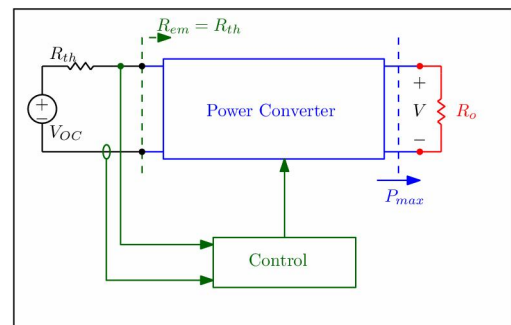


Figura 1.5: *Emulazione del carico ottimo, [1]*

In realtà, avendo poca potenza a disposizione, l'uso di un microcontrollore che esegue l'algoritmo di MPPT non è sempre concesso a causa dell'eccessivo consumo. In questo caso si utilizzano circuiti di harvesting progettati per ottimizzare l'estrazione energetica; questi circuiti non possono essere eccessivamente complicati a livello circuitale, in quanto un uso eccessivo di componenti equivale ad una maggior dissipazione di potenza.

1.1.2 Wireless Sensors and Actuators Networks (WSAN)

La struttura della WSN introdotta precedentemente utilizza solo nodi sensori e non include la presenza di *attuatori*, ovvero dispositivi capaci di interagire con il sistema (es. azioni meccaniche). Le *WSAN*, [2], sono composte sia di nodi sensori che di attuatori, figura 1.6.

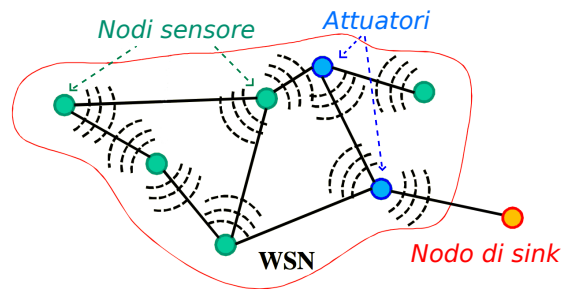


Figura 1.6: *Struttura di una WSAN, [1].*

La presenza di nodi attuatori aumenta in modo considerevole la complessità dei protocolli di comunicazione della rete. Nelle WSN il protocollo di comunicazione deve gestire $n : 1$ connessioni per trasmettere le informazioni dei nodi al sink, mentre nelle WSAN il protocollo di comunicazione dovrà saper gestire:

- $n : 1$ comunicazioni quando i sensori dovranno trasmettere le informazioni al sink.
- $1 : n$ comunicazioni quando gli attuatori dovranno essere indirizzati dal sink
- $1 : 1$ se un specifico attuatore dovrà essere raggiunto.

La necessità di un protocollo che richiede più modalità di trasmissione e la presenza di attuatori nella rete obbliga l'utilizzo di alimentazione a batteria all'interno dei nodi sensori. In questo caso soluzioni ad energy harvesting con batterie ricaricabili possono essere introdotte per aumentare la vita utile dei nodi sensori.

1.2 Sorgenti energetiche

Come descritto inizialmente, il concetto di Energy harvesting si basa sulla conversione di una fonte energetica disponibile nell'ambiente in energia elettrica; il processo viene reso disponibile da convertitori detti energy harvester. Le tipologie di sorgenti energetiche raccogliibili sono di molteplici entità; in questa sezione sono state elencate e descritte alcune delle principali sorgenti energetiche, dando una descrizione del convertitore harvester associato e delle condizioni da rispettare per avere massima estrazione energetica.

In tabella 1.1 viene riassunta la potenza estraibile per unità harvester, per vari tipi di sorgenti.

Sorgente energetica	Potenza raccolta
<i>Meccanica</i>	
Fonte umana [3]	$4 \mu\text{W}/\text{cm}^2$
Ambiente industriale [3]	$100 \mu\text{W}/\text{cm}^2$
<i>Termica</i>	
Fonte umana [3]	$25 \mu\text{W}/\text{cm}^2$
Ambiente industriale [3]	$10 \text{mW}/\text{cm}^2$
<i>Fotovoltaica</i>	
Outdoor [4]	$100 \text{mW}/\text{cm}^2$
Indoor [5]	$100 \mu\text{W}/\text{cm}^2$
<i>Elettromagnetica</i>	
GSM [3]	$0.1 \mu\text{W}/\text{cm}^2$
WIFI [3]	$0.001 \text{mW}/\text{cm}^2$

Tabella 1.1: Potenza estraibile per vari tipi di sorgente.

1.2.1 Solare Fotovoltaico

La radiazione solare, figura 1.7, è la fonte primaria di energia presente in natura, con una densità di potenza media di $100 \text{mW}/\text{cm}^2$ all'aperto¹ [4], e $100 \mu\text{W}/\text{cm}^2$ all'interno, [5].

La conversione da energia fotovoltaica ad elettrica si verifica quando un dispositivo, formato da uno strato di silicio drogato n e uno drogato p, viene esposto direttamente all'incidenza della luce e quindi dei fotoni, figura 1.8. In corrispondenza dell'area di giunzione si viene a creare una corrente tanto maggiore quanto più elevata è l'intensità della luce.

¹Standard Test Condition: AM 1.5 Spectrum, $t=25^\circ\text{C}$

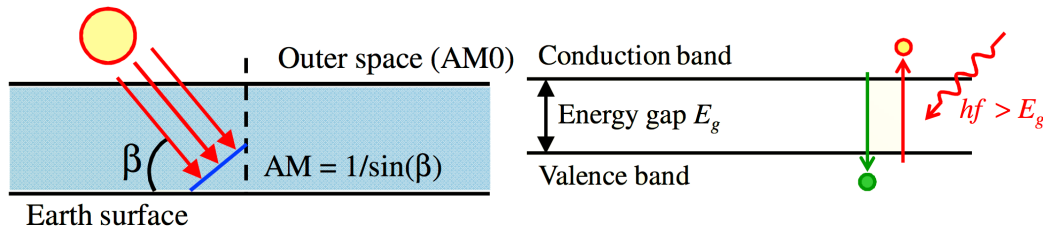


Figura 1.7: Radiazione solare, [1]

Figura 1.8: Conversione fotovoltaica, [1]



Figura 1.9: Micropannello fotovoltaico IXOLAR™ SolarBITS, [15]

Dispositivi di harvesting

Il dispositivo di energy harvesting utilizzato per raccogliere l'energia solare è la cella fotovoltaica, figura 1.9. La cella fotovoltaica, costituita da una giunzione p-n, può essere costruita usando diverse tecnologie (es. moduli cristallini a silicio monocristallino/policristallino, moduli a film sottile) e dalla scelta della tecnologia usata e dal materiale drogante si possono ottenere valori di efficienza che vanno dal 5% [4] al 30%² [6].

Il modello circuitale della cella solare può essere rappresentato da una porta di potenza con caratteristica I-V in figura 1.10. La caratteristica è non lineare, la corrente di corto circuito I_{SC} incrementa all'aumentare dell'esposizione dei raggi solari e la tensione V_{OC} di circuito aperto vale circa 0.6-0.7 V/cella.

Per ogni condizione di intensità luminosa esiste un punto operativo che massimizza la potenza in uscita della cella, figura 1.11; questo punto detto Maximum Power Point (MPP) può essere raggiunto con tecniche di Maximum Power Point Tracking, figura 1.12 [1], che consentono di inseguire il punto di massima estrazione anche al variare della luminosità.

²Per utilizzi di laboratorio e ricerca, al momento non in commercio.

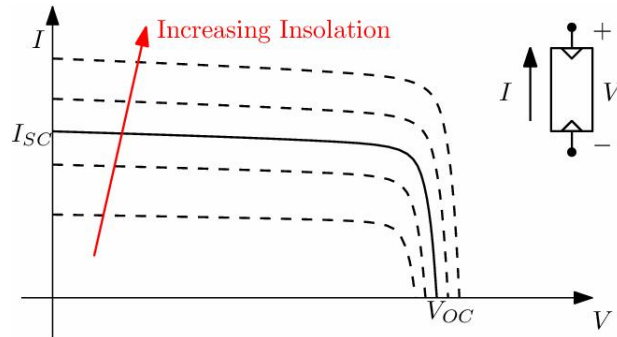


Figura 1.10: Caratteristica I-V della cella fotovoltaica, [1]

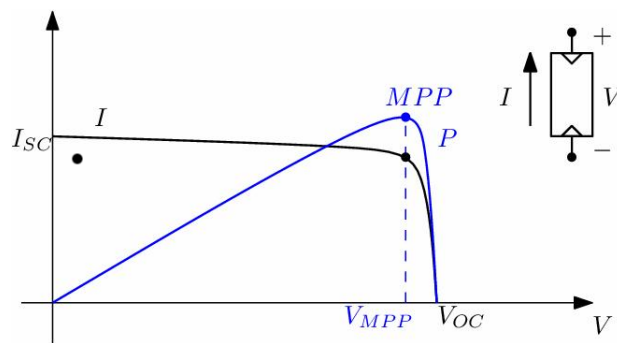


Figura 1.11: Maximum Power Point, fotovoltaico, [1]

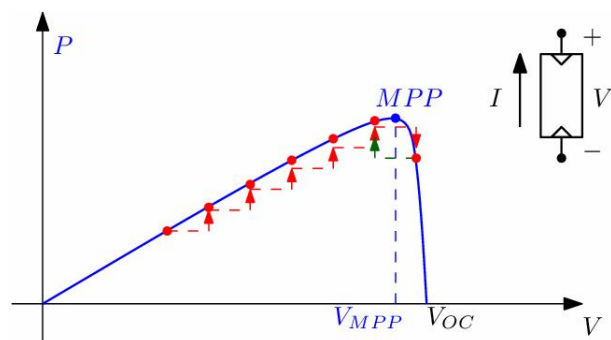


Figura 1.12: Maximum Power Point Tracking, fotovoltaico, [1]

1.2.2 Vibrazioni meccaniche

Una fonte di energia raccogliabile è la vibrazione meccanica di un corpo (es. vibrazioni a cui sono sottoposti i macchinari di una fabbrica); l'uso di materiale piezoelettrico ha reso possibile la conversione di questa energia in energia elettrica, figura 1.13, 1.14, ottenendo una potenza in uscita che va dalle centinaia di μW ai pochi mW in un range di frequenza dai 10-300 Hz, [7].

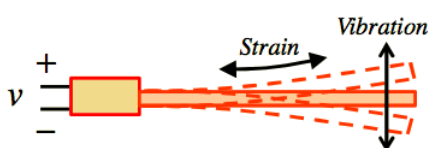


Figura 1.13: Conversione energetica di un materiale piezoelettrico, [1]



Figura 1.14: Convertitore piezoelettrico PPA-1001, Midé Technologies, [8]

Dispositivi di harvesting

I materiali piezoelettrici hanno una struttura cristallina che permette di trasformare l'energia di deformazione meccanica in cariche elettriche (effetto piezoelettrico diretto) e dualmente sono in grado di convertire una differenza di potenziale in deformazione (effetto piezoelettrico inverso). Questa caratteristica concede ai piezoelettrici l'abilità di assorbire energia meccanica dall'ambiente circostante e la trasforma in energia elettrica che può andare ad alimentare altri dispositivi.

Il modello elettromeccanico equivalente di un generatore piezoelettrico, [9], è dato in figura 1.15. In questo modello si nota:

- il generatore di forza F : Espresso nel dominio meccanico; sorgente AC,
- induttore L_m : Espresso nel dominio meccanico, rappresenta la massa inerziale equivalente;
- resistore R_m : Espresso nel dominio meccanico, rappresenta le perdite meccaniche;
- condensatore C_m : Espresso nel dominio meccanico, si riferisce all'elasticità del trasduttore;
- condensatore C_p : Espresso nel dominio elettrico, è il valore di capacità elettrica misurato tra i due elettrodi del dispositivo piezoelettrico.

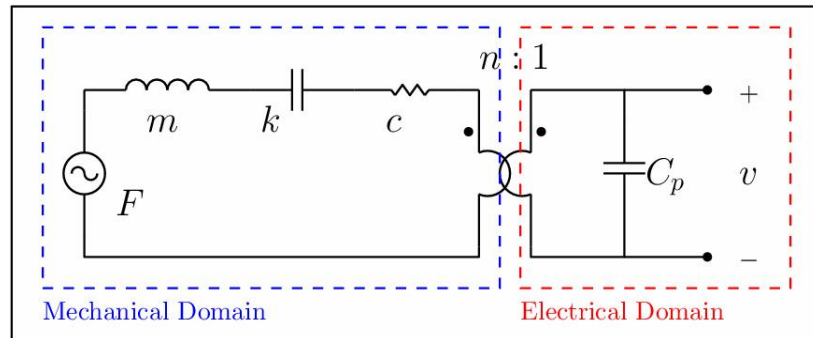


Figura 1.15: *Modello elettromeccanico equivalente di un generatore piezoelettrico, [1]*

La sorgente in questo modello è di tipo AC e per riuscire ad immagazzinare energia serve una rettificazione del segnale. Inoltre questo modello offre una impedenza d'uscita complessa e la potenza d'uscita dipende sia dalla frequenza di eccitazione ω che dal carico.

Al fine di ottenere la massima estrazione di energia sono quindi necessarie tecniche di adattamento di impedenza, ad esempio resistiva ($R_{load} = R_{opt}(\omega)$), o resistiva/induttiva ($R_{load} = R_{opt}(\omega)$ e $L_{load} = L_{opt}(\omega)$).

1.2.3 Termico

L'energia termica è il calore generato dal moto e dalla collisione degli atomi all'interno di un corpo. Questa fonte energetica può essere raccolta sfruttando i gradienti termici originati dal passaggio di calore da un corpo caldo ad un corpo più freddo (es. calore indotto da un fluido verso un dissipatore). La potenza estratta da questo tipo di sorgente energetica varia dalle centinaia di μW ai mW .

Dispositivi di harvesting

Il dispositivo di harvesting usato è la *cella termoelettrica*, figura 1.16, 1.17. La cella, costituita sia da materiale di tipo p che da materiale di tipo n , sfrutta l'effetto *Seebeck* per la conversione energetica; Quando una differenza di temperatura viene applicata ai capi di questi materiali, il gradiente termico ΔT permette agli elettroni ed alle lacune di circolare, formando una differenza di potenziale e permettendo lo scorrere di corrente se il circuito è chiuso.

La tensione d'uscita di una cella termica dipende dal materiale che la compone ed è proporzionale alla differenza di temperatura ΔT ai suoi capi; la caratteristica I-V viene illustrata in figura 1.18.

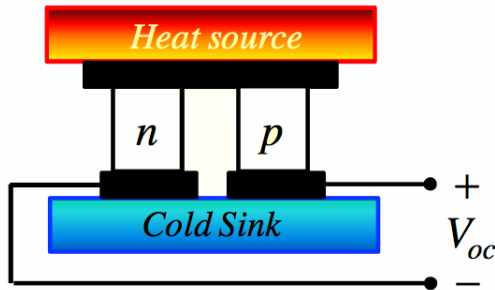


Figura 1.16: Conversione energetica di una cella termica, [1]

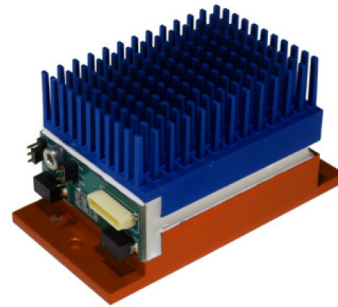


Figura 1.17: Convertitore termico EverGen Harvesting Unit, Marlow Industries, [10]

Il materiale solitamente usato per creare le regioni p e n (tellururo di bismuto Bi_2Te_3) consente di ottenere tensioni d'uscita di 0.2 mV/K per cella [11], mentre valori più elevati si ottengono se il convertitore termoelettrico utilizza molteplici coppie p e n (20 mV usando 10 celle a $\Delta T=10K$).

Il modello equivalente della sorgente è rappresentato da un generatore Thévenin con una resistenza d'uscita R_T e la potenza massima erogabile al carico avviene per adattamento di impedenza resistiva $R_{load} = R_T$, figura 1.19.

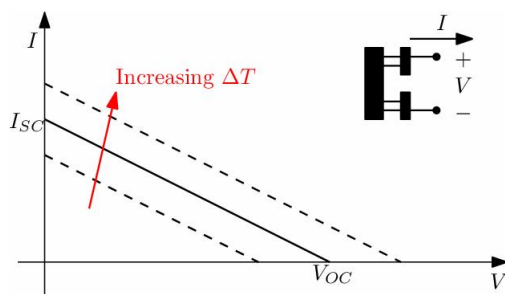


Figura 1.18: Conversione energetica di una cella termica, [1]

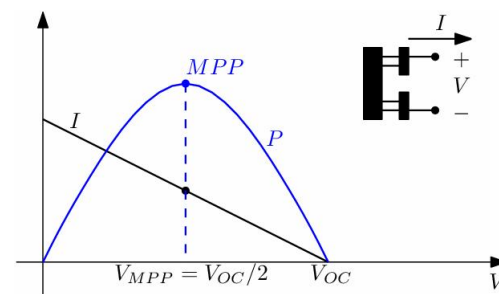


Figura 1.19: Maximum Power Point, termico, [1]

1.2.4 Energia a Radio Frequenza (RF)

La presenza di segnali in radio frequenza è una risorsa energetica quasi sempre disponibile nell'ambiente (reti WiFi, reti mobili, segnale tv) e la sua raccolta richiede livelli sufficienti di densità di potenza per essere efficace. Questo è dovuto dal fatto che l'energia RF, contrariamente agli altri tipi di fonti energetiche, viene generata e regolata di proposito.

Ad ogni banda di frequenze nello spettro sono stati associati degli standard che determinano la potenza RF concessa per la trasmissione. In base alla posizione della sorgente RF, la densità di potenza può attualmente variare da $0.01 \mu\text{W}/\text{cm}^2$ a qualche centinaio di $\mu\text{W}/\text{cm}^2$ [12], mentre sono previsti valori maggiori in futuro (seguendo il trend di usare nuove bande RF).

Dispositivi di harvesting

La sorgente RF è una sorgente alternata, quindi è necessaria una rettificazione del segnale per l'immagazzinamento dell'energia. Il dispositivo di harvesting usato è la *Rectenna*, ovvero una antenna con raddrizzatore integrato, figura 1.20.



Figura 1.20: *Broadband (2-18 GHz) spiral rectenna, 3.5mW di potenza estratta con $S_{RF}=175, \mu\text{W}/\text{cm}^2$, [13]*

La tensione d'uscita di una rectenna è proporzionale alla densità di potenza incidente S_{RF} ; la sua caratteristica I-V è rappresentata in figura 1.21.

Il modello equivalente della sorgente è rappresentato da un generatore Thévenin con una resistenza d'uscita R_A e la potenza massima erogabile al carico avviene per adattamento di impedenza resistiva $R_{load} = R_A$, figura 1.22.

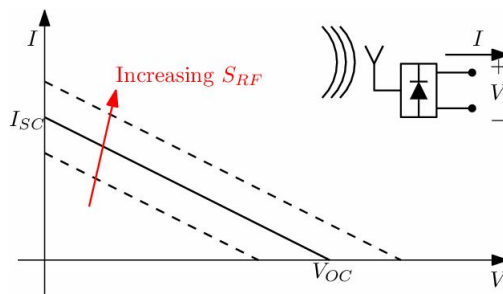


Figura 1.21: *Caratteristica I-V di una rectenna, [1]*

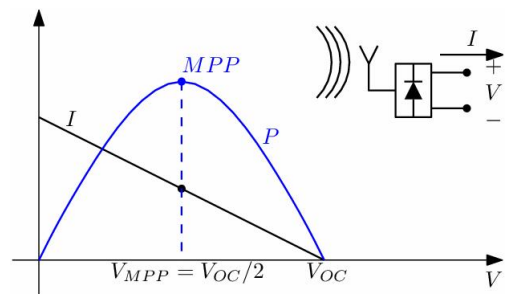


Figura 1.22: *Maximum Power Point, RF, [1]*

1.2.5 Energia magnetica (effetto Wiegand)

L'energia magnetica è disponibile vicino a conduttori nei quali scorre corrente alternata (es. linee di distribuzione elettrica), vicino a dei magneti, e vicino a macchine elettriche rotanti.

Dispositivi di harvesting

Un modo per raccogliere l'energia magnetica è l'utilizzo di dispositivi che sfruttino l'effetto Wiegand. Tale effetto si ottiene applicando ad un filo di materiale ferromagnetico³ una variazione del campo magnetico esterno B_{ext} . Tale variazione di campo genera un'inversione di polarizzazione nel nucleo del filo e a fronte di questa il dispositivo di harvesting genera in uscita un impulso di tensione triangolare (positivo o negativo) in grado di arrivare a decine di volt e della durata di decine di microsecondi [14].

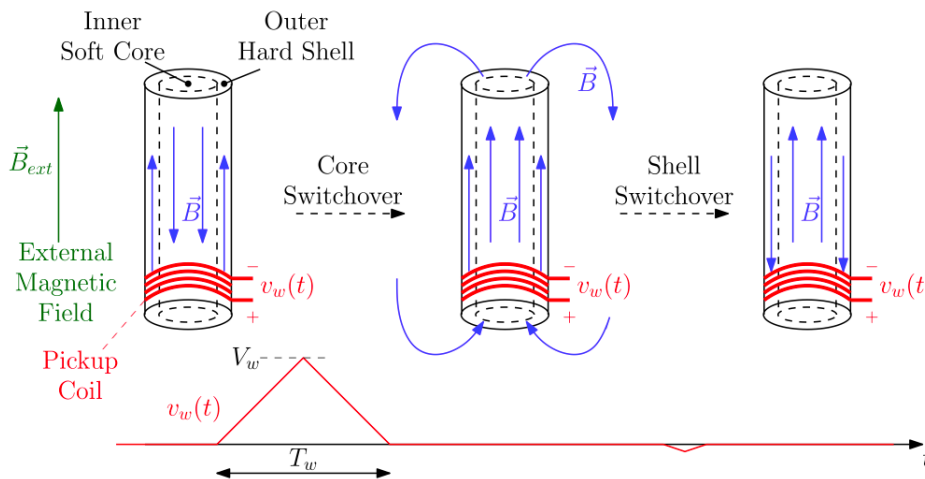


Figura 1.23: *Effetto Wiegand, generazione dell'impulso di tensione (circuito aperto), [14]*

La variazione del campo magnetico esterno è l'evento che innesca il dispositivo di harvesting e questa variazione deve alternare la propria polarità in modo tale che il dispositivo continui a funzionare. L'entità di questa variazione di campo B_{ext} è tuttavia irrilevante, in quanto i due stati magnetici possibili del dispositivo di harvesting si alternano in base ad un ciclo di isteresi ampio ma con cambiamenti improvvisi⁴. Questo garantisce la generazione di un impulso anche per eventi a bassissima frequenza.

³Vicalloy

⁴Salti di Barkhausen

Il modello elettrico equivalente durante il cambio di stato magnetico è dato da un generatore di tensione triangolare $v_w(t)$ in serie ad un'impedenza $R_w - L_w$.

Il carico ottimo che consente di estrarre la massima potenza dall'impulso triangolare è dato da una resistenza $R_{opt} = R_w$ in serie ad un induttore negativo $L_{opt} = L_w$, figura 1.24.

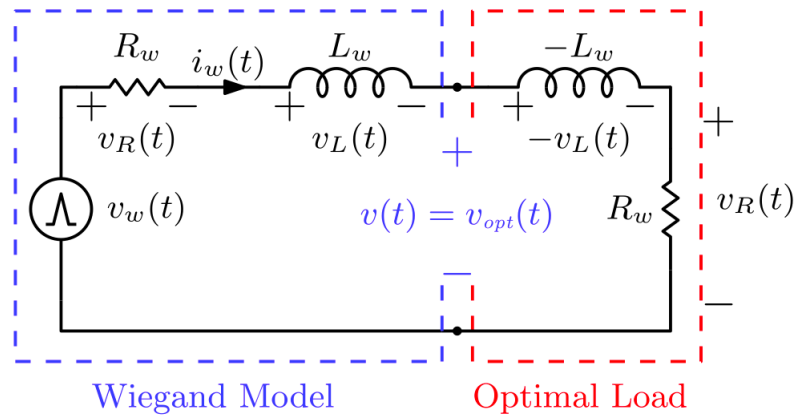


Figura 1.24: Modello elettrico equivalente della sorgente Wiegand

1.3 Modalità di Harvesting

L'energia raccolta da dispositivi harvesting può essere utilizzata in due principali modalità:

- modalità *one shot*: l'energia raccolta viene immediatamente usata dal carico;
- modalità di *ricarica della batteria*: l'energia raccolta viene immagazinata dentro una batteria secondaria.

1.3.1 Modalità one shot

Con questa modalità si intende il caso in cui la raccolta energetica di un harvester viene completamente usata da un carico prima della successiva raccolta di energia. In questa modalità non si ha la necessità di dotare il sistema di elementi per l'accumulo energetico a lunga durata (batterie ricaricabili/supercondensatori), ma basta la presenza di un condensatore capace di sopportare la tensione di carico.

In figura 1.25 viene illustrata l'architettura generale per la modalità *one shot*, l'energia E_H rappresenta l'energia raccolta dal circuito di harvesting, mentre l'energia E_{Load} rappresenta l'energia effettivamente disponibile al carico.

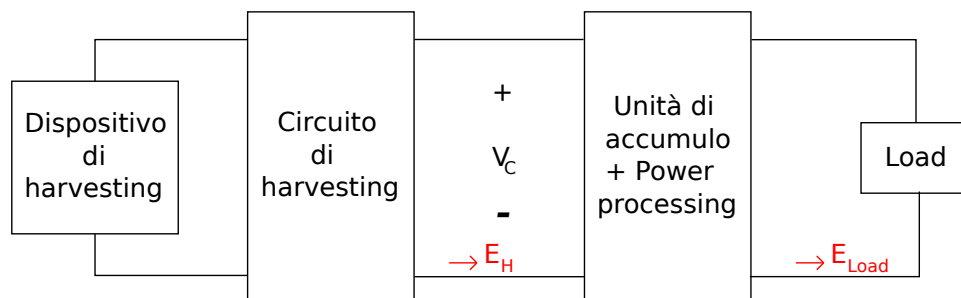


Figura 1.25: Architettura generale per modalità *one shot*

La modalità *one shot* viene usata in casi in cui l'evento energetico da raccogliere non è continuo/periodico o è sufficiente ad alimentare il carico. Un esempio di applicazione *one shot* è l'implementazione di un contatore digitale, alimentato tramite un impulso Wiegand, che va a scrivere il risultato in una RAM ferromagnetica (FRAM) [14].

Alimentazione diretta del carico

Supponendo che il carico lavori in un intervallo di tensione operativa $[V_{DD_{min}}, V_{DD_{max}}]$, lo schema circuitale più semplice da adottare è dato in figura 1.26.

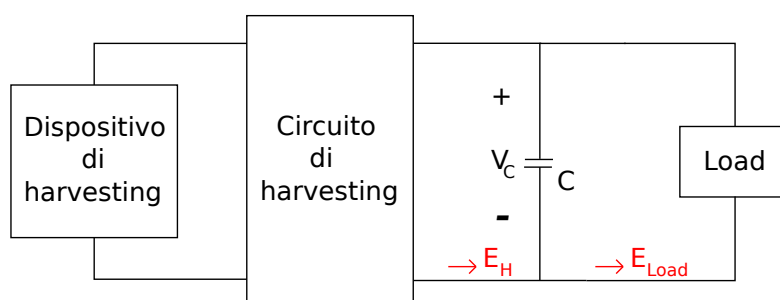


Figura 1.26: Alimentazione diretta del carico

In questa architettura il circuito di harvesting viene direttamente collegato ad un condensatore di accumulo energetico C .

Ogni volta che si presenta un evento di conversione energetica il condensatore viene caricato ad una tensione V_C e il carico assorbirà energia fino a che

$V_C > V_{DD_{min}}$. Una volta che V_C scende sotto questa soglia il carico smette di funzionare e a quel punto l'energia rimanente nel condensatore viene dissipata. Facendo l'ipotesi che il carico si metta ad usare l'energia solamente dopo aver caricato C (ipotesi valida da qui in avanti), l'energia disponibile al carico per questa architettura è

$$E_{Load} = E_H - \frac{1}{2}CV_{DD_{min}}^2 \quad (1.1)$$

mentre la sua efficienza è data da

$$\eta_C \triangleq \frac{E_{Load}}{E_H} = \frac{\frac{1}{2}CV_C^2 - \frac{1}{2}CV_{DD_{min}}^2}{\frac{1}{2}CV_C^2} = 1 - \left(\frac{V_{DD_{min}}}{V_C}\right)^2 \quad (1.2)$$

e raggiunge il suo massimo quando $V_C = V_{DD_{max}}$ ottenendo

$$\eta_C \triangleq \frac{E_{Load}}{E_H} = 1 - \left(\frac{V_{DD_{min}}}{V_{DD_{max}}}\right)^2. \quad (1.3)$$

Dall'equazione 1.3 si potrebbe pensare che usando un rapporto $\frac{V_{DD_{max}}}{V_{DD_{min}}}$ abbastanza grande si riesca ad ottenere alti valori di efficienza η_C , ma in pratica questo rapporto non è usualmente un parametro di progettazione in quanto determinato dalle limitazioni tecnologiche del carico.

Un esempio è dato dai dispositivi in tecnologia CMOS con tensione operativa [3V, 3.6V], con la quale si raggiunge una efficienza massima $\eta_C \approx 30\%$ [14].

Alimentazione del carico con regolatore LDO

Nel caso in cui la tensione ai capi della capacità superi la tensione operativa massima del carico $V_C > V_{DD_{max}}$, una soluzione è interporre tra i due un regolatore di tensione Low DropOut (LDO), figura 1.27.

Il regolatore LDO di fatto è un oggetto che regola la tensione di uscita fintanto che la tensione di ingresso non è praticamente uguale alla tensione di uscita stessa.

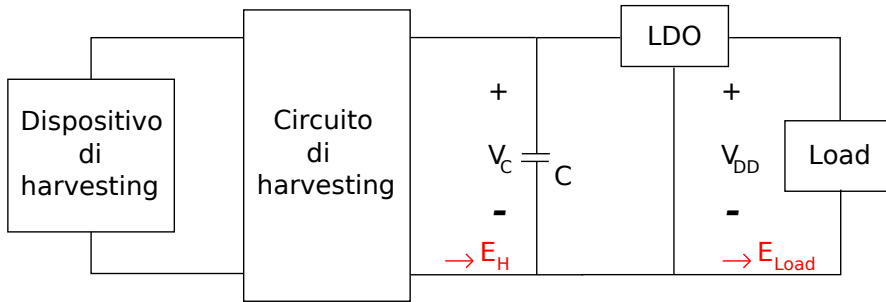


Figura 1.27: Alimentazione del carico con regolazione a LDO

Così facendo il circuito di harvesting viene disaccoppiato dal carico e la tensione di alimentazione viene regolata ad un determinato valore $V_{DD} < V_C$. L'efficienza, nella soluzione a LDO, è data da

$$\eta_{LDO} \triangleq \frac{E_{Load}}{E_H} = \frac{|\int V_{DD} i_C(t) dt|}{\frac{1}{2} C V_C^2} = \frac{\int_{V_{DD}}^{V_C} V_{DD} C dv_C}{\frac{1}{2} C V_C^2} = \frac{2V_{DD}(V_C - V_{DD})}{V_C^2} \quad (1.4)$$

e può arrivare fino al 50% per $V_C = 2V_{DD}$.

1.3.2 Modalità ricarica batteria

Non sempre l'energia estraibile da un singolo evento è sufficiente ad auto-alimentare un sistema elettronico. In questo caso si ha la necessità di avere una conversione continua o periodica da parte dei dispositivi di harvesting e servono sistemi di accumulo per l'immagazzinamento energetico. Esempi di questa modalità operativa sono dati dalla conversione fotovoltaica in energia elettrica, che di fatto è continua e varia in base all'intensità dei raggi solari, o dai sensori Wiegand quando il campo magnetico esterno viene fatto variare periodicamente.

Un ulteriore esempio è dato dai convertitori piezoelettrici in presenza di continue vibrazioni, 1.28. Per facilitare il raggiungimento della tensione ottimale in uscita al raddrizzatore, viene inserito un convertitore dc-dc tra il ponte e la batteria. I convertitori dc-dc che vengono implementati in queste situazioni hanno solitamente lo scopo di emulare condizioni di carico ottimo, massimizzando il flusso di potenza che va alla batteria.

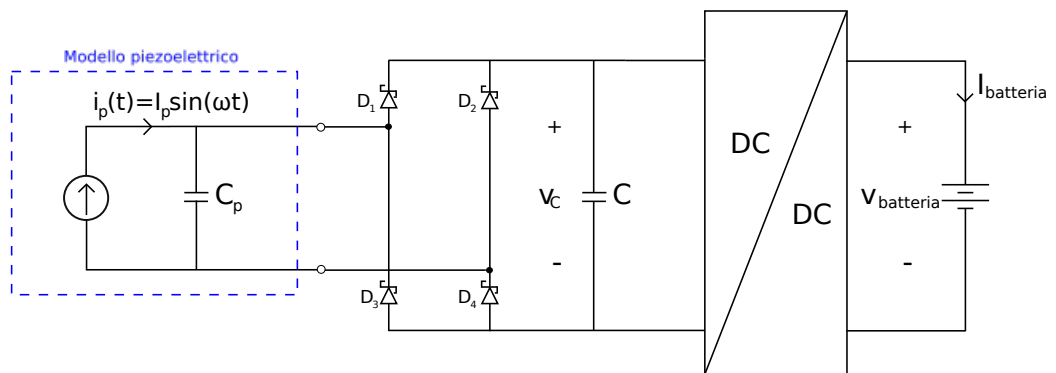


Figura 1.28: Convertitore piezoelettrico, modalità di ricarica batteria

Capitolo 2

Energy converter ECO 200

2.1 Introduzione

L'energy harvester *ECO 200*, *EnOcean* [16], figura 2.1, è un dispositivo in grado di convertire l'energia meccanica, proveniente dallo scatto di un interruttore azionato manualmente, in energia elettrica che potrà poi essere raccolta e immagazzinata. Lo scatto dell'interruttore genera, ai capi del dispositivo, un impulso di tensione che può essere di polarità positiva o negativa (interruttore alto o basso); questo crea la necessità di utilizzare un raddrizzatore per riuscire ad immagazzinare l'energia ad ogni scatto.

Questa energia può essere poi utilizzata per alimentare carichi di vario tipo; le possibili applicazioni possono andare dall'alimentazione di moduli radio per scambiare messaggi¹, all'alimentazione di sensori per domotica e controllo in edifici, all'automazione industriale.

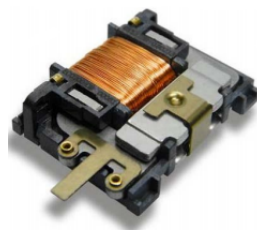


Figura 2.1: *Switch ECO 200, EnOcean [16]*

¹Utilizzando il modulo radio PTM 330, EnOcean [17]

Le caratteristiche dichiarate dal costruttore sono elencate in tabella 2.1.

ECO 200 features	
Dimensioni meccaniche	29.3 x 19.5 x 7.0 mm
Forza di attuazione switch	2.7 ... 3.9 N / 1.2 mm
Cambi di stato (up o down)	tip. > 1000000 a 25 °C
Temperatura operativa	-25 fino a +65 °C
Energia in output	120...210 μ J @ 2 V

Tabella 2.1: Caratteristiche dichiarate ECO 200, [16]

L'energia fornita in uscita dichiarata dal costruttore viene riferita allo schema di figura 2.2, dove si hanno cinque principali elementi:

- *Energy converter ECO 200*: in questo blocco avviene la conversione da energia meccanica ad energia elettrica;
- *convertitore AC/DC*: il blocco serve a raddrizzare l'impulso di polarità negativa in modo tale da riuscire ad immagazzinare energia ad ogni attivazione dell'interruttore;
- *condensatore*: condensatore atto ad immagazzinare l'energia prodotta dall'impulso;
- *convertitore DC/DC*, questo blocco finale serve a dare una regolazione sulla tensione del condensatore e ad incrementare l'efficienza dello scambio energetico del sistema;
- *carico*: a valle del blocco DC/DC avremo il carico da alimentare.

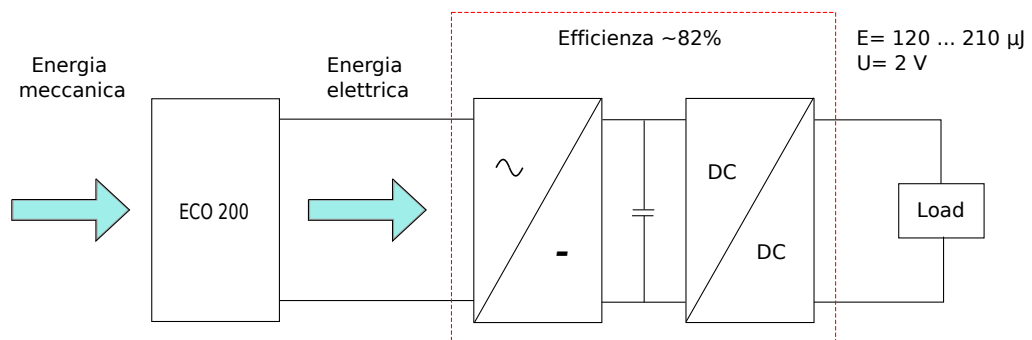


Figura 2.2: Interfaccia ECO200 - carico, [16]

2.2 Caratterizzazione dispositivo

Al fine di progettare circuiti di harvesting, capaci di estrarre energia dall'interruttore ECO 200, è necessario fare una serie di caratterizzazioni della sorgente e della sua impedenza d'uscita per sviluppare un modello elettrico equivalente. Il dispositivo è stato quindi analizzato mediante l'uso di un oscilloscopio e di un analizzatore di impedenza.

2.2.1 Misura dell'impulso

Cambiando lo stato (alto o basso), si viene a creare un impulso di tensione (positivo o negativo) ai capi del dispositivo. Per studiare la forma di questo impulso sono stati analizzati sei campioni (disp. A, B, C, D, E, F), nominati in ordine alfabetico, in varie condizioni di carico resistivo.

Le misurazioni di tensione ai capi del dispositivo e di corrente che circola attraverso il carico sono state effettuate per mezzo di oscilloscopio digitale Tektronix. Alcune delle misure, che da qui in avanti saranno relative al dispositivo F, si trovano nelle figure 2.3, 2.4, 2.5, 2.6, 2.7, 2.8.

I valori dei parametri misurati, in una determinata condizione di carico, sono valori medi ottenuti da molteplici misurazioni, in quanto si riscontra una leggera variabilità della forma dell'impulso ad ogni cambio di stato ($\pm 300\text{mV}$ sul valore medio di V_{peak}); questa variabilità è probabilmente riconducibile al fatto che l'interruttore viene azionato a mano e quindi la forza di azionamento applicata è diversa ad ogni evento.

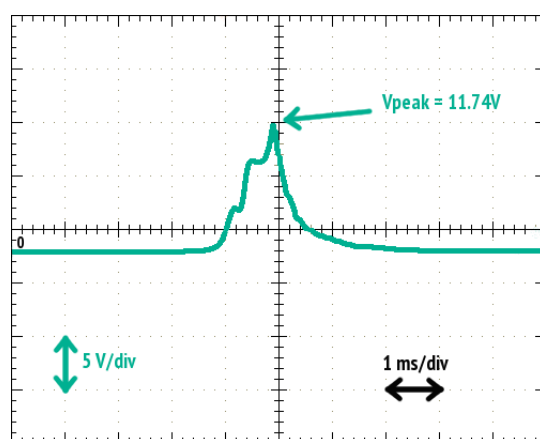


Figura 2.3: Impulso positivo, circuito aperto, dispositivo F, scala dei tempi: 1ms/div, scala delle ampiezze: 5V/div.

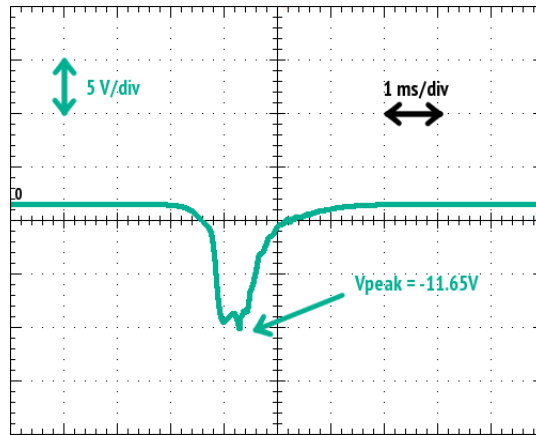


Figura 2.4: Impulso negativo, circuito aperto, dispositivo F , scala dei tempi: 1ms/div, scala delle ampiezze: 5V/div.

Il dispositivo è stato analizzato in varie condizioni di carico resistivo e i parametri riportati nelle tabelle 2.2 e 2.3 sono:

- ampiezza dell' impulso di tensione V_{peak} ;
- ampiezza dell' impulso di corrente I_{peak} ;
- durata del primo tratto impulsivo;
- durata del secondo tratto impulsivo.

La tensione V_{peak} e la corrente I_{peak} misurate danno una prima indicazione di come è fatta la sorgente. La tensione V_{peak} , in condizione di circuito aperto, rappresenta il massimo di tensione raggiungibile dalla sorgente, mentre la corrente I_{peak} , in condizione di cortocircuito, rappresenta la massima corrente che può essere generata.

In figura 2.9 e 2.10 sono illustrati gli andamenti di V_{peak} e I_{peak} (in valore assoluto) al variare della condizione di carico.

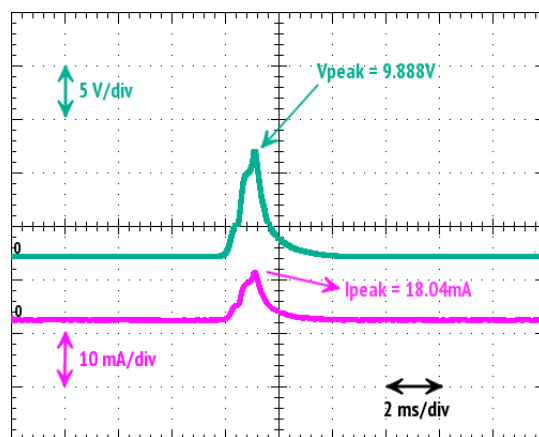


Figura 2.5: Impulso positivo, $R_{Load} = 560\Omega$, dispositivo F , scala dei tempi: 2ms/div, scala delle ampiezze: 5V/div.

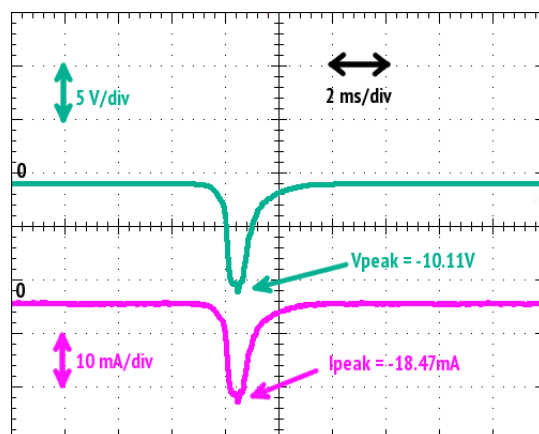


Figura 2.6: Impulso negativo, $R_{Load} = 560\Omega$, dispositivo F , scala dei tempi: 2ms/div, scala delle ampiezze: 5V/div.

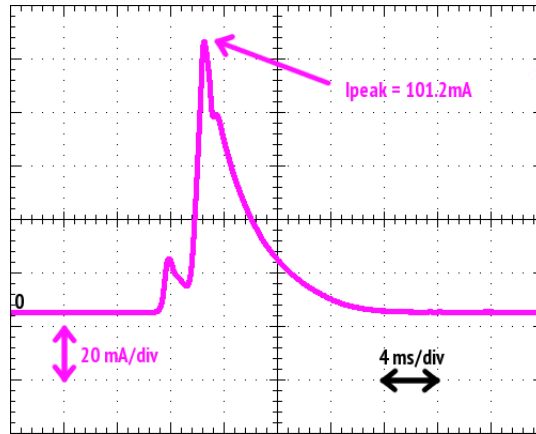


Figura 2.7: Impulso positivo, cortocircuito, dispositivo F, scala dei tempi: 4ms/div, scala delle ampiezze: 20mA/div.

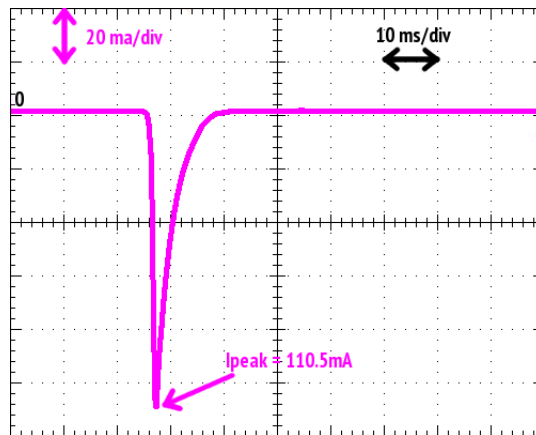


Figura 2.8: Impulso negativo, cortocircuito, dispositivo F - scala dei tempi: 10ms/div, scala delle ampiezze: 20mA/div.

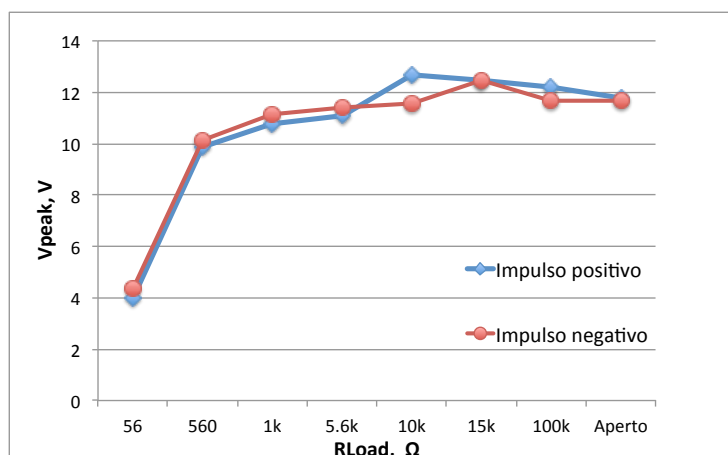


Figura 2.9: V_{peak} misurato e in valore assoluto, nelle varie condizioni di carico, dispositivo F.

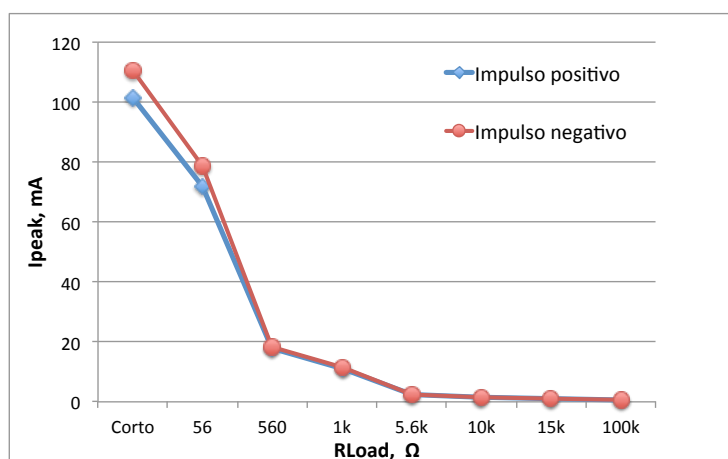


Figura 2.10: I_{peak} misurato e in valore assoluto, nelle varie condizioni di carico, dispositivo F.

Tabella 2.2: *Analisi dell'impulso positivo di tensione/corrente in varie condizioni di carico, dispositivo F.*

Carico	Durata primo tratto ms	Durata secondo tratto ms	V_{peak} V	I_{peak} mA
Cortocircuito	3.6	13.44		101.2
$R_{Load} = 56 \Omega$	1.52	5.71	3.98	71.99
$R_{Load} = 560 \Omega$	1.28	3.08	9.89	18.04
$R_{Load} = 1 \text{ k}\Omega$	1.28	2.76	10.76	11.11
$R_{Load} = 5.6 \text{ k}\Omega$	1.48	2.44	11.08	2.28
$R_{Load} = 10 \text{ k}\Omega$	1.12	2.58	12.65	1.55
$R_{Load} = 15 \text{ k}\Omega$	1.12	2.36	12.48	1.11
$R_{Load} = 100 \text{ k}\Omega$	1.08	2.28	12.19	0.47
Circuito aperto	1.14	2.14	11.75	

Tabella 2.3: *Analisi dell'impulso negativo di tensione/corrente in varie condizioni di carico, dispositivo F.*

Carico	Durata primo tratto ms	Durata secondo tratto ms	V_{peak} V	I_{peak} mA
Cortocircuito	2.8	13.6		110.5
$R_{Load} = 56 \Omega$	1.76	5.16	4.37	78.77
$R_{Load} = 560 \Omega$	1.6	2.8	10.11	18.47
$R_{Load} = 1 \text{ k}\Omega$	1.36	2.64	11.16	11.47
$R_{Load} = 5.6 \text{ k}\Omega$	1.34	2.46	11.41	2.35
$R_{Load} = 10 \text{ k}\Omega$	1.46	2.2	11.56	1.34
$R_{Load} = 15 \text{ k}\Omega$	1.22	2.36	12.47	1.16
$R_{Load} = 100 \text{ k}\Omega$	1.28	2.14	11.65	0.68
Circuito aperto	1.22	2.16	11.65	

2.2.2 Impedenza del dispositivo e modello circuitale

Dopo aver studiato la forma dell'impulso è necessario analizzare ulteriormente il dispositivo per riuscire a creare un modello elettrico equivalente della sorgente; per questo motivo si è analizzata l'impedenza offerta dall'interruttore ECO 200.

Le misurazioni di impedenza sono state fatte tramite l'analizzatore di impedenza Agilent 4294A [18]. Lo strumento, tramite una perturbazione oscillante ai capi del dispositivo, può produrre in uscita il grafico di modulo e fase dell'impedenza in un intervallo di frequenze che va da 40Hz a 110MHz. L'analizzatore di impedenza permette inoltre di scegliere il livello di oscillazione con cui perturbare il dispositivo e permette di dare un bias DC.

Usando l'analizzatore di impedenza, con perturbazione oscillante di 500mV, si è ottenuto il diagramma di modulo e fase di figura 2.11.

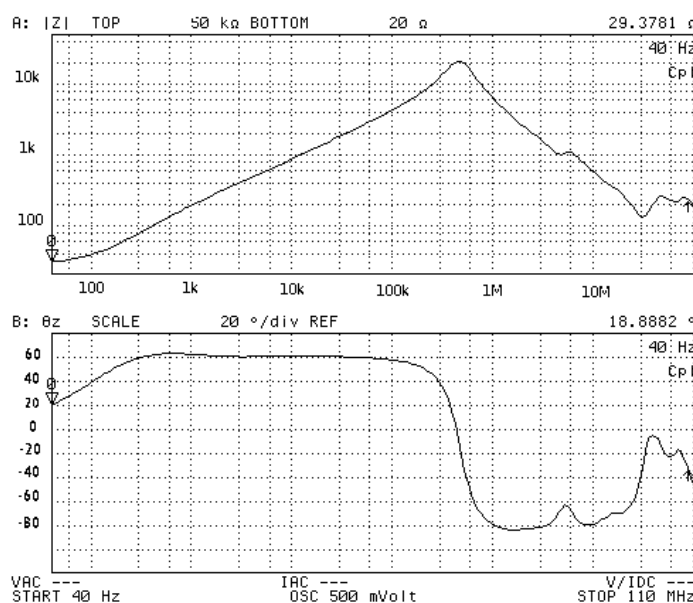


Figura 2.11: *Modulo e Fase dell'impedenza, Agilent 4294A, interruttore basso, perturbazione a 500mV*

Dal diagramma di modulo e fase dell'impedenza si nota:

- un contributo resistivo a bassa frequenza;
- un tratto intermedio di carattere induttivo;
- una risonanza;
- un contributo prevalentemente capacitivo ad alta frequenza.

Esaminando attentamente il diagramma di figura 2.11, si vede che il valore di induttanza cambia al variare della frequenza, non presentando un andamento del modulo a $+20\text{dB/dec}$ come ci si aspetterebbe da un vero induttore. Questo è causato da fenomeni non lineari dipendenti dalla frequenza, che di fatto non consentono di utilizzare un modello valido puntualmente; questo si traduce nell'impossibilità di scegliere un unico valore di induttanza per descrivere l'intero comportamento in frequenza.

Il modello circuitale preso in considerazione, [19], è rappresentato in figura 2.12 e i due comportamenti, induttivo e capacitivo, vengono studiati separatamente.

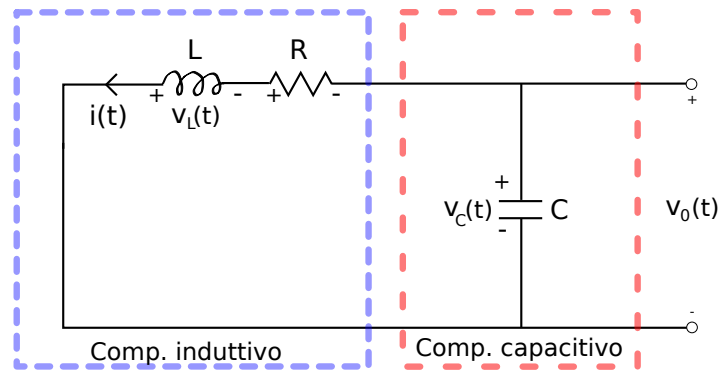


Figura 2.12: Modello di impedenza analizzato

Misura a bias nullo, tratto induttivo

Il setup della misura è il seguente:

- Uso dell'analizzatore di impedenza Agilent 4294A, per ottenere il valore di impedenza dell'ECO 200 al variare della frequenza. Bias nullo, oscillazione in tensione di 500mV.
- Misurazione di modulo e fase dell'impedenza per frequenze a 40Hz, 100Hz, 1kHz, 10kHz.
- Misurazione di induttanza-resistenza serie² per frequenze a 40Hz, 100Hz, 1kHz, 10kHz.

In questa misurazione si è analizzato il comportamento induttivo che si ha a bassa frequenza e la misurazione L-R ottenuta dallo strumento è stata confrontata con il calcolo teorico di induttanza e resistenza. Rispetto alle misurazioni fatte con perturbazione a 500mV, quelle fatte a 50mV, offrono valori di induttanza leggermente più piccoli ($\approx 1-2\text{mH}$).

In notazione fasoriale

$$\dot{Z}(\omega) = R(\omega) + j\omega L(\omega) \quad (2.1)$$

nel nostro caso abbiamo

$$R(\omega) = |Z(\omega)| \cos(\varphi \frac{\pi}{180}), \quad (2.2)$$

$$X(\omega) = \omega L(\omega) = |Z(\omega)| \sin(\varphi \frac{\pi}{180}) \Rightarrow L(\omega) = \frac{|Z(\omega)| \sin(\varphi \frac{\pi}{180})}{\omega} \quad (2.3)$$

In tabella 2.4 e 2.5 vengono riassunte le misure raccolte.

²Modalità di misurazione dello strumento

Tabella 2.4: Impedenza del tratto induttivo, interruttore basso, oscillazione a 500mV

Frequenza	Modulo Ω	Fase deg	L misurata mH	R misurata Ω	L calcolata mH	R calcolata Ω
40 Hz	29.12	18.54	37.77	27.74	36.84	27.61
100 Hz	36.99	37.70	36.77	29.46	36.00	29.27
1 kHz	184.30	61.77	26.28	89.00	25.8	87.16
10 kHz	837.68	60.30	11.73	423.25	11.6	414.98

Tabella 2.5: Impedenza del tratto induttivo, interruttore alto, oscillazione a 500mV

Frequenza	Modulo Ω	Fase deg	L misurata mH	R misurata Ω	L calcolata mH	R calcolata Ω
40 Hz	28.40	14.88	29.01	27.46	29.03	27.45
100 Hz	33.70	32.45	28.77	28.44	28.78	28.44
1 kHz	158.72	63.27	22.55	71.47	22.56	71.40
10 kHz	772.61	61.94	10.84	362.07	10.85	363.41

Misura a bias nullo, tratto capacitivo

Il setup della misurazione è il seguente:

- uso dell'analizzatore di impedenza Agilent 4294A, per ottenere il valore di impedenza dell'ECO 200 al variare della frequenza. Bias nullo, oscillazione in tensione di 500mV;
- misurazione di modulo e fase dell'impedenza per frequenze a 1.11 MHz, 1.20 MHz e 1.29 MHz;
- misurazione di capacità-resistenza serie³ per frequenze a 1.11 MHz, 1.20 MHz e 1.29 MHz.

Il tratto capacitivo dato dal dispositivo si trova a frequenze elevate (intorno al MHz).

In notazione fasoriale

$$\dot{Z}(\omega) = \frac{1}{j\omega C(\omega)} \quad (2.4)$$

³Modalità di misurazione dello strumento

quindi

$$\frac{1}{\omega C(\omega)} = |Z(\omega)| \sin\left(\varphi \frac{\pi}{180}\right) \Rightarrow C(\omega) = \frac{1}{|Z(\omega)|\omega} \quad (2.5)$$

In tabella 2.6 vengono riassunte le misure raccolte.

Tabella 2.6: *Impedenza del tratto capacitivo, interruttore basso, oscillazione a 500mV*

Frequenza	Modulo k Ω	Fase deg	C calcolata pF
1.11 MHz	5.48	-82.30	26.2
1.20 MHz	4.93	-83.30	26.9
1.29 MHz	4.45	-84.10	27.7

Diagramma di modulo e fase dell'impedenza

Per verificare se il modello circuitale di figura 2.12 è stata una scelta corretta che rappresenta il nostro dispositivo, è stata studiata la funzione di trasferimento dell'impedenza e il suo diagramma di modulo e fase sono stati confrontati con i dati ottenuti dallo strumento.

La funzione di trasferimento di interesse è data da:

$$\frac{V_o(s)}{i(s)} = Z(s) = Z_L(s) // Z_C(s) \quad (2.6)$$

dove

$$Z_L(s) = R + sL, \quad Z_C(s) = \frac{1}{sC} \quad (2.7)$$

e quindi

$$Z(s) = \frac{R + sL}{1 + sCR + s^2LC} \quad (2.8)$$

In figura 2.13 e 2.14 vengono confrontati i diagrammi di modulo e fase della $Z(s)$ con quelli dati dallo strumento (interruttore basso).

Prendendo atto dell'impossibilità di descrivere puntualmente il modello e sapendo che l'impulso misurato è un evento abbastanza lento (figura 2.4 e tabella 2.3), sono stati scelti i valori calcolati di L e di R relativi alla misura a 100Hz; per quanto riguarda C , volendo posizionarsi sul tratto capacitivo, sono stati scelti i valori calcolati per la misura a 1.20MHz.

Con questi valori ($L=36.84\text{mH}$, $R=27.61\Omega$, $C = 26.9\text{pF}$) il modello circuitale proposto segue in modo discreto l'andamento di modulo e fase descritto dallo strumento.

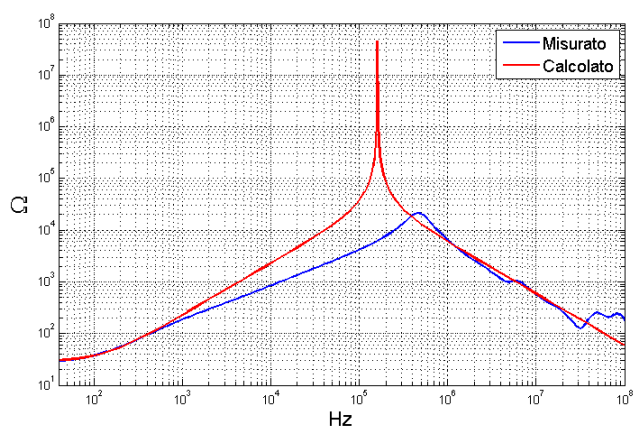


Figura 2.13: *Modulo dell'impedenza, ottenuto dallo strumento (blu), calcolato (rosso)*

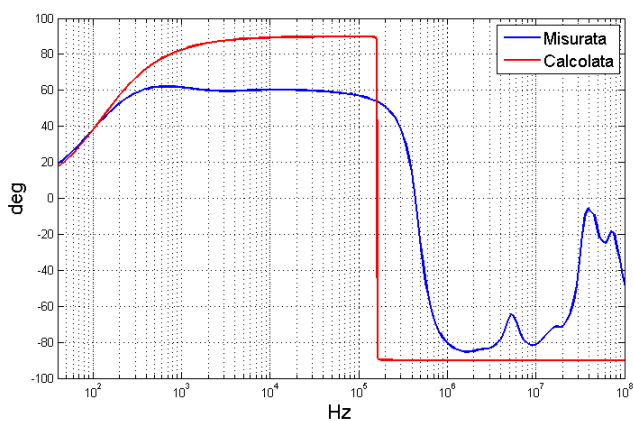


Figura 2.14: *Fase dell'impedenza, ottenuta dallo strumento (blu), calcolata (rosso)*

Come ci si aspettava, il modulo e la fase di $Z(s)$ combaciano con le misurazioni nel tratto a bassa frequenza e nel tratto ad alta frequenza. Il tratto intermedio e la risonanza non sono invece ben descritti, in quanto stiamo usando un modello a singoli valori mentre questi cambiano al variare della frequenza.

2.3 Modello circuitale

In questa sezione viene sviluppato il modello circuitale dell'interruttore, sulla base delle misure discusse nella sezione precedente. Il modello che viene utilizzato fa uso di un generatore di tensione $v_x(t)$, connesso ad un'induttanza L in serie ad una resistenza R . Il passo successivo è derivare $v_x(t)$ nelle varie condizioni di carico resistivo R_{Load} , in circuito aperto e in circuito chiuso.

Partendo da misure sulla tensione d'uscita $v_o(t)$, o sulla corrente di corto circuito $i_{sc}(t)$, viene ricavato il segnale $v_x(t)$ mediante l'uso delle leggi di Kirchhoff e tramite un postprocessing Matlab.

Carico resistivo R_{Load}

Nel caso di carico resistivo, figura 2.16, la tensione $v_x(t)$ si ottiene applicando la legge di Kirchhoff delle tensioni

$$\begin{aligned}
 v_x(t) &= v_L(t) + (R + R_{Load})i(t) \\
 &= L \frac{di_L(t)}{dt} + (R + R_{Load})i(t) \\
 &= \frac{L}{R_{Load}} \frac{dv_o(t)}{dt} + (R + R_{Load})i(t) \\
 &= \frac{L}{R_{Load}} \frac{dv_o(t)}{dt} + (R + R_{Load}) \frac{v_o(t)}{R_{Load}}.
 \end{aligned} \tag{2.9}$$

Circuito chiuso

In condizioni di carico cortocircuitato, figura 2.17, la $v_x(t)$ si ottiene in modo analogo al caso precedente:

$$\begin{aligned}
 v_x(t) &= v_L(t) + Ri_{sc}(t) \\
 &= L \frac{di_{sc}(t)}{dt} + Ri_{sc}(t).
 \end{aligned} \tag{2.10}$$

Circuito aperto

Nel caso di assenza di carico, figura 2.18, la resistenza $R_S=1M\Omega$ rappresenta la resistenza data dalla sonda di tensione mentre avviene la misurazione

dell'impulso. In questo caso:

$$\begin{aligned}
 v_x(t) &= v_L(t) + (R + R_S)i(t) \\
 &= L \frac{di_L(t)}{dt} + (R + R_S)i(t) \\
 &= \frac{L}{R_S} \frac{dv_o(t)}{dt} + (R + R_S)i(t) \\
 &= \frac{L}{R_S} \frac{dv_o(t)}{dt} + (R + R_S) \frac{v_o(t)}{R_S}.
 \end{aligned} \tag{2.11}$$

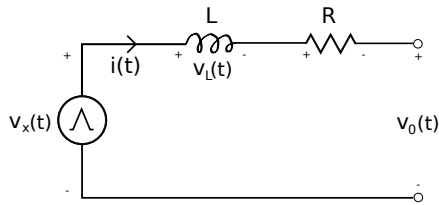


Figura 2.15: *Modello elettrico equivalente dell'interruttore ECO 200*

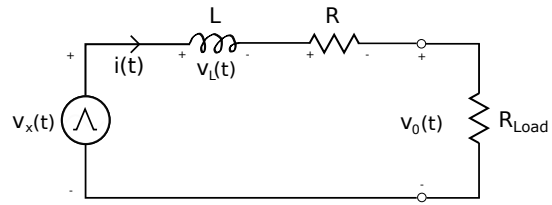


Figura 2.16: *Modello ECO 200, carico R_L*

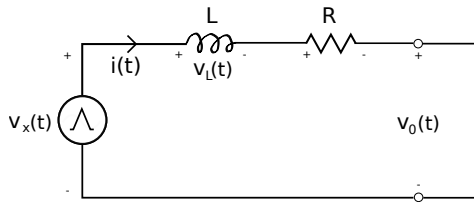


Figura 2.17: *Modello ECO 200, circuito chiuso*

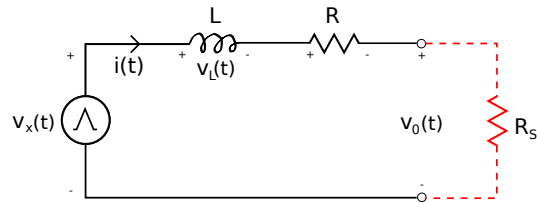


Figura 2.18: *Modello ECO 200, circuito aperto*

Il segnale $v_x(t)$, usato in simulazione, è stato ricostruito in varie condizioni di carico e per i due stati dell'interruttore. In figura 2.19 viene rappresentata la variazione di $v_x(t)$ in base al carico scelto e per impulsi positivi, mentre in figura 2.20 il segnale $v_x(t)$ è preso in valore assoluto e la variazione è rappresentata per entrambe gli stati dell'interruttore.

Indipendentemente dalla condizione di carico il generatore $v_x(t)$ mantiene la stessa forma, quindi lo si può considerare un generatore indipendente di tensione.

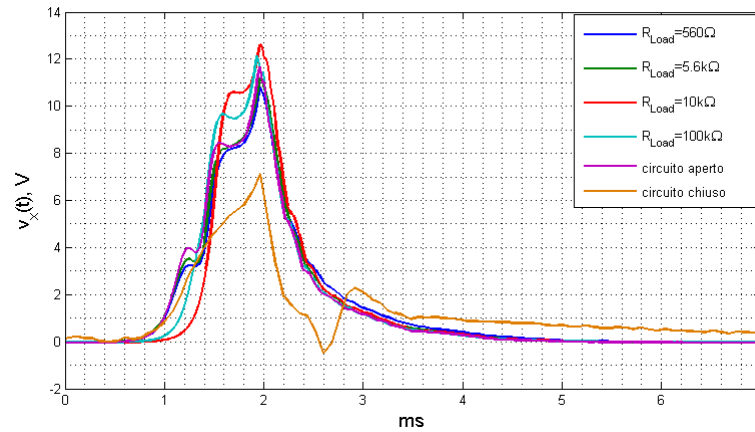


Figura 2.19: Andamento di $v_x(t)$ al variare del carico, impulso positivo

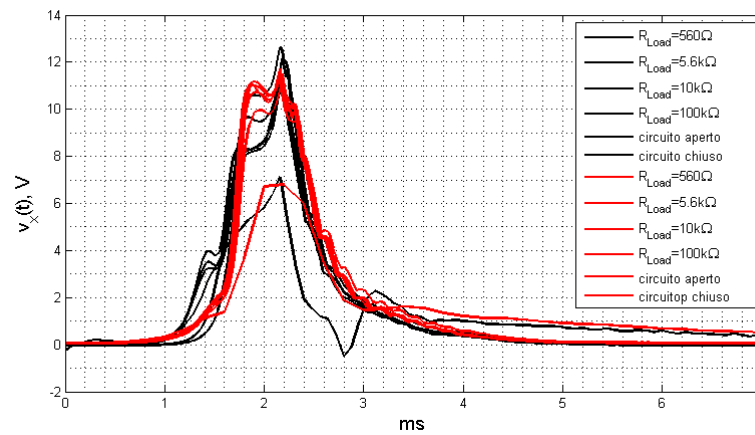


Figura 2.20: Andamento di $v_x(t)$ al variare del carico, impulso positivo (nero), impulso negativo (rosso)

2.3.1 Modello del generatore impulsivo

Dopo aver definito il modello elettrico equivalente del dispositivo è stato scelto un modello semplificato per descrivere il generatore $v_x(t)$.

Il modello proposto definisce $v_x(t)$ come una funzione a tratti definita come:

$$v_x(t) = \begin{cases} \frac{V_x}{\tau_1} t & \text{per } 0 \leq t \leq \tau_1 \\ V_x e^{-\frac{t-\tau_1}{\tau_2}} & \text{per } \tau_1 \leq t \leq \infty \end{cases} \quad (2.12)$$

dove

- τ_1 è la durata del primo tratto **lineare**;
- V_x rappresenta la tensione massima raggiunta durante l'impulso;
- τ_2 è la costante di tempo associata al secondo tratto **esponenziale decrescente**.

In figura 2.21 viene illustrato il confronto tra la $v_x(t)$ misurata e quella modellata (Valori del modello: $V_x = 11\text{V}$, $\tau_1 = 1.14\text{ms}$, $\tau_2 = 0.4\text{ms}$).

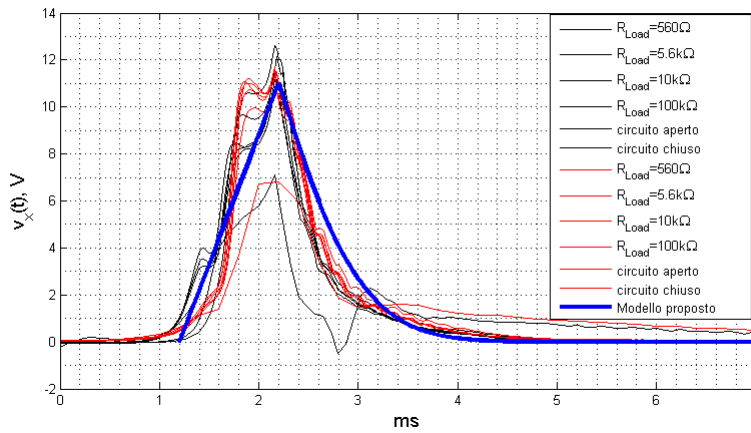


Figura 2.21: Confronto tra la sorgente $v_x(t)$ misurata e modellata

Tabella 2.7: Valori de modello per campioni analizzati

Campione	V_x V	τ_1 ms	τ_2 ms
A	12.64	1.28	0.41
B	12.38	1.26	0.30
C	11.12	1.24	0.35
D	10.65	1.32	0.33
E	12.07	1.30	0.43
F	11.00	1.14	0.40

2.4 Caratteristica $\varphi_L-i(t)$ dell'induttore L

Lo scopo di questa misura è stato quello di determinare a che livello di polarizzazione comincia a saturare l'induttore offerto dall'ECO 200. Considerando il modello di figura 2.12, si vuole quindi descrivere la caratteristica $\varphi_L-i(t)$ dell'induttore L .

Il setup della misura è il seguente:

- Uso del generatore di forme d'onda Agilent 3320A [20], per perturbare in corrente il dispositivo. Perturbazione in corrente di 20mA, 70mA, 100mA, 150mA, 200mA.
- Uso di oscilloscopio Tektronix per acquisizione della tensione $v_o(t)$ ai capi del dispositivo.
- Uso di oscilloscopio Tektronix per acquisizione della corrente iniettata $i(t)$.
- Misurazioni effettuate a 40Hz, 100Hz, 1kHz, 10kHz.

Una volta connesso il dispositivo al generatore di forma d'onda (con resistenza d'uscita $R_O = 50\Omega$) il sistema da analizzare diventa quello in figura 2.22.

La relazione che lega il flusso magnetico $\Phi_L(t)$ alla corrente $i(t)$ nell'induttore è data da

$$\Phi_L(t) = Li(t), \quad (2.13)$$

dallo schema in figura 2.22 si trova che

$$v_L(t) = v_o(t) - Ri(t), \quad (2.14)$$

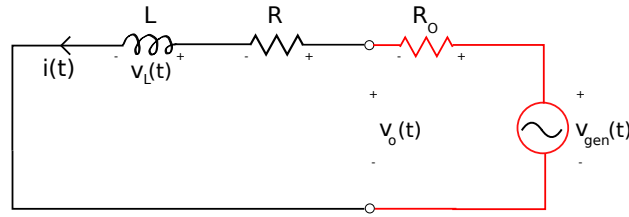


Figura 2.22: Connessione generatore - dispositivo.

inoltre

$$v_L(t) = L \frac{di(t)}{dt} \Rightarrow \frac{di(t)}{dt} = \frac{v_L(t)}{L}, \quad (2.15)$$

integrando la corrente

$$i(t) = \int \frac{v_L(t)}{L} dt, \quad (2.16)$$

si ottiene infine

$$i(t)L = \int v_L(t) dt = \Phi_L. \quad (2.17)$$

Le forme d'onda $v_o(t)$ e $i(t)$, ottenute tramite oscilloscopio, sono state elaborate tramite Matlab. Per risalire al flusso magnetico $\Phi_L(t)$ si è fatto uso del metodo dei trapezi per l'integrazione della tensione $v_L(t)$:

$$\int_a^b f(x) dx = \frac{b-a}{2} (f(a) + f(b)) \quad (2.18)$$

che nel nostro caso si traduce in

$$\Phi_L(n) = \Delta t \frac{v_L(n+1) + v_L(n)}{2}$$

dove Δt rappresenta la distanza temporale tra i campioni acquisiti.

In figura 2.23 viene illustrata la caratteristica $\Phi_L - i(t)$ per un livello di polarizzazione di 20mA. Alzando il livello di polarizzazione la caratteristica $\Phi_L - i(t)$ inizia a deformarsi fino a saturare, figura 2.24; in queste condizioni si nota una simmetria tra la caratteristica ottenuta ad interruttore alto e la analoga ad interruttore basso.

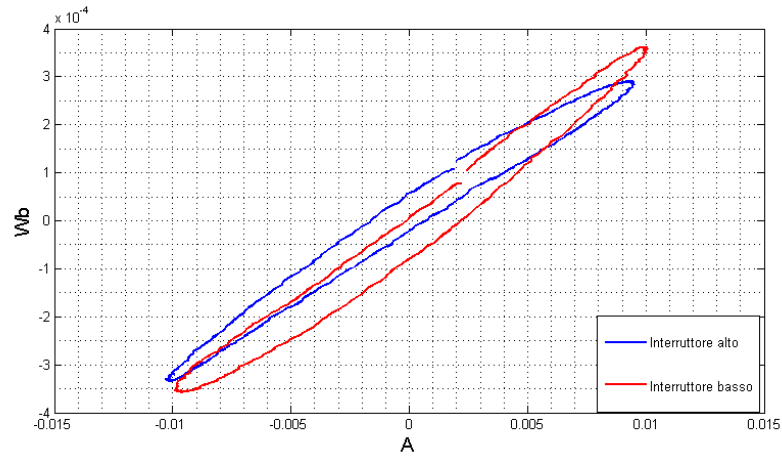


Figura 2.23: Caratteristica $\Phi(t)-i(t)$, 40Hz, 20mA

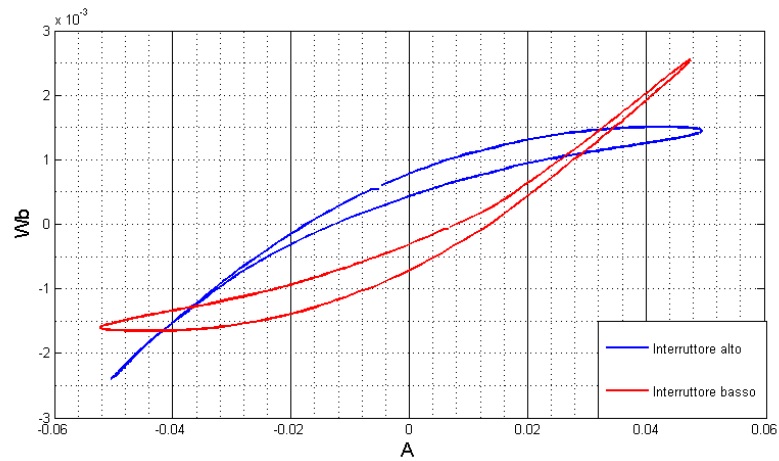


Figura 2.24: Caratteristica $\Phi(t)-i(t)$, 40Hz, 100mA

2.5 Carico ottimo

Dato il modello circuitale in figura 2.25 che è stato verificato, questo consente di ricavare la massima energia teorica estraibile da un singolo impulso.

Nella condizione di carico ottimo, [14], l'induttanza L del dispositivo è cancellata dall'induttanza negativa $-L$ del carico, raggiungendo l'adattamento di impedenza.

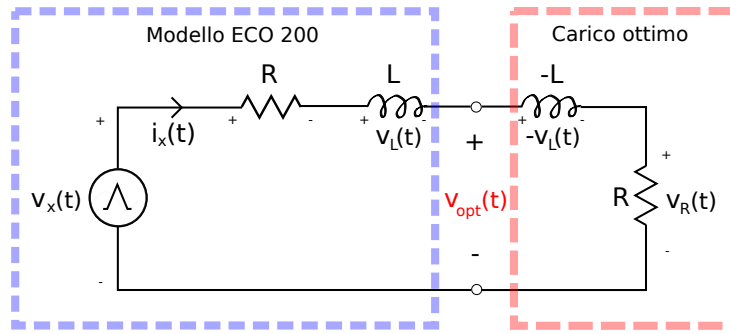


Figura 2.25: Modello dell'interruttore ECO 200 connesso al carico ottimo

Durante il tempo utile dell'impulso, lo scambio energetico tra i due induttori è a media nulla e l'energia associata all'impulso è data da:

$$E_{pulse} = - \int_0^{\infty} i_x(t) v_L(t) dt + \int_0^{\infty} i_x(t) v_R(t) dt \quad (2.19)$$

dove

$$v_L(t) = L \frac{di_x}{dt}, \quad i_x(0) = 0, \quad i_x(\infty) = 0$$

L'energia associata all'induttanza negativa può essere riscritta come:

$$E_{pulse_{-L}} = - \int_0^{\infty} L i_x(t) \frac{di_x(t)}{dt} dt = L \left[\frac{i_x^2(t)}{2} \right]_0^{\infty} = 0 \quad (2.20)$$

quindi, l'energia associata all'impulso è:

$$E_{pulse} = \int_0^{\infty} \frac{v_R^2(t)}{R} dt = \int_0^{\infty} \frac{v_x^2(t)}{4R} dt \quad (2.21)$$

Sapendo che $v_x(t)$ è una funzione a tratti definita dall'equazione 2.12, L'energia E_{pulse} diventa

$$E_{pulse} = \int_0^{\tau_1} \frac{v_x^2(t)}{4R} dt + \int_{\tau_1}^{\infty} \frac{v_x^2(t)}{4R} dt = \dots \quad (2.22)$$

$$= \frac{V_x^2}{12R} \tau_1 + \frac{V_x^2}{8R} \tau_2 = \frac{V_x^2}{4R} \left(\frac{\tau_1}{3} + \frac{\tau_2}{2} \right). \quad (2.23)$$

Arrivati a questo punto è possibile studiare analiticamente la forma della tensione $v_{opt}(t)$, che si viene a creare tra dispositivo e carico ottimo. Dallo scambio energetico a media nulla tra i due induttori si ottiene che:

$$i_x(t) = \frac{v_x(t)}{2R} \quad (2.24)$$

La tensione ai capi dell'induttore L è data da:

$$v_L(t) = L \frac{di_L(t)}{dt} \quad (2.25)$$

quindi la tensione ottimale $v_{opt}(t)$ è:

$$\begin{aligned} v_{opt}(t) &= v_R(t) - v_L(t) \\ &= \frac{v_x(t)}{2} - L \frac{di_x(t)}{dt} \\ &= \frac{v_x(t)}{2} - \frac{L}{2R} \frac{dv_x(t)}{dt} \end{aligned} \quad (2.26)$$

In figura 2.26 viene rappresentata la tensione ottimale $v_{opt}(t)$ trovata.

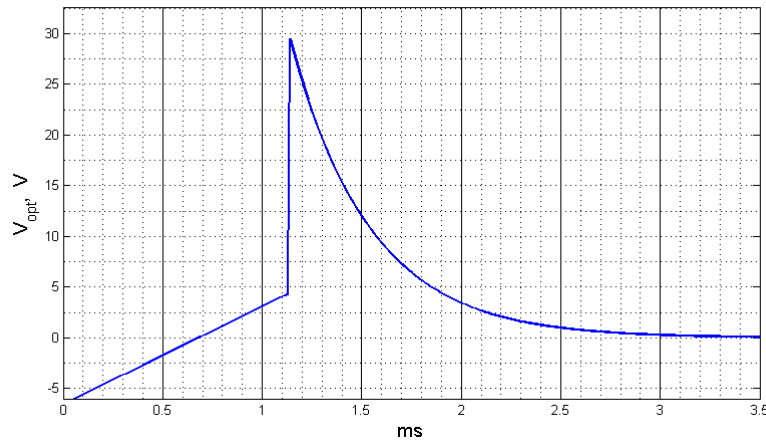


Figura 2.26: Tensione $v_{opt}(t)$ tra il dispositivo e il carico ottimo

In tabella 2.8 sono elencati i parametri utilizzati per i vari dispositivi e la massima energia estraibile in condizione di carico ottimo.

Tabella 2.8: Calcolo della massima energia estraibile, carico ottimo

Campione	V_x V	R Ω	τ_1 ms	τ_2 ms	Energia estratta, carico ottimale mJ
A	12.64	27.37	1.28	0.41	0.92
B	12.38	27.49	1.26	0.30	0.79
C	11.12	27.46	1.24	0.35	0.66
D	10.65	27.45	1.32	0.33	0.63
E	12.07	27.65	1.30	0.43	0.85
F	11.00	27.74	1.14	0.40	0.63

Capitolo 3

Tipologie di circuiti di harvesting

In questo capitolo vengono proposte delle soluzioni circuitali per raccogliere energia dall'impulso di tensione offerto dall'interruttore ECO 200. Lo scopo di questa analisi è di valutare l'estrazione energetica delle varie soluzioni. Per ogni schema proposto viene fatto uno studio analitico o vengono dati dei criteri di dimensionamento; i risultati ottenuti in simulazione vengono poi discussi e confrontati tra loro. Per le simulazioni si usano i valori di L e R ottenuti nella misurazione d'impedenza a 100Hz per interruttore alto, mentre i valori del modello del generatore impulsivo sono riferiti al dispositivo F.

3.1 Raddrizzatore a onda intera

Sapendo che l'impulso generato può essere sia positivo che negativo, i circuiti di harvesting che vanno implementati devono essere provvisti di un ponte per raddrizzare il segnale.

Il circuito di harvesting più semplice tra i proposti è costituito da un ponte a onda intera inserito tra l'ECO 200 e l'unità di accumulo/regolazione. Il raddrizzatore a ponte può essere di due tipologie:

- *passivo*: figura 3.1, costituito da diodi Schottky per segnale, in quanto presentano una bassa caduta di tensione in conduzione e la tensione di breakdown non crea problemi; durante l'evento harvesting presenta cadute di tensione V_d sui due diodi in conduzione;
- *attivo*: figura 3.2, costituito da coppie complementari di transistor MOSFET; durante l'evento harvesting la caduta di tensione associata alla conduzione di canale dei mosfet è trascurabile rispetto a quella

associata ad un diodo schottky. La presenza di un diodo schottky a valle del ponte evita correnti di ritorno che potrebbero danneggiare il ponte stesso, quindi per questa soluzione si ha circa la metà della caduta di tensione rispetto alla rettificazione a ponte passivo.

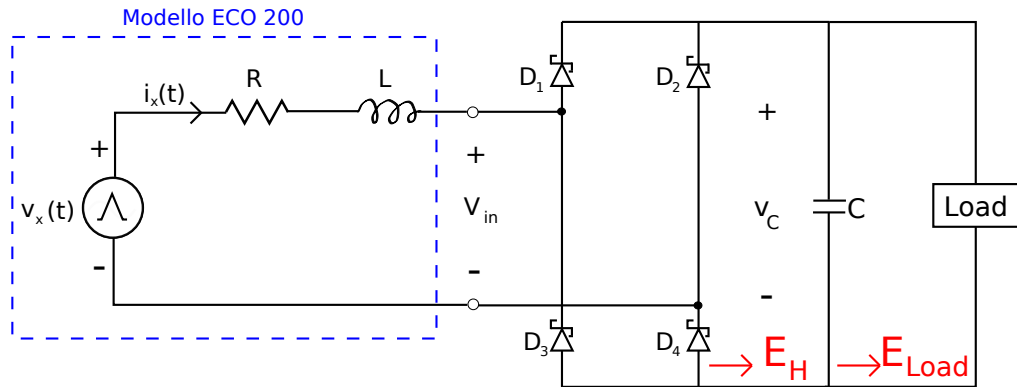


Figura 3.1: Raddrizzatore a ponte passivo, alimentazione diretta del carico

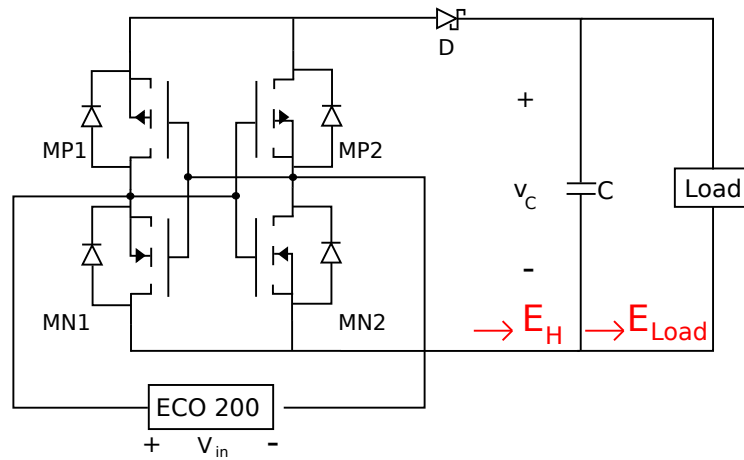


Figura 3.2: Raddrizzatore a ponte attivo, alimentazione diretta del carico

3.1.1 Ponte passivo

Il raddrizzatore ad onda intera passivo è rappresentato in figura 3.3. Ogni volta che viene generato un impulso positivo i diodi Schottky D_1 e D_2 entrano in conduzione consegnando l'energia all'unità di accumulo (in modo analogo vanno in conduzione i diodi D_2 e D_4 con impulso negativo); quando la tensione ai capi della capacità C raggiunge il suo valore massimo V_C , i diodi vanno in interdizione disabilitando il ponte. In questa condizione la tensione ai capi del condensatore rimane costante.

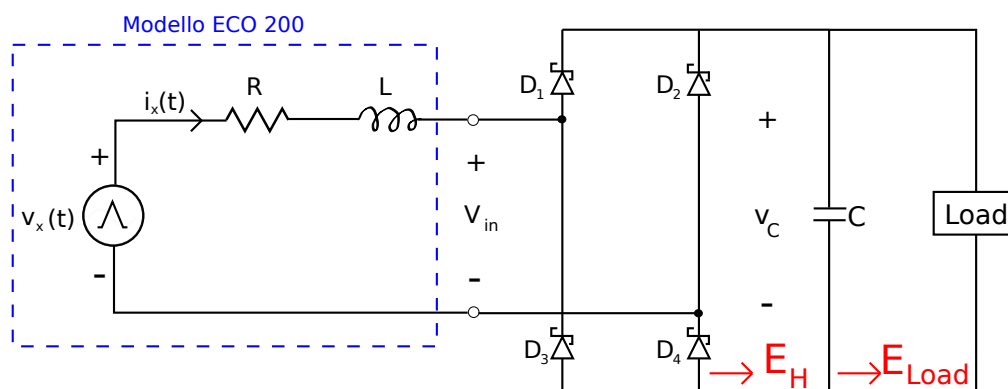


Figura 3.3: Raddrizzatore a ponte passivo, alimentazione diretta del carico

Per poter conoscere il livello di estrazione energetica offerto da questa tipologia, è necessario fare uno studio analitico del circuito. In particolare viene studiata la tensione $v_C(t)$ ai capi del condensatore, che consente di risalire all'energia disponibile al carico E_H tramite la relazione

$$E_H = \frac{1}{2} C V_C^2 \quad (3.1)$$

Il condensatore, durante l'evento harvesting, comincia ad immagazzinare energia solo dopo l'attivazione del ponte a diodi, ovvero quando

$$v_x(t) \geq 2V_d \quad (3.2)$$

dove V_d rappresenta la caduta di tensione sul diodo in conduzione. Dopo tal momento il circuito si comporta come un RLC serie, con caduta di tensione sui due diodi. Una volta raggiunto il valore massimo V_C nell'istante t_{peak} la tensione del condensatore rimane costante.

Ricordando che il generatore di tensione impulsivo è descritto con la funzione a tratti

$$v_x(t) = \begin{cases} \frac{V_x}{\tau_1} t & \text{per } 0 \leq t \leq \tau_1 \\ V_x e^{-\frac{(t-\tau_1)}{\tau_2}} & \text{per } \tau_1 \leq t \leq \infty \end{cases}$$

la tensione $v_C(t)$ può quindi essere definita come una funzione a tratti del tipo:

$$v_C(t) : \begin{cases} = 0 & \text{per } t \leq 2V_d \frac{\tau_1}{V_x} \\ \neq 0 & \text{per } 2V_d \frac{\tau_1}{V_x} < t \leq t_{peak} \\ = V_C & \text{per } t > t_{peak} \end{cases} \quad (3.3)$$

Dall'entrata in conduzione dei diodi del ponte fino al raggiungimento della tensione di picco del condensatore, il circuito può essere visto come un circuito RLC serie e la tensione $v_C(t)$ può essere quindi descritta come un'equazione differenziale del secondo ordine [21].

Applicando la legge di Kirchhoff delle tensioni

$$v_C(t) = v_x(t) - v_L(t) - v_R(t) - 2V_d \quad (3.4)$$

e ricordando le definizioni di tensione ai capi di un induttore e corrente in un condensatore

$$i_x(t) = C \frac{dv_C(t)}{dt}, \quad v_L(t) = L \frac{di_x(t)}{dt} = LC \frac{d^2v_C(t)}{dt^2}$$

è possibile descrivere l'andamento di $v_C(t)$ tramite l'equazione differenziale

$$\frac{d^2v_C(t)}{dt^2} + \frac{R}{L} \frac{dv_C(t)}{dt} + \frac{v_C(t)}{LC} = \frac{v_x(t) - 2V_d}{LC} \quad (3.5)$$

la cui soluzione nella $v_C(t)$ è data dalla somma di una soluzione particolare e di una omogenea

$$v_C(t) = v_{C_p}(t) + v_{C_o}(t) \quad (3.6)$$

L'andamento di $v_C(t)$ deve essere studiato nei due tratti che formano l'impulso di tensione. Lo studio analitico è riportato in appendice A.1.

In figura 3.4 vengono visualizzati gli andamenti simulati di $v_x(t)$, la corrente che scorre nella capacità di carico $i_c(t)$ e la tensione $v_c(t)$.

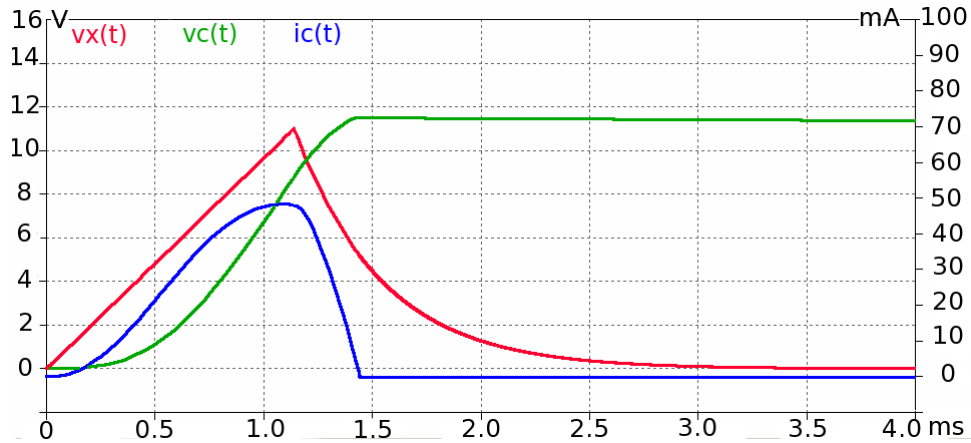


Figura 3.4: Andamento di $v_x(t)$, $v_c(t)$ e $i_c(t)$ per $C=3.3\mu\text{F}$, raddrizzatore a ponte passivo, simulazione LTspice, modello del diodo BAT42W

In figura 3.5 viene illustrato l'andamento del picco di tensione V_C raggiunto al variare della capacità di accumulo C , mentre in figura 3.6 si ha l'energia E_H .

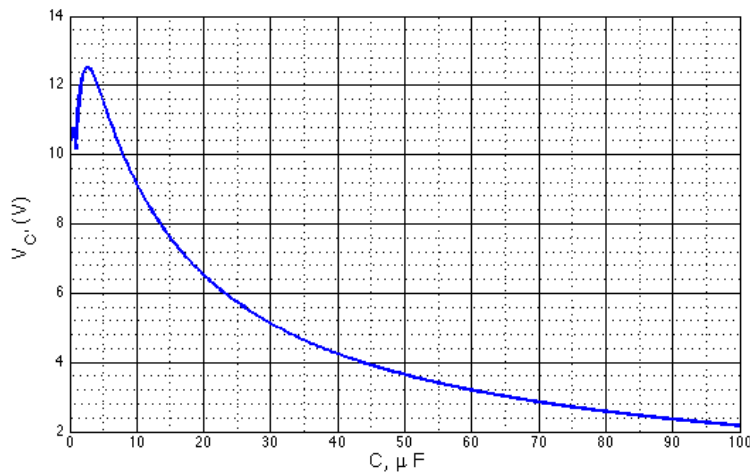


Figura 3.5: V_C al variare di C , raddrizzatore a ponte passivo, $V_d=0.3\text{V}$

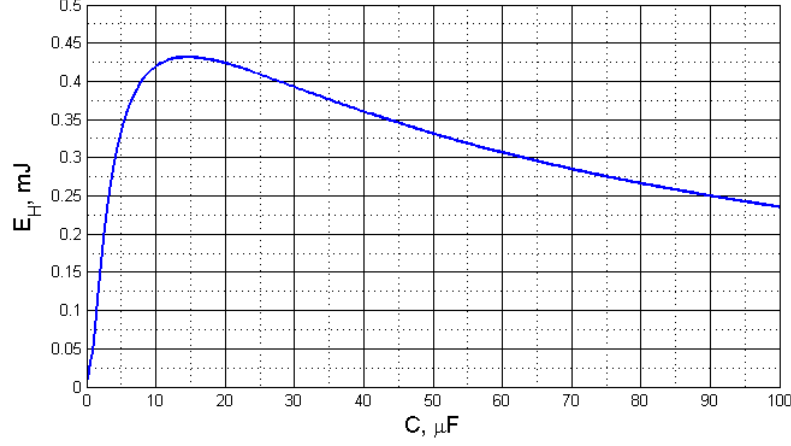


Figura 3.6: E_H al variare di C , raddrizzatore a ponte passivo, $V_d=0.3V$

L'energia E_{Load} disponibile al carico è definita diversamente in base alla architettura di alimentazione scelta.

Nel paragrafo 1.3.1 (“Modalità *one shot*”) viene descritta la tipologia ad alimentazione del carico diretta e tramite utilizzo di un LDO. Per carichi che non hanno bisogno di una regolazione della tensione $v_C(t)$ la E_{Load} è data dall'equazione (1.1)

$$E_{Load} = E_H - \frac{1}{2}CV_{DDmin}^2$$

mentre la sua efficienza che è data dall'equazione (1.3)

$$\eta_C \triangleq \frac{E_{Load}}{E_H} = 1 - \left(\frac{V_{DDmin}}{V_{DDmax}} \right)^2.$$

Nell'architettura a LDO la E_{Load} è definita come

$$E_{Load} = \left| \int V_{DD} i_C(t) dt \right| = \left| \int_{V_{DD}}^{V_C} V_{DD} C dv_C \right| = CV_{DD}(V_C - V_{DD})$$

e la sua efficienza è data dall'equazione (1.4)

$$\eta_{LDO} \triangleq \frac{E_{Load}}{E_H} = \frac{CV_{DD}(V_C - V_{DD})}{\frac{1}{2}CV_C^2} = \frac{2V_{DD}(V_C - V_{DD})}{V_C^2}.$$

In figura 3.7 viene confrontata E_{Load} nei due casi, mentre in figura 3.8 viene confrontata l'efficienza.

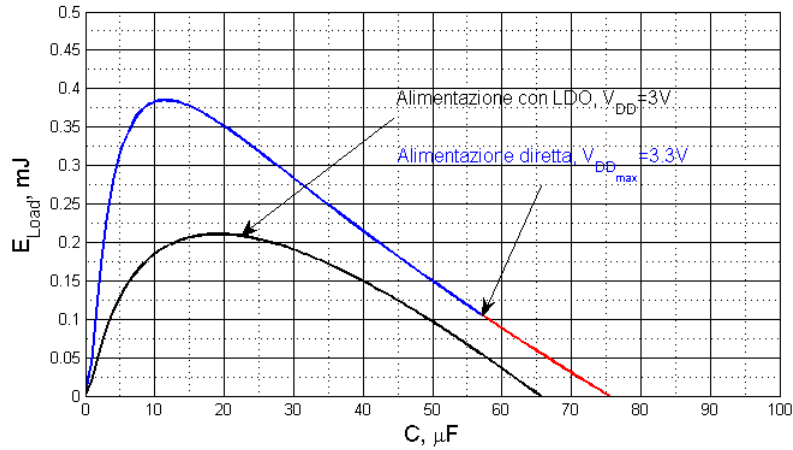


Figura 3.7: E_{Load} al variare di C , raddrizzatore a ponte passivo, $V_d=0.3V$, alimentazione diretta del carico: $V_{DD_{min}}=2.7V$, $V_{DD_{max}}=3.3V$, alimentazione a LDO: $V_{DD}=3V$

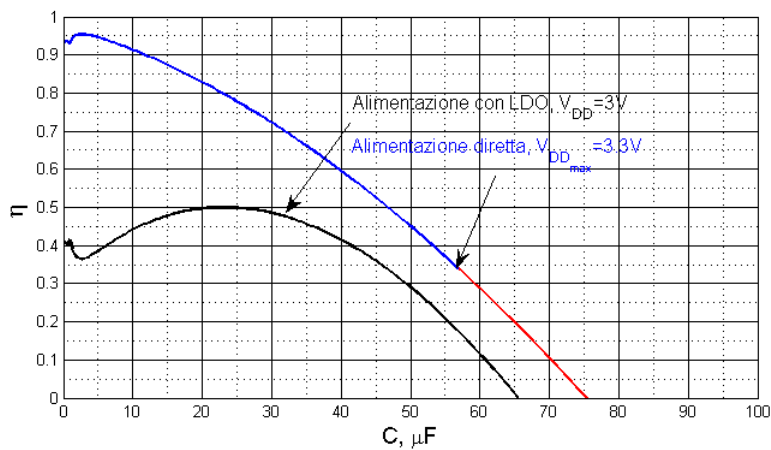


Figura 3.8: η al variare di C , raddrizzatore a ponte passivo, $V_d=0.3V$, alimentazione diretta del carico: $V_{DD_{min}}=2.7V$, $V_{DD_{max}}=3.3V$, alimentazione a LDO: $V_{DD}=3V$

3.1.2 Ponte attivo

Il raddrizzatore ad onda intera attivo può essere progettato usando coppie di transistor MOSFET complementari.

In questa configurazione [22], figura 3.9, un impulso positivo porta in conduzione i mosfet MP1 e MN2. In questo modo la corrente può scorrere dal dispositivo attraverso MP1, caricare la capacità C , per poi tornare attraverso MN2. In maniera duale in presenza di un impulso negativo andranno in conduzione i mosfet MP2 e MN1.

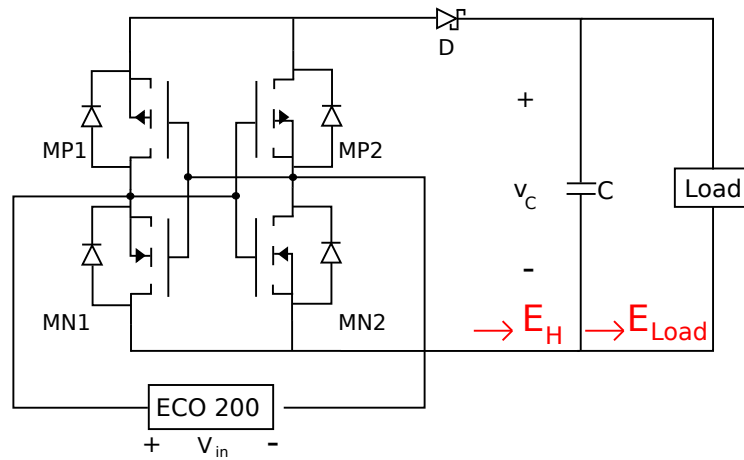


Figura 3.9: Raddrizzatore a ponte attivo, alimentazione diretta del carico

La soluzione attiva ha circa la metà delle cadute di tensione in conduzione rispetto alla soluzione passiva, al prezzo però di utilizzare quattro MOSFET.

A valle del ponte attivo è comunque necessario implementare un diodo di blocco per prevenire correnti di ritorno durante il tratto decrescente dell'impulso.

In figura 3.10 vengono visualizzati gli andamenti simulati di $v_x(t)$, la corrente che scorre nella capacità di carico $i_c(t)$ e la tensione $v_c(t)$.

In figura 3.11, 3.12 e 3.13 vengono confrontate le grandezze V_C , E_H e E_{Load} al variare della capacità C nel caso di ponte attivo e passivo.

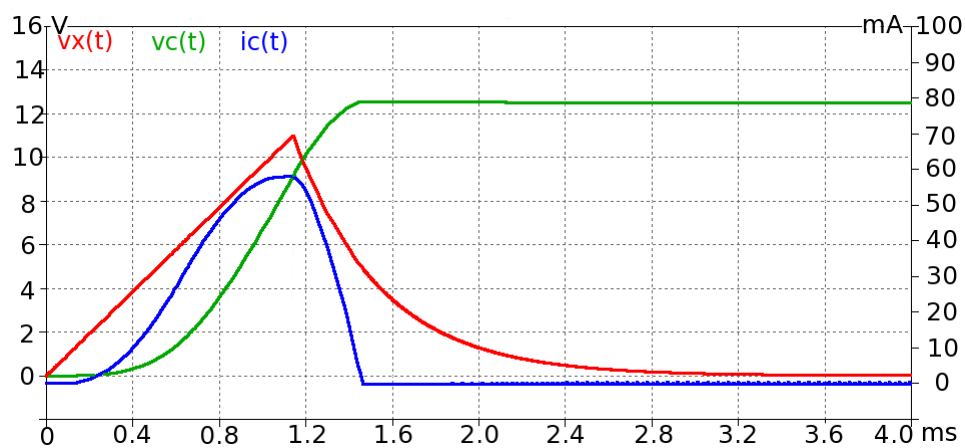


Figura 3.10: Andamento di $v_x(t)$, $v_C(t)$ e $i_C(t)$ per $C=3.3\mu\text{F}$, raddrizzatore a ponte attivo, simulazione LTspice, modello del diodo: BAT42W, modello della coppia complementare: DMHC3025LSD

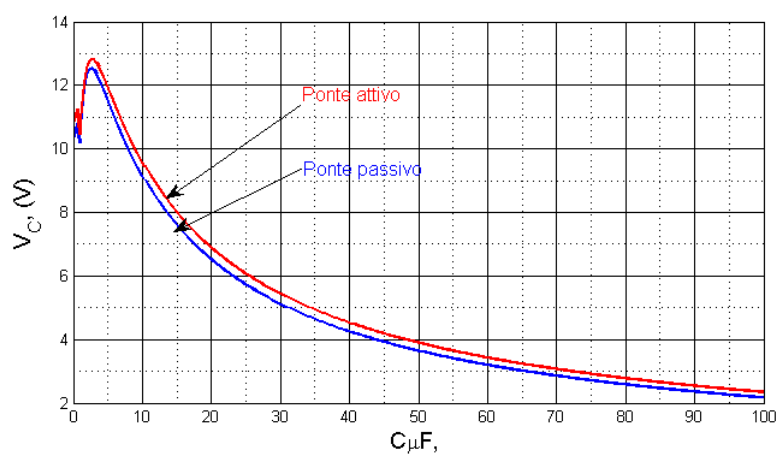


Figura 3.11: V_C al variare di C , $V_d=0.3\text{V}$

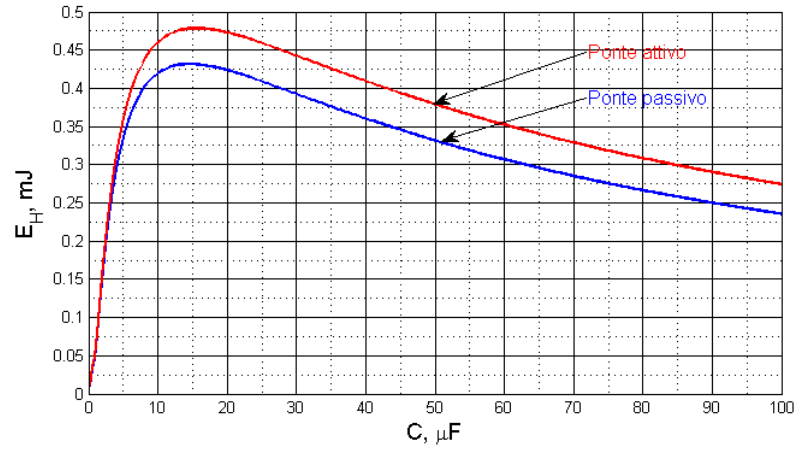


Figura 3.12: E_H al variare di C , $V_d=0.3\text{V}$

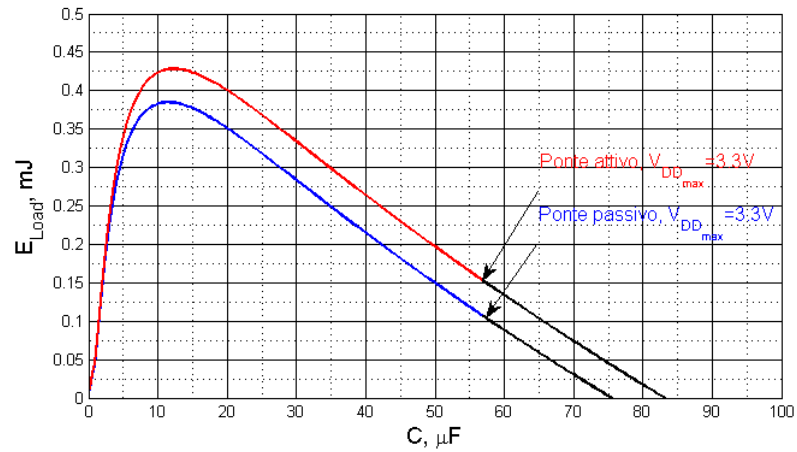


Figura 3.13: E_{Load} al variare di C , $V_d=0.3\text{V}$, alimentazione diretta del carico: $V_{DD_{min}}=2.7\text{V}$, $V_{DD_{max}}=3.3\text{V}$

3.2 Soluzione monostabile

Una soluzione diversa dal semplice raddrizzatore a onda intera si ottiene cortocircuitando la sorgente per un tempo pari a τ_1 (durata del tratto lineare dell'impulso), permettendo in questo modo di accumulare l'energia magnetica nell'induttore L , per poi rilasciarla al carico una volta aperto il transistor. Ciò può essere ottenuto con il circuito di figura 3.14 in cui un circuito monostabile attiva il transistor M per un tempo τ_1 . Il diodo D_5 viene implementato per evitare correnti di ritorno che potrebbero danneggiare il transistor.

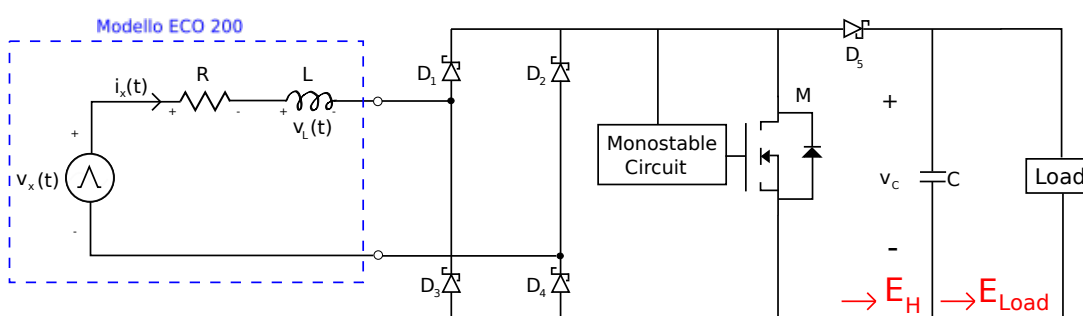


Figura 3.14: Soluzione monostabile, ponte passivo, alimentazione diretta del carico

Considerando il fatto che il circuito monostabile viene alimentato dall'impulso stesso, la chiusura del transistor in pratica non avviene immediatamente, ma con un ritardo dovuto ad una non adeguata polarizzazione.

3.2.1 Monostabile ideale

Supponendo che il circuito monostabile ad alimentazione diretta del carico chiuda il transistor esattamente quando inizia l'impulso e lo riapra dopo un tempo τ_1 (caso ideale), possiamo studiare la corrente $i_x(t)$, nel caso di raddrizzatore a diodi Schottky, come una funzione a tratti del tipo

$$i_x(t) : \begin{cases} = 0 & \text{per } t \leq 2V_d \frac{\tau_1}{V_x} \\ \neq 0 & \text{per } \frac{2V_d \tau_1}{V_x} < t \leq t_{peak} \\ = 0 & \text{per } t > t_{peak} \end{cases} \quad (3.7)$$

mentre la tensione $v_C(t)$ ai capi della capacità di accumulo C può esser scritta come

$$v_C(t) : \begin{cases} = 0 & \text{per } t \leq \tau_1 \\ = \frac{1}{C} \int i_x(t) dt & \text{per } \tau_1 < t \leq t_{peak} \\ = V_C & \text{per } t > t_{peak} \end{cases} \quad (3.8)$$

Per un tempo $t \leq \tau_1$ il transistor M è chiuso e il circuito si comporta come se fosse un RL serie con raddrizzatore, mentre per $\tau_1 < t \leq t_{peak}$ il circuito ha il comportamento di un RLC serie con raddrizzatore. Per derivare analiticamente la corrente $i_x(t)$ è utile studiare separatamente i due comportamenti. Per lo sviluppo dei passaggi analitici si rimanda in appendice A.2.

In figura 3.15 vengono visualizzati gli andamenti simulati di $v_x(t)$, la tensione $v_{gs}(t)$ del mosfet ideale implementato in simulazione con $V_{gs_{th}} = -1V$, la tensione $v_C(t)$ e la corrente $i_C(t)$.

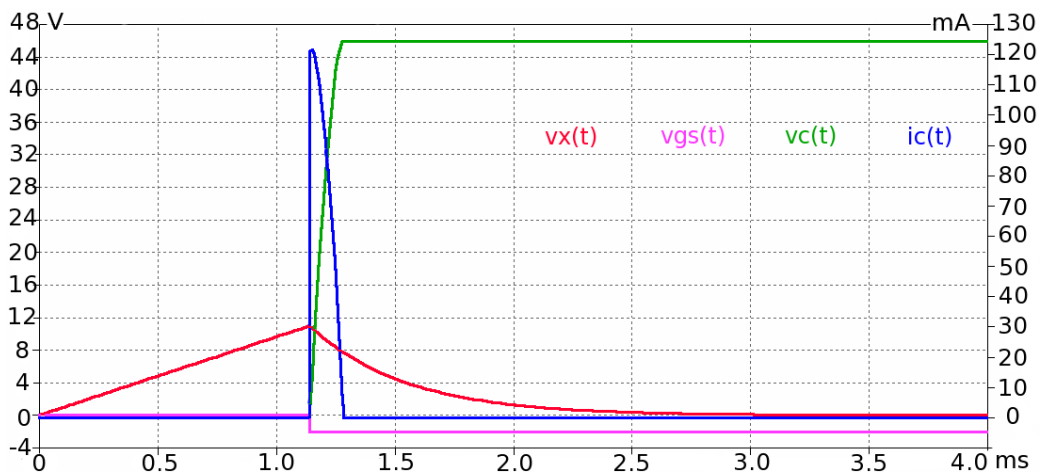


Figura 3.15: Andamento di $v_x(t)$, $v_{gs_{th}}(t)$, $v_C(t)$ e $i_C(t)$ per $C=300nF$, monostabile ideale a ponte passivo, simulazione LTspice, modello del diodo: SS35, modello ideale del mosfet a svuotamento con $V_{gs_{th}} = -1V$

In figura 3.16 viene illustrato l'andamento del picco di tensione V_C raggiunto al variare della capacità di accumulo C , mentre in figura 3.17 si ha l'energia E_H definita in (3.1).

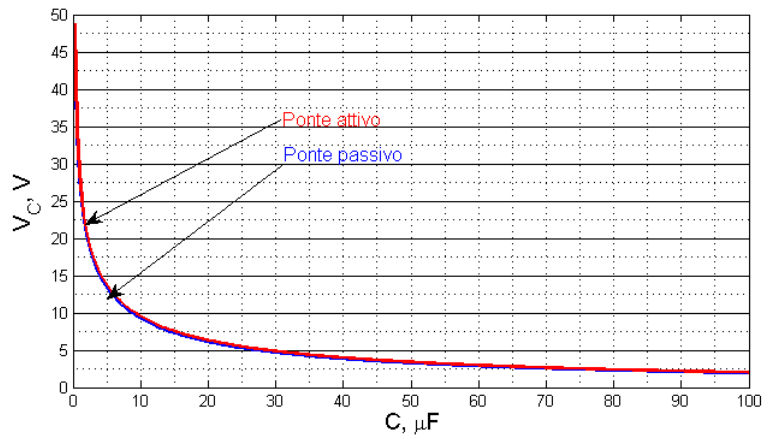


Figura 3.16: V_C al variare di C , monostabile ideale, $V_d=0.3\text{V}$, $R_{on}=8\text{m}\Omega$

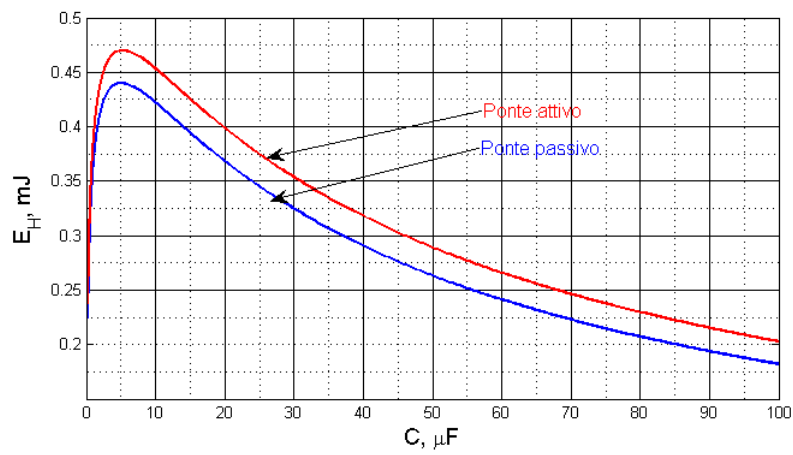


Figura 3.17: E_H al variare di C , monostabile ideale, $V_d=0.3\text{V}$, $R_{on}=8\text{m}\Omega$

L'energia E_{Load} disponibile al carico è definita diversamente in base alla architettura di alimentazione scelta. Di seguito vengono confrontati i grafici di E_{Load} e η , figura 3.18 e 3.19, al variare della capacità C per alimentazione diretta e per alimentazione con LDO.

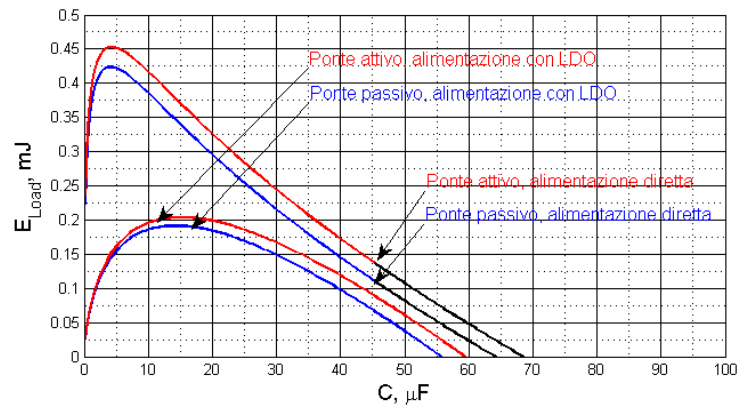


Figura 3.18: E_{Load} al variare di C , monostabile ideale, $V_d=0.3V$, $R_{on}=8m\Omega$, alimentazione diretta del carico: $V_{DD_{min}}=2.7V$, $V_{DD_{max}}=3.3V$, alimentazione a LDO: $V_{DD}=3V$

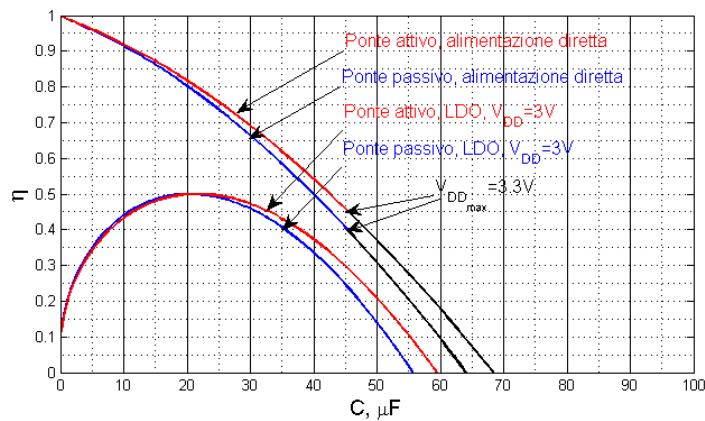


Figura 3.19: η al variare di C , monostabile ideale, $V_d=0.3V$, $R_{on}=8m\Omega$, alimentazione diretta del carico: $V_{DD_{min}}=2.7V$, $V_{DD_{max}}=3.3V$, alimentazione a LDO: $V_{DD}=3V$

Per vedere se la soluzione monostabile riesce ad estrarre una maggior energia rispetto al semplice raddrizzatore ad onda intera (direttamente interfacciato all'unità di accumulo/regolazione), sono stati confrontati i risultati delle simulazioni. In figura 3.20 viene confrontata la massima tensione raggiunta V_C ai capi della capacità C , in figura 3.21 l'energia raccolta E_H , in figura 3.22 l'energia E_{Load} disponibile al carico e infine in figura 3.23 l'efficienza η delle due soluzioni.

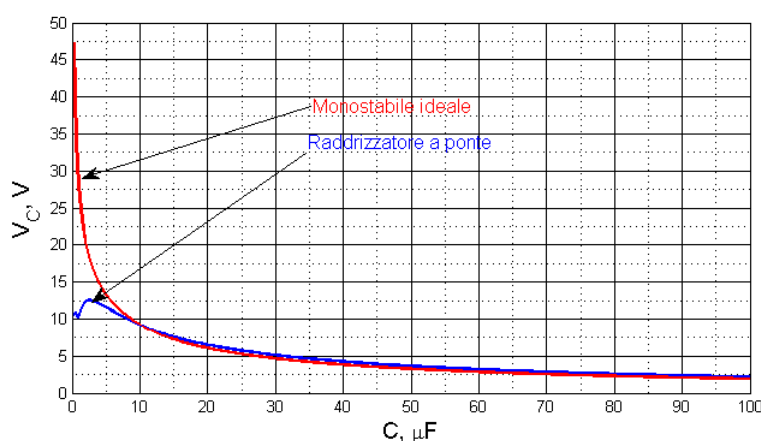


Figura 3.20: V_C al variare di C , confronto tra soluzione monostabile ideale e soluzione a raddrizzatore, ponte passivo

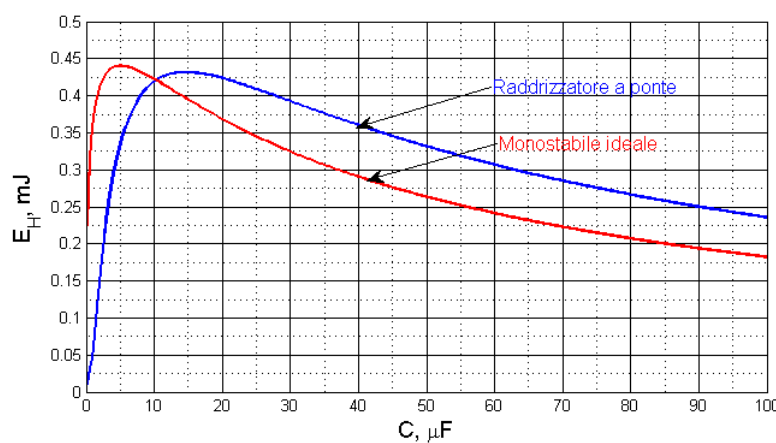


Figura 3.21: E_H al variare di C , confronto tra soluzione monostabile ideale e soluzione a raddrizzatore, ponte passivo, $V_d=0.3V$

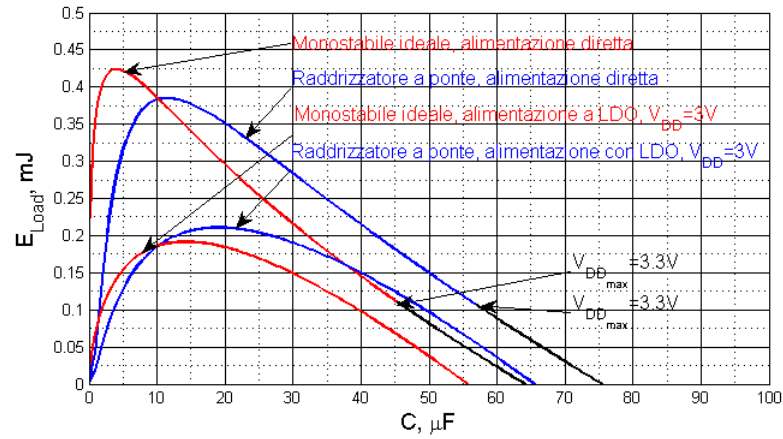


Figura 3.22: E_{Load} al variare di C , confronto tra soluzione monostabile ideale e soluzione a raddrizzatore, ponte passivo, $V_d=0.3V$

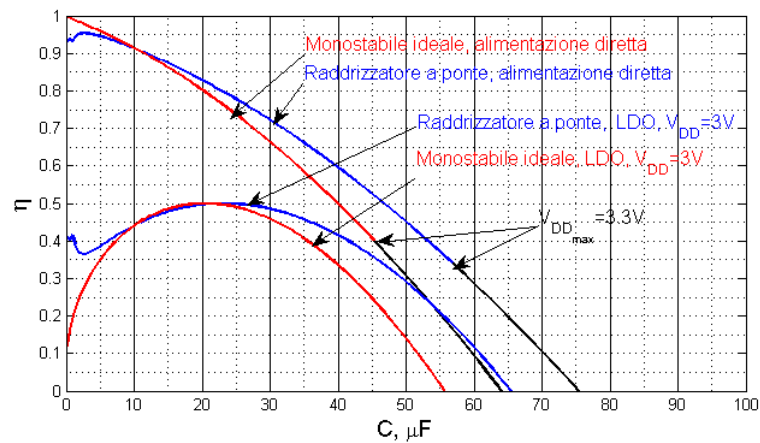


Figura 3.23: η al variare di C , confronto tra soluzione monostabile ideale e soluzione a raddrizzatore, ponte passivo, $V_d=0.3V$

Guardando i confronti tra le due soluzioni si nota che il monostabile ideale, per piccoli valori di capacità ($C < 10\mu\text{F}$), può estrarre più energia rispetto al semplice raddrizzatore; d'altra parte la soluzione a raddrizzatore riesce ad estrarre più energia per valori più alti di capacità. Per sfruttare appieno l'estrazione energetica del monostabile ideale bisogna quindi scegliere bassi valori di capacità, con una conseguente V_C elevata che potrà essere regolata tramite LDO nel caso di carico con $V_{DD_{max}} < V_C$.

Per il caso monostabile è utile verificare che la maggior estrazione energetica E_H avvenga per un tempo di chiusura del mosfet pari a τ_1 ; a questo scopo è stata fatta variare l'apertura del transistor e vengono confrontati i risultati in figura 3.24.

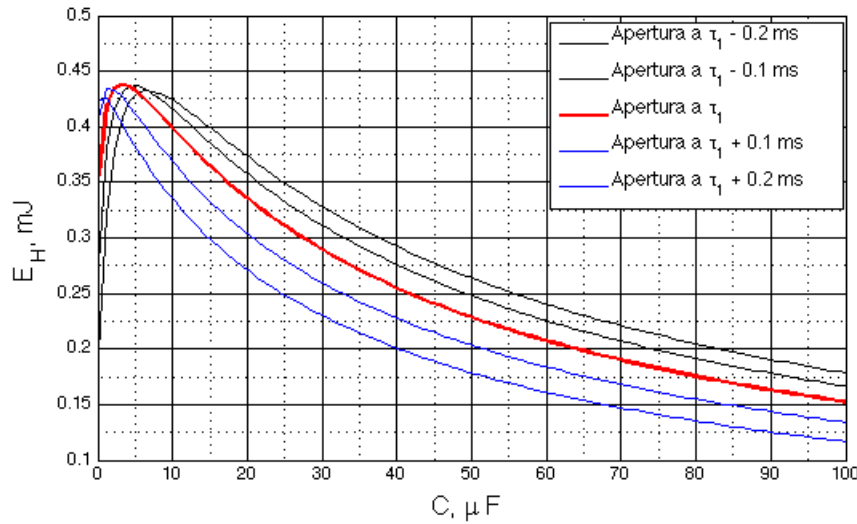


Figura 3.24: E_H al variare di C , variazione dell'apertura del mosfet rispetto al tempo τ_1 , monostabile ideale a ponte passivo, $V_d=0.3\text{V}$

Come si nota in figura 3.24, la condizione di massima estrazione energetica avviene per una chiusura del mosfet di durata τ_1 , confermando la validità dell'ipotesi fatta inizialmente.

3.2.2 Convertitore Boost auto-oscillante

La soluzione monostabile è difficilmente realizzabile in modalità *one shot*, in quanto all'inizio dell'impulso viene a mancare una alimentazione stabile che permetta al driver dell'interruttore di sincronizzarsi con l'impulso stesso.

Per questo motivo vengono studiati degli schemi circuitali che sfruttino lo stesso principio di accumulo energetico del monostabile ideale.

Una soluzione è data dal convertitore boost auto-oscillante di figura 3.25.

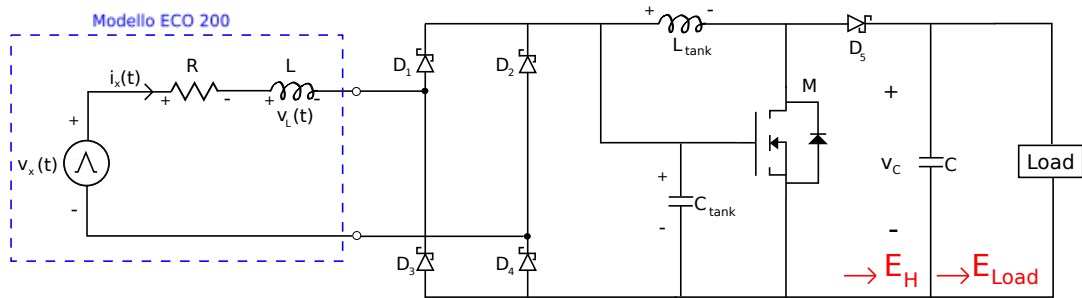


Figura 3.25: Boost auto-oscillante, ponte passivo, alimentazione diretta del carico

All'inizio dell'impulso, l'N-MOSFET M viene acceso a causa della tensione positiva di gate, accumulando in questo modo energia all'interno dell'induttore L_{tank} . Dopo la chiusura del transistor la coppia $L_{tank}-C_{tank}$ si porta in condizione di risonanza, portando la tensione $v_{gs}(t)$ sottosoglia e aprendo quindi l'N-MOSFET.

Il processo oscillatorio della $v_{gs}(t)$ può ripetersi un diverso numero di volte, in dipendenza dei valori scelti per la coppia $L_{tank}-C_{tank}$.

Lo studio completo della $v_C(t)$ porta ad un'equazione del quarto¹ ordine difficile da gestire analiticamente e in simulazione; vengono quindi applicate delle approssimazioni che introducono un errore.

La cella $L_{tank}-C_{tank}$ è stata progettata in modo tale da creare un'unica oscillazione risonante e quindi un'unica apertura dell'interruttore per consegnare l'energia al carico, imitando quindi il comportamento del monostabile ideale; non sapendo se la condizione ad unica oscillazione è quella a maggiore estrazione energetica, in simulazione verrà fatto uno sweep parametrico di L_{tank} e C_{tank} per trovare i valori ottimali.

¹Sono presenti quattro elementi reattivi

Criteri di dimensionamento: C_{tank}

La capacità C_{tank} è progettata in modo tale da scegliere il tempo di chiusura dell'N-MOSFET.

Supponendo che all'inizio dell'impulso di tensione la corrente circolante nell'induttore L_{tank} sia quasi nulla, la situazione circuitale da analizzare, figura 3.26, è la soluzione a raddrizzatore ad onda intera visto nei paragrafi precedenti.

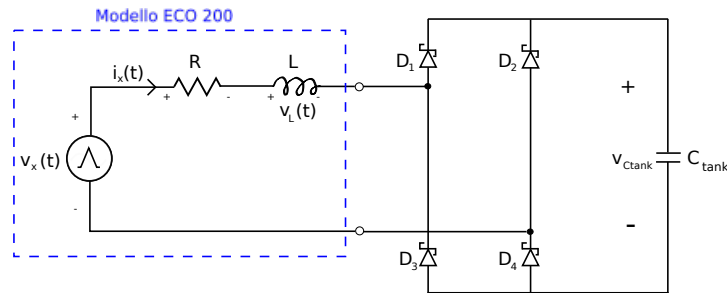


Figura 3.26: *Boost auto-oscillante, ponte passivo, design di C_{tank}*

Quello che si vuole fare è studiare la forma di v_{ctank} fino al raggiungimento della tensione di soglia V_{gsth} dell'N-MOSFET; la chiusura del transistor, che deve essere il più veloce possibile per accumulare energia nella cella, verrà quindi fatta durante il tratto lineare dell'impulso.

In accordo con lo studio analitico fatto per la soluzione a raddrizzatore ad onda intera, equazioni (3.6) e (A.7), si ottiene

$$\begin{aligned}
 v_{C_{tank}}(t) &= v_{C_{tank}_p}(t) + v_{C_{tank}_o}(t) \\
 &= \dots = \\
 &= \frac{V_x}{\tau_1} t - \left[2V_d + \frac{RC_{tank}V_x}{\tau_1} \right] + K_1 e^{-\sigma_1 t} + K_2 e^{-\sigma_2 t} \quad (3.9)
 \end{aligned}$$

Criteri di dimensionamento: L_{tank}

L'induttore L_{tank} è progettato in modo tale da scegliere il tempo di apertura del transistor M .

Lo studio di $v_{C_{tank}}$ è riferito al parallelo tra L_{tank} e C_{tank} con sorgente in corrente $i_x(t)$, figura 3.27.

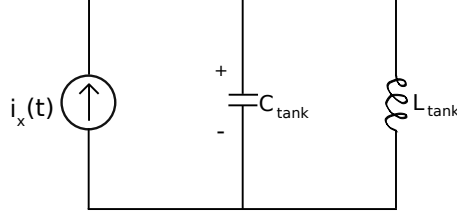


Figura 3.27: *Boost auto-oscillante, ponte passivo, design di L_{tank}*

Le approssimazioni fatte in progettazione sono:

- l'interruttore NMOS si apre nel tratto esponenziale di $v_x(t)$, in modo tale da dare abbastanza tempo per accumulare energia nella cella risonante;
- La caduta di tensione ai capi della resistenza dell'ECO 200 viene trascurata e il contributo della $v_{C_{tank}}$, all'interno della derivata di $i_x(t)$, viene considerato costante e uguale alla tensione di soglia del transistor (a causa della variazione lenta di $v_{C_{tank}}$).

Applicando le leggi di Kirchhoff delle tensioni e delle correnti

$$i_{L_{tank}}(t) = i_x(t) - i_{C_{tank}}(t) \quad (3.10)$$

$$v_{C_{tank}}(t) - v_{L_{tank}}(t) = 0 \quad (3.11)$$

e ricordando le equazioni di tensione in un induttore e corrente in un condensatore

$$v_{L_{tank}}(t) = L \frac{di_{L_{tank}}(t)}{dt}, \quad i_{C_{tank}}(t) = C \frac{dv_{C_{tank}}(t)}{dt} \quad (3.12)$$

si ottiene

$$v_{C_{tank}}(t) - L \frac{di_{L_{tank}}(t)}{dt} = 0 \quad (3.13)$$

trascurando la caduta di tensione sulla resistenza offerta dallo switch ECO 200 e considerando $v_{C_{tank}}(t) = V_{gsth}$ si ottiene che

$$\frac{di_x(t)}{dt} = \frac{v_L(t)}{L} = \frac{v_x(t) - 2V_d - V_{gsth}}{L} \quad (3.14)$$

sostituendo le equazioni (3.12) e (3.14) in (3.13) è possibile descrivere l'andamento di $v_{C_{tank}(t)}$ tramite l'equazione differenziale

$$\frac{d^2 v_{C_{tank}(t)}}{dt^2} + \frac{v_{C_{tank}(t)}}{L_{tank} C_{tank}} = \frac{1}{L C_{tank}} (v_x(t) - 2V_d - V_{gs_{th}}) \quad (3.15)$$

la cui soluzione nella $v_{C_{tank}(t)}$ è data dalla somma di una soluzione particolare e di una omogenea. Lo svolgimento dei passaggi analitici è descritto in appendice A.3.

Non avendo a disposizione lo studio analitico completo della $v_C(t)$, il comportamento del circuito è stato simulato utilizzando il software LTspice. Il modello di simulazione costruito utilizza un N-MOSFET ideale, in modo tale che le sue caratteristiche parassite non influenzino il comportamento del circuito; per avere un confronto energetico con altre soluzioni è stata prevista la simulazione LTspice del circuito monostabile ideale.

In figura 3.28 vengono visualizzati gli andamenti simulati di $v_x(t)$, la tensione $v_{C_{tank}(t)}$ che equivale alla $v_{gs}(t)$ del mosfet, la tensione $v_C(t)$ e la corrente $i_C(t)$.

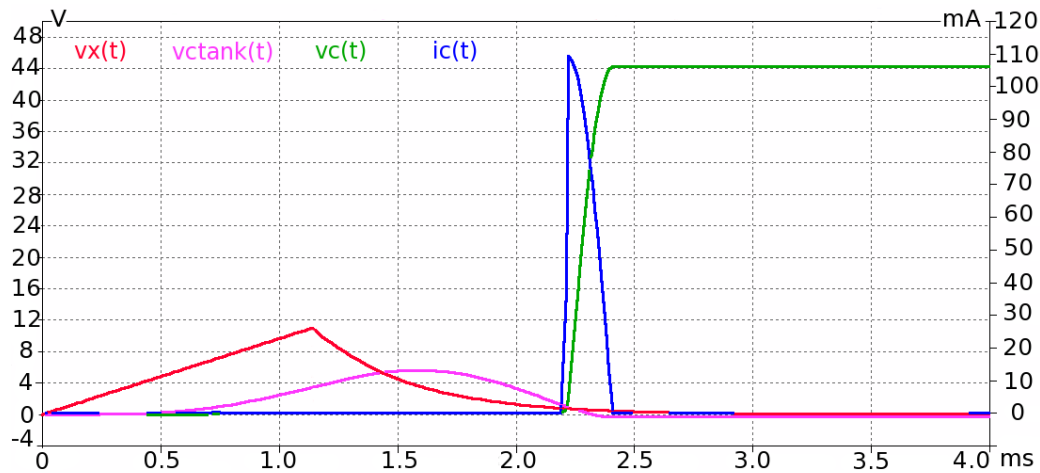


Figura 3.28: Andamento di $v_x(t)$, $v_{C_{tank}(t)}$, $v_C(t)$ e $i_C(t)$ per $C=300\text{nF}$, convertitore boost auto-oscillante a ponte passivo, simulazione LTspice, modello del diodo: SS35, modello ideale del mosfet con $V_{gs_{th}}=1\text{V}$

Di seguito vengono elencati i grafici della tensione raggiunta sulla capacità di accumulo V_C , figura 3.29, e della energia raccolta E_H , figura 3.30.

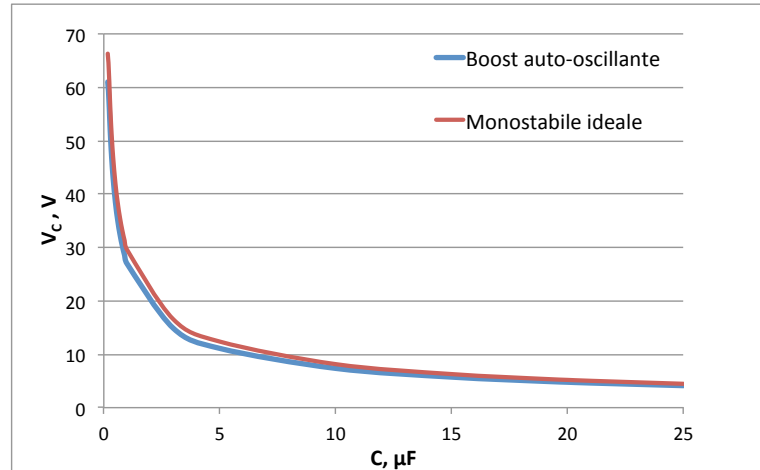


Figura 3.29: V_C al variare di C , confronto tra monostabile ideale e convertitore boost auto-oscillante ($C_{tank}=10\mu\text{F}$, $L_{tank}=50\text{mH}$, $V_{gsth}=1\text{V}$), transistor ideale, ponte passivo, $V_d=0.3\text{V}$

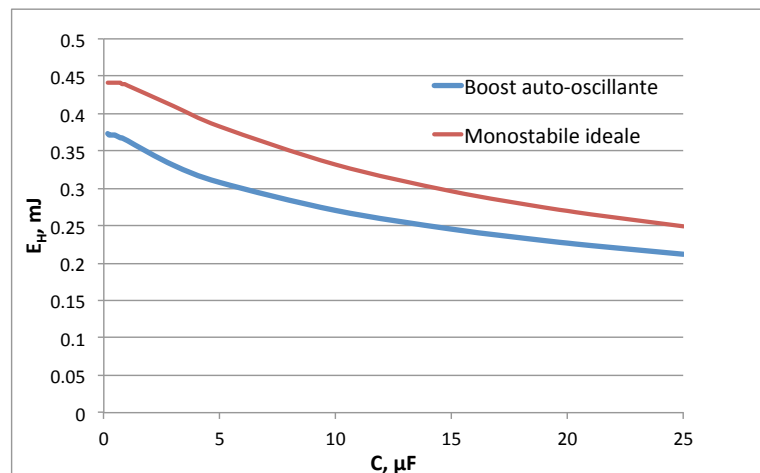


Figura 3.30: E_H al variare di C , confronto tra monostabile ideale e convertitore boost auto-oscillante ($C_{tank}=10\mu\text{F}$, $L_{tank}=50\text{mH}$, $V_{gsth}=1\text{V}$), transistor ideale, ponte passivo, $V_d=0.3\text{V}$

3.2.3 Emulatore monostabile

L'ultimo circuito analizzato è dato dall'emulatore monostabile di figura 3.31; per cercare di imitare al meglio il comportamento del monostabile ideale viene fatto uso di un N-MOSFET a svuotamento di canale in modo tale da avere l'interruttore chiuso fin da subito.

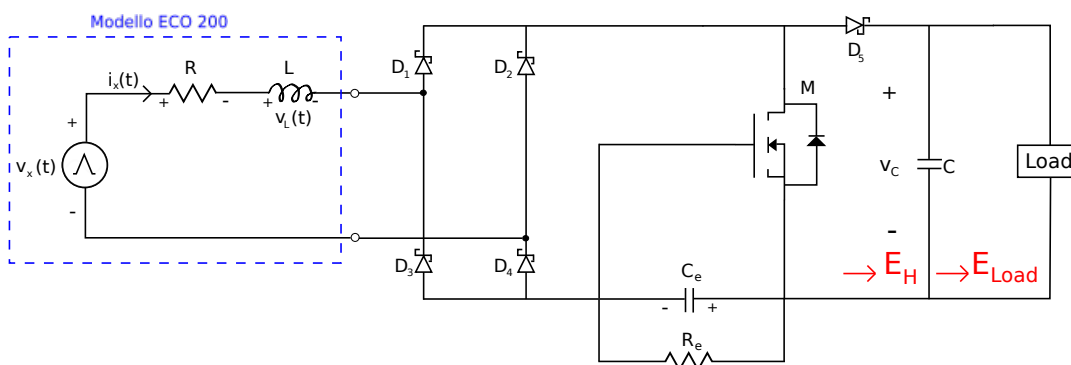


Figura 3.31: *Emulatore monostabile, ponte passivo, alimentazione diretta del carico*

All'inizio dell'impulso, l'N-MOSFET è spento a causa della tensione di gate nulla e l'energia viene immagazzinata all'interno dell'interruttore L . In questa condizione, la capacità C_e si carica fino a che la tensione $v_{gs}(t)$ non si porta sottosoglia al tempo τ_1 , aprendo quindi l'interruttore e consegnando l'energia alla capacità C . Una volta aperto l'interruttore l'impulso continua a caricare la capacità C_e e si vuole rimanere in questa condizione per un tempo sufficiente a consegnare l'intera energia accumulata in L , evitando chiusure precoci dell'interruttore; è quindi prevista una resistenza R_e per scaricare lentamente la capacità C_e .

Criteri di dimensionamento: C_e e R_e

La scelta del valore di capacità C_e va ad influire l'istante di apertura di M , come si era visto nel caso del convertitore boost auto-oscillante, mentre la resistenza R_e serve a scaricare C_e in vista di un nuovo evento harvesting dato dall'ECO 200.

Utilizzando un valore di resistenza R_e abbastanza elevato, lo schema circuitale che si studia durante il tratto lineare dell'impulso è lo stesso visto per raddrizzatore ad onda intera, figura 3.32.

Con questo schema la capacità C_e viene scelta studiando la forma di $v_{C_e}(t)$ fino al raggiungimento della condizione

$$v_{C_e}(\tau_1) = -V_{gs_{th}}.$$

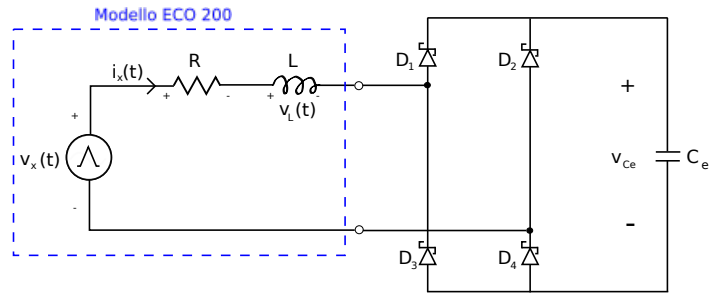


Figura 3.32: Emulatore monostabile, ponte passivo, design di C_e

In accordo con lo studio analitico fatto per la soluzione a raddrizzatore ad onda intera, equazioni (3.6) e (A.7), si ottiene

$$\begin{aligned}
 v_{C_e}(t) &= v_{C_{ep}}(t) + v_{C_{eo}}(t) \\
 &= \dots = \\
 &= \frac{V_x}{\tau_1} t - \left[2V_d + \frac{RC_e V_x}{\tau_1} \right] + K_1 e^{-\sigma_1 t} + K_2 e^{-\sigma_2 t}. \quad (3.16)
 \end{aligned}$$

Definito il tempo t_e l'intervallo temporale che va da τ_1 fino all'esaurirsi dell'impulso di tensione, il valore di resistenza R_e deve soddisfare

$$5(R_e C_e) > t_e \quad (3.17)$$

quindi,

$$R_e > \frac{t_e}{5C_e} \quad (3.18)$$

Non avendo a disposizione lo studio analitico completo della $v_C(t)$ (equazione differenziale del terzo ordine), il comportamento del circuito è stato simulato utilizzando il software LTspice. Il modello di simulazione costruito utilizza un N-MOSFET a svuotamento ideale, in modo tale che le sue caratteristiche parassite non influenzino il comportamento del circuito; per avere un confronto energetico con altre soluzioni è stata prevista la simulazione LTspice del circuito monostabile ideale.

In figura 3.33 vengono visualizzati gli andamenti simulati di $v_x(t)$, la tensione $v_{C_e}(t) = -v_{gs}(t)$, la tensione $v_C(t)$ e la corrente $i_C(t)$.

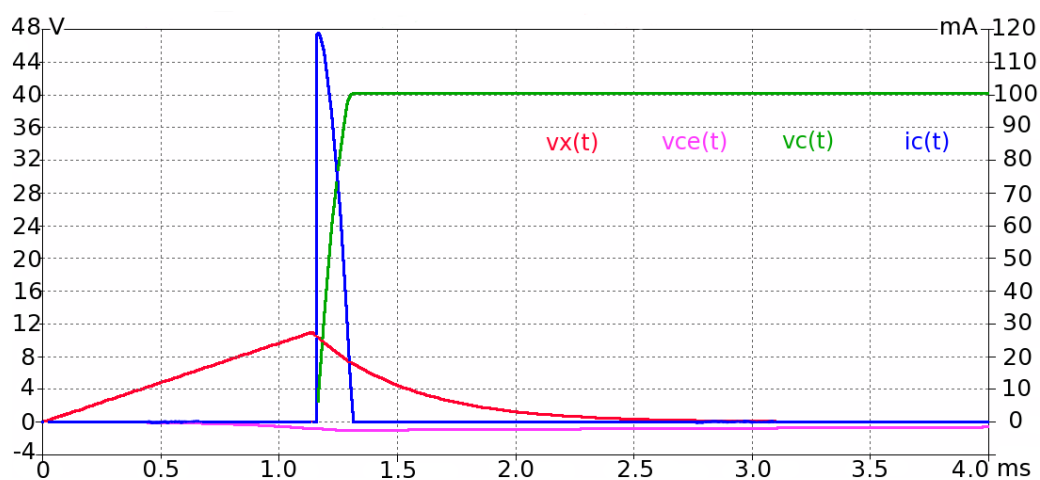


Figura 3.33: Andamento di $v_x(t)$, $v_{C_e}(t)$, $v_C(t)$ e $i_C(t)$ per $C=300\text{nF}$, emulatore monostabile a ponte passivo, simulazione LTspice, modello del diodo: SS35, modello ideale del mosfet con $V_{gsth} = -1\text{V}$

Di seguito vengono elencati i grafici della tensione raggiunta sulla capacità di accumulo V_C , figura 2.6, e della energia raccolta E_H , figura 2.6.

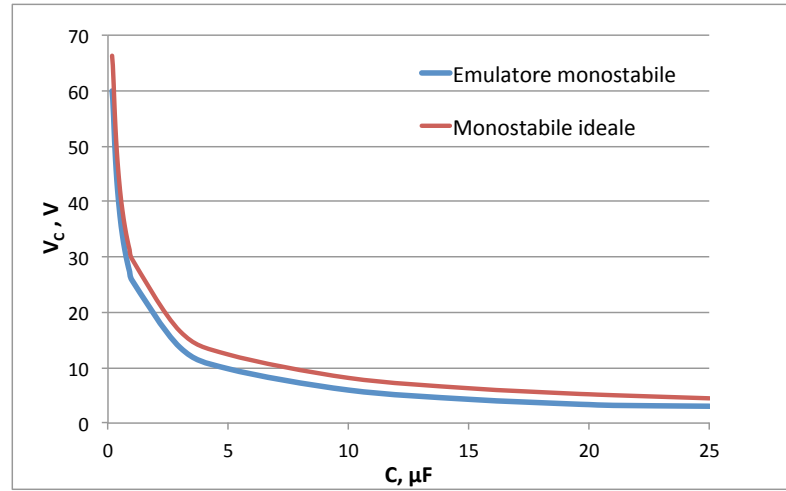


Figura 3.34: V_C al variare di C , confronto tra monostabile ideale ed emulatore monostabile ($C_e=75\mu\text{F}$, $R_e=100\Omega$, $V_{gsth}=-1\text{V}$), transistor ideale, ponte passivo, $V_d=0.3\text{V}$

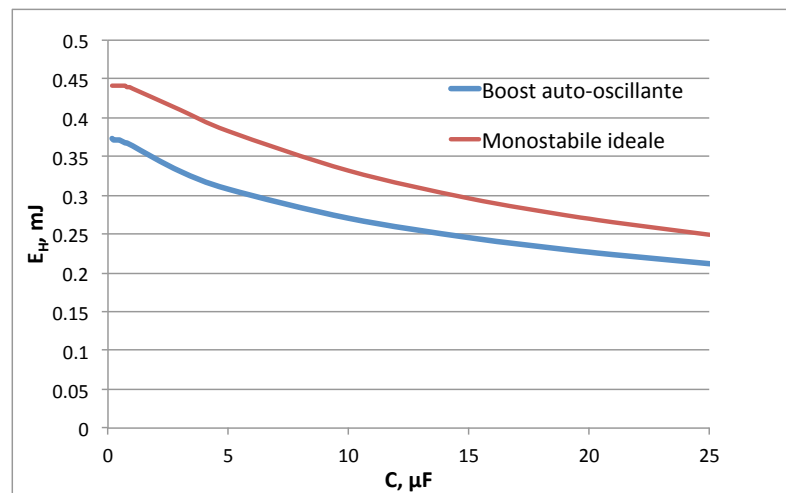


Figura 3.35: E_H al variare di C , confronto tra monostabile ideale ed emulatore monostabile ($C_e=75\mu\text{F}$, $R_e=100\Omega$, $V_{gsth}=-1\text{V}$), transistor ideale, ponte passivo, $V_d=0.3\text{V}$

3.3 Confronti

Viene illustrata l'estrazione energetica E_H , al variare della capacità C , per le soluzioni circuitali studiate.

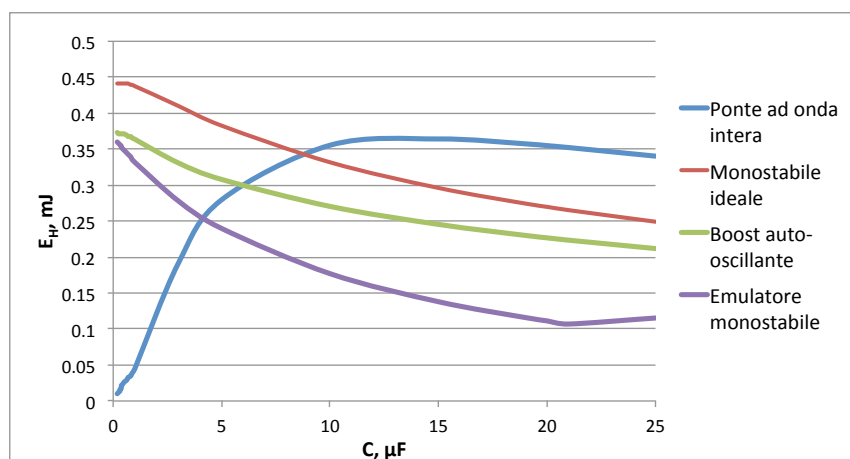


Figura 3.36: E_H al variare di C , confronto tra le soluzioni studiate, ponte passivo, $V_d=0.3\text{V}$

Dal grafico di figura 3.36 si possono trarre delle conclusioni:

- esiste un valore di capacità ottimo per ogni soluzione e queste analisi consentono di determinarlo;
- la soluzione monostabile riesce ad estrarre più energia per valori bassi di capacità C , rispetto alla soluzione a semplice raddrizzatore;
- il convertitore boost auto-oscillante, dimensionato per avere un'unica transizione risonante, introduce un elemento magnetico e non riesce a raggiungere la stessa estrazione energetica del monostabile ideale; ciò è dovuto al fatto che l'interruttore si attiva con un certo ritardo rispetto l'impulso. In fase di realizzazione del prototipo, in seguito ad una eventuale revisione del modello, verrà verificato se la singola transizione risonante corrisponde al caso di massima estrazione energetica facendo uno sweep parametrico per ottimizzare i valori di L_{tank} e C_{tank} .
- l'emulatore monostabile non riesce a raggiungere la stessa estrazione energetica del monostabile ideale ed è peggiore del boost auto-oscillante, sebbene sia la soluzione con principio di funzionamento più simile al caso ideale e più semplice circuitalmente; ciò è dovuto dal fatto che durante la fase di carica, parte dell'energia viene dissipata sulla resistenza R_e .

Una volta immagazzinata l'energia E_H nella capacità di accumulo, questa è disponibile al carico. Se il carico non presenta una limitazione superiore di tensione operativa $V_{DD_{max}}$, l'energia E_{load} è data semplicemente da

$$E_{Load} = \frac{1}{2}V_C^2 C - \frac{1}{2}V_{DD_{min}}^2 C$$

mentre se il carico lavora in un intervallo di tensione operativa $[V_{DD_{min}}, V_{DD_{max}}]$, è necessario regolare la tensione ai capi della capacità C in modo tale da evitarne la rottura. In questo caso è possibile utilizzare un regolatore LDO e la E_{load} è data da

$$E_{Load} = \left| \int V_{DD} i_C(t) dt \right| = \int_{V_{DD}}^{V_C} V_{DD} C dv_C = CV_{DD}(V_C - V_{DD})$$

In figura 3.37 viene confrontata la E_H con alimentazione a LDO, al variare della capacità C , per le soluzioni circuitali studiate.

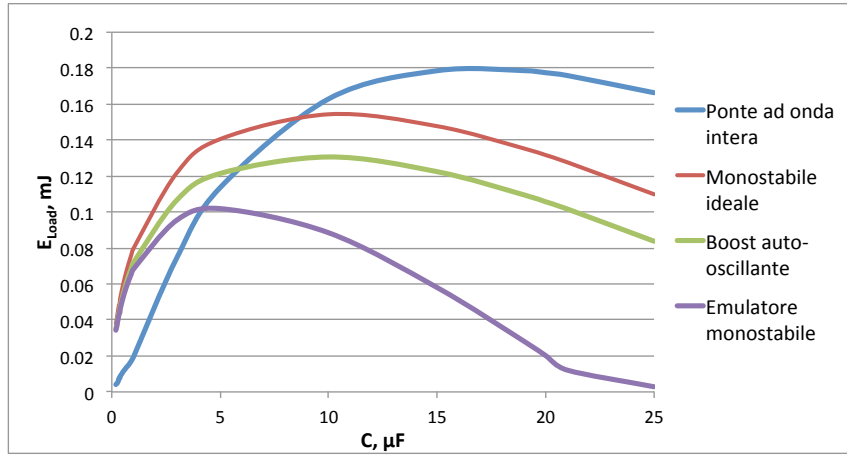


Figura 3.37: E_{Load} al variare di C , confronto tra le soluzioni studiate, ponte passivo, $V_d=0.3V$, alimentazione a LDO, $V_{DD}=3V$

Per completare i confronti tra le varie soluzioni, possiamo calcolare il tempo disponibile al carico per utilizzare la E_{load} , utilizzando un regolatore a LDO. Questo tempo può essere calcolato studiando la scarica di un condensatore a corrente costante.

$$i_C(\tau) = -I_{out}, \quad (3.19)$$

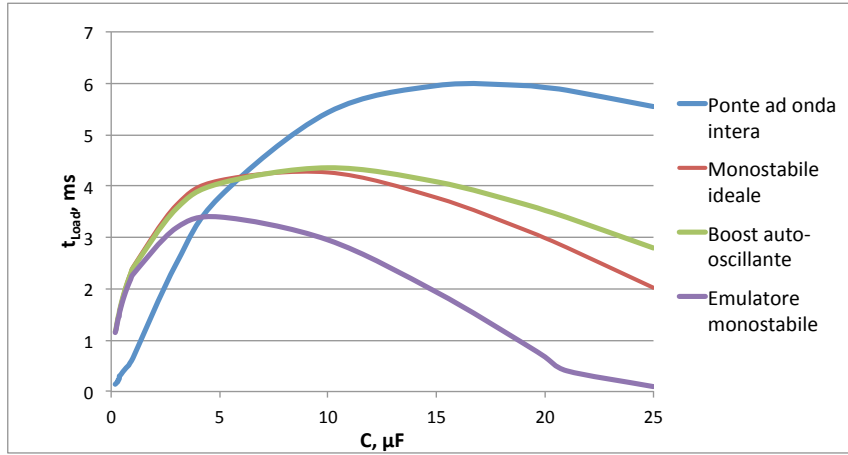


Figura 3.38: t_{Load} al variare di C , confronto tra le soluzioni studiate, ponte passivo, $V_d=0.3V$, alimentazione a LDO, $V_{DD}=3V$, $I_{out}=10mA$

con I_{out} definita come la corrente di uscita del regolatore LDO. Abbiamo quindi

$$\begin{aligned}
 v_C(t) &= \frac{q(t)}{C} = \frac{1}{C} \int_0^t i_C(\tau) d\tau + v_C(0) & (3.20) \\
 &= \frac{1}{C} (I_{out}t - I_{out}0) + v_C(0) \\
 &= -\frac{1}{C} I_{out}t + v_C(0).
 \end{aligned}$$

L'LDO smette di regolare la tensione quando $v_C(t) - V_{DD} = 0$, quindi

$$t_{Load} = -\frac{V_{DD} - v_C(0)}{I_{out}} C = \frac{V_C - V_{DD}}{I_{out}} C \quad (3.21)$$

In figura 3.38 viene confrontato il tempo t_{Load} nel caso di alimentazione a LDO ($V_{DD}=3V$, $I_{out}=10mA$), al variare della capacità C , per le soluzioni circuitali studiate.

Capitolo 4

Attività sperimentale

L'attività finale di questo elaborato è legata all'implementazione fisica di alcuni dei circuiti di harvesting studiati nel precedente capitolo.

La scelta dei componenti utilizzati è stata fatta soddisfacendo i criteri di dimensionamento visti in precedenza, cercando comunque di minimizzare le perdite ed aver la maggior estrazione energetica E_H dall'impulso di tensione. I software di calcolo utilizzati in sede di progettazione sono:

- MathWorks MATLAB: utilizzato per la simulazione dei circuiti ideali (studio analitico) e per funzioni post-processing di ottimizzazione parametri (es. revisione del modello dell'ECO 200);
- Linear Technology LTspice: utilizzato per simulare circuiti con gli stessi componenti montati nei prototipi. I risultati di queste simulazioni andranno confrontati con i risultati sperimentali;
- RS Components DesignSpark: software CAD per il disegno del circuito su PCB.

Per ogni prototipo costruito è stata descritta in via indiretta l'estrazione energetica E_H al variare della capacità C , tramite la relazione (3.1)

$$E_H = \frac{1}{2}CV_C^2$$

A tal fine sono stati caratterizzati, tramite analizzatore d'impedenza, una serie di campioni di capacità di accumulo C che andranno ad interfacciarsi ai prototipi.

In tabella 4.1 vengono elencati i valori di capacità a 40Hz e il relativo *ESR* nel caso dei condensatori elettrolitici ($C \geq 1\mu\text{F}$).

Tabella 4.1: *Misura dei campioni di capacità C*

$C_{nominale}$ μF	$C_{misurata}$ μF	<i>ESR</i> Ω
0.20	0.196	-
0.25	0.253	-
0.30	0.298	-
0.350	0.349	-
0.40	0.404	-
0.50	0.513	-
0.63	0.653	-
0.83	0.833	-
1.0	1.048	2.80
3.3	3.266	2.65
5.0	4.982	0.04
10.0	10.222	0.90
15.0	14.942	0.70
21.0	20.921	0.45
25.0	25.163	1.10

Una volta interfacciata la capacità C al circuito di harvesting si è misurata la tensione ai suoi capi tramite oscilloscopio digitale LeCroy WaveRunner 44xi. La tensione V_C misurata per i vari prototipi ha una variabilità di tensione di $\pm 1\text{V}$ rispetto al valore medio per $C \leq 1\mu\text{F}$, mentre cala sensibilmente ($\pm 200\text{mV}$) per valori di capacità più elevati.

Questa variabilità è probabilmente riconducibile al fatto che, l'interruttore viene azionato a mano e quindi la forza di azionamento applicata è diversa ad ogni evento. La conseguenza di questa variabilità comporta un errore che cresce con il quadrato della tensione V_C nel calcolo della E_H tramite la relazione (3.1).

4.1 Implementazione dei circuiti di harvesting

I circuiti di harvesting realizzati sono il raddrizzatore a onda intera in entrambe le versioni (passiva ed attiva) e il convertitore boost auto-oscillante con ponte attivo. La soluzione a monostabile ideale e quella ad emulatore monostabile non sono state implementate, in quanto nella prima non si ha

un'alimentazione stabile capace di sincronizzare il circuito di harvesting all'evento impulsivo, mentre nella seconda i mosfet a svuotamento trovati in commercio e simulati tramite LTspice, non riescono ad aprirsi in maniera abbastanza veloce, introducendo effetti di dissipazione che abbassano notevolmente l'energia estratta E_H .

4.1.1 Raddrizzatore a onda intera: ponte passivo

Ricordando quanto visto nel capitolo precedente, lo schema circuitale del raddrizzatore a ponte passivo è dato in figura 4.1.

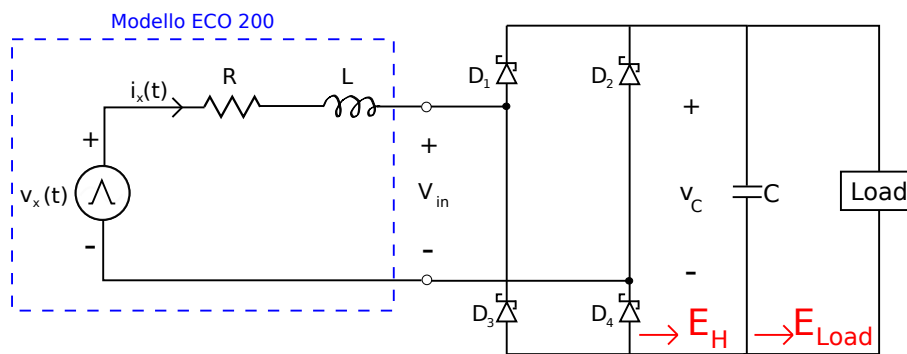


Figura 4.1: Raddrizzatore a ponte passivo, alimentazione diretta del carico

I componenti scelti per il circuito in fase di progettazione sono elencati in tabella 4.2.

Tabella 4.2: Componenti utilizzati nel circuito, raddrizzatore a ponte passivo

Componente	Valore	Datasheet
Diodo	BAT42W	[23]

Dopo aver eseguito una progettazione CAD il circuito è stato stampato su scheda PCB e sono stati montati i componenti, figura 4.2; è stata seguita infine una fase di collaudo per verificare il corretto funzionamento del sistema.

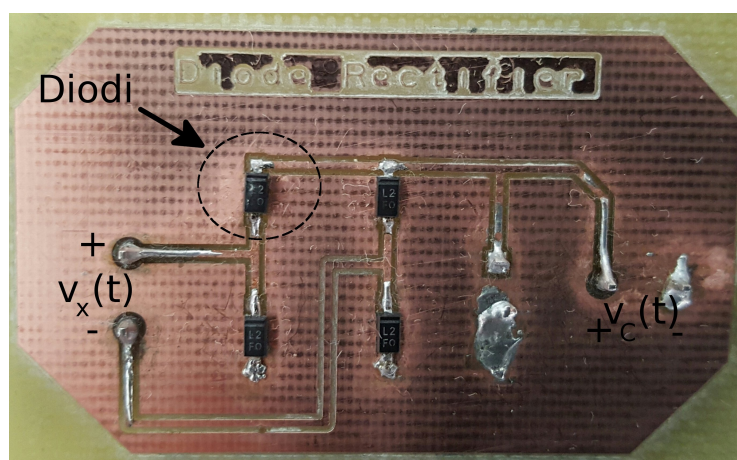


Figura 4.2: Prototipo del raddrizzatore a ponte passivo

Il funzionamento del prototipo è stato osservato tramite oscilloscopio. In figura 4.3 vengono visualizzate le misure di tensione di ingresso $V_{in}(t)$, la corrente che scorre nella capacità di carico $i_c(t)$ e la tensione $v_c(t)$, che per la misura di figura 4.3 considera la sola caduta di tensione di uno dei due diodi Schottky presenti. La caduta di tensione dovuta alla conduzione dei diodi *BAT42W* va dai 200mV e cresce fino ai 450mV all'aumentare della capacità di carico C ; questo è dovuto ad un maggior assorbimento di corrente al crescere della capacità e quindi ad una maggiore caduta di tensione in conduzione.

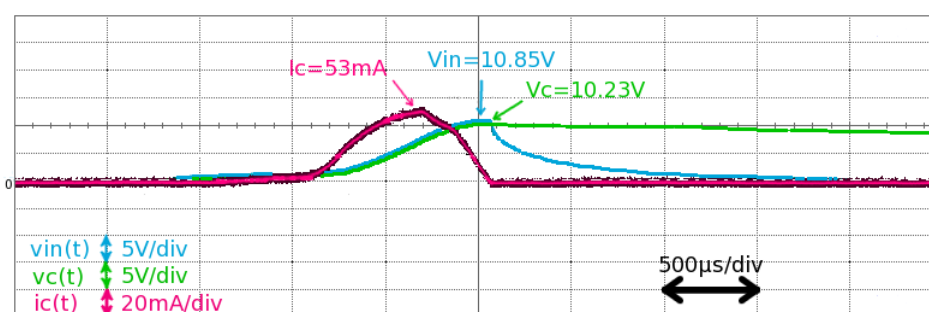


Figura 4.3: Misura di $v_{in}(t)$, $v_c(t)$ e $i_c(t)$ per $C=3.3\mu\text{F}$, raddrizzatore a ponte passivo, la $v_c(t)$ in questa misurazione considera la caduta di conduzione di un solo diodo

Le misure di V_C , ottenute al variare della capacità di accumulo, sono state confrontate con i risultati provenienti da simulazione.

Per ottenere un'adeguata similarità tra dati sperimentali e simulati è necessario fare una revisione del modello del generatore impulsivo $v_x(t)$.

Sfruttando il software MATLAB sono stati fatti degli sweep sui parametri τ_1 , τ_2 , V_x in modo tale da minimizzare la somma

$$\sum_{C_{min}}^{C_{max}} (V_{C_{misurata}} - V_{C_{analitica}})^2$$

I nuovi parametri del modello sono dati in tabella 4.3 per i vari dispositivi campione, mentre l'impulso modellato è rappresentato in figura 4.4.

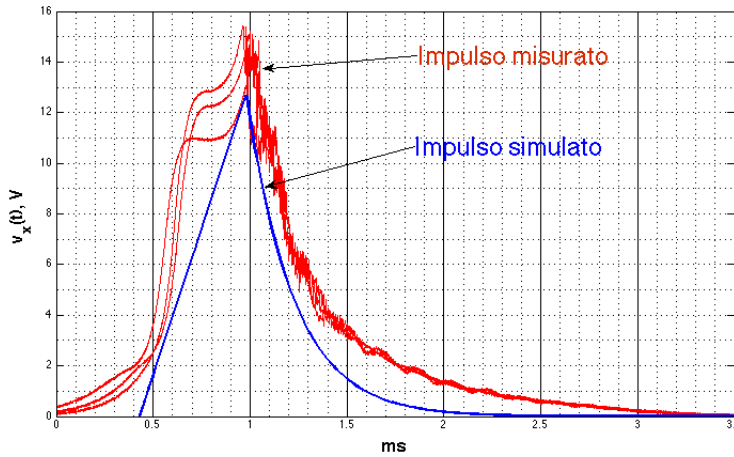


Figura 4.4: Confronto tra $v_x(t)$ misurata e simulata con i valori ottimi, circuito aperto, dispositivo F

Tabella 4.3: Parametri del modello ottimizzati

Campione	V_x V	τ_1 ms	τ_2 ms
A	11.6	0.55	0.25
B	11.3	0.55	0.24
C	11	0.55	0.25
D	11.1	0.55	0.26
E	12.8	0.55	0.27
F	12.7	0.55	0.24

In figura 4.5 viene confrontato l'andamento di V_{in} misurato e simulato, In figura 4.6 viene confrontato l'andamento di V_C , mentre in figura 4.7 è rappresentata l'energia E_H .

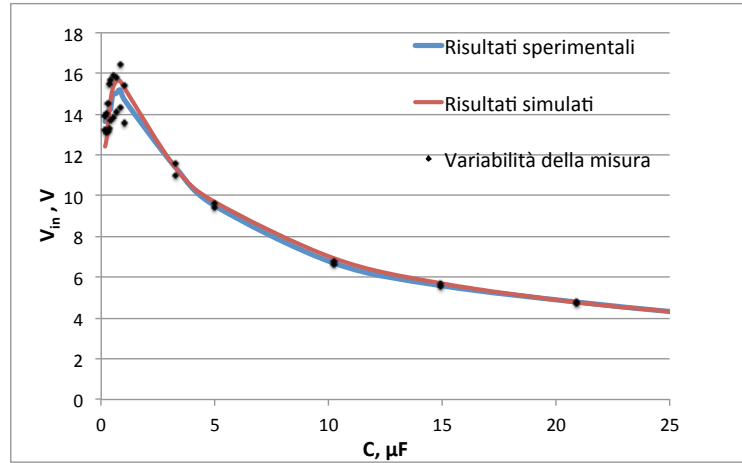


Figura 4.5: V_{in} al variare di C , raddrizzatore a ponte passivo, confronto tra risultati sperimentali e simulati (LTspice)

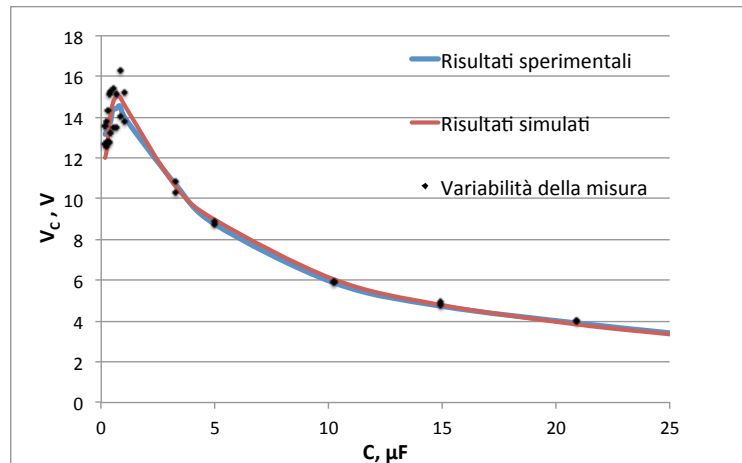


Figura 4.6: V_C al variare di C , raddrizzatore a ponte passivo, confronto tra risultati sperimentali e simulati (LTspice)

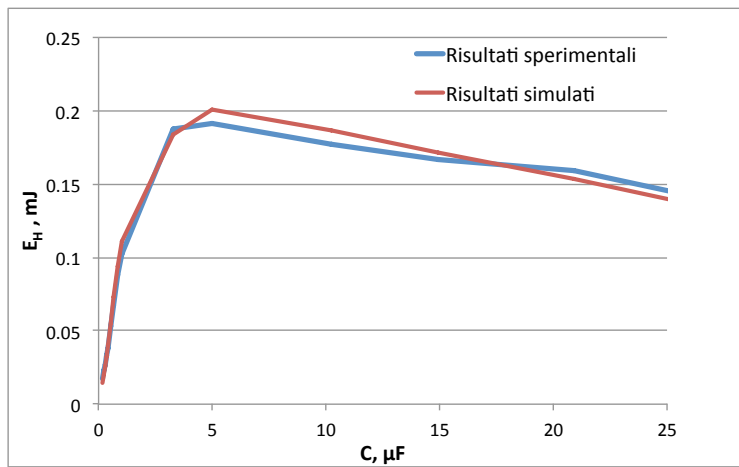


Figura 4.7: E_H al variare di C , raddrizzatore a ponte passivo, confronto tra risultati sperimentali e simulati (LTspice)

4.1.2 Raddrizzatore a onda intera: ponte attivo

Lo schema circuitale del raddrizzatore a ponte attivo è dato in figura 4.8.

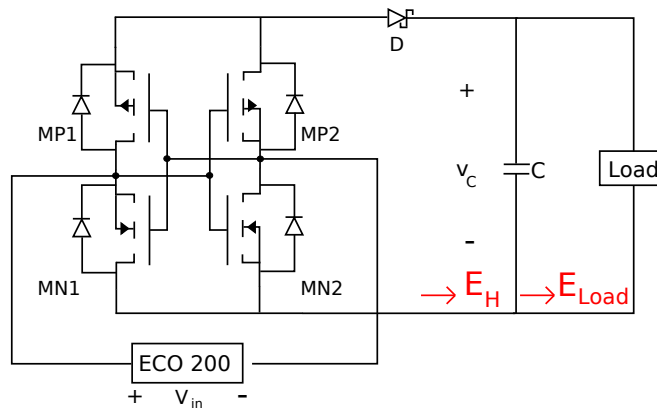


Figura 4.8: Raddrizzatore a ponte attivo, alimentazione diretta del carico

I componenti scelti per il circuito in fase di progettazione sono elencati in tabella 4.4, mentre il prototipo realizzato è rappresentato in figura 4.9.

Tabella 4.4: Componenti utilizzati nel circuito, raddrizzatore a ponte attivo

Componente	Valore	Datasheet
Diodo	BAT42W	[23]
Mosfet complementare	DMHC3025LSD	[24]

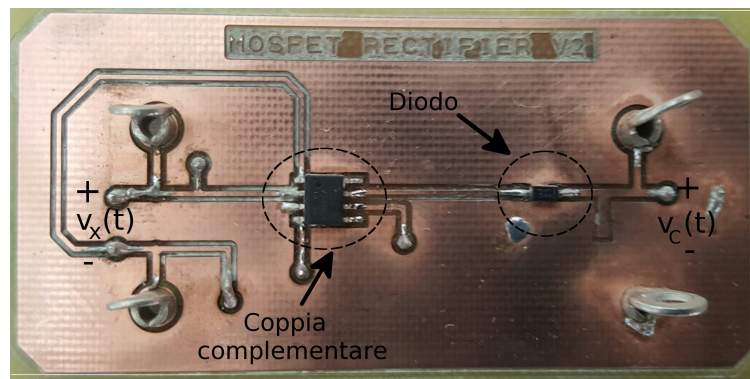
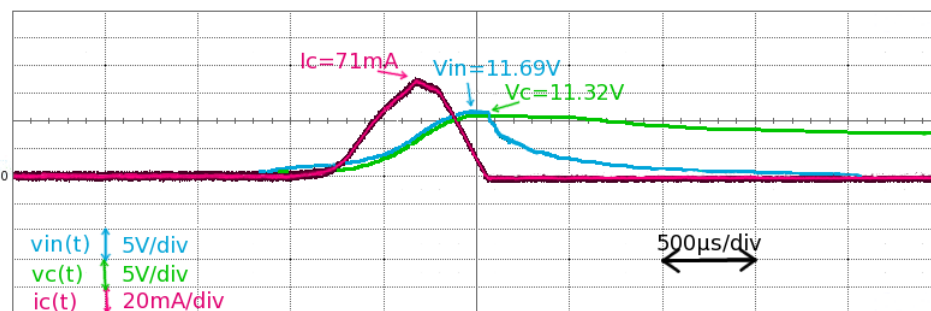


Figura 4.9: Prototipo del raddrizzatore a ponte attivo

Il funzionamento del prototipo è stato osservato tramite oscilloscopio. In figura 4.10 vengono rappresentate la tensione di ingresso $V_{in}(t)$, la corrente che scorre nella capacità di carico $i_c(t)$ e la tensione $v_c(t)$ ai capi della capacità.

Figura 4.10: Misura di $v_{in}(t)$, $v_c(t)$ e $i_c(t)$ per $C=3.3\mu\text{F}$, raddrizzatore a ponte attivo

Le misure di V_{in} , V_C ed E_H , ottenute al variare della capacità di accumulo, sono state messe a confronto con i risultati provenienti da simulazione in figura 4.11, 4.12 e 4.13.

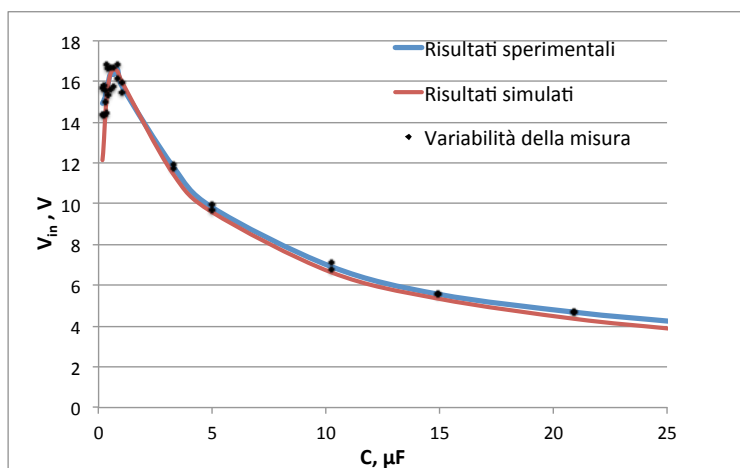


Figura 4.11: V_{in} al variare di C , raddrizzatore a ponte attivo, confronto tra risultati sperimentali e simulati tramite LTspice

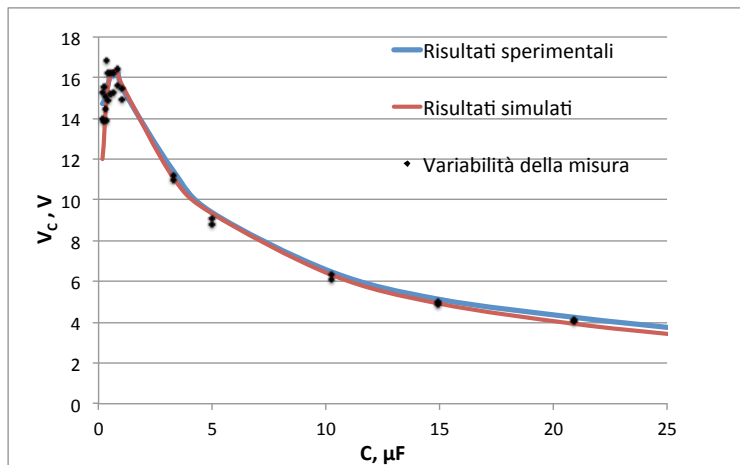


Figura 4.12: V_C al variare di C , raddrizzatore a ponte attivo, confronto tra risultati sperimentali e simulati tramite LTspice

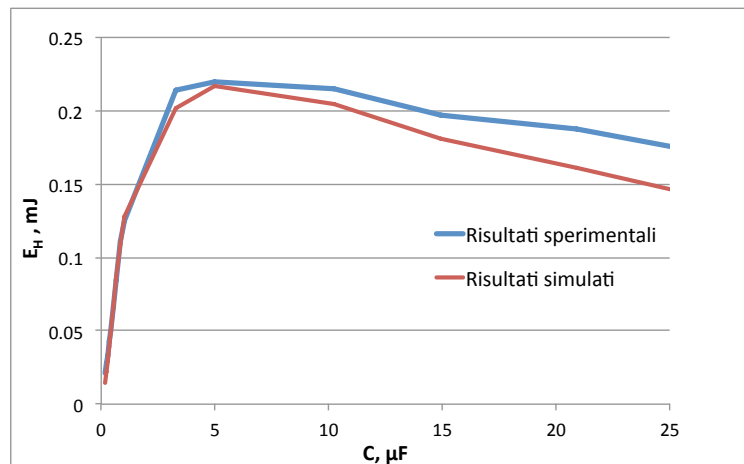


Figura 4.13: E_H al variare di C , raddrizzatore a ponte attivo, confronto tra risultati sperimentali e simulati tramite LTspice

4.1.3 Convertitore boost auto-oscillante

Lo schema circuitale del convertitore boost auto-oscillante a ponte attivo è dato in figura 4.14.

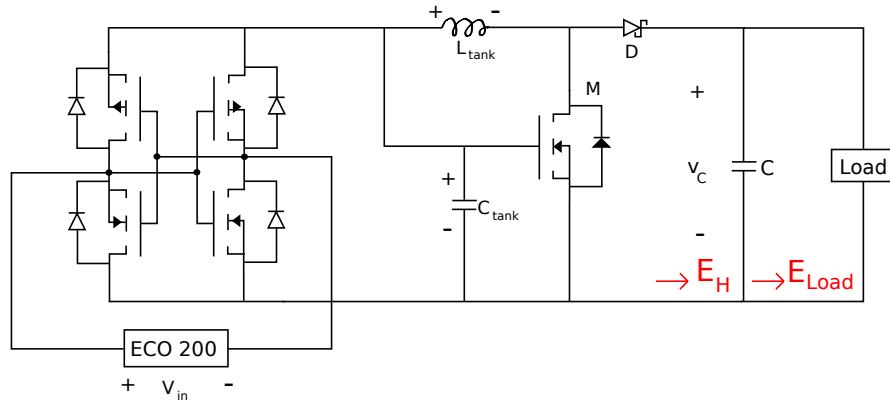


Figura 4.14: Convertitore boost auto-oscillante, ponte attivo, alimentazione diretta del carico

I componenti scelti per il circuito in fase di progettazione sono elencati in tabella 4.5, mentre il prototipo realizzato è rappresentato in figura 4.15.

Tabella 4.5: Componenti utilizzati nel convertitore boost auto-oscillante

Componente	Valore	Datasheet
L_{tank}	RM12/N87, 30.9mH	[25], [26]
C_{tank}	4.7 μ F	-
Diodo	SS35	[27]
Mosfet	IRLR3705Z	[28]
Mosfet complementare	DMHC3025LSD	[24]

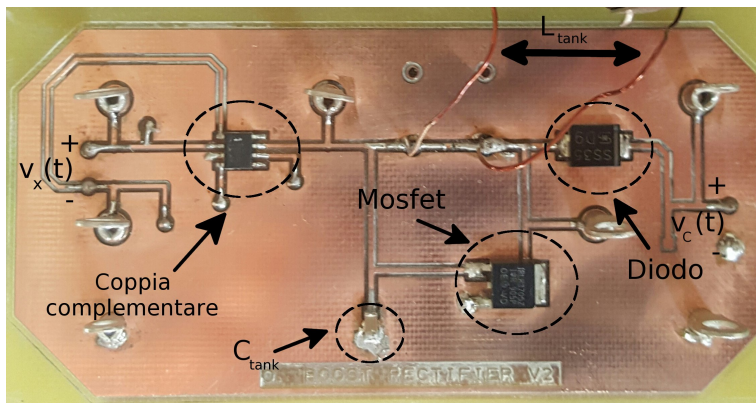


Figura 4.15: Prototipo del convertitore boost auto-oscillante

I criteri di dimensionamento della cella $L_{tank} - C_{tank}$, descritti nel terzo capitolo, sono riferiti alla condizione di unica transizione risonante. In questa condizione l'energia immagazzinata nell'induttore L_{tank} viene consegnata alla capacità C una unica volta all'apertura del mosfet.

Per verificare se questa rappresenta la condizione a massima estrazione energetica è stato effettuato in simulazione uno sweep parametrico dei valori di L_{tank} e C_{tank} , identificandone i valori ottimali. In figura 4.16, 4.17 e 4.18 vengono illustrate le curve di livello della tensione V_C raggiunta al variare di L_{tank} e C_{tank} .

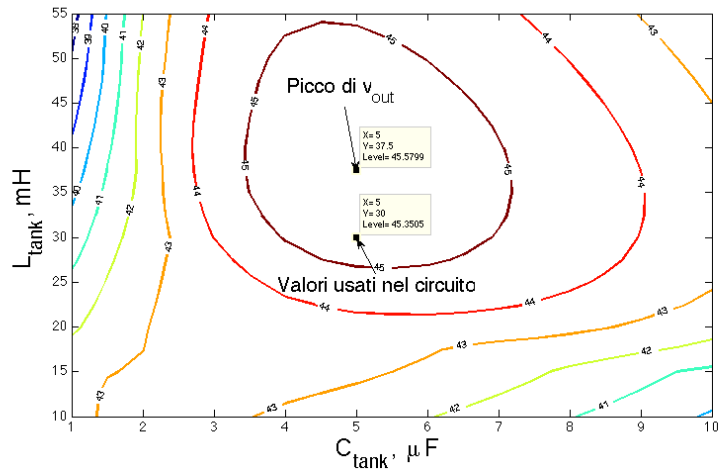


Figura 4.16: Curve di livello per la scelta ottimale del tank risonante, $C_{\text{load}}=250\text{nF}$

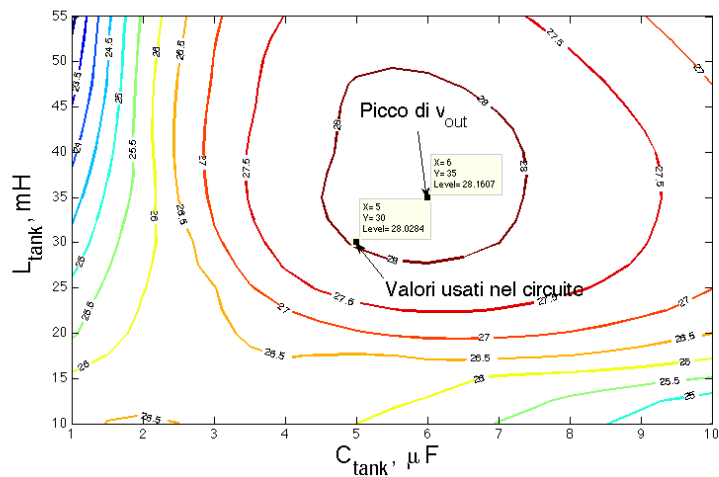


Figura 4.17: Curve di livello per la scelta ottimale del tank risonante, $C_{\text{load}}=650\text{nF}$

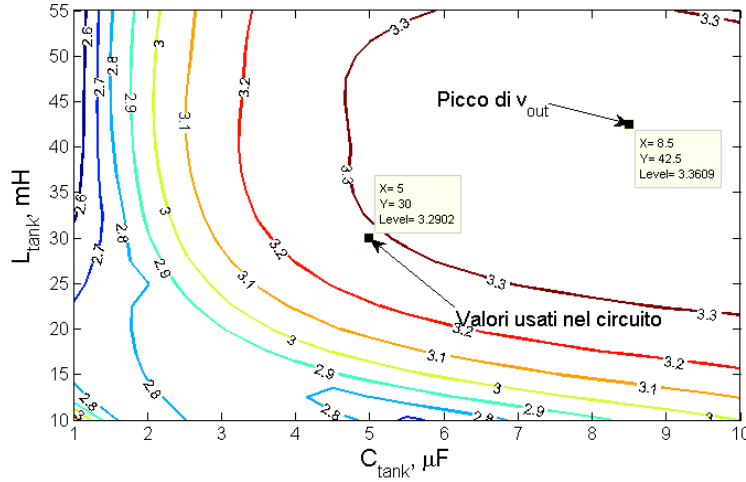


Figura 4.18: Curve di livello per la scelta ottimale del tank risonante, $C_{load}=25\mu F$

Tali valori di induttanza non sono facilmente reperibili in commercio quindi si è optato per la progettazione intera dell'induttore.

La progettazione di L_{tank} richiede la scelta del nucleo, del suo materiale e la capacità di raggiungere i livelli di corrente previsti in simulazione (con valori ottimali di L_{tank} e C_{tank}) senza saturare il nucleo.

I fornitori di nuclei magnetici mettono a disposizione il parametro A_L definito come

$$A_l = \frac{L \cdot 10^9}{N^2}, \quad \text{nH} \quad (4.1)$$

Tramite questo parametro, che rappresenta l'induttanza raggiunta in nH con un unico avvolgimento, si riesce a risalire al numero di spire N necessario per ottenere un dato valore di L .

Dopo aver scelto il numero di spire si deve verificare che la densità di flusso magnetica B , raggiunta durante il picco di corrente I_x , sia inferiore al valore di saturazione offerto dal materiale del nucleo; la relazione che lega B alla massima corrente raggiunta nel circuito I_x è data da

$$B = \frac{\Phi}{A_e} = \frac{LI_x}{NA_e} \quad (4.2)$$

dove A_e rappresenta la sezione trasversale effettiva del nucleo.

Con il nucleo RM12 di materiale N87, scegliendo un numero di spire $N=175$ ed utilizzando filo di rame a diametro $\varnothing=0.65\text{mm}$, si è creato un induttore con $L_{tank}=30.9\text{mH}$ e con una resistenza serie di $782\text{m}\Omega$.

In figura 4.19 viene presentato l'induttore L_{tank} costruito.

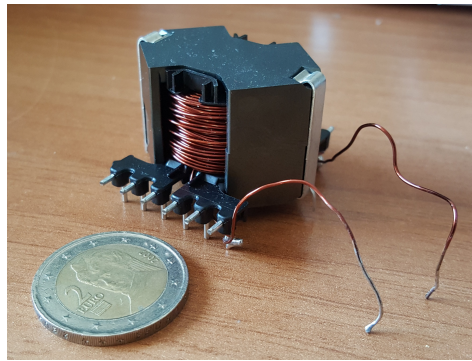


Figura 4.19: Induttore L_{tank} implementato per il convertitore boost auto-oscillante

Il funzionamento del prototipo è stato osservato tramite oscilloscopio, in figura 4.20 vengono rappresentate la tensione $v_{C_{tank}}(t)$, la tensione di drain-source $v_{DS}(t)$ del transistor M, la corrente $i_c(t)$ e la tensione $v_c(t)$ ai capi della capacità.

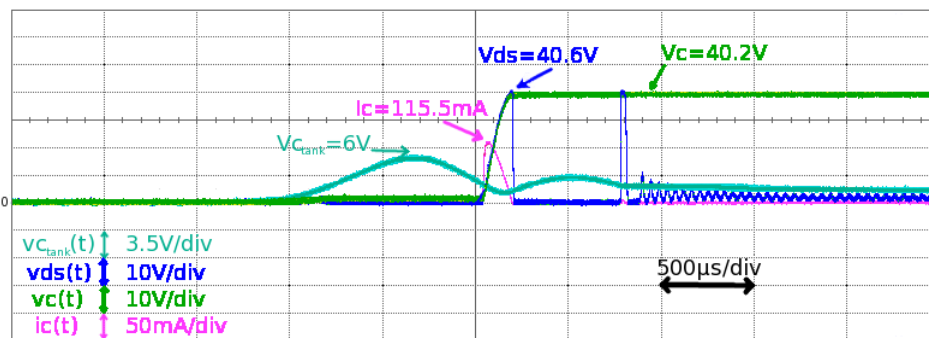


Figura 4.20: Misura di $v_{C_{tank}}(t)$, $v_{DS}(t)$, $i_c(t)$ e $v_c(t)$ per $C=300\text{nF}$, raddrizzatore a ponte attivo

Le misure di V_C ed E_H , ottenute al variare della capacità di accumulo sono state messe a confronto con i risultati provenienti da simulazione in figura 4.21 e 4.22.

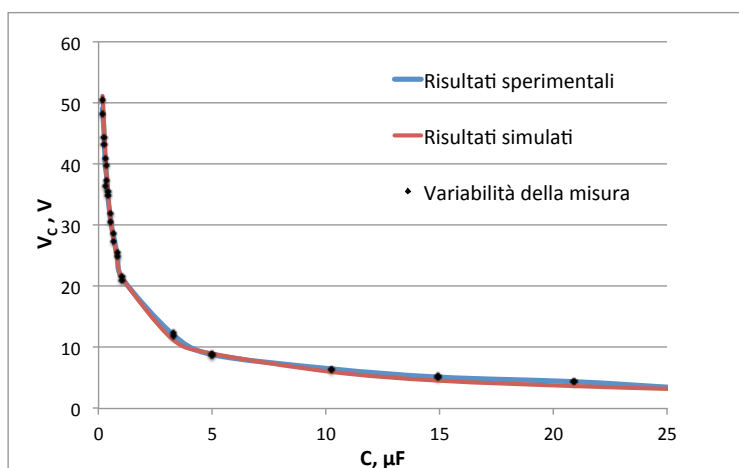


Figura 4.21: V_C al variare di C , convertitore boost auto-oscillante a ponte attivo, confronto tra risultati sperimentali e simulati tramite LTspice

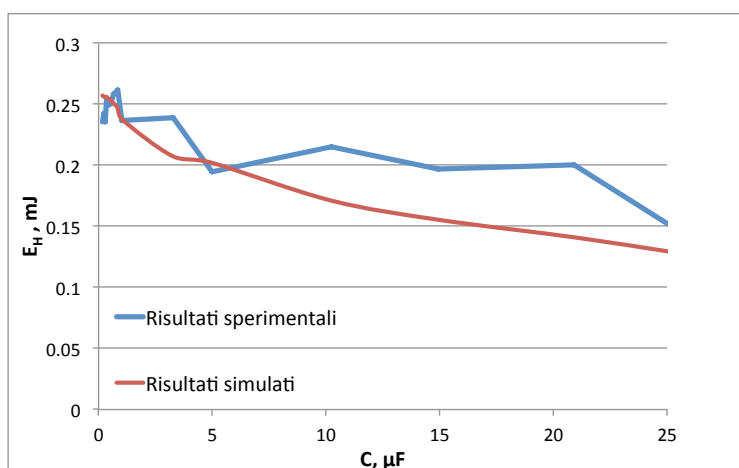


Figura 4.22: E_H al variare di C , convertitore boost auto-oscillante a ponte attivo, confronto tra risultati sperimentali e simulati tramite LTspice

Capitolo 5

Conclusioni

In principio è stato fatto uno studio di soluzioni circuitali per energy harvesting da un interruttore wireless; da questa analisi si nota che ogni soluzione deve avere una bassa complessità circuitale e una bassa dissipazione, in modo tale da massimizzare l'estrazione energetica dall'evento impulsivo.

Successivamente è stata fatta una caratterizzazione della sorgente ed è stato sviluppato un modello circuitale equivalente per l'interruttore ECO 200. In tabella 5.1 vengono elencati i valori dei parametri del modello per i vari campioni di interruttore; i valori di L e R usati in simulazione sono relativi alle misurazioni fatte a 100Hz.

Tabella 5.1: *Parametri del modello ottimizzati*

<i>Campione</i>	V_x V	τ_1 ms	τ_2 ms
A	11.6	0.55	0.25
B	11.3	0.55	0.24
C	11	0.55	0.25
D	11.1	0.55	0.26
E	12.8	0.55	0.27
F	12.7	0.55	0.24

In seguito alla caratterizzazione dell'interruttore sono state studiate analiticamente, in simulazione e sperimentalmente tre soluzioni:

- raddrizzatore a onda intera con ponte passivo;
- raddrizzatore a onda intera con ponte attivo;
- convertitore boost auto-oscillante con ponte attivo;

In tabella 5.2 vengono elencate la massima estrazione energetica ottenuta da ogni soluzione realizzata, la tensione massima raggiunta, e il valore di capacità associato.

Tabella 5.2: *Parametri del modello ottimizzati*

Soluzione circuitale	$E_{H_{max}}$ mJ	$V_{C_{max}}$ V	C_{max} uF
Raddrizzatore a ponte passivo	0.1912	8.76	5.0
Raddrizzatore a ponte attivo	0.2196	9.39	5.0
Boost auto-oscillante	0.2619	25.07	0.8

Nelle figure 5.1 e 5.2 vengono rappresentate la tensione V_C e l'energia E_H al variare della capacità di accumulo per i vari prototipi implementati.

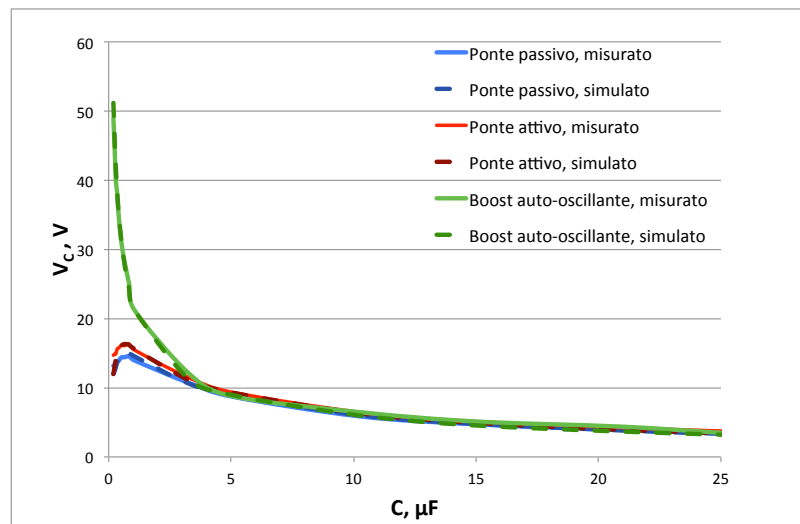


Figura 5.1: V_C al variare di C , confronto tra le soluzioni implementate

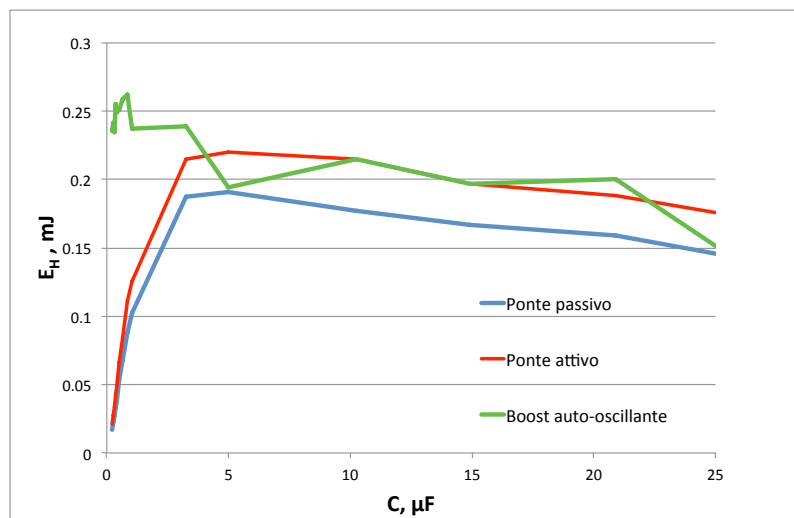


Figura 5.2: E_H al variare di C , confronto tra le soluzioni sperimentali implementate

Dai grafici di figura 5.1 e 5.2 si possono trarre delle conclusioni:

- esiste un valore di capacità ottimo per ogni soluzione e queste analisi consentono di determinarlo;
- il convertitore boost auto-oscillante, dimensionato con i valori ottimi di L_{tank} e C_{tank} , estrae la massima energia E_H , al costo però di una certa complessità circuitale dovuta a L_{tank} ;
- Il raddrizzatore a ponte attivo è una soluzione a bassa complessità, ma che consente comunque un'estrazione energetica paragonabile a quella del boost auto-oscillante;
- i valori misurati della tensione V_C sono in accordo con i risultati simulati; questo conferma la validità del modello elettrico equivalente proposto per l'interruttore ECO 200.

Appendice A

Studio analitico

A.1 Raddrizzatore a onda intera a ponte passivo

In questa sezione viene descritto, da un punto di vista analitico, lo studio della tensione ai capi della capacità di accumulo C .

Tratto lineare: soluzione particolare

In questo tratto l'equazione (3.5) può essere riscritta come

$$\frac{d^2 v_C(t)}{dt^2} + \frac{R}{L} \frac{dv_C(t)}{dt} + \frac{v_C(t)}{LC} = \left(\frac{V_x}{\tau_1} t - 2V_d \right) \frac{1}{LC} \quad (\text{A.1})$$

supponendo che una soluzione particolare sia del tipo $v_{C_p}(t) = At + B$, la (A.1) diventa

$$0 + \frac{R}{L} A + \frac{At + B}{LC} = \left(\frac{V_x}{\tau_1} t - 2V_d \right) \frac{1}{LC} \quad (\text{A.2})$$

ottenendo i valori di A e B

$$\begin{cases} \frac{A}{LC} = \frac{V_x}{\tau_1} \frac{1}{LC} & \Rightarrow A = \frac{V_x}{\tau_1} \\ \frac{R}{L} A + \frac{B}{LC} = -\frac{2V_d}{LC} & \Rightarrow B = -\left(2V_d + \frac{RCV_x}{\tau_1} \right) \end{cases}$$

quindi la soluzione particolare può esser scritta come

$$v_{C_p}(t) = At + B = \frac{V_x}{\tau_1} t - \left(2V_d + \frac{RCV_x}{\tau_1} \right) \quad (\text{A.3})$$

Tratto lineare: soluzione omogenea

L'equazione che governa la tensione del condensatore del circuito RLC serie in evoluzione libera è dato da:

$$\frac{d^2 v_C(t)}{dt^2} + \frac{R}{L} \frac{dv_C(t)}{dt} + \frac{v_C(t)}{LC} = 0 \quad (\text{A.4})$$

la soluzione è del tipo $v_{C_o}(t) = Ke^{\lambda t}$ con $K \neq 0$, quindi

$$\begin{aligned} \frac{d^2 Ke^{\lambda t}}{dt^2} + \frac{R}{L} \frac{dKe^{\lambda t}}{dt} + \frac{Ke^{\lambda t}}{LC} &= 0 \\ &= \dots = \\ K \left(\lambda^2 + \frac{R}{L} \lambda + \frac{1}{LC} \right) e^{\lambda t} &= 0 \end{aligned}$$

studiando il polinomio caratteristico associato all'equazione differenziale (A.4) si trovano gli autovalori λ

$$\lambda^2 + \frac{R}{L} \lambda + \frac{1}{LC} = 0, \quad (\text{A.5})$$

$$\lambda_{1,2} = -\frac{R}{2L} \pm \sqrt{\frac{R^2}{4L^2} - \frac{1}{LC}} = \begin{cases} \lambda_1 = -\frac{R}{2L} + \sqrt{\frac{R^2}{4L^2} - \frac{1}{LC}} \\ \lambda_2 = -\frac{R}{2L} - \sqrt{\frac{R^2}{4L^2} - \frac{1}{LC}} \end{cases} \quad (\text{A.6})$$

Tratto lineare: particolare e omogenea

Prendendo $\sigma_1 = -\lambda_1$, $\sigma_2 = -\lambda_2$ e utilizzando l'equazione (3.6) possiamo riscrivere $v_C(t)$ come:

$$v_C(t) = \frac{V_x}{\tau_1} t - \left(2V_d + \frac{RCV_x}{\tau_1} \right) + K_1 e^{-\sigma_1 t} + K_2 e^{-\sigma_2 t} \quad (\text{A.7})$$

per $\sigma_1 \neq \sigma_2$, e

$$v_C(t) = \frac{V_x}{\tau_1} t - \left(2V_d + \frac{RCV_x}{\tau_1} \right) + X e^{-\alpha t} + Y t e^{-\alpha t} \quad (\text{A.8})$$

quando $\sigma_1 = \sigma_2 = -\alpha$.

Studiando il caso in cui $\sigma_1 \neq \sigma_2$ le costanti arbitrarie K_1 e K_2 si ricavano dalle condizioni iniziali della tensione:

$$\begin{cases} v_C(0) = - \left(2V_d + \frac{RCV_x}{\tau_1} \right) + K_1 + K_2 = 0 \\ \frac{dv_C(0)}{dt} = \frac{V_x}{\tau_1} - K_1 \sigma_1 - K_2 \sigma_2 = 0 \end{cases}$$

dove, per semplicità di calcolo, è stato trascurato il tempo necessario per la conduzione dei diodi $t = 2V_d \frac{\tau_1}{V_x} \approx 60 \mu\text{s}$; risolvendo il sistema di equazioni si ottiene:

$$K_1 = 2V_d + \frac{RCV_x}{\tau_1} - K_2, \quad K_2 = \left[\frac{V_x}{\tau_1} (1 - RC\sigma_1) - 2V_d \sigma_1 \right] \frac{1}{\sigma_1 - \sigma_2}$$

Tratto esponenziale: soluzione particolare

Nel tratto esponenziale l'equazione (3.5) può essere riscritta come

$$\frac{d^2 v_C(t)}{dt^2} + \frac{R}{L} \frac{dv_C(t)}{dt} + \frac{v_C(t)}{LC} = \left(V_x e^{-\frac{t-\tau_1}{\tau_2}} - 2V_d \right) \frac{1}{LC} \quad (\text{A.9})$$

supponendo che una soluzione particolare sia del tipo $v_{C_p}(t) = A'e^{-\frac{t-\tau_1}{\tau_2}} + B'$, la (A.9) diventa

$$\frac{A'}{\tau_2^2} e^{-\frac{t-\tau_1}{\tau_2}} - \frac{R A'}{L \tau_2} e^{-\frac{t-\tau_1}{\tau_2}} + \frac{A' e^{-\frac{t-\tau_1}{\tau_2}} + B'}{LC} = \frac{V_x e^{-\frac{t-\tau_1}{\tau_2}} - 2V_d}{LC} \quad (\text{A.10})$$

ottenendo i valori di A' e B'

$$\begin{cases} A' = \frac{V_x \tau_2^2}{LC - RC\tau_2 + \tau_2^2} \\ B' = -2V_d \end{cases}$$

quindi la soluzione particolare del secondo tratto può esser scritta come

$$v_{C_p}(t) = A' e^{-\frac{t-\tau_1}{\tau_2}} + B' = \frac{V_x \tau_2^2}{LC - RC\tau_2 + \tau_2^2} e^{-\frac{t-\tau_1}{\tau_2}} - 2V_d \quad (\text{A.11})$$

Tratto esponenziale: particolare e omogenea

Nel tratto esponenziale la soluzione omogenea è del tipo $v_{C_o}(t) = K e^{\lambda t}$ con $K \neq 0$, con gli stessi autovalori del tratto precedente. In questo caso, prendendo $\sigma_1 = -\lambda_1$, $\sigma_2 = -\lambda_2$ e utilizzando l'equazione (3.6) possiamo riscrivere $v_C(t)$ come:

$$v_C(t) = \frac{V_x \tau_2^2}{LC - RC\tau_2 + \tau_2^2} e^{-\frac{t-\tau_1}{\tau_2}} - 2V_d + K_3 e^{-\sigma_1(t-\tau_1)} + K_4 e^{-\sigma_2(t-\tau_1)} \quad (\text{A.12})$$

per $\sigma_1 \neq \sigma_2$, e

$$= \frac{V_x \tau_2^2}{LC - RC\tau_2 + \tau_2^2} e^{-\frac{t-\tau_1}{\tau_2}} - 2V_d + \Gamma e^{-\alpha(t-\tau_1)} + \Delta t e^{-\alpha(t-\tau_1)} \quad (\text{A.13})$$

quando $\sigma_1 = \sigma_2 = -\alpha$.

Studiando il caso in cui $\sigma_1 \neq \sigma_2$ le costanti arbitrarie K_3 e K_4 si ricavano dalle condizioni iniziali sulla tensione:

$$\begin{cases} v_C(\tau_{1+}) = \frac{V_x \tau_2^2}{LC - RC\tau_2 + \tau_2^2} - 2V_d + K_3 + K_4 = v_C(\tau_{1-}) \\ \frac{dv_C(\tau_{1+})}{dt} = -\frac{V_x \tau_2}{LC - RC\tau_2 + \tau_2^2} - K_3 \sigma_1 - K_4 \sigma_2 = \frac{dv_C(\tau_{1-})}{dt} \end{cases} \quad (\text{A.14})$$

dove $v_C(\tau_{1-})$ è la tensione raggiunta alla fine del primo tratto al tempo τ_1 .

$$\begin{cases} v_C(\tau_{1-}) = V_x - \left[2V_d + \frac{RCV_x}{\tau_1} \right] + K_1 e^{-\sigma_1 \tau_1} + K_2 e^{-\sigma_2 \tau_1} \\ \frac{dv_C(\tau_{1-})}{dt} = \frac{V_x}{\tau_1} - K_1 \sigma_1 e^{-\sigma_1 \tau_1} - K_2 \sigma_2 e^{-\sigma_2 \tau_1} \end{cases} \quad (\text{A.15})$$

Risolvendo il sistema di equazioni si ottengono i valori K_3 e K_4 .

$$K_3 = V_x \left[1 - \frac{RC}{\tau_1} - \frac{\tau_2^2}{LC - RC\tau_2 + \tau_2^2} \right] + K_1 e^{-\sigma_1 \tau_1} + K_2 e^{-\sigma_2 \tau_1} - K_4$$

$$K_4 = \left[V_x \left(\frac{\tau_2^2 \sigma_1 - \tau_2}{LC - RC\tau_2 + \tau_2^2} + \frac{RC\sigma_1}{\tau_1} - \sigma_1 \right) + K_2 (\sigma_2 - \sigma_1) e^{-\sigma_2 \tau_1} \right] \frac{1}{\sigma_2 - \sigma_1}$$

e sostituendoli in (A.12) si risale infine alla $v_C(t)$.

A.2 Monostabile ideale a ponte passivo

In questa sezione viene descritto, da un punto di vista analitico, lo studio della tensione ai capi della capacità di accumulo C .

Comportamento RL: soluzione particolare

Durante l'intervallo $\frac{2V_d \tau_1}{V_x} \leq t < \tau_1$, applicando la legge di Kirchhoff delle tensioni il segnale $v_x(t)$ è dato da

$$v_x(t) = v_L(t) + (R + R_{on})i_x(t) + 2V_d \quad (\text{A.16})$$

dove R_{on} rappresenta la resistenza di canale del transistor. Ricordando le definizioni di tensione ai capi di un induttore e tensione ai capi di un condensatore.

$$v_L(t) = L \frac{di_x(t)}{dt}, \quad v_C(t) = \frac{1}{C} \int_{-\infty}^{\tau} i_x(\tau) d\tau.$$

è possibile descrivere l'andamento di $i_x(t)$ tramite l'equazione differenziale

$$\frac{di_x(t)}{dt} + \frac{R + R_{on}}{L} i_x(t) = \frac{v_x(t)}{L} - \frac{2V_d}{L} \quad (\text{A.17})$$

la cui soluzione nella $i_x(t)$ è data dalla somma di una soluzione particolare e di una omogenea

$$i_x(t) = i_{x_p}(t) + i_{x_o}(t). \quad (\text{A.18})$$

In questo tratto l'equazione (A.17) può essere riscritta come

$$\frac{di_x(t)}{dt} + \frac{R + R_{on}}{L}i_x(t) = \left(\frac{V_x}{\tau_1}t - 2V_d\right)\frac{1}{L} \quad (\text{A.19})$$

supponendo che una soluzione particolare sia del tipo $i_{x_p}(t) = At + B$, la (A.19) diventa

$$A + \frac{(R + R_{on})}{L}(At + B) = \left(\frac{V_x}{\tau_1}t - 2V_d\right)\frac{1}{L} \quad (\text{A.20})$$

ottenendo i valori di A e B

$$\begin{cases} A \left(\frac{R+R_{on}}{L}\right) = \frac{V_x}{\tau_1 L} & \Rightarrow A = \frac{V_x}{(R+R_{on})\tau_1} \\ A + B \left(\frac{R+R_{on}}{L}\right) = -\frac{2V_d}{L} & \Rightarrow B = -\frac{2V_d(R+R_{on})\tau_1 + V_x L}{(R+R_{on})^2\tau_1} \end{cases}$$

Comportamento RL: soluzione omogenea

L'equazione che governa la $i_x(t)$ del circuito RL serie in evoluzione libera è data da:

$$\frac{di_x(t)}{dt} + \frac{R + R_{on}}{L}i_x(t) = 0 \quad (\text{A.21})$$

la soluzione è del tipo $i_{x_o}(t) = K_0 e^{\lambda_0 t}$ con $K_0 \neq 0$, quindi

$$\begin{aligned} \frac{dK_0 e^{\lambda_0 t}}{dt} + \frac{R + R_{on}}{L}K_0 e^{\lambda_0 t} &= 0 \\ &= \dots = \\ K_0 \left(\lambda_0 + \frac{R + R_{on}}{L}\right) e^{\lambda_0 t} &= 0 \end{aligned}$$

trovando l'autovalore λ_0

$$\lambda_0 = -\frac{R + R_{on}}{L} \quad (\text{A.22})$$

Comportamento RL: particolare e omogenea

Prendendo $\sigma_0 = -\lambda_0$ e utilizzando l'equazione (A.18) possiamo riscrivere $i_x(t)$ come:

$$\begin{aligned} i_x(t) &= At + B + K_0 e^{-\sigma_0 t} \\ &= \frac{V_x}{(R + R_{on})\tau_1}t - \frac{2V_d(R + R_{on})\tau_1 + V_x L}{(R + R_{on})^2\tau_1} + K_0 e^{-\sigma_0 t} \end{aligned} \quad (\text{A.23})$$

La costante arbitraria K_0 si ricava dalle condizioni iniziali sulla corrente:

$$i_x(0) = 0 = -\frac{2V_d(R + R_{on})\tau_1 + V_x L}{(R + R_{on})^2\tau_1} + K_0$$

dove, per semplicità di calcolo, è stato trascurato il tempo necessario per la conduzione dei diodi $t = 2V_d\frac{\tau_1}{V_x} \approx 60\mu\text{s}$; risolvendo si ottiene quindi:

$$K_0 = \frac{2V_d(R + R_{on})\tau_1 + V_x L}{(R + R_{on})^2\tau_1}$$

Comportamento RLC: soluzione particolare

Nella seconda fase, $\tau_1 \leq t < t_{peak}$, l'energia accumulata nell'induttore L viene consegnata alla capacità C . In queste condizioni la $v_x(t)$ è data da

$$v_x(t) = v_L(t) + (R)i_x(t) + v_C(t) + 3V_d \quad (\text{A.24})$$

che può esser riscritta come

$$L\frac{di_x(t)}{dt} + Ri_x(t) + \frac{1}{C} \int_{\tau_1}^{t_{peak}} i_x(\tau) d\tau = v_x(t) - 3V_d \quad (\text{A.25})$$

La soluzione dell'equazione (A.25) porta all'equazione differenziale

$$\frac{d^2i_x(t)}{dt^2} + \frac{R}{L} \frac{di_x(t)}{dt} + \frac{i_x(t)}{LC} = -\frac{V_x}{L\tau_2} e^{-\frac{(t-\tau_1)}{\tau_2}} \quad (\text{A.26})$$

le cui soluzioni nella $i_x(t)$, come visto precedentemente, sono date dalla somma di una soluzione particolare e di una omogenea.

Supponendo che una soluzione particolare sia data da $i_{x_p}(t) = A'e^{-\frac{(t-\tau_1)}{\tau_2}}$ la (A.26) diventa

$$\frac{A'}{\tau_2^2} e^{-\frac{(t-\tau_1)}{\tau_2}} - \frac{R}{L} \frac{A'}{\tau_2} e^{-\frac{(t-\tau_1)}{\tau_2}} + \frac{A'}{LC} e^{-\frac{(t-\tau_1)}{\tau_2}} = -\frac{V_x}{L\tau_2} e^{-\frac{(t-\tau_1)}{\tau_2}} \quad (\text{A.27})$$

ottenendo il valore di A'

$$A' = -\frac{V_x C \tau_2}{LC - RC\tau_2 + \tau_2^2}$$

Comportamento RLC: soluzione omogenea

L'equazione che governa la $i_x(t)$ del circuito RLC serie in evoluzione libera è data da:

$$\frac{d^2i_x(t)}{dt^2} + \frac{R}{L} \frac{di_x(t)}{dt} + \frac{i_x(t)}{LC} = 0 \quad (\text{A.28})$$

la soluzione è del tipo $i_{x_o}(t) = Ke^{\lambda t}$ con $K \neq 0$, quindi

$$\begin{aligned} \frac{d^2 Ke^{\lambda t}}{dt^2} + \frac{R}{L} \frac{dKe^{\lambda t}}{dt} + \frac{Ke^{\lambda t}}{LC} &= 0 \\ &= \dots = \\ K \left(\lambda^2 + \frac{R}{L} \lambda + \frac{1}{LC} \right) e^{\lambda t} &= 0 \end{aligned}$$

studiando il polinomio caratteristico associato all'equazione differenziale (A.28) si trovano gli autovalori λ

$$\lambda^2 + \frac{R}{L} \lambda + \frac{1}{LC} = 0, \quad (\text{A.29})$$

$$\lambda_{1,2} = -\frac{R}{2L} \pm \sqrt{\frac{R^2}{4L^2} - \frac{1}{LC}} = \begin{cases} \lambda_1 = -\frac{R}{2L} + \sqrt{\frac{R^2}{4L^2} - \frac{1}{LC}} \\ \lambda_2 = -\frac{R}{2L} - \sqrt{\frac{R^2}{4L^2} - \frac{1}{LC}} \end{cases} \quad (\text{A.30})$$

Comportamento RLC: particolare e omogenea

Scegliendo $\sigma_1 = -\lambda_1$ e $\sigma_2 = -\lambda_2$, possiamo scrivere $i_x(t)$ come la somma di soluzione particolare e omogenea

$$= -\frac{V_x C \tau_2}{LC - RC\tau_2 + \tau_2^2} e^{-\frac{(t-\tau_1)}{\tau_2}} + K_1 e^{-\sigma_1(t-\tau_1)} + K_2 e^{-\sigma_2(t-\tau_1)} \quad (\text{A.31})$$

per $\lambda_1 \neq \lambda_2$, e

$$= -\frac{V_x C \tau_2}{LC - RC\tau_2 + \tau_2^2} e^{-\frac{(t-\tau_1)}{\tau_2}} + X e^{-\alpha(t-\tau_1)} + Y t e^{-\alpha(t-\tau_1)} \quad (\text{A.32})$$

per $\lambda_1 = \lambda_2 = -\alpha$.

Analizzando il primo caso si devono ricavare le costanti arbitrarie K_1 e K_2 dalle condizioni iniziali:

$$\begin{cases} i_x(\tau_{1-}) = \frac{V_x}{R+R_{on}} - \frac{2V_d(R+R_{on})\tau_1 + V_x L}{(R+R_{on})^2 \tau_1} + K_0 e^{-\sigma_0 \tau_1} = i_x(\tau_{1+}) = -\frac{V_x C \tau_2}{LC - RC\tau_2 + \tau_2^2} + K_1 + K_2 \\ \frac{di_x(\tau_{1-})}{dt} = \frac{V_x}{(R+R_{on})\tau_1} - K_0 \sigma_0 e^{-\sigma_0 \tau_1} = \frac{di_x(\tau_{1+})}{dt} = \frac{V_x C}{LC - RC\tau_2 + \tau_2^2} - K_1 \sigma_1 - K_2 \sigma_2 \end{cases}$$

Risolviendo il sistema di equazioni si ottiene:

$$K_1 = \frac{V_x}{R + R_{on}} - \frac{2V_d(R + R_{on})\tau_1 + V_x L}{(R + R_{on})^2 \tau_1} + K_0 e^{-\sigma_0 \tau_1} + \frac{V_x C \tau_2}{LC - RC\tau_2 + \tau_2^2} - K_2$$

$$\begin{aligned} K_2 = & \left[V_x \left(\frac{C - C\tau_2 \sigma_1}{LC - RC\tau_2 + \tau_2^2} + \frac{L\sigma_1 - (R + R_{on})(1 + \tau_1 \sigma_1)}{(R + R_{on})^2 \tau_1} \right) \right] \frac{1}{\sigma_2 - \sigma_1} + \\ & + \left[K_0(\sigma_0 - \sigma_1) e^{-\sigma_0 \tau_1} + \frac{2V_d(R + R_{on})\tau_1 \sigma_1}{(R + R_{on})^2 \tau_1} \right] \frac{1}{\sigma_2 - \sigma_1} \end{aligned}$$

Sostituendo infine le espressioni di K_1 , K_2 in (A.31) si risale alla $v_C(t)$.

A.3 Convertitore boost auto-oscillante

In questa sezione viene descritto, da un punto di vista analitico, lo studio della tensione ai capi della capacità C_{tank} al fine di dare un dimensionamento all'induttore L_{tank} . del convertitore boost auto-oscillante nella configurazione a ponte passivo.

Tratto esponenziale: soluzione particolare

Per semplicità di calcolo non viene considerata la traslazione temporale di durata τ_1 nella forma di $v_x(t)$ durante il tratto esponenziale

$$V_x e^{-\frac{t}{\tau_2}}$$

supponendo una soluzione particolare del tipo $v_{C_{tank_p}}(t) = A' e^{-\frac{t}{\tau_2}} + B'$, l'equazione (3.15) diventa

$$\frac{A'}{\tau_2^2} e^{-\frac{t}{\tau_2}} + \frac{A' e^{-\frac{t}{\tau_2}} + B'}{L_{tank} C_{tank}} = \frac{\left(V_x e^{-\frac{t}{\tau_2}} - 2V_d - V_{gsth} \right)}{L C_{tank}} \quad (\text{A.33})$$

ottenendo i valori di A' e B'

$$A' = \frac{V_x}{L} \left(\frac{L_{tank} \tau_2^2}{L_{tank} C_{tank} + \tau_2^2} \right) \quad B' = -\frac{L_{tank} (2V_d + V_{gsth})}{L}$$

quindi la soluzione particolare può esser scritta come

$$v_{C_{tank_p}}(t) = \frac{V_x}{L} \left(\frac{L_{tank} \tau_2^2}{L_{tank} C_{tank} + \tau_2^2} \right) e^{-\frac{t}{\tau_2}} - \frac{L_{tank} (2V_d + V_{gsth})}{L} \quad (\text{A.34})$$

Tratto esponenziale: soluzione omogenea

L'equazione che governa la tensione del condensatore C_{tank} in evoluzione libera è dato da:

$$\frac{d^2 v_C(t)}{dt^2} + \frac{v_C(t)}{LC} = 0 \quad (\text{A.35})$$

e la soluzione omogenea è del tipo

$$v_{C_{tank_o}}(t) = A \cos(\omega_o t) + B \sin(\omega_o t) \quad (\text{A.36})$$

con $\omega_o = \frac{1}{\sqrt{L_{tank} C_{tank}}}$

Tratto esponenziale: particolare e omogenea

Le costanti arbitrarie A e B si ricavano dalle condizioni iniziali della tensione $v_{C_{tank}}(t)$:

$$\begin{cases} v_{C_{tank}}(0) = v_{C_{tank_p}}(0) + v_{C_{tank_o}}(0) = V_{g_{sth}} \\ \frac{dv_{C_{tank}}(0)}{dt} = \frac{v_{C_{tank_p}}(0)}{dt} + \frac{v_{C_{tank_o}}(0)}{dt} = 0 \end{cases}$$

risolvendo il sistema di equazioni si ottiene:

$$A = V_{g_{sth}} + \frac{L_{tank}(2V_d + V_{g_{sth}})}{L} - \frac{V_x}{L} \left(\frac{L_{tank}\tau_2^2}{L_{tank}C_{tank} + \tau_2^2} \right)$$

$$B = \frac{V_x}{L} \left(\frac{L_{tank}\tau_2}{L_{tank}C_{tank} + \tau_2^2} \right) \sqrt{L_{tank}C_{tank}}$$

Sostituendo infine le espressioni di A e B in (A.36) si risale alla $v_{C_{tank_o}}(t)$ e conseguentemente, sommando la soluzione particolare alla $v_{C_{tank}}(t)$.

Bibliografia

- [1] Luca Corradini, “Overview of Power Processing Techniques for Small-Scale Energy Harvesting Devices”, Department of Information Engineering, University of Padova
- [2] Roberto Verdone, Davide Dardari, Gianluca Mazzini, Andrea Conti, “Wireless Sensor and Actuator Networks Technologies”, Academic Press, 2008
- [3] Texas Instruments, “ULP meets energy harvesting: A game-changing combination for design engineers”, white paper 2009
- [4] Gilbert M. Masters, Renewable and Efficient Electric Power Systems”, Wiley-IEEE Press, 2004
- [5] R. J. M. Vullers, R. van Schaijk, I. Doms, C. Van Hoof and R. Mertens, “Micropower Energy Harvesting,” Solid-State Electronics, Vol. 53, pp. 684-693, 2009
- [6] National Renewable Energy Laboratory (NREL) – National Center for Photovoltaics: www.nrel.gov/ncpv/
- [7] S. Nork, “Practical Design Considerations for Piezoelectric Energy Harvesting Applications” 26th Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC 2011), Special Presentation. Available: <http://www.apec-conf.org/2011/>
- [8] Midé, “PPA PRODUCTS Datasheet & User Manual”, Available: <http://www.mide.com/products/piezoelectric-transducer-ppa-1001>
- [9] R. P. Paganelli, A. Romani, E. Sangiorgi, and M. Tartagni, “Joint modeling of piezoelectric transducers and power conversion circuits for energy harvesting applications”, vol. 13, no.3, Mar. 2013.

- [10] Marlow Industries, “EverGen EHA-PA1AN1-R02-L1 Thermal Energy Harvesting Demo Unit” Technical Datasheet. Available: <http://www.marlow.com/>
- [11] Y. K. Ramadass, A. P. Chandrakasan, “A Battery-Less Thermoelectric Energy Harvesting Interface Circuit With 35 mV Startup Voltage,” *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, Vol. 46, No. 1, pp. 333-341, Jan. 2011
- [12] Drayson Technologies Limited, “RF Energy Harvesting for the Low Energy Internet of Things”, Available: <http://www.getfreevolt.com/downloads/RF%20Energy%20Harvesting%20Whitepaper.pdf>
- [13] T. Paing, J. Shin, R. Zane and Z. Popovic, “Resistor Emulation Approach to Low-Power RF Energy Harvesting,” *IEEE Trans. Power Electron.*, Vol. 23, No. 3, pp. 1494-1501, May 2008
- [14] S. Saggini, F. Ongaro, L. Corradini, A. Affanni, “Low-Power Energy Harvesting Solutions for Wiegand Transducers”, *IEEE Journal of emerging and selected topics in power electronics*, Vol. 3, No. 3, Sept. 2015
- [15] IXYS, “IXOLARTM High Efficiency SolarBIT,” Product Datasheet. Available: http://www.ixyssolar.com/pdf/XOB17-Solar-Bit-Datasheet_Mar-2008.pdf
- [16] EnOcean, “Energy harvester ECO 200 datasheet”, Available: https://www.enocean.com/en/enocean_modules/eco-200/
- [17] EnOcean, “Transmitter Module PTM 33x/PTM 3xC/PTM330U datasheet”, Available: https://www.enocean.com/en/enocean_modules/ptm-330/
- [18] Agilent, “Agilent 4294A Precision Impedance Analyzer Operation Manual”, Available: <http://www.agilent.com/home>
- [19] Agilent, “Agilent Impedance Measurement Handbook: A guide to measurement technology and techniques”, 4th Edition, Available: <http://www.agilent.com/home>
- [20] Agilent, “Agilent 33220A 20 MHz Waveform Generator User’s Guide”, Available: <http://www.agilent.com/home>.
- [21] Massimiliano De Magistris, Giovanni Miano, “Circuiti: Fondamenti di circuiti per l’Ingegneria”, 2009

- [22] C. Peters, O. Kessling, F. Henrici, M. Ortmanns, and Y. Manoli, “CMOS integrated highly efficient full wave rectifier,” in Proc. IEEE Int. Symp. Circuits Syst. (ISCAS), May 2007, pp. 2415–2418.
- [23] Vishay Semiconductors, “BAT42W, BAT43W Small Signal Schottky Diode” Technical Datasheet. Available: <http://www.vishay.com/>
- [24] Diodes Incorporated, “DMHC3025LS 30V COMPLEMENTARY ENHANCEMENT MODE MOSFET H-BRIDGE” Technical Datasheet. Available: <http://www.diodes.com/>
- [25] TDK EPCOS, “Ferrites RM cores, RM12” Technical Datasheet. Available: <http://en.tdk.eu/>
- [26] TDK EPCOS, “Ferrites and accessories, SIFERRIT material N87” Technical Datasheet. Available: <http://en.tdk.eu/>
- [27] Vishay Semiconductors, “SS35 Surface Mount Schottky Barrier Rectifier” Technical Datasheet. Available: <http://www.vishay.com/>
- [28] International Rectifier, “IRLR3705Z AUTOMOTIVE MOSFET” Technical Datasheet. Available: <http://www.irf.com/>