

ALMA MATER STUDIORUM - UNIVERSITÀ DI BOLOGNA

CAMPUS DI CESENA

SCUOLA DI INGEGNERIA ED ARCHITETTURA

CORSO DI LAUREA IN INGEGNERIA

ELETTRONICA E DELLE TELECOMUNICAZIONI

Progetto di un circuito convertitore di potenza per  
applicazioni di energy harvesting a bassissime tensioni

Elaborato in

Elettronica Dei Sistemi Digitali L-a

Relatore

Prof. *Aldo Romani*

Presentata da

*Alessio Baldazzi*

Sessione III

Anno Accademico 2013/2014



---

# Sommario

---

Introduzione .....	5
Capitolo 1 - Descrizione dei componenti utilizzati.....	7
1.1. Generatore termoelettrico (TEG) .....	7
1.2. Startup .....	8
1.3. Circuito di switch .....	9
1.3.1. Funzionamento .....	10
Capitolo 2 - Convertitore boost.....	13
2.1. Principio di funzionamento .....	13
2.2. Logica di controllo: oscillatore .....	14
2.2.1. Astabile a BJT .....	15
2.2.2. Astabile con comparatore.....	16
2.3. Scelta dei componenti .....	17
2.4. Rete e capacità di uscita .....	18
2.5. Segnale di abilitazione .....	19
2.6. Circuito completo.....	21
Capitolo 3 - Risultati sperimentali .....	23
3.1. Strumentazione utilizzata .....	23
3.2. Analisi dell'efficienza del solo convertitore boost.....	23
3.2.1. Metodologia di test.....	23
3.2.2. Risultati del test.....	26
3.3. Analisi del circuito completo .....	32
3.3.1. Metodologia di test.....	32
3.3.2. Risultati del test.....	32
Conclusioni .....	37
Bibliografia .....	39



---

# Introduzione

---

Parallelamente ai sistemi alimentati in maniera tradizionale, quindi tramite sorgenti con energia disponibile abbondante come reti elettriche o batterie, si è sviluppato un settore basato sul recupero dell'energia dall'ambiente circostante il sistema. Questa branca si basa sulla possibilità di raccogliere piccole quantità di energia sotto varie forme: vibrazioni, onde elettromagnetiche, luce e calore; molti sistemi richiedono spesso la miniaturizzazione delle geometrie dei componenti: in tal caso queste sorgenti sono tipicamente in grado di erogare tensioni nell'ordine delle decine o centinaia di millivolt e potenze molto limitate, nell'ordine dei microwatt o al più dei milliwatt. In applicazioni caratterizzate dall'assenza di batterie, per poter utilizzare questa energia diventa tuttavia necessario innalzare la tensione della sorgente fino a valori sufficienti ad alimentare dei circuiti elettronici a bassa potenza, quindi ottenere tensioni di uscita nell'ordine di qualche volt. Una sfida continua consiste nello sviluppo di circuiti in grado di estrarre questa energia in maniera efficiente per renderla disponibile in uscita; per ottenere questo risultato è necessario l'utilizzo di circuiti attivi e quindi alimentati anch'essi a tensioni simili a quelle del carico. L'architettura tradizionale sfrutta batterie per accumulare l'energia necessaria ad avviare il processo di estrazione di carica. Questa struttura presenta alcuni problemi: in primo luogo la necessità di avere a disposizione energia a sufficienza per poter avviarsi in seguito all'interruzione della sorgente ed in secondo luogo la richiesta di manutenzione per sostituire le batterie. La soluzione arriva con l'adozione di un doppio circuito di estrazione: un circuito di startup a bassa efficienza che avvia il circuito, ed un convertire boost ad elevata efficienza.

In questo lavoro si vuole mostrare come sia possibile realizzare un circuito per energy harvesting totalmente autonomo, quindi senza l'ausilio di batterie, per sorgenti ultra-low voltage, in particolare per sorgenti termoelettriche sottoposte a piccoli gradienti di temperatura ed in grado di erogare tensioni di qualche decina di millivolt. Si esporrà come il circuito sia capace di avviarsi, autosostenersi ed alimentare un piccolo carico. Si è scelta una architettura basata su componenti discreti suddivisa in due macro blocchi: un circuito di startup implementato attraverso un'architettura a trasformatore piezoelettrico e un boost converter pilotato in catena aperta da un oscillatore ultra-low power.



---

# Capitolo 1 - Descrizione dei componenti utilizzati

---

## 1.1. Generatore termoelettrico (TEG)

Il generatore termoelettrico è un dispositivo che converte l'energia attraverso l'effetto seebeck: un gradiente di temperatura tra le sue facce, con il relativo flusso di calore, viene trasformato in una tensione ai suoi capi. Il fenomeno inverso è l'effetto Peltier, in cui una corrente imposta ai suoi capi produce un flusso di calore tra le sue facce. In prima approssimazione, un TEG è modellabile a livello elettrico come un generatore di tensione reale, cioè tramite un generatore di tensione ideale con una resistenza serie. I TEG attualmente prodotti sono dispositivi di qualche centimetro quadrato e uno spessore di qualche millimetro, sono formati da tante coppie di materiale semiconduttore con drogaggi di tipo P e N; le coppie sono poi elettricamente interconnesse tra di loro in serie o in parallelo o una combinazione di esse, mentre risultano termicamente connesse in parallelo. TEG con coppie connesse in serie produrranno una tensione superiore, ma con una resistenza serie più alta rispetto alla seconda tipologia con coppie in parallelo, in cui la tensione prodotta sarà minore, ma minore sarà anche la resistenza. Le sorgenti per cui si è pensato questo progetto hanno valori di tensione minima a vuoto di circa 20mV e resistenza serie da 1 a qualche  $\Omega$ .

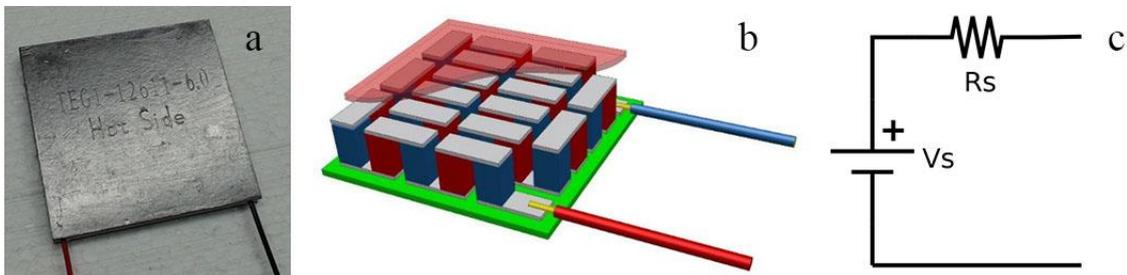


Figura 1 - (a) TEG (dispositivo fisico) [3]. (b) Rappresentazione fisica interna di un TEG [5]. (c) Modello elettrico circuitale equivalente di un TEG.

## 1.2. Startup

L'obiettivo del blocco di startup è quello di avviare la rete di controllo del boost converter, la cui tensione minima di funzionamento è pari a 0,85V, estraendo energia da un TEG la cui tensione a vuoto sia di qualche decina di millivolt. Il blocco di startup utilizzato è basato su un'architettura risonante a basso voltaggio di avvio, in particolare si è scelto uno schema con uno stadio di ingresso common source con JFET, trasformatore piezoelettrico e voltage doubler in uscita. La scelta di tale trasformatore è stata dettata dal maggior fattore di qualità rispetto ai trasformatori magnetici, quindi dalle migliori prestazioni, e dalla possibilità di poter miniaturizzare e integrare il blocco tramite tecnologia MEMS. Il circuito utilizzato è una versione modificata, per ottenere prestazioni migliori, di quello proposto in "Piezoelectric Transformers for Ultra-low Voltage Energy Harvesting Applications" [1].

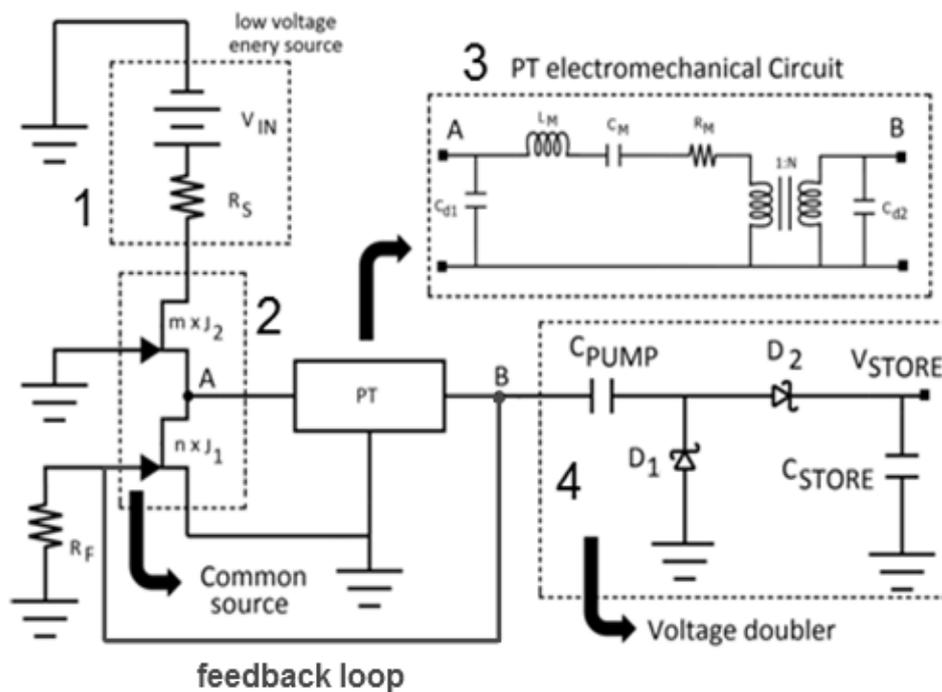


Figura 2 - Schema elettrico dello startup utilizzato non modificato. (1): modello equivalente della sorgente (TEG); (2): stadio amplificatore common source; (3): circuito elettromeccanico equivalente del trasformatore piezoelettrico; (4): voltage doubler. [1]

Le seguenti modifiche sono state apportate: il circuito di ingresso è formato da un induttore di carico da 40 nH e 2 p-JFET in parallelo, il trasformatore utilizzato è un prototipo prodotto dalla Noliac ed è stata aggiunta una capacità  $C_{opt}/=600\text{nF}$ . Il valor medio dell'oscillazione al secondario del trasformatore è pari alla tensione di pinch-off dei JFET, quindi con il cambio di tipologia (da n a p) si produce una oscillazione intorno

ad una tensione superiore: il voltage doubler in questa condizione, lasciato inalterato, si comporta quasi come un raddrizzatore a semionda. Le migliorie apportate permettono al circuito di avviarsi con una tensione  $V_{in}=18/20mV$  producendo una tensione in uscita a vuoto di circa 1,5V. L'ultima modifica effettuata è stata l'inclusione di un segnale di enable attivo basso per spegnere il circuito una volta raggiunto l'obiettivo: per questo si è scollegata la resistenza  $R_f$  da massa ed è stato utilizzato tale nodo per questo scopo.

### 1.3. Circuito di switch

Le prestazioni del circuito di startup a vuoto soddisfano le richieste ma anche un piccolo carico, come la rete di controllo utilizzata, evita che si raggiunga la specifica. Si è scelto di inserire un circuito di switch opportunamente tarato che lasci immagazzinare energia a sufficienza su una capacità e solo a quel punto connettere una seconda capacità più piccola e la rete di controllo. Completa questa rete il segnale di ingresso di enable attivo basso, utile per spegnerla una volta attivato il circuito primario di estrazione della carica ed evitare di accumulare carica proveniente dal boost sulla capacità  $C_{in}$ , parallelamente alla quale è presente il ramo conduttivo verso massa ( $M_2$ - $M_6$ ) nel caso di tensione superiore alla sua soglia di attivazione.

La scelta dei componenti è stata effettuata privilegiando la facilità di reperibilità degli stessi presso i laboratori.

*Elenco componenti:*

$$C_{in}=4,7\mu F$$

$$C_{out}=100nF$$

$D_1, D_2, D_3$ : HSMP-3820-TRIG

$M_1, M_5$ : NTR1P02

$M_2$ : NTR0202PLT1G

$M_3$ : FDN302P

$M_4$ : Si4172DY

$M_6$ : SI4172DY

$$C_1=5nF$$

$$C_2=10nF$$

$$R_1=100K\Omega$$

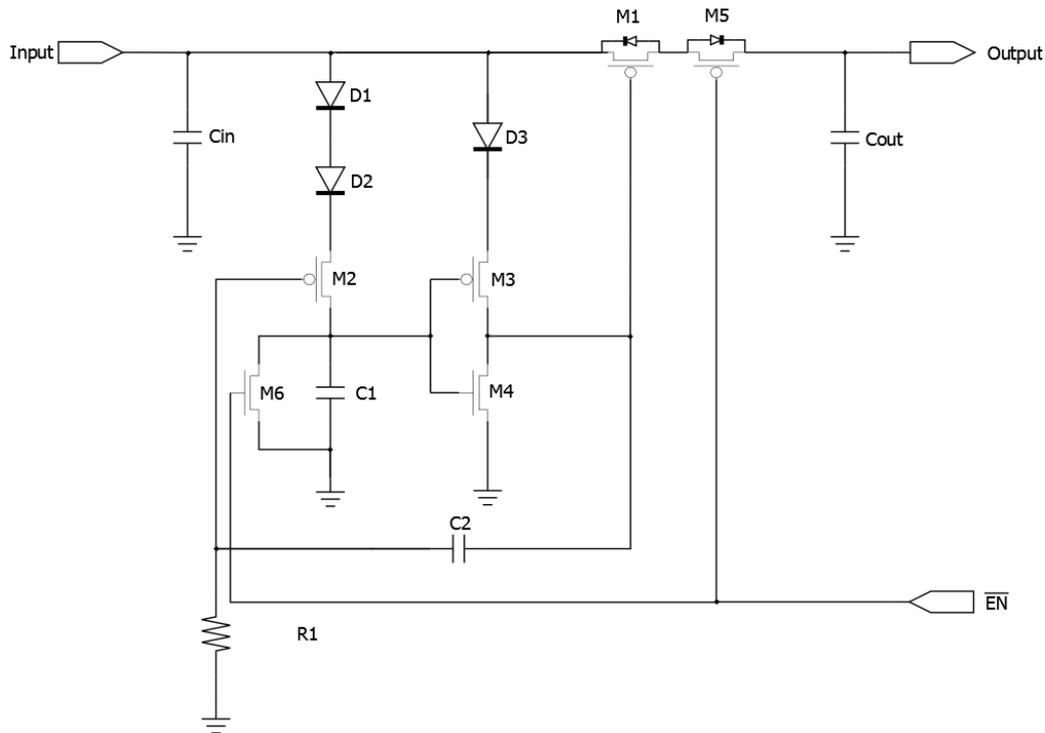


Figura 3 - Schema elettrico del circuito di switch.

### 1.3.1. Funzionamento

La soglia di  $M_1$  è alta, tale per cui questo non si accende prima che diventi conduttivo  $M_3$ . Tuttavia non deve essere troppo alta, in modo da rimanere in regione di saturazione durante la fase di scarica di  $C_{in}$ .  $M_2$  ha soglia pari alla tensione in cui si deve accendere  $M_1$  (ovvero il punto in cui lo startup ha terminato la fase di carica di  $C_{in}$ );  $D_1$  e  $D_2$  innalzeranno questa soglia di un valore pari a circa 400mV e garantiranno il mantenimento della carica su  $C_1$ . La soglia di  $M_3$  è bassa per fare in modo di garantire lo spegnimento di  $M_1$  durante la carica di  $C_{in}$ .  $M_4$  ha soglia alta, tale per cui si possa accendere solamente dopo lo spegnimento di  $M_3$  per evitare un ramo conduttivo che drenerebbe carica da  $C_{in}$ .

Inizialmente il circuito è completamente scarico e i MOS sono tutti sotto soglia; lo startup caricherà la capacità  $C_{in}$ .

$M_3$  sarà il primo ad entrare in conduzione garantendo lo spegnimento di  $M_1$  durante tutta la fase di carica; quando  $V(C_{in})$  si avvicinerà alla soglia di  $M_2$ , questo inizierà a caricare la capacità  $C_1$  fino al punto in cui l'invertitore porterà basso il gate di  $M_1$ .

A questo punto, la capacità  $C_{in}$  si scaricherà su  $C_{out}$ , mentre  $D_1$  manterrà la carica sui gate dell'invertitore per tenere attivo  $M_1$ .  $C_2$  rafforzerà lo stato attuale.

Quando il boost sarà attivo alzerà il segnale di enable, così da non caricare  $C_{in}$  e scaricare  $C_1$  resettando il circuito per un nuova attivazione in caso di necessità.

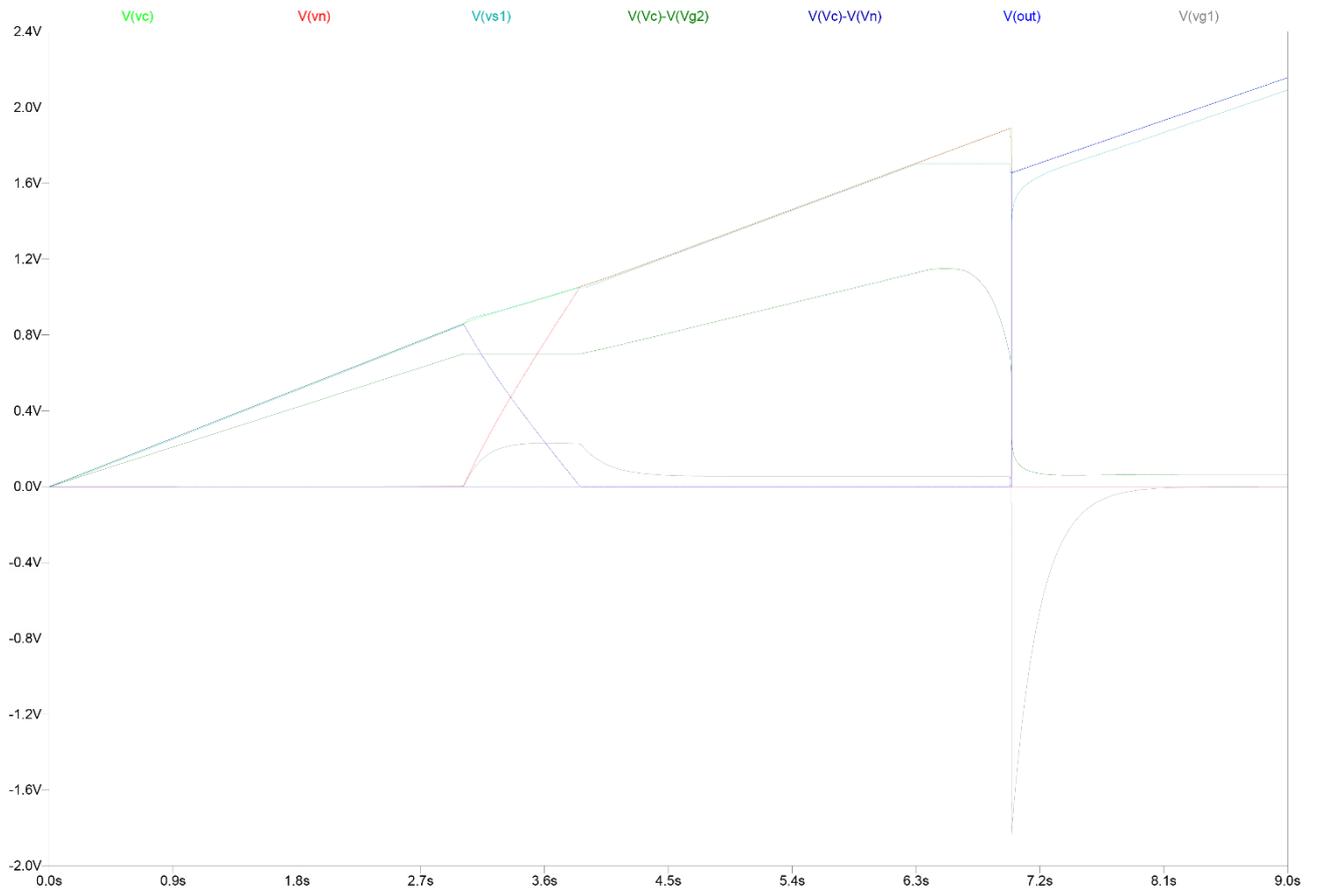


Figura 4 - Simulazione del circuito di switch su LTSpice.  $V(Vc)$ : tensione su  $C_{in}$ ;  $V(Vn)$ : tensione sul gate di  $M_1$ ;  $V(Vs1)$ : tensione sul source di  $M_2$ ;  $V(Vg2)$ : tensione su  $C_1$ ;  $V(out)$ : tensione su  $C_{out}$ ;  $V(Vg1)$ : tensione sul gate di  $M_2$ .



---

## Capitolo 2 - Convertitore boost

---

In questo capitolo si presenteranno i blocchi circuitali che compongono il boost converter e le scelte effettuate in sede di progetto.

### 2.1. Principio di funzionamento

Il convertitore boost è un circuito elettronico DC-DC di tipo step-up, così chiamato perché la sua tensione di uscita è superiore rispetto a quella di ingresso. Il suo principio di funzionamento si suddivide in due fasi principali ripetute in sequenza: uno stato ON in cui si fa aumentare la corrente sull'induttore accumulando energia e uno stato OFF in cui l'energia viene rilasciata verso l'uscita producendo una diminuzione della corrente.

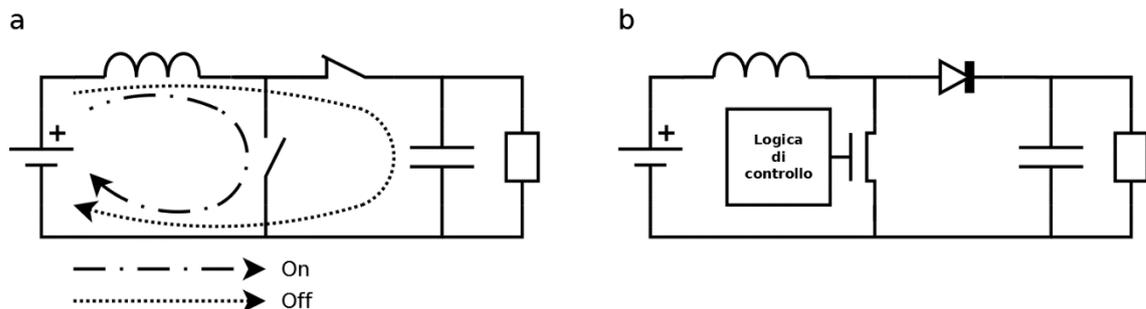


Figura 5 - (a) Schema di funzionamento di un convertitore boost. (b) Schema elettrico di un convertitore boost.

I modi di funzionamento di tale circuito possono essere di due tipi: continuo o discontinuo a seconda che la corrente istantanea sull'induttore sia sempre diversa da zero o si annulli per una frazione del periodo. Il fattore discriminante è la corrente assorbita dal carico; in seguito è riportato il valore limite, se superiore il modo è continuo.

$$\langle I_{out} \rangle = \frac{T \cdot V_i}{2 \cdot L} d(1 - d) \quad (1)$$

Nei casi presi in esame tale corrente non è coerente con quella effettivamente disponibile dalla sorgente o quella realmente assorbita dal carico. Dunque, è possibile concludere che il modo di funzionamento è discontinuo.

Il guadagno in tensione varia a seconda del modo di funzionamento, in particolare

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{1}{1-d} \quad (2)$$

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = 1 + \frac{V_{in} \cdot T \cdot d^2}{2L \langle I_{out} \rangle} \quad (3)$$

la (2) si riferisce al modo continuo e la (3) al modo discontinuo. Queste due espressioni sono approssimate e assumono l'ipotesi che in ingresso la tensione sia costante. Inoltre non valgono per valori estremi del duty cycle: le perdite ohmiche sulla resistenze parassite, soprattutto quella serie dell'induttore, alterano il guadagno come mostrato in figura 6. Un'altra prova del fatto che il modo sia discontinuo può essere trovata applicando le formule sopra: imponendo l'alto guadagno necessario all'applicazione in oggetto ( $V_{in}=20mV$ ,  $V_{out}=1V$ ) nel modo continuo si otterrebbe  $d > 0.98$ , valore per il quale cade in difetto la validità della formula applicata per via delle perdite ohmiche.

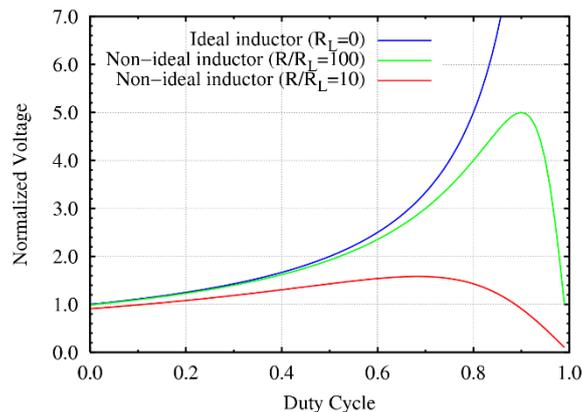


Figura 6 - Andamento della tensione di uscita e del duty cycle di un convertitore boost all'aumentare della resistenza parassita nell'induttore ( $R_L$ : resistenza parassita dell'induttore;  $R$ : resistenza di carico). [3]

## 2.2. Logica di controllo: oscillatore

Il controllo ipotizzato in questo progetto è in catena aperta, quindi la rete si dimensionerà a priori in fase di progetto e durante il funzionamento del circuito non ci sarà alcun aggiustamento istantaneo del punto di lavoro della sorgente. Questa scelta si è fatta per ridurre i componenti discreti utilizzati e quindi minimizzare il consumo del circuito, di contro però il convertitore non garantirà di far lavorare la sorgente nel MPP (Maximum Power Point), perciò non estrarrà necessariamente la potenza massima

possibile. Essendo la caratteristica V-I dei TEG una retta poiché  $R_s$  è in prima approssimazione costante, il punto di massima potenza si troverà a metà della tensione a vuoto o della corrente in corto circuito. Questo consentirà di capire quanto efficientemente si stia estraendo potenza dalla sorgente utilizzata. Per il controllo quindi si sono ipotizzati due schemi di multivibratori astabili con la possibilità di regolare la frequenza e il duty cycle: astabile a BJT e astabile con un trigger di Schmitt basato su un comparatore. Si è iniziato verificando il funzionamento dei due circuiti al simulatore circuitale (LTSpice).

### 2.2.1. Astabile a BJT

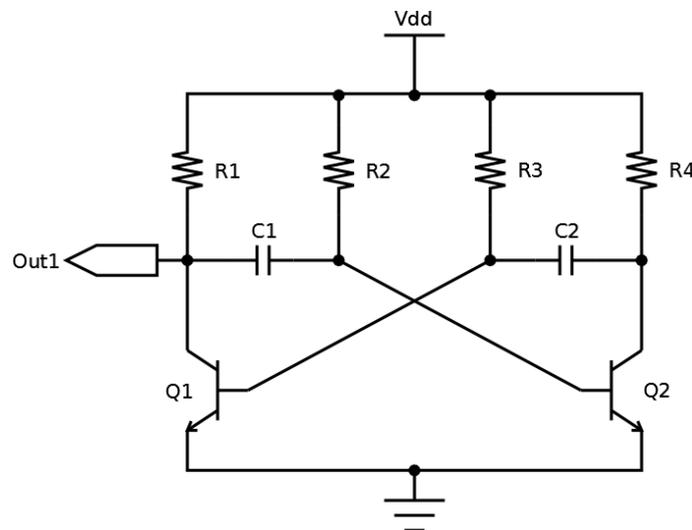


Figura 7 - Schema elettrico del multivibratore astabile a BJT

Il multivibratore astabile a BJT si basa sulla continua discesa e risalita della tensione sui nodi di base dei dispositivi, variando tra  $V_{BEon} - V_{dd}$  e  $V_{BEon}$ , dove  $V_{BEon}$  è la tensione di soglia del BJT e  $V_{dd}$  quella di alimentazione del circuito; la fase di salita sarà controllata dai rami  $C_1 - R_2$  e  $C_3 - R_3$ . Ad esempio, se  $Q_1$  è in conduzione allora  $V_{B1} = V_{BEon}$ , mentre la tensione  $V_{B2}$  sarà negativa e verrà alzata da  $R_3$  fino a  $V_{BEon}$ ; questo porterà bruscamente la tensione sul collettore di  $Q_2$  a 0V, mentre  $V_{B1}$  scenderà a  $V_{BEon} - V_{dd}$  spegnendo  $Q_1$ . Il processo si ripeterà infinite volte senza soste. Il segnale di uscita sarà prelevato su uno dei due collettori dei BJT, che saranno negati uno rispetto all'altro. La durata degli stati ON e OFF si dimensiona attraverso il tempo di salita del condensatore connesso al BJT spento attraverso la seguente relazione

$$t = -\tau \cdot \ln \left( \frac{V_{BEon} - V_{dd}}{V_{BEon} - 2V_{dd}} \right) \quad (4)$$

dove  $\tau$  sarà  $C_1R_2$  o  $C_2R_3$ ; il duty cycle è regolabile attraverso il diverso dimensionamento delle due costanti di tempo appena citate.

L'uscita  $Out_1$  è pilotata dalla rete di pull-down implementata da  $Q_1$  e dalla rete di pull-up implementata attraverso  $R_1$ . La presenza della rete di pull-up, sempre in parte conduttiva, crea un consumo statico in presenza di uscita bassa ( $Q_1$  conduttivo). Per ridurre questo consumo è necessario aumentare il valore di  $R_1$ . Tuttavia, nonostante questo accorgimento, non è comunque possibile ridurre di molto il consumo statico. Inoltre questa scelta produrrà un rallentamento del tempo di salita del segnale  $Out_1$ . Si noti infatti come l'uscita andrà a pilotare il gate del MOS del boost converter. L'utilizzo di una rete simile come controllo per un convertitore boost risulta molto svantaggiosa, in quanto è presente un forte trade-off tra velocità di commutazione e consumo statico. Per questo motivo si è scartata questa scelta già nelle prime fasi di simulazione; il consumo medio durante le prove effettuate ha segnato valori tra 15 e 30 $\mu$ W.

### 2.2.2. Astabile con comparatore

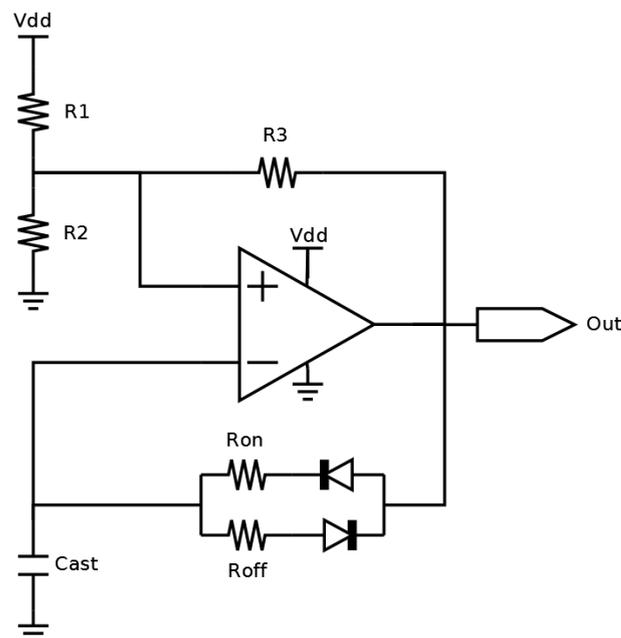


Figura 8 - Schema elettrico del multivibratore astabile con comparatore

La soluzione alternativa all'astabile a BJT è un oscillatore basato su di un comparatore con isteresi, anche detto trigger di Schmitt. Lo schema elettrico di questo

comparatore è mostrato in figura. Essendo  $R_1=R_2=R_3$  l'ingresso  $V_+$  potrà assumere due possibili valori, calcolabili attraverso il partitore di tensione:  $R_3$  risulta infatti in parallelo a  $R_1$  o  $R_2$  a seconda che l'uscita sia alta o bassa ottenendo le seguenti relazioni:

$$V_{out} = V_{dd} \rightarrow V_+ = \frac{2}{3}V_{dd} \quad (5)$$

$$V_{out} = 0 \rightarrow V_+ = \frac{1}{3}V_{dd} \quad (6)$$

La temporizzazione dell'oscillazione viene regolata attraverso l'ingresso  $V_-$  su cui è presente una rete RC, quindi il condensatore verrà caricato e scaricato tramite l'uscita del comparatore. La presenza dei diodi in serie ai resistori permette di utilizzare due resistenze diverse per le fasi di scarica e carica consentendo di selezionare il duty cycle desiderato. La durata dei due stati ON e OFF si dimensiona così:

$$t = RC_{ast} \cdot \ln(2) \quad (7)$$

Il consumo statico di questo circuito è la somma di due componenti: il consumo statico del comparatore e quello della rete resistiva. Per ridurre il primo vengono in aiuto alcuni comparatori commerciali ultralow-power come il TS881 della STMicroelectronics o il TLV3691 della Texas Instruments, i consumi statici di questi integrati si attestano intorno a 300nW se alimentati a 1,5V. Per ridurre il consumo del secondo è sufficiente aumentare il valore delle resistenze, mantenendo però le correnti necessarie per polarizzare gli ingressi che sono nell'ordine dei pA. Sperimentalmente si sono ottenuti risultati accettabili con valori di 10÷20MΩ. Il consumo effettivo è stato stimato al simulatore e risulta dell'ordine di qualche μW, dominato in buona parte dalla potenza dinamica.

### 2.3. Scelta dei componenti

Il convertitore principale progettato in questo lavoro utilizza l'architettura boost sopra descritta controllata attraverso un oscillatore con comparatore come quello illustrato nella sezione precedente. Questa scelta ha permesso l'utilizzo di un'architettura semplice da gestire, con pochi componenti, ma con prestazioni soddisfacenti. La scelta dei singoli componenti utilizzati è stata dettata, oltre che dalle caratteristiche elettriche, anche dalla reperibilità dei modelli LTSpice per quanto riguarda le simulazione e dei

componenti fisici per quanto riguarda i test in laboratorio. Il transistor n-MOS utilizzato è stato scelto controllando che la sua capacità di gate fosse sufficientemente piccola, al fine di limitare il consumo dinamico, ma con una resistenza serie non troppo alta, al fine di limitare le perdite su di esso. Alla luce delle precedenti considerazioni si è scelto di utilizzare il PMZ250UN della NXP per le simulazioni e il Si1300BDL della Vishay [2]. Il diodo utilizzato è il BAT754 della NXP.

I gradi di libertà nel dimensionamento restano ancora molte in particolare alcuni dei parametri liberi sono la frequenza, il duty-cycle dell'oscillatore e l'induttanza; i tempi di carica dell'induttore e il valore dell'induttanza sono direttamente proporzionali, e questo è legato alla ricerca del MPP: a parità di tempo di carica, la corrente su un induttore più grande cresce più lentamente. Infine si è inserita una capacità in parallelo alla sorgente, che sarà dimensionata in modo da limitare il ripple di tensione e di corrente sulla sorgente, così che essa lavori senza discostarsi eccessivamente dal MPP. La capacità permette inoltre di avere all'ingresso del boost una tensione meno variabile, si noti infatti che il modello del boost converter prevede l'utilizzo di una tensione costante.

## 2.4. Rete e capacità di uscita

La capacità di storage  $C_{store}$  si potrà dimensionare solo conoscendo l'applicazione effettiva e quindi la potenza realmente assorbita. Il progetto è pensato per alimentare sia un circuito con assorbimento di corrente continuo e potenza istantanea ridotta, sia un circuito con funzionamento discontinuo, con potenza istantanea elevata ed elevati periodi di stand-by (in modo che il consumo medio risulti ridotto, ad es., un nodo sensore wireless). Nel caso di un consumo discontinuo è necessario inserire una capacità sufficientemente grande che possa accumulare l'energia necessaria durante le fasi di inattività. Il circuito di controllo è alimentato dalla stessa tensione di uscita del boost; come già spiegato nel capitolo 1, per avviare la rete anche con sorgenti a bassissime tensioni si è utilizzato uno startup a bassa efficienza, il quale andrà a caricare la capacità di alimentazione. La doppia capacità dello startup, prima e dopo il circuito di switch, il cui rapporto è  $C_{in} \gg C_{out}$ , impone un limite superiore alla capacità utilizzata per alimentare l'oscillatore al fine di avere tempi di avvio al più nell'ordine di qualche minuto; questa

condizione si scontra con la necessità di poter aumentare a piacere la capacità di storage nel caso in cui sia la stessa.

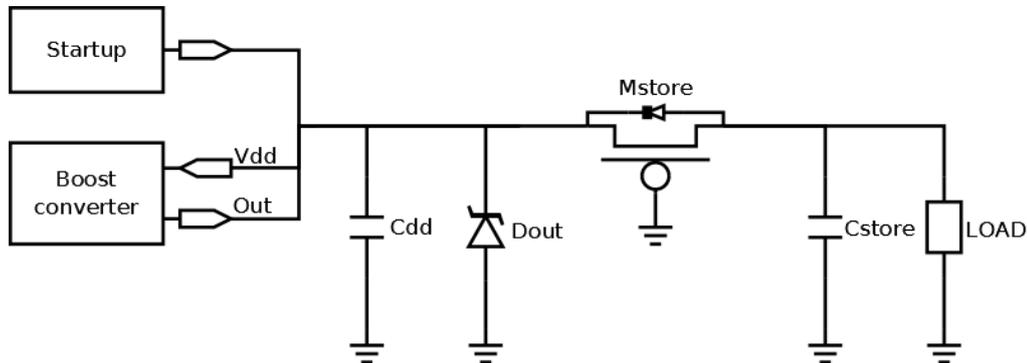


Figura 9 - Schema elettrico della rete di uscita del boost converter.

La soluzione adottata è quella mostrata in figura, si è scelto di dividere la capacità  $C_{dd}$  ( $C_{out}$  dello startup) di alimentazione dell'oscillatore da quella di storage  $C_{store}$  attraverso un p-MOS in serie. Il risultato è soddisfacente in quanto  $C_{dd}$  può assumere valori sufficientemente piccoli, pari a  $100 \div 300 \text{ nF}$ , così che possa essere caricata dalla rete di startup garantendo il funzionamento dell'oscillatore nei primi cicli di conversione del boost, mentre c'è ampia libertà nella scelta di  $C_{store}$ . Si noti come il principale obiettivo del boost sia quello di autosostenersi caricando dapprima la capacità  $C_{dd}$  e solo raggiunta la soglia  $V_{GS(th)}$  di  $M_{store}$  alimenterà il carico elevando la tensione in  $C_{store}$ . Si è scelto di utilizzare un p-MOS la cui soglia di conduzione sia circa  $1,5 \text{ V}$ . Completa questa rete un diodo zener per limitare  $V_{dd}$  e  $V_{store}$  al massimo di  $5 \text{ V}$  con finalità di protezione dei circuiti.

## 2.5. Segnale di abilitazione

Come si è visto nel capitolo 1, per spegnere lo startup è necessario fornire in uscita un segnale che commuti da basso ad alto qualora il convertitore principale entri in funzione. La condizione discriminante tra il funzionamento del circuito di boost e la necessità dell'azione della rete di startup è la presenza o meno dell'oscillazione. La condizione in cui risulti presente l'oscillazione ma non ci sia sufficiente potenza all'ingresso per autosostenersi è destinata a terminare presto perché la carica presente sulla piccola capacità  $C_{dd}$  verrà ad azzerarsi, provocando lo spegnimento della rete di controllo. In figura è mostrata la rete progettata per svolgere questo ruolo.

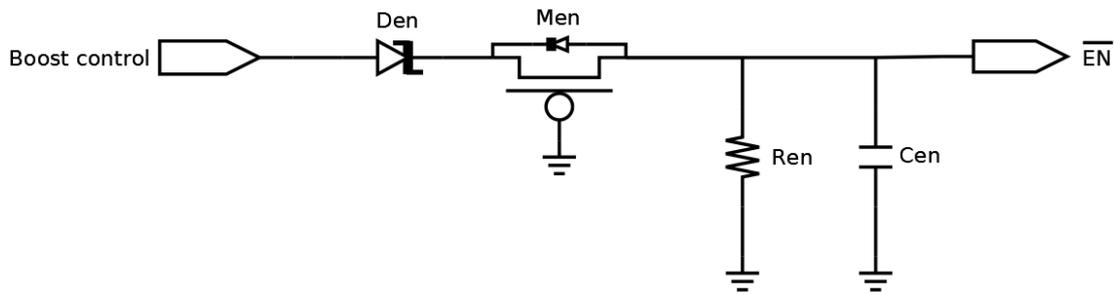


Figura 10 - Schema elettrico della rete per la generazione del segnale di enable.

L'unico accorgimento particolare adottato è l'inserimento di un p-MOS per selezionare le sole oscillazioni sopra la tensione minima di funzionamento del comparatore: infatti il comportamento sotto soglia non è prevedibile, si è adottata questa soluzione per evitare false segnalazioni che rischierebbero di disattivare il circuito di startup prima di un'effettiva accensione del circuito principale.

Il dimensionamento è molto semplice: la resistenza è scelta con un valore sufficientemente alto tale da ridurre il consumo ma adatta a mantenere un valore basso di tensione nel nodo di enable. Essendo una rete RC, la capacità sarà scelta di conseguenza per garantire una segnalazione entro qualche secondo dal termine delle oscillazioni. Prove pratiche hanno mostrato come un valore ottimale di resistenza sia  $R=22M\Omega$ , si è scelto pertanto di porre  $C=100nF$  per ottenere una costante di tempo  $\tau=2,2s$ .

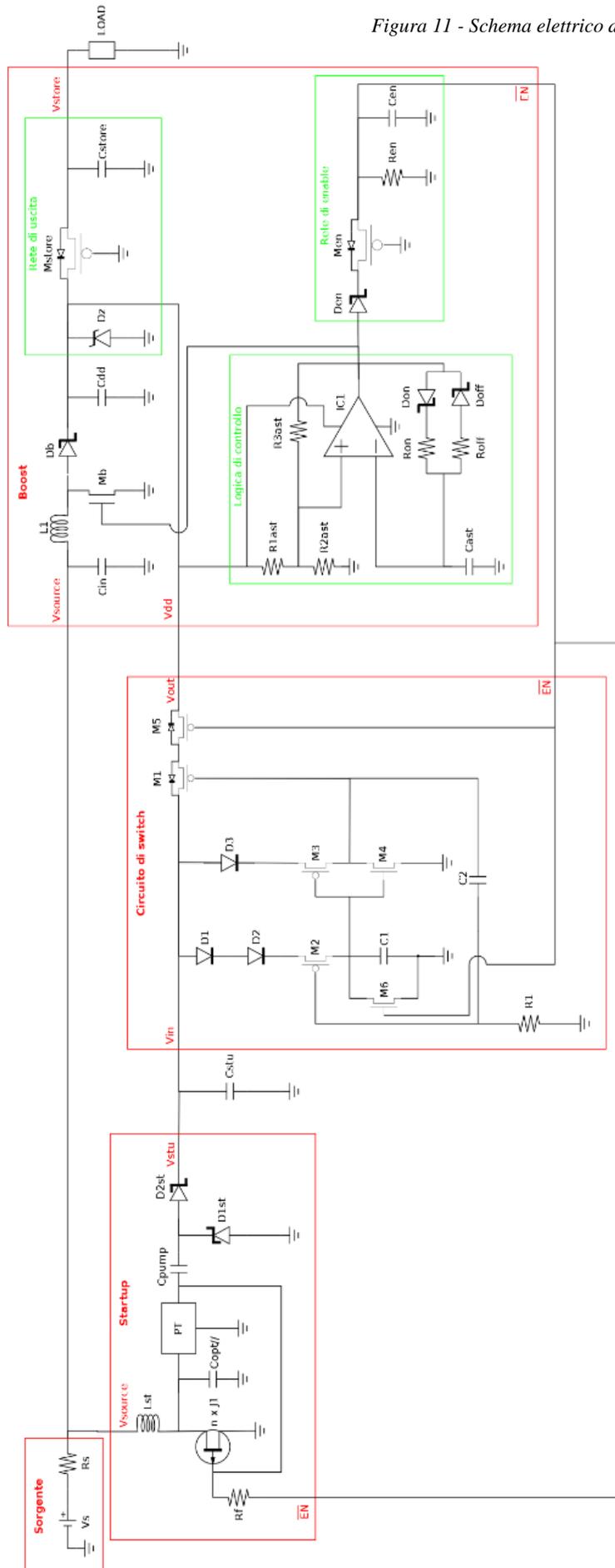
## 2.6. Circuito completo

In figura 11 si presenta il circuito nella configurazione scelta in cui sono inseriti tutti i blocchi presentati in questo capitolo; di seguito viene riportato l'elenco dei componenti. Per i dispositivi  $C_{in}$ ,  $L_1$ ,  $C_{store}$ ,  $R_{on}$  e  $R_{off}$  sono riportati i valori finali. Tuttavia, nel capitolo seguente questi componenti assumeranno valori differenti a seconda delle prove effettuate.

<p>Startup:</p> <p><math>L_{st}=40nH</math></p> <p><math>n=2</math>; <math>J_1</math>: MMBFJ270</p> <p><math>R_F=140M\Omega</math></p> <p><math>C_{opt}/=600nF</math></p> <p>PT: Prototipo prodotto da Noliac</p> <p><math>C_{PUMP}=470pF</math></p> <p><math>D_{1st}</math>, <math>D_{2st}</math>: serie 4 x BAS70</p> <p><math>C_{stu}=4,7\mu F</math></p>	<p>Boost converter:</p> <p><math>C_{in}=940\mu F</math></p> <p><math>L_1=1120\mu H</math></p> <p><math>M_b</math>: Si1300BDL</p> <p><math>D_b</math>: BAT754</p> <p><math>C_{dd}=100nF</math></p> <p><math>D_z</math>: BZX55C5V6</p> <p><math>M_{store}</math>: NTR0202PLT1G</p> <p><math>C_{store}</math>: 4,7<math>\mu F</math></p>
<p>Circuito di switch:</p> <p><math>D_1</math>, <math>D_2</math>, <math>D_3</math>: HSMP-3820-TR1G</p> <p><math>M_1</math>, <math>M_5</math>: NTR1P02</p> <p><math>M_2</math>: NTR0202PLT1G</p> <p><math>M_3</math>: FDN302P</p> <p><math>M_4</math>: Si4172DY</p> <p><math>M_6</math>: SI4172DY</p> <p><math>C_1=5nF</math></p> <p><math>C_2=10nF</math></p> <p><math>R_1=100K\Omega</math></p>	<p>IC1: TS881</p> <p><math>R_{1ast}=R_{2ast}=R_{3ast}=22M\Omega</math></p> <p><math>D_{on}</math>, <math>D_{off}</math>: BAT754</p> <p><math>R_{on}=R_{off}=6,1M\Omega</math></p> <p><math>C_{ast}=100pF</math></p> <p><math>D_{en}</math>: BAT754</p> <p><math>M_{en}</math>: FDS4935A</p> <p><math>R_{en}=22M\Omega</math></p> <p><math>C_{en}=100nF</math></p>

Tabella 1 - Elenco dei componenti del circuito completo di figura 11.

Figura 11 - Schema elettrico del circuito completo.



---

# Capitolo 3 - Risultati sperimentali

---

Dopo aver presentato, nel capitolo 2, i blocchi e la teoria alla base del progetto in oggetto, ora si mostreranno alcuni dei risultati ottenuti in laboratorio utilizzando la configurazione illustrata nel paragrafo 2.6. Si è deciso di simulare una sorgente con  $R_s=3,3\Omega$ .

## 3.1. Strumentazione utilizzata

Le misure realizzate in questo capitolo sono state effettuate con alcuni degli strumenti presenti in laboratorio. In primo luogo sono state utilizzate tre basette breadboard per assemblare il circuito: una per lo startup, una per la rete di switch e una terza per il convertitore boost ed i relativi sotto blocchi. La dotazione del banco di misura prevede un oscilloscopio digitale a quattro tracce modello TDS 2014 della Tektronix, un multimetro digitale modello 34401A della Agilent e un tester modello IDM91E della ISO-TECH. In alcune misure si sono inoltre utilizzati degli op-amp modello LMC6482 della National Semiconductor in configurazione buffer come sonde attive per aumentare l'impedenza e limitare la perturbazione sui nodi. L'intero circuito si è messo in funzione attraverso l'alimentatore stabilizzato da banco a tre canali EI302T della TTI.

## 3.2. Analisi dell'efficienza del solo convertitore boost

### 3.2.1. Metodologia di test

In questo test si è alterato volutamente il circuito isolando la sezione di conversione dell'energia dal resto della rete, al fine di valutare l'efficienza massima ottenibile senza l'influenza del circuito di controllo e della rete di uscita. Per tutte le letture di tensione sono state utilizzate le sonde attive alimentate a  $\pm 5V$ ; per alimentare l'oscillatore ci si è avvalsi dello stesso canale positivo dell'alimentatore: grazie a questo accorgimento non è stato necessario né l'utilizzo del circuito di startup, né del circuito di

switch, né della rete di abilitazione, scelta che garantisce anche una perfetta accensione di  $M_b$ . Le resistenze  $R_{on}$ ,  $R_{off}$  sono state sostituite da due trimmer per questione di semplicità nel controllo della frequenza e del duty cycle; anche in uscita è stato inserito un trimmer utilizzato come carico, utile per poter selezionare velocemente il punto di lavoro desiderato. La capacità di storage scelta è di valore piccolo ( $4,7\mu F$ ) al fine di limitare la durata dei transistori e velocizzare le misure.

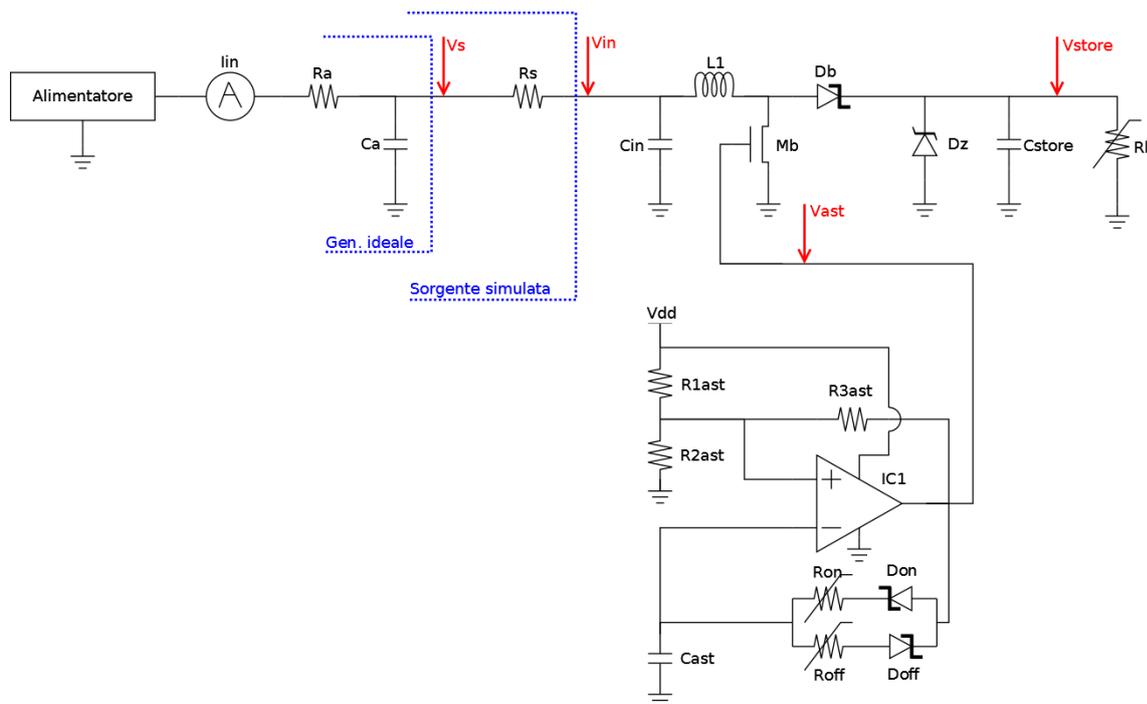


Figura 12 - Schema elettrico del circuito in fase di test.

Per misurare la corrente erogata dalla sorgente, che è una grandezza variabile nel tempo, ed essendo la banda passante dei multimetri digitali limitata rispetto a quella delle variazioni di corrente, si è scelto di creare una rete per isolarne il valore efficace  $I_{in}$ : si è deciso di porre il multimetro in configurazione amperometro a monte della rete  $R_a C_a$  che simula il generatore ideale  $V_s$ , dove  $R_a=10\Omega$  e  $C_a=10mF$ . Si noti che la tensione erogata dall'alimentatore pur non essendo stata misurata si è mantenuta costante durante ogni singola misura; per misurare una corrente continua è necessario che la tensione sulla resistenza sia costante e quindi costante deve essere la tensione a valle, cioè  $V_s$ . Ottenere  $V_s$  non variabile è necessario, oltre che per la misura, anche per una buona simulazione della sorgente; questa tensione è stata monitorata con un canale dell'oscilloscopio avendo cura di variare le impostazioni dell'alimentatore per mantenerla al valore desiderato e verificando l'assenza di ripple.

Gli altri canali dell'oscilloscopio si sono utilizzati per monitorare la tensione  $V_{in}$  a valle della sorgente simulata, il segnale di controllo del boost converter  $V_{ast}$  e la tensione di uscita  $V_{store}$ . Le stime sono state effettuate attraverso l'utilizzo della funzione dell'oscilloscopio "Average" con 128 periodi per minimizzare il rumore presente; per quanto riguarda  $V_{in}$ , che non è costante nel tempo, si è utilizzata la funzione  $V_{RMS}$  presente nell'oscilloscopio. Infine, dopo aver selezionato ogni punto di lavoro desiderato, si è misurata la resistenza di carico  $R_L$ , staccandola dal circuito attraverso il tester con la più piccola scala possibile. Per maggior accuratezza, si è misurata la resistenza  $R_s$  tramite il multimetro in configurazione a 4 morsetti.

La disponibilità dei dati misurati ha permesso di valutare con un foglio di calcolo le altre grandezze utili con le seguenti formule:

$$P_d = \frac{V_s^2}{4R_s} \quad (8): \text{potenza disponibile della sorgente};$$

$$P_{in} = \frac{V_{in}^{RMS}}{I_{in}} \quad (9): \text{potenza ceduta dalla sorgente al boost converter};$$

$$P_{out} = \frac{V_{store}^2}{R_L} \quad (10): \text{potenza ceduta dal boost converter al carico};$$

$$\eta = \frac{P_{out}}{P_d} \quad (11): \text{efficienza del circuito};$$

$$\eta_{in} = \frac{P_{in}}{P_d} \quad (12): \text{efficienza alla porta di ingresso};$$

$$\eta_{out} = \frac{P_{out}}{P_{in}} \quad (13): \text{efficienza alla porta di uscita}.$$

Si noti che la stima di  $V_{in}^{RMS}$  è solo parzialmente affidabile e di conseguenza lo sono anche le grandezze derivate; tali risultati sono utili solo per avere una indicazione di massima sul punto in cui si perde più efficienza, ma in ogni caso, come mostrato, questo non influisce sul rendimento totale.

Attraverso la metodologia appena descritta, la misura è stata ripetuta agendo sulle variabili  $V_s$ ,  $f$  (frequenza di  $V_{ast}$ ),  $d$  (duty cycle di  $V_{ast}$ ),  $R_L$ ,  $C_{in}$  ed  $L_1$ .

### 3.2.2. Risultati del test

Nella prima fase di questo test si sono fatte alcune prove a campione per affinare la conoscenza del circuito mantenendo costanti  $V_s=20\text{mV}$ ,  $R_s=3,3\Omega$ ,  $d=0,5$  e variando  $f$ ,  $L_1$ ,  $C_{in}$  ed  $R_L$ . Inizialmente si sono fatte due serie di prove utilizzando un induttore da  $560\mu\text{H}$  modello PCH-45X-564KLT della Coilcraft con una resistenza parassita di  $380\text{m}\Omega$  e un induttore da  $1\text{mH}$  modello 22R105c della Murata Power Solutions con una resistenza parassita di  $3,63\Omega$ ; durante queste prove è stata utilizzata  $C_{in}=470\mu\text{F}$ .

$L_1$ [H]	$f$ [Hz]	$V_{in}^{RMS}$ [mV]	$I_{in}$ [mA]	$P_{in}$ [μW]	$V_{store}$ [V]	$R_L$ [Ω]	$P_{out}$ [μW]	$P_d$ [μW]	$\eta_{in}$	$\eta_{out}$	$\eta$
560μ	800	12,2	2,42	29,5	1,50	220K	10,23	30	0,97	0,35	0,34
560μ	800	13,3	2,42	32,2	2,32	530K	10,16	30	1,06	0,32	0,34
560μ	800	11,6	2,42	28,1	3,00	930K	9,68	30	0,93	0,34	0,32
560μ	800	12,1	2,42	29,3	4,00	3,6M	4,51	30	0,97	0,15	0,15
560μ	1000	12,5	2,10	26,3	2,00	350K	11,43	30	0,87	0,44	0,38
560μ	1500	14,6	1,72	25,1	2,10	350K	12,60	30	0,83	0,50	0,42
560μ	2000	12,0	1,30	15,6	2,00	350K	11,43	30	0,51	0,73	0,38
560μ	2000	11,2	1,30	14,6	3,00	850K	10,59	30	0,48	0,73	0,35
1m	800	15,8	1,30	20,5	1,50	470K	4,79	30	0,68	0,23	0,16
1m	800	15,8	1,30	20,5	2,00	850K	4,71	30	0,68	0,23	0,16
1m	800	15,8	1,30	20,5	2,50	1,4M	4,37	30	0,68	0,21	0,14
1m	800	15,8	1,30	20,5	3,00	2,2M	4,17	30	0,68	0,20	0,14
1m	800	15,8	1,30	20,5	3,50	3,9M	3,16	30	0,68	0,15	0,10
1m	2000	13,5	0,76	10,3	2,22	850K	5,8	30	0,34	0,57	0,19

Tabella 2 - Primo set di prove preliminari.  $V_s=20\text{mV}$ ;  $R_s=3,3\Omega$ ;  $d=0,5$ ;  $C_{in}=470\mu\text{F}$ .

Il risultato di queste prove, sintetizzato in tabella 2, mostra come con un induttore da  $560\mu\text{H}$  sia possibile ottenere una buona efficienza, mentre con un induttore da  $1\text{mH}$  il rendimento è molto più deludente. Una possibile spiegazione si può trovare nella maggior resistenza parassita presente nell'induttore utilizzato pertanto questo suggerisce l'utilizzo di induttori più performanti come verrà fatto nelle prove successive. Da ora in poi saranno utilizzati due induttori da  $560\mu\text{H}$  modello MCAP115018077A-561LU della Multicomp con una resistenza parassita di  $77\text{m}\Omega$ , che saranno connessi in configurazione singola, serie o parallelo a seconda del valore desiderato. Anche in questo set di prove sono stati tenuti costanti  $V_s=20\text{mV}$ ,  $R_s=3,3\Omega$  e  $d=0,5$ , mentre si sono variati  $f$ ,  $L_1$ ,  $C_{in}$  ed  $R_L$ .

<b>C<sub>in</sub></b> [μF]	<b>L<sub>1</sub></b> [μH]	<b>f</b> [Hz]	<b>V<sub>in</sub><sup>RMS</sup></b> [mV]	<b>I<sub>in</sub></b> [mA]	<b>P<sub>in</sub></b> [μW]	<b>V<sub>store</sub></b> [V]	<b>R<sub>L</sub></b> [Ω]	<b>P<sub>out</sub></b> [μW]	<b>P<sub>d</sub></b> [μW]	<b>η<sub>in</sub></b>	<b>η<sub>out</sub></b>	<b>η</b>
470	560	1500	12,5	1,80	22,5	2,16	350K	13,33	30	0,74	0,59	0,44
<b>470</b>	<b>560</b>	<b>1500</b>	<b>17,0</b>	<b>1,80</b>	<b>30,6</b>	<b>2,00</b>	<b>294K</b>	<b>13,61</b>	<b>30</b>	<b>1,01</b>	<b>0,44</b>	<b>0,45</b>
<b>940</b>	<b>560</b>	<b>1500</b>	<b>14,7</b>	<b>1,78</b>	<b>26,2</b>	<b>2,00</b>	<b>294K</b>	<b>13,61</b>	<b>30</b>	<b>0,86</b>	<b>0,52</b>	<b>0,45</b>
470	280	1500	12,8	2,60	33,3	1,50	200K	11,25	30	1,10	0,34	0,37
470	280	1500	12,8	2,60	33,3	2,00	350K	11,43	30	1,10	0,34	0,38
470	280	1500	12,8	2,60	33,3	2,50	570K	10,96	30	1,10	0,33	0,36
470	280	1500	12,5	2,60	32,5	3,00	920K	9,78	30	1,07	0,30	0,32
470	280	1500	12,5	2,60	32,5	3,50	1,4M	8,51	30	1,07	0,26	0,28
470	280	2000	13,0	2,20	28,6	1,50	193K	11,66	30	0,94	0,41	0,38
470	280	2000	13,5	2,20	29,7	2,00	337K	11,87	30	0,98	0,40	0,39
470	280	2000	13,0	2,20	28,6	3,00	844K	10,66	30	0,94	0,37	0,35
470	1120	1000	14,7	1,50	22,1	1,50	173K	13,01	30	0,73	0,59	0,43
<b>470</b>	<b>1120</b>	<b>1000</b>	<b>14,7</b>	<b>1,50</b>	<b>22,1</b>	<b>2,00</b>	<b>295K</b>	<b>13,56</b>	<b>30</b>	<b>0,73</b>	<b>0,61</b>	<b>0,45</b>
470	1120	1000	14,7	1,50	22,1	2,50	476K	13,13	30	0,73	0,60	0,43
470	1120	1000	14,7	1,50	22,1	3,00	700K	12,86	30	0,73	0,58	0,42
940	1120	1000	15,0	1,46	21,9	2,62	535K	12,83	30	0,72	0,59	0,42
<b>940</b>	<b>1120</b>	<b>1000</b>	<b>15,0</b>	<b>1,46</b>	<b>21,9</b>	<b>2,00</b>	<b>308K</b>	<b>12,99</b>	<b>30</b>	<b>0,72</b>	<b>0,59</b>	<b>0,43</b>

Tabella 3 - Secondo set di prove preliminari.  $V_s=20mV$ ;  $R_s=3,3\Omega$ ;  $d=0,5$ .

In tabella 3 sono mostrati i risultati del secondo set di prove ottenendo risultati di rendimento variabili tra il 28% e il 45%. Oltre alle prove documentate si è provato a variare la frequenza e il duty cycle intorno ai valori migliori non ottenendo, tuttavia, miglioramenti apprezzabili. Le conclusioni che si sono tratte da queste misure sono le seguenti:

- utilizzando un induttore da 560μH si ottengono buoni risultati intorno alla frequenza di 1500Hz;
- utilizzando un induttore di 280μH si ottengono risultati leggermente peggiori rispetto al caso precedente;
- utilizzando un induttore di 1120μH si ottengono risultati simili al primo caso ma nell'intorno della frequenza di 1000Hz;
- aumentare  $C_{in}$  serve a diminuire il ripple di tensione su  $V_{in}$ , un valore pari a 470μF è risultato sufficiente, in ogni caso una dimensione superiore non fa di certo peggiorare le prestazioni come mostrato.

In tabella 3 sono evidenziati in grassetto i risultati migliori; alla luce delle considerazioni appena elencate si è approfondita l'analisi di due delle configurazioni scelte, in particolare si è posto  $C_{in}=940\mu F$  con le coppie  $L_1=560\mu H$ ,  $f=1500Hz$  e  $L_1=1120\mu H$ ,  $f=1000Hz$ . Nei due set successivi verrà analizzato il rendimento del

convertitore per vari tensioni di sorgente, i cui risultati sono riportati in tabella 4 e tabella 5. Durante queste misure, anche se non documentato, si è provato a variare le variabili  $f$  e  $d$  non ottenendo miglioramenti apprezzabili.

$V_s$ [mV]	$V_{in}^{RMS}$ [mV]	$I_{in}$ [mA]	$P_{in}$ [μW]	$V_{store}$ [V]	$R_L$ [Ω]	$P_{out}$ [μW]	$P_d$ [μW]	$\eta_{in}$	$\eta_{out}$	$\eta$
20	14,7	1,78	26,2	1,00	79,5K	12,58	30	0,86	0,48	0,42
20	14,4	1,77	25,5	1,50	169,0K	13,31	30	0,84	0,52	0,44
20	14,7	1,78	26,2	2,00	294,0K	13,61	30	0,86	0,52	0,45
20	14,6	1,77	25,8	2,50	471,0K	13,27	30	0,85	0,51	0,44
20	14,8	1,77	26,2	3,00	705,0K	12,77	30	0,86	0,49	0,42
20	14,8	1,77	26,2	4,00	2,2M	7,31	30	0,86	0,28	0,24
30	21,5	2,72	58,5	1,00	33,0K	30,30	68	0,86	0,52	0,44
30	21,5	2,73	58,7	1,50	70,0K	32,14	68	0,86	0,55	0,47
30	21,0	2,75	57,8	2,00	118,0K	33,90	68	0,85	0,59	0,50
30	21,4	2,72	58,2	2,50	185,0K	33,78	68	0,85	0,58	0,50
30	21,6	2,72	58,8	3,00	264,0K	34,09	68	0,86	0,58	0,50
30	21,7	2,72	59,0	4,00	547,0K	29,25	68	0,87	0,50	0,43
50	35,5	4,66	165,4	1,00	11,4K	87,57	189	0,87	0,53	0,46
50	35,5	4,66	165,4	1,50	23,8K	94,54	189	0,87	0,57	0,50
50	35,5	4,65	165,1	2,00	40,8K	98,04	189	0,87	0,59	0,52
50	35,7	4,65	166,0	2,50	61,7K	101,30	189	0,88	0,61	0,53
50	35,7	4,65	166,0	3,00	89,5K	100,56	189	0,88	0,61	0,53
50	36,0	4,64	167,0	4,00	166,0K	96,39	189	0,88	0,58	0,51
80	55,6	7,45	414,2	1,00	4,6K	215,52	485	0,85	0,52	0,44
80	56,5	7,44	420,4	1,50	9,3K	241,94	485	0,87	0,58	0,50
80	56,5	7,42	419,2	2,00	15,6K	255,92	485	0,86	0,61	0,53
80	56,5	7,42	419,2	2,50	24,0K	260,42	485	0,86	0,62	0,54
80	56,4	7,36	415,1	3,00	34,4K	261,63	485	0,86	0,63	0,54
80	56,4	7,36	415,1	4,00	46,5K	344,09	485	0,86	0,83	0,71

Tabella 4 - Prove di efficienza approfondite con  $R_s=3,3\Omega$ ;  $f=1500\text{Hz}$ ;  $d=0,5$ ;  $C_{in}=940\mu\text{F}$ ;  $L_l=560\mu\text{H}$ .

$V_s$ [mV]	$V_{in}^{RMS}$ [mV]	$I_{in}$ [mA]	$P_{in}$ [μW]	$V_{store}$ [V]	$R_L$ [Ω]	$P_{out}$ [μW]	$P_d$ [μW]	$\eta_{in}$	$\eta_{out}$	$\eta$
20	15,3	1,53	23,4	1,00	75,9K	13,18	30	0,77	0,56	0,43
20	15,4	1,53	23,6	1,50	160,3K	14,04	30	0,78	0,60	0,46
20	15,7	1,53	24,0	2,00	273,0K	14,65	30	0,79	0,61	0,48
20	15,7	1,53	24,0	2,50	436,0K	14,33	30	0,79	0,60	0,47
20	16,0	1,53	24,5	3,00	641,0K	14,04	30	0,81	0,57	0,46
20	15,3	1,53	23,4	4,00	1,9M	8,57	30	0,77	0,37	0,28
30	23,2	2,31	53,6	1,00	32,9K	30,40	68	0,79	0,57	0,45
30	23,0	2,30	52,9	1,50	69,3K	32,47	68	0,78	0,61	0,48
30	23,4	2,30	53,8	2,00	119,7K	33,42	68	0,79	0,62	0,49
30	23,4	2,30	53,8	2,50	185,5K	33,69	68	0,79	0,63	0,49
30	23,3	2,30	53,6	3,00	259,0K	34,75	68	0,79	0,65	0,51
30	22,8	2,30	52,4	4,00	549,0K	29,14	68	0,77	0,56	0,43
50	37,5	3,89	145,9	1,00	11,9K	84,03	189	0,77	0,58	0,44
50	37,3	3,85	143,6	1,50	24,9K	90,36	189	0,76	0,63	0,48
50	37,6	3,85	144,8	2,00	42,4K	94,34	189	0,76	0,65	0,50
50	38,7	3,84	148,6	2,50	64,3K	97,20	189	0,78	0,65	0,51
50	38,4	3,84	147,5	3,00	90,7K	99,23	189	0,78	0,67	0,52
50	37,8	3,84	145,2	4,00	169,6K	94,34	189	0,77	0,65	0,50
80	60,3	6,17	372,1	1,00	4,8K	209,64	485	0,77	0,56	0,43
80	60,3	6,15	370,8	1,50	9,8K	228,66	485	0,76	0,62	0,47
80	60,5	6,14	371,5	2,00	16,7K	239,52	485	0,77	0,64	0,49
80	60,0	6,13	367,8	2,50	25,3K	247,04	485	0,76	0,67	0,51
80	60,2	6,13	369,0	3,00	35,9K	250,70	485	0,76	0,68	0,52
80	60,2	6,08	366,0	4,00	64,4K	248,45	485	0,75	0,68	0,51

Tabella 5 - Prove di efficienza approfondite con  $R_s=3,3\Omega$ ;  $f=1000Hz$ ;  $d=0,5$ ;  $C_{in}=940\mu F$ ;  $L_1=1120\mu H$ .

I risultati presenti in tabella 4 e tabella 5 sono stati sintetizzati nei grafici di figura 13 e di figura 14. Inoltre, per dare una migliore lettura dei dati, sono state mediate le efficienze ottenute nei sei punti di lavoro selezionati al variare di  $V_s$ ,  $\eta(V_{store}) = \frac{1}{4} \sum_{V_s} \eta(V_s, V_{store})$ ; il grafico è mostrato in figura 15. Infine sono state mediate le efficienze ottenute con le quattro tensioni di sorgente testate al variare di  $V_{store}$ ,  $\eta(V_s) = \frac{1}{6} \sum_{V_{store}} \eta(V_{store}, V_s)$ ; il grafico è mostrato in figura 16.

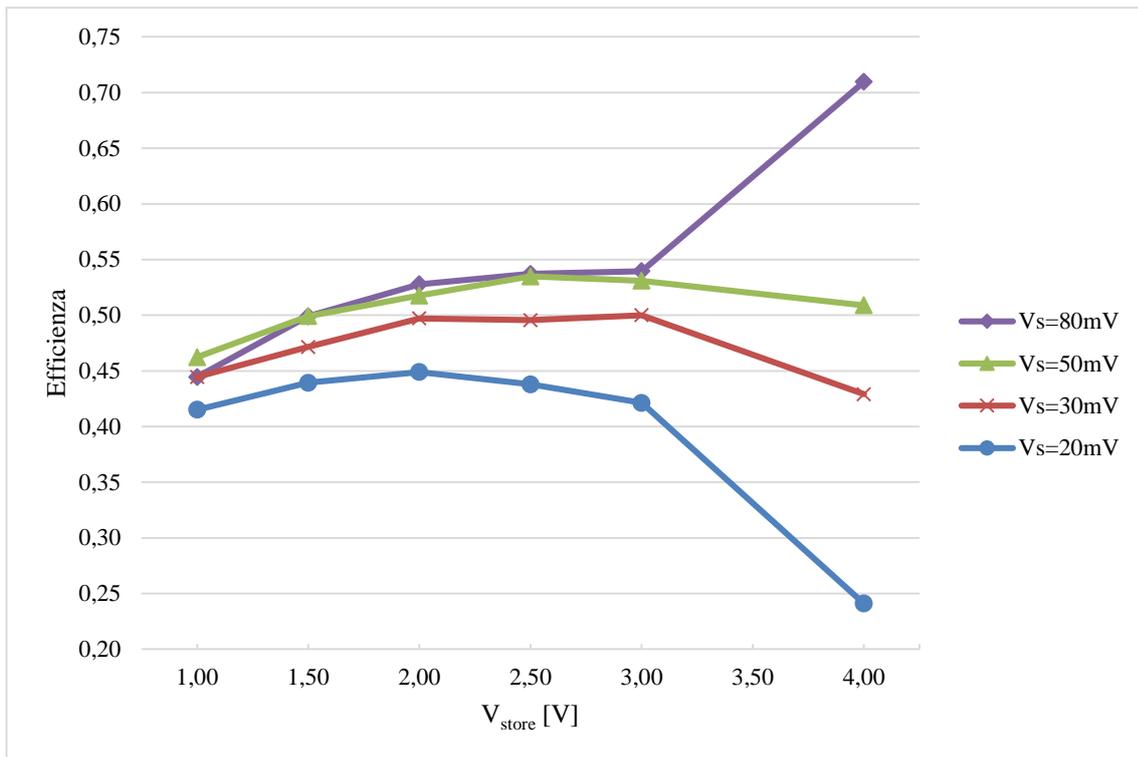


Figura 13 - Grafico dell'efficienza nei punti di lavoro selezionati e  $R_s=3,3\Omega$ ;  $f=1500\text{Hz}$ ;  $d=0,5$ ;  $C_{in}=940\mu\text{F}$ ;  $L_1=560\mu\text{H}$ .

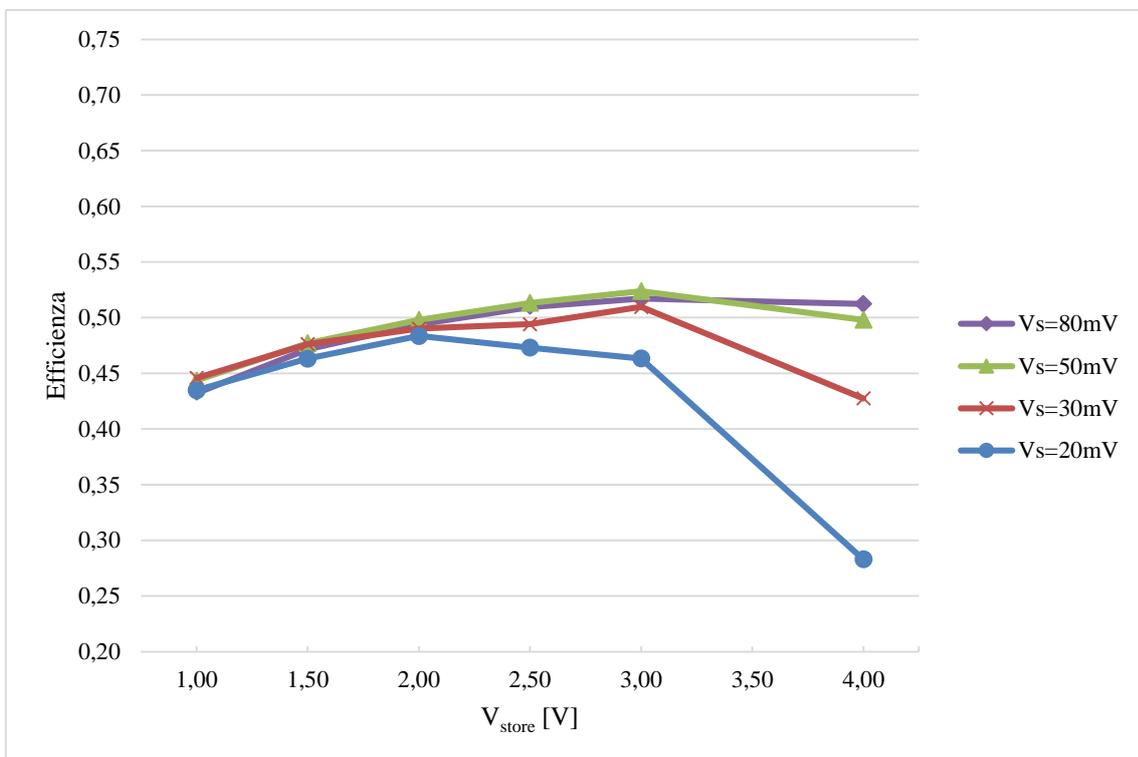


Figura 14 - Grafico dell'efficienza nei punti di lavoro selezionati e  $R_s=3,3\Omega$ ;  $f=1000\text{Hz}$ ;  $d=0,5$ ;  $C_{in}=940\mu\text{F}$ ;  $L_1=1120\mu\text{H}$ .

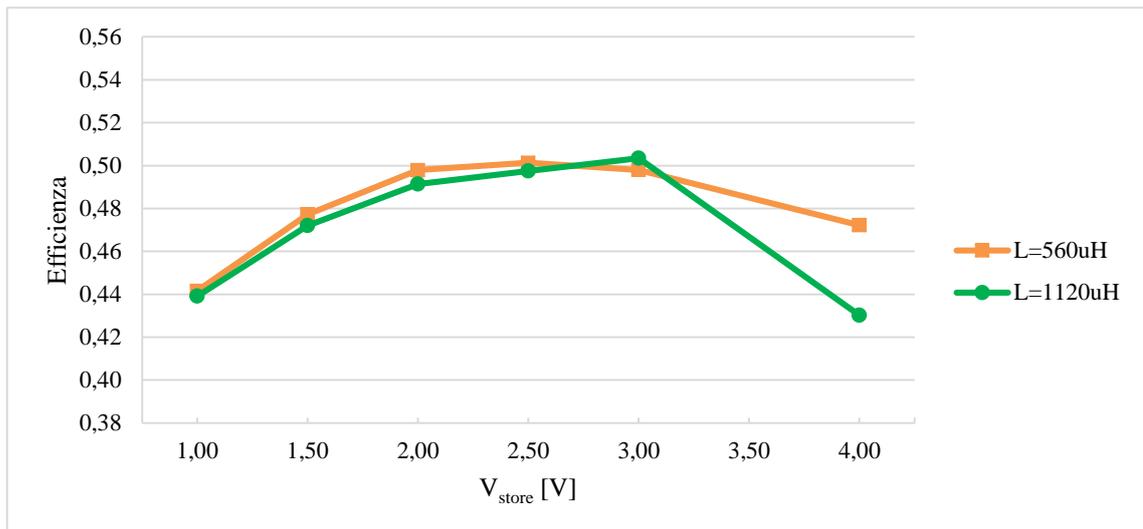


Figura 15 - Media delle efficienze rispetto a  $V_s$  al variare del punto di lavoro con  $R_s=3,3\Omega$ ;  $f=1000\text{Hz}$  (per  $L_1=1120\mu\text{H}$ ) o  $f=1500$  (per  $L_1=560\mu\text{H}$ );  $d=0,5$ ;  $C_m=940\mu\text{F}$ .

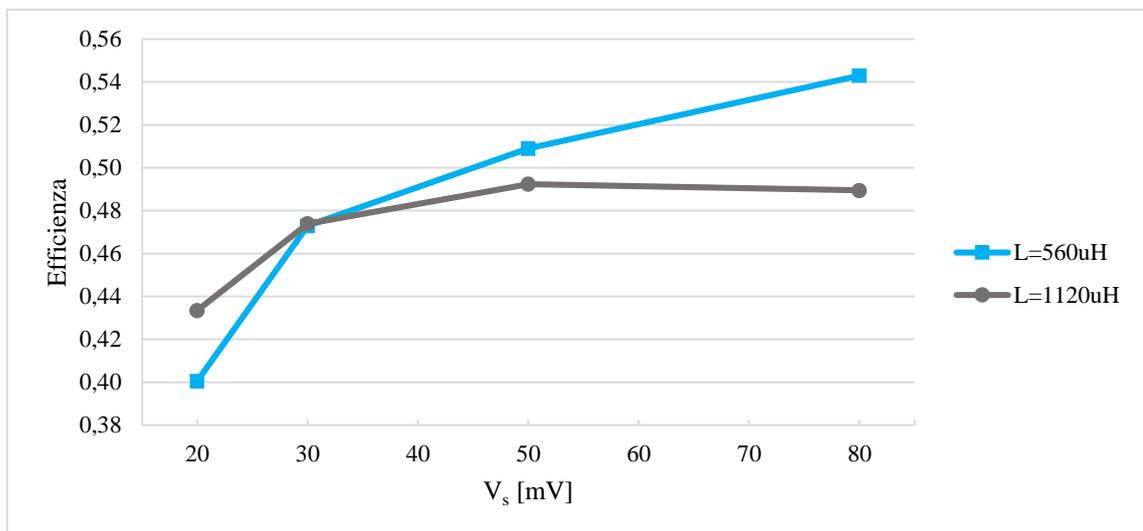


Figura 16 - Media delle efficienze rispetto ai punti di lavoro al variare di  $V_s$  con  $R_s=3,3\Omega$ ;  $f=1000\text{Hz}$  (per  $L_1=1120\mu\text{H}$ ) o  $f=1500$  (per  $L_1=560\mu\text{H}$ );  $d=0,5$ ;  $C_m=940\mu\text{F}$ .

Come si può vedere dai grafici, le due configurazioni non garantiscono prestazioni molto distanti tra loro, ma si è preferito privilegiare una maggiore efficienza per valori di  $V_s$  molto bassi e quindi si è scelto di utilizzare la configurazione  $L_1=1120\mu\text{H}$ ,  $f=1000\text{Hz}$ .

### 3.3. Analisi del circuito completo

Alla luce delle conclusioni appena tratte, si è scelto di analizzare il circuito completo nella configurazione precedentemente descritta, ovvero quella riportata nel paragrafo 0.

#### 3.3.1. Metodologia di test

In questo test si è analizzato il funzionamento del circuito completo mostrato in figura 11, in cui viene alimentato l'oscillatore a  $V_{dd}$ , e si è valutata l'efficienza a valle della rete di uscita. Le misure sono state effettuate seguendo la stessa metodologia utilizzata nel paragrafo 3.2 con le uniche differenze appena esposte.

#### 3.3.2. Risultati del test

Di seguito si riportano i risultati ottenuti. In tabella 6 sono riportati i risultati di questo test, che sono graficati in figura 17. In figura 18 e figura 19 sono graficate le medie ricavate con la stessa metodologia della prova precedente e per confronto sono riportati i risultati presentati nelle figure 15 e 16 relativi alla stessa configurazione utilizzata ora.

$V_s$ [mV]	$V_{in}^{RMS}$ [mV]	$I_{in}$ [mA]	$P_{in}$ [μW]	$V_{store}$ [V]	$R_L$ [Ω]	$P_{out}$ [μW]	$P_d$ [μW]	$\eta_{in}$	$\eta_{out}$	$\eta$
20	16,0	1,48	23,7	1,00	140,0K	7,14	30	0,78	0,30	0,24
20	16,0	1,48	23,7	1,50	213,0K	10,56	30	0,78	0,45	0,35
20	16,2	1,50	24,3	2,00	360,0K	11,11	30	0,80	0,46	0,37
20	16,2	1,51	24,5	2,50	578,0K	10,81	30	0,81	0,44	0,36
20	16,3	1,53	24,9	3,00	988,0K	9,11	30	0,82	0,37	0,30
20	16,3	1,53	24,9	4,00	14,2M	1,13	30	0,82	0,05	0,04
30	24,3	2,18	53,0	1,00	63,5K	15,75	68	0,78	0,30	0,23
30	24,0	2,19	52,6	1,50	94,7K	23,76	68	0,77	0,45	0,35
30	24,0	2,22	53,3	2,00	147,0K	27,21	68	0,78	0,51	0,40
30	23,7	2,23	52,9	2,50	223,0K	28,03	68	0,78	0,53	0,41
30	23,2	2,24	52,0	3,00	344,0K	26,16	68	0,76	0,50	0,38
30	23,3	2,26	52,7	4,00	800,0K	20,00	68	0,77	0,38	0,29
50	40,0	3,48	139,2	1,00	24,8K	40,32	189	0,73	0,29	0,21
50	40,0	3,48	139,2	1,50	38,0K	59,21	189	0,73	0,43	0,31
50	39,7	3,53	140,1	2,00	55,0K	72,73	189	0,74	0,52	0,38
50	39,7	3,55	140,9	2,50	82,0K	76,22	189	0,74	0,54	0,40
50	39,5	3,57	141,0	3,00	120,0K	75,00	189	0,74	0,53	0,40
50	38,0	3,60	136,8	4,00	224,0K	71,43	189	0,72	0,52	0,38
80	63,1	5,47	345,2	1,00	10,8K	92,94	485	0,71	0,27	0,19
80	64,0	5,53	353,9	1,50	15,9K	141,51	485	0,73	0,40	0,29
80	61,5	5,61	345,0	2,00	24,0K	166,67	485	0,71	0,48	0,34
80	61,5	5,64	346,9	2,50	37,0K	168,92	485	0,72	0,49	0,35
80	61,0	5,67	345,9	3,00	46,3K	194,38	485	0,71	0,56	0,40
80	61,0	5,69	347,1	4,00	81,8K	195,60	485	0,72	0,56	0,40

Tabella 6 - Prove di rendimento sul circuito completo.  $R_s=3,3\Omega$ ;  $f=1000\text{Hz}$ ;  $d=0,5$ ;  $C_{in}=940\mu\text{F}$ ;  $L_I=1120\mu\text{H}$ .

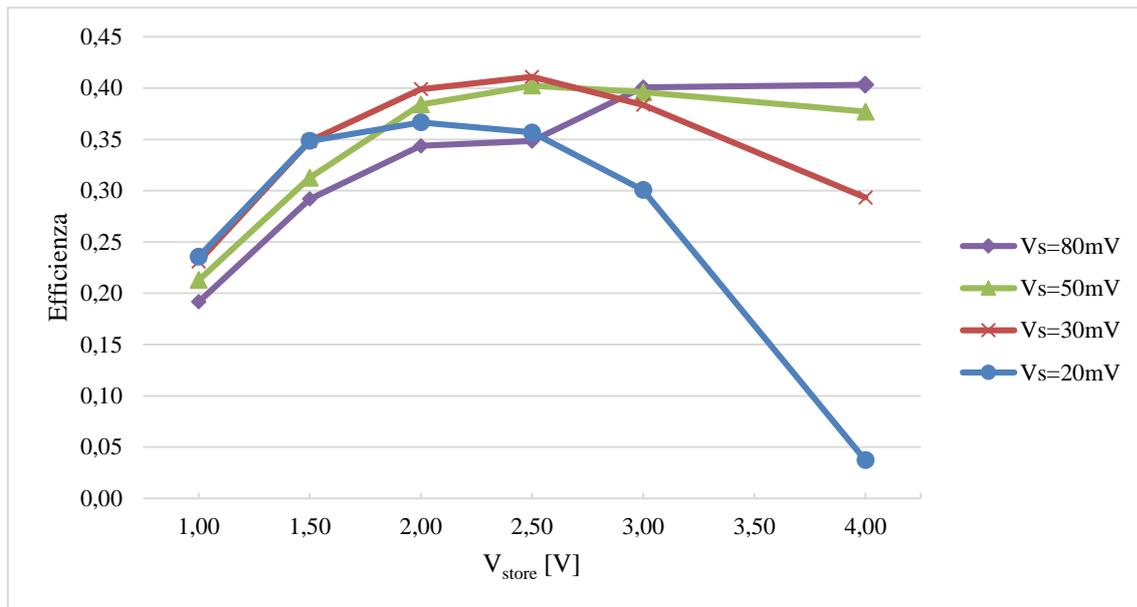


Figura 17 - Grafico dell'efficienza del circuito completo nei punti di lavoro selezionati.  $R_s=3,3\Omega$ ;  $f=1000Hz$ ;  $d=0,5$ ;  $C_{in}=940\mu F$ ;  $L_l=1120\mu H$ .

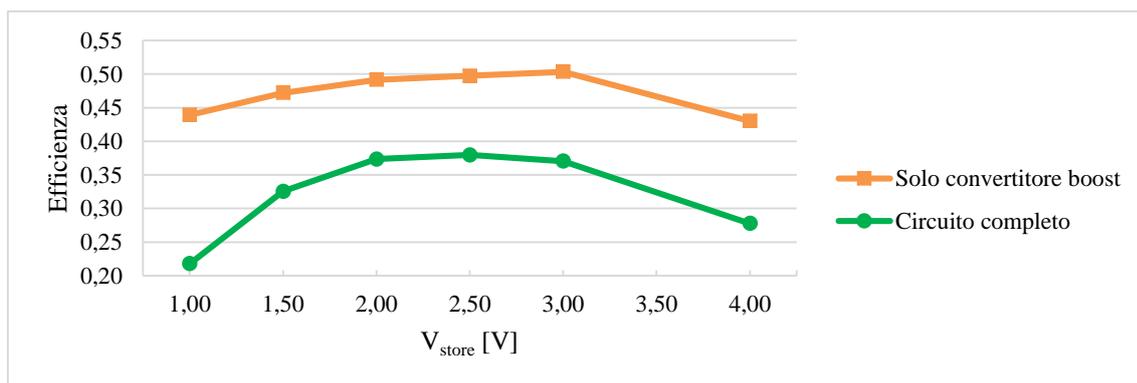


Figura 18 - Media delle efficienze rispetto a  $V_s$  al variare del punto di lavoro nella configurazione finale.  $R_s=3,3\Omega$ ;  $f=1000Hz$ ;  $d=0,5$ ;  $C_{in}=940\mu F$ ;  $L_l=1120\mu H$ .

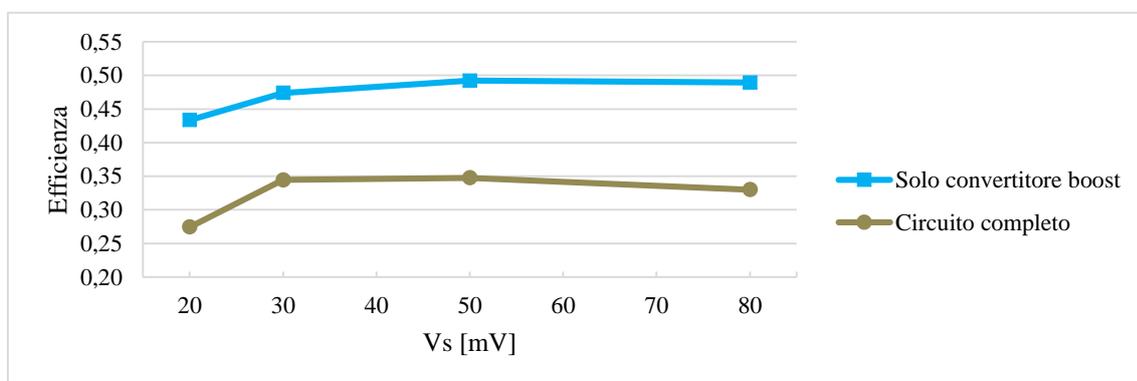


Figura 19 - Media delle efficienze rispetto ai punti di lavoro al variare di  $V_s$  nella configurazione finale.  $R_s=3,3\Omega$ ;  $f=1000Hz$ ;  $d=0,5$ ;  $C_{in}=940\mu F$ ;  $L_l=1120\mu H$ .

Come era logico aspettarsi, l'efficienza del circuito è diminuita a causa del consumo del circuito di controllo e di quello di enable. Si può notare dalla figura 18 che l'efficienza per valori bassi di  $V_{store}$  cala più sensibilmente a causa del p-MOS della rete di uscita, infatti la sua tensione di soglia è prossima a 1,5V, fattore che provoca l'aumento della sua  $R_{DS}$ ; come segnalato nel paragrafo 2.4, se è presente sufficiente energia in ingresso  $V_{dd}$  assumerà valori  $\geq V_{GS(th)}(M_{store})$  garantendo il corretto funzionamento dell'oscillatore anche in presenza di un carico difficile.

Durante questa prova il circuito è stato fatto funzionare in maniera totalmente autonoma lasciando alla rete di startup l'onere di avviare l'oscillatore. La rete, come spiegato nel paragrafo 1.2, funziona da  $V_s=18/20mV$ , ma solo con  $V_s>30mV$  è stata in grado di portare a termine l'operazione di avvio. Il risultato non è apparso migliorabile nemmeno agendo sul dimensionamento di  $C_{stu}$  e  $C_{dd}$ , pertanto si può concludere che questo sia il limite raggiunto dall'architettura in fase di avvio. Il funzionamento del boost converter, invece, è stato garantito per tensioni di sorgente pari a 20mV come testimoniano dai tanti dati riportati e il funzionamento è stato possibile anche con valori inferiori, ma si è scelto di non effettuare alcuna misura in quanto la potenza di uscita sarebbe molto limitata.



---

# Conclusioni

---

Al termine di questo progetto si può concludere che l'obiettivo che ci si era posti è stato raggiunto. Il circuito studiato ha mostrato come con pochi componenti facilmente reperibili sul mercato sia possibile realizzare un sistema di conversione di potenza per applicazioni di energy harvesting a bassissime tensioni. In particolare il sistema è stato in grado di avviarsi dalla tensione di sorgente  $V_s > 30\text{mV}$  e funzionare fino a tensioni pari o inferiori a  $20\text{mV}$ . Inoltre il funzionamento del circuito è risultato svincolato dal dimensionamento della capacità di uscita garantendo così la possibilità di utilizzare lo stesso in molteplici ambiti applicativi. Infine è interessante notare come questo circuito sia stato in grado di garantire un rendimento superiore al 30% nella maggior parte delle situazioni analizzate durante la fase di test.

Durante la sperimentazione, a causa delle basse tensioni utilizzate, si è notato che il circuito è molto sensibile alle perdite ohmiche e per questo è stata necessaria un'attenta selezione dei componenti per massimizzare le prestazioni. Il rendimento finale ottenuto, frutto di sperimentazioni al simulatore circuitale e approfondite prove in laboratorio, è sicuramente degno di nota per il tipo di controllo utilizzato: infatti, nonostante un controllo in catena aperta che non garantisce di estrarre dalla sorgente la massima potenza possibile, è risultato soddisfacente. Interessante sarebbe implementare nel circuito un MPPT (Maximum Power Point Tracker), operazione che può portare al miglioramento di questo risultato.



---

# Bibliografia

---

- [1] A. Camarda, A. Romani e M. Tartagni, «Piezoelectric Transformers for Ultra-low Voltage,» *Procedia Engineering*, pp. 1521-1524, 2014.
- [2] A. Romani, M. Filippi e a. M. Tartagni, «Micropower Design of a Fully Autonomous Energy Harvesting Circuit for Arrays of Piezoelectric Transducers,» *IEEE TRANSACTIONS ON POWER ELECTRONICS*, vol. 29, n. 2, pp. 729-739, 2014.
- [3] [Online]. Available: <http://www.wikipedia.org/>.
- [4] D. Salerno, «Ultralow Voltage Energy Harvester Uses Thermoelectric Generator for Battery-Free Wireless Sensors,» *LT Journal of Analog Innovation*, 10 2010.
- [5] P. Vaessen, 08 2011. [Online]. Available: <http://smartgridsherpa.com/blog/>.
- [6] P. Tenti, 2012. [Online]. Available: <http://www.dei.unipd.it/~pel/>.
- [7] [Online]. Available: <http://www.learnabout-electronics.org/>.
- [8] [Online]. Available: <http://www.electronics-tutorials.ws/>.
- [9] I. Laird e D. D. Lu, «Steady State Reliability of Maximum Power Point Tracking Algorithms used with a Thermoelectric Generator,» *IEEE International Symposium on Circuits and Systems (ISCAS)*, pp. 1316-1319, 2013.
- [10] E. J. Carlson, K. Strunz e B. P. Otis, «A 20 mV Input Boost Converter With Efficient Digital Control for Thermoelectric Energy Harvesting,» *IEEE JOURNAL OF SOLID-STATE CIRCUITS*, vol. 45, n. 4, pp. 741-750, 2010.

