

UNIVERSITÀ
DEGLI STUDI
DI PADOVA



DIPARTIMENTO DI INGEGNERIA DELL'INFORMAZIONE
CORSO DI LAUREA MAGISTRALE IN INGEGNERIA ELETTRONICA

Convertitore DC-DC completamente integrato che utilizza oscillatori LC di classe D accoppiati elettromagneticamente

Relatore

Prof. Andrea Bevilacqua

Laureando

Stefano Modenese

ANNO ACCADEMICO 2023-2024

Data di laurea 04/04/2024

*Alla mia famiglia,
a Mella
e ai miei amici.*

Sommario

In questa tesi, inizialmente, sono stati analizzati brevemente i principali metodi di energy harvesting ed evidenziati i loro vantaggi e svantaggi; poi, sono state revisionate le topologie base dei convertitori dc-dc integrati e le implementazioni attuate a migliorarne le prestazioni. Dopodiché, è stata analizzata teoricamente una nuova topologia di convertitore dc-dc basato su due oscillatori LC di classe-D accoppiati elettromagneticamente. Infine, questo è stato progettato in modalità boost perchè fosse in grado di erogare al carico 50 mW . È stato implementato con la tecnologia CMOS-FDSOI da 22 nm fornita da GlobalFoundries[®]. Il convertitore è stato progettato in modo tale che le perdite di commutazione e di conduzione siano bilanciate tra loro, così da ottenere la massima efficienza. Grazie all'uso degli oscillatori, la frequenza di commutazione del convertitore può raggiungere i 3 GHz , questo risultato non è raggiungibile nelle altre topologie dove la frequenza al massimo si arriva a qualche centinaia di mega-hertz. Anche se non è stato realizzato il layout del convertitore, il fatto che risuoni ad una frequenza dell'ordine dei giga-hertz consente di realizzare dei componenti passivi molto scalati e quindi che esso occupi un'area ridotta.

Indice

1	Motivo della ricerca	1
1.1	Internet of Things (IoT): il futuro	1
1.2	Energy Harvesting	1
1.2.1	Energie recuperate	3
1.2.2	Conclusioni sui metodi di energy harvesting	6
1.3	Convertitori DC-DC integrati: stato dell'arte	6
1.3.1	Convertitori DC-DC ibridi	8
1.3.2	Conclusioni sui convertitori DC-DC integrati	10
2	Teoria del convertitore DC-DC	13
2.1	Oscillatore CMOS di classe-D	13
2.1.1	Principio di funzionamento	14
2.1.2	Analisi teorica	15
2.2	Convertitore basato su oscillatori di classe-D accoppiati elettromagneticamente	19
2.2.1	Principio di funzionamento	19
2.2.2	Analisi teorica	21
3	Progettazione del convertitore DC-DC con tecnologia 22nm FDSOI	27
3.1	Architettura CMOS-FDSOI da 22nm di GlobalFoundries®	27
3.1.1	Estrapolazione parametri mosfet	28
3.2	Progettazione del convertitore	30
3.2.1	Progettazione con componenti ideali	30
3.2.2	Implementazione dei condensatori reali	34
3.2.3	Trasformatori reali implementati con un modello equivalente	36
3.2.4	Implementazione del trasformatore reale	39
3.2.5	Riduzione del ripple della tensione d'uscita e implementazione degli induttori flying	42
	Conclusioni	47

Elenco delle figure

1.1	Settori applicativi dei dispositivi IoT [3]	2
1.2	Sistema che implementa l'energy harvesting [6]	3
1.3	Sistema ibrido con triplo energy harvester [7]	3
1.4	Schema di funzionamento di un Micro-TEG [8]	4
1.5	Sistema con energy harvesting a radiazioni elettromagnetiche [5]	6
1.6	Convertitore switched capacitor [10]	8
1.7	Convertitore switched inductor [10]	8
1.8	Topologia FCML [12]	9
1.9	Topologia hybrid SC [12]	9
1.10	Topologia inductor-first [12]	10
1.11	Topologia dual-path [12]	10
2.1	Convertitore proposto [16]	13
2.2	(a) Oscillatore classe-B. (b) Oscillatore classe-D [17]	14
2.3	Schema elettrico e andamento della corrente nell'induttore durante un periodo di oscillazione con tank implementato con condensatore flottante (a sinistra) e single-ended (a destra) [17]	15
2.4	Forma d'onda della tensione d'uscita [17]	18
2.5	Principio di funzionamento del convertitore [16]	20
2.6	Modello equivalente del convertitore con perdite	21
2.7	Schemi per valutare la $R_{O,M}$: (a) circuito generale, (b) circuito equivalente, e (c) circuito ad impedenza riflessa con $V_1 = 0$ [16]	23
2.8	Schema per valutare la $R_{O,SC}$ [16]	24
2.9	Percorsi fatti dalle correnti I_{SW} e I_O [16]	25
3.1	Sezione trasversale del transistor [20]	27
3.2	Modello ai piccoli segnali del transistor mosfet	28
3.3	Schema circuitale utilizzato per estrarre gli elementi della matrice Y	29
3.4	Curve fitting delle capacità parassite: in blu i campioni e in rosso l'interpolazione	30

3.5	Andamento delle perdite di conduzione (P_{cond}) in blu e di commutazione (P_{sw}) in rosso al variare del valore dell'induttanza del trasformatore	31
3.6	Convertitore con componenti ideali	32
3.7	Perdite di commutazione al variare del fattore di qualità e l'accoppiamento magnetico dei trasformatori	33
3.8	Forme d'onda di tensioni e correnti del convertitore	34
3.9	Layout condensatore [21]	35
3.10	Estrazione del fattore di qualità del condensatore <i>apmom1v8</i>	36
3.11	Convertitore implementato con condensatori <i>apmom1v8</i>	37
3.12	Modello equivalente induttore	37
3.13	Estrazione dei parametri del induttore <i>symindp</i>	38
3.14	Implementazione del modello equivalente dell'induttore nel convertitore	39
3.15	Layout trasformatori [22]	40
3.16	Convertitore che implementa il trasformatore reale	41
3.17	Grafici dell'efficienza e della tensione d'uscita al variare del carico	41
3.18	Tensione d'uscita del convertitore	42
3.19	Tensione d'uscita del convertitore quando è implementato C_{out}	43
3.20	Corrente che scorre nel C_{FLY} (in rosso) e nella serie $C_{FLY} + L_{FLY}$ (in blu)	43
3.21	Percorso della corrente e suo andamento nel tempo se nel convertitore non sono presenti le L_{FLY} [23]	44
3.22	Percorso della corrente e suo andamento nel tempo se nel convertitore vengono implementate L_{FLY} [23]	44
3.23	Convertitore che implementa C_{out} e L_{FLY}	45

Capitolo 1

Motivo della ricerca

1.1 Internet of Things (IoT): il futuro

Negli ultimi anni una tecnologia in forte sviluppo è l'Internet of Things (IoT): una rete di oggetti fisici integrati con sensori, software e tecnologie di rete che consentono loro di connettersi e scambiarsi dati internamente e con sistemi esterni [1]. Fanno parte di questa tecnologia i wireless sensor network (WSN) che, come dice il nome, sono una rete di sensori collegati tra loro, che monitorano in tempo reale alcuni elementi dell'ambiente (come temperatura, vibrazione o inquinamento) e mandano i dati raccolti ad un nodo centrale dove vengono elaborati [2]. Un altro esempio di dispositivi IoT sono i wireless body area networks (WBAN): sensori medicali che monitorano lo stato del paziente per prevenire malattie gravi o migliorare la qualità di vita. Come illustra la figura 1.1 ci sono tanti altri ambiti dove l'IoT si sta affermando.

I dispositivi utilizzati nei sistemi IoT si trovano spesso in posti angusti, come all'interno del corpo umano, per essere alimentati direttamente con la rete elettrica, quindi l'energia viene fornita a loro tramite batterie. Esse, nonostante la loro indiscussa utilità, hanno il limite di dover essere ricaricate e sostituite in caso di malfunzionamento o al termine del ciclo vitale. Inoltre hanno il grave difetto, visto il periodo storico attuale, di non essere eco-sostenibili. Un metodo alternativo di alimentazione utilizzato per dispositivi a basse potenze è l'energy harvesting (per approfondire vedere la tabella 1.1 dove sono riportati alcuni esempi di implementazioni di IoT), talvolta usato in parallelo alle batterie [4].

1.2 Energy Harvesting

L'energy harvesting è un processo tramite cui un dispositivo può convertire l'energia ambientale in elettrica al fine di utilizzarla per alimentarsi. Questo metodo sta diventando molto popolare per aumentare la vita delle batterie o per rimuoverle completamente nei sistemi ultra-low-power.

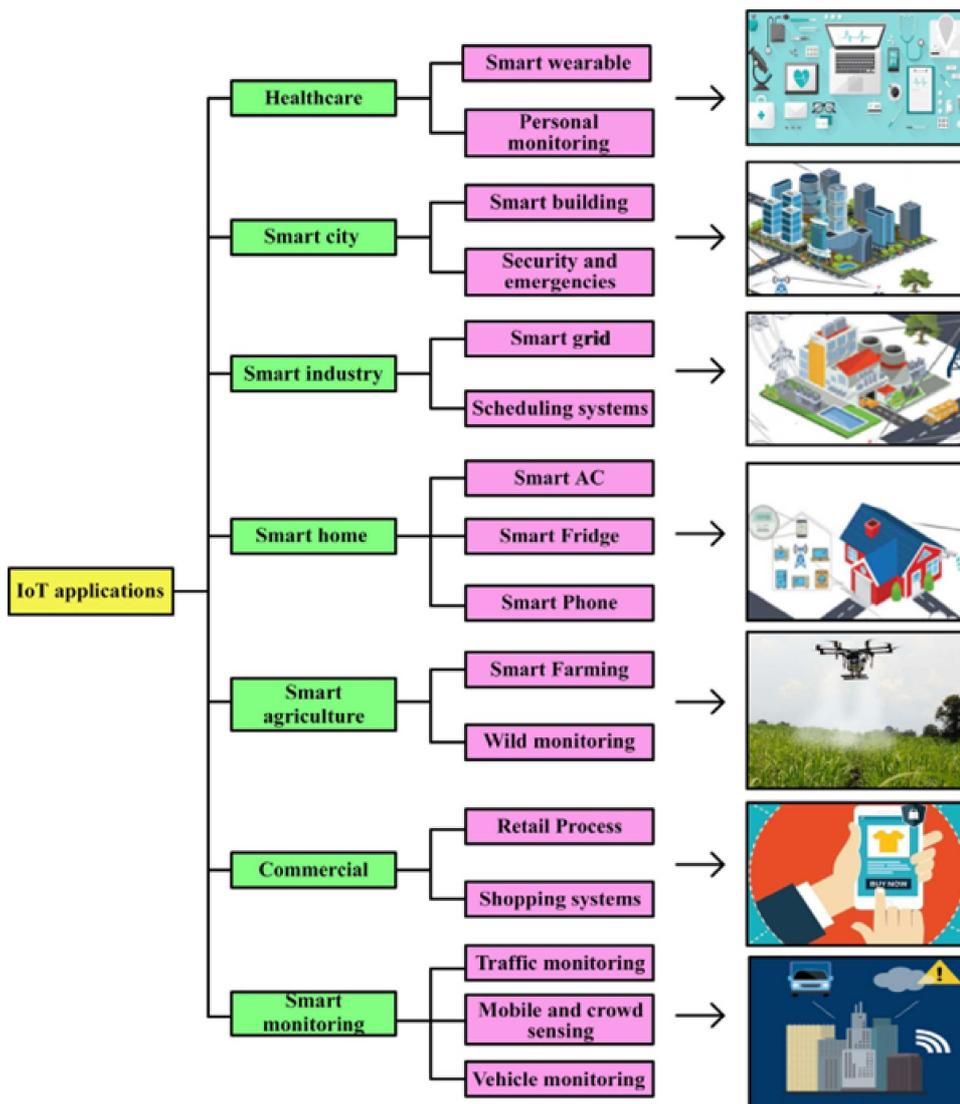


Figura 1.1: Settori applicativi dei dispositivi IoT [3]

Tabella 1.1: Alcuni esempi di dispositivi IoT con relativi metodi di alimentazione [4]

	Smart home/office	Smart retail	Smart city	Smart agriculture/forest	Smart water	Smart transportation
Metodo di alimentazione	Batteria ricaricabile	Batteria ricaricabile	Batteria ricaricabile, energy harvesting	Energy harvesting	Energy harvesting	Batteria ricaricabile, energy harvesting
Dispositivi IoT	RFID, WSN	RFID, WSN	RFID, WSN	WSN	Single sensors	RFID, WSN, single sensors

Uno degli ambiti in cui sta riscontrando molto successo e nel quale si sta investendo maggiormente è quello biomedico: ricaricare o sostituire una batteria di un dispositivo intracorporeo può essere complicato, può essere invasivo per il paziente, doloroso o pericoloso, o addirittura impraticabile [5]. Lo schema di figura 1.2 raffigura un dispositivo IoT alimentato tramite un sistema basato su energy harvesting.

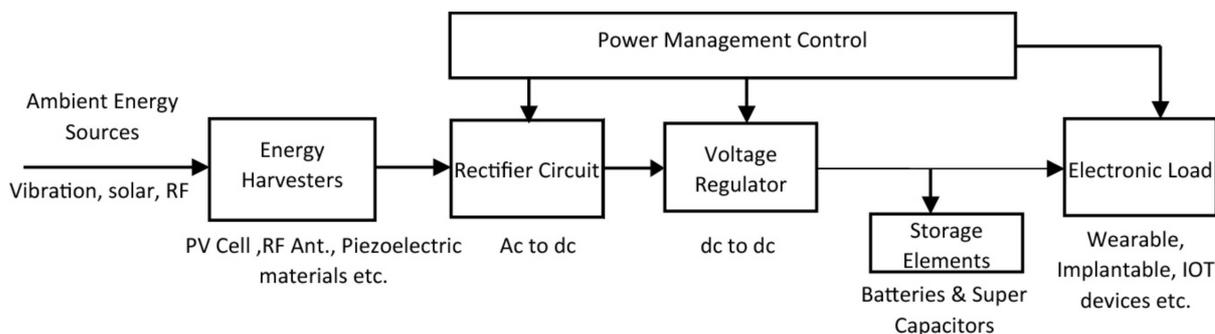


Figura 1.2: Sistema che implementa l'energy harvesting [6]

Come si vedrà nel prossimo capitolo, il circuito raddrizzatore in alcune applicazioni non viene utilizzato. Studi recenti si sono focalizzati su tecnologie ibride di energy harvesting, come nel lavoro svolto nell'articolo [7], dove tre differenti tipologie vengono utilizzate in parallelo. La struttura viene mostrata nella figura 1.3.

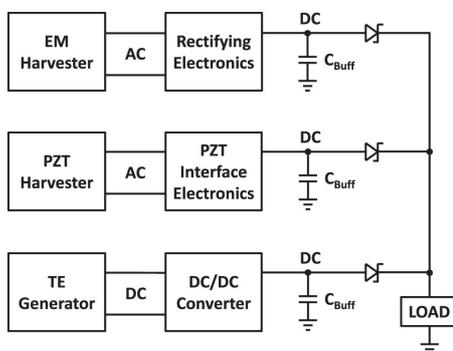


Figura 1.3: Sistema ibrido con triplo energy harvester [7]

1.2.1 Energie recuperate

Le fonti di energia recuperabili presenti in ambiente sono moltissime, ma solo queste sono quelle più efficienti e che hanno riscontrato più successo:

- L'energia luminosa
- L'energia termica

- L'energia meccanica
- Le radiazioni elettromagnetiche

L'energia luminosa

La luce, sia solare che artificiale, raccolta dai pannelli fotovoltaici genera elettricità e la tensione da essi prodotta è continua, quindi (facendo riferimento alla figura 1.2) un sistema che adotta questo tipo di energy harvester non necessita di un raddrizzatore. Tipicamente, i pannelli fotovoltaici forniscono una densità di potenza da $100 \mu W/cm^2$ a $1000 \mu W/cm^2$ all'interno degli edifici e intorno ai $100 mW/cm^2$ all'esterno. È un valore indicativo poiché, nelle zone vicino all'equatore, la radiazione solare è maggiore rispetto ad alte latitudini. Nonostante il limite che l'efficienza sia fortemente dipendente dalla quantità di luce nell'ambiente, questo sistema è molto utilizzato visto anche il grande sviluppo nei pannelli fotovoltaici che c'è stato negli ultimi vent'anni [5].

L'energia termica

L'energia termica si estrae utilizzando i generatori termoelettrici (TEG) in presenza di un gradiente di temperatura tra due termocoppie, tramite l'effetto Seebeck. Questi possono essere di grandi dimensioni, come quelli a radioisotopi utilizzati nelle missioni spaziali Voyager; oppure microscopici, dove le termocoppie sono composte da semiconduttori di tipo-p e tipo-n (mostrate in figura 1.4). Sono i Micro-TEG e hanno molto utilizzo in ambito biomedico, dove il corpo umano è la superficie calda, mentre quella fredda è l'ambiente.

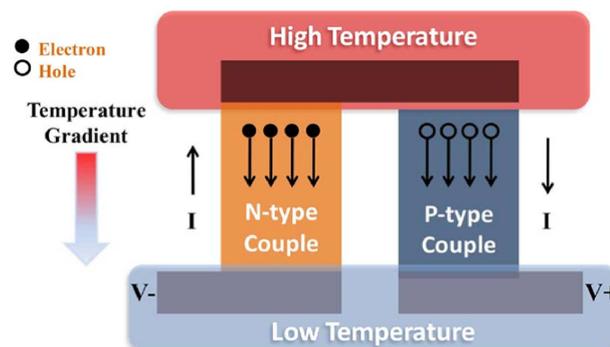


Figura 1.4: Schema di funzionamento di un Micro-TEG [8]

Per sfruttare l'energia termica è bene tenere in considerazione che la potenza generata da un TEG è fortemente dipendente da due fattori:

1. dalla posizione corporea: le parti del corpo hanno differenti temperature che variano di qualche grado Celsius (nel caso di un dispositivo biomedico)

2. dalla regione geografica: spiegando con un esempio, Sydney e Londra hanno climi diversi [9].

Come per i pannelli fotovoltaici, i TEG non necessitano di un raddrizzatore, ma hanno comunque bisogno di un convertitore boost considerando che generano una tensione molto bassa.

L'energia meccanica

Un'altra sorgente di energia può venire dalle vibrazioni o dai movimenti meccanici [5]. Esistono tre diversi meccanismi che generano elettricità dall'energia meccanica:

1. L'elettromagnetico: si basa sulla legge dell'induzione di Faraday, la quale spiega che il movimento relativo tra un magnete e una bobina genera in quest'ultima una corrente alternata.
2. L'elettrostatico: la variazione di posizione delle armature di un condensatore variabile, modifica il suo valore di capacità e di conseguenza anche l'energia immagazzinata.
3. Il piezoelettrico: la tensione meccanica applicata a un materiale piezoelettrico comporta la separazione delle cariche lungo un dielettrico, creando una differenza di potenziale.

Le radiazioni elettromagnetiche

Si tratta delle onde elettromagnetiche generate dalle antenne che mandano segnali a radiofrequenza. Sono molto diffuse nell'ambiente (vivendo in un mondo sempre più connesso in modo wireless): basti pensare che le reti Wi-Fi sono diffuse o che in Italia si ha una copertura praticamente totale della rete 4G. Questi segnali possono essere recuperati facilmente e convertiti per alimentare dispositivi IoT. Nella tabella 1.2 viene riportata la densità di potenza che viene raccolta per ogni tecnologia di comunicazione wireless.

Tabella 1.2: Densità di potenza media e massima di ogni modulazione [9]

Tecnologia	Range di frequenza (MHz)	Densità di potenza media ($\mu W/cm^2$)	Massima Densità di potenza ($\mu W/cm^2$)
DTV	471-610	0.00089	0.46
GSM900 (MTx)	880-915	0.00045	0.039
GSM900 (BTx)	925-960	0.036	1.93
GSM900 (MTx)	1710-1785	0.0005	0.02
GSM900 (BTx)	1805-1880	0.084	6.39
3G (MTx)	1920-1980	0.00046	0.066
3G (MTx)	2110-2170	0.012	0.24
Wi-Fi (2G)	2400-2500	0.00018	0.006

All'incirca, la densità di potenza prelevabile dall'ambiente è tra lo 0.0002 e i $1 \mu W/cm^2$. L'energia delle radiazioni elettromagnetiche viene raccolta da un'antenna, dunque questo sistema (rispetto allo schema generale di figura 1.2) necessita in aggiunta di un adattamento di impedenza, come si può vedere in figura 1.5.

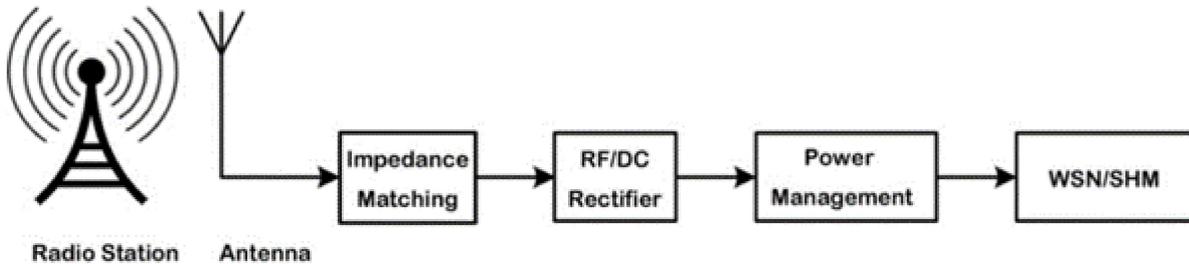


Figura 1.5: Sistema con energy harvesting a radiazioni elettromagnetiche [5]

Questo metodo di energy harvesting presenta alcuni non sottovalutabili pregi che lo rendono adatto ad applicazioni WBNA: non dipende dalle condizioni ambientali e le radiazioni elettromagnetiche si trovano sia all'interno (Wi-Fi) che all'esterno (FM o 4G) degli edifici.

1.2.2 Conclusioni sui metodi di energy harvesting

Per concludere, nonostante ogni metodo presenti ottimi punti a favore, è bene ricordare che come ogni tecnologia sono imperfetti e non devono considerarsi trascurabili i punti di debolezza che intrinsecamente portano con loro, anche se ciò permette che essi si possano configurare meglio all'applicazione specifica. Per fare un esempio: la densità di potenza della luce e delle vibrazioni meccaniche è maggiore se comparata a quella delle radiazioni elettromagnetiche e della temperatura, ma la dipendenza meteorologica e la loro irregolarità le rendono inopportune per dispositivi biomedicali, dove è necessario una sorgente costante, pena danni irreversibili al paziente. Nella tabella 1.3 vengono riassunte le caratteristiche dei vari metodi di energy harvesting.

1.3 Convertitori DC-DC integrati: stato dell'arte

Negli ultimi anni, il mercato ha richiesto dispositivi IoT più miniaturizzati e meno energivori; per cui la ricerca sui convertitori DC-DC integrati si è concentrata sull'utilizzare tecnologie CMOS più scalate, passando dai $180nm$ ai $22nm$, e integrazione on-chip dei componenti passivi, per ridurre l'area occupata e i costi di produzione [10]. Inoltre, lo studio dei convertitori si è concentrato sulle basse potenze, visto che si devono interfacciare con dispositivi di energy harvesting che, come visto in precedenza, riescono a raccogliere e generare potenze e tensioni

Tabella 1.3: Caratteristiche di ogni metodo di energy harvesting con relativi vantaggi e svantaggi [5]

	Solare	Termoelettrico	Piezoelettrico	Vibrazioni elettromagnetiche	Radiazioni elettromagnetiche
Densità di potenza	Esterno: $100\text{mW}/\text{cm}^2$ Interno: $<100\mu\text{W}/\text{cm}^2$	50-100 $\mu\text{W}/\text{cm}^2$ per grado	10-200 $\mu\text{W}/\text{cm}^3$	2-2 $\mu\text{W}/\text{cm}^3$	0.0002-1 $\mu\text{W}/\text{cm}^2$
Tensione generata	0.5V massimo	10-100 mV	10-20 V	qualche 100mV	3-4V
Condizione di disponibilità	Ambiente illuminato	Gradiente di temperatura	Vibrazioni dell'ordine di Hz-kHz	Vibrazioni dell'ordine di Hz	Vicinanza alla sorgente
Vantaggi	Densità di potenza alta, tecnologia ben sviluppata	Meno intermittente delle alternative	Tensione alta, tecnologia ben sviluppata	Tecnologia ben sviluppata	Antenna integrata, molto disponibile
Svantaggi	Intermittenza, molto dipendente dalla luce	Bassa tensione, necessario gradiente di temperatura	Tensione generata molto variabile, Grande area occupata, Impedenza d'uscita alta	Ingombrante, bassa densità di potenza e tensione generata	Molto sensibile alla distanza dalla sorgente

molto piccole [11]. Sono stati progettati molti convertitori con queste caratteristiche puntando a massimizzare l'efficienza e la densità di potenza.

Esistono svariate topologie di convertitori. La primordiale (da cui hanno preso ispirazione le seguenti, modificandola in modo da sopprimere i difetti che presenta) è la switched capacitor (SC). Nella figura 1.6 è riportato uno schema di principio. Il convertitore SC può raggiungere l'alta efficienza ma soltanto ad un VCR specifico, perché limitato dalle perdite di charge sharing. Si può ottenere un VCR regolabile aumentando il numero di interruttori, ma così facendo si sacrifica la densità di potenza [12].

In alternativa, un'altra topologia primordiale, si può configurare utilizzando un induttore al posto del condensatore, ottenendo la cosiddetta switched inductor (SI), mostrata in figura 1.7. Questa, rispetto alla precedente, riesce a garantire un'alta efficienza su intervallo ampio di VCR, ma, da dato che utilizza un induttore off-chip, quindi con un alto fattore Q, degrada la densità di potenza [10].

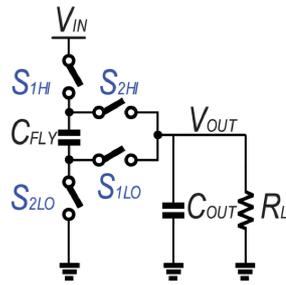


Figura 1.6: Convertitore switched capacitor [10]

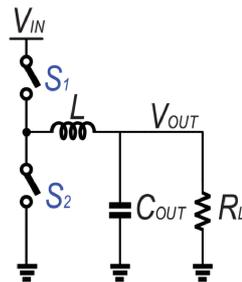


Figura 1.7: Convertitore switched inductor [10]

1.3.1 Convertitori DC-DC ibridi

Combinando le due topologie si ottiene quella ibrida, riuscendo a garantire sia una buona efficienza che una buona densità di potenza, limitando i problemi dei convertitori SC e SI. Esistono quattro sottocategorie dei convertitori ibridi:

- Flying capacitor multi-level (FCML)
- Hybrid SC
- Inductor-first
- Dual-path

Verranno analizzate le topologie base, ovviamente negli anni sono stati fatti molti studi che hanno portato a miglioramenti.

Flying capacitor multi-level topology

Come illustra figura 1.8, questa topologia si ottiene aggiungendo un flying capacitor nel convertitore SI, questa implementazione riduce lo stress di tensione a cui sono sottoposti gli switching transistor e diminuisce l'ampiezza della tensione al nodo di switching. Di conseguenza, il ripple della corrente dell'induttore è diminuito, quindi si può adottare un induttore più piccolo per ridurre la densità di potenza mantenendo una buona efficienza [12].

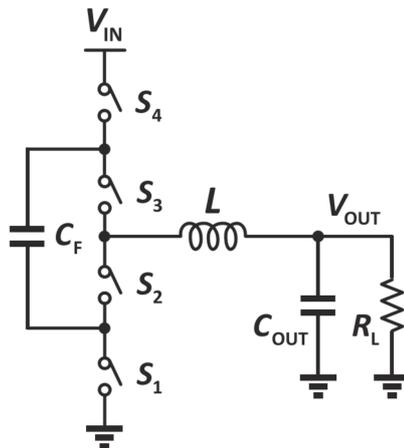


Figura 1.8: Topologia FCML [12]

Hybrid switched-capacitor topology

Si basa sul convertitore SC aggiungendo degli switch, dei condensatori e un induttore in prossimità del carico, come si vede in figura 1.9. Queste implementazioni, coniugate ad un opportuno controllo della fase degli switch, permettono di sopprimere le perdite di charge sharing nei condensatori, ottenendo così sia un'alta efficienza che un'alta densità di potenza [13].

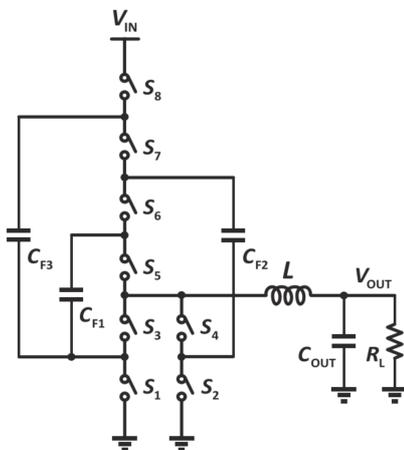


Figura 1.9: Topologia hybrid SC [12]

Inductor-first topology

Come si vede in figura 1.10 è possibile riposizionare l'induttore dal carico all'ingresso: questo riduce le perdite di conduzione causate dalla resistenza parassita dello stesso. Grazie a tale modifica il blocco di filtro d'ingresso è composto dagli stessi componenti passivi necessari al processo di conversione della potenza. Inoltre, la corrente nell'induttore non è impulsiva ma continua e ciò può portare a un layout più compatto [14].

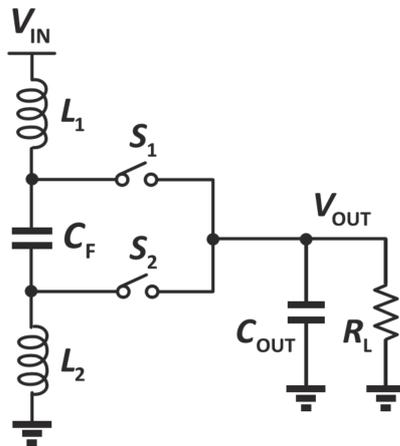


Figura 1.10: Topologia inductor-first [12]

Dual-path topology

Creando un ulteriore percorso di alimentazione, formato da un flying capacitor visibile in figura 1.11, la corrente che va al carico non passa solo dall'induttore ciò porta ad un aumento dell'efficienza. Con questa implementazione, lo stress di corrente subito dall'induttore è diminuito e quindi, si può utilizzarne uno più piccolo (come per le topologie inductor-first) che porta al fatto che l'area occupata è inferiore [15].

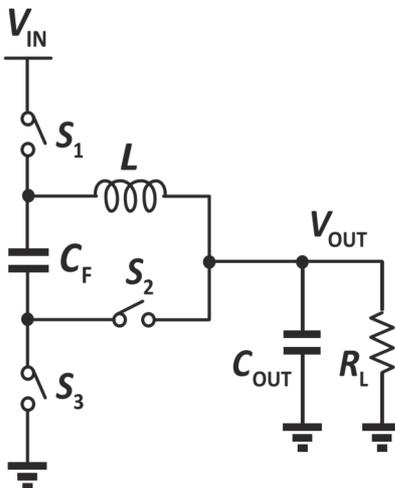


Figura 1.11: Topologia dual-path [12]

1.3.2 Conclusioni sui convertitori DC-DC integrati

I convertitori SC integrati, soprattutto per basse potenze, rappresentano un'alternativa alle topologie che utilizzano gli induttori. Non lo sono per le potenze elevate, perché per raggiungerle deve essere alzata la frequenza di commutazione e aumentata la dimensione dei transistor, il

problema però è che ciò porta a perdite maggiori, che possono essere sopresse utilizzando delle tecniche che, tuttavia, necessitano di un induttore [16].

I convertitori ibridi stanno riscontrando una buona popolarità, dovuta al fatto che si riescono ad integrare nei chip pur garantendo una densità di potenza superiore a $1 W/mm^2$ e un'efficienza maggiore dell'80%, dato che combinano i vantaggi delle topologie SC e quelle basate sugli induttori. Solitamente, la loro frequenza di commutazione non supera i $10 MHz$, altrimenti le perdite lieviterebbero. Alcuni lavori presentati in [10] sono riusciti (utilizzando delle strategie per ridurre le perdite intrinseche) ad aumentarla fino a centinaia di megahertz, riducendo così l'induttanza e di conseguenza l'area occupata, aumentando così la densità di potenza.

Nel prossimo capitolo verrà introdotta una nuova topologia molto promette che è stata studiata in questa tesi.

Capitolo 2

Teoria del convertitore DC-DC

In questa tesi, è stata studiata e progettata una nuova topologia di convertitore dc-dc, totalmente integrato in un chip basato su due oscillatori LC in classe D accoppiati elettromagneticamente, lo schema circuitale si può vedere in figura 2.1. Questa topologia, può avere una frequenza di commutazione dell'ordine dei giga-hertz, cosa che permette di rimpicciolire i componenti passivi e, di conseguenza, ad un'alta densità di potenza. Inoltre ha un punto a favore nel fatto che non ha bisogno di circuiti ausiliari che generino i segnali di controllo dei transistori, visto che vengono generati dall'oscillazione del convertitore stesso.

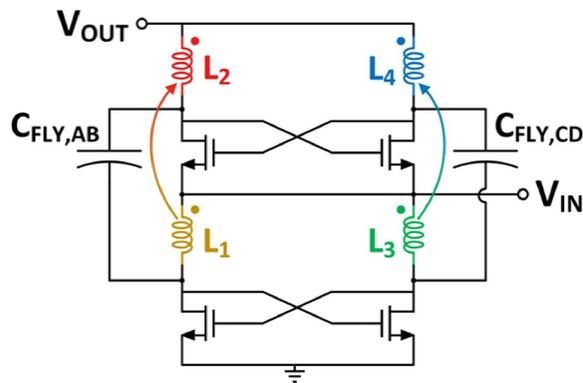


Figura 2.1: Convertitore proposto [16]

2.1 Oscillatore CMOS di classe-D

Nella figura 2.2(b) si può vedere l'oscillatore di classe-D, dove è affiancato da un suo omonimo di classe-B. Come si può notare, il classe-D non presenta la tail resistor (o tail generator), questo gli permette di avere una tensione di oscillazione che arriva a circa 3 V_{dd}, tensione che viene limitata, nel classe-B, dalla caduta di potenziale ai capi del tail resistor. Inoltre, aumentando la

dimensione degli interruttori MOS che compongono la cross-couple, l'oscillatore di classe D, rispetto alla sua controparte, può essere alimentato da tensioni minori e raggiunge un'efficienza più elevata.

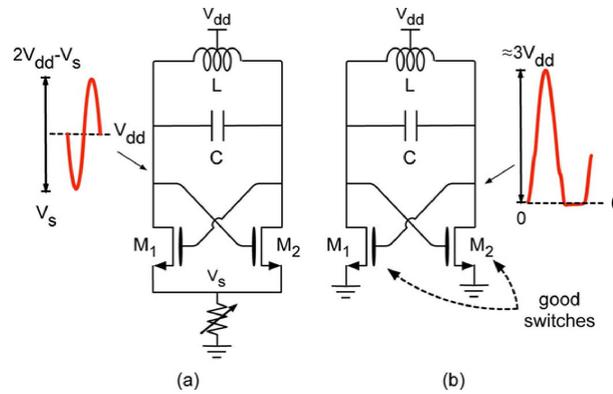


Figura 2.2: (a) Oscillatore classe-B. (b) Oscillatore classe-D [17]

Per di più, un'altra differenza presente nel classe-D rispetto al classe-B è che il tank LC sia tempo variante. Il condensatore e l'induttore che compongono il tank non sono sempre in risonanza serie durante tutto il periodo di oscillazione: per metà ciclo sono disaccoppiati perché, quando uno dei due interruttori è chiuso, un'uscita dell'oscillatore è cortocircuitata a massa. Questa differenza influenza molto le performance dell'oscillatore di classe-D per quanto riguarda la frequenza di oscillazione e il consumo di corrente.

2.1.1 Principio di funzionamento

Per analizzare il suo funzionamento il periodo di oscillazione T_{osc} è diviso in due semi-periodi:

- T_1 quando M_1 è chiuso
- T_2 quando M_1 è aperto

Durante T_1 , M_1 cortocircuita L_a a massa, quindi si carica e $i_{L_a}(t)$ ha un andamento esponenziale. Durante T_2 , L_a risuona con la capacità equivalente del tank C_{eq} in serie ad esso, quindi $i_{L_a}(t)$ è una corrente sinusoidale con frequenza di oscillazione pari a ω_{tank} data da

$$\omega_{tank} = \sqrt{\frac{1}{L_a C_{eq}}} \quad (2.1)$$

dove $L_a (= L_b = L/2)$, come si può vedere da figura 2.3, C_{eq} è uguale a C se la capacità del tank è flottante e pari a $2C$ se è single-ended.

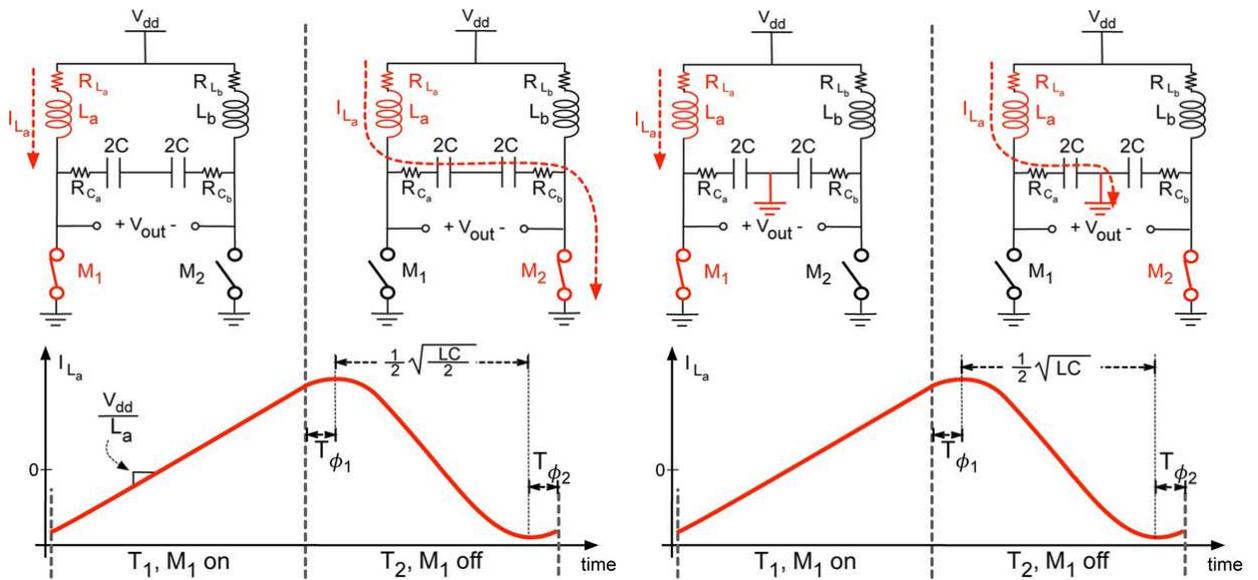


Figura 2.3: Schema elettrico e andamento della corrente nell'induttore durante un periodo di oscillazione con tank implementato con condensatore flottante (a sinistra) e single-ended (a destra) [17]

2.1.2 Analisi teorica

Durante T_1 , L_a si carica, quindi $i_{L_a}(t)$ ha questa espressione

$$i_{L_a, T_1}(t) = i_1 + \frac{V_{dd}}{R_{L_a}} (1 - e^{-(R_{L_a}/L_a)t}) \quad (2.2)$$

dove

$$i_1 = i_{L_a}(0) = i_{L_a}(T_{osc}) \quad (2.3)$$

e R_{L_a} ($= R_{L_b} = R_L/2$) è la resistenza parassita serie di L_a . La derivata di $i_{L_a}(t)$ è

$$\dot{i}_{L_a}(t) = \frac{V_{dd}}{R_{L_a}} e^{-(R_{L_a}/L_a)t} \quad (2.4)$$

il valore di $i_{L_a}(t)$ e della sua derivata nel momento di transizione $t = T_{osc}/2$ tra T_1 e T_2 è:

$$i_{L_a, T_1} \left(\frac{T_{osc}}{2} \right) = i_1 + \frac{V_{dd}}{R_{L_a}} (1 - e^{-\pi/Q_{L_a}}) \equiv i_0 \quad (2.5)$$

$$\dot{i}_{L_a} \left(\frac{T_{osc}}{2} \right) = \frac{V_{dd}}{R_{L_a}} e^{-\pi/Q_{L_a}} \equiv i'_0 \quad (2.6)$$

dove $Q_{L_a} = \omega_{osc} L_a / R_{L_a}$, con $\omega_{osc} = 2\pi / T_{osc}$.

Durante T_2 , L_a è in serie con C_{eq} , quindi applicando le leggi di Kirchhoff e risolvendo la seguente

equazione differenziale,

$$\frac{d^2}{dt^2}i_{L_a,T_2}(t) + \frac{R_{eq}}{L_a} \frac{d}{dt}i_{L_a,T_2}(t) + \frac{1}{L_a C_{eq}}i_{L_a,T_2}(t) = 0. \quad (2.7)$$

Tenendo conto delle condizioni al contorno di (2.5) e (2.6), l'espressione di $i_{L_a,T_2}(t)$ è:

$$i_{L_a,T_2}(t) = \left\{ \left(\frac{i'_0}{\omega_{tank}} + \frac{i_0}{2Q_{tank}} \right) \sin(\omega_{tank}t') + i_0 \cos(\omega_{tank}t') \right\} e^{-((R_{L_a}+R_{C_{eq}})/(2L_a))t'} \quad (2.8)$$

dove $t' = t - T_{osc}/2$, $R_{C_{eq}} = R_{C_a}$ ($= R_{C_b} = R_C/2$) se il tank è single-ended e $R_{C_{eq}} = R_C$ se è flottante e si intende $Q_{tank} = \omega_{tank}L_a/(R_{L_a} + R_{C_{eq}})$. Può essere riscritta come

$$i_{L_a,T_2}(t) = I_{pk} \cos(\omega_{tank}t' - \phi_0) e^{-((R_{L_a}+R_{C_{eq}})/(2L_a))t'} \quad (2.9)$$

con

$$I_{pk} = \sqrt{\left(\frac{i'_0}{\omega_{tank}} + \frac{1}{2Q_{tank}} \right)^2 + i_0^2} \approx \sqrt{\left(\frac{i'_0}{\omega_{tank}} \right)^2 + i_0^2} \quad (2.10)$$

$$\phi_0 = \arctan\left(\frac{i'_0}{i_0\omega_{tank}} + \frac{1}{2Q_{tank}} \right) \approx \arctan\left(\frac{i'_0}{i_0\omega_{tank}} \right). \quad (2.11)$$

Le equazioni illustrate sono valide in generale e verranno usate in seguito per calcolare i consumi dell'oscillatore e, in questo paragrafo, per estrarre la frequenza di oscillazione ω_{osc} , verranno supposte trascurabili le perdite del tank per semplificare i calcoli. In questo caso, i_0 e i'_0 sono pari a

$$i_0 = i_1 + \frac{V_{dd} T_{osc}}{L_a 2} \quad (2.12)$$

$$i'_0 = \frac{V_{dd}}{L_a}. \quad (2.13)$$

Inoltre, poiché da ipotesi non ci sono perdite, grazie alla simmetria di $i_L(t)$, si può scrivere $-i_{L_a}(0) = i_{L_a}(T_{osc}/2)$, la quale, insieme alla (2.12), dà

$$-i_1 = i_0 = i_1 + \frac{V_{dd} T_{osc}}{L_a 2} \Rightarrow i_1 = -\frac{V_{dd} T_{osc}}{2 L_a 2} \quad (2.14)$$

quindi si ottiene che

$$i_0 = \frac{V_{dd} T_{osc}}{2 L_a 2} = \frac{\pi V_{dd}}{2 L_a \omega_{osc}}. \quad (2.15)$$

Sostituendo (2.13) e (2.12) nella (2.11) si ottiene la seguente formula approssimata di ϕ_0

$$\phi_0 = \arctan\left(\frac{2\omega_{osc}}{\pi\omega_{tank}}\right) \approx \frac{2\omega_{osc}}{\pi\omega_{tank}} = \frac{2T_{tank}}{\pi T_{osc}}. \quad (2.16)$$

Dalla figura 2.3, si può vedere che T_2 sia più lungo della metà del periodo di oscillazione $T_{tank} = 2\pi/\omega_{tank}$. Può essere scritto come

$$T_2 = T_{\phi_1} + \frac{T_{tank}}{2} + T_{\phi_2} \quad (2.17)$$

Data la simmetria di $i_L(t)$ si può inoltre affermare che $T_{\phi_1} = T_{\phi_2} = T_\phi$, si trova l'espressione di T_{osc} risolvendo (2.17) e riscrivendola come segue:

$$T_2 = \frac{T_{osc}}{2} = \frac{T_{tank}}{2} + 2t_\phi = \frac{T_{tank}}{2} + 2\frac{\phi_0}{2\pi}T_{tank} = \frac{T_{tank}}{2} + \frac{2T_{tank}^2}{\pi^2 T_{osc}} \quad (2.18)$$

che risulta in

$$T_{osc} = \alpha T_{tank} \Rightarrow \omega_{osc} = \frac{\omega_{tank}}{\alpha} \quad (2.19)$$

con

$$\alpha = \frac{1}{2} + \sqrt{\frac{1}{4} + \frac{4}{\pi^2}} \approx 1.3. \quad (2.20)$$

Sostituendo la (2.1) nella (2.19), si ottiene la ω_{osc} , quando il condensatore del tank è flottante o è single-ended

$$\omega_{osc,float} = \frac{\sqrt{2}}{\alpha} \sqrt{\frac{1}{LC}} \quad \omega_{osc,se} = \frac{1}{\alpha} \sqrt{\frac{1}{LC}}. \quad (2.21)$$

Con un condensatore flottante la frequenza di oscillazione è leggermente più alta (circa del 9%) rispetto ad un oscillatore di classe-B (che è pari a $\omega_{osc,B} = 1/\sqrt{LC}$), invece, se è single-ended la frequenza è notevolmente inferiore (circa del 23%). Naturalmente, la frequenza di oscillazione non è data esattamente dalle equazioni (2.21) perché non si stanno tenendo in considerazione le capacità parassite degli interruttori e dei componenti del tank.

Forme d'onda della tensione

La tensione d'uscita V_{out+} durante T_1 è pari alla differenza di potenziale ai capi della resistenza di conduzione degli switch, quindi molto piccola; invece, durante T_2 , si ottiene integrando su tutto il secondo semi-periodo la corrente della (2.9) che scorre nel condensatore del tank C_{eq} :

$$V_{out+}(t) = V_{dd} + \left(V_{dd} \sqrt{\frac{\alpha^2 \pi^2}{4} + 1} \right) \sin(\omega_{tank} t' - \phi) \quad (2.22)$$

l'ampiezza di picco è

$$V_{picco} = V_{dd} \left(1 + \sqrt{\frac{\alpha^2 \pi^2}{4} + 1} \right) \approx 3.27 V_{dd} \quad (2.23)$$

Per avere più chiaro l'andamento della tensione si può vedere in figura 2.4.

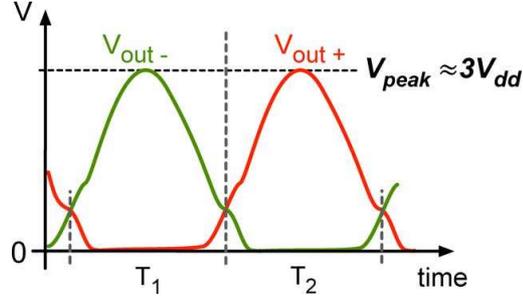


Figura 2.4: Forma d'onda della tensione d'uscita [17]

Se si tiene conto delle perdite dovute agli effetti di secondo ordine si ha una $V_{picco} \approx 3V_{dd}$. L'oscillatore in questione funziona in voltage-mode: l'ampiezza della tensione è data principalmente dalla tensione di alimentazione, mentre il consumo di corrente dipende da V_{dd} e dalle perdite del tank. Invece, il classe-B funziona in modo duale, ossia in current-mode, perciò l'ampiezza di oscillazione dipende dalla corrente di polarizzazione e dalle perdite del tank.

Consumo di corrente

La corrente consumata I_{DC} dall'oscillatore classe-D si ottiene calcolando la media di $i_{L_a}(t)$ e $i_{L_b}(t)$ sull'intero periodo di oscillazione. La natura del tank (condensatore flottante o single-ended) influenza la corrente consumata I_{DC} infatti le espressioni approssimate sono pari a

$$I_{DC,float} \approx (7.1 - 2k) \frac{(R_C + R_L) V_{dd}}{\omega_{osc,float}^2 L^2} \quad (2.24)$$

e a

$$I_{DC,se} \approx (3.6 + 1.6k) \frac{(R_C + R_L) V_{dd}}{\omega_{osc,se}^2 L^2} \quad (2.25)$$

dove $k = R_L / (R_L + R_C)$ è la ripartizione delle perdite tra induttanza e capacità del tank. Come si vede dalle equazioni (2.24, 2.25), le perdite dovute all'induttore e al condensatore contribuiscono in modo diverso al consumo di corrente. Inoltre, facendo la derivata rispetto a k di $I_{DC,float}$ e $I_{DC,se}$, si nota che, se il condensatore del tank è single-ended un aumento relativo delle perdite nell'induttore, fa crescere la corrente consumata, mentre se la capacità è flottante si riduce. Un'implementazione con un condensatore del tank flottante è preferibile dove possibile, perché si ha una frequenza di oscillazione maggiore e minore corrente consumata.

2.2 Convertitore basato su oscillatori di classe-D accoppiati elettromagneticamente

La struttura del convertitore proposto, visibile in figura 2.1, è implementata con due oscillatori LC di classe D impilati verticalmente e accoppiati elettricamente e magneticamente tramite due condensatori flying ($C_{FLY,AB}$ e $C_{FLY,CD}$), e due trasformatori integrati on-chip ($XFMR_{AB}$ e $XFMR_{DC}$).

2.2.1 Principio di funzionamento

La figura 2.5 mostra il principio di funzionamento del convertitore mentre funziona come convertitore boost, più precisamente come duplicatore di tensione, perché la tensione d'ingresso è applicata in mezzo ai due oscillatori e la tensione di uscita viene prelevata tra i due induttori dell'oscillatore superiore. Questa topologia si può utilizzare come convertitore buck, invertendo le posizioni della tensione d'ingresso con quella d'uscita, così facendo la tensione d'uscita sarà la metà di quella in ingresso (d'ora in avanti verrà analizzato solo il convertitore boost).

Quando la tensione d'ingresso continua (V_{IN}) è collegata, il convertitore si avvia e ai nodi V_A e V_B si generano le tensioni oscillatorie che seguono l'andamento di quelle viste in figura 2.4; l'ampiezza di picco di queste tensioni è di circa $3V_{IN}$. L'accoppiamento elettromagnetico tra i due oscillatori genera due le due tensioni risonanti ai nodi V_B e V_D , le quali seguono rispettivamente l'andamento della V_A e V_C con, però, un dc shift pari alla tensione d'ingresso V_{IN} . Dunque, l'oscillatore superiore converte le due tensioni oscillatorie V_B e V_D nella tensione d'uscita continua V_{OUT} che è, idealmente, pari a $2V_{IN}$.

Frequenza di risonanza del convertitore

La frequenza di risonanza del convertitore è data dall'induttanza del tank, L , e dalle capacità parassite C_{paras} presenti al nodo di oscillazione, la quale è data dalla somma delle capacità parassite dei transistor (C_{Mosfet}) e dei condensatori $C_{FLY,AB}$ e $C_{FLY,DC}$ ($C_{paras,FLY}$):

$$f_{ris} = \frac{f_{tank}}{\alpha} = \frac{1}{\alpha 2\pi \sqrt{LC_{paras}}} \quad (2.26)$$

dove f_{tank} è la frequenza di risonanza del tank LC_{paras} e $\alpha \approx 1.3$ che deriva dall'analisi fatta precedentemente sull'oscillatore classe-D (vedi (2.20)). Il valore della capacità parassita è dato dalla seguente espressione

$$C_{paras} = C_{Mosfet} + C_{Bott} = \frac{C_{gs}}{2} + 2C_{gd} + \frac{C_{db}}{2} + C_{paras,FLY}; \quad (2.27)$$

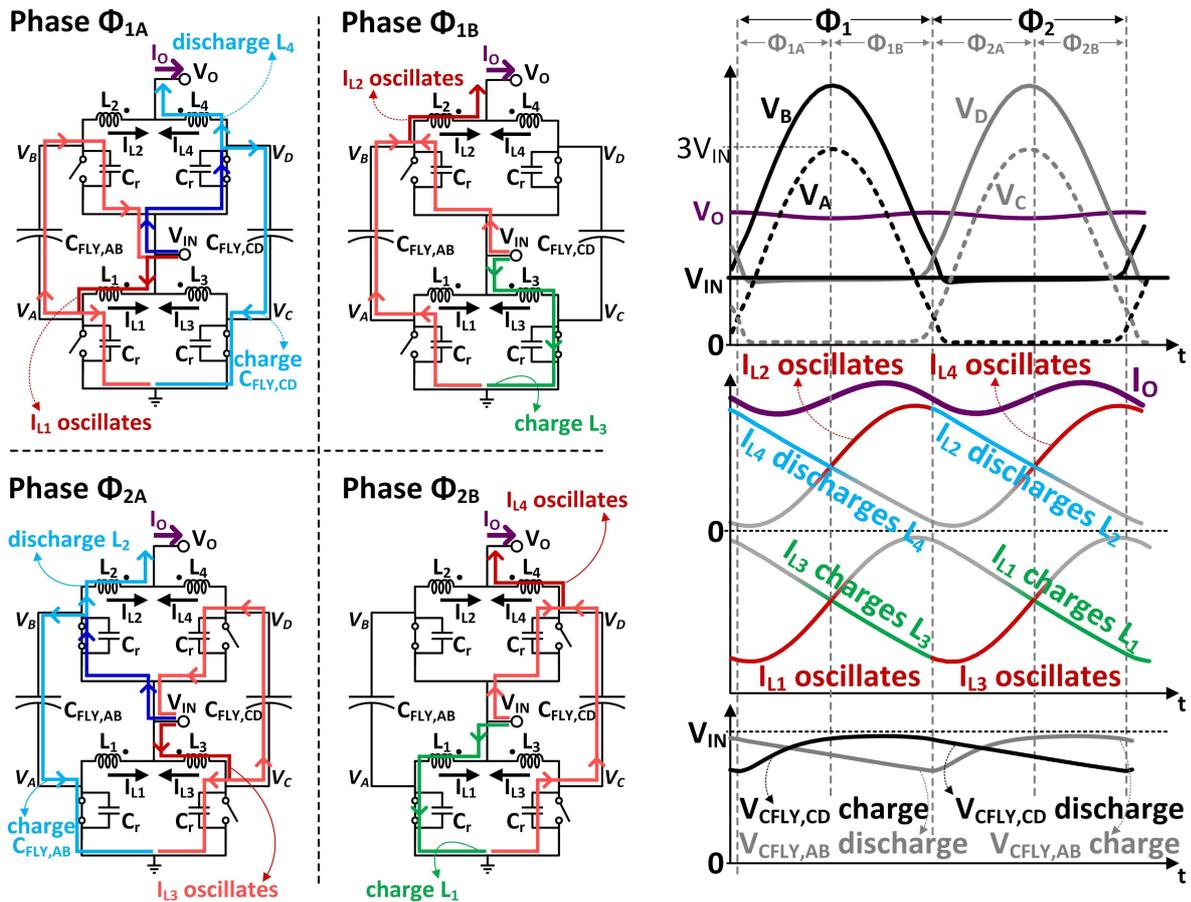


Figura 2.5: Principio di funzionamento del convertitore [16]

invece quello dell'induttanza, dato che si tratta di un trasformatore, è pari a

$$L = L_{self} + M \quad (2.28)$$

dove $M = kL_{self}$ è la mutua induttanza dei due induttori accoppiati e k è il loro coefficiente di accoppiamento magnetico.

Fasi operative

Il funzionamento del convertitore (figura 2.5) si divide in due fasi principali, ϕ_1 e ϕ_2 , che si dividono in due ulteriori sottofasi: ϕ_{1A} e ϕ_{1B} , ϕ_{2A} e ϕ_{2B} . Durante ϕ_1 , gli switch della parte destra sono entrambi chiusi, invece quelli sulla sinistra sono aperti. Nella sottofase ϕ_{1A} , la tensione d'ingresso V_{IN} carica il condensatore flying $C_{FLY,CD}$ (come si vede dall'aumento della tensione $V_{CFLY,CD}$) e l'induttore L_4 si scarica fornendo la corrente al carico (come mostrato dal decremento della corrente I_{L4}). L'induttore L_1 fornisce, tramite I_{L1} , le cariche alle capacità parassite della parte sinistra del oscillatore inferiore e quello superiore, a quest'ultimo attraverso

il condensatore $C_{FLY,AB}$. Nella sottofase ϕ_{1B} , la carica immagazzinata nelle capacità parassite del lato sinistro vengono fornite al carico tramite l'induttore L_2 , invece nel lato destro L_3 si carica. Nella fase ϕ_2 è simmetrico alla ϕ_1 vista la simmetria verticale del convertitore.

2.2.2 Analisi teorica

In questo capitolo verranno analizzate le perdite del convertitore e come minimizzarle per ottimizzare l'efficienza.

Nella figura 2.6 è illustrato un modello equivalente di un convertitore cc-cc. È composto da un trasformatore ideale in cc con un numero N di avvolgimenti pari al rapporto di conversione ideale del convertitore. Il carico è rappresentato da R_L e le altre due resistenze raffigurano le perdite di commutazione, R_{SW} , e di conduzione, R_O .

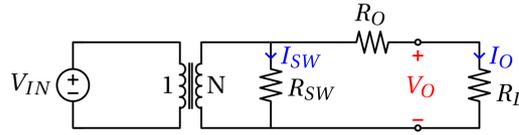


Figura 2.6: Modello equivalente del convertitore con perdite

Consumo energetico degli oscillatori

La principale causa di perdite nel circuito è la resistenza parassita serie dei trasformatori on-chip, verrà, quindi, analizzata per ottimizzare le performance del convertitore. Può essere modellata come una resistenza dc ($R_{ind,dc}$) e una resistenza dipendente dalla frequenza ($R_{ind,ac}$). Quest'ultima è principalmente influenzata dall'effetto pelle e current crowding [18], e viene definita:

$$R_{ind,ac} = R_{ind,dc} \left[1 + \frac{1}{10} \left(\frac{\omega}{\omega_{crit}} \right)^2 \right] \quad (2.29)$$

dove ω_{crit} è la frequenza alla quale gli effetti parassiti prima elencati diventano considerevoli, ed è determinata dalla geometria dell'induttore e dalle proprietà della traccia metallica di cui è composto.

Sebbene la corrente che scorre nell'induttore non sia sinusoidale, a causa della natura tempo variante del tank, avviene comunque che circa il 90% dell'energia spettrale è trasportata dall'armonica fondamentale (per cui (2.29) è abbastanza accurata e verrà usata nei successivi passaggi). La corrente dell'induttore può, quindi, essere scomposta in una componente continua ($I_{ind,dc}$) e una alternata alla frequenza f_{ris} ($I_{ind,ac}$); che, combinate alla resistenza parassita (2.29), permettono

di calcolare le perdite dell'induttore nel modo seguente:

$$P_{ind,LOSS} = I_{ind,dc}^2 \cdot R_{ind,dc} + \frac{\Delta I_{ind}^2}{10.4} \cdot R_{ind,ac} \quad (2.30)$$

dove $I_{ind,dc}$ è pari a metà della corrente di carico per gli induttori dell'oscillatore superiore ed è aumentata del doppio per quelli dell'oscillatore inferiore, mentre la parte $I_{ind,ac}$ viene calcolata tramite il ripple della corrente, ΔI_{ind} , ricavabile da (2.9).

La corrente consumata I_{dc} di un oscillatore classe-D può essere calcolata tenendo conto di tutte le perdite presenti:

$$P_{LOSS,TOT} = 2 (P_{ind,LOSS} + I_{C,rms}^2 R_C + I_{SW,rms}^2 R_{ON}) \quad (2.31)$$

dove $I_{C,rms}$ è il valore efficace della corrente che scorre nella C_{paras} (2.26), mentre $I_{SW,rms}$ il valore efficace della corrente che scorre nel drain dei transistor che compongono la cross-coupled pair.

La R_C è la resistenza equivalente serie di C_{paras} e la R_{ON} è la resistenza di conduzione dei transistor della cross-coupled pair. La $P_{LOSS,TOT}$ è la quantità di energia che l'ingresso deve fornire ad ogni ciclo per sostenere l'oscillazione. Pertanto, considerando che $P_{IN} = P_{LOSS,TOT}$, la corrente d'ingresso di un oscillatore classe-D (I_{dc}) può essere calcolata seguendo il procedimento compiuto in (2.25):

$$I_{dc} \approx (4R_{ind,ac} + 2.6R_C + 1.4R_{ON}) \frac{V_{IN}}{\omega_{tank}^2 L^2} \quad (2.32)$$

dove $\omega_{tank} = 2\pi f_{tank}$.

Il fattore di qualità del tank LC è definito

$$Q_{tank} = \frac{\omega_{tank} L}{R} = \frac{\omega_{tank} L}{4R_{ind,ac} + 2.6R_C + 1.4R_{ON}}. \quad (2.33)$$

Alla frequenza di risonanza del tank vale la seguente relazione $\omega_{tank} L = 1/(\omega_{tank} C_{paras})$, quindi si può riscrivere l'espressione (2.32) nel seguente modo

$$I_{dc} \approx \frac{V_{IN}}{\omega_{tank} L Q_{tank}} = V_{IN} f_{tank} C_{paras} \frac{2\pi}{Q_{tank}} \quad (2.34)$$

la quale evidenzia che un alto fattore di qualità del tank LC attenua il consumo energetico del oscillatore.

Resistenza d'uscita del convertitore

La stima della resistenza d'uscita R_O del convertitore è fondamentale per capire quando influiscono le perdite in conduzione e per ottimizzare l'efficienza. In questa analisi i contributi che danno l'accoppiamento magnetico ($R_{O,M}$) ed elettrico ($R_{O,SC}$) alla resistenza d'uscita verranno calcolati separatamente per chiarire meglio il loro apporto.

La corrente per andare dall'ingresso all'uscita attraversa i due accoppiamenti in modo parallelo, per cui la resistenza d'uscita complessiva viene calcolata di conseguenza con il parallelo dei due contributi

$$R_O = R_{O,M} || R_{O,SC}. \quad (2.35)$$

Contributo dell'accoppiamento magnetico Per calcolare il contributo dell'accoppiamento magnetico (quindi soltanto dei trasformatori) sulla resistenza d'uscita, si applicano due generatori di tensione uno all'ingresso e uno all'uscita del convertitore, come fatto in figura 2.7(a).

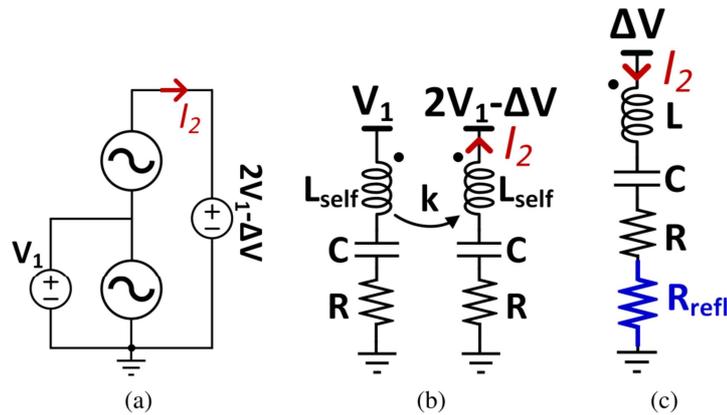


Figura 2.7: Schemi per valutare la $R_{O,M}$: (a) circuito generale, (b) circuito equivalente, e (c) circuito ad impedenza riflessa con $V_1 = 0$ [16]

La $R_{O,M}$ viene calcolata come segue

$$R_{O,M} = \frac{\Delta V}{I_2} \quad (2.36)$$

Si può ridisegnare il circuito come in figura 2.7(b), dove ogni oscillatore viene semplificato in un risonatore formato dalla serie del tank LC e dalla resistenza R che raffigura le perdite di esso. La resistenza R stabilisce il fattore di qualità del tank Q_{tank} come descritto dalla (2.33). Infine, impostando V_1 pari a zero (per semplificare l'analisi) e portando l'impedenza del primario del trasformatore al secondario, si ottiene il circuito equivalente alla figura 2.7(c). Dato che la parte reattiva dell'impedenza del primario si annulla alla frequenza di risonanza, l'impedenza riflessa

è soltanto resistiva e può essere espressa come segue:

$$R_{refl} = \frac{\alpha \omega_{tank}^2 k^2 L^2}{R} \quad (2.37)$$

dove α è il fattore che tiene conto della natura tempo-variante dell'oscillatore di classe-D e k è il coefficiente di accoppiamento magnetico dei trasformatori.

La corrente I_2 può essere calcolata seguendo la 2.32

$$I_2 = (R + R_{refl}) \frac{\Delta V}{\omega_{tank}^2 L^2} \quad (2.38)$$

e grazie ai calcoli si ottiene che la $R_{O,M}$ è data da

$$R_{O,M} = \frac{Q_{tank}}{1 + \alpha k^2 Q_{tank}^2} \cdot \omega_{tank} L \quad (2.39)$$

Come si nota dall'espressione della (2.39) la resistenza d'uscita migliora, quindi è più piccola, quando c'è un forte accoppiamento magnetico tra i trasformatori e il fattore di qualità del tank LC è massimizzato.

Contributo dell'accoppiamento elettrico Il contributo alla resistenza d'uscita dei condensatori $C_{FLY,AB}$ e $C_{FLY,CD}$ può essere calcolato tramite il circuito equivalente della figura 2.8. Dato che i condensatori flying si bilanciano ad una tensione pari a V_{IN} , utilizzando l'analisi dell'impedenza SC [19], gli induttori possono essere trattati come interruttori che connettono i condensatori a V_{IN} o V_O per l'induttore dell'oscillatore inferiore o superiore, rispettivamente [16].

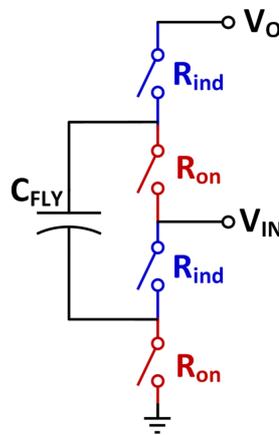


Figura 2.8: Schema per valutare la $R_{O,SC}$ [16]

$R_{O,SC}$ può essere calcolata come segue

$$R_{O,SC} = R_{SSL} \cdot \coth \left(\frac{R_{SSL}}{R_{FSL}} \right) \approx \sqrt{R_{SSL}^2 + R_{SSL}^2} \quad (2.40)$$

dove la resistenza slow-switching limit (SSL) R_{SSL} viene calcolata supponendo che tutti gli interruttori e tutte le interconnessioni siano ideali e che la corrente che scorre tra le sorgenti d'ingresso e d'uscita e nei condensatori sia impulsiva; invece, la resistenza fast-switching limit (FSL) R_{FSL} tiene conto delle perdite in conduzione causate dalle R_{ON} degli interruttori e dalle resistenze parassite degli elementi reattivi [19]. Entrambe hanno la seguente espressione

$$R_{SSL} = \frac{1}{C_{FLY} f_{ris}} \quad (2.41)$$

$$R_{FSL} = 4(R_{ind} + R_{ON}) \quad (2.42)$$

L'equazione (2.41) mostra che, ad una certa frequenza di risonanza del convertitore, utilizzare dei C_{FLY} grandi diminuisce la resistenza d'uscita. Tuttavia, delle C_{FLY} grandi comporta delle capacità parassite bottom-plate più importanti, che fanno aumentare la C_{paras} , facendo crescere la corrente consumata dagli oscillatori come si vede nella (2.34). D'altra parte, le perdite in conduzione sono dominate principalmente dalle resistenze parassite degli induttori e degli interruttori, quindi R_{FSL} ha un impatto maggiore.

Efficienza ottimale

L'efficienza è ottimizzata quando il contributo complessivo delle perdite in conduzione (potenza dissipata su R_O) e in commutazione (consumo degli oscillatori) è minimizzato. La figura 2.9 mostra i percorsi della corrente media nel convertitore (la corrente di commutazione, I_{SW}) è necessaria per mantenere l'oscillazione e la corrente di carico, I_O , fornisce energia al carico.

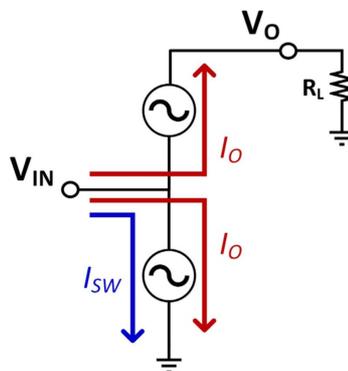


Figura 2.9: Percorsi fatti dalle correnti I_{SW} e I_O [16]

La corrente di commutazione scorre nell'oscillatore inferiore ma è rappresentativa delle perdite di entrambi, pertanto, la sua intensità dev'essere pari alla corrente necessaria per alimentare due oscillatori classe-D separati. Inoltre, la tensione ai capi dell'oscillatore superiore è dipendente dal carico, per cui ha la seguente espressione che si basa sull'analisi fatta per la (2.34)

$$I_{SW} = \frac{V_O}{Q_{tank}\omega_{tank}L} \quad (2.43)$$

L'efficienza si definisce come segue

$$\eta = \frac{P_O}{P_{IN}} = \frac{V_O \cdot I_O}{V_{IN} \cdot I_{IN}} = \frac{V_O}{V_{IN}} \frac{I_O}{2I_O + I_{SW}} \quad (2.44)$$

dove il termine V_O/V_{IN} , seguendo il modello in figura 2.6, è dato dal partitore di tensione tra R_O e R_L

$$\frac{V_O}{V_{IN}} = N \frac{R_L}{R_L + R_O} \quad (2.45)$$

l'espressione (2.44) si può così riscrivere:

$$\eta = \frac{R_L}{R_L + R_O} \cdot \frac{1}{1 + \frac{I_{SW}}{N^2 V_{IN}} (R_O + R_L)} \quad (2.46)$$

dove $N = 2$.

Il primo termine della (2.46) degrada l'efficienza nel caso di heavy load, R_L paragonabile alla R_O , a causa di un aumento notevole di perdite in conduzione che peggiorano l'efficienza. Viceversa, il secondo termine riduce l'efficienza nel caso di light load, perché I_{SW} è comparabile con I_O . Le perdite in conduzione e commutazione devono essere bilanciate per ottenere l'efficienza ottimale.

Capitolo 3

Progettazione del convertitore DC-DC con tecnologia 22nm FDSOI

Il progetto è stato sviluppato utilizzando la tecnologia CMOS-FDSOI (fully-depleted silicon on insulator) da 22nm di GlobalFoundries® puntando alle seguenti specifiche:

- Potenza erogata al carico $P_{OUT} = 50mW$
- Tensione d'ingresso $V_{IN} = 0.4V$, quindi in uscita si avrà idealmente $V_{OUT} = 0.8V$

3.1 Architettura CMOS-FDSOI da 22nm di GlobalFoundries®

La principale differenza tra questa tecnologia e una CMOS-bulk è la presenza di uno strato di ossido sottilissimo (BOX in giallo) sotto il canale e le sacche di drain e source che isola elettricamente il canale del transistore dal substrato (come si vede in figura 3.1).

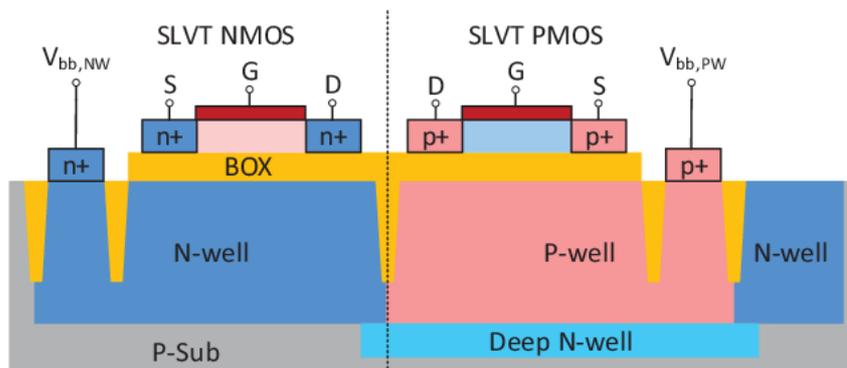


Figura 3.1: Sezione trasversale del transistore [20]

Lo strato di ossido riduce drasticamente le correnti di dispersione dal canale al substrato, inoltre permette di regolare in modo accurato la tensione di soglia alimentando il substrato (tecnica chiamata body bias) senza queste correnti parassite. Tipicamente, il canale non è drogato, ciò elimina le fluttuazioni casuali di drogaggio e riduce notevolmente le variazioni di processo. Nei transistori FDSOI la lunghezza effettiva di canale è più corta rispetto a un bulk-CMOS, ciò li rende più veloci e inoltre, è possibile ottenere le stesse prestazioni con una tensione di alimentazione inferiore. Con queste caratteristiche i transistori FDSOI si presentano come ottimi candidati per essere utilizzati nei dispositivi IoT dove sono necessarie basse potenze.

Dal catalogo di componenti fornito da GlobalFoundries® sono stati scelti gli SuperLow-VT NFET (*slvtmfet*), si tratta di mosfet a canale n con una tensione di soglia di 180 mV , molto bassa il che li rende adatti all'applicazione in questione visto che la tensione in ingresso è di 0.4 V . È stata scelta la lunghezza di canale minima disponibile, 18 nm .

3.1.1 Estrapolazione parametri mosfet

Come visto nel capitolo precedente la frequenza di risonanza del convertitore (2.26) è data dai condensatori parassiti del transistore, che si possono calcolare con le seguenti espressioni

$$C_{gs} = \frac{2}{3}C_{OX} \cdot W \cdot L + C_{GD0} \cdot W \quad (3.1)$$

$$C_{gd} = C_{GD0} \cdot W \quad (3.2)$$

$$C_{db} = C_{DB0} \cdot W \quad (3.3)$$

dove L è la lunghezza del gate, W è la larghezza del gate, C_{OX} la capacità per unità di superficie dell'ossido tra gate e canale, C_{GD0} la capacità per unità di larghezza della sovrapposizione tra gate e source e tra gate e drain e C_{DB0} la capacità per unità di larghezza tra drain e bulk. I parametri delle capacità sopra elencati dipendono dalla tecnologia e si possono estrarre nel seguente modo. Si parte ricavando la matrice delle ammettenze (Y) del modello ai piccoli segnali del transistore (visibile in figura 3.2).

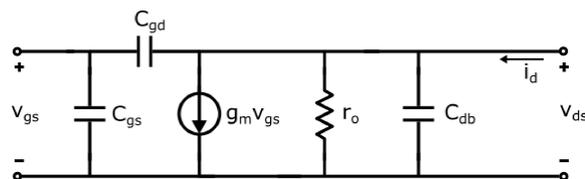


Figura 3.2: Modello ai piccoli segnali del transistore mosfet

Dopo svariati passaggi matematici, omessi per semplicità, si ha la seguente matrice

$$\mathbf{Y} = \begin{bmatrix} Y_{11} & Y_{12} \\ Y_{21} & Y_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} j\omega(C_{gs} + C_{gd}) & -j\omega C_{gd} \\ gm - j\omega C_{gd} & \frac{1}{r_o} + j\omega(C_{gd} + C_{db}) \end{bmatrix} \quad (3.4)$$

Dai singoli elementi si possono estrarre le capacità parassite del mosfet

$$C_{gd} = -\frac{\text{Im}\{Y_{12}\}}{\omega} \quad (3.5)$$

$$C_{gs} = \frac{\text{Im}\{Y_{11}\}}{\omega} - C_{gd} \quad (3.6)$$

$$C_{db} = \frac{\text{Im}\{Y_{22}\}}{\omega} - C_{gd} \quad (3.7)$$

Tramite il software Cadence facendo una simulazione "sp" del circuito in figura 3.3 è stata ricavata la parte immaginaria degli elementi della matrice Y. La simulazione è stata effettuata fissando la lunghezza del gate a 18 nm e la frequenza a 1 GHz, invece facendo variare la larghezza di canale da 16 μm a 80 μm con un passo di 8 μm.

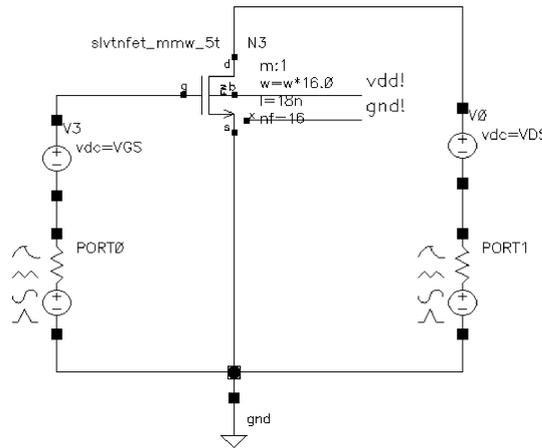


Figura 3.3: Schema circuitale utilizzato per estrarre gli elementi della matrice Y

Utilizzando le espressioni di sopra sono stati ottenuti gli andamenti delle capacità parassite al variare di W e tramite un curve fitting utilizzando Matlab (visibile nella figura 3.4) sono stati estrapolati i parametri delle capacità parassite e sono i seguenti:

- $C_{OX} = 24 \text{ fF}/\mu\text{m}^2$
- $C_{OL} = 0.265 \text{ fF}/\mu\text{m}$
- $C_{DB0} = 1.5 \text{ fF}/\mu\text{m}$

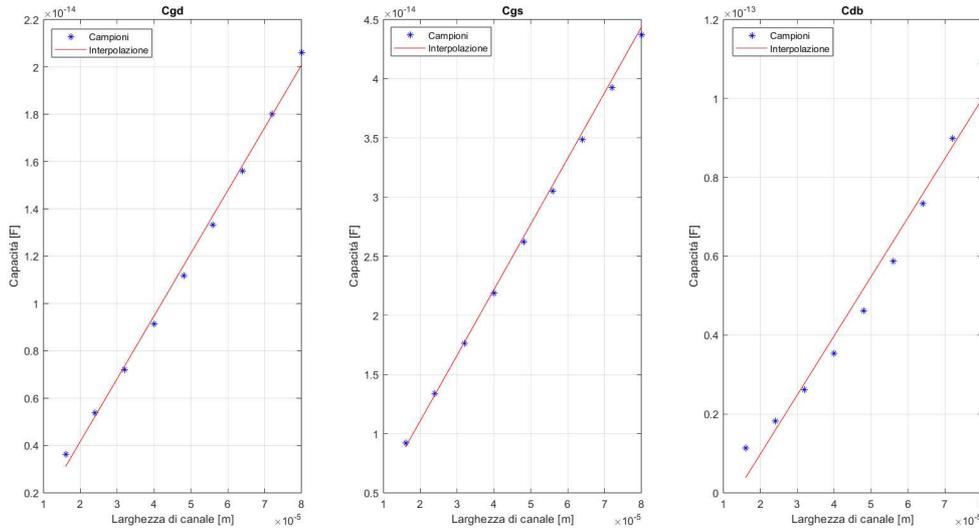


Figura 3.4: Curve fitting delle capacità parassite: in blu i campioni e in rosso l'interpolazione

3.2 Progettazione del convertitore

La fase di progetto del convertitore è stata suddivisa in qualche sotto-fase. Innanzitutto, si è iniziato progettandolo soltanto con componenti ideali così da avere sotto controllo tutti i loro parametri e manipolarli a piacimento, in modo da capire come variano le performance del convertitore alle loro variazioni. Dopodiché sono stati sostituiti a mano a mano i vari componenti con la loro controparte reale, controllando ogni volta le variazioni delle prestazioni. Infine, è stata implementata una soluzione in grado di ridurre ulteriormente le perdite.

3.2.1 Progettazione con componenti ideali

Per avere un quadro generale su come dipendono le prestazioni del convertitore al variare dei componenti, come trasformatori e condensatori flying, si è deciso di partire progettandolo con tutti componenti ideali, a parte per i transistori. Quest'ultimi sono stati dimensionati in modo che quando sono chiusi, dunque in triodo, riuscissero a condurre la corrente media del carico, nel caso questo richieda la massima potenza nominale di 50 mW ad una tensione di 0.8 V , quindi di 62.5 mA ; in realtà simulando il convertitore si è visto che la corrente di drain presenta un picco che raggiunge valori ben più alti, più del doppio della corrente di carico media, perciò sono stati scelti dei transistori con gate più largo. Pertanto, sono stati utilizzati dei *slvtmfet* con una larghezza di gate di $800 \mu\text{m}$ e lunghezza di gate di 18 nm , che hanno una resistenza di conduzione $R_{on} = 0.41 \Omega$ (ricavata dal software di simulazione Cadence) e la capacità parassita vista dal tank è pari a $C_{mosfet} = 1.26 \text{ pF}$ (calcolata utilizzando i parametri ricavati nel paragrafo precedente).

Invece, i trasformatori e i condensatori flying sono stati dimensionati in modo da massimizzare l'efficienza, quindi minimizzando le perdite di conduzione (P_{cond}) e di commutazione (P_{sw}), quando il carico richiede una potenza di 50 mW e una tensione di 0.8 , il quale si può modellare come un resistore equivalente di valore $R_L = V_{out}^2/P_{out} = 12.8\ \Omega$. Per trovare i valori ottimali di questi componenti ci si è avvalso delle equazioni del capitolo precedente implementandole su Matlab. Nel codice sono stati impostati i seguenti parametri: fattore di qualità delle induttanze dei trasformatori $Q = 15$ (tipicamente si va da $7 - 15$), fattore di accoppiamento magnetico dei trasformatori $k = 0.65$ (tipicamente i valori che si aggirano tra $0.6 - 0.8$ ma dipende dal layout) e tutti quelli precedentemente elencati. La frequenza di risonanza del convertitore è stata impostata a 1 GHz ed entrambi i condensatori flying a 50 pF . Invece il valore dell'induttanza è stato fatto variare, dato che è la principale causa delle perdite nel convertitore. Come si può vedere dal grafico di figura 3.5 le perdite si bilanciano se l'induttore dei trasformatori è circa 1.1 nH .

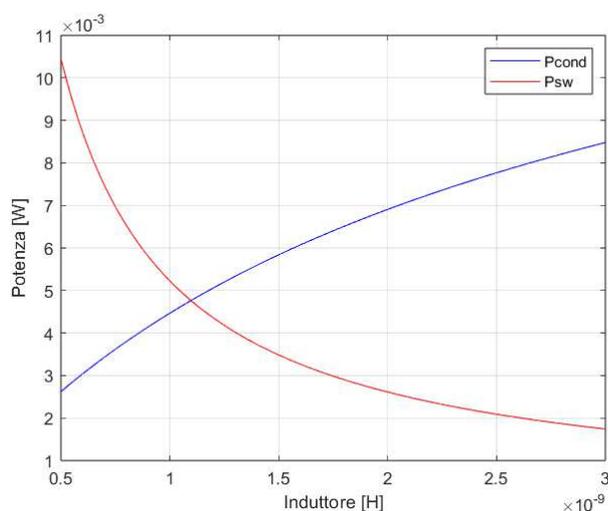


Figura 3.5: Andamento delle perdite di conduzione (P_{cond}) in blu e di commutazione (P_{sw}) in rosso al variare del valore dell'induttanza del trasformatore

Per verificare i calcoli e che entrambe le perdite fossero bilanciate con un valore di circa 5 mW , sono state fatte delle simulazioni del convertitore su Cadence (schema circuitale visibile in figura 3.6). Prima simulandolo a vuoto (senza carico) per capire quanto consumano effettivamente gli oscillatori, quindi quantificando le perdite di commutazione, e poi mettendo una resistenza di carico di $12.8\ \Omega$ per valutare le perdite in conduzione.

Come si nota dalla figura 3.6 rispetto al circuito base di figura 2.1 sono stati aggiunti due condensatori flottanti C_f tra i nodi $V_a - V_c$ e $V_b - V_d$ che servono per fissare il valore desiderato della frequenza di risonanza del convertitore. Da queste due simulazioni è stato ottenuto i valori delle potenze dissipate per le perdite di commutazione $P_{sw} = 4.64\text{ mW}$ e delle perdite di commuta-

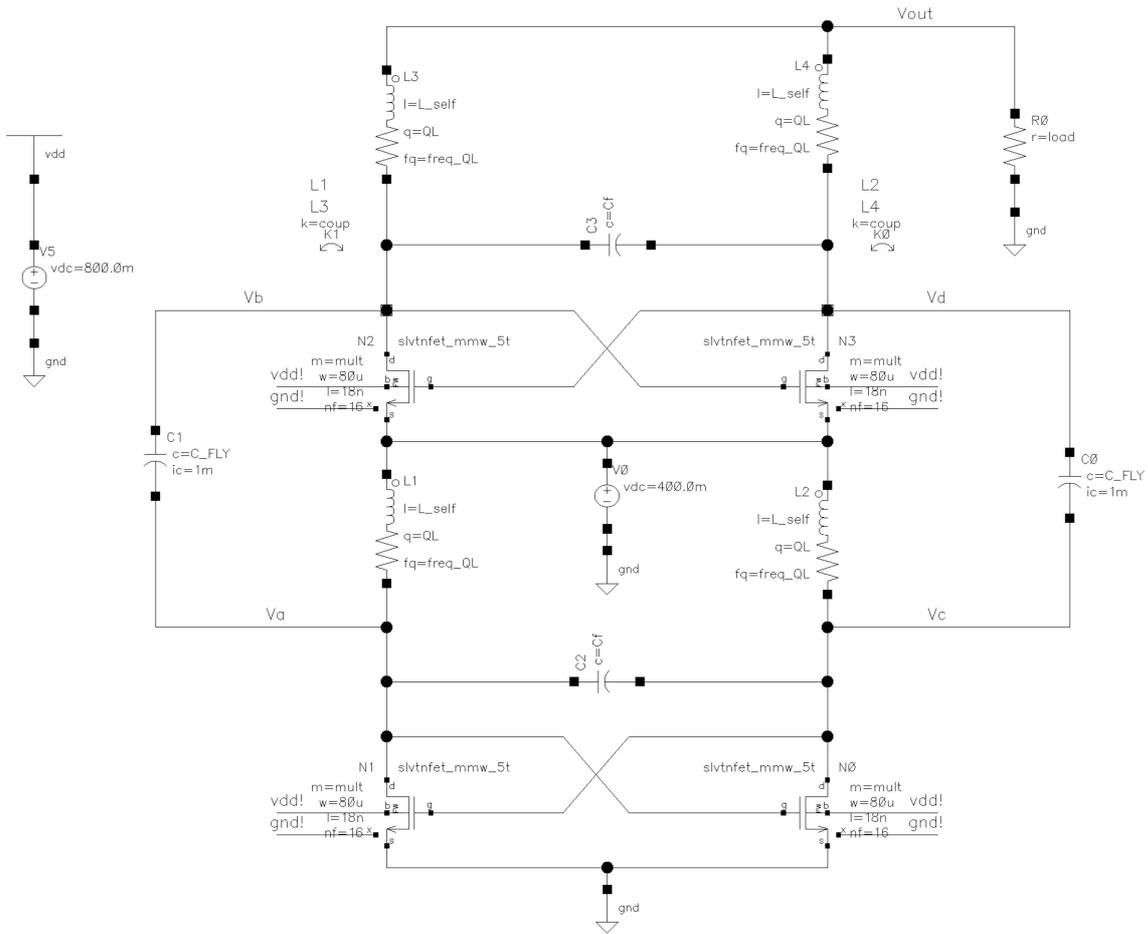


Figura 3.6: Convertitore con componenti ideali

zione $P_{cond} = 10.76 \text{ mW}$. Se la P_{sw} rispecchia il valore calcolato, ciò non vale per l'altra che, invece, risulta il doppio. Considerando queste discrepanze tra calcoli teorici e simulazioni, si è deciso di simulare il circuito modificando i valori della frequenza di risonanza del convertitore, delle induttanze dei trasformatori e dei condensatori flying per comprendere meglio come questi influiscono sulle perdite (i risultati sono riportati nella tabella 3.1). Analizzando la tabella 3.1 si evince che: le C_{FLY} grandi abbassano le perdite di conduzione, invece dei valori alti di f_{ris} e L_{self} riducono le perdite di commutazione e aumentano le perdite di conduzione, viceversa se hanno valori più bassi. Si capisce per di più che la presenza delle capacità C_f aumenta le perdite di conduzione perché creano un altro percorso per la corrente che deve fare per arrivare al carico, ciò porta alla dissomiglianza tra valore calcolato e simulato. Per esempio comparando i risultati per un convertitore progettato con i componenti della terza riga: il calcolo della P_{sw} è uguale a 10.4 mW , lievemente diverso dalla simulazione, invece la P_{cond} risulterebbe dai calcoli pari a 2.7 mW , totalmente diverso dal valore in tabella.

Poi si è simulato il convertitore facendo variare il fattore di qualità e l'accoppiamento magnetico

Tabella 3.1: Risultati delle simulazioni con variazioni parametriche

f_{ris} [GHz]	L_{self} [nH]	C_{FLY} [pF]	C_f [pF]	P_{sw} [mW]	P_{cond} [mW]	V_{OUT} [mV]
1	1.1	50	6.4	4.64	10.76	543
1	2	50	3	2.8	10.5	582
1	0.5	50	16	9.2	11.3	439
1	1.1	100	6.4	4.64	7.66	656
1	2	100	3	2.8	8.11	644
1	0.5	100	15	9.45	8.42	623
2	1.1	50	0.75	2.9	8.13	640
0.5	1.1	50	31	9.87	8.36	593

dei trasformatori (tenendo fissi i valori della frequenza di risonanza, induttanza dei trasformatori e condensatori flying), andando ad analizzare nello specifico le perdite di commutazione. Come si vede dal grafico di figura 3.7 dei valori alti di Q e k riducono il consumo degli oscillatori, ciò conferma quanto riportato nell'espressione 2.34.

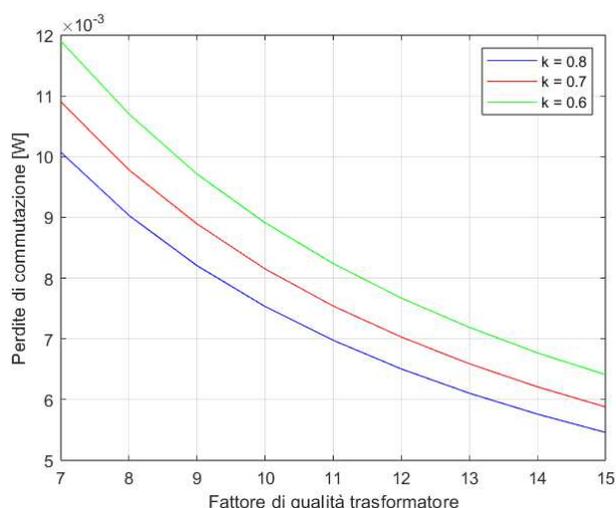


Figura 3.7: Perdite di commutazione al variare del fattore di qualità e l'accoppiamento magnetico dei trasformatori

Avendo compreso come le perdite sono influenzate dai valori dei componenti si è giunti alla configurazione mostrata nella tabella 3.2 (il fattore di qualità $Q = 15$ e l'accoppiamento magnetico $k = 0.65$).

Tabella 3.2: Risultati della simulazione della configurazione ottimale del convertitore

f_{ris} [GHz]	L_{self} [pH]	C_{FLY} [pF]	C_f [pF]	P_{sw} [mW]	P_{cond} [mW]	V_{OUT} [mV]
1	800	100	9.5	6.07	8.06	648

In figura 3.8 sono riportate le forme d'onda delle tensioni e correnti, i nomi utilizzati sono gli stessi di quelli in figura 2.5. Gli andamenti delle simulazioni seguono quelle di figura 2.5 con qualche differenza: il picco della tensione V_a è pari a 1.1 V non raggiunge il massimo esattamente a $3V_{IN}$ a causa delle perdite introdotte dai trasformatori e interruttori, la tensione d'uscita V_{OUT} presenta un ripple di 164 mV .

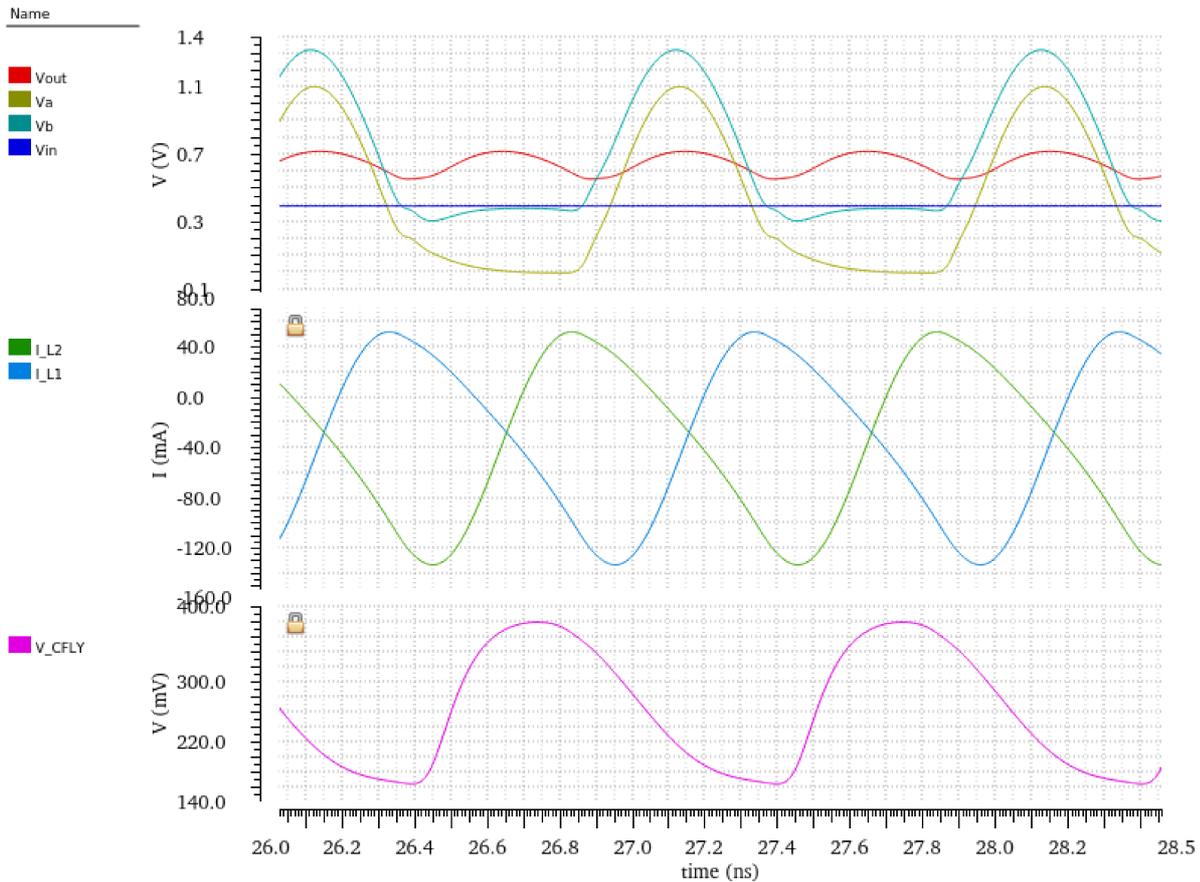


Figura 3.8: Forme d'onda di tensioni e correnti del convertitore

3.2.2 Implementazione dei condensatori reali

Sono stati sostituiti i condensatori ideali del convertitore con quelli reali, in particolare sono stati scelti dalla libreria dei componenti fornita da GlobalFounderies® gli *apmom1v8*. Si tratta di condensatori MOM (metal-oxide-metal) con polarità alternata dei finger metallici con massima tensione operativa di 1.8 V . Hanno una struttura interdigitale (ad incastro come le dita di due mani giunte) su un unico layer metallico e l'effetto di accoppiamento capacitivo laterale tra dito e dito produce la capacità richiesta. Si può aumentare la densità capacitiva utilizzando più layer metallici e mettendoli in parallelo (come si vede in figura 3.9), tuttavia

le capacità parassite si formano tra layer metallico e substrato, quindi maggiore è il numero di layer utilizzati maggiore sarà il suo valore.

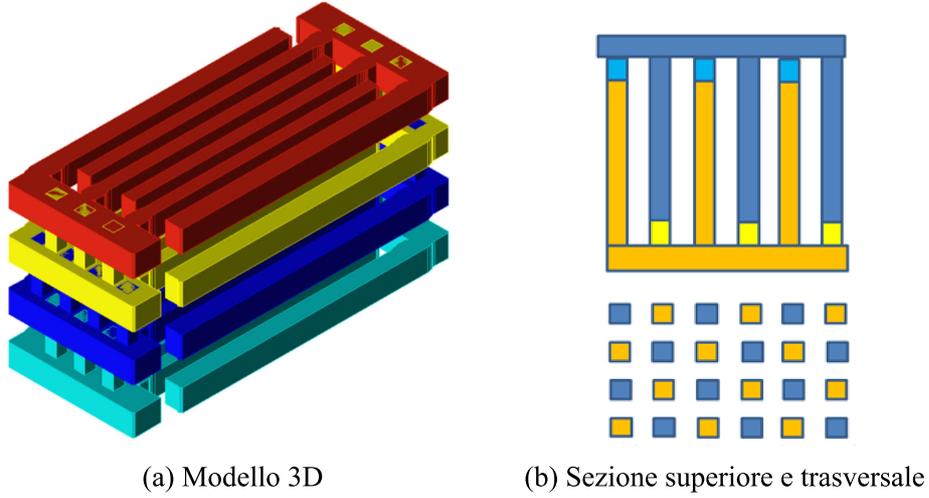


Figura 3.9: Layout condensatore [21]

I condensatori flying da 100 pF sono stati realizzati ponendone 4 da 25 pF in parallelo con le seguenti dimensioni: lunghezza delle dita di $56.8\text{ }\mu\text{m}$ e larghezza totale delle dita di $56.8\text{ }\mu\text{m}$; inoltre dato il loro valore capacitivo molto elevato sono stati utilizzati tutti i 7 layer metallici per ridurre l'area utilizzata. È stato valutato il suo fattore di qualità ponendogli in parallelo un induttore ideale di 240 pH (come si vede in figura 3.10) in modo che risuonino alla frequenza di 1 GHz (come quella di lavoro del convertitore).

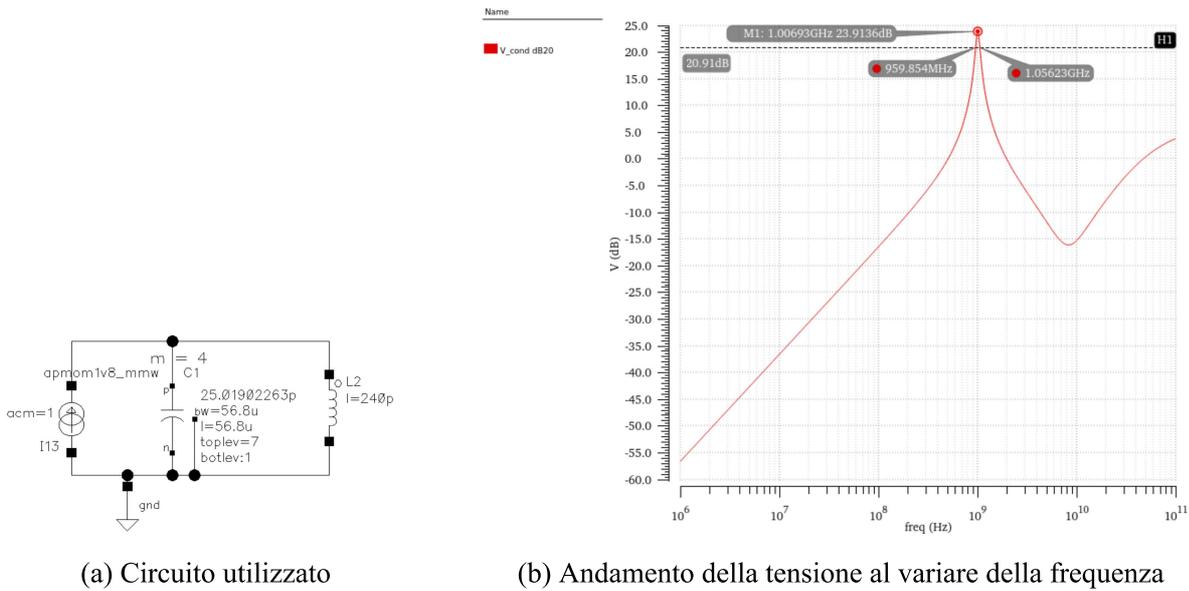
Facendo il rapporto tra frequenza di risonanza e banda a -3 dB dal picco si ottiene il fattore di qualità, come segue

$$Q = \frac{f_0}{f_{-3dB}} = 10.4 \quad (3.8)$$

Dopodiché sono calcolate le capacità parassite andando a vedere a che frequenza risuona il convertitore senza i condensatori C_f . In questa situazione $f_{ris} = 1.807\text{ GHz}$, sapendo che le altre uniche capacità che influiscono sulla frequenza sono quelle parassite dei transistori, che sono conosciute, applicando la formula inversa della (2.26) si ha che $C_{paras,FLY} = 2.217\text{ pF}$.

Il convertitore è stato simulato utilizzando gli *apmom1v8*, sia per C_{FLY} che per C_f (come si può vedere in figura 3.11), queste ultime sono state diminuite a 6.95 pF perché ci sono anche le $C_{paras,FLY}$ che influenzano la frequenza di risonanza del convertitore. Nella tabella 3.3 sono riportati i risultati della simulazione.

Comparando i risultati con quelli della tabella 3.2 si nota che: le perdite di conduzione sono calate questo perché i condensatori C_f sono più piccoli anche se reali, invece le perdite di commutazione sono peggiorate a causa della presenza di $C_{paras,FLY}$.



(a) Circuito utilizzato

(b) Andamento della tensione al variare della frequenza

Figura 3.10: Estrazione del fattore di qualità del condensatore *apmom1v8*

Tabella 3.3: Risultati della simulazione con condensatori *apmom1v8*

f_{ris} [GHz]	L_{self} [pH]	C_{FLY} [pF]	C_f [pF]	P_{sw} [mW]	P_{cond} [mW]	V_{OUT} [mV]
1	800	100	6.95	7.77	7.36	649

3.2.3 Trasformatori reali implementati con un modello equivalente

Dato che nella libreria non sono disponibili trasformatori che abbiano l'induttanza delle bobine del valore desiderato di 800 pH , si è deciso di simularne il comportamento tramite il modello equivalente di un induttore singolo visibile in figura 3.12.

I valori dei componenti del modello equivalente sono stati estratti dall'induttore simmetrico *symindp* dalla libreria fornita da GlobalFoundries®. È stato dimensionato per ottenere un valore di induttanza più vicino a 800 pH e un fattore di qualità il più elevato possibile alla frequenza di risonanza del tank ($f_{tank} = f_{ris} \cdot 1.3 = 1.3 \text{ GHz}$), si è raggiunto un $Q = 6.6$. Di seguito sono riportate le sue dimensioni geometriche:

- Diametro interno: $50.77 \text{ }\mu\text{m}$
- Larghezza tracce metalliche: $6 \text{ }\mu\text{m}$
- Numero di spire: 3
- Distanza tra spira e spira: $5 \text{ }\mu\text{m}$

La resistenza parassita R è causata dalle tracce metalliche che formano l'induttore che hanno una resistività non trascurabile, invece C_{par} è data dalle capacità parassite che si formano tra traccia

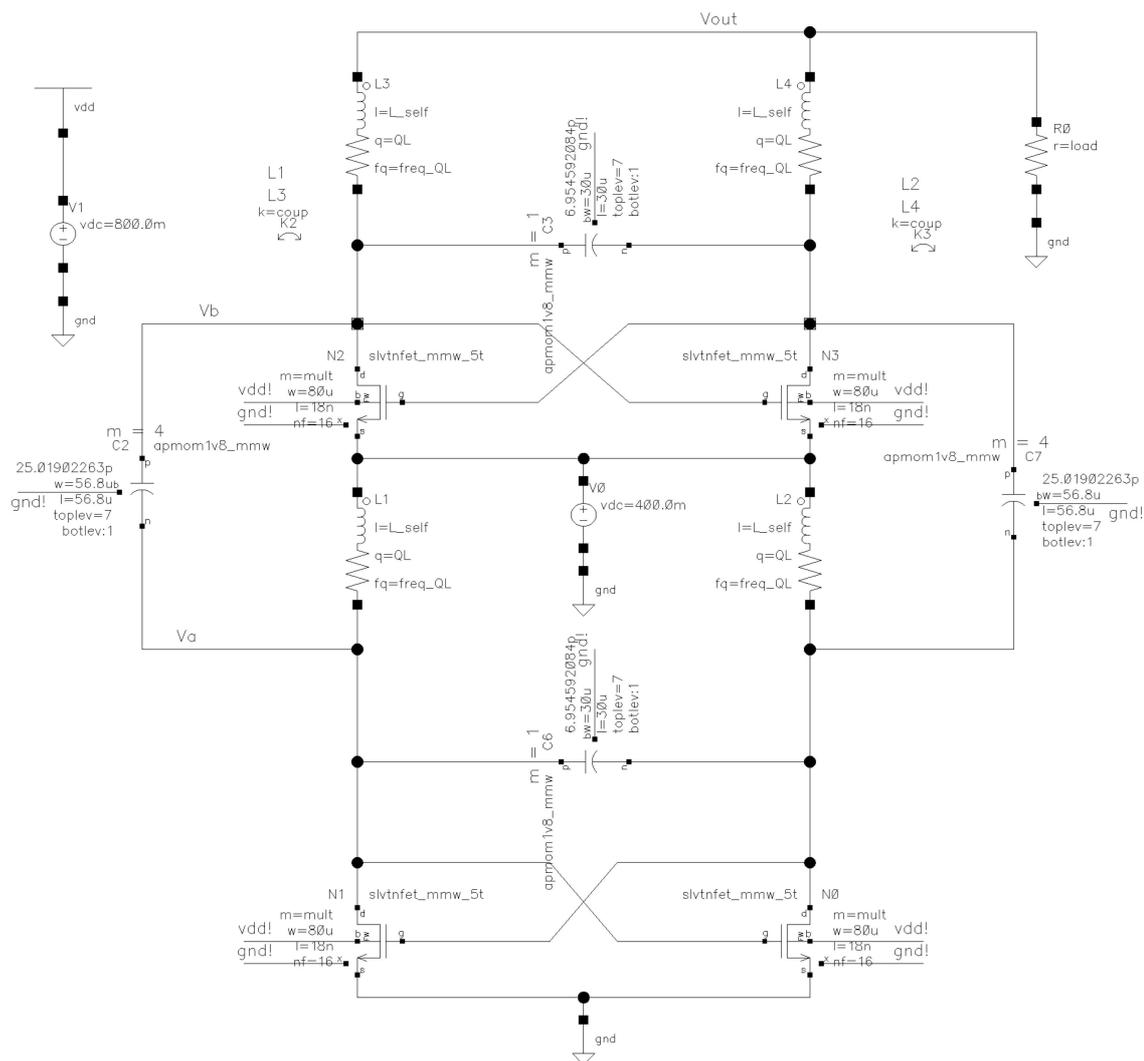


Figura 3.11: Convertitore implementato con condensatori *apmom1v8*

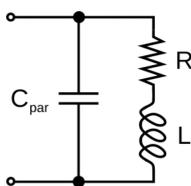


Figura 3.12: Modello equivalente induttore

metallica e substrato. Per estrarre questi due parametri l'induttore è stato simulato come la figura 3.13 illustra, la R è stata ricavata dal comportamento in basse frequenze dell'induttore ed è pari a 0.854Ω , invece, la C_{par} è data dalla formula inversa della pulsazione di auto-risonanza dell'induttore ed è uguale a $17.15 fF$. Questo modello equivalente è stato implementato nel convertitore come mostra la figura 3.14.

Nella tabella 3.4 sono riportati i risultati ottenuti dalla simulazione.

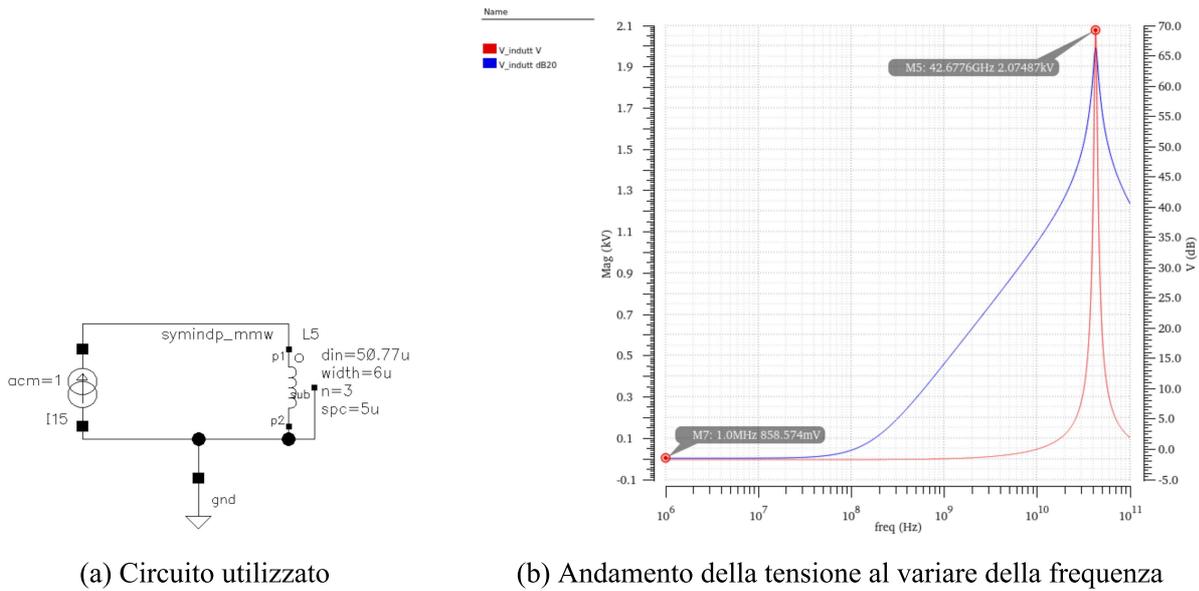


Figura 3.13: Estrazione dei parametri del induttore *symindp*

Tabella 3.4: Risultati della simulazione con modello equivalente dell'induttore

f_{ris} [GHz]	L_{self} [pH]	C_{FLY} [pF]	C_f [pF]	P_{sw} [mW]	P_{cond} [mW]	V_{OUT} [mV]
1	800	100	6.95	11.79	7.62	621

Come si può notare comparando i risultati ottenuti con quelli di tabella 3.3 le perdite di commutazione sono notevolmente peggiorate a causa del deterioramento del fattore di qualità dell'induttore (passato da 15 a 6.6).

Volendo migliorare le prestazioni del convertitore prendendo ispirazione dai risultati riportati in tabella 3.1 si è deciso di togliere le capacità C_f , diminuendo le perdite di conduzione. Inoltre, con questa operazione si alza la frequenza di risonanza (prima limitata proprio dalle C_f) diminuendo le perdite di commutazione, come riportato in tabella 3.5. Questo aumento di frequenza ha reso l'induttore più performante perché è migliorato il suo fattore di qualità a 9.87, invariando le sue dimensioni.

Tabella 3.5: Risultati della simulazione senza condensatori C_f

f_{ris} [GHz]	L_{self} [pH]	C_{FLY} [pF]	C_f [pF]	P_{sw} [mW]	P_{cond} [mW]	V_{OUT} [mV]
1.8	800	100	0	6.1	6.42	671

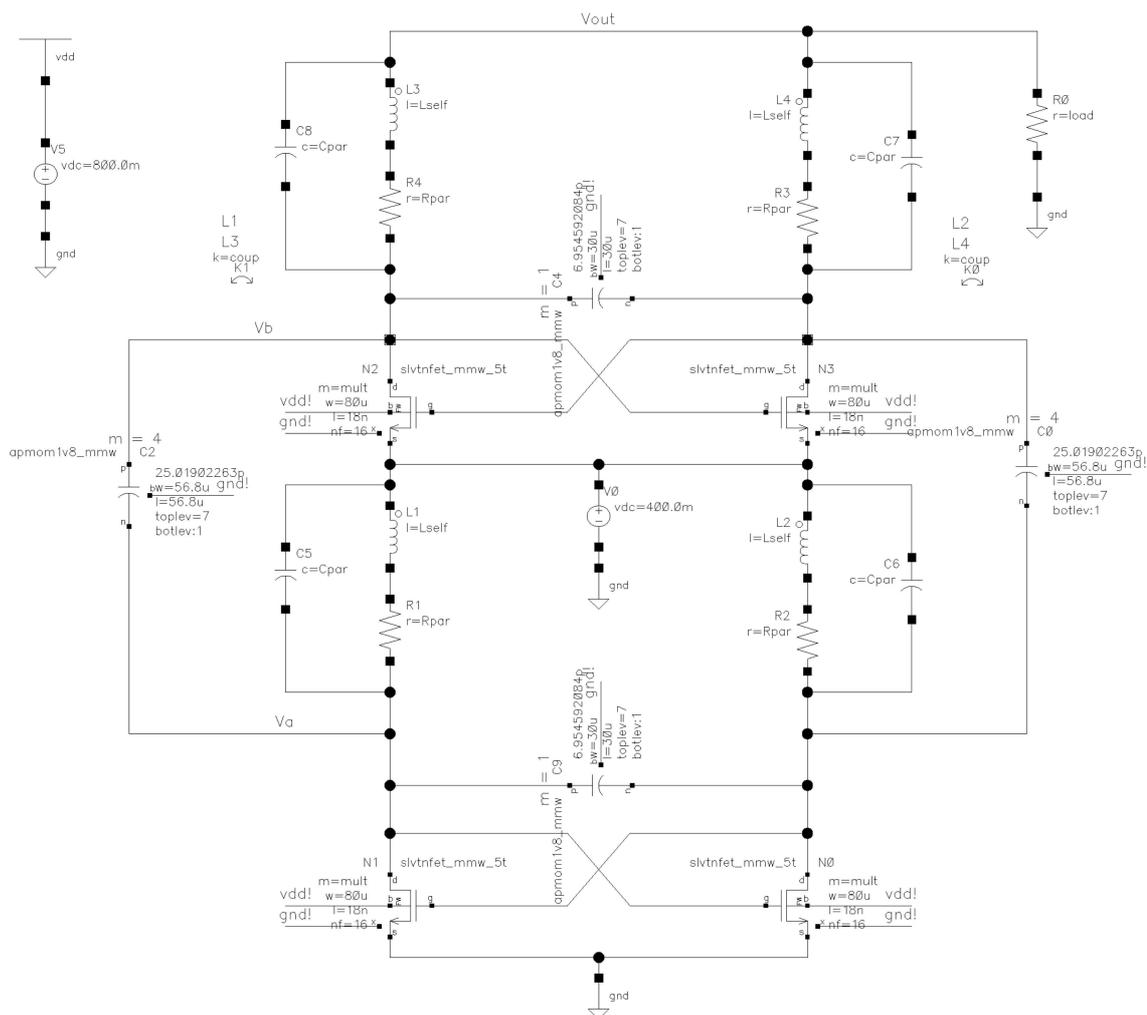


Figura 3.14: Implementazione del modello equivalente dell'induttore nel convertitore

3.2.4 Implementazione del trasformatore reale

Anche se nella libreria non sono disponibili trasformatori con i valori di induttanza desiderato, comunque sono stati implementati quelli presenti con i valori massimi raggiungibili per osservarne le prestazioni. È stato utilizzato un trasformatore interleaved *int_xformer* e un trasformatore stacked *stk_xformer* (layout visibile in figura 3.15), ciascuno in due diverse implementazioni per compararne le performance.

Entrambi sono stati progettati con le stesse dimensioni:

- Diametro interno: $80 \mu m$
- Larghezza tracce metalliche: $6 \mu m$
- Numero spire primario: 2

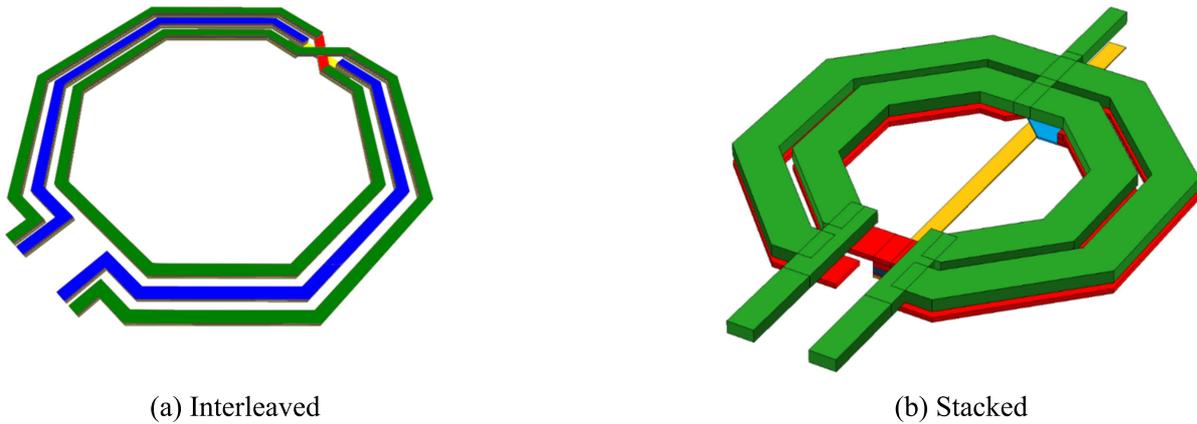


Figura 3.15: Layout trasformatori [22]

- Numero spire secondario: 2
- Distanza tra le tracce metalliche: $4 \mu m$

ma hanno valori differenti di induttanza, fattore di qualità e accoppiamento magnetico, riportati nella tabella 3.6.

Tabella 3.6: Parametri dei due trasformatori

Trasformatore	L_1 [pH]	L_2 [pH]	Q_1	Q_2	k
Interleaved	702.9	702.2	7.74	7.69	0.638
Stacked	594.2	596.1	8.72	8.17	0.775

Entrambi sono stati implementati nel convertitore (figura 3.16) e i risultati delle simulazioni nella tabella 3.7

Tabella 3.7: Configurazioni con trasformatori a confronto

Trasformatore	f_{ris} [GHz]	L_{self} [pH]	C_{FLY} [pF]	P_{sw} [mW]	P_{cond} [mW]	V_{OUT} [mV]
Interleaved	1.94	702	100	8.87	6.54	656
Stacked	2.04	595	100	8.8	5.98	673

Dalla tabella si nota che c'è una differenza nelle perdite di conduzione, perché il trasformatore stacked ha un accoppiamento magnetico e un fattore di qualità più alti della sua controparte e il convertitore dove viene implementato lavora ad una frequenza più elevata, tutto ciò permettono di avere una P_{cond} più bassa a parità di area occupata. Per questi motivi si è scelto di utilizzare il trasformatore stacked.

Si è analizzato il comportamento del convertitore alla variazione del carico da 1Ω a 50Ω , gli

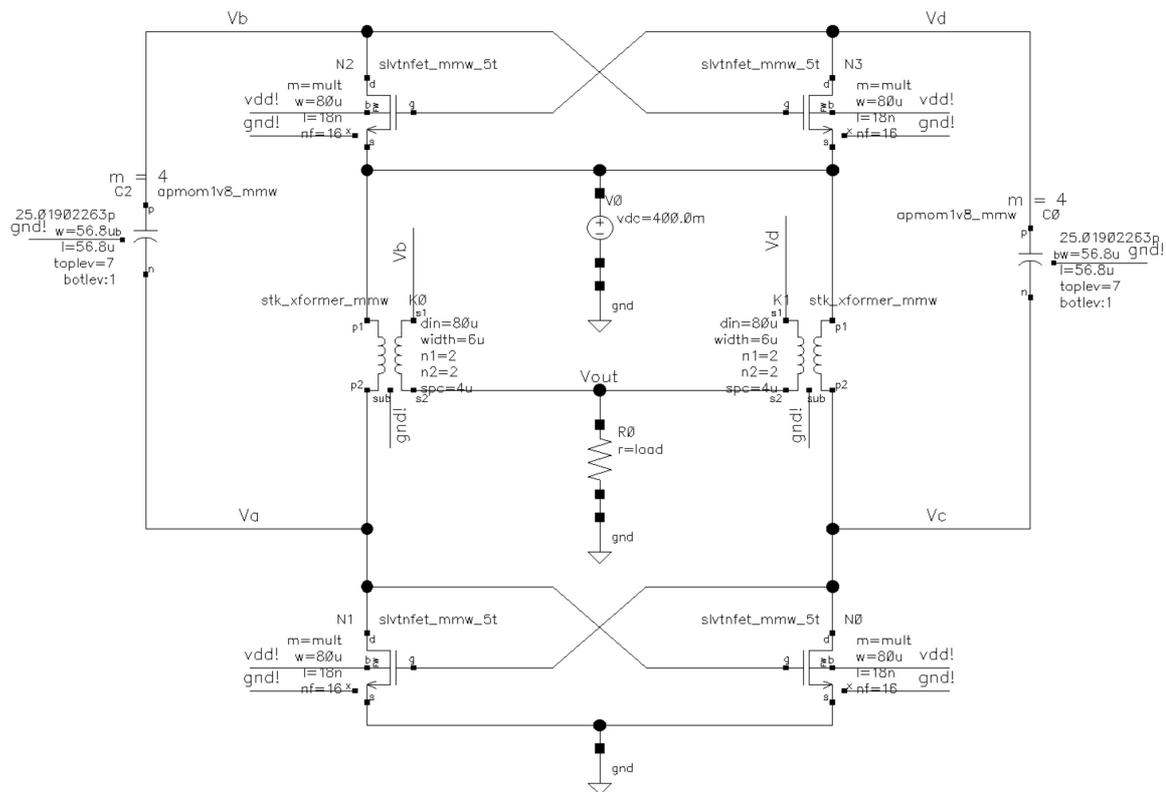
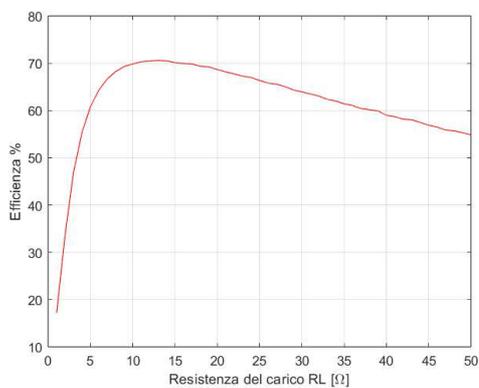
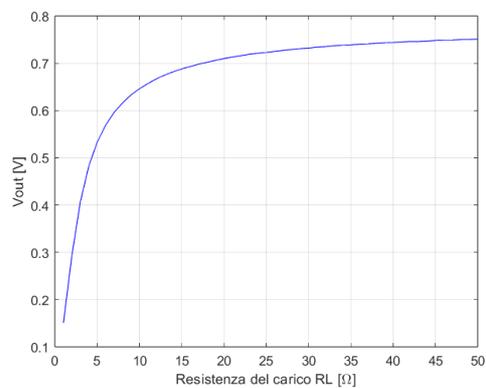


Figura 3.16: Convertitore che implementa il trasformatore reale



(a) Efficienza



(b) Tensione d'uscita

Figura 3.17: Grafici dell'efficienza e della tensione d'uscita al variare del carico

andamento dell'efficienza e della tensione d'uscita sono riportati nella figura 3.17. Come si può vedere il convertitore ha la massima efficienza del 70% quando il carico ha un valore di circa $12\ \Omega$. Quando il carico è molto piccolo (heavy load) si ha una degradazione dell'efficienza e della tensione d'uscita, perché la R_L ha un valore paragonabile alla resistenza d'uscita del convertitore R_O . Invece, per valori grandi della resistenza di carico soltanto l'ef-

ficienza cala, perché la corrente consumata dagli oscillatori I_{SW} è paragonabile alla corrente d'uscita I_O .

3.2.5 Riduzione del ripple della tensione d'uscita e implementazione degli induttori flying

La tensione d'uscita del convertitore che implementa il trasformatore stacked presenta un ripple di 84 mV (come si vede in figura 3.18), elevato se confrontato con suo valore medio. Per ridurlo è stato posizionato un condensatore in parallelo alla resistenza di carico (necessario anche per un sistema di controllo [16]), il cui valore è stato scelto in modo che il polo che introduce sia posizionato almeno una decade prima della frequenza della seconda armonica della tensione d'uscita, perché, come si vede in figura 3.18, è quell'armonica che contribuisce maggiormente sul ripple.

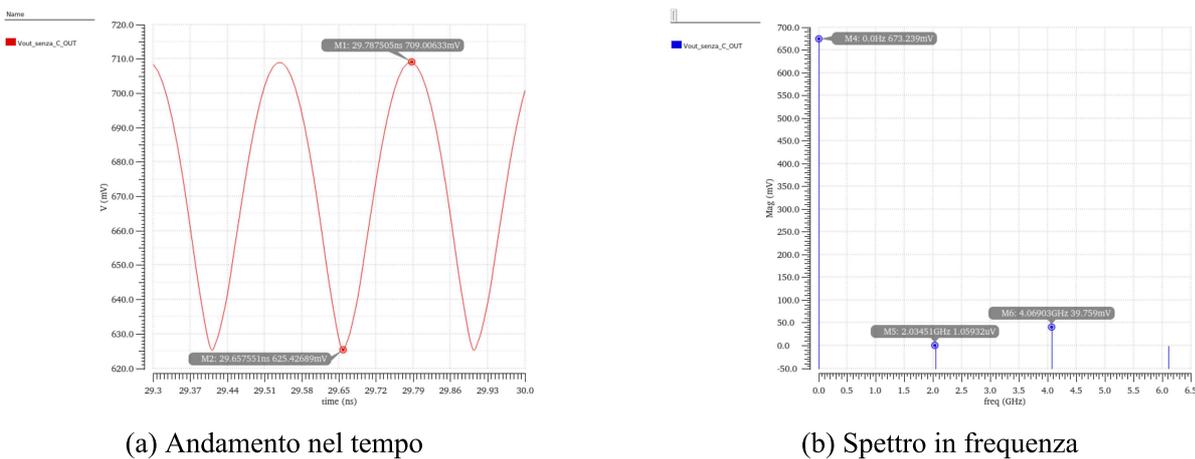


Figura 3.18: Tensione d'uscita del convertitore

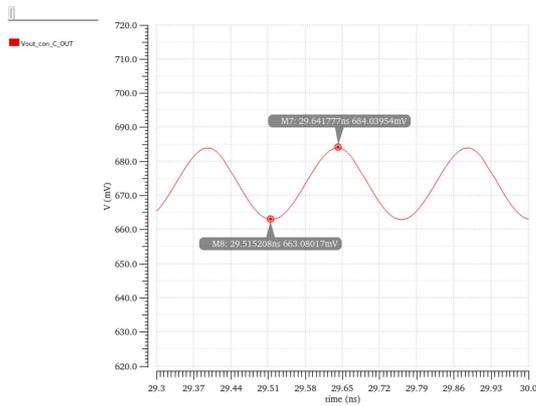
Il condensatore è stato calcolato come segue

$$C_{out} = \frac{1}{2\pi \cdot R_L \cdot f_{cut}} = \frac{1}{2\pi \cdot 12.8 \cdot 400 \cdot 10^6} = 31\text{pF} \quad (3.9)$$

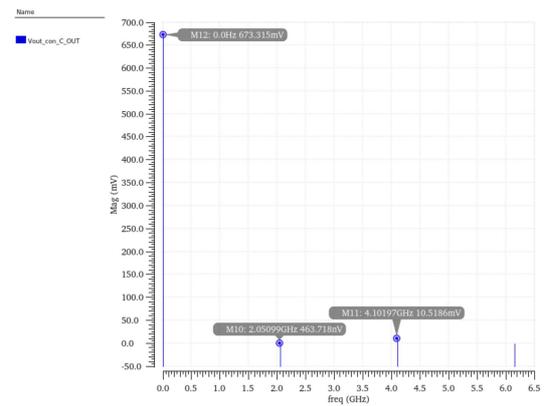
È stato scelto un valore più grande di 50 pF e il ripple si è abbassato a 21 mV , come si vede in figura 3.19.

L'introduzione di questo condensatore C_{out} riduce il ripple ma aumenta le perdite di charge sharing, questo fenomeno si può vedere dalla presenza di un picco negativo nella corrente che scorre in C_{FLY} (visibile in figura 3.20 curva rossa).

Ciò accade per il seguente motivo: durante la fase ϕ_1 il condensatore C_{FLY} è connesso tra la tensione d'ingresso a quella d'uscita tramite gli induttori accoppiati L_1 e L_2 , ciò porta ad una



(a) Andamento nel tempo



(b) Spettro in frequenza

Figura 3.19: Tensione d'uscita del convertitore quando è implementato C_{out}

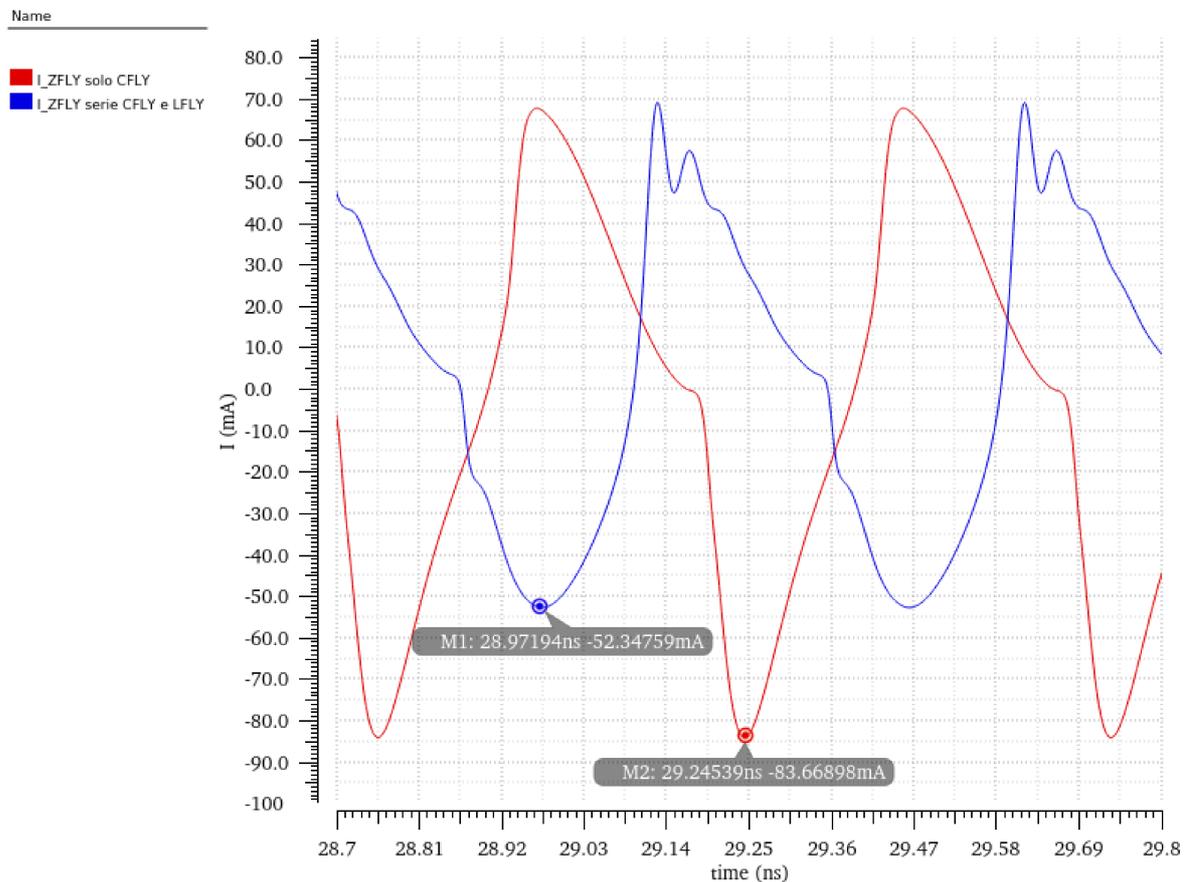


Figura 3.20: Corrente che scorre nel C_{FLY} (in rosso) e nella serie $C_{FLY} + L_{FLY}$ (in blu)

corrente non impulsiva erogata al condensatore C_{out} ; invece, durante la fase ϕ_2 , quando i transistori M_1 e M_2 sono chiusi, C_{FLY} è connesso direttamente a C_{out} e ciò produce nella corrente un grande impulso negativo, che causa le perdite di charge sharing (fenomeno illustra in figura 3.21) [23].

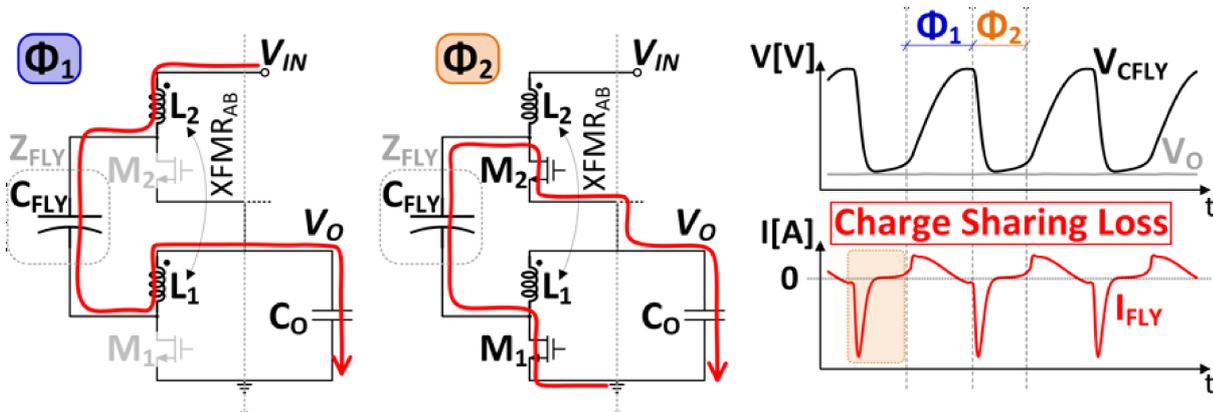


Figura 3.21: Percorso della corrente e suo andamento nel tempo se nel convertitore non sono presenti le L_{FLY} [23]

Si può eliminare il problema delle perdite di charge sharing posizionando in serie a ciascun condensatore C_{FLY} un induttore L_{FLY} , questa implementazione migliora le prestazioni del convertitore. Infatti, a differenza del caso senza le L_{FLY} , durante ϕ_1 la corrente che va al carico presenta una piccola oscillazione ad alta frequenza causata dalla risonanza tra L_{FLY} e le capacità parassite presenti al nodo risonante, tuttavia questo non impatta sulle prestazioni del convertitore dato che la maggior parte dell'energia è trasferita al carico. Come nel caso precedente durante ϕ_2 la C_{FLY} è collegata a C_{out} , ma grazie a L_{FLY} la corrente presenta una transizione risonante (un profilo più morbido) e non più un picco negativo, come si può vedere in figura 3.22 [23].

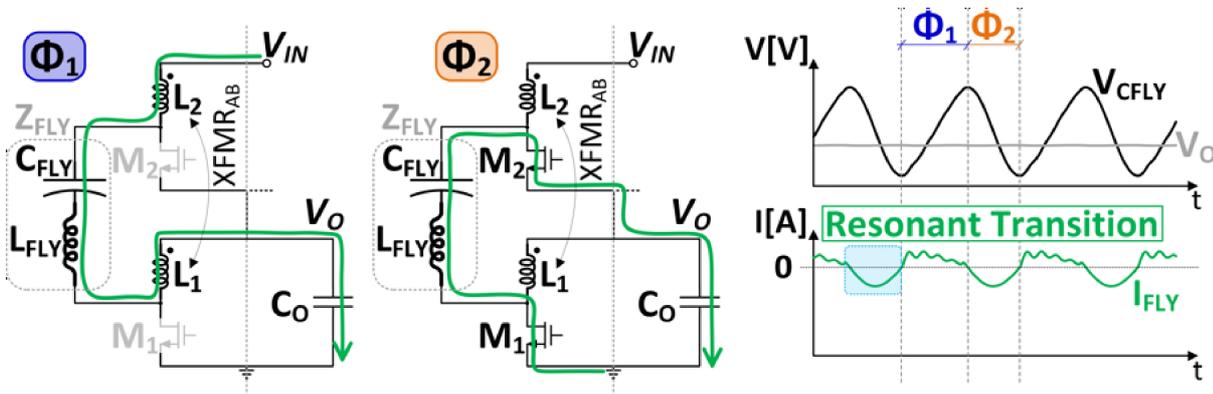


Figura 3.22: Percorso della corrente e suo andamento nel tempo se nel convertitore vengono implementate L_{FLY} [23]

Il valore di L_{FLY} dev'essere scelto in modo che la reattanza di C_{FLY} si annulli alla frequenza di risonanza del convertitore f_{ris} . Utilizzando la formula inversa della seguente espressione e tenendo in considerazione le capacità parassite di C_{FLY} si ottiene il valore appropriato di L_{FLY} .

$$f_{ris} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_{FLY}C_{FLY}}} \quad (3.10)$$

Il convertitore risuona ad una frequenza $f_{ris} = 2.04 \text{ GHz}$ e implementa delle $C_{FLY} = 100 \text{ pF}$ quindi sono stati utilizzati degli induttori L_{FLY} di 54.7 pH , lo schema è visibile in figura 3.23. In figura 3.20 viene mostrato l'andamento della corrente che scorre in C_{FLY} quando in serie ad esso c'è L_{FLY} e si può vedere la differenza rispetto a quando non è presente.

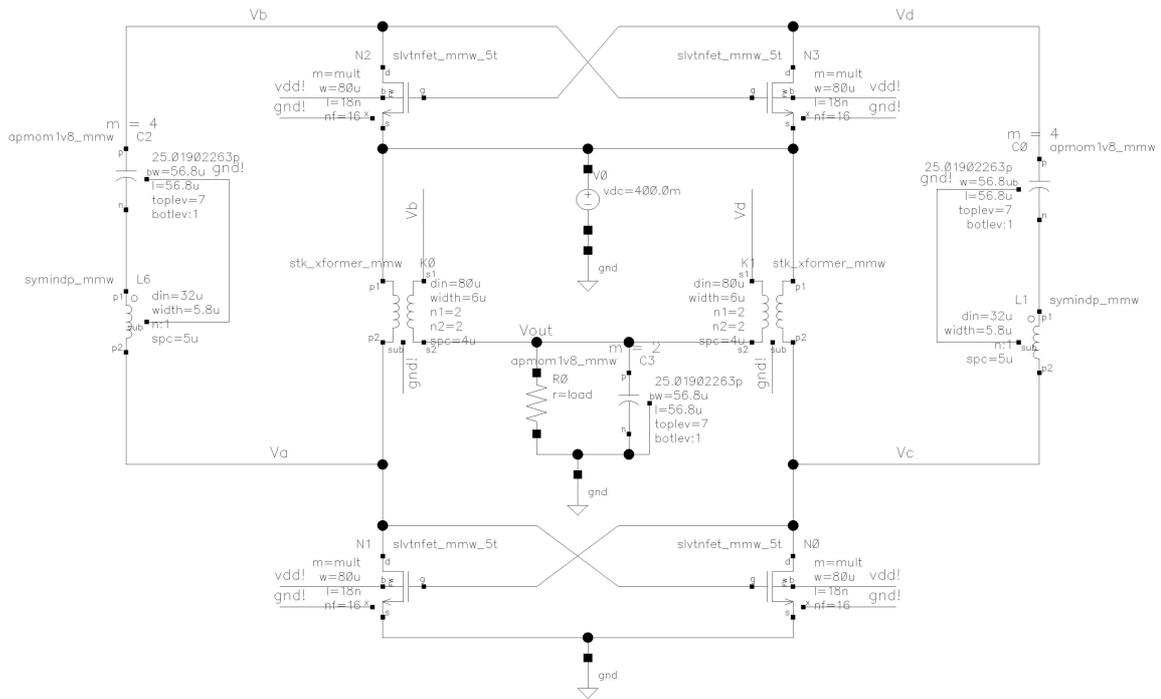


Figura 3.23: Convertitore che implementa C_{out} e L_{FLY}

Tabella 3.8: Confronto delle configurazioni con e senza L_{FLY}

L_{FLY} [pH]	f_{ris} [GHz]	L_{self} [pH]	C_{FLY} [pF]	C_{out} [pF]	P_{sw} [mW]	P_{cond} [mW]	V_{OUT} [mV]	Ripple [mV]
0	2.04	595	100	0	8.8	5.98	673	84
54.7	2.04	595	100	50	9.35	5.9	680	26

Come si vede dai risultati in tabella 3.8, l'aggiunta dell'induttore L_{FLY} aumenta di poco le perdite di commutazione e diminuisce lievemente quelle di conduzione, ma il ripple della tensione d'uscita cala di un terzo circa.

Dopodiché, volendo migliorare le prestazioni, in particolare abbassando le perdite di commutazione, si è deciso di abbassare le C_{FLY} a 50 pF . Così facendo sono diminuite le capacità parassite dei condensatori flying e ciò porta ad un aumento della frequenza di risonanza del convertitore e di conseguenza le perdite di commutazione diminuiscono, come spiegato in precedenza. Questa variazione ha portato ad un cambiamento del valore degli induttori flying a

75.2 pH , gli altri componenti non sono variati.

Tabella 3.9: Confronto delle configurazioni con C_{FLY} dimezzato

L_{FLY} [pH]	f_{ris} [GHz]	L_{self} [pH]	C_{FLY} [pF]	C_{out} [pF]	P_{sw} [mW]	P_{cond} [mW]	V_{OUT} [mV]	Ripple [mV]
0	2.45	596	50	0	7.04	6.77	658	94
75.2	2.45	596	50	50	7.43	6.49	673	22

Confrontando i risultati delle 3.8 e 3.9, il dimezzamento delle C_{FLY} (e quindi della loro area occupata) porta ad leggero incremento delle perdite di conduzione, ma a favore di un miglioramento delle perdite di commutazione e di una minor area occupata dal convertitore.

Si possono migliorare ulteriormente le prestazioni andando a modificare la struttura dei condensatori C_{FLY} . Finora i condensatori utilizzati sono stati costruiti su tutti i 7 layer metallici, invece adesso si è deciso di costruirli con 3 layer metallici (dal quinto al settimo). Ciò porta alla diminuzione della capacità (a parità di dimensioni) e della capacità parassita, questo fa aumentare la frequenza di risonanza del convertitore. I condensatori flying da 49.4 pF sono stati realizzati ponendone 4 da 12.35 pF in parallelo con le seguenti dimensioni: lunghezza delle dita di 60 μm e larghezza totale delle dita di 60 μm . Con questi condensatori la frequenza di risonanza è aumentata a 3.04 GHz , ciò ha portato un aumento significativo del fattore di qualità (passato da 8.7 a 10.6) dei trasformatori, anche se le loro dimensioni non sono variate.

Tabella 3.10: Confronto delle configurazioni

L_{FLY} [pH]	f_{ris} [GHz]	L_{self} [pH]	C_{FLY} [pF]	C_{out} [pF]	P_{sw} [mW]	P_{cond} [mW]	V_{OUT} [mV]	Ripple [mV]
0	3.04	602	49.4	0	4.61	6.51	672	92
50.4	3.04	602	49.4	50	4.69	6.24	680	13

Confrontando i risultati della tabelle 3.9 e 3.10 si notano i miglioramenti nelle prestazioni, ciò a discapito della maggiore area occupata. Infatti considerando soltanto l'area occupata da C_{FLY} e L_{FLY} , nella configurazione 3.9 occupano in totale 0.0344 mm^2 , invece in quella 3.10 ne occupano 0.0213 mm^2 .

Conclusioni

In questo lavoro di tesi, dopo avere revisionato i vari metodi di energy harvesting e le topologie base dei convertitori dc-dc integrati, è stato analizzato e progettato un convertitore che implementa una nuova topologia che comprende l'uso di due oscillatori.

Questa nuova topologia di convertitore dc-dc sembra molto promettente per essere implementata in un dispositivo IoT che sfrutta l'energy harvesting. Tuttavia è bene tenere presente che nonostante ciò deve essere tenuto in considerazione che il progetto non è ancora completo. Questo perché devono essere implementati il controllo del convertitore e realizzato il suo layout.

Il controllo può essere realizzato come hanno proposto nell'articolo [16], cioè posizionando sotto ognuno dei due oscillatori un interruttore che vengono controllati da un opportuno segnale che accende e spegne gli oscillatori. Questo segnale è rettangolare con duty cycle variabile in base alla potenza richiesta dal carico, il che permette di bilanciare tra loro le perdite di commutazione e di conduzione, così il convertitore riesce a regolare la tensione d'uscita opportunamente e a lavorare sempre alla massima efficienza.

Il layout gioca un ruolo cruciale nelle prestazioni del convertitore, soprattutto la realizzazione di due trasformatori. Infatti, come si è visto durante questa tesi, l'efficienza massima si ottiene quando i trasformatori hanno un accoppiamento magnetico e fattore di qualità molto alti. Per massimizzarli si possono realizzare trasformatori ad esempio a forma di otto, come descritto nel articolo [24]. Nei trasformatori da essi progettati sono stati implementati due ground shield: uno co-planare e uno patterned; i quali ne migliorano il fattore di qualità. La forma a otto dei trasformatori e il fatto che sia posizionati uno ortogonale all'altro riduce gli accoppiamenti magnetici parassiti e l'interferenze elettromagnetiche (EMI).

Si tratta di una topologia relativamente recente ma molto promettente visti gli ottimi risultati riportati negli articoli [16] e [23].

Bibliografia

- [1] D. Blaauw, D. Sylvester, P. Dutta et al., «IoT design space challenges: Circuits and systems,» in *2014 Symposium on VLSI Technology (VLSI-Technology): Digest of Technical Papers*, 2014, pp. 1–2. doi: 10.1109/VLSIT.2014.6894411.
- [2] M. R. Senouci e A. Mellouk, «1 - Wireless Sensor Networks,» in *Deploying Wireless Sensor Networks*, M. R. Senouci e A. Mellouk, cur., Elsevier, 2016, pp. 1–19, isbn: 978-1-78548-099-7. doi: <https://doi.org/10.1016/B978-1-78548-099-7.50001-5>. indirizzo: <https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/B9781785480997500015>.
- [3] G. Sripriyanka e A. Mahendran, «Chapter Six - A study on security privacy issues and solutions in internet of medical things—A review,» in *Intelligent IoT Systems in Personalized Health Care*, ser. Cognitive Data Science in Sustainable Computing, A. K. Sangaiah e S. Mukhopadhyay, cur., Academic Press, 2021, pp. 147–175, isbn: 978-0-12-821187-8. doi: <https://doi.org/10.1016/B978-0-12-821187-8.00006-X>. indirizzo: <https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/B978012821187800006X>.
- [4] J. Gubbi, R. Buyya, S. Marusic e M. Palaniswami, «Internet of Things (IoT): A vision, architectural elements, and future directions,» *Future Generation Computer Systems*, vol. 29, n. 7, pp. 1645–1660, 2013, Including Special sections: Cyber-enabled Distributed Computing for Ubiquitous Cloud and Network Services Cloud Computing and Scientific Applications — Big Data, Scalable Analytics, and Beyond, issn: 0167-739X. doi: <https://doi.org/10.1016/j.future.2013.01.010>. indirizzo: <https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0167739X13000241>.
- [5] S. M. Demir, F. Al-Turjman e A. Muhtaroglu, «Energy Scavenging Methods for WBAN Applications: A Review,» *IEEE Sensors Journal*, vol. 18, n. 16, pp. 6477–6488, 2018.
- [6] S. Kumar e M. Jhamb, «Challenges in VLSI Design for Efficient Energy Harvesting,» in *Advances in Signal Processing, Embedded Systems and IoT*, V. Chakravarthy, V. Bhateja, W. Flores Fuentes, J. Anguera e K. P. Vasavi, cur., Singapore: Springer Nature Singapore, 2023, pp. 657–672, isbn: 978-981-19-8865-3.

- [7] H Uluşan, S Chamanian, W. P. M. R. Pathirana, A Muhtaroglu e H Kùlah, «A triple hybrid micropower generator with simultaneous multi-mode energy harvesting,» *Smart Materials and Structures*, vol. 27, n. 1, p. 014 002, 2017. doi: 10 . 1088 / 1361 - 665X / aa8a09. indirizzo: <https://dx.doi.org/10.1088/1361-665X/aa8a09>.
- [8] C. Lu, V. Raghunathan e K. Roy, «Efficient Design of Micro-Scale Energy Harvesting Systems,» *IEEE Journal on Emerging and Selected Topics in Circuits and Systems*, vol. 1, n. 3, pp. 254–266, 2011.
- [9] T. S. Ho, H. Ramiah, K. K. P. Churchill et al., «Low Voltage Switched-Capacitive-Based Reconfigurable Charge Pumps for Energy Harvesting Systems: An Overview,» *IEEE Access*, vol. 10, pp. 126 910–126 930, 2022. doi: 10 . 1109 / ACCESS . 2022 . 3226783.
- [10] T. S. Chang, H. Ramiah, Y. Jiang et al., «Design and Implementation of Hybrid DC-DC Converter: A Review,» *IEEE Access*, vol. 11, pp. 30 498–30 514, 2023. doi: 10 . 1109 / ACCESS . 2023 . 3261337.
- [11] K. K. Pakkirisami Churchill, G. Chong, H. Ramiah, M. Y. Ahmad e J. Rajendran, «Low-Voltage Capacitive-Based Step-Up DC-DC Converters for RF Energy Harvesting System: A Review,» *IEEE Access*, vol. 8, pp. 186 393–186 407, 2020. doi: 10 . 1109 / ACCESS . 2020 . 3028856.
- [12] C.-H. Chan, L. Cheng, W. Deng et al., «Trending IC design directions in 2022,» *Journal of Semiconductors*, vol. 43, n. 7, p. 071 401, 2022. doi: 10 . 1088 / 1674 - 4926 / 43 / 7 / 071401. indirizzo: <https://dx.doi.org/10.1088/1674-4926/43/7/071401>.
- [13] P. Assem, W.-C. Liu, Y. Lei, P. K. Hanumolu e R. C. N. Pilawa-Podgurski, «Hybrid Dickson Switched-Capacitor Converter With Wide Conversion Ratio in 65-nm CMOS,» *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 55, n. 9, pp. 2513–2528, 2020. doi: 10 . 1109 / JSSC . 2020 . 3004256.
- [14] A. Abdulslam e P. P. Mercier, «A Passive-Stacked Third-Order Buck Converter With Inherent Input Filtering Achieving 0.7-W/mm² Power Density and 94% Peak Efficiency,» *IEEE Solid-State Circuits Letters*, vol. 2, n. 11, pp. 240–243, 2019. doi: 10 . 1109 / LSSC . 2019 . 2935563.
- [15] Y. Huh, S.-W. Hong e G.-H. Cho, «A Hybrid Structure Dual-Path Step-Down Converter With 96.2% Peak Efficiency Using 250-m ohm Large-DCR Inductor,» *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 54, n. 4, pp. 959–967, 2019. doi: 10 . 1109 / JSSC . 2018 . 2882526.

- [16] A. Novello, G. Atzeni, J. Künzli, G. Cristiano, M. Coustans e T. Jang, «A 1.25-GHz Fully Integrated DC–DC Converter Using Electromagnetically Coupled Class-D LC Oscillators,» *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 56, n. 12, pp. 3639–3654, 2021. doi: 10.1109/JSSC.2021.3112129.
- [17] L. Fanori e P. Andreani, «Class-D CMOS Oscillators,» *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 48, n. 12, pp. 3105–3119, 2013. doi: 10.1109/JSSC.2013.2271531.
- [18] W. Kuhn e N. Ibrahim, «Analysis of current crowding effects in multiturn spiral inductors,» *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 49, n. 1, pp. 31–38, 2001. doi: 10.1109/22.899959.
- [19] M. D. Seeman e S. R. Sanders, «Analysis and Optimization of Switched-Capacitor DC–DC Converters,» *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 23, n. 2, pp. 841–851, 2008. doi: 10.1109/TPEL.2007.915182.
- [20] F. Gerfers, N. Lotfi, E. Wittenhagen, H. Ghafarian, Y. Tian e M. Runge, «Body-Bias Techniques in CMOS 22FDX® for Mixed-Signal Circuits and Systems,» *2019 26th IEEE International Conference on Electronics, Circuits and Systems (ICECS)*, pp. 466–469, 2019. indirizzo: <https://api.semanticscholar.org/CorpusID:210931224>.
- [21] J. Shi, A. Sidelnicov, K. W. J. Chew et al., «Evolution and Optimization of BEOL MOM Capacitors Across Advanced CMOS Nodes,» in *2018 48th European Solid-State Device Research Conference (ESSDERC)*, 2018, pp. 190–193. doi: 10.1109/ESSDERC.2018.8486905.
- [22] A. Bevilacqua, «Fundamentals of Integrated Transformers: From Principles to Applications,» *IEEE Solid-State Circuits Magazine*, vol. 12, n. 4, pp. 86–100, 2020. doi: 10.1109/MSSC.2020.3021844.
- [23] A. Novello, G. Atzeni, T. Keller e T. Jang, «A 1.5-GHz Fully Integrated DC–DC Converter Based on Electromagnetically Coupled Class-D LC Oscillators and Resonant LC Flying Impedance Achieving 4.1-W/mm² Peak Power Density and 77% Peak Efficiency,» *IEEE Solid-State Circuits Letters*, vol. 7, pp. 38–41, 2024. doi: 10.1109/LSSC.2023.3341049.
- [24] A. Novello, G. Atzeni, G. Cristiano, M. Coustans e T. Jang, «A 2.3-GHz Fully Integrated DC–DC Converter Based on Electromagnetically Coupled Class-D LC Oscillators Achieving 78.1% Efficiency in 22-nm FDSOI CMOS,» *IEEE Solid-State Circuits Letters*, vol. 4, pp. 218–221, 2021. doi: 10.1109/LSSC.2021.3126736.