

ALMA MATER STUDIORUM – UNIVERSITÀ DI BOLOGNA
SEDE DI CESENA
SECONDA FACOLTÀ DI INGEGNERIA CON SEDE A CESENA
CORSO DI LAUREA IN INGEGNERIA ELETTRONICA
E DELLE TELECOMUNICAZIONI

**Oscillatori elevatori di tensione
per il recupero di micropotenze ambientali
da sorgenti a radiofrequenza**

TESI DI LAUREA TRIENNALE IN
ELETTRONICA DEI SISTEMI DIGITALI

Relatore:
Dott. Ing. Aldo Romani

Presentata da:
Marco Alessandrini

Correlatore:
Michele Dini

Sessione III
Anno Accademico 2011/2012

ALMA MATER STUDIORUM – UNIVERSITÀ DI BOLOGNA
SEDE DI CESENA
SECONDA FACOLTÀ DI INGEGNERIA CON SEDE A CESENA
CORSO DI LAUREA IN INGEGNERIA ELETTRONICA
E DELLE TELECOMUNICAZIONI

**Oscillatori elevatori di tensione
per il recupero di micropotenze ambientali
da sorgenti a radiofrequenza**

TESI DI LAUREA TRIENNALE IN
ELETTRONICA DEI SISTEMI DIGITALI

Relatore:
Dott. Ing. Aldo Romani

Presentata da:
Marco Alessandrini

.....

Correlatore:
Michele Dini

.....

Sessione III
Anno Accademico 2011/2012

Sommario

Nel presente elaborato è trattato l'innescò di un sistema di recupero ambientale di energia da sorgenti a radiofrequenza, captate tramite rectenna, nell'ambito di un sistema completamente autonomo dal punto di vista energetico, quindi non dotato di batteria ricaricabile interna. Dopo un'analisi dei problemi da affrontare e delle possibili soluzioni tecniche per gestire le micropotenze restituite dalla rectenna, ci si concentra in modo preferenziale sul ruolo del condensatore posto sulla porta d'ingresso dell'oscillatore di Meissner, che è utilizzato come elevatore di tensione per attivare gli stadi successivi. Sfruttando le esperienze con lo stesso oscillatore pilotato da altri sensori di energy harvesting, è possibile determinare approssimativamente se il circuito si presta o meno all'utilizzo con le rectenne nei campi RF, suggerendo eventuali migliorie da apportare per facilitarne il funzionamento.

Abstract

In this work we investigate about the starting of a energy harvesting system from RF sources, received by rectennas, as a part of a fully energy autonomous system, therefore not equipped with an internal rechargeable battery. After an analysis of the problems to face and of the possible technical solutions to manage the micropower provided from the rectenna, we mainly concentrate on the role of the input-gate capacitor of the Meissner's oscillator, which is used as a voltage elevator to activate the following stages. Capitalizing on experiences with the same oscillator driven by other energy harvesting sensors, it's possible to approximately determinate if the circuit fits or less in the use with rectennas in RF fields, suggesting possible improvements to be done to make the working easier.

INDICE

Elenco delle figure	vi
Elenco delle tabelle	vii
Simboli e notazioni	ix
1 Generalità sul recupero di energia	1
1.1 Energy harvesting	2
1.2 Struttura di un sistema di recupero di energia	4
2 Stadio di avviamento per sensori RF	9
2.1 Caratteristiche di un sistema di recupero RF	10
2.2 Oscillatore di Meissner	13
2.2.1 Criterio di Barkhausen	14
2.3 Innesco termoelettrico dell'oscillatore di Meissner	16
2.3.1 Risultati dell'innescio termoelettrico	17
2.3.2 Criticità nell'uso dei dispositivi a semiconduttore	18
2.4 Evoluzione di Nguyen per l'oscillatore di Meissner	22
2.4.1 Principio di funzionamento	22
3 Innesco RF dell'oscillatore di Meissner	27
3.1 Adattamento della sezione d'ingresso	29
3.2 Influenza di C_{in} sulle condizioni di oscillazione	30
3.2.1 Valutazione dell'impedenza d'ingresso	31
3.2.2 Valutazione della pulsazione di risonanza	33

3.2.3	Valutazione dell'oscillatore ai piccoli segnali	35
3.2.4	Approssimazione di ω_0	38
3.2.5	Stima di Z_R utilizzando $\tilde{\omega}_0$ (valore approssimato)	38
3.2.6	Calcolo di Z_R utilizzando ω_0 (valore corretto)	39
3.3	Valutazione numerica delle condizioni di Barkhausen	41
3.3.1	Determinazione della tecnologia del MOSFET	44
3.3.2	Dipendenza di Z_R e ω_0 dai parametri	45
4	Considerazioni conclusive	55
	Appendici	61
A	Trasformatore	61
B	Listati MATLAB e LTspice	65
B.1	Script MATLAB	65
B.2	Netlist LTspice	68
	Software utilizzato	71
	Bibliografia	73

ELENCO DELLE FIGURE

1.1	Comparazione di sistemi di immagazzinamento di energia [1] . . .	3
1.2	Sistema di recupero di energia ambientale	6
1.3	Circuito di recupero della potenza da fonti RF e termiche [1] . . .	6
2.1	Esempio di schema di una rectenna [3]	12
2.2	Rectenna <i>multi-layer</i> per sorgenti sconosciute [7]	12
2.3	Oscillatore di Meissner	14
2.4	Sistema retroazionato	14
2.5	Transistori FET (D: drain, G: gate, S: source, B: bulk)	18
2.6	Struttura interna dei dispositivi a semiconduttore [13]	19
2.7	Caratteristiche dei dispositivi a semiconduttore [13]	21
2.8	Oscillatore di Armstrong secondo Nguyen	22
2.9	Principio di funzionamento del VCO di Nguyen	24
3.1	Schema di principio del sistema di recupero di energia	28
3.2	Schema a blocchi delle variazioni di tensioni in avviamento . . .	28
3.3	Oscillatore di Meissner con sorgente RF	30
3.4	Dipendenza di C_{in} da ω ($R_{rf} = 4,58 \text{ k}\Omega$)	33
3.5	Dipendenza di X_{in} da R_{rf}	34
3.6	Oscillatore di Meissner: circuito ai piccoli segnali completo . . .	36
3.7	Oscillatore di Meissner: circuito ai piccoli segnali semplificato . .	36
3.8	Oscillatore di Meissner: circuito ai piccoli segnali definitivo . . .	36
3.9	Calcoli con ω_0 approssimato	40
3.10	Calcoli con ω_0 reale (prima parte)	42

3.11	Calcoli con ω_0 reale (seconda parte)	43
3.12	Confronto tra $C_{in}(\omega)$ e $C_{in}(\tilde{\omega}_0)$	47
3.13	Variabilità di $\omega_0(r_{ds})$ e $\omega_0(N)$; confronto con $\tilde{\omega}_0$	48
3.14	Variabilità di $\omega_0(r_{ds})$ e confronto con $\tilde{\omega}_0$ (rispetto a C_1)	49
3.15	Variabilità di $Z_R(\omega_0(r_{ds}))$ e confronto con $Z_R(\tilde{\omega}_0)$	50
3.16	Variabilità di $Z_R(\omega_0(r_{ds}))$ e confronto con $Z_R(\tilde{\omega}_0)$	52
3.17	Variabilità di $Z_R(\omega_0(r_{ds}))$ e confronto con $Z_R(\tilde{\omega}_0)$	53
3.18	Variabilità di $Z_R(\omega_0(r_{ds}))$ e confronto con $Z_R(\tilde{\omega}_0)$	54
A.1	Trasformatore	61
A.2	Punto di riferimento nelle induttanze accoppiate	62
B.1	Schema LTspice per la simulazione dell'oscillatore di Meissner	70

ELENCO DELLE TABELLE

1.1	Sistemi funzionanti con alimentazione a batteria [1]	5
1.2	Sorgenti e trasduttori di energia ambientale [1, 8]	5
1.3	Caratteristiche di batterie e supercondensatori [1, 8]	5
2.1	Prestazioni di rectenna in condizioni stazionarie, $P_{\text{disp}} = 100 \mu\text{W}$ [2]	11
2.2	Parametri dell'oscillatore di Meissner per sorgenti TEG [5]	17
3.1	Adattamento del primario del trasformatore in funzione di N e L_1	30
3.2	Valori di X_{in} per la rectenna di tabella 2.1	33
3.3	Parametri dell'oscillatore di Meissner per sorgenti RF	46
4.1	Riepilogo delle verifiche numeriche effettuate	56
B.1	Corrispondenza tra grandezze fisiche e parametri SPICE [15]	69

SIMBOLI E NOTAZIONI

Grandezze elettriche

Tensioni e correnti di polarizzazione e di segnale sono distinte tramite l'indicazione maiuscola o minuscola della grandezza e del relativo pedice. Ad esempio:

valore complessivo: v_{BE} ($= V_{BE} + v_{be}(t)$);

valore di polarizzazione: V_{BE} ;

valore di piccolo segnale: $v_{be}(t)$.

Dispositivi a semiconduttore

La soglia di accensione di un dispositivo a conduttore (diodo o transistor) è indicata come V_T .

Trasformatori

Una grandezza indicata con l'apice (ad esempio, R') indica che essa è stata spostata dai capi del primario ai capi del secondario di un trasformatore, operazione possibile per le relazioni di tensione e corrente che intercorrono in esso (appendice A). Quindi, la scrittura R' è da intendere come forma compatta del significato esteso:

$$R' = R \cdot N^2 \quad (0.1)$$

dove $N = \frac{N_2}{N_1}$ è il rapporto spire tra secondario e primario del trasformatore.

CAPITOLO 1

GENERALITÀ SUL RECUPERO DI ENERGIA

Nulla si crea, nulla si distrugge, tutto si trasforma.

ANTOINE DE LAVOISIER

Cent'anni fa era un lusso avere la distribuzione di corrente elettrica nelle abitazioni civili, era anzi normale vivere senza l'ausilio di strumenti alimentati dall'energia elettrica (che non esistevano). Oggi, dopo un paio di decenni in cui l'introduzione di ogni genere di elettrodomestico e apparecchiatura elettronica ha forzato la popolazione a cambiare le proprie abitudini, lo spreco di energia avviene di continuo, anche in questo momento: il computer e il modem Wi-Fi sono accesi mentre nessuno li sta usando; lo smartphone è inoperoso, ma pur sempre sveglio; magari c'è anche una lampadina accesa, ed è pieno giorno.

Lavoisier suggerisce che non possiamo sperare di accendere una lavatrice con la misera energia del campo elettromagnetico della comunicazione Wi-Fi che si disperde dagli apparecchi in standby: però, possiamo recuperare l'energia dispersa nell'ambiente (*energy harvesting*) dai dispositivi elettronici e meccanici e farci qualcosa di buono, ad esempio caricare una piccola pila che alimenta un orologio, o magari un sensore, o un apparecchio medicale impiantato nel corpo. Meglio ancora se tutto ciò funzionasse senza batteria-tampone; a costo di essere operativo solo mentre i trasmettitori Wi-Fi o il cellulare sono accesi, quel dispositivo avrà vita eterna.

Prima di entrare nel dettaglio degli studi effettuati, bisogna evidenziare la particolare difficoltà di lavorare con *micro*-potenze, cioè quelle ottenute da ten-

sioni inferiori a 1 volt e correnti nell'ordine delle decine di microampere: in queste circostanze, e senza l'aiuto esterno di generatori di alcun tipo, l'impiego di dispositivi attivi a semiconduttore è particolarmente ostico, visto che la tensione di soglia di un transistor generalmente è nello stesso intervallo di tensioni recuperate dall'ambiente. Queste difficoltà sono state da sprone a ricercare e sperimentare le più diverse configurazioni circuitali con un uso intenso del simulatore LTSpice, per trovare quelle che meglio consentissero la fattibilità del progetto.

1.1 Energy harvesting

Uno degli obiettivi di progetto per alcune applicazioni elettroniche è ottenere dispositivi a lunga durata con una ridotta necessità di manutenzione delle relative alimentazioni, specialmente quando essa sarebbe onerosa, difficile o impraticabile. Nello specifico, è il caso di oggetti nati per funzionare essenzialmente da soli, senza connessioni alla rete di energia elettrica; a prima vista l'uso di batterie sembrerebbe indispensabile, invece nuove tecnologie stanno correggendo questa situazione ampliandone le prospettive.

Apparecchiature medicali, particolarmente invasive perché da impiantare nel corpo umano e delicate in qualità di supervisor di funzioni vitali (ad esempio, un pacemaker), non dovrebbero affidarsi a una comune batteria, col rischio di soffrirne i tempi di scarica, mettendo eventualmente a rischio il paziente. Sensori ambientali, per monitoraggio remoto, dispositivi militari e industriali, dispositivi vestibili oppure sistemi energeticamente autonomi difficilmente avranno un grado di rischio implicito tanto elevato quanto gli apparecchi medicali: eppure, essi costituiscono tanti validi esempi di dispositivi che avrebbero bisogno di alimentazione autonoma per lungo tempo perché sarebbe altrimenti difficile o costosissimo procedere a una sostituzione delle batterie, quando fossero esaurite. Un altro aspetto da considerare, oltre al desiderio di avere la durata maggiore possibile degli oggetti, è il problema fisico delle batterie, ingombranti e pesanti specie se la carica da conservare è necessaria per avere lunghe durate.

Negli ultimi anni, studi sempre più approfonditi hanno dimostrato che l'ambiente è una forma di energia a bassa densità e alta disponibilità [7], per cui è possibile progettare sistemi che alternino brevi periodi di attività e utilizzo dell'energia, per svolgere i propri compiti quando necessario, a lunghi periodi di standby a bassissima potenza dissipata, per minimizzare gli sprechi. Analizzando alcuni dispositivi di uso comune tra quelli che necessitano di alimentazione

autonoma, si nota che il range di potenza per farli funzionare è compreso tra 1 microwatt e 1 milliwatt (tabella 1.1). Ci sono due approcci concorrenti:

- aumentare la densità di energia immagazzinabile nelle batterie per diminuirne le dimensioni e aumentarne la capacità;
- recuperare energia dall'ambiente nel modo più efficiente possibile.

Il ruolo delle batterie è determinante in qualsiasi sistema, perché la scelta impone dimensioni e costi degli apparecchi che le contengono. Inoltre, nonostante negli ultimi quindici anni la densità di energia conservabile in esse sia aumentata di circa tre volte [1], si continuano a cercare alternative a causa delle loro caratteristiche di ingombro e di scarsa durata, che ne pregiudica spesso il buon funzionamento. Per questi motivi, dopo le batterie al nichel-metal-idruro (Ni-MH) ormai in disgrazia, alle batterie agli ioni di litio che ormai dominano il mercato informatico e telefonico si stanno affiancando le batterie a stato solido a film sottile di litio e i supercondensatori (BestCap, UltraCap): le prime sono pensate per l'integrazione in chip di qualsiasi forma e dimensione, con tentativi di avere forme flessibili per il massimo adattamento, a fronte di una maggiore impedenza e conseguenti tempi minori di scaricamento rispetto agli ioni elettrolitici; i secondi sono il punto di congiunzione tra la batteria e il condensatore, in grado di fornire a richiesta un picco di potenza di durata compresa dalle frazioni di secondi ad alcuni minuti. Queste tipologie di materiali sono confrontate in tabella 1.3, mentre in figura 1.1 sono comparati rispetto al consumo di potenza e alla durata nel tempo. In tale tabella, è interessante notare che l'accoppiamento tra una batteria ricaricabile di tipo qualsiasi e un sistema di recupero (*rechargeable + harvester*) è quello che ha la durata maggiore nel tempo, potenzialmente infinita.

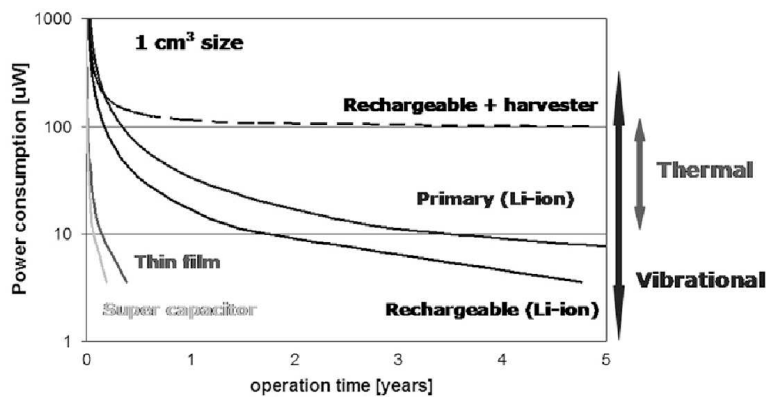


Figura 1.1: Comparazione di sistemi di immagazzinamento di energia [1]

Viste le difficoltà d'uso delle batterie in genere, si stanno cercando alternative. Una di esse consiste nel fornire energia a un dispositivo attraverso un collegamento senza fili. Supponiamo il caso di un *sensor node*, cioè il nodo di una rete di sensori wireless, cioè un tipico caso di elementi che devono funzionare per anni e che possono essere mantenuti con difficoltà a causa della loro grande quantità all'interno della rete. Il nodo di rete wireless, nella sua globalità, deve essere in grado di:

- agganciare il segnale trasmessogli, che è contemporaneamente la sua sorgente di alimentazione;
- rilevare il parametro fisico o chimico, cioè svolgere il suo lavoro di sensore;
- elaborare digitalmente la rilevazione, per trasformare la misura in informazione;
- trasmettere l'informazione disponibile a dispositivi esterni, attraverso un modulo radio.

Si tratta di un caso diametralmente opposto rispetto al recupero di energia dall'ambiente¹, eppure si basa sugli stessi principi, nonostante i parametri di progetto dell'alimentazione wireless (frequenza e intensità della sorgente, polarizzazione, direzione dell'energia incidente) siano le incognite del sistema di energy harvesting. Ciò che cambierà tra i due casi sarà l'antenna, che per recuperare il maggior numero di fonti di energia dall'ambiente dovrà essere multibanda o a banda larga, con bassa direttività e a polarizzazione circolare, cioè tutto il contrario dell'antenna direzionale e a banda stretta che deve alimentare un sensore wireless.

1.2 Struttura di un sistema di recupero di energia

In generale, un sistema di recupero di energia ambientale è strutturato come in figura 1.2. Il punto critico del sistema è il suo cuore, il gestore dell'energia raccolta dal sensore (*Power Management System*), cioè il vero e proprio sistema di energy harvesting che deve amministrare in maniera efficiente la potenza; il suo dimensionamento ottimale, tenendo conto del limite dato da batterie o condensatori utilizzati per immagazzinare l'energia, è necessario per ottenere

¹In questo caso particolare, ha senso fare un confronto con il recupero di energia a radiofrequenza (RF), visto che l'alimentazione wireless avviene tramite lo stesso metodo trasmissivo.

	Consumo di potenza	Autonomia	Energia
Smartphone	1 W	5 ore	$\approx 55 \cdot 10^{-6}$ J
Lettore MP3	50 mW	15 ore	$\approx 1 \cdot 10^{-6}$ J
Apparecchio acustico	1 mW	5 giorni	$\approx 2 \cdot 10^{-9}$ J
Nodo di una rete di sensori wireless	100 μ W	a vita	≈ 0 J
Pacemaker	50 μ W	7 anni	$\approx 2 \cdot 10^{-13}$ J
Orologio al quarzo	5 μ W	5 anni	$\approx 3 \cdot 10^{-14}$ J

Tabella 1.1: Sistemi funzionanti con alimentazione a batteria [1]

Sorgente ambientale	Potenza di sorgente	Potenza recuperabile	Potenza specifica del trasduttore
Luce ambientale (interni)	0, 1 mW/cm ²	10 μ W/cm ²	100 μ W/cm ² , $\eta \approx 8\%$
Luce ambientale (esterni)	100 mW/cm ²	10 mW/cm ²	100 mW/cm ² , $\eta \approx 15\%$
Vibrazioni/moto umano	0, 5m @1 Hz, 1 m/s ² @50 Hz	4 μ W/cm ²	
Vibrazioni/moto industr.	1m @5 Hz, 10 m/s ² @1 kHz	100 μ W/cm ²	
Energia eolica e da fluidi			1 mW, 35 L/min centinaia di mV _{pp}
Energia termica umana	20 mW/cm ²	30 μ W/cm ²	
Energia termica industr.	100 mW/cm ²	1 ÷ 10 mW/cm ²	
Energia termoelettrica (PowerBolt D751 Micropelt)			113 cm ³ , 160 μ W, 220 mV @ 15°C
Energia piezoelettrica			250 μ W/cm ³ g decine di V _{pp}
RF (telefono cellulare)	0, 3 μ W/cm ²	0, 1 μ W/cm ²	10 ÷ 1000 μ W/cm ² $\eta \approx 30\%$ centinaia di mV _{pp}
Energia elettromagnetica			40 mW/cm ³ g decine di V _{pp}

Tabella 1.2: Sorgenti e trasduttori di energia ambientale [1, 8]

	Batterie al NiMH	Batterie agli ioni di Litio	Batterie a film sottile	Supercondensatori
Massa [g]	13	3,1	<0,2	5,3
Volume [mm ³]	3500	1000	25 ÷ 600	2500
Tensione operativa [V]	1,2	3 ÷ 3,70	3,70	1,25
Densità di energia [Wh/l]		435	<50	6
Energia media [J]	4300	500	$180 \cdot 10^{-3} \div 10$	0,9
Carica elettrica (o capacità)	1000 mAh	40 mAh	12 μ Ah ÷ 1 mAh	140 mF
Energia specifica [Wh/kg]		211	<1	1,5
Corrente di perdita [μ A]	200	1 ÷ 2	<0,001	1 ÷ 5
Tasso di autoscaricamento a 20°C [%/mese]		0, 1 ÷ 1	0, 1 ÷ 1	100
Cicli di vita [cicli]		2000	>1000	>10 000
Range di temperatura [°C]		-20 ÷ +50	-20 ÷ +70	-40 ÷ +65

Tabella 1.3: Caratteristiche di batterie e supercondensatori [1, 8]

un progetto con alta efficienza e bassa potenza richiesta dal controllo e dalla conversione, cioè dagli elementi dissipativi che sprecano parte della preziosa energia recuperata.

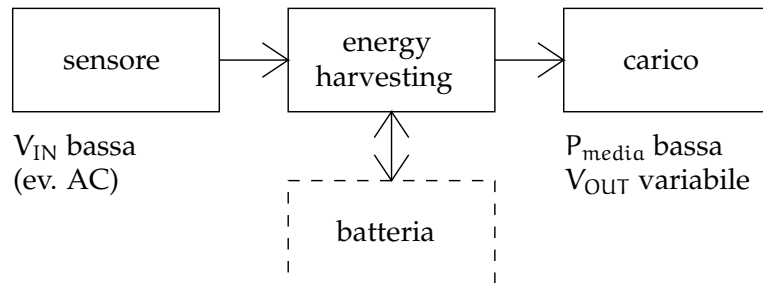


Figura 1.2: Sistema di recupero di energia ambientale

Analizzando uno schema a blocchi leggermente più approfondito, ad esempio quello di figura 1.3 che rappresenta un progetto di recupero simultaneo di due fonti di energia ambientale (termica e a radiofrequenza), si nota che ogni sensore o trasduttore è interfacciato al vero e proprio gestore dell'alimentazione da un rettificatore, che elimina la dipendenza di potenza e tensione in ingresso dal tempo. Il carico, in questo caso specifico, è la batteria di alimentazione del sistema (la cui carica è controllata da circuiti specifici), ma non è da escludere che un opportuno dimensionamento consenta di pilotare un carico a piacimento, purché supportato dai livelli di tensione e potenza.

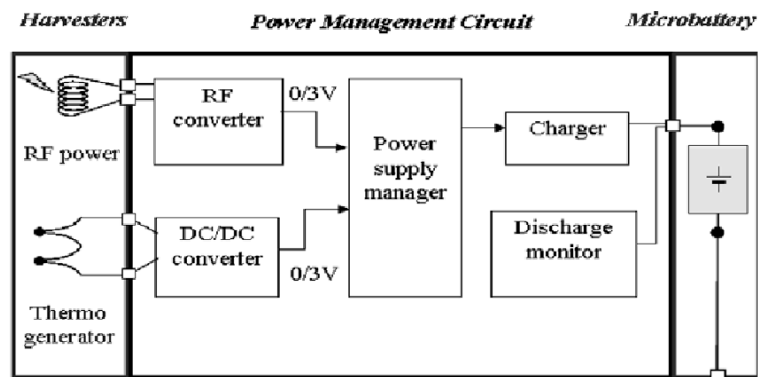


Figura 1.3: Circuito di recupero della potenza da fonti RF e termiche [1]

Si possono riassumere gli obiettivi di progetto di un *Power Management System* in tre punti:

1. deve adattare il proprio ingresso al sensore di recupero dell'energia (cioè all'*harvester*) e la propria uscita al carico, per ottenere il massimo trasferimento di potenza;

2. deve avviarsi automaticamente, appena c'è possibilità di recuperare energia, e spegnersi quando l'energia in ingresso è inferiore a quella usata dal controllore (altrimenti si scarica l'uscita);
3. deve consumare pochissimo, per non sottrarre energia (già poca a disposizione) al carico.

Si nota facilmente che non si tratta di obiettivi banali, in particolare è difficile ottenere sistemi di gestione a bassissimo consumo quando le potenze in gioco sono inferiori a 100 microwatt; infatti, la condizione indispensabile [2] per un sistema di energy harvesting è:

$$P_{\text{raccolta}} > P_{\text{dissboost}} + P_{\text{dissmanager}} \quad (1.1)$$

che si può scrivere anche come:

$$P_{\text{dispcarico}} = P_{\text{raccolta}} - P_{\text{dissipata}} \quad (1.2)$$

Nello specifico, la 1.2 rappresenta un limite intrinseco perché, quando la potenza in ingresso diventa troppo bassa, la tensione disponibile dal sensore scende a valori così bassi da essere comparabili con le tensioni di soglia dei diodi e dei transistori, oppure con le isteresi dei comparatori, per cui i circuiti interni cominciano a soffrire difficoltà di funzionamento e diminuiscono drasticamente la propria efficienza [2]. Non potendo più di tanto agire sulla potenza raccolta, che è limitata dalle caratteristiche del sensore e da quelle della fonte di energia, quel che può fare il progettista è operare per ridurre i consumi. Grazie all'impiego di microcontrollori e microprocessori, alcuni dei quali a bassissima energia (Texas Instruments, ad esempio, ha a disposizione alcune versioni del suo versatile MP430 Ultra-Low-Power suggeriti per applicazioni di energy harvesting [20]), è possibile gestire in maniera automatica le fasi di attività e di standby dei circuiti di conversione; solo a titolo di esempio, è possibile usare modalità *sleep* a bassissimo consumo di energia in combinazione con *watch-dog* timer di risveglio quando il sensore capta energia ed è pronto a raccoglierla. Il microcontrollore, di solito, si occupa anche di scandire i tempi di commutazione del convertitore DC-DC che serve ad alimentare il carico, per cui è direttamente responsabile dei consumi in commutazione, cioè la *Dynamic Switching Power*:

$$P_{\text{sw}} = C \cdot V^2 \cdot f \quad (1.3)$$

Annotando che le capacità dipendono dalla morfologia dei transistor in commu-

tazione e che le tensioni sono pressoché determinate dal sensore (e, comunque, in generale hanno bassi valori nei sistemi di energy harvesting), agire riducendo la frequenza di commutazione può essere un modo per ridurre i consumi generali del sistema.

Un altro compito del progettista è ottimizzare il circuito affinché si raggiunga il *Maximum Power Point*, cioè il punto nella caratteristica del sensore di harvesting nel quale esso fornirà la maggior potenza, attraverso l'adattamento delle impedenze alla porta d'ingresso del controllore.

La figura di merito più rilevante di un sistema di recupero dell'energia coincide con quella del suo meccanismo più delicato, cioè l'*efficienza* del convertitore DC-DC che si occupa di fornire l'energia al carico: è importante che la frazione più grande possibile dell'energia recuperata in ingresso sia destinata al carico, invece che consumata dal sistema di gestione. Viste le bassissime tensioni e potenze in gioco, spesso i circuiti utilizzati come DC-DC sono del tipo a commutazione (boost, buck-boost) oppure a pompa di carica con commutazione di condensatori; la preferenza è spesso accordata al primo tipo, perché l'efficienza intrinseca è superiore. Tuttavia, si tratta solo di una considerazione generale, perché ogni sistema ha le proprie necessità; ad esempio, quando si recupera energia da fonti a radiofrequenza (RF), l'alta frequenza del segnale recuperato in ingresso costringe il DC-DC a tante commutazioni, provocando un consumo interno affatto trascurabile. Nella progettazione ricopre un ruolo importante la scelta dei componenti: essendo le tensioni in gioco sempre molto ridotte e paragonabili con le soglie dei dispositivi a semiconduttore, l'uso di diodi Schottky² con soglia V_T molto bassa garantisce la loro accensione alla minima potenza disponibile, mentre l'impiego di MOSFET depletion può essere sfruttato per avere dispositivi già accesi in assenza di tensione. Gli stessi dispositivi contribuiscono, con la loro tecnologia costruttiva, alla potenza dissipata, per cui è possibile perfino progettarli *ad hoc*, discreti o preferibilmente direttamente integrati su circuito integrato, per raggiungere i propri obiettivi di performance.

²E, in generale, di transistori con giunzioni metallo-semiconduttore di tipo Schottky.

CAPITOLO 2

STADIO DI AVVIAMENTO PER SENSORI RF

Recuperare energia RF dai servizi pubblici di telecomunicazioni, quali ad esempio il GSM e le reti WLAN, significa confrontarsi con livelli molto bassi di densità di potenza: tra i 25 e i 100 metri da una stazione base GSM la densità di potenza attesa per ogni singola frequenza è tra 0,1 e 1,0 mW/m², a seconda del traffico in corso nella cella; per le LAN wireless, i valori sono circa dieci volte inferiori, tra 0,01 e 0,1 mW/m² [1]. Si tratta di valori tra i più bassi rispetto a tutte le sorgenti viste in tabella 1.2, per cui l'operazione di recupero di energia può essere complicata da tanti fattori: ad esempio, dalle posizioni relative tra sorgente e sensore, oppure dalle distanze in gioco o dalla polarizzazione dell'antenna ricevente. Inoltre, i sensori RF restituiscono una tensione alternata, che deve essere rettificata con un apposito circuito: all'interno del sistema di recupero, oppure direttamente integrato nell'antenna.

Viste le basse tensioni in gioco, un ruolo decisivo è svolto dal circuito che deve innalzare il livello di tensione perché possa essere idoneo al carico. Poiché il sistema non è alimentato e deve avviarsi autonomamente, un oscillatore sarà considerato come elemento privilegiato in questa circostanza, per la sua capacità di entrare in uno stato stazionario a fronte di modesti stimoli sul suo punto d'ingresso, se ben progettato.

L'obiettivo di questo studio è capire se l'avviamento autonomo di un oscillatore sia possibile senza batteria tampone e con le caratteristiche critiche proprie dei sistemi di harvesting RF, che rendono difficile il pilotaggio di un qualsiasi circuito, anche oscillatore.

2.1 Caratteristiche di un sistema di recupero RF

L'interesse verso sistemi di recupero di energia dai segnali a radiofrequenza è molto alto in questo periodo storico, caratterizzato da una sovrabbondanza di fonti di questo tipo, tali da rendere sovraffollate le bande di frequenza assegnate dalle organizzazioni internazionali per le diverse applicazioni; infatti, ormai ogni essere umano è dotato di molteplici strumenti, ciascuno dotato della propria frequenza di lavoro o di comunicazione con altri, dal telefono cellulare, al forno a microonde, al modem wi-fi, ai dispositivi Bluetooth, per cui ormai tutti possiamo affermare senza dubbio di vivere immersi nelle onde elettromagnetiche.

Un sistema che volesse occuparsi di recuperare questa mole di energia che attraversa gli spazi a noi circostanti dovrebbe porsi alcuni obiettivi basilari:

- recuperare la maggior parte delle frequenze, o quelle a maggior potenza incidente, nel modo migliore possibile;
- convertire la maggior parte della potenza raccolta in energia effettivamente utilizzabile.

Trascurando i problemi legati alla implicita variabilità delle onde elettromagnetiche, nel tempo e nello spazio, i problemi esposti non sono di facile risoluzione e sono oggetti di studi approfonditi. In COSTANZO et al. [2] sono definiti alcuni indici di performance della conversione di energia.

Definizione 1 (Efficienza di conversione di potenza da RF a DC). Indica l'efficienza della conversione tra la potenza disponibile all'ingresso del sensore RF e la potenza effettivamente fornita al carico:

$$\eta_{PC} = \frac{V_{rect} \cdot I_{rect}}{P_{disp}} \quad (2.1)$$

Definizione 2 (Efficienza di conversione di energia da RF a DC). Indica l'efficienza di carica di una batteria per mezzo di un sensore RF, data la sua energia massima immagazzinabile E_{MAX} , il tempo di carica T_C e la frazione per la quale la batteria è considerata carica $F < 1$:

$$\eta_{EC} = \frac{F \cdot E_{MAX}}{P_{disp} \cdot T_C} \quad (2.2)$$

Tali indici sono strettamente dipendenti dalla potenza disponibile, cioè la massima potenza media fornita dall'antenna ricevente, che funge da sensore di

energia a radiofrequenza:

$$P_{\text{disp}} = \sum_{k=1}^n \frac{|J_{\text{eq}}(\omega_k)|^2}{8 \cdot \Re\{Y_A(\omega_k)\}} \quad (2.3)$$

P_{disp} dipende dalla corrente equivalente sull'antenna J_{eq} e dall'ammettenza Y_A , secondo il teorema di Norton: l'antenna, infatti, è schematizzabile come un generatore di corrente posto in parallelo al carico. La corrente dipende dal campo incidente sull'antenna. Poiché essa offre all'utente una tensione non costante nel tempo, dovuta alla varianza delle caratteristiche elettromagnetiche dell'onda incidente, è necessario frapporre tra antenna e carico un circuito rettificatore, che provveda a fornire tensione e corrente continue utilizzabili dalla circuiteria a valle. Spesso, ed è il caso dell'articolo di COSTANZO et al. [2], si studiano antenne progettate contenendo al loro interno il rettificatore, per cui ci si riferisce direttamente all'insieme delle due parti chiamandola *rectenna* (*rectifying antenna*).

Nelle figure 2.1 e 2.2 sono illustrati esempi realizzativi di una rectenna, dal punto di vista circuitale e fisico. La tabella 2.1 riporta le prestazioni di una rectenna multirisonante (illustrata in dettaglio in figura 2.2) in particolari bande codificate dal legislatore e di uso comune. Come evidente dalla colonna R_{out} , in ogni caso la rectenna presenta una diversa ma sempre elevata impedenza ai propri capi¹. A causa di questi alti valori, le correnti e le potenze fornite dalle rectenne sono ai limiti inferiori della scala di valori entro la quale è possibile sperare di ottenere un certo recupero di energia; solitamente è possibile ottenere discreti risultati grazie al supporto delle batterie interne, utilizzate come buffer di energia, che permettono di azionare i circuiti interni nonostante le critiche tensioni delle rectenne, che con i loro piccoli valori sono paragonabili alle soglie dei principali dispositivi attivi utilizzabili all'interno dei sistemi elettronici (diodi e transistor).

	I_{rect} [μA]	V_{rect} [mV]	P_{rect} [μW]	R_{out} [k Ω]	η_{PC} [adimens.]
GSM 900	111	508	56,4	4,58	56,4%
GSM 1800	118	405	47,8	3,43	47,8%
Wi-Fi	102	118	12,0	1,16	12,0%

Tabella 2.1: Prestazioni di rectenna in condizioni stazionarie, $P_{\text{disp}} = 100 \mu\text{W}$ [2]

Un altro problema non banale concerne l'adattamento tra rectenna e circuito

¹Molti sensori, tra cui quelli termoelettrici, difficilmente arrivano ad un ohm di resistenza interna.

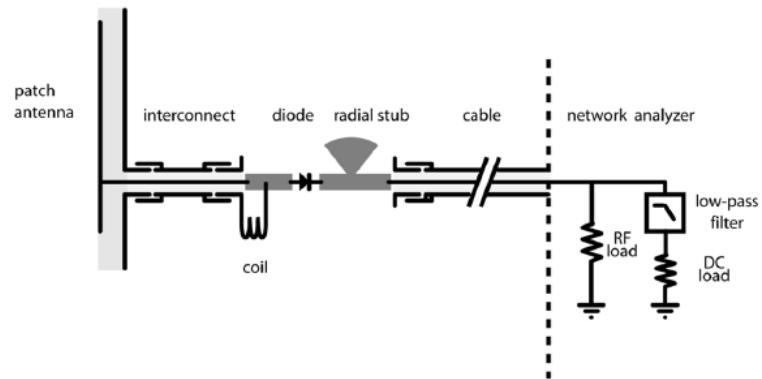
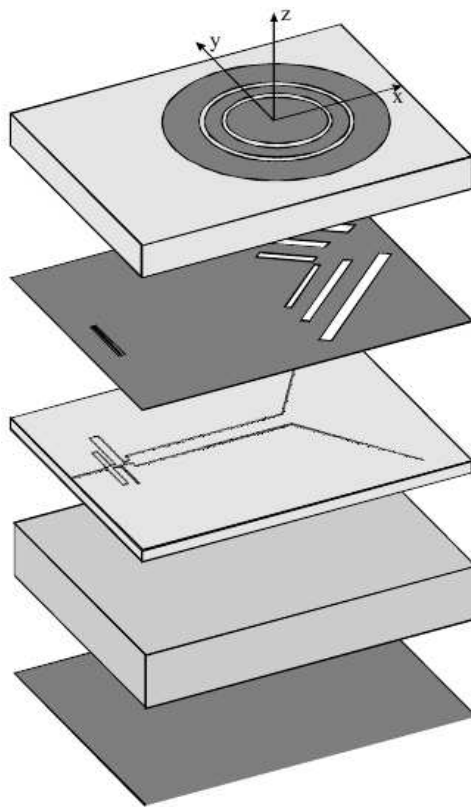


Figura 2.1: Esempio di schema di una rectenna [3]



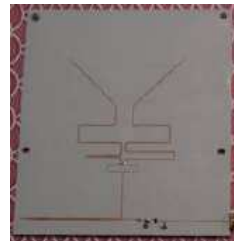
(a) Lo strato più alto è composto da tre strutture risonanti per operare l'energy harvesting da sorgenti sconosciute (nel caso specifico, gli standard di tabella 2.1). Il secondo e terzo strato servono per la polarizzazione circolare, l'alimentazione e la rettificazione del segnale [4]



(b) Foto dello strato per strutture risonanti



(c) Foto dello strato per polarizzazione circolare



(d) Foto dello strato per alimentazione e rettificazione

Figura 2.2: Rectenna *multi-layer* per sorgenti sconosciute [7]

oscillatore; ad esso è dedicato ampio spazio nelle pagine successive. Dai dati in tabella 2.1 si intuisce che la frequenza di lavoro influisce sulle prestazioni e sul rendimento della rectenna, mentre una costante è l'elevato valore di impedenza interna. Molto importante è, quindi, l'interfacciamento tra la rectenna e uno stadio successivo ad essa, che permetta di recuperare la massima quantità di energia per permettere il funzionamento del circuito di energy harvesting. L'adattamento in potenza è una delle prime condizioni da verificare. In secondo luogo, poiché la rectenna fornisce tensioni piccole e per intervalli di tempo non noti a priori (perché dipendenti dalle radiazioni RF incidenti sulla rectenna, non costanti nel tempo), è quasi indispensabile l'utilizzo di un circuito che generi autonomamente una tensione nel tempo; successivamente, questa tensione sarà innalzata di valore e resa continua per alimentare il vero e proprio sistema di recupero di energia, traendola dalla rectenna. Per lo stadio di innesco del sistema, trattato in dettaglio nel capitolo successivo, il circuito che meglio si adatta alle necessità è un oscillatore controllato in tensione, al quale sia sufficiente una variazione di tensione sull'ingresso, anche di breve durata, per avviarne la produzione di un segnale variabile nel tempo.

2.2 Oscillatore di Meissner

Uno dei possibili esempi di oscillatore utilizzabile, nella grande moltitudine di esempi proposti da autori diversi, è quello che porta il nome di Alexander Meissner², riportato in figura 2.3. Tale oscillatore è stato uno dei primi a sfruttare la retroazione positiva per sommare sull'ingresso il segnale elaborato dal circuito e disponibile in uscita: pilotando un dispositivo attivo (che in principio era un triodo e successivamente è diventato un transistor) è possibile alterare la caduta di tensione sul primario di un trasformatore, determinando la tensione sul secondario e quindi la nuova tensione di gate del transistor, e così via, in maniera stazionaria.

La possibilità o meno di funzionamento di questo oscillatore, cioè l'influenza positiva della retroazione in modo che l'uscita produca un segnale variabile nel tempo, deve essere studiata attraverso criteri di stabilità, come quello di Barkhausen.

²O, alternativamente, quello di Edwin Armstrong, visto che i due scienziati hanno sviluppato lo stesso oscillatore (con differenze marginali) nello stesso periodo negli anni Dieci del XX secolo [9]. Sfruttando un trasformatore, mentre Armstrong accoppiava elettromagnetica all'uscita un *tank* LC risonante posto in ingresso, Meissner proponeva il circuito opposto accoppiando all'ingresso un circuito LC posto sull'uscita, sfruttando sostanzialmente gli stessi principi fisici.

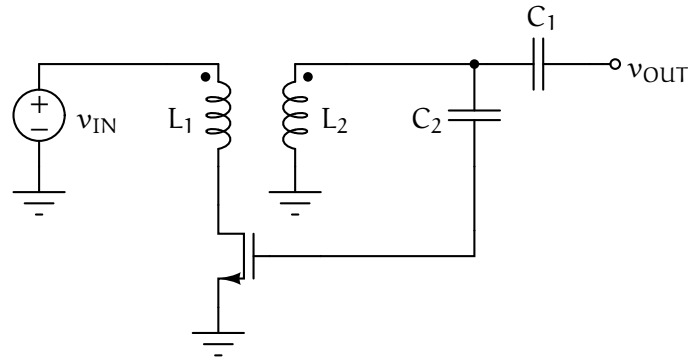


Figura 2.3: Oscillatore di Meissner

2.2.1 Criterio di Barkhausen

Nel 1921 [19] Heinrich Georg Barkhausen scoprì che un sistema composto da una sezione statica eventualmente non lineare³, dotata di guadagno A , retroazionata con una sezione dinamica, selettiva e lineare⁴, avente funzione di trasferimento $\beta(s) = \beta(j\omega)$ (figura 2.4), può oscillare quando, aprendo l'anello di retroazione *positiva*, il guadagno della maglia ad anello aperto è unitario:

$$A \cdot \beta(j\omega) = 1 \quad (\text{condizione di Barkhausen}) \quad (2.4)$$

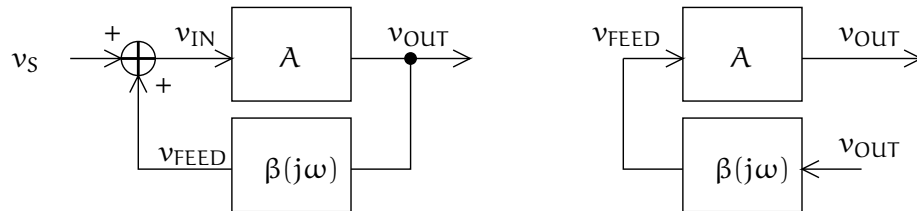


Figura 2.4: Sistema retroazionato

Il guadagno d'anello A_f si ottiene rapportando l'uscita v_{OUT} all'ingresso v_S , fornito da una sorgente esterna che non è sempre necessario sia presente [10]:

$$A_f = \frac{v_{OUT}}{v_S} = \frac{v_{OUT}}{v_{IN} - v_{FEED}} = \frac{A \cdot \cancel{v_{IN}}}{\cancel{v_{IN}} - A\beta(j\omega)\cancel{v_{IN}}} = \frac{A}{1 - A\beta(j\omega)} \quad (2.5)$$

³Ad esempio, un amplificatore reale, quindi dotato di zone di saturazione agli estremi della caratteristica.

⁴Il tipico caso di sezione dinamica, selettiva e lineare è una rete reattiva, composta da condensatori e induttori.

L'equazione caratteristica è:

$$1 - A\beta(j\omega) = 0 \quad (2.6)$$

che corrisponde al guadagno dell'anello di controreazione (positiva). Fissato un certo valore di frequenza f_0 e la corrispondente pulsazione $\omega_0 = 2\pi f_0$, si trovano gli zeri dell'equazione caratteristica, per i quali è soddisfatto il criterio di Barkhausen $A\beta = 1$: in essi, ad un ingresso nullo corrisponde un'uscita v_{OUT} finita e un guadagno A_f infinito.

Intuitivamente, ipotizzando che sia presente un segnale in uscita all'oscillatore pur in assenza dell'ingresso ($v_{IN} = 0$, figura 2.4), allora serve v_{FEED} abbastanza grande da poter sostenere l'uscita, per cui:

$$v_{FEED} = \beta \cdot v_{OUT} \Rightarrow A \cdot v_{FEED} = v_{OUT} \Rightarrow A\beta v_{OUT} = v_{OUT} \Rightarrow A\beta = 1 \quad (2.7)$$

Visto che β è funzione di ω_0 , l'anello di retroazione oscillerà solo alla frequenza ω_0 per la quale si annulla la fase di $\beta(j\omega)$.

È importante specificare che la condizione imposta da Barkhausen è solamente *necessaria* all'oscillazione, ma non sufficiente [11]. Attraverso l'analisi ai piccoli segnali, utilizzata per stabilire l'entità di A e $\beta(j\omega)$, al massimo è possibile determinare la stabilità del punto di equilibrio e il tipo di innesco, cioè se esiste la potenzialità di oscillare alla frequenza ω per la quale sono soddisfatte le condizioni; per nessun motivo si possono stabilire le caratteristiche dell'oscillazione, a meno di non procedere ad un'analisi ai grandi segnali.

Sempre a proposito della non sufficienza delle condizioni di Barkhausen, è bene sottolinearne il carattere ideale e teorico, di certo non del tutto adeguato a sistemi elettronici soggetti a variazioni non solo istantanee, ad esempio a causa della temperatura, ma anche nel tempo, per l'usura dei materiali e altri effetti che rendono i parametri non costanti nel tempo. Poiché un circuito oscillatore è progettato per produrre segnali senza stimoli continui⁵ in un qualche suo punto del circuito, ci sono due circostanze che possono verificarsi quando viene meno lo stimolo iniziale:

- se $A\beta < 1$, le oscillazioni si smorzeranno fino a cessare completamente;
- se $A\beta > 1$, le oscillazioni cresceranno in ampiezza fino al limite dato intrinsecamente dal circuito, grazie alle non linearità degli elementi attivi presenti al suo interno.

⁵Ciò non toglie che uno stimolo iniziale sia tollerato e, in certe circostanze, necessario.

Nel caso in cui le oscillazioni continuino nel tempo, un fattore essenziale per evitare la divergenza dell'uscita è la caratteristica non lineare interna all'oscillatore, che pone un freno automatico a v_{OUT} [12]. In particolare, questa situazione permette di scegliere valori di $A\beta$ leggermente maggiori di 1 (ad esempio, il 5% in più) per compensare le variazioni dei parametri nominalmente costanti ed evitare che l'oscillazione si smorzi, mentre contemporaneamente si impedisce una divergenza dell'uscita. Qualora, poi, l'amplificazione sia così elevata da avere valori di v_{OUT} fuori controllo, è sempre possibile porre circuiti non lineari di controllo del guadagno, come limitatori di tensione o resistenze controllate in tensione, cioè transistori FET in zona lineare o triodo.

2.3 Innesco termoelettrico dell'oscillatore di Meissner

Nello studio di ALBERTI [5] viene indagata la possibilità di innescare un oscillatore di Meissner con un sensore termoelettrico (TEG) per realizzare un sistema di recupero ambientale dell'energia, senza supporto di batterie all'interno del sistema. Per fare ciò, è stato analizzato un circuito del tutto identico a quello in figura 3.3, con l'unica eccezione del sensore TEG in ingresso invece del sensore RF, utilizzando il seguente procedimento:

1. si realizza il circuito ai piccoli segnali, sostituendo al trasformatore e al MOSFET i modelli equivalenti comprendenti gli effetti interni e le caratteristiche non ideali;
2. si applica il criterio di Barkhausen, cercando il valore di ω per il quale si azzeri la parte immaginaria del guadagno del blocco passivo β e ricavando un'espressione funzione della transconduttanza del MOSFET:

$$A \cdot \beta = \frac{g_m}{N} \cdot Z_R \geq 1 \quad (2.8)$$

3. si impostano i valori dei componenti passivi per calcolare Z_R e ricavare il minimo valore di g_m che permette l'oscillazione, secondo Barkhausen;
4. si trova la dipendenza di g_m dalla tensione v_{gs} che la comanda, mediante un circuito-stralcio che permette di valutare il punto di lavoro del MOSFET in continua, senza effetti reattivi;
5. si valuta l'assorbimento di corrente dell'oscillatore, in modo che non sia maggiore della corrente fornita dal sensore.

2.3.1 Risultati dell'innesco termoelettrico

Operando alcune semplificazioni, tra cui la non considerazione della capacità d'ingresso tra TEG e trasformatore e di una serie di parametri del trasformatore reale, nel lavoro di ALBERTI [5] vengono tratte alcune conclusioni.

L'oscillatore, nel momento in cui è soddisfatto il criterio di Barkhausen, oscilla con una frequenza di risonanza del tipo:

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L'_m \cdot C}} \quad (2.9)$$

dove le grandezze indicate sono quelle in tabella 2.2, utilizzate in [5]. Con i valori, indicati nella stessa tabella, è possibile calcolare la frequenza di oscillazione nel momento in cui fossero rispettate le condizioni di Barkhausen:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L'_m \cdot C}} \simeq 18,855 \text{ kHz} \quad (2.10)$$

Inoltre, esprimendo il circuito ai piccoli segnali rispetto al generatore dipendente $g_m \cdot v_{gs}$, caratteristico del MOSFET, si ottiene un blocco passivo di impedenza del tipo:

$$Z_R(\omega_0) = k \cdot \frac{C \cdot r'_{ds} \cdot L'_m}{C \cdot R_b \cdot R'_{eq} + L'_m + C \cdot R_b \cdot r'_{ds}} \simeq k \cdot \frac{L'_m}{R_b} \quad (2.11)$$

nel quale la semplificazione è dovuta ad aver trascurato il parametro r'_{ds} .

	Significato o espressione	Valore	Unità di misura
N	Rapporto spire del trasformatore: $\frac{N_2}{N_1}$	100	(adimens.)
k_{trasf}	Coeff. di accoppiamento del trasformatore	0,95	(adimens.)
R_a	Resistenza del primario del trasformatore	$85 \cdot 10^{-3}$	Ω
R_b	Resistenza del secondario del trasformatore	316	Ω
R_{teg}	Resistenza interna del sensore TEG	0,1	Ω
R_{eq}	$R_a + R_{teg}$	0,185	Ω
R'_{eq}	$R_{eq} \cdot N^2$	1850	Ω
r_{ds}	Resistenza di uscita del MOSFET	4,1	Ω
r'_{ds}	$r_{ds} \cdot N^2$	$41 \cdot 10^3$	Ω
C_{gs}	Capacità di gate del MOSFET	$35 \cdot 10^{-12}$	F
C_1	Condensatore	10^{-9}	F
C_2	Condensatore	$330 \cdot 10^{-12}$	F
C	$C_1 + \frac{C_{gs} \cdot C_2}{C_{gs} + C_2}$	$1,03 \cdot 10^{-9}$	F
k	$\frac{C_2}{C_2 C_{gs} + C_1 C_2 + C_1 C_{gs}}$	$4,31 \cdot 10^{12}$	F^{-1}
L_1	Induttanza del primario del trasformatore	$7,5 \cdot 10^{-6}$	H
L_2	Induttanza del secondario del trasformatore	$75 \cdot 10^{-3}$	H
L_m	$k_{trasf} \cdot L_1$	$7,125 \cdot 10^{-6}$	H
L'_m	$L_m \cdot N^2$	$71,25 \cdot 10^{-3}$	H

Tabella 2.2: Parametri dell'oscillatore di Meissner per sorgenti TEG [5]

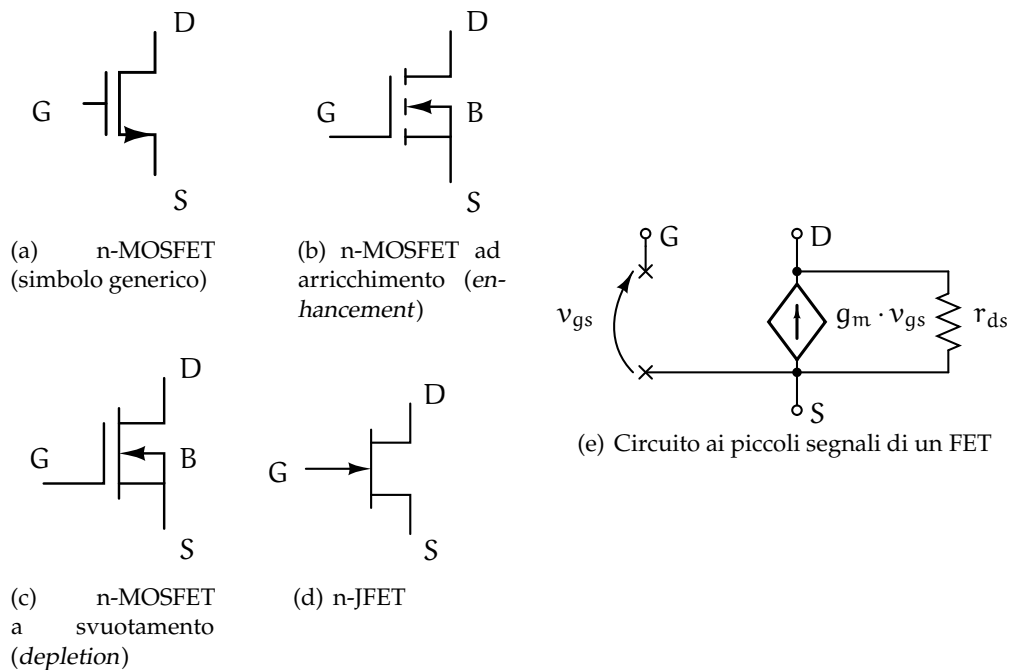


Figura 2.5: Transistori FET (D: drain, G: gate, S: source, B: bulk)

2.3.2 Criticità nell'uso dei dispositivi a semiconduttore

Come accennato, un punto critico è la capacità di attivazione di un dispositivo elettronico, quando le tensioni in gioco sono paragonabili alla soglia di accensione dovuta alla costruzione e al drogaggio dei semiconduttori. Un comune MOSFET a canale n ad arricchimento (*enhancement*, figura 2.5(b)) ha solitamente una soglia piuttosto elevata, con valori standard attorno a 0,7 oppure 0,8 volt. Quando le tensioni sono inferiori a 0,5 volt, come nel caso in analisi (tabella 2.1), accendere un MOSFET potrebbe essere difficile se non impossibile.

MOSFET a svuotamento (*depletion*). L'utilizzo di un n-MOSFET a svuotamento (figura 2.5(c)) permette di mantenere le caratteristiche corrente-tensione del parente ad arricchimento, fondamentali per il funzionamento degli oscillatori, spostando solo la soglia: essa è negativa perché il canale è realizzato fisicamente, per cui è possibile far scorrere corrente tra drain e source anche quando $V_{GS} = 0$. Rimangono tutte le proprietà già presenti nel comune MOSFET, a partire dalla modulazione della profondità di canale⁶ controllabile tramite la tensione

⁶La profondità di canale incide sulla corrente che può scorrere attraverso il MOSFET, quindi sulla resistenza del dispositivo.

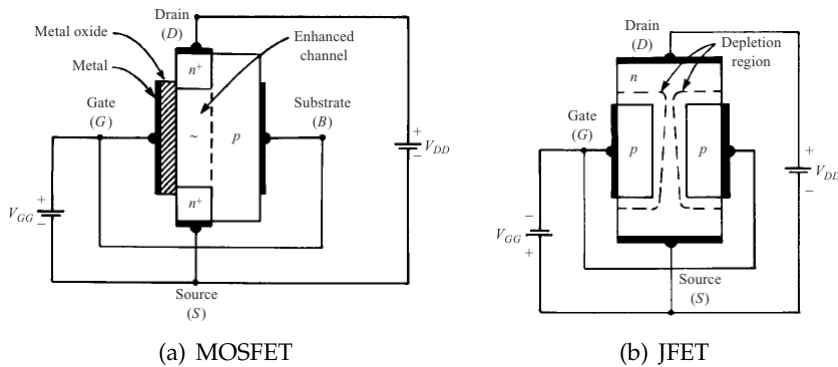


Figura 2.6: Struttura interna dei dispositivi a semiconduttore [13]

di gate. La caratteristica corrente-tensione è del tutto simile a quella del modello ad arricchimento, facendo eccezione per la tensione di soglia, che è negativa, come si nota confrontando la transcaratteristica del *depletion* in figura 2.7(d) con quella dell'*enhancement* in figura 2.7(b); in tali condizioni, il MOSFET a svuotamento può lavorare in modalità "a svuotamento" quando $V_T < V_{GS} \leq 0$, mentre la modalità ad arricchimento è quella classica, presente quando la tensione di polarizzazione V_{GS} è positiva.

JFET. Uno strumento alternativo al MOSFET a svuotamento è il JFET (figura 2.6(b)), costruito in modo da polarizzare inversamente una giunzione p – n per strozzare il canale di scorrimento della corrente tra drain e source. La limitazione del JFET è proprio in questo principio di funzionamento: si possono applicare solo tensioni V_{GS} negative per poter avere il controllo della modulazione di canale, che si stringe con l'aumentare in modulo di V_{GS} , aumentando la propria resistenza. Con V_{GS} positive, la giunzione sarebbe polarizzata direttamente e non si potrebbe controllare il canale, che sarebbe indefinitamente conduttivo, quindi inadatto ad applicazioni che richiedono dispositivi in regione lineare, ad esempio amplificatori oppure oscillatori. Tutte queste considerazioni ne fanno un dispositivo in generale meno versatile del MOSFET a svuotamento, come si nota confrontando le transcaratteristiche (figure 2.7(d) e 2.7(f)): quella del JFET è presente solo nel secondo quadrante. Tuttavia, il JFET ha altri pregi; ad esempio, la propria resistenza di ingresso particolarmente elevata, e molto superiore di quella del MOSFET a svuotamento, dote molto apprezzabile nella progettazione di amplificatori. In particolare, tra i tre dispositivi presi in considerazione, il

rapporto tra le resistenze in ingresso è, secondo il SEDRA e SMITH [10]:

$$R_{in_depMOSFET} \ll R_{in_JFET} < R_{in_enhMOSFET} \quad (2.12)$$

Circuito ai piccoli segnali. In figura 2.5(e) è rappresentato il circuito ai piccoli segnali dei transistori FET, valido sia per i MOSFET sia per i JFET. L'isolamento del gate rispetto agli altri due terminali non impedisce che la sua tensione sia determinante per il punto di funzionamento del transistor. In particolare, la corrente di uscita i_{ds} dipende direttamente dalla tensione v_{gs} e da un parametro di transconduttanza g_m :

$$i_{ds} = g_m \cdot v_{gs} \quad (2.13)$$

$\lambda = 0$ (assenza di effetto body)

Per il MOSFET si ottiene la transconduttanza derivando l'espressione della corrente di drain rispetto alla tensione di gate, scegliendo come espressione di I_{DS} quella della regione (lineare o saturazione) in cui si sta operando:

$$g_m^{lin} = \frac{\partial I_{DS}}{\partial V_{GS}} \quad (2.14)$$

$$= \frac{\partial}{\partial V_{GS}} k_p \frac{W}{L} [2(V_{GS} - V_T) \cdot V_{DS} - V_{DS}^2] \quad (2.15)$$

$$= k_p \frac{W}{L} \cdot V_{DS} \quad (2.16)$$

La resistenza d'uscita r_{ds} , invece, è la derivata della tensione di drain rispetto alla corrente di drain:

$$g_{ds}^{lin} = \frac{\partial I_{DS}}{\partial V_{DS}} \quad (2.17)$$

$$= \frac{\partial}{\partial V_{DS}} k_p \frac{W}{L} [2(V_{GS} - V_T) \cdot V_{DS} - V_{DS}^2] \quad (2.18)$$

$$= k_p \frac{W}{L} (V_{GS} - V_T - V_{DS}) \quad (2.19)$$

$$r_{ds}^{lin} = \frac{\partial V_{DS}}{\partial I_{DS}} \quad (2.20)$$

$$= \frac{1}{g_{ds}^{lin}} \quad (2.21)$$

$$= \frac{1}{k_p \frac{W}{L} (V_{GS} - V_T - V_{DS})} \quad (2.22)$$

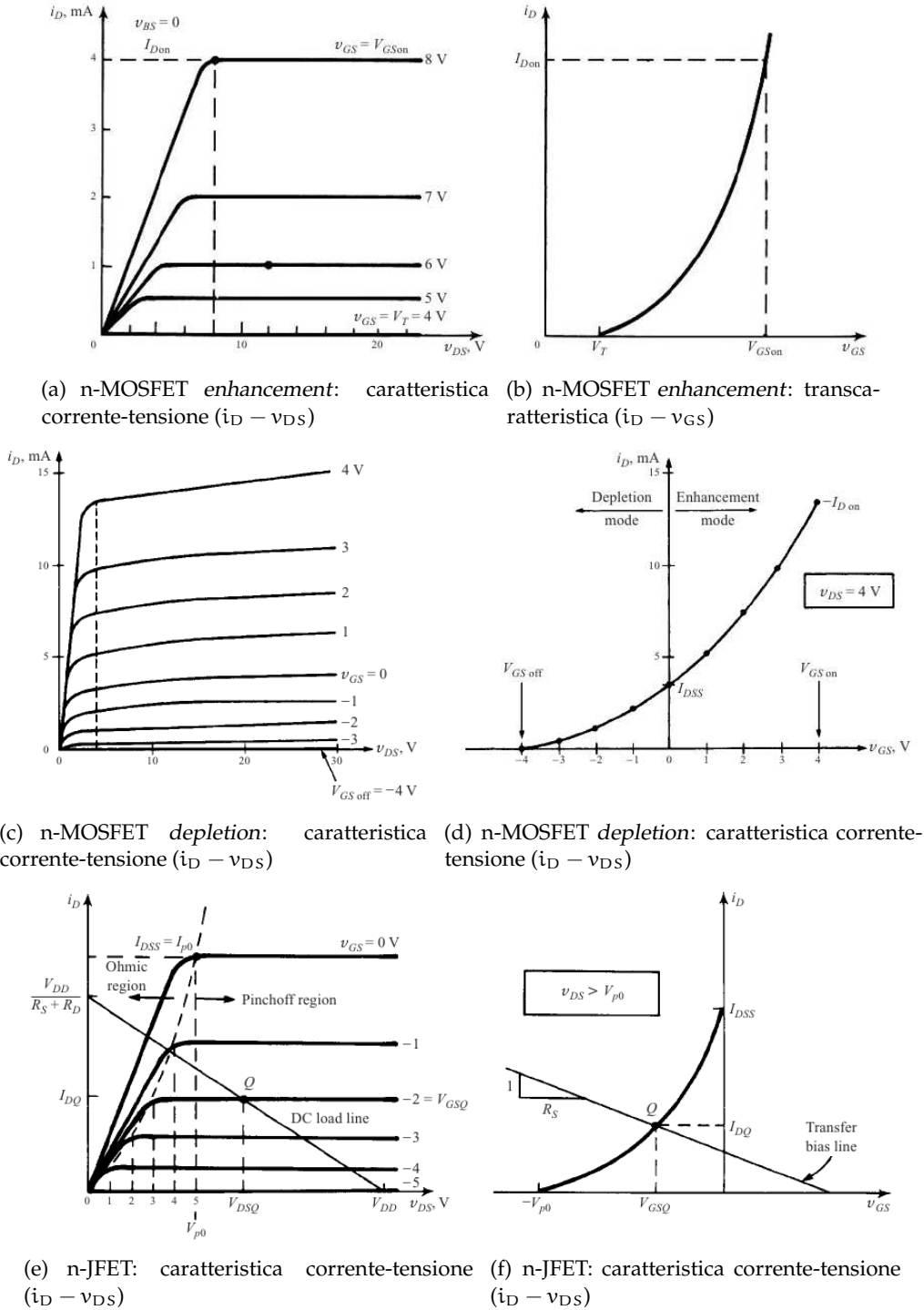


Figura 2.7: Caratteristiche dei dispositivi a semiconduttore [13]

2.4 Evoluzione di Nguyen per l'oscillatore di Meissner

Un'interessante evoluzione dell'oscillatore di Armstrong-Meissner è stata presentata nel 2012 dai coreani NGUYEN e LEE [6], che hanno realizzato una versione dell'oscillatore basata su un trasformatore a tre avvolgimenti, ciascuno dei quali è collegato a un pin del MOSFET che funge da elemento attivo (figura 2.8(a)). Nel progetto è considerato che ogni coppia di avvolgimenti abbia un proprio coefficiente di accoppiamento distinto e che la tensione di polarizzazione sul gate sia distinta da quella di alimentazione V_{dd} sul drain. In sostanza, lo schema si propone di incrementare la transconduttanza g_m del MOSFET attraverso una reazione introdotta dall'accoppiamento induttivo, che dovrebbe permettere di avere un'oscillazione controllata in tensione (VCO, *Voltage Controlled Oscillation*) sia sul drain, sia sul source, con ampiezza inferiore in quest'ultimo caso.

Esulando dagli obiettivi specifici del progetto di cui si parla in [6], ha senso osservare il comportamento di una simile configurazione applicata alle tematiche di energy harvesting, in quanto la doppia reazione tra i tre avvolgimenti può facilitare l'innesco in presenza di tensioni minime.

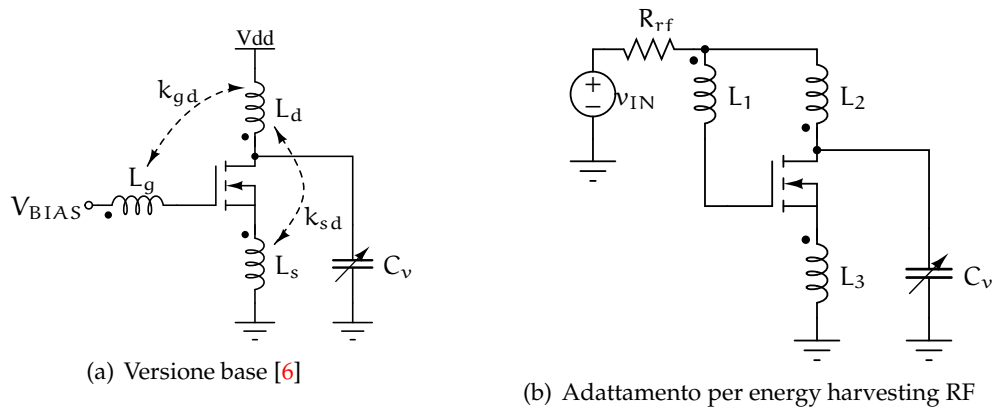


Figura 2.8: Oscillatore di Armstrong secondo Nguyen

2.4.1 Principio di funzionamento

Nel caso RF in esame, senza avere a disposizione una sorgente di alimentazione interna, per l'assenza della batteria, si deve collegare V_{dd} a V_{BIAS} ed entrambi alla rectenna, come in figura 2.8(b). Il funzionamento è molto particolare e legato all'orientamento degli avvolgimenti.

Inizialmente, si applica v_{IN} , che cresce da 0 al valore di regime della rectenna. Sul gate non può scorrere corrente, quindi $i_1 = 0$, per cui non c'è caduta di tensione su L_1 dovuta a correnti:

$$v_1 = L_1 \cdot \frac{d i_1}{d t} = 0 \quad (2.23)$$

Senza ancora alcun effetto di mutua induzione si ha:

$$v_G = v_{IN} - v_1 = v_{IN} \quad (2.24)$$

Sul drain non può ancora scorrere corrente, perché non è sicuro che il canale nel MOSFET sia formato, quindi anche $i_2 = 0$:

$$v_2 = L_2 \cdot \frac{d i_2}{d t} = 0 \quad (2.25)$$

Senza effetti di mutua induzione si ha:

$$v_D = v_{IN} - v_2 = v_{IN} \quad (2.26)$$

Lo stesso vale per il source:

$$v_3 = L_3 \cdot \frac{d i_3}{d t} = 0 \quad (2.27)$$

Senza effetti di mutua induzione si ha:

$$v_S = v_3 = 0 \quad (2.28)$$

Quindi, $v_{GS} = v_{IN}$. Se la tensione in ingresso è sufficiente a formare il canale, cioè $v_{IN} > V_T$, allora scorre una corrente $i_2 \simeq i_3$, che sarà crescente con la progressiva formazione del canale, per cui:

$$\left\{ \begin{array}{l} v_2 = L_2 \cdot \frac{d i_2}{d t} > 0 \quad \text{crescente} \\ v_D = v_{IN} - v_2 \quad \text{decescente} \end{array} \right\}, \left\{ \begin{array}{l} v_3 = L_3 \cdot \frac{d i_3}{d t} > 0 \quad \text{crescente} \\ v_S = v_3 \quad \text{crescente} \end{array} \right. \quad (2.29)$$

In tal modo, v_{GS} diminuisce, perché v_G è costante. Quando v_{DS} diminuisce, allora la corrente $i_2 \simeq i_3$ è decrescente: si invertono tutte le polarità delle tensioni

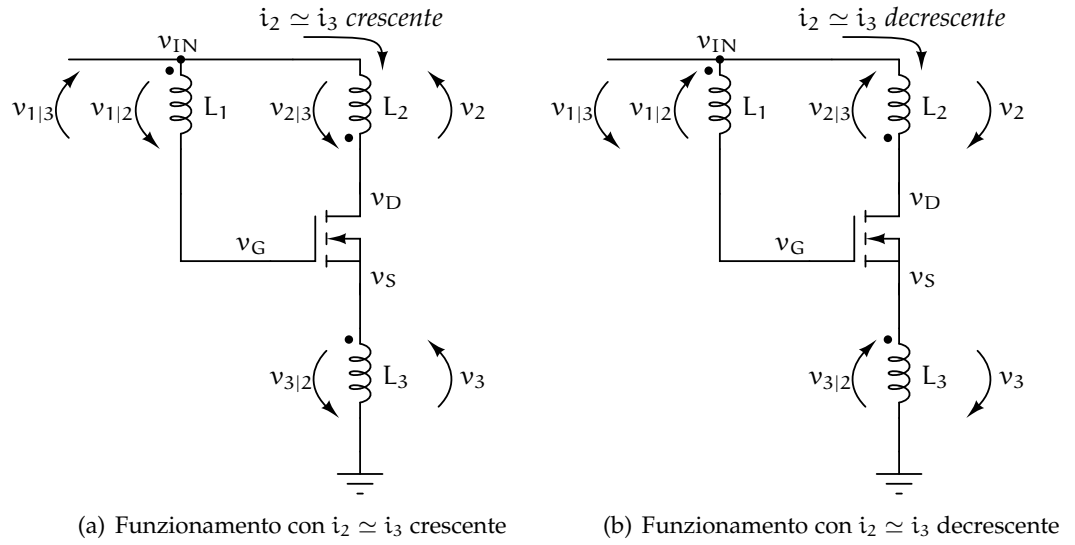


Figura 2.9: Principio di funzionamento del VCO di Nguyen

sugli induttori, visto che esse sono legate alla derivata della corrente:

$$\left\{ \begin{array}{l} v_2 = L_2 \cdot \frac{d i_2}{d t} < 0 \quad \text{decrescente} \\ v_D = v_{IN} - v_2 \quad \text{crescente} \end{array} \right\}, \left\{ \begin{array}{l} v_3 = L_3 \cdot \frac{d i_3}{d t} < 0 \quad \text{decrescente} \\ v_S = v_3 \quad \text{decrescente} \end{array} \right. \quad (2.30)$$

Così facendo, v_{GS} aumenta, perché v_G è sempre costante, si ritorna alle 2.29, per cui si instaura una oscillazione. Tale effetto è amplificato dall'accoppiamento tra gli induttori (figura 2.9).

Quando $i_2 \simeq i_3$ è crescente: la situazione è in figura 2.9(a):

- la corrente su L_2 induce $v_{1|2}$ su L_1 (v_G crescente):

$$v_{1|2} = M_{12} \cdot \frac{d i_2}{d t} \quad (2.31)$$

- la corrente su L_2 induce $v_{3|2}$ su L_3 (v_S decrescente):

$$v_{3|2} = M_{23} \cdot \frac{d i_2}{d t} \quad (2.32)$$

Unendo i due effetti, v_{GS} aumenta (e $i_2 \simeq i_3$ aumenta) mentre v_{DS} diminuisce (e $i_2 \simeq i_3$ diminuisce). Però, contemporaneamente:

- la corrente su L_3 induce $v_{1|3}$ su L_1 (v_G decrescente):

$$v_{1|3} = M_{13} \cdot \frac{d i_3}{dt} \quad (2.33)$$

- la corrente su L_3 induce $v_{2|3}$ su L_2 (v_D crescente):

$$v_{2|3} = M_{23} \cdot \frac{d i_3}{dt} \quad (2.34)$$

Unendo i due effetti, v_{GS} diminuisce (e $i_2 \simeq i_3$ diminuisce) mentre v_{DS} aumenta (e $i_2 \simeq i_3$ aumenta).

Quando $i_2 \simeq i_3$ è decrescente: la situazione è in figura 2.9(b); si invertono tutte le polarità delle tensioni sugli induttori, a causa del legame con la derivata delle correnti:

- la corrente su L_2 induce $v_{1|2}$ su L_1 (v_G decrescente);
- la corrente su L_2 induce $v_{3|2}$ su L_3 (v_S crescente):

Unendo i due effetti, v_{GS} diminuisce (e $i_2 \simeq i_3$ diminuisce) mentre v_{DS} aumenta (e $i_2 \simeq i_3$ aumenta). Però, contemporaneamente:

- la corrente su L_3 induce $v_{1|3}$ su L_1 (v_G crescente):
- la corrente su L_3 induce $v_{2|3}$ su L_2 (v_D decrescente):

Unendo i due effetti, v_{GS} aumenta (e $i_2 \simeq i_3$ aumenta) mentre v_{DS} diminuisce (e $i_2 \simeq i_3$ diminuisce).

CAPITOLO 3

INNESCO RF DELL'OSCILLATORE DI MEISSNER

L'obiettivo di questo lavoro è studiare la possibilità di innescare un'oscillatore di Meissner utilizzando un sensore RF senza il supporto di una batteria-tampone interna, dovendo fronteggiare i bassi valori di tensione e gli alti valori di impedenza interna forniti dalla rectenna. Pur basandosi sull'esperienza di sistemi analoghi con sensori TEG, studiati da ALBERTI [5], il problema in esame propone sue criticità specifiche che devono essere affrontate in sede di progetto.

Come prima operazione bisogna delineare, almeno per sommi capi, il sistema di recupero di energia. In figura 3.1 è rappresentato uno schema che illustra i flussi di energia dalla rectenna al carico, passando per alcuni stadi intermedi che hanno il compito di ottimizzare i livelli di tensione e minimizzare le perdite della preziosa energia recuperata dall'ambiente. L'algoritmo di funzionamento è così strutturato:

attesa: la rectenna non fornisce tensione finché non c'è campo incidente recuperabile, quindi il sistema è quiescente;

avviamento: la rectenna fornisce tensione quando un campo RF è incidente; la tensione innesca un circuito che produce un segnale, fornito a un successivo stadio che permette di avere una tensione livellata e ottimale per l'alimentazione di un microprocessore;

recupero di energia: il microprocessore, quando è attivo cioè riceve la tensione necessaria al suo funzionamento, automaticamente scollega la rectenna dallo stadio di avviamento e la collega all'alimentatore DC/DC (pilotato

dallo stesso microprocessore), che aumenta la tensione e alimenta carico e processore fino a quando la rectenna riceve segnale recuperabile; quando la rectenna smette di ricevere campo incidente, il sistema passa in stato di attesa.

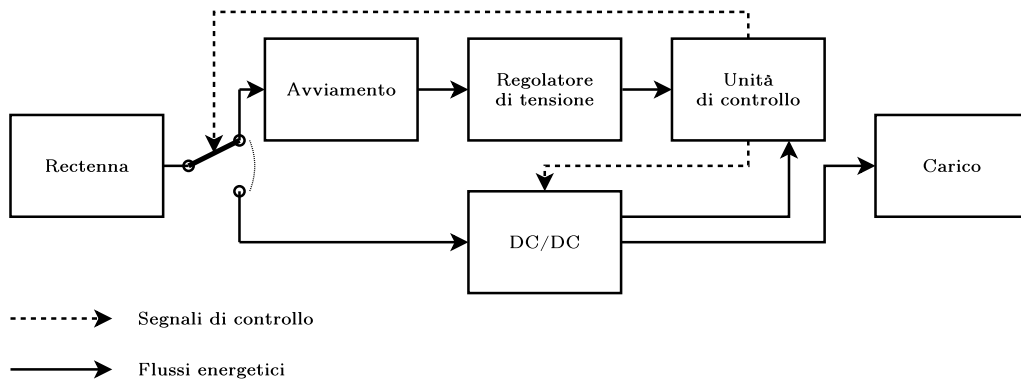


Figura 3.1: Schema di principio del sistema di recupero di energia

Lo stadio di avviamento è quello più delicato nell'intero insieme del sistema, perché deve avviarsi autonomamente col solo supporto della rectenna senza alcun aiuto esterno. Il principio di funzionamento dovrebbe essere quello di figura 3.2:

- con la rectenna si innesca un circuito oscillatore, almeno per il tempo necessario ad avviare il microprocessore;
- l'oscillatore produce una tensione oscillante ma piccola, che deve essere aumentata di un certo numero di volte per raggiungere un livello utilizzabile dal processore (circa 2 volt);
- quando il microprocessore riceve la tensione per un tempo sufficiente all'avvio suo e di tutto il sistema, scollega la rectenna dall'oscillatore (che, quindi, potrebbe anche smettere di oscillare) e si alimenta tramite il convertitore DC/DC del recupero di energia.



Figura 3.2: Schema a blocchi delle variazioni di tensioni in avviamento

3.1 Adattamento della sezione d'ingresso

Nel circuito di Meissner, per avere un trasferimento di potenza dalla rectenna all'oscillatore serve che l'impedenza del primario del trasformatore sia molto maggiore, o perlomeno paragonabile, della resistenza serie della rectenna (si faccia riferimento sempre alla figura 3.3), quindi, nel caso peggiore (Wi-Fi):

$$|j\omega L_1| \gg R_{rf} \quad (3.1)$$

La reattanza dell'avvolgimento primario dipende dalla frequenza di lavoro che, in [5], era stata stimata (eq. 2.10); per cui, utilizzando i valori di tabella 2.2:

$$|j\omega L_1| = 2\pi \cdot 18,855 \cdot 10^3 \cdot 7,5 \cdot 10^{-6} \stackrel{?}{\gg} R_{rf} = 1,1 \cdot 10^3 \quad (3.2)$$

Tra le due quantità non solo la reattanza non è maggiore di R_{rf} , ma è inferiore di circa sei ordini di grandezza. Si prova allora ad aumentare il valore di induttanza al primario, modificando conseguentemente anche la frequenza di oscillazione, la reattanza del primario e l'induttanza del secondario. Calcolando queste grandezze per alcuni valori di L_1 e di N e facendo particolare attenzione ai valori di reattanza $|j\omega_0 L_1|$, che sono quelli che determinano l'adattamento, si nota (tabella 3.1) che essa decresce di un fattore $\frac{1}{N}$ mentre aumenta di un fattore $\sqrt{L_1}$. Questo sembrerebbe favorire l'uso di trasformatori con piccolo rapporto spire, favoriti anche dall'aver un'induttanza al secondario ridotta, visto che essa aumenta quadraticamente al variare di N . Tuttavia, per raggiungere valori di reattanza favorevoli all'adattamento sarebbe necessario utilizzare valori piuttosto elevati di L_1 , prossimi o superiori a un henry, di alcuni ordini di grandezza superiori ai valori reperibili commercialmente oppure utilizzabili nelle applicazioni più comuni; il problema potrebbe essere risolto con la costruzione manuale di trasformatori *ad hoc*, che avrebbero però dimensioni e costi non ridotti. Inoltre, utilizzare un ridotto rapporto spire potrebbe essere un problema per l'innesco, perché comporterebbe minori variazioni di tensione al secondario e un rischio che l'accoppiamento non sia favorevole al mantenimento dell'oscillazione.

$$N^2 = \frac{L_2}{L_1}$$

In definitiva, nel caso RF l'adattamento della sezione d'ingresso attraverso il dimensionamento resistivo del primario del trasformatore non sembra essere il metodo più efficace per risolvere il problema; al contrario, potrebbe fornire spunti interessanti di riflessione per altri casi di recupero ambientale che sfruttino sensori con resistenze interne prossime all'ohm.

L_1 [H]	5	10	20	50	100	N [adimens.]
0,05	29 019	14 510	7 255	2 902	1 451	ω_0 [rad/s]
	1 451	725	363	145	73	$ j\omega_0 L_1 $ [Ω]
	1,25	5	20	125	500	L_2 [H]
0,1	20 520	10 260	5 130	2 052	1 026	ω_0 [rad/s]
	2 052	1 026	513	205	103	$ j\omega_0 L_1 $ [Ω]
	2,5	10	40	250	1000	L_2 [H]
0,5	9 177	4 588	2 294	918	459	ω_0 [rad/s]
	4 588	2 294	1 147	459	229	$ j\omega_0 L_1 $ [Ω]
	12,5	50	200	1 250	5 000	L_2 [H]
1	6 489	3 244	1 622	649	324	ω_0 [rad/s]
	6 489	3 244	1 622	649	324	$ j\omega_0 L_1 $ [Ω]
	25	100	400	2 500	10 000	L_2 [H]

Tabella 3.1: Adattamento del primario del trasformatore in funzione di N e L_1

3.2 Influenza di C_{in} sulle condizioni di oscillazione

L'oscillatore deve assorbire meno corrente rispetto la massima erogabile della rectenna, pena il "soffocamento" dell'oscillatore. Un aiuto affinché si realizzi questa condizione con resistenze serie molto elevate, come nel caso RF in analisi, è l'impiego di capacità d'ingresso molto elevate con funzioni di buffer: se il circuito oscilla, allora il buffer deve rimanere sempre carico. Letta in altri termini, tale situazione ripropone un meccanismo di adattamento tra l'alto valore di resistenza interna della rectenna e la bassa resistenza di trasformatore e MOSFET, per favorire il trasferimento dell'esigua potenza recuperata alla parte operativa del circuito.

Si vuole studiare l'influenza del condensatore C_{in} (figura 3.3) sull'innesco dell'oscillatore di Meissner che si sta indagando come stadio di avviamento del sistema di recupero di energia da sorgenti a radiofrequenza.

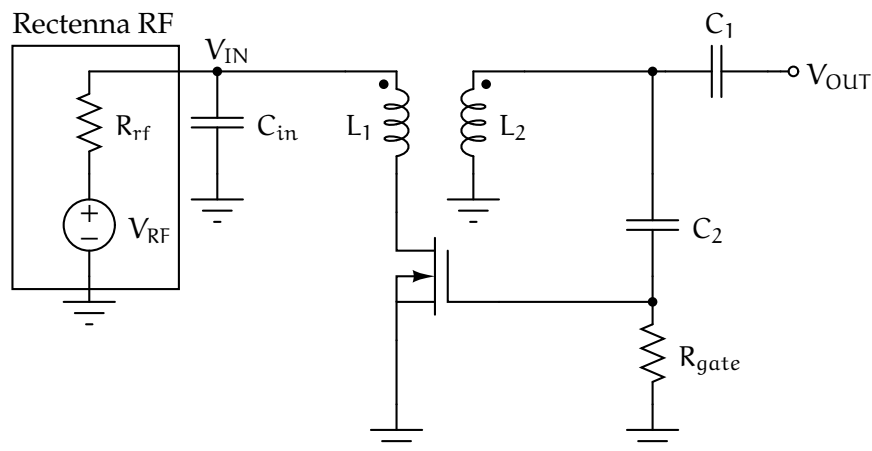


Figura 3.3: Oscillatore di Meissner con sorgente RF

Il problema della valutazione di C_{in} è apparentemente ricorsivo, infatti:

1. si valuta l'incidenza di C_{in} sull'impedenza d'ingresso Z_{in} , secondo Thévenin;
2. la resistenza d'ingresso $R_{in} = \Re\{Z_{in}\}$ dipende dalla frequenza di oscillazione ω , che a sua volta dipende da C_{in} (che stiamo cercando di stimare).

In realtà, sviluppando i calcoli si può notare che alcune dipendenze ricorsive spariscono, lasciando spazio a legami di tipo costante. Per questo motivo, si procede nel seguente modo:

- si determina il circuito equivalente ai piccoli segnali dell'oscillatore e il valore di pulsazione ω_0 per il quale sono rispettate le condizioni di oscillazione di Barkhausen (che, come noto dal lavoro di ALBERTI [5] che è il punto di partenza dello studio, dipendono dall'impedenza $Z_R(\omega_0)$ della parte passiva dell'oscillatore);
- si utilizza un valore approssimato di ω_0 per determinare una prima approssimazione di C_{in} , impostando un valore piccolo (l'obiettivo di questo lavoro è 1 ohm, ma il valore è generalizzabile) per R_{in} ;
- si valuta la dipendenza delle varie grandezze tra loro per poter rendere soddisfatte le condizioni di oscillazione, utilizzando una scrittura che contenga i parametri di un MOSFET da dimensionare per realizzare il funzionamento dell'oscillatore.

Se tutti i punti sono rispettati e le condizioni di Barkhausen sono soddisfatte, allora il valore scelto di C_{in} è idoneo per ottenere l'innescò del circuito di oscillazione.

3.2.1 Valutazione dell'impedenza d'ingresso

Secondo Thévenin, l'oscillatore (cioè il ramo comprendente il primario del trasformatore e il transistor, figura 3.3) vede un'impedenza equivalente in ingresso determinata dal parallelo di R_{rf} e C_{in} (eq. 3.3): infatti, per il teorema di Thévenin bisogna cortocircuitare i generatori di tensione e aprire quelli di corrente, e il sensore RF utilizzato è schematizzabile come generatore di tensione, quindi percorrendo il ramo dal primario del trasformatore verso massa si incontrano i due elementi passivi in parallelo.

$$Z_{in} = R_{rf} \parallel \frac{1}{j\omega C_{in}} = \frac{\frac{R_{rf}}{j\omega C_{in}}}{R_{rf} + \frac{1}{j\omega C_{in}}} = \frac{R_{rf}}{1 + j\omega C_{in} R_{rf}} = \frac{R_{rf} \cdot (1 - j\omega C_{in} R_{rf})}{1 + \omega^2 C_{in}^2 R_{rf}^2} \quad (3.3)$$

$$Z_{in} = R_{in} + jX_{in} \quad (3.4)$$

$$R_{in} = \Re\{Z_{in}\} = \frac{R_{rf}}{1 + \omega^2 C_{in}^2 R_{rf}^2} \quad (3.5)$$

$$X_{in} = \Im\{Z_{in}\} = \frac{-\omega C_{in} R_{rf}}{1 + \omega^2 C_{in}^2 R_{rf}^2} \quad (3.6)$$

*Innesco possibile con
resistenza d'ingresso
pari a circa 1 ohm*

Nel momento in cui si impone la resistenza d'ingresso R_{in} , piccola a piacere, diventa possibile calcolare il valore di C_{in} necessario a soddisfare la condizione. Nello studio di ALBERTI [5, p. 55] è dimostrato che un oscillatore analogo a quello in figura 3.3, dimensionato come in tabella 2.2 (e che sarà lo schema di riferimento per tutto il lavoro), si innesca con resistenza d'ingresso complessiva¹ pari a circa 1 ohm; per questo motivo, scelgo come valore-obiettivo della resistenza d'ingresso il valore 1 ohm:

$$R_{in} \simeq 1 \Omega \quad \Rightarrow \quad R_{rf} = 1 + \omega^2 C_{in}^2 R_{rf}^2 \quad (3.7)$$

$$C_{in} = \sqrt{\frac{R_{rf} - 1}{\omega^2 R_{rf}^2}} = \frac{\sqrt{R_{rf} - 1}}{\omega R_{rf}} \quad (3.8)$$

Dall'espressione 3.8 è incognita la pulsazione ω , per cui bisogna indagare sul suo effettivo valore. Il legame di C_{in} con ω è chiaramente di proporzionalità inversa (in figura 3.4 si vede il valore assunto da C_{in} al variare di ω in ascissa, assumendo $R_{rf} = 4,58 \text{ k}\Omega$; dal punto di vista fisico ha senso solo il ramo di iperbole nel primo quadrante).

Procedendo algebricamente, si nota una situazione interessante sostituendo l'espressione 3.8 nella 3.6:

$$X_{in} = \frac{-\omega \cdot \frac{\sqrt{R_{rf}-1}}{\omega R_{rf}} \cdot R_{rf}}{1 + \omega^2 \cdot \frac{R_{rf}-1}{\omega^2 R_{rf}^2} \cdot R_{rf}^2} = \frac{-\sqrt{R_{rf}-1}}{\cancel{\omega} + R_{rf} - \cancel{\omega}} = -\frac{\sqrt{R_{rf}-1}}{R_{rf}} \quad (3.9)$$

X_{in} costante rispetto a ω

Ciò significa che X_{in} è *costante* rispetto a ω , cioè non dipende dal funzionamento dell'oscillatore, bensì solo dalla resistenza della rectenna (figura 3.5(a)). Successivamente sarà chiara l'importanza di aver eliminato questa dipendenza dalla frequenza di oscillazione. In tabella 3.2 sono riportati i valori di X_{in} corrispondenti alle resistenze interne della rectenna in analisi; è facile constatare che i valori, negativi, corrispondono nel segno alle reattanze dovute alla presenza di

¹In quel caso, derivata dalla resistenza interna di un TEG (sensore a termocoppia) e dalle resistenze parassite del circuito, come quella degli avvolgimenti del trasformatore, perché non trascurabili.

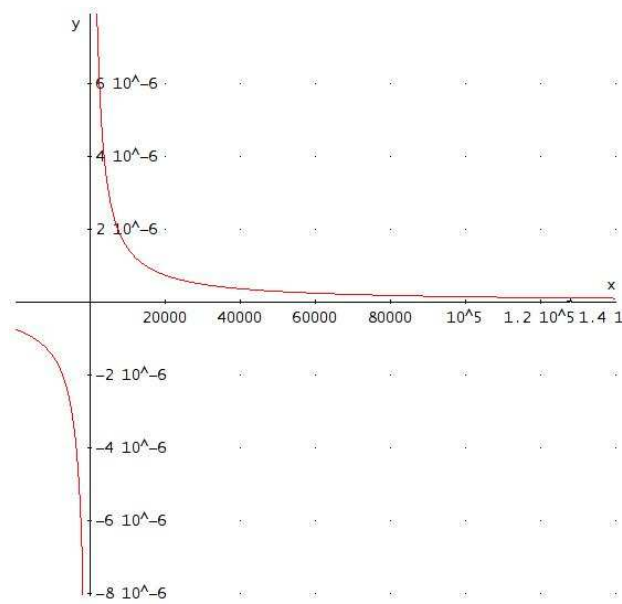


Figura 3.4: Dipendenza di C_{in} da ω ($R_{rf} = 4,58 \text{ k}\Omega$)

condensatori, come in questo caso. Gli stessi valori sono riscontrabili in figura 3.5(b), dove sono state indicate le ordinate dei tre valori di R_{rf} assumibili dalla rectenna, i quali determinano l'entità della reattanza.

È bene precisare a questo punto che R_{in} e X_{in} , a dispetto dell'apparenza, non sono costanti in senso stretto: il loro valore è comunque dipendente in senso implicito da C_{in} , per cui variazioni² nel valore di questa capacità causerà modifiche ai valori di resistenza e reattanza.

$R_{rf} \text{ [k}\Omega]$	$X_{in} \text{ [m}\Omega]$
1,16	-29,34
3,43	-17,07
4,58	-14,77

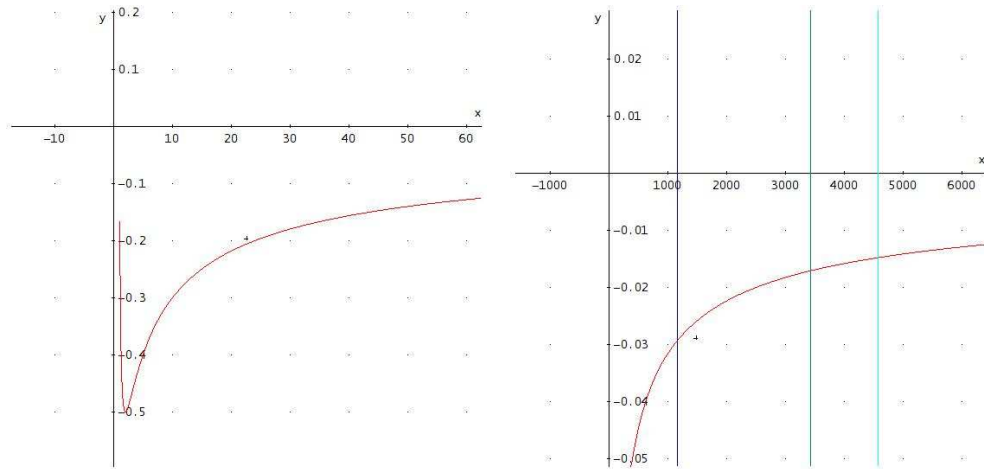
Tabella 3.2: Valori di X_{in} per la rectenna di tabella 2.1

3.2.2 Valutazione della pulsazione di risonanza

Il valore di C_{in} dipende da ω , quindi è determinato dalla pulsazione di risonanza ω_0 alla quale il circuito oscillerà.

Nel lavoro di ALBERTI [5, p. 33] per ottenere le condizioni di Barkhausen

²Anche nel tempo: ad esempio, il rumore $1/f$ (*flicker noise*).



(a) X_{in} (eq. 3.9). La reattanza è negativa perché determinata dal condensatore C_{in} (b) Ingrandimento e valori assunti in corrispondenza delle resistenze interne della rectenna di tabella 2.1

Figura 3.5: Dipendenza di X_{in} da R_{rf}

viene calcolata e ottenuta la pulsazione di risonanza ω_0 nella forma:

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{r'_{ds} + R'_{eq}}{CL'_m(r'_{ds} + R'_{eq} + R_b)}} \quad (3.10)$$

la quale, sotto la legittima ipotesi $r'_{ds} + R'_{eq} \gg R_b$, si semplifica, ottenendo una forma nota:

$$\omega_0 \simeq \sqrt{\frac{1}{L'_m C}} \quad (3.11)$$

Tuttavia, tale formulazione della pulsazione di risonanza soffre della semplificazione della capacità C_{in} operata sin dalla primissima analisi del circuito ai grandi segnali, in quanto:

La capacità d'ingresso C [cioè C_{in} , n.d.A.], ai fini della trattazione, si può trascurare avendo solo funzione di mantenere costante il segnale, senza incidere sulle condizioni di oscillazione. ALBERTI [5, p. 24]

Nel caso di un sensore RF, che ha una resistenza interna di tre o quattro ordini di grandezza maggiore rispetto a un TEG, non è scontato che si possa operare tale semplificazione, poiché come visto C_{in} incide sulla resistenza d'ingresso vista dal primario del trasformatore. Inoltre, l'impedenza d'ingresso contribuisce con la propria parte immaginaria a modificare l'espressione di $Z_R(\omega)$ e, conseguentemente, quella di ω necessaria ad annullare la parte immaginaria di $Z_R(\omega)$,

come richiesto da Barkhausen. Per tutti questi motivi, è opportuno rivalutare da principio il circuito dell'oscillatore, studiandone l'equivalente ai piccoli segnali.

3.2.3 Valutazione dell'oscillatore ai piccoli segnali

La condizione d'innescio di un oscillatore deve essere valutata in funzione dei parametri del circuito nel punto di riposo selezionato, utilizzando il circuito ai piccoli segnali.

A partire dal circuito in figura 3.3 si ottiene lo schema 3.6 operando le seguenti sostituzioni:

- R_{rf} e C_{in} confluiscono in Z_{in} ;
- il trasformatore è rappresentato con l'equivalente reale, completo dei parametri sostanziali e parassiti del primario (R_a, L_a, C_a, R_m, L_m) e del secondario (R_b, L_b, C_b), lasciando L_1, L_2 come soli indicatori del trasformatore ideale;
- il transistore è sostituito dal un generatore dipendente di corrente comandato dalla tensione tra gate e source ($g_m \cdot v_{gs}$), dalla resistenza d'uscita r_{ds} e dalla capacità di gate C_{gs} ;
- le tensioni costanti d'ingresso (del sensore) e d'uscita sono messe a massa, perché non hanno influenza sull'analisi ai piccoli segnali in quanto puri elementi di polarizzazione.

Numerosi elementi passivi possono essere semplificati perché di impatto e valore trascurabile sull'analisi: $R_a, L_a, C_a, R_m, C_b, L_b$ saranno ignorati nell'analisi che segue, perché trascurabili rispetto ai grandi valori degli altri parametri ai quali sono relazionati. Lo schema 3.7 illustra lo stato del circuito ai piccoli segnali con i soli elementi determinanti ai fini del suo funzionamento.

È possibile spostare gli elementi dai capi del primario a quelli del secondario sfruttando le proprietà del trasformatore, dunque moltiplicandone il valore per N^2 . Poiché lo schema in figura 3.7 e quello definitivo in figura 3.8 sono identici a quelli di ALBERTI [5, fig. 24, 25, 26], con Z_{in} al posto della serie di R_a e R_{teg} (chiamati poi R_{eq}), allora si può prendere l'equazione finale di Z_R a pagina 32, al termine della sezione di analisi ai piccoli segnali, e in essa operare una sola sostituzione tra gli elementi che differiscono pur essendo nella stessa posizione:

$$Z_R = \frac{k \cdot sCL'_m r'_{ds}}{(s^2CL'_m + sCR_b + 1) \cdot r'_{ds} + (s^2CL'_m + sCR_b + 1) \cdot Z'_{in} + sL'_m \cdot (sCR_b + 1)} \quad (3.12)$$

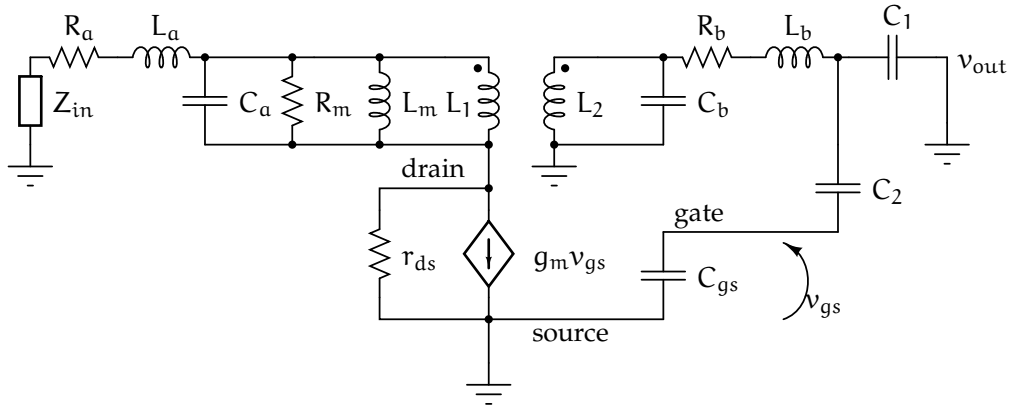


Figura 3.6: Oscillatore di Meissner: circuito ai piccoli segnali completo

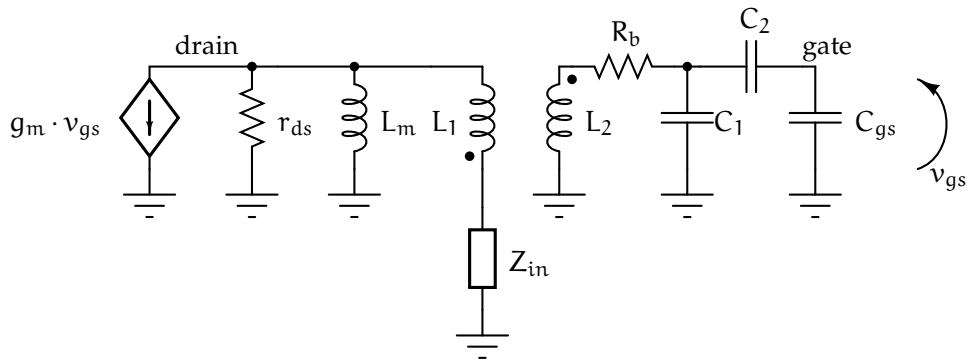


Figura 3.7: Oscillatore di Meissner: circuito ai piccoli segnali semplificato

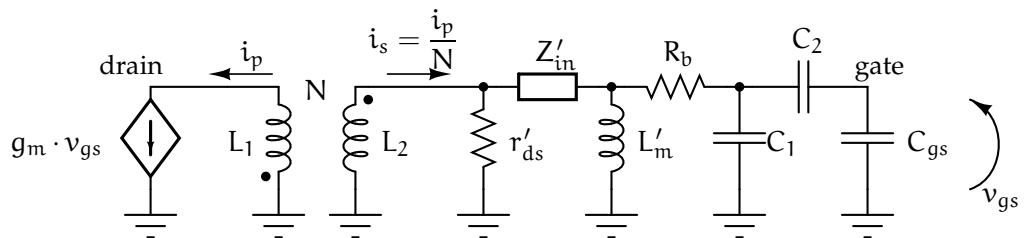


Figura 3.8: Oscillatore di Meissner: circuito ai piccoli segnali definitivo

Per rispettare le condizioni di Barkhausen si deve annullare la parte immaginaria di Z_R , quindi bisogna sostituire s con $j\omega$, sviluppare i prodotti, dividere la parte reale da quella immaginaria e ricordare che Z'_{in} è complesso.

$$Z_R = \frac{k \cdot j\omega CL'_m r'_{ds}}{-\omega^2 CL'_m (r'_{ds} + Z'_{in} + R_b) + r'_{ds} + Z'_{in} + j\omega (CR_b Z'_{in} + L'_m + CR_b r'_{ds})} \quad (3.13)$$

Ricordando l'espressione 3.4:

$$Z'_{in} = Z_{in} \cdot N^2 = R'_{in} + jX'_{in} \quad (3.14)$$

$$-\omega^2 CL'_m \cdot Z'_{in} = -\omega^2 CL'_m \cdot R'_{in} - j\omega^2 CL'_m \cdot X'_{in} \quad (3.15)$$

$$j\omega CR_b Z'_{in} = j\omega CR_b R'_{in} - \omega CR_b X'_{in} \quad (3.16)$$

Si ottiene il nuovo denominatore, che scriviamo come parte reale e immaginaria separatamente per motivi di spazio:

$$Z_R = \frac{k \cdot j\omega CL'_m r'_{ds}}{D_{re} + jD_{im}} \quad (3.17)$$

$$D_{re} = -\omega^2 CL'_m (r'_{ds} + R'_{in} + R_b) + r'_{ds} + R'_{in} - \omega CR_b X'_{in} \quad (3.18)$$

$$D_{im} = \omega \left(CR_b R'_{in} + L'_m + CR_b r'_{ds} - \omega CL'_m X'_{in} + \frac{X'_{in}}{\omega} \right) \quad (3.19)$$

Moltiplicando il denominatore per il proprio complesso coniugato $D_{re} - jD_{im}$ si rende reale il denominatore, per cui analizzeremo il solo numeratore:

$$N_{Z_R} = k \cdot j\omega CL'_m r'_{ds} \cdot \left[-\omega^2 CL'_m (r'_{ds} + R'_{in} + R_b) + r'_{ds} + R'_{in} - \omega CR_b X'_{in} + \right. \\ \left. -j\omega (CR_b R'_{in} + L'_m + CR_b r'_{ds} - \omega CL'_m X'_{in} + \frac{X'_{in}}{\omega}) \right] \quad (3.20)$$

$$D_{Z_R} = \left[-\omega^2 CL'_m (r'_{ds} + R'_{in} + R_b) + r'_{ds} + R'_{in} - \omega CR_b X'_{in} \right]^2 + \\ + \omega^2 \left[CR_b R'_{in} + L'_m + CR_b r'_{ds} - \omega CL'_m X'_{in} + \frac{X'_{in}}{\omega} \right]^2 \quad (3.21)$$

Tralasciando momentaneamente il denominatore, reale, si può suddividere il numeratore (eq. 3.20) in parte reale ed immaginaria per trovare il valore di ω che rende nullo $\Im\{Z_R\}$ e soddisfa le condizioni di Barkhausen.

$$\Re\{N_{Z_R}\} = k\omega^2 CL'_m r'_{ds} \left(CR_b R'_{in} + L'_m + CR_b r'_{ds} - \omega CL'_m X'_{in} + \frac{X'_{in}}{\omega} \right) \quad (3.22)$$

$$\Im\{N_{Z_R}\} = \underbrace{k\omega CL'_m r'_{ds}}_{\text{sol. ovvia}} \cdot \underbrace{[-\omega^2 CL'_m (r'_{ds} + R'_{in} + R_b) + r'_{ds} + R'_{in} - \omega R_b CX'_{in}]}_{\text{sol. non ovvia}} = 0 \quad (3.23)$$

Poiché la parte immaginaria è già fattorizzata, è facile distinguere nell'espressione 3.23 la soluzione ovvia $\omega_0 = 0$ da quella non banale, ottenibile risolvendo l'equazione di secondo grado nella variabile ω all'interno della parentesi quadra:

$$-\omega^2 \underbrace{CL'_m (r'_{ds} + R'_{in} + R_b)}_a - \omega \underbrace{R_b CX'_{in}}_b + \underbrace{r'_{ds} + R'_{in}}_c = 0 \quad (3.24)$$

$$\begin{aligned} \omega_{0,2} &= \frac{-b \pm \sqrt{b^2 - 4ac}}{2a} = \\ &= \frac{R_b CX'_{in} \pm \sqrt{R_b^2 C^2 X'^2_{in} + 4CL'_m (r'_{ds} + R'_{in} + R_b)(r'_{ds} + R'_{in})}}{-2CL'_m (r'_{ds} + R'_{in} + R_b)} \end{aligned} \quad (3.25)$$

3.2.4 Approssimazione di ω_0

In [5], come già detto, si è potuto approssimare la pulsazione di risonanza con un'espressione "classica", funzione di L'_m e C (eq. 3.11). Per un gran numero di casi e in particolare per il circuito in analisi con i parametri di tabella 3.3, si può verificare che la stessa formulazione è ammissibile anche semplificando la 3.25: infatti, si possono fare alcune considerazioni dimensionali ragionevoli suffragate da riscontri numerici.

$$\left\{ \begin{array}{ll} r'_{ds} & \gg R'_{in} + R_b \\ X'_{in} R_b C & \ll \sqrt{R_b^2 C^2 X'^2_{in} + 4CL'_m (r'_{ds} + R'_{in} + R_b)(r'_{ds} + R'_{in})} \\ (r'_{ds} + R'_{in} + R_b) & \simeq (r'_{ds} + R'_{in}) \\ (X'_{in} R_b C)^2 & \ll 4CL'_m r'^2_{ds} \end{array} \right. \quad (3.26)$$

Con queste indicazioni si può scrivere una versione approssimata di ω_0 , definita come $\tilde{\omega}_0$:

$$\omega_0 \simeq \frac{\sqrt{4CL'_m r'^2_{ds}}}{2CL'_m r'_{ds}} = \frac{1}{\sqrt{CL'_m}} \stackrel{\text{def.}}{=} \tilde{\omega}_0 \quad (3.27)$$

che è la stessa espressione trovata da ALBERTI [5].

3.2.5 Stima di Z_R utilizzando $\tilde{\omega}_0$ (valore approssimato)

Si sostituisce nelle equazioni 3.22 e 3.23 il valore approssimato $\tilde{\omega}_0$ calcolato in 3.27, e lo stesso si fa per il denominatore D_{Z_R} (risultati in figura 3.9).

Considerato che $\Im\{N_{Z_R}\}(\tilde{\omega}_0) \simeq 0$, unendo numeratore e denominatore si ottiene:

$$Z_R(\tilde{\omega}_0) = \frac{\Re\{N_{Z_R}\}(\tilde{\omega}_0) + \Im\{N_{Z_R}\}(\tilde{\omega}_0)}{D_{Z_R}(\tilde{\omega}_0)} \quad (3.28)$$

$$= \frac{kr'_{ds} (CR_b R'_{in} + CR_b r'_{ds} + L'_m)}{\left(R_b + \sqrt{\frac{C}{L'_m}} X'_{in} R_b\right)^2 + \frac{1}{CL'_m} [CR_b (R'_{in} + r'_{ds}) + L'_m]^2} \quad (3.29)$$

Sviluppando i quadrati e operando qualche semplificazione si ottiene il risultato finale (equazione 3.34).

3.2.6 Calcolo di Z_R utilizzando ω_0 (valore corretto)

Risultati diversi, meno leggibili ma algebricamente molto più precisi e corretti, si ottengono sostituendo nelle equazioni 3.22 e 3.23 il valore corretto di ω_0 calcolato in 3.25, e lo stesso si fa per il denominatore D_{Z_R} . Prima di procedere, si riduce l'espressione unendo i termini strettamente correlati in costanti di comodo:

$$\Phi = X'_{in} R_b C \quad (3.35)$$

$$\Psi = r'_{ds} + R'_{in} + R_b \quad (3.36)$$

$$\Delta = \sqrt{\Phi^2 + 4CL'_m \Psi (r'_{ds} + R'_{in})} \quad (3.37)$$

Con queste variabili si riscrive ω_0 :

$$\omega_0 = \frac{\Phi \pm \Delta}{-2CL'_m \Psi} \quad (3.38)$$

$$\omega_0^2 = \frac{\Phi^2 + \Delta^2 \pm 2\Phi\Delta}{4C^2 L_m'^2 \Psi^2} \quad (3.39)$$

Nelle 3.22 e 3.23 e nel denominatore, quindi, si sostituiscono la 3.38 e la 3.39. Per prima cosa, si verifica l'annullamento della parte immaginaria di Z_R (figura 3.10), avendo sostituito nell'ultimo passaggio il valore di Δ appena definito.

Con la sicurezza che si annulli la parte immaginaria, si procede alla sostituzione di ω_0 nella parte reale di Z_R , ottenendo il risultato in figura 3.10, che contiene una nuova costante di raggruppamento:

$$\Theta = CR_b R'_{in} + L'_m + CR_b r'_{ds} + \frac{X'_{in} (\Phi \pm \Delta)}{2\Psi} - \frac{2CL'_m X'_{in} \Psi}{\Phi \pm \Delta} \quad (3.40)$$

$$\Re\{N_{Z_R}\}(\tilde{\omega}_0) = k \frac{CL'_m r'_{ds}}{CL'_m} \left(CR_b(R'_{in} + r'_{ds}) + L'_m - \frac{CL'_m X'_{in}}{\sqrt{CL'_m}} + X'_{in} \sqrt{CL'_m} \right) \quad (3.30)$$

$$= kr'_{ds} (CR_b R'_{in} + CR_b r'_{ds} + L'_m) \quad (3.31)$$

$$D_{Z_R}(\tilde{\omega}_0) = \left[-\frac{1}{CL'_m} CL'_m (r'_{ds} + R'_{in} + R_b) + r'_{ds} + R'_{in} - \frac{CR_b X'_{in}}{\sqrt{CL'_m}} \right]^2 + \frac{\left[CR_b R'_{in} + L'_m + CR_b r'_{ds} - \frac{CL'_m X'_{in}}{\sqrt{CL'_m}} + X'_{in} \sqrt{CL'_m} \right]^2}{CL'_m} \quad (3.32)$$

$$= \left[-r'_{ds} - R'_{in} - R_b + r'_{ds} + R'_{in} - \sqrt{\frac{C}{L'_m}} R_b X'_{in} \right]^2 + \frac{1}{CL'_m} [CR_b R'_{in} + CR_b r'_{ds} + L'_m]^2 \quad (3.33)$$

$$Z_R(\tilde{\omega}_0) = \frac{kr'_{ds} CL'_m (R_b C(R'_{in} + r'_{ds}) + L'_m)}{2R_b^2 CL'_m X'_{in} \sqrt{\frac{C}{L'_m}} + R_b^2 C^2 X'_{in}{}^2 + R_b^2 C (C(R'_{in} + r'_{ds})^2 + L'_m)} + 2R_b CL'_m (R'_{in} + r'_{ds}) + L'_m{}^2 \quad (3.34)$$

Figura 3.9: Calcoli con ω_0 approssimato

Per quanto riguarda il denominatore di Z_R , la sua elaborazione porta all'espressione in figura 3.11.

Unendo parte reale e denominatore si ottiene:

$$Z_R(\omega_0) = \frac{k r'_{ds} \frac{(\Phi+\Delta)^2}{4CL'_m \Psi^2} \cdot \Theta}{\frac{[(r'_{ds} + R'_{in}) \cdot 4CL'_m \Psi + \Phi^2 - \Delta^2]^2 + 4(\Phi \pm \Delta)^2 \Theta^2}{(4CL'_m \Psi)^2}} \quad (3.56)$$

$$= \frac{4kCL'_m r'_{ds} \Theta (\Phi + \Delta)^2}{[(r'_{ds} + R'_{in}) \cdot 4CL'_m \Psi + \Phi^2 - \Delta^2]^2 + 4(\Phi \pm \Delta)^2 \Theta^2} \quad (3.57)$$

Svolgendo calcoli algebrici (e sostituendo Δ) si raggiunge il risultato finale:

$$Z_R(\omega_0) = \frac{4k\Theta(\Phi \pm \Delta)^2 \cdot r'_{ds} CL'_m}{4(\Phi \pm \Delta)^2 \Theta^2} \quad (3.58)$$

$$= \frac{k \cdot r'_{ds} CL'_m}{\Theta} \quad (3.59)$$

3.3 Valutazione numerica delle condizioni di Barkhausen

Trovate le espressioni di ω_0 e $Z_R(\omega_0)$, sia approssimate, sia comprensive del contributo di C_{in} , si procede a una comparazione tra le due formulazioni per capire quale errore si commette nell'utilizzare $\tilde{\omega}_0$; inoltre, bisogna capire quali sono le relazioni tra le grandezze in gioco nell'oscillatore, per trovare le dipendenze e le variabilità da studiare per dimensionare i componenti soddisfacendo il criterio di Barkhausen.

Innanzitutto, è necessario formulare il criterio in base ai dati a disposizione. Facendo riferimento allo schema in figura 3.8, si nota che Z_R è l'impedenza ai capi del secondario, quindi determinata dalla tensione v_{gs} e dalla corrente i_s del secondario; quest'ultima è legata alla corrente del primario tramite N . i_p , a sua volta, è la corrente $g_m \cdot v_{gs}$ imposta dal MOSFET, per cui si possono unificare tutte le scritte ottenendo

$$i_p = g_m \cdot v_{gs} \quad (3.60)$$

$$i_s = \frac{g_m \cdot v_{gs}}{N} \quad (3.61)$$

$$\frac{g_m}{N} \cdot \frac{v_{gs}}{i_s} = 1 \quad (3.62)$$

$$\underbrace{\frac{g_m}{N}}_A \cdot \underbrace{Z_R(\omega_0)}_{\beta(j\omega)} \geq 1 \quad (3.63)$$

$$\Im\{N_{Z_R}\}(\omega_0) = k\omega CL'_m r'_{ds} \cdot [-\omega^2 CL'_m \Psi + r'_{ds} + R'_{in} - \omega\Phi] \quad (3.41)$$

$$= \frac{kr'_{ds}(\Phi \pm \Delta)}{-2\Psi} \cdot \frac{-\Phi^2 - \Delta^2 \mp 2\Phi\Delta + 2\Phi(\Phi \pm \Delta) + (r'_{ds} + R'_{in})(4CL'_m\Psi)}{4CL'_m\Psi} \quad (3.42)$$

$$= kr'_{ds}(\Phi \pm \Delta) \frac{\Phi^2 - \Delta^2 + (r'_{ds} + R'_{in})(4CL'_m\Psi)}{-8CL'_m\Psi^2} \quad (3.43)$$

$$= kr'_{ds}(\Phi \pm \Delta) \frac{\cancel{\Phi^2 - \Delta^2} - 4CL'_m\Psi(r'_{ds} + R'_{in}) + (r'_{ds} + R'_{in})(4CL'_m\Psi)}{-8CL'_m\Psi^2} \quad (3.44)$$

$$= 0 \quad (3.45)$$

$$\Re\{N_{Z_R}\}(\omega_0) = k\omega^2 CL'_m r'_{ds} \left(CR_b R'_{in} + L'_m + CR_b r'_{ds} - \omega CL'_m X'_{in} + \frac{X'_{in}}{\omega} \right) \quad (3.46)$$

$$= k \frac{\Phi^2 + \Delta^2 \pm 2\Phi\Delta}{4C^2 L_m'^2 \Psi^2} \cancel{CL'_m r'_{ds}} \left(CR_b (R'_{in} + r'_{ds}) + L'_m + \frac{\Phi \pm \Delta}{2CL'_m\Psi} \cancel{CL'_m X'_{in}} + \frac{X'_{in}(-2CL'_m\Psi)}{\Phi \pm \Delta} \right) \quad (3.47)$$

$$= kr'_{ds} \frac{(\Phi + \Delta)^2}{4CL'_m\Psi^2} \cdot \Theta \quad (3.48)$$

Figura 3.10: Calcoli con ω_0 reale (prima parte)

$$D_{Z_R}(\omega_0) = \left[-\frac{\Phi^2 + \Delta^2 \pm 2\Phi\Delta}{4C^2L_m'^2\Psi^2} CL_m'\Psi + r'_{ds} + R'_{in} + \Phi \frac{\Phi \pm \Delta}{2CL_m'\Psi} \right]^2 + \frac{\Phi^2 + \Delta^2 \pm 2\Phi\Delta}{4C^2L_m'^2\Psi^2} \underbrace{\left[CR_b R'_{in} + L'_m + CR_b r'_{ds} + \frac{\Phi \pm \Delta}{2CL_m'\Psi} CL_m' X'_{in} - \frac{2CL_m' X'_{in} \Psi X'_{in}}{\Phi \pm \Delta} \right]^2}_{\Theta^2} \quad (3.49)$$

$$D_{Z_R}(\omega_0) = \left[r'_{ds} + R'_{in} + \frac{2\Phi(\Phi \pm \Delta) - \Phi^2 - \Delta^2 \mp 2\Phi\Delta}{4CL_m'\Psi} \right]^2 + \frac{\Phi^2 + \Delta^2 \pm 2\Phi\Delta}{4C^2L_m'^2\Psi^2} \Theta^2 \quad (3.50)$$

$$\text{Numeratore: } 2\Phi(\Phi \pm \Delta) - (\Phi \pm \Delta)^2 = \quad (3.51)$$

$$= (\Phi \pm \Delta)(2\Phi - (\Phi \pm \Delta)) \quad (3.52)$$

$$= (\Phi \pm \Delta)(\Phi \mp \Delta) \quad (3.53)$$

$$= \Phi^2 - \Delta^2 \quad (3.54)$$

$$= \frac{[(r'_{ds} + R'_{in}) \cdot 4CL_m'\Psi + \Phi^2 - \Delta^2]^2 + 4(\Phi \pm \Delta)^2\Theta^2}{(4CL_m'\Psi)^2} \quad (3.55)$$

Figura 3.11: Calcoli con ω_0 reale (seconda parte)

che è la medesima espressione utilizzata da ALBERTI [5], dato che il circuito ai piccoli segnali è identico, salva la sostituzione della resistenza R'_{eq} con l'impedenza d'ingresso R_{in} .

Si può arricchire l'espressione appena trovata inserendo una dipendenza con parametri tecnologici del MOSFET, trovando una scrittura equivalente della transconduttanza g_m . Per le applicazioni come gli oscillatori, è dimostrato da molteplici fonti che l'elemento attivo debba lavorare in regione lineare (o zona triodo a seconda delle denominazioni) e non come un semplice interruttore che si accende e spegne operando in saturazione; si può usare, allora, l'espressione 2.16 della transconduttanza per la regione lineare di un MOSFET e riscrivere:

$$k_p \cdot \frac{W}{L} \cdot V_{DS} \cdot \frac{1}{N} \cdot Z_R(\omega_0) = 1 \quad (3.64)$$

3.3.1 Determinazione della tecnologia del MOSFET

Scegliere la tecnologia del MOSFET è un punto fondamentale e dipendente da tanti fattori. Come riferimento, si sceglie una tecnologia avente lunghezza di canale $L = 1,6 \mu\text{m}$ e conducibilità intrinseca $k_p = 86 \mu\text{A}/\text{V}^2$, dovendo poi determinare gli altri parametri in maniera approssimativa.

$C = C(C_{gs}); k = k(C_{gs})$
(tab. 3.3)

La capacità C_{gs} tra gate e source, che compare nelle espressioni di ω_0 e $Z_R(\omega_0)$, è definita da ESSENI [14, p. 70-73] come la somma di una capacità dovuta alla giunzione e di una capacità parassita dovuta allo strato di sovrapposizione X_d tra gate e source e alle non idealità del campo elettrico (*fringing*), secondo l'espressione:

$$C_{gs} = C_{gs_c} + C_{gs_p} = \frac{WLC_{OX}}{2} + W \cdot (X_d C_{OX} + C_{fring}) \quad (3.65)$$

Lo spessore X_d è valutabile in circa il 25% della lunghezza L :

$$X_d \simeq 0,25 \cdot L = 0,4 \mu\text{m} \quad (3.66)$$

La capacità specifica dell'ossido C_{OX} potrebbe essere determinata come rapporto tra la permeabilità elettrica dell'ossido e il relativo spessore fisico³, ma è più

³La permeabilità elettrica dell'ossido vale $\epsilon_{OX} = 3,9 \cdot \epsilon_0 = 3,45 \cdot 10^{-13} \text{ F/cm}$, mentre lo spessore dell'ossido non è facilmente determinabile. Basandosi sui dati proposti da ESSENI [14, p. 86-89] si può fare una stima grossolana, utilizzando un esempio di dimensionamento per una tecnologia a 0,35 micrometri avente t_{OX} pari a 4 nanometri: facendo un'equivalenza, si avrebbe $t_{OX} = 18,3 \text{ nm}$, ma sarebbe una stima fortemente a rischio.

facile utilizzare la formula inversa della quale sono noti i valori:

$$C_{OX} = \frac{k_p}{\mu_n} = \frac{86 \cdot 10^{-6} \text{ A/V}^2}{450 \text{ cm}^2/\text{Vs}} = 191 \text{ nF/cm}^2 \quad (3.67)$$

avendo considerato una mobilità elettronica $\mu_n = 450 \text{ cm}^2/\text{Vs}$. Detto ciò, ignorando la capacità di *fringing* che ha valori trascurabili, si può stimare il dimensionamento di $C_{gs0} = \frac{C_{gs}}{W}$:

$$1 \text{ F} = \frac{1 \text{ C}}{1 \text{ V}}$$

$$1 \text{ C} = 1 \text{ A} \cdot 1 \text{ s}$$

$$C_{gs0} = \frac{LC_{OX}}{2} + X_d C_{OX} \quad (3.68)$$

$$= \frac{1}{2} \cdot 1,6 \cdot 10^{-4} \text{ cm} \cdot 191 \text{ nF/cm}^2 + 0,4 \cdot 10^{-4} \text{ cm} \cdot 191 \text{ nF/cm}^2 \quad (3.69)$$

$$= 22,9 \cdot 10^{-3} \text{ nF/cm} \quad (3.70)$$

$$= 22,9 \text{ pF/cm} \quad (3.71)$$

Ciò significa che, ammesso che il MOSFET sia lungo ben un centimetro, la sua capacità C_{gs} sarebbe di circa 23 picofarad. Poiché probabilmente le misure potrebbero spingersi fino a qualche centimetro, ignoro il valore appena trovato (che è una stima) e utilizzo quello già disponibile in tabella 3.3, più elevato.

A questo punto, sono rimaste tre grandezze da determinare: la dimensione W , la tensione V_{DS} e la resistenza differenziale r_{ds} , facente parte di $Z_R(\omega_0)$. Poiché si vuole dimensionare il MOSFET, si riscrive l'equazione di Barkhausen:

$$W \geq \frac{N}{Z_R(\omega_0)} \cdot \frac{L}{k_p \cdot V_{DS}} \quad (3.72)$$

3.3.2 Dipendenza di Z_R e ω_0 dai parametri

Giunti a questo punto, sono disponibili tutte le espressioni dei termini che concorrono alla definizione del criterio di Barkhausen. Considerando i parametri disponibili la tabella 3.3, adattati da quelli in tabella 2.2, si notano alcuni legami con le incognite del problema:

- C_{in} è dipendente solo da ω ed è determinata dal valore costante ω_0 di risonanza a regime;
- $\tilde{\omega}_0$ è costante;
- ω_0 dipende solo da r_{ds} del MOSFET;
- $Z_R(\tilde{\omega}_0)$ e $Z_R(\omega_0)$ dipendono da C_{in} (sotto forma di R'_{in}) e da r_{ds} .

	Significato o espressione	Valore	Unità di misura
N	Rapporto spire del trasformatore: $\frac{N_2}{N_1}$	100	(adimens.)
k_1	Coeff. di accoppiamento del trasformatore	0,95	(adimens.)
R_b	Resistenza del secondario del trasformatore	316	Ω
r_{ds}	Resistenza di uscita del MOSFET		Ω
r'_{ds}	$r_{ds} \cdot N^2$		Ω
R_{rf}	Resistenza interna della rectenna	1,16 / 3,43 / 4,58	$k\Omega$
C_{in}	Condensatore d'ingresso		F
C_{gs}	Capacità di gate del MOSFET	$35 \cdot 10^{-12}$	F
C_1	Condensatore	10^{-9}	F
C_2	Condensatore	$330 \cdot 10^{-12}$	F
C	$C_1 + \frac{C_{gs} \cdot C_2}{C_{gs} + C_2}$	$1,03 \cdot 10^{-9}$	F
k	$\frac{C_2 C_{gs} + C_1 C_2 + C_1 C_{gs}}{C_2}$	$4,31 \cdot 10^{12}$	F^{-1}
L_1	Induttanza del primario del trasformatore	$7,5 \cdot 10^{-6}$	H
L_2	Induttanza del secondario del trasformatore	$75 \cdot 10^{-3}$	H
L_m	$k_1 \cdot L_1$	$7,125 \cdot 10^{-6}$	H
L'_m	$L_m \cdot N^2$	$71,25 \cdot 10^{-3}$	H
k_p	Conducibilità intrinseca del MOSFET	$86 \cdot 10^{-6}$	$A \cdot V^{-2}$
L	Lunghezza di canale del MOSFET	$1,6 \cdot 10^{-6}$	m

Tabella 3.3: Parametri dell'oscillatore di Meissner per sorgenti RF

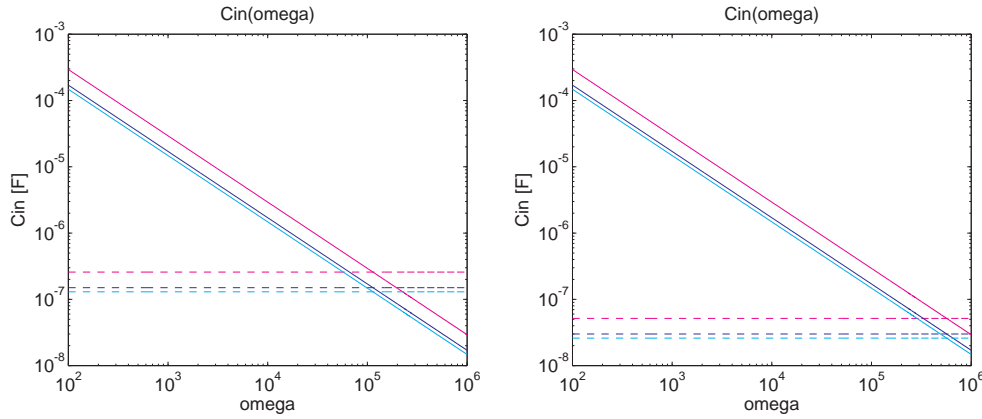
Tutte le grandezze, ovviamente, dipendono dai parametri in tabella 3.3, quindi da N, da C_{gs} , eccetera. Un ostacolo è dato dalla non conoscenza della struttura del MOSFET: senza sapere neppure le sue dimensioni (W è l'obiettivo dello studio), ottenere r_{ds} o la tensione di funzionamento V_{DS} è apparentemente impossibile.

Di seguito, si studieranno numericamente i legami sopra elencati in funzione di r_{ds} , applicando in un secondo tempo alcune varianti ai parametri, per valutare gli ordini di grandezza delle varie entità e capire quanto dovrebbe essere grande la dimensione W del MOSFET. Salvo diversa indicazione, i valori utilizzati nello script MATLAB (riportato in appendice B.1) sono quelli di tabella 3.3.

Dipendenza di C_{in} da ω_0

È chiaro dall'espressione 3.8 il legame iperbolico (figura 3.4) tra la capacità C_{in} e la pulsazione di risonanza ω_0 che si instaura nell'oscillatore e ne determina il valore. In figura 3.12 sono rappresentate in scala logaritmica queste dipendenze per i tre valori di R_{rf} che determinano il fattore di scala della relazione di proporzionalità inversa, a confronto con i valori costanti di C_{in} trovati con il valore approssimato $\tilde{\omega}_0$; modificando N, si varia L'_m nella pulsazione approssimata, spostando il livello di frequenza per cui è possibile utilizzare $\tilde{\omega}_0$ senza commettere un sostanzioso errore rispetto al valore corretto. Vista la dipendenza di Z_R

da C_{in} e da ω_0 , questo è un primo indice indicativo del fatto che $\tilde{\omega}_0$ è un valore poco affidabile nello schema che si sta valutando.



(a) Con le linee continue i valori di $C_{in}(\omega)$, con quelle tratteggiate le approssimazioni $C_{in}(\tilde{\omega}_0)$, per i tre valori di R_{rf} (tabella 2.1): magenta ($R_{rf} = 1,16 \text{ k}\Omega$), blu ($R_{rf} = 3,43 \text{ k}\Omega$), ciano ($R_{rf} = 4,58 \text{ k}\Omega$)

(b) Variante con $N = 20$

Figura 3.12: Confronto tra $C_{in}(\omega)$ e $C_{in}(\tilde{\omega}_0)$

Confronto tra ω_0 e $\tilde{\omega}_0$

Si può ora valutare l'incidenza di r_{ds} su ω_0 , cioè lo scostamento che provoca rispetto al valore approssimato di pulsazione fornito da ALBERTI [5] e calcolato allo stesso modo in 3.27, che è costante rispetto alla resistenza differenziale del MOSFET. Dalla figura 3.13(a) è evidente che la differenza è di alcuni ordini di grandezza e aumenta velocemente a causa dell'alto valore di N , che nell'espressione⁴ di ω_0 compare al quadrato all'interno di r'_{ds} , presente più volte. Solo per valori molto piccoli (e poco realistici) di r_{ds} si riduce la differenza dal valore approssimato, seppur di poco.

$$r'_{ds} = r_{ds} \cdot N^2$$

In figura 3.13(b) è riportato il legame di ω_0 con il rapporto spire N (prendendo $r_{ds} = 2 \Omega$), dal quale si nota che c'è una fortissima dipendenza, quasi verticale, per bassi valori del rapporto spire, mentre per N maggiore di 50 la curva spiana e ω_0 tende ad assestarsi; per di più, su un valore molto distante da $\tilde{\omega}_0$. Variando r_{ds} , si nota un legame circa logaritmico tra ω_0 e r_{ds} : infatti, diminuendo di un ordine di grandezza r_{ds} si ottiene una curva ridotta, ma meno di un ordine di grandezza (figura 3.13(d)); aumentando r_{ds} di un ordine di grandezza

⁴Delle due soluzioni in 3.25 si utilizza quella con segno negativo, perché l'altra soluzione restituisce valori negativi di pulsazione, privi di significato fisico.

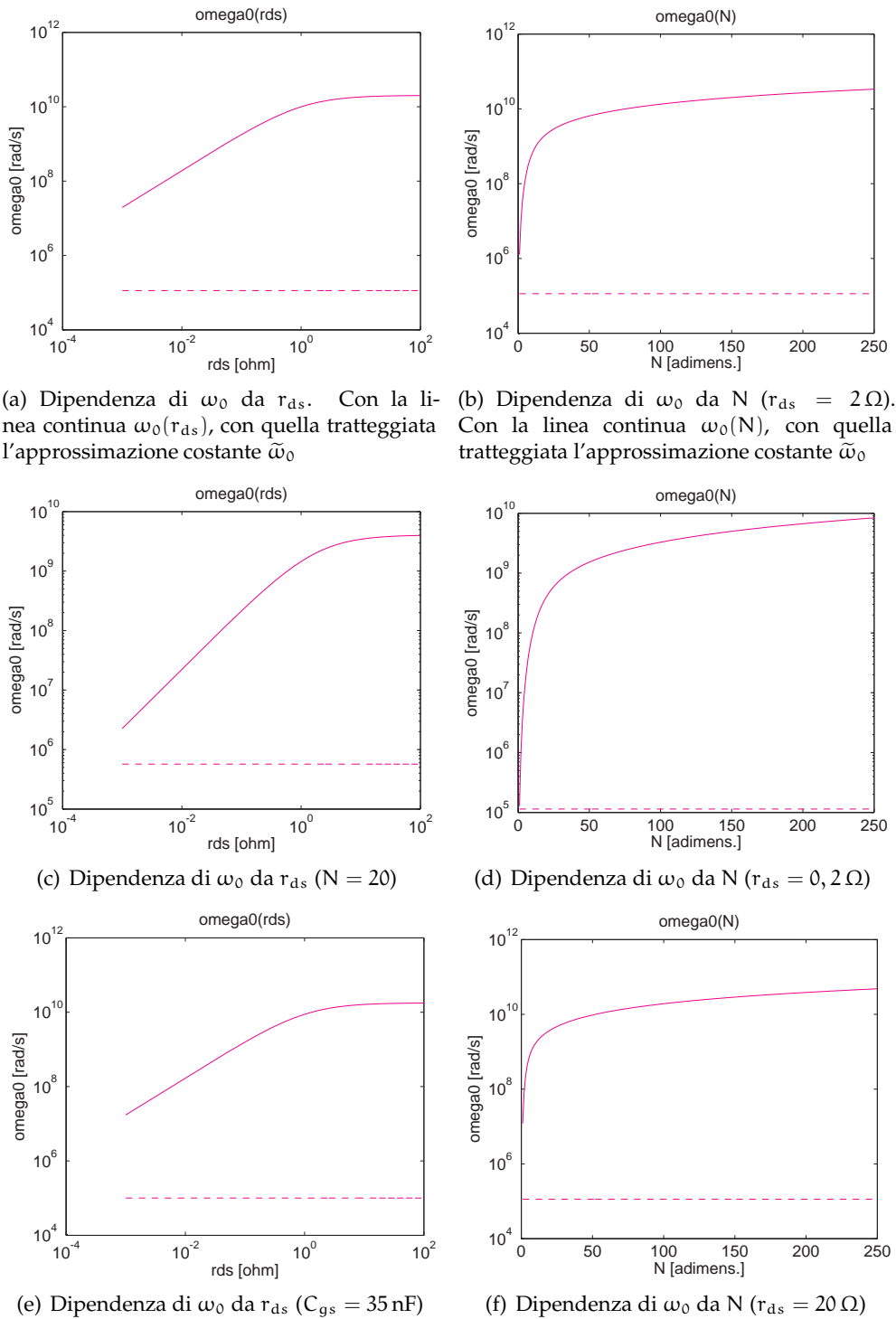


Figura 3.13: Variabilità di $\omega_0(r_{ds})$ e $\omega_0(N)$; confronto con $\tilde{\omega}_0$

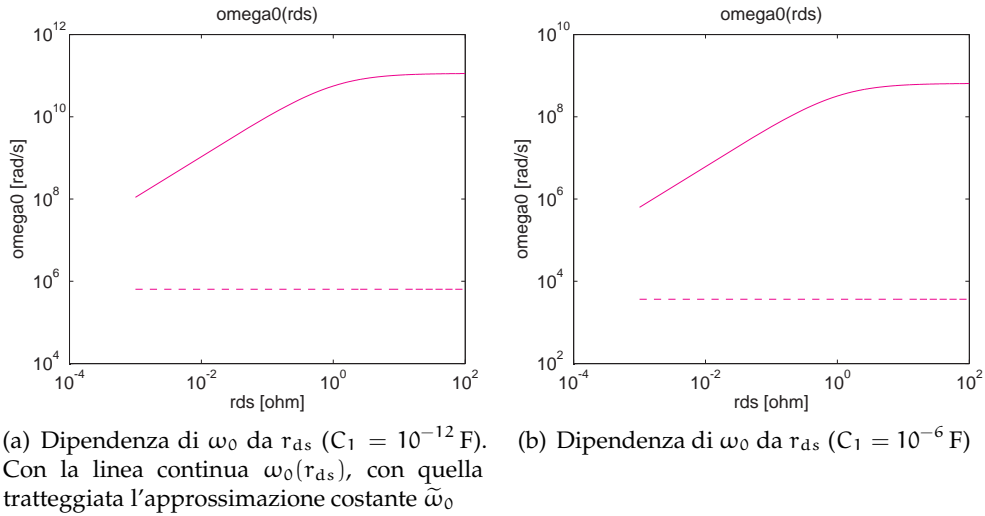


Figura 3.14: Variabilità di $\omega_0(r_{ds})$ e confronto con $\tilde{\omega}_0$ (rispetto a C_1)

za, la curva aumenta i suoi valori, ma sempre meno di un ordine di grandezza (figura 3.13(f)). Lo stesso vale tra ω_0 e N (figura 3.13(c)).

In figura 3.13(e) si nota l'effetto della variazione di C_{gs} (aumentata di tre ordini di grandezza), mantenendo $N = 100$: sostanzialmente, i valori sono gli stessi ottenuti con i valori standard e $C_{gs} = 35$ pF, senza differenze apprezzabili. Gli stessi risultati si ottengono mantenendo il valore iniziale di C_{gs} e modificando C_2 ; infatti, queste due grandezze sono coinvolte in C e k , dove subiscono il valore molto superiore di C_1 . Questo condensatore, come evidente dalle figure 3.14, influenza ω_0 con un rapporto di proporzionalità inversa (infatti in 3.25 è dominante al denominatore).

Stima numerica di $Z_R(\omega_0)$ e della larghezza W del MOSFET

Sulla scorta delle valutazioni fatte fino a questo momento, è possibile valutare l'ordine di grandezza di Z_R per determinare la possibilità di dimensionamento del MOSFET. Per semplicità, è stato considerato solo il caso $R_{rf} = 4,58$ k Ω , anche in virtù della relativamente bassa influenza di questa grandezza su ω_0 attraverso la reattanza X_{in} (figura 3.5).

Innanzitutto, si prende l'espressione di W ottenuta secondo Barkhausen (3.72) per valutare quale può essere un obiettivo realistico di Z_R . I valori di L , k_p , N sono noti; il valore di V_{DS} può essere preso al caso peggiore, considerando che

non assumerà mai valori superiori a 0,508 volt (tabella 2.1):

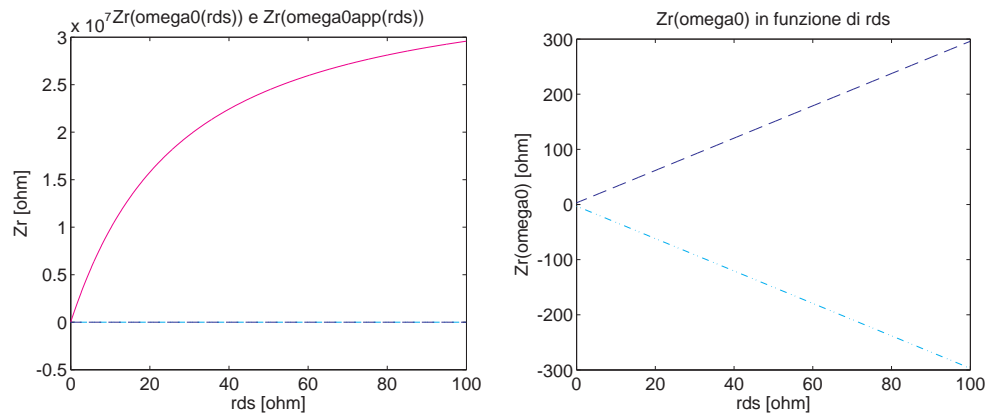
$$W \geq \frac{N}{Z_R(\omega_0)} \cdot \frac{L}{k_p \cdot V_{DS}} \quad (3.73)$$

$$\geq \frac{10^2}{Z_R(\omega_0)} \cdot \frac{10^{-6}}{10^{-5} \cdot 10^{-1}} \quad (3.74)$$

$$\geq \frac{10^2}{Z_R(\omega_0)} \quad (3.75)$$

Ciò significa che Z_R deve essere piuttosto grande per compensare il numeratore, ricordando che in tale espressione W è espresso in metri, unità di misura non consona alla realizzazione di transistori. Come caso limite si può ipotizzare un valore minimo di Z_R nell'ordine di grandezza di 10^4 , che imporrebbe una larghezza del MOSFET superiore a circa 1 centimetro: valore elevato, ma non irrealizzabile.

Obiettivo: $Z_R > 10^4$



(a) Dipendenza di $Z_R(\omega_0)$ e $Z_R(\tilde{\omega}_0)$ da r_{ds} . Con la linea continua magenta è indicato $Z_R(\omega_0)$ e con la linea tratteggiata blu è indicata la soluzione negativa di $Z_R(\omega_0)$; con la linea tratto-punto ciano la soluzione positiva di $Z_R(\omega_0)$.

Figura 3.15: Variabilità di $Z_R(\omega_0(r_{ds}))$ e confronto con $Z_R(\tilde{\omega}_0)$

Con i valori predefiniti (tabella 3.3) si ottengono le figure 3.15 in funzione di r_{ds} . In esse si nota che il valore approssimato, dovuto a $\tilde{\omega}_0$, soddisferebbe pienamente la condizione appena imposta. Il problema è evidente dall'ingrandimento (figura 3.15(b)) che mostra valori molto modesti di Z_R , del tutto inadeguati: con essi, servirebbe un MOSFET lungo circa un metro.

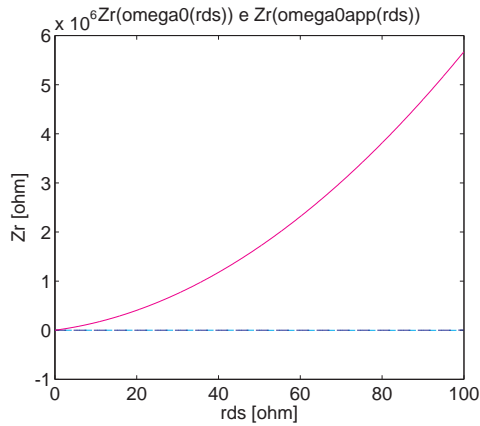
Variando i parametri, come fatto nelle pagine precedenti, si osserva con frequenza che i valori di $Z_R(\tilde{\omega}_0)$ sono spesso interessanti per la soluzione, mentre quelli realistici ottenuti con il vero valore di pulsazione sono lontani dalle

specifiche. Un altro elemento caratteristico delle Z_R è il loro carattere crescente, per cui i valori elevati che servirebbero ad ottenere un MOSFET “realizzabile” sono in corrispondenza di resistenze differenziali r_{ds} molto alte, nell’ordine delle decine o centinaia di ohm, al contrario di quanto parrebbe fattibile con l’approssimazione $\tilde{\omega}_0$.

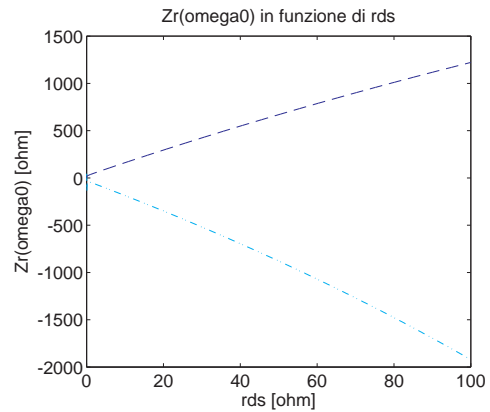
Nelle pagine seguenti si riporta un campionario di risultanze (coi relativi ingrandimenti, figure 3.16, 3.17), ottenute variando i parametri alla ricerca della miglior risposta di Z_R ai requisiti imposti. Da esse, si osserva che Z_R :

- aumenta diminuendo N ;
- aumenta diminuendo C_1 ;
- aumenta diminuendo C_{gs} ;
- aumenta aumentando L_1 (cioè L_m).

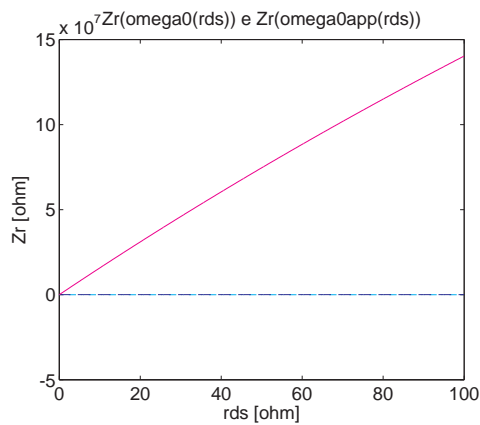
Visto che singolarmente nessuna grandezza riesce a soddisfare gli obiettivi, eccezion fatta per L_1 che già era stato investigato a inizio capitolo per adattamento della sua reattanza, si può provare a combinare l’effetto di più modifiche per osservare il comportamento all’innescò. In figura 3.18 sono presenti due combinazioni delle quattro grandezze sopra riportate, scelte nei valori più propensi ad aumentare l’entità di Z_R . Come si nota, nonostante incrementi anche vistosi delle grandezze, pur nell’ordine della realizzabilità per rimanere ancorati alla realtà degli oggetti fisicamente esistenti, per r_{ds} abbastanza grande si riscontrano valori nell’ordine di $10^3 \div 10^4$ che potrebbero permettere di ottenere l’oscillazione con un MOSFET fisicamente realizzabile, delle dimensioni di alcuni centimetri. Nonostante ciò, l’effetto di C_{gs} non può essere governato a piacere, infatti questo parametro è dipendente dalle dimensioni fisiche del MOSFET e anche dalla larghezza W che si sta stimando; per questo motivo, nonostante sia stato mantenuto il valore di partenza $C_{gs} = 35$ pF, non si può ignorare il fatto che questa quantità è destinata ad aumentare con le dimensioni del MOSFET in ragione di W , penalizzando Z_R , visto che difficilmente si tratterebbe di un transistor di piccole dimensioni.



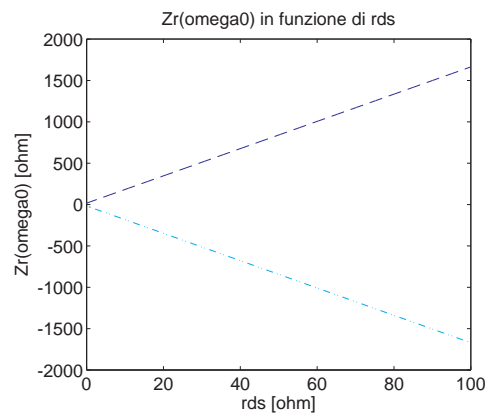
(a) Dipendenza di $Z_R(\omega_0)$ e $Z_R(\tilde{\omega}_0)$ da r_{ds} ($N = 20$). Con la linea continua magenta è indicato $Z_R(\tilde{\omega}_0)$



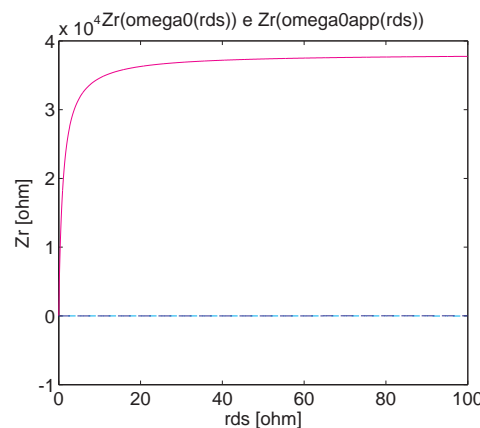
(b) Dipendenza di $Z_R(\omega_0)$ da r_{ds} ($N = 20$, ingrandimento). Con la linea tratteggiata blu è indicata la soluzione negativa di $Z_R(\omega_0)$; con la linea tratto-punto ciano la soluzione positiva di $Z_R(\omega_0)$



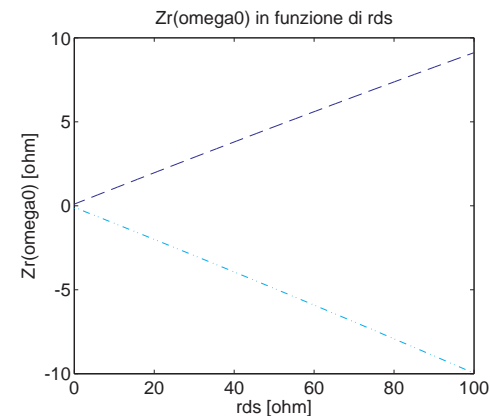
(c) Dipendenza di $Z_R(\omega_0)$ e $Z_R(\tilde{\omega}_0)$ da r_{ds} ($C_1 = 1$ pF)



(d) Dipendenza di $Z_R(\omega_0)$ da r_{ds} ($C_1 = 1$ pF), ingrandimento

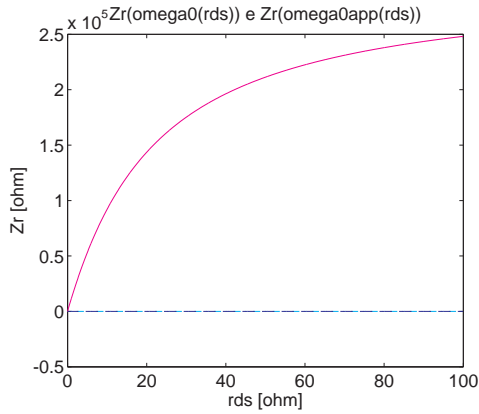


(e) Dipendenza di $Z_R(\omega_0)$ e $Z_R(\tilde{\omega}_0)$ da r_{ds} ($C_1 = 10$ μ F)

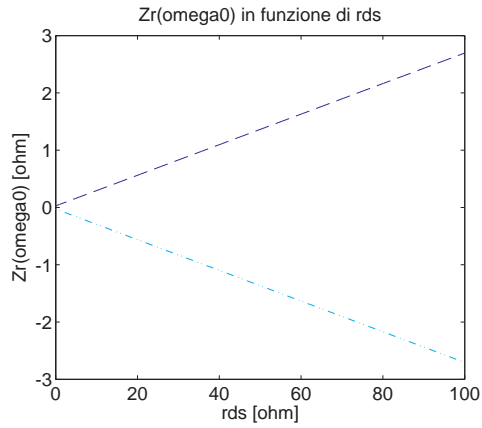


(f) Dipendenza di $Z_R(\omega_0)$ da r_{ds} ($C_1 = 10$ μ F), ingrandimento

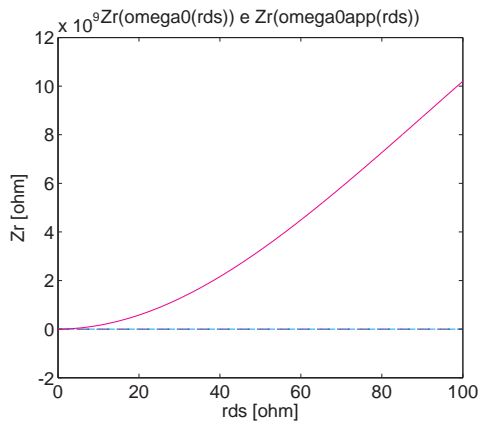
Figura 3.16: Variabilità di $Z_R(\omega_0(r_{ds}))$ e confronto con $Z_R(\tilde{\omega}_0)$



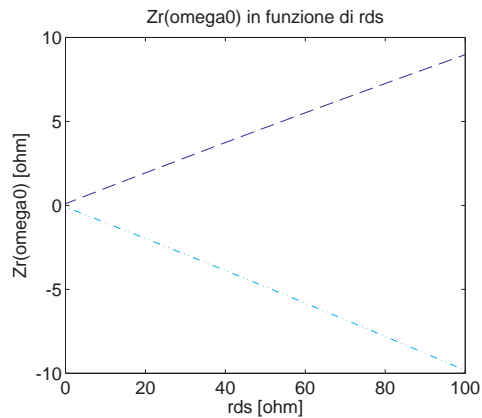
(a) Dipendenza di $Z_R(\omega_0)$ e $Z_R(\tilde{\omega}_0)$ da r_{ds} ($C_{gs} = 35$ nF). Con la linea continua magenta è indicato $Z_R(\tilde{\omega}_0)$



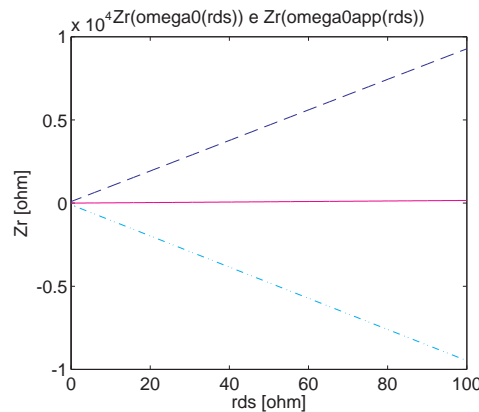
(b) Dipendenza di $Z_R(\omega_0)$ da r_{ds} ($C_{gs} = 35$ nF), ingrandimento. Con la linea tratteggiata blu è indicata la soluzione negativa di $Z_R(\omega_0)$; con la linea tratto-punto ciano la soluzione positiva di $Z_R(\omega_0)$.



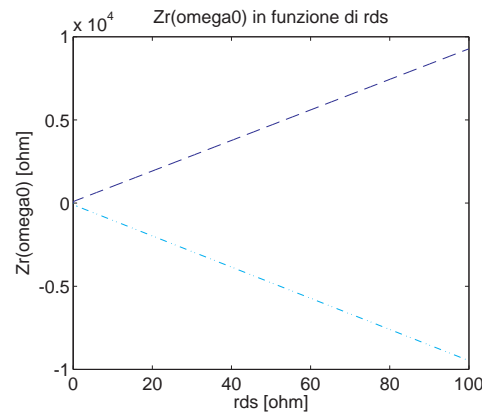
(c) Dipendenza di $Z_R(\omega_0)$ e $Z_R(\tilde{\omega}_0)$ da r_{ds} ($L_1 = 7,5$ nH)



(d) Dipendenza di $Z_R(\omega_0)$ da r_{ds} ($L_1 = 7,5$ nH), ingrandimento

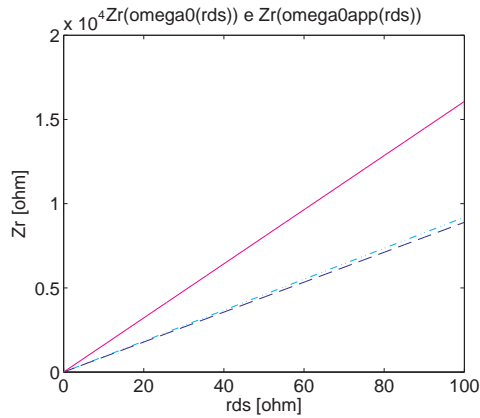


(e) Dipendenza di $Z_R(\omega_0)$ e $Z_R(\tilde{\omega}_0)$ da r_{ds} ($L_1 = 7,5$ mH)

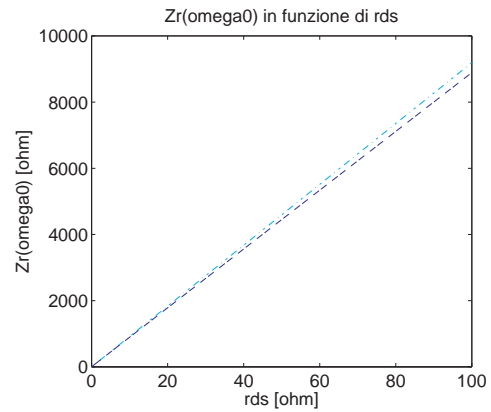


(f) Dipendenza di $Z_R(\omega_0)$ da r_{ds} ($L_1 = 7,5$ mH), ingrandimento

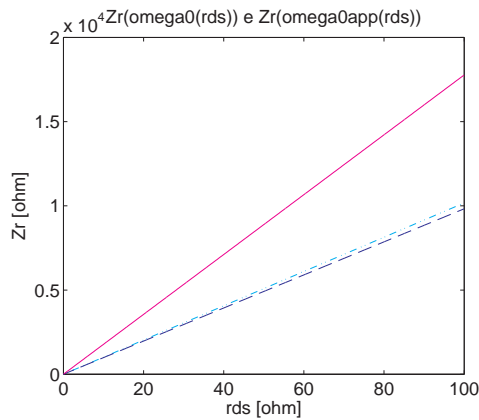
Figura 3.17: Variabilità di $Z_R(\omega_0(r_{ds}))$ e confronto con $Z_R(\tilde{\omega}_0)$



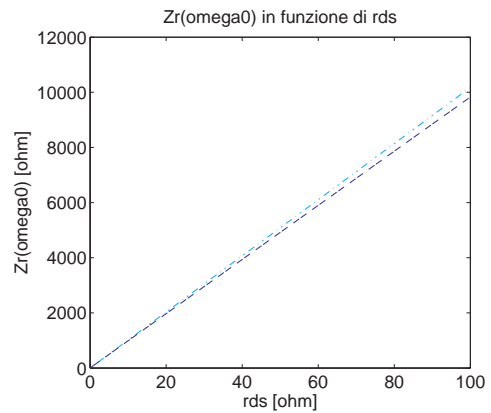
(a) Dipendenza di $Z_R(\omega_0)$ e $Z_R(\tilde{\omega}_0)$ da r_{ds} ($N = 10, C_1 = 1 \text{ pF}, L_1 = 7,5 \text{ mH}$). Con la linea continua magenta è indicato $Z_R(\tilde{\omega}_0)$



(b) Dipendenza di $Z_R(\omega_0)$ da r_{ds} ($N = 10, C_1 = 1 \text{ pF}, L_1 = 7,5 \text{ mH}$), ingrandimento. Con la linea tratteggiata blu è indicata la soluzione negativa di $Z_R(\omega_0)$; con la linea tratto-punto ciano la soluzione positiva di $Z_R(\omega_0)$



(c) Dipendenza di $Z_R(\omega_0)$ e $Z_R(\tilde{\omega}_0)$ da r_{ds} ($N = 10, C_1 = 1 \text{ pF}, C_2 = 330 \mu\text{F}, L_1 = 7,5 \text{ mH}$). Con la linea continua magenta è indicato $Z_R(\tilde{\omega}_0)$



(d) Dipendenza di $Z_R(\omega_0)$ da r_{ds} ($N = 10, C_1 = 1 \text{ pF}, C_2 = 330 \mu\text{F}, L_1 = 7,5 \text{ mH}$), ingrandimento. Con la linea tratteggiata blu è indicata la soluzione negativa di $Z_R(\omega_0)$; con la linea tratto-punto ciano la soluzione positiva di $Z_R(\omega_0)$

Figura 3.18: Variabilità di $Z_R(\omega_0(r_{ds}))$ e confronto con $Z_R(\tilde{\omega}_0)$

CAPITOLO 4

CONSIDERAZIONI CONCLUSIVE

Dopo le verifiche numeriche effettuate nel capitolo precedente, riepilogate in tabella 4.1, è possibile stilare un bilancio del lavoro svolto e trarre alcune conclusioni in merito all'obiettivo dell'avviamento di un oscillatore in maniera completamente autonoma.

La considerazione del condensatore d'ingresso C_{in} nel funzionamento a regime dell'oscillatore di Meissner introduce due contributi concorrenti:

1. una variazione dell'impedenza d'ingresso: determina il valore di R_{in} (che si decide di impostare al livello -basso- opportuno per adattamento con l'oscillatore) e rende indipendente dalla frequenza il valore della reattanza X_{in} ;
2. una variazione della pulsazione di risonanza del circuito ω_0 , che si scosta dal valore approssimato $\tilde{\omega}_0$ che considera solo le altre capacità e l'induttanza del primario del trasformatore (moltiplicata di N^2).

La determinazione corretta della pulsazione ω_0 è importante, perché il valore fissato della pulsazione determina le reattanze a regime e lo stesso valore di C_{in} che serve per avere adattamento, cioè il massimo trasferimento all'oscillatore della già scarsa energia recuperata dall'ambiente.

Elevate frequenze di lavoro. Si può osservare che la frequenza di lavoro è sempre piuttosto sostenuta, nell'ordine delle centinaia di megahertz e pure dei

Test	N [-]	C ₁ [F]	C ₂ [F]	C _{gs} [F]	L ₁ [H]	r _{ds} [Ω]	Figure
0						(2)	3.12(a), 3.13(a), 3.13(b), 3.15(a), 3.15(b)
1						0,2	3.13(d)
2						20	3.13(f)
3	20						3.12(b), 3.13(c), 3.16(a), 3.16(b)
4		10 ⁻¹²					3.14(a), 3.16(c), 3.16(d)
5		10 ⁻⁶					3.13(e), 3.14(b), 3.16(e), 3.16(f)
6				35 · 10 ⁻⁹			3.17(a), 3.17(b)
7					7,5 · 10 ⁻⁹		3.17(c), 3.17(d)
8					7,5 · 10 ⁻³		3.17(e), 3.17(f)
9	10	10 ⁻¹²			7,5 · 10 ⁻³		3.18(a), 3.18(b)
10	10	10 ⁻¹²	330 · 10 ⁻⁶		7,5 · 10 ⁻³		3.18(c), 3.18(d)

Tabella 4.1: Riepilogo delle verifiche numeriche effettuate

gigahertz qualora r_{ds} assumesse valori molto elevati. Questo è un grosso problema per un oscillatore della tipologia analizzata, di certo non progettato per lavorare a simili frequenze, anche per limiti intrinseci dei materiali e del transistor. Analizzando gli andamenti di ω_0 nelle figure 3.13 e 3.14, appare ben visibile che, pur variando i valori in alcuni parametri, non è possibile ridurre di molto la frequenza, che resta assestata su valori molto elevati anche quando r_{ds} vale pochi ohm, cioè un valore standard.

MOSFET: un problema tecnologico. Concentrando l'attenzione sul dimensionamento del MOSFET, è facile considerare l'impossibilità realizzativa di un MOSFET lungo alcuni metri, oppure una frazione del metro non consona all'elettronica microscopica; in particolare quando l'altra dimensione è fissata e lunga poco meno di due micrometri, cioè molto più sottile del diametro di un capello. Tuttavia, analizzando i risultati ottenuti, che al momento non sono positivi perché non lasciano spazio a grandi possibilità di innesco dell'oscillatore di Meissner sotto l'azione di una rectenna, è possibile sperare in qualche miglioramento del circuito. Si nota (figure 3.16, 3.17, 3.18) che valori molto interessanti di Z_R sono raggiungibili con r_{ds} elevate e pure con valori elevati di L_1 , che corrispondono nel caso dell'induttanza a valori di reattanza più alti: questo, infatti, coincide con quanto affermato nella sezione 3.1, nella quale si cercava di adattare la reattanza del primario del trasformatore: operazione impossibile perché avrebbe richiesto valori di induttanza troppo elevati e fisicamente molto difficilmente realizzabili. Un MOSFET poco conduttivo con r_{ds} elevata, tuttavia, potrebbe essere realizzato, anche se richiederebbe l'indagine del proprio comportamento durante l'oscillazione del circuito.

Dimensioni fisiche. Un'altra osservazione importante riguarda la dimensione fisica degli elementi. Compensare la grande resistenza della rectenna richiede componenti dai valori piuttosto elevati rispetto a quanto utilizzato nel caso di un sensore TEG (tabella 2.2), cioè rispetto ai valori standard utilizzati (tabella 3.3); quindi, anche la dimensione degli stessi sarà maggiore.

Il caso del trasformatore: grande o piccolo? Un'eccezione al problema delle dimensioni è rappresentata dal trasformatore; esso è più funzionale alla causa quando ha rapporto spire inferiore al valore $N = 100$ utilizzato di default, quindi occuperebbe meno spazio. Il problema, in tal caso, è il controllo più difficile del secondario e dell'uscita dell'oscillatore: infatti, meno spire significa meno tensione sul secondario e tensioni più basse il che, combinato con le basse tensioni in uscita dalla rectenna, renderebbe ostico il pilotaggio di uno stadio successivo.

Prospettive. In conclusione, i dati raccolti non sembrano favorevoli ad un uso dell'oscillatore di Meissner in combinazione con una rectenna e in assenza di batteria di supporto; simulazioni sono state condotte (con LTspice, vedi l'appendice B.2) ma con esiti poco probanti, qui tralasciati, per via delle differenze tra la natura del software e l'approccio matematico utilizzato in questo studio. Speranze potrebbero esserci da evoluzioni dello schema dell'oscillatore, come quella derivante dagli studi di NGUYEN e LEE [6] per riuscire a potenziare la retroazione positiva; oppure dall'utilizzo di semiconduttori con caratteristiche particolari, appositamente progettati. Investigando ulteriormente i problemi insiti nella natura del MOSFET potrebbero sorgere nuove possibilità per tentativi di successo, le quali in ogni caso dovrebbero fare i conti con le tolleranze e le imprecisioni delle tecnologie costruttive, che possono minare il funzionamento di un dispositivo anche quando il suo modello matematico è del tutto inattaccabile.

Appendici

APPENDICE A

TRASFORMATORE

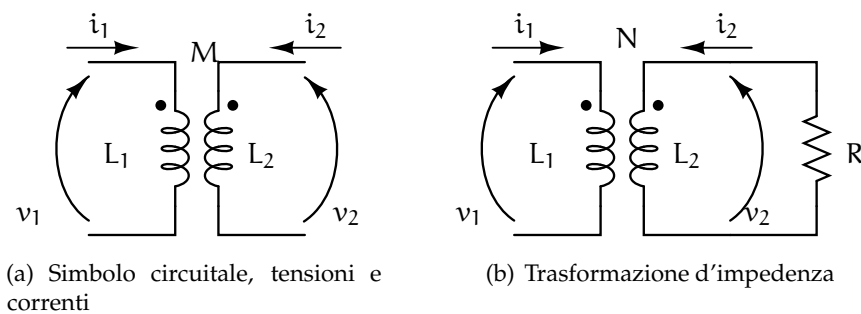


Figura A.1: Trasformatore

Il trasformatore è un dispositivo elettrico passivo, costituito da due induttanze accoppiate. Le induttanze dei due avvolgimenti sono legate tra loro dal *coefficiente di accoppiamento*.

$$k = \frac{|M|}{\sqrt{L_1 L_2}}, \quad 0 < k \leq 1 \quad (\text{A.1})$$

Il trasformatore ideale (figura A.1(a)) è una rappresentazione priva di perdite del trasformatore, non in grado di immagazzinare energia, per cui la relazione fondamentale è:

$$v_1 i_1 + v_2 i_2 = 0 \quad (\text{A.2})$$

Per il trasformatore ideale, a partire da N (*rapporto di trasformazione* oppure *rapporto spire* tra secondario e primario), è possibile definire le relazioni tra i parame-

tri elettrici al primario e al secondario, in accordo con la relazione fondamentale:

$$N = \frac{N_2}{N_1} = \frac{v_2}{v_1} = -\frac{i_1}{i_2} = \frac{\sqrt{L_2}}{\sqrt{L_1}} \quad (\text{A.3})$$

Trasformazione della resistenza di carico. Considerando la figura A.1(b), si vuole trovare la resistenza equivalente vista al primario, quindi la relazione caratteristica tra v_1 e i_1 . Prendendo i versi tipici del trasformatore, la corrente circola su R in modo tale che il resistore abbia tensione e corrente secondo la convenzione del generatore, per cui:

$$v_R = -R \cdot i_2 = v_2 \quad (\text{A.4})$$

Dalle relazioni del trasformatore è noto che $v_2 = v_1 \cdot N$ e $i_2 = -\frac{i_1}{N}$:

$$v_1 \cdot N = -R \cdot \left(-\frac{i_1}{N}\right) \Rightarrow v_1 = \frac{R}{N^2} \cdot i_1 \quad (\text{A.5})$$

In pratica, al primario è visibile una resistenza equivalente che è pari a una frazione $\frac{1}{N^2}$ della resistenza posta al secondario. Ciò significa, per la simmetria del trasformatore, che è possibile spostare elementi elettrici dai capi di un avvolgimento all'altro, utilizzando opportunamente il fattore N^2 .

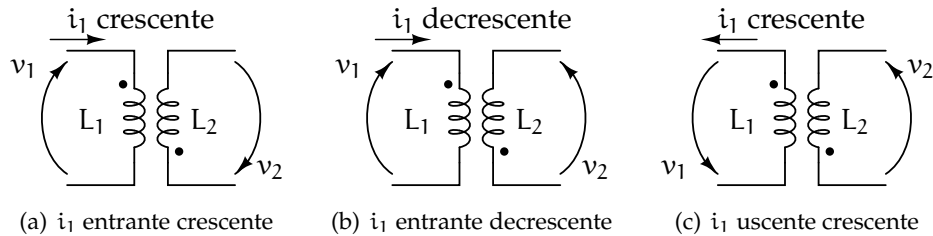


Figura A.2: Punto di riferimento nelle induttanze accoppiate

Funzionamento del punto grafico di riferimento. Il punto di riferimento non è un segno di polarizzazione (impossibile in un oggetto che per sua natura è un cortocircuito, quindi non può accumulare carica elettrica) ma un riferimento grafico per il verso delle tensioni indotte dalle mutue induttanze presenti. Se una corrente i_1 crescente incontra il punto mentre entra in L_1 (figura A.2(a)), allora su L_1 cade una tensione v_1 che punta verso il suo puntino (secondo la convenzione dell'utilizzatore), mentre su L_2 si induce una tensione $v_2 = M \frac{di_1}{dt}$ che è diretta verso il suo proprio punto di riferimento. Se, invece, la corrente i_1

fosse decrescente (figura [A.2\(b\)](#)), v_1 avrebbe lo stesso verso, mentre v_2 avrebbe verso opposto a causa del segno della derivata. Infine, se i_1 fosse crescente ma uscente dal punto di L_1 , allora sia v_1 sia v_2 hanno il polo a tensione più bassa sul puntino e puntano all'altro capo dell'induttanza (figura [A.2\(c\)](#)).

APPENDICE B

LISTATI MATLAB E LTSPICE

B.1 Script MATLAB

Per ottenere i risultati numerici è stato predisposto il seguente script di MATLAB, variato opportunamente nei parametri per ottenere le varianti (tabella 4.1) rispetto alle risultanze dei dati in tabella 3.3.

NOTA B.1.1. Per motivi di spazio, alcune formule sono state riportate in forma “spezzata” con alcuni ritorni a capo (ad esempio, le definizioni di $\omega_0(k)$ o dei vari Z_r). Come da notazione MATLAB, queste interruzioni sono segnalate con tre puntini (. . .) che forniscono contiguità alla formula.

```
1 %-----
2 % PARAMETRI CIRCUITALI
3 Rb = 316;           % resistenza del secondario del trasformatore
4 Lm = 7.5*10^-6;
5 N = 100;           % rapporto spire
6 C1 = 10^-9;
7 C2 = 330*10^(-12);
8
9 % PARAMETRI DELLA RECTENNA
10 Rrf = [1.16*10^3 3.43*10^3 4.58*10^3];
11
12 % PARAMETRI DEL MOSFET DEPLETION LEVEL1
13 kp = 86*10^-6;
14 L = 1.6*10^-6;
15 Cgs = 35*10^-12;
16 rds = [0.001:0.05:100];
```

```

17
18 %-----
19 % CALCOLO DI C e K
20 C = C1 + (Cgs*C2)/(Cgs+C2);
21 K = C2 / (C2*Cgs+C1*Cgs+C1*C2);
22
23 % CALCOLO DI rdsn (rds') E DI Lmn (Lm')
24 for j=1:length(rds),
25     rdsn(j) = rds(j) * N^2;           % rds'
26 end
27 Lmn = Lm * N^2;                       % Lm'
28
29 %-----
30 % CALCOLO DI omega APPROSSIMATO
31 omega0app = 1/sqrt(Lmn*C);
32 omegavar = [10^2:500:10^6];
33
34 %-----
35 % CALCOLO DI Rinn, Xinn, Cin
36 Rin = 1;                               % SPECIFICA DI PROGETTO
37 Rinn = Rin * N^2;
38 for j=1:3,
39     Cin(j) = sqrt(Rrf(j)-1)/(omega0app*Rrf(j));
40     Xin(j) = -sqrt(Rrf(j)-1)/Rrf(j);
41 end
42 Xinn = Xin * N^2;
43 for m=1:length(omegavar),
44     for j=1:3,
45         % Cinvar: vettore di Cin ottenuto variando omega
46         Cinvar(j,m) = sqrt(Rrf(j)-1)/(omegavar(m)*Rrf(j));
47         % Cinvec: riferimento per grafico, calcolato con omega0app
48         Cinvec(j,m) = Cin(j);
49     end
50 end
51
52 % STAMPA DI Cin E Xin RISPETTO A omega E Rrf
53 figure
54 loglog(omegavar,Cinvar(1,:), 'm',omegavar,Cinvec(1,:), '--m', ...
55         omegavar,Cinvar(2,:), 'b',omegavar,Cinvec(2,:), '--b', ...
56         omegavar,Cinvar(3,:), 'c',omegavar,Cinvec(3,:), '--c'), ...
57         axis([10^2 10^6 10^-8 10^-3])
58 title('Cin(omega)')
59 xlabel('omega')
60 ylabel('Cin_{[F]}')
61
62 %-----

```



```

63 % CALCOLO DI omega0 DIPENDENTE DA rds (USANDO SOLO Rrf=4,58k)
64 for k=1:length(rdsn),
65     omega0(k) = Rb*C*Xinn(3)-sqrt((Rb*C*Xinn(3))^2+...
66         4*C*Lmn*(rdsn(k)*Rinn*Rb)*(rdsn(k)*Rinn))/...
67         (-2*C*Lmn*(rdsn(k)+Rinn+Rb));
68     % omega0appvec: vettore di riferimento per grafico
69     omega0appvec(k) = omega0app;
70 end
71
72 figure
73 loglog(rds,omega0,'m',rds,omega0appvec,'--m')
74 title('omega0(rds)')
75 xlabel('rds_[ohm]')
76 ylabel('omega0_[rad/s]')
77
78 %-----
79 % CALCOLO DI omega0 DIPENDENTE DA N (USANDO SOLO Rrf=4,58k)
80 Nvar = [1:1:250]; % rapporto spire, variabile
81 % ridefinizione dei parametri, con N variabile (Nvar)
82 for k=1:length(Nvar),
83     Xinvar(k) = Xin(3) * Nvar(k)^2;
84     Lmnvar(k) = Lm * Nvar(k)^2;
85     Rinvar(k) = Rin * Nvar(k)^2;
86     rdsnvar(k) = 0.2 * Nvar(k)^2; % rds=2 (fissato)
87     omega0Nvar(k) = Rb*C*Xinvar(k)-...
88         sqrt((Rb*C*Xinvar(k))^2+4*C*Lmnvar(k)*(rdsnvar(k)*...
89         Rinvar(k)*Rb)*(rdsnvar(k)*Rinvar(k)))/...
90         (-2*C*Lmnvar(k)*(rdsnvar(k)+Rinvar(k)+Rb));
91     omega0appvecNvar(k) = omega0app; % riferimento per grafico
92 end
93
94 figure
95 semilogy(Nvar,omega0Nvar,'m',Nvar,omega0appvecNvar,'--m')
96 title('omega0(N)')
97 xlabel('N_[adimens.]')
98 ylabel('omega0_[rad/s]')
99
100 %-----
101 % CALCOLO DI Zr(omega0app) (USANDO SOLO Rrf=4,58k)
102 % Si confronta Zrapp (calcolo di Zr con omega0app) con i due possibili
103 % valori di Zr (Zrmeno e Zrpiu calcolati con omega0 corretto)
104 % per valutarne gli ordini di grandezza
105 for k=1:length(rdsn),
106     Zrapp(k) = K*rdsn(k)*(C*Rb*(Rinn+rdsn(k))+Lmn)/...
107         ((Rb+sqrt(C/Lmn)*Xinn(3)*Rb)^2+...
108         (1/C*Lmn)*(C*Rb*(Rinn+rdsn(k))+Lmn)^2);

```

```

109     Zrmeno(k) = K*rdsn(k)*C*Lmn/(C*Rb*(Rinn+rdsn(k))+Lmn+...
110             Xinn(3)*(Xinn(3)*Rb*C-sqrt((Rb*C*Xinn(3))^2+...
111             4*C*Lmn*(rdsn(k)*Rinn*Rb)*(rdsn(k)*Rinn)))/...
112             (2*(rdsn(k)+Rinn+Rb))-(2*C*Lmn*Xinn(3)*...
113             (rdsn(k)+Rinn+Rb))/(Xinn(3)*Rb*C-sqrt((Rb*C*Xinn(3))^2+...
114             4*C*Lmn*(rdsn(k)*Rinn*Rb)*(rdsn(k)*Rinn)));
115     Zrpiu(k) = K*rdsn(k)*C*Lmn/(C*Rb*(Rinn+rdsn(k))+Lmn+...
116             Xinn(3)*(Xinn(3)*Rb*C+sqrt((Rb*C*Xinn(3))^2+...
117             4*C*Lmn*(rdsn(k)*Rinn*Rb)*(rdsn(k)*Rinn)))/...
118             (2*(rdsn(k)+Rinn+Rb))-(2*C*Lmn*Xinn(3)*...
119             (rdsn(k)+Rinn+Rb))/(Xinn(3)*Rb*C+sqrt((Rb*C*Xinn(3))^2+...
120             4*C*Lmn*(rdsn(k)*Rinn*Rb)*(rdsn(k)*Rinn)));
121     end
122
123     figure
124     plot(rds,Zrpiu,'-.c',rds,Zrmeno,'--b',rds,Zrapp,'m')
125     title('Zr(omega0(rds))_e_Zr(omega0app(rds))')
126     xlabel('rds_[ohm]')
127     ylabel('Zr_[ohm]')
128
129     figure
130     plot(rds,Zrpiu,'-.c',rds,Zrmeno,'--b')
131     title('Zr(omega0)_in_funzione_di_rds')
132     xlabel('rds_[ohm]')
133     ylabel('Zr(omega0)_[ohm]')
134     %-----
    
```

B.2 Netlist LTspice

Per simulare il comportamento dell'oscillatore è stata realizzata una schematizzazione del circuito secondo il linguaggio SPICE. Il punto più critico della simulazione è l'elemento attivo, cioè il MOSFET. Le case costruttrici mettono a disposizione modelli per i MOSFET, anche per quelli a svuotamento; tuttavia, per semplificare il problema, poiché il MOSFET *depletion* ha solo la soglia spostata negativamente rispetto a un modello ad arricchimento, si è preferito impostare un transistor personalizzato utilizzando una parametrizzazione al primo livello. Il modello *level 1* ha alcune caratteristiche [15] che lo rendono più realistico rispetto a livelli inferiori, perché considera in esso l'effetto body, la conduttanza di uscita (g_{ds}^{sat}), la capacità di canale ($C_{OX} = \frac{\epsilon_{OX}}{l_{OX}}$) e le capacità parassite tra gate e source e tra gate e drain (C_{gs} , C_{gd}), oltre alle altre capacità dovute alle giunzioni col bulk.

Grandezza	Corrispondenza in SPICE	Dimensione fisica
k_p (oppure β')	kp	A/V ²
V_T	VTO	V
W	W	m
L	W	m
C_{gs0}	CGSO	F/m

Tabella B.1: Corrispondenza tra grandezze fisiche e parametri SPICE [15]

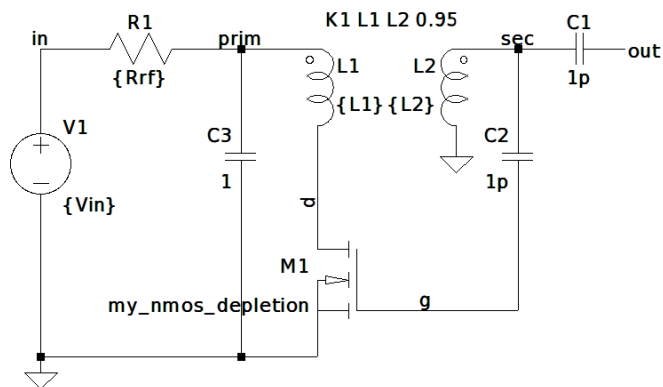
Per il MOSFET parametrizzato al livello 1, utilizzando le corrispondenze tra le grandezze in tabella B.1, ipotizzando di utilizzare i valori calcolati nei capitoli precedenti, si scrive:

```
.MODEL my_nmos_depletion NMOS(LEVEL=1
+KP=86u VTO=-2 W=20 L=1.6u CGSO=22.9p)
```

Tale MOSFET avrebbe soglia $V_T = -2$ V e sarebbe lungo 20 metri.

La netlist di SPICE, secondo la figura B.1, è trascritta di seguito.

```
1 V1 in 0 {Vin}
2 R1 prim in {Rrf}
3 C1 out sec lp
4 C2 g sec lp
5 C3 0 prim 1 * Cin
6 L1 d prim {L1}
7 L2 0 sec {L2} Rser=316
8 K1 L1 L2 0.95 * coefficiente di accoppiamento tra L1 e L2
9 M1 d g 0 0 my_nmos_depletion * MOSFET depletion
10
11 * DEFINIZIONE GRANDEZZE PARAMETRICHE
12 .param L1=7.5m N=10 L2=L1*N*N
13
14 * VARIAZIONE PARAMETRI PER SIMULAZIONI MULTIPLE
15 .step param Rrf list 1.16k 3.43k 4.58k * parametri rectenna
16 .step param Vin list 0.118 0.405 0.508 * parametri rectenna
17
18 * DEFINIZIONE DEL MOSFET LEVEL 1
19 .MODEL my_nmos_depletion NMOS(LEVEL=1 KP=86u VTO=-2 W=20 L=1.6u CGSO=22.9p)
20
21 * SIMULAZIONE TRANSITORIO (300 SECONDI CON AVVIO V1 DA ZERO)
22 .tran 0 300 0 startup
23
24 .end
```



```
.MODEL my_nmos_depletion NMOS(LEVEL=1 KP=86u VTO=-2 W=20 L=1.6u CGSO=22.9p)
.step param Rrf list 1.16k 3.43k 4.58k
.step param Vin list 0.118 0.405 0.508
.param L1=7.5m N=10 L2=L1*N*N
.tran 0 300 0 startup
```

Figura B.1: Schema LTspice per la simulazione dell'oscillatore di Meissner

SOFTWARE UTILIZZATO

Per la realizzazione di questo elaborato sono stati utilizzati i seguenti supporti informatici.

Simulazione. Per la simulazione dei circuiti elettronici è stato usato il software gratuito LTspice IV (versione 4.15o) della Linear Technology Corporation.

Calcolo numerico. Per il calcolo numerico sono stati usati:

- l'ambiente MATLAB®(versione R2012a) e il corrispettivo ambiente per Linux, FreeMat;
- il programma di calcolo simbolico Derive™(versione 6.00) della Texas Instruments;
- il programma per fogli elettronici Calc della suite LibreOffice (versione 3).

Impaginazione e grafica. Per l'impaginazione dell'elaborato è stato usato software libero in ambiente Ubuntu Linux (versione 12.04):

- l'editor Kile per la scrittura dell'elaborato in \LaTeX ;
- i programmi XCircuit, Xfig e Dia per la realizzazione grafica degli schemi elettrici e delle figure.

RIFERIMENTI BIBLIOGRAFICI

Articoli e studi accademici

- [1] R.J.M. VULLERS et al. "Micropower energy harvesting". In: *Solid-State Electronics* 53 (2009), pp. 684–693 (cit. alle pp. [3](#), [5](#), [6](#), [9](#)).
- [2] A. COSTANZO et al. "RF/baseband co-design of switching receivers for multiband microwave energy harvesting". In: *Journal of Sensors and Actuators A.179* (2012), pp. 158–168 (cit. alle pp. [7](#), [10](#), [11](#)).
- [3] J.A.G. AKKERMANS e M.C. van BEURDEN. "Analytical Models for Low-Power Rectenna Design". In: *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters* 4 (2005) (cit. a p. [12](#)).
- [4] VITTORIO RIZZOLI et al. "CAD of Multi-resonator rectenna for micro-power generation". In: *Proceedings of the 4th European Microwave Integrated Circuits Conference*. Set. 2009, pp. 331–334 (cit. a p. [12](#)).
- [5] PAOLO ALBERTI. "Circuiti per la conversione di micro potenze da gradienti termici ambientali". Tesi di laurea triennale. Università di Bologna, Seconda Facoltà di Ingegneria - Ingegneria elettronica e telecomunicazioni, mar. 2012 (cit. alle pp. [16](#), [17](#), [27](#), [29](#), [31–35](#), [38](#), [44](#), [47](#)).
- [6] TAI NGHIA NGUYEN e JONG-WOOK LEE. "Ultralow-power Ku-Band dual-feedback Armstrong VCO with a wide tuning range". In: *IEEE Transaction on circuits and systems* 59.7 (lug. 2012), pp. 394–398 (cit. alle pp. [22](#), [57](#)).

Libri, manuali, dispense e documentazione di supporto

- [7] DIEGO MASOTTI. *Antennas and circuits for RF energy harvesting*. Seminario. Università di Bologna, Seconda Facoltà di Ingegneria (cit. alle pp. 2, 12).
- [8] REGAN ZANE. *Efficient low power energy harvesting for miniature wireless devices*. Colorado Power Electronics Center, Department of Electrical, Computer and Energy Engineering. University of Colorado at Boulder. CMOS Emerging Technologies, set. 2009. URL: <http://ecee.colorado.edu/~zane> (cit. a p. 5).
- [9] ANDREI GREBENNIKOV. *RF and Microwave Transistor Oscillator Design*. Wiley, 2007 (cit. a p. 13).
- [10] ADEL S. SEDRA e KENNETH C. SMITH. *Microelectronic circuits*. 5a edizione. Oxford University Press, 2004 (cit. alle pp. 14, 20).
- [11] SERGIO CALLEGARI. *Elettronica per l'Elaborazione Analogica del Segnale*. Materiale del corso. Università di Bologna, Seconda Facoltà di Ingegneria. 2009 (cit. a p. 15).
- [12] JACOB MILLMAN e ARVIN GRABEL. *Microelettronica*. Serie di elettronica. McGraw-Hill, ott. 1994 (cit. a p. 16).
- [13] JIMMIE J. CATHEY. *Theory and Problems of Electronic Devices and Circuits*. 2a edizione. Schaum's Outlines. McGraw-Hill, 2002 (cit. alle pp. 19, 21).
- [14] DAVID ESSENI. *Fondamenti di circuiti digitali integrati CMOS*. SGEEditoriali Padova, 2006 (cit. a p. 44).
- [15] DAVID ESSENI. *Parametri Tecnologici per i Transistori MOSFET per Analisi con SPICE*. Università degli Studi di Udine. Dipartimento di Ingegneria Elettrica, Gestionale e Meccanica. URL: <http://www.diegm.uniud.it/essen/pspice.html> (cit. alle pp. 68, 69).
- [16] GIUSEPPE BIONDO e ENRICO SACCHI. *Manuale di Elettronica e Telecomunicazioni*. 5a edizione. Hoepli, 2005.
- [17] MUHAMMAD H. RASHID. *Power electronics handbook*. Academic Press, 2001.

Siti web consultati

- [18] *Armstrong oscillator*. URL: http://en.wikipedia.org/wiki/Armstrong_oscillator (visitato il 17/01/2013).
- [19] *Barkhausen stability criterion*. URL: http://en.wikipedia.org/wiki/Barkhausen_stability_criterion (visitato il 16/01/2013) (cit. a p. 14).

- [20] *Energy harvesting. Dai dispositivi a basso consumo fino a quelli a zero consumo, TI è il motore su cui si basano le odierne applicazioni di energy harvesting.*
URL: <http://www.ti.com/ww/it/apps/energy-harvesting/index.shtml>
(visitato il 19/01/2013) (cit. a p. 7).
- [21] *Infineon Technologies AG.* URL: www.infineon.com (visitato il 14/08/2012).
- [22] *ON Semiconductor.* URL: www.onsemi.com (visitato il 14/08/2012).

RINGRAZIAMENTI

«È invalsa l'abitudine di dedicare la tesi a genitori, nonni, zii, amici o amiche, fidanzati o fidanzate, persone incontrate per strada... A me non pare una buona idea per quella che è comunque una prova d'esame.»

[Michele Cortelazzo, *Suggerimenti redazionali per le tesi di laurea*.

URL: http://www.maldura.unipd.it/romanistica/cortelazzo/redazione_tesi.html, visitato il 18/01/2013]

«È di cattivo gusto ringraziare il relatore. Se vi ha aiutato ha fatto solo il suo dovere.»

[Umberto Eco, *Come si fa una tesi di laurea*, Bompiani, 1977]