

ALMA MATER STUDIORUM - UNIVERSITÀ DI
BOLOGNA SEDE DI CESENA
SECONDA FACOLTÀ DI INGEGNERIA
CORSO DI LAUREA IN ELETTRONICA, INFORMATICA
E TELECOMUNICAZIONI

Studio ed ottimizzazione di caricabatterie in configurazione flyback

Tesi di Laurea in
Elettronica industriale

Relatore

Prof. Rudi Paolo Paganelli

Correlatore

Ing. Davide Gennaretti

Presentata da

Eric Paoloni

Sessione II
Anno Accademico 2011/2012

Parole chiave

- Flyback
- Convertitori DC/DC
- Caricabatterie
- Trasformatore
- Efficienza

Indice

Introduzione	7
1 Specifiche caricabatterie	8
1.1 Metodo di carica ottimo	8
1.2 Caratteristica di uscita	9
1.3 Dati di progetto	10
2 Analisi topologia Flyback	12
2.1 Studio flyback	12
2.2 Funzionamento continuo e discontinuo	12
2.2.1 Funzionamento continuo	13
2.2.2 Funzionamento discontinuo	14
2.2.3 Boundary condition	15
2.2.4 Curve a D costante	15
2.3 Curve a I_{2p} costante	16
2.3.1 I_{2p} nel caso continuo	16
2.3.2 I_{2p} nel caso discontinuo	17
2.4 Curve a I_{2b} costante	18
2.4.1 I_{2b} nel caso continuo	18
2.4.2 I_{2b} nel caso discontinuo	19
2.5 Curve a ΔI_2 costante	20
2.5.1 ΔI_2 nel caso continuo	20
2.5.2 ΔI_2 nel caso discontinuo	20
2.6 Conclusioni	20
3 Perdite dei componenti non magnetici	22
3.1 Ottimizzazione delle variabili libere	22
3.2 Calcolo delle correnti rms	24
3.3 Perdite di conduzione	25
3.3.1 Perdite conduzione diodo	25
3.3.2 Perdite conduzione MOSFET	25

3.4	Perdite di commutazione	27
3.4.1	Perdite commutazione diodo	27
3.4.2	Perdite commutazione MOSFET	27
3.5	Perdite nello snubber di primario	30
4	Dimensionamento trasformatore	32
4.1	Parametri del trasformatore e delle ferriti	32
4.2	Calcolo del trasformatore	33
4.2.1	Calcolo spire avvolgimenti	33
4.2.2	Calcolo sezione dei conduttori	34
4.2.3	Calcolo del gap	35
5	Perdite nel trasformatore	36
5.1	Perdite nel nucleo ferromagnetico	36
5.2	Perdite negli avvolgimenti	38
5.2.1	Effetto pelle	39
5.2.2	Effetto prossimit�	43
5.3	Perdite nel nucleo e negli avvolgimenti	47
6	Trasformatore e perdite totali	49
6.1	Ferriti a confronto	51
7	Ottimizzazione caricabatterie	59
7.1	Diodo	59
7.2	Trasformatore ottimo	59
7.3	Analisi numerica delle configurazioni in prova	62
8	Misure	65
8.1	Setup misura	65
8.2	Analisi termica	70
8.2.1	Configurazione originale	70
8.2.2	Configurazione con diodo Schottky	71
8.2.3	Configurazione con diodo Schottky e trasformatore cal- colato	72
8.2.4	Analisi dei risultati	73
	Conclusioni	74

Introduzione

L'obiettivo di questa tesi è l'ottimizzazione dei componenti di potenza per massimizzare l'efficienza dei caricabatterie. Per ottenere il rendimento massimo possibile si parte da un'analisi della topologia del convertitore flyback, per individuare i parametri vincolati e quelli liberi sui quali intervenire. Sin dalle prime fasi è utile individuare il punto critico, cioè la condizione peggiore che si deve prendere in considerazione per il dimensionamento del circuito (ad esempio gli switch vengono dimensionati nel punto di massima corrente in conduzione e nel punto di massima tensione in interdizione). Ottenute le informazioni necessarie sulle possibili condizioni operative del circuito, si introdurranno le specifiche del caricabatterie: in particolare quelle del prodotto commercializzato da ottimizzare. Con le informazioni raccolte si può passare al dimensionamento del trasformatore, che gioca un ruolo fondamentale nell'efficienza del circuito, ed alla caratterizzazione delle sue non idealità. Considerando le ulteriori perdite e graficando la totalità di esse, sarà possibile individuarne il minimo, cioè la combinazione dei parametri liberi che minimizzano le perdite e massimizzano il rendimento. Il numero elevato di parametri progettuali apparentemente liberi rende complesso un approccio puramente analitico; questo studio invece identifica come libere solo una coppia di variabili indipendenti, ed in loro funzione calcola tutte le perdite, per determinarne poi (per via numerica grafica) il punto di minimo.

Capitolo 1

Specifiche caricabatterie

1.1 Metodo di carica ottimo

Il processo di carica ottimo per una batteria al piombo può essere suddiviso in diverse fasi:

1. **Controllo solfatazione:** in questa prima fase il caricabatterie controlla se la batteria è solfatata, intervenendo con una fase di desolfatazione se richiesto;
2. **Soft start:** questa fase è necessaria quando la batteria è molto scarica. In questo passaggio viene caricata a corrente costante con un valore inferiore a quello utilizzato nella fase di riempimento, per non danneggiarla. Raggiunta una determinata soglia di tensione, il caricabatterie passa nella fase di riempimento;
3. **Riempimento:** in questa fase la batteria viene caricata a corrente costante e la tensione ai suoi capi cresce gradualmente. Questa fase ripristina circa l'80% della carica. Per non danneggiare la batteria occorre che la temperatura non superi quella indicata dal costruttore. Questa fase termina quando la batteria raggiunge una data tensione dell'ordine dei $2,4 \approx 2,5V$ per elemento;
4. **Assorbimento:** in questa fase la batteria viene caricata a tensione costante e la corrente assorbita decresce gradualmente. Questa fase impiega circa il 20% del tempo di carica. La carica si considera completa quando la corrente scende sotto il 2% della capacità della batteria.
5. **Equalizzazione** (fase opzionale): in questa fase si esegue la sovraccarica per bilanciare la tensione e la gravità specifica di ogni cella. La

leggera formazione di gas, che fa "sobbollire" l'elettrolita, permette di bilanciare la concentrazione di elettrolita (il quale tende a concentrarsi maggiormente sul fondo della cella) e rimuove i cristalli di solfato che si formano sulle piastre. La frequenza con la quale eseguire tale fase varia in base al costruttore e va da una volta al mese ad una volta all'anno.

6. **Tampone (Floating)**: consiste in una carica a tensione costante che può essere mantenuta indefinitamente per prevenire la naturale auto-scarica della batteria. In questa fase la corrente è circa l'1% o meno della capacità.
7. **Mantenimento**: quando la carica della batteria è ultimata il carica-batterie si scollega finché la tensione non scende sotto una determinata soglia, dopodiché riparte a caricare la batteria.

Le fasi di mantenimento o tampone vengono impiegate a seconda delle applicazioni per le quali la batteria viene utilizzata. Alcuni moderni carica-batterie le utilizzano entrambe, terminata la carica funzionano in tampone per qualche giorno, dopodiché passano in funzionamento da mantentore.

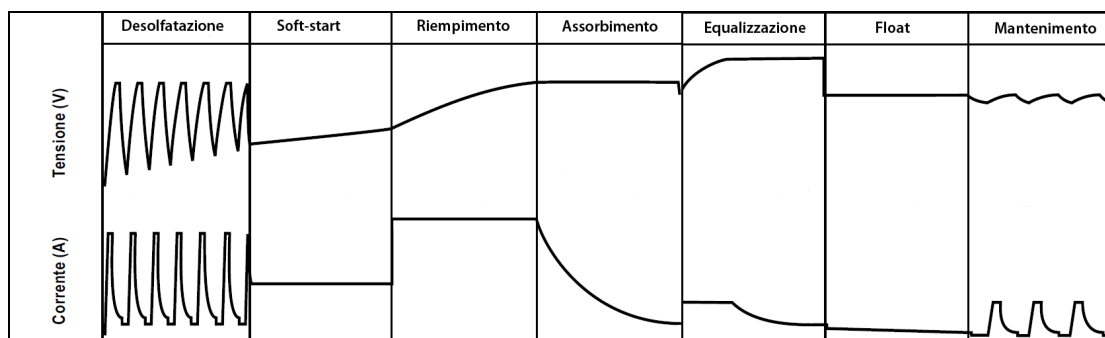


Figura 1.1: Curva di carica

1.2 Caratteristica di uscita

Dalla descrizione delle fasi è possibile determinare una curva spezzata (sul piano V_{out}/I_{out}), detta *caratteristica di uscita* con tutti i punti di lavoro utili per il caricabatterie. Escluso il funzionamento da mantentore (tensioni e correnti minori di quelle di assorbimento), tutti i tratti della caratteristica si caratterizzano per estremizzare un parametro elettrico. Sono quindi necessari al progetto del caricabatterie. In particolare si è presa in esame la caratteristica di un caricabatterie da 7A. A basse tensioni, per un range che

va circa da 2 a 10,5V, il caricabatterie deve erogare una corrente costante di 4A, per non rovinare la batteria. Quando la batteria raggiunge 10,5V, la corrente erogata passa da 4A a 7A, finché la tensione raggiunge 14.2V. A questo valore il controllo del flyback mantiene costante la tensione finché la corrente cala da 7A al valore di auto scarica della batteria (non nota a priori in quanto dipende da numerosi parametri); raggiunto questo valore la batteria è considerata carica. Il caricabatterie può spegnersi o abbassare la tensione a circa 13,6V (funzionamento da mantenitore). Il funzionamento in floating è utile per mantenere carica la batteria ed averne una disponibilità immediata, ma se non viene fatto un uso frequente della stessa si rischia di rovinarla. Il caricabatterie considerato presenta anche la funzione di equalizzazione che si ottiene alzando la tensione fino a circa 16V e fornendo una bassa corrente (max 2A).

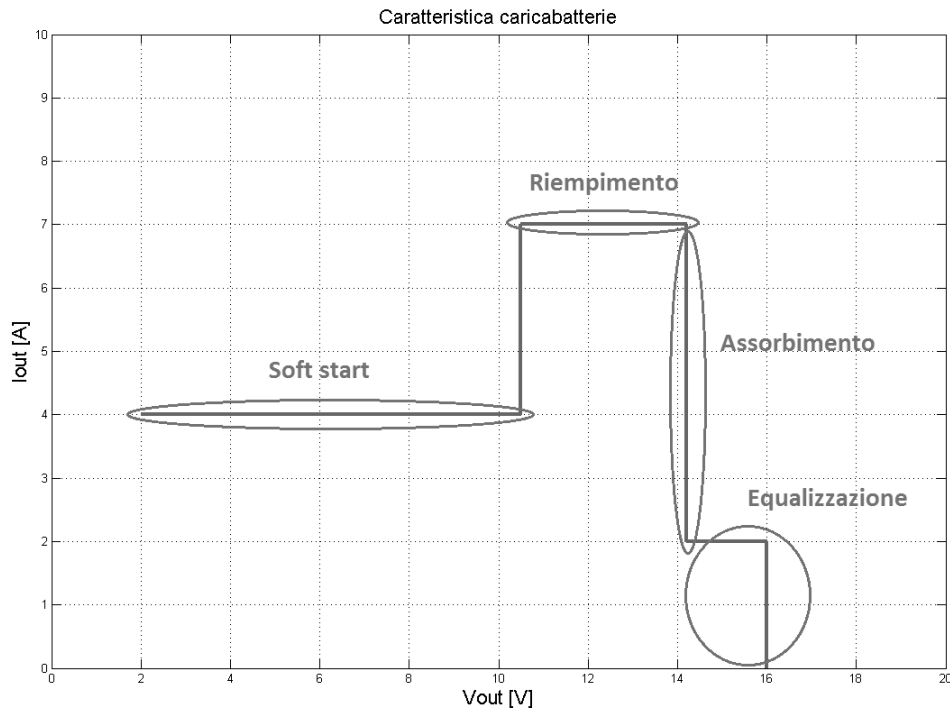


Figura 1.2: Caratteristica $V_{out}I_{out}$ caricabatterie

1.3 Dati di progetto

In fase di progetto intervengono molteplici parametri che influenzano le prestazioni del circuito: in primo luogo occorre determinare quali siano soggetti

a vincoli e quali liberi. Nel caso analizzato (caricabatterie) si considerano *dati di progetto* i seguenti:

- V_{in} minima e massima (tensione di ingresso al circuito);
- F_s frequenza di switching degli interruttori;
- relazione V_{out}/I_{out} o caratteristica di uscita.

Tutti questi parametri sono vincolati; altri parametri quali ad esempio il power factor (PF) e l'ondulazione delle grandezze di uscita (ripple) non verranno analizzati in questa tesi in quanto connessi a blocchi circuitali non discussi, come il ponte raddrizzatore ed i filtri di ingresso e uscita.

Capitolo 2

Analisi topologia Flyback

2.1 Studio flyback

Per analizzare il flyback e visualizzare l'andamento delle grandezze elettriche in gioco si determinano alcune curve di interesse che si graficano sulla caratteristica di uscita. Le curve di interesse sono quelle a:

- Duty-cycle (D) costante;
- I_{2p} costante (corrente di picco di secondario)
- I_{2b} costante (corrente di base di secondario fig. 2.7)
- ΔI_2 costante

Sotto l'azione di ulteriori ipotesi (riportate lungo la trattazione), tutte queste relazioni risultano funzione dei *dati di progetto* e della coppia parametri liberi seguente:

- $n = N_1/N_2$: rapporto spire
- L_m : induttanza di magnetizzazione di primario

2.2 Funzionamento continuo e discontinuo

In questo primo paragrafo si analizza il funzionamento del flyback facendo riferimento allo schema di fig. 2.1, in particolare i due modi di funzionamento della topologia presa in esame: continuo (CCM) e discontinuo (DCM).

Nel caso continuo la corrente nell'induttanza di magnetizzazione non si annulla mai, mentre nel caso discontinuo si annulla per un intervallo di tempo

non trascurabile all'interno del periodo: questo comporta notevoli differenze nel dimensionamento dei componenti quali il trasformatore e gli switch. L'analisi del modo di funzionamento del flyback viene effettuata utilizzando come variabili indipendenti tensione e corrente di uscita, il cui andamento è "vincolato" al rispetto delle specifiche di funzionamento da caricabatterie. In particolare è possibile individuare i punti critici di funzionamento di un generico caricabatterie ed individuare così il caso peggiore sul quale dimensionare i componenti. In questa prima analisi verrà utilizzata l'ipotesi di $\eta = 1$, ovvero tutti i componenti sono ipotizzati ideali e non dissipativi.

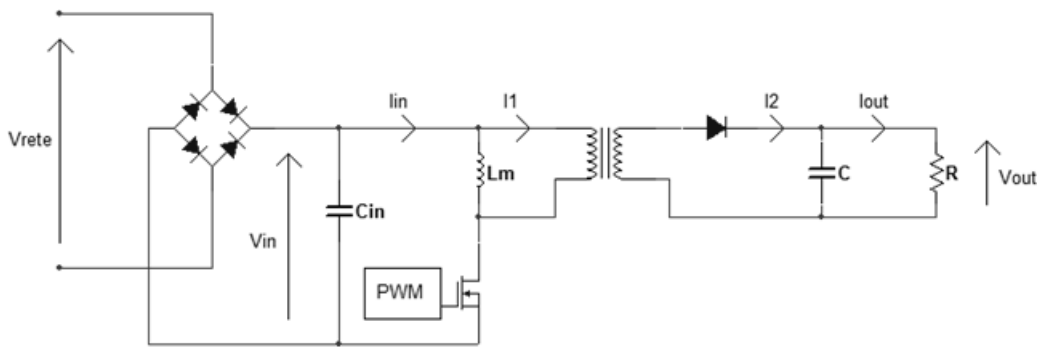


Figura 2.1: Schema flyback

2.2.1 Funzionamento continuo

In funzionamento continuo è facile ricavare la relazione che lega la tensione di uscita a quella di ingresso. Per fare ciò procediamo con l'analisi del circuito, prima con il MOS acceso e poi con il MOS spento. Con il MOS acceso

$$(\Delta i_{Lm})_{\text{acceso}} = \frac{V_{in}DT}{L_m}$$

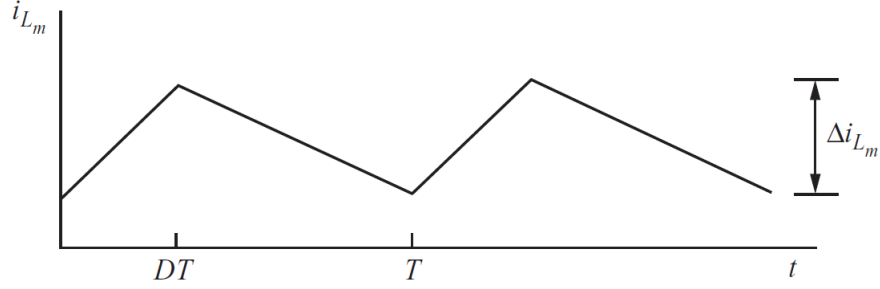
nel caso in cui il MOS è spento

$$(\Delta i_{Lm})_{\text{spento}} = \frac{-V_{out}(1-D)T}{L_m}(n)$$

Essendo a regime valido $(\Delta i_{Lm})_{\text{acceso}} + (\Delta i_{Lm})_{\text{spento}} = 0$ si ottiene

$$V_{out} = \frac{V_{in}}{n} \frac{D}{1-D} \quad (2.1)$$

Questa relazione che lega la tensione di uscita a quella di ingresso, al rapporto spire ed al rapporto $\frac{D}{1-D}$, in modo indipendente dalle correnti, è

Figura 2.2: Corrente su L_m

caratteristica del CCM. Da questa è possibile (per il solo CCM) ricavare i valori di D e $(1-D)$ in funzione di V_{in}, V_{out}, n .

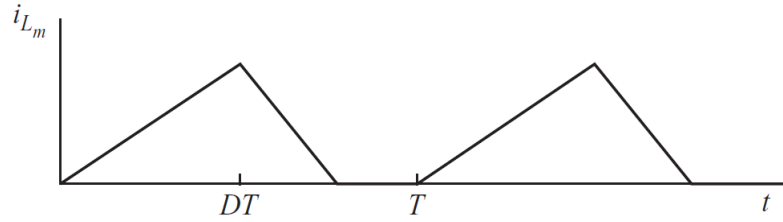
$$D = \frac{nV_{out}}{V_{in} + nV_{out}} \quad (2.2)$$

$$1 - D = \frac{V_{in}}{V_{in} + nV_{out}} \quad (2.3)$$

Tali relazioni vengono utilizzate nel seguito.

2.2.2 Funzionamento discontinuo

In funzionamento discontinuo, è presente un intervallo di tempo nel quale la corrente che scorre nell'induttanza di magnetizzazione è nulla.

Figura 2.3: I_{L_m} nel caso discontinuo

Si determina la potenza di ingresso moltiplicando l'energia di magnetizzazione di L_m per la frequenza di commutazione ¹.

$$P_{in} = F_s E_{in} = F_s \frac{1}{2} L_m I_{1p}^2 = F_s \frac{1}{2} L_m \frac{(V_{in} T_{on})^2}{L_m^2} = \frac{(V_{in} D)^2}{2 L_m F_s}$$

¹L'uguaglianza $I_{1p} = \frac{V_{in} T_{on}}{L_1}$ è sempre valida: per il caso continuo, per quello discontinuo e, dunque, anche nella condizione di boundary.

Utilizzando l'ipotesi di rendimento unitario e quindi di uguaglianza fra potenza entrante ed uscente, si ottiene la 2.4 valida per il funzionamento discontinuo in cui la tensione non è legata al duty in modo indipendente dalla corrente.

$$P_{out} = V_{out}I_{out} = \frac{(V_{in}D)^2}{2L_mF_s} \quad (2.4)$$

2.2.3 Boundary condition

Si definisce condizione di confine fra CCM e DCM (boundary condition), la condizione limite tra i due modi di lavoro del flyback. Dalla relazione 2.4 (valida per la condizione di boundary e per il solo caso discontinuo) si ottiene

$$I_{out} = \frac{(V_{in}D)^2}{2L_mF_sV_{out}}$$

che messa a sistema con 2.1 (valida per la condizione di boundary e per il solo caso continuo) permette di giungere a

$$I_{out} = \frac{V_{in}D(1-D)}{2L_mF_s}n \quad (2.5)$$

Sostituendo D dalla 2.2 si può ricavare la curva limite tra il funzionamento CCM e DCM nel piano V_{out}/I_{out} (indipendente da D)

$$I_{out} = \frac{V_{in}^2V_{out}n^2}{2L_mF_s(V_{in} + nV_{out})^2} \quad (2.6)$$

2.2.4 Curve a D costante

È utile a questo punto graficare i risultati ottenuti per avere una più rapida visualizzazione degli stessi.

Si è scelto di graficare sul piano $V_{out}I_{out}$, per avere un rapido riscontro con la caratteristica del caricabatteria, rappresentata in colore rosso. È possibile notare facilmente in quali tratti della caratteristica il caricabatterie lavorerà in funzionamento continuo e quali in discontinuo. È inoltre importante notare dalla 2.6 che L_m gioca un ruolo fondamentale nel posizionamento della curva di boundary. Il valore di D interviene in tutti i parametri fisici del sistema: questi risultati si utilizzano quindi durante tutta l'attività di studio e progetto, anche se risultano spesso celati in altri parametri. Per evitare che possano insorgere problemi di stabilità del controllo è preferibile lavorare con $D < 0,5$ che è ampiamente rispettato con le ipotesi fatte sul grafico.

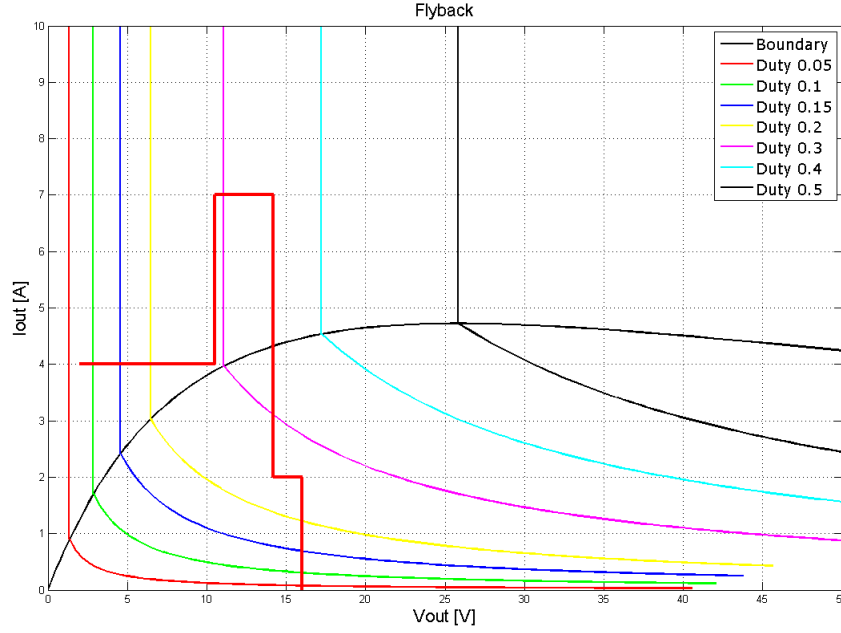


Figura 2.4: Curve a duty-cycle costante ottenute con $V_{rete}=220V$, $F_s=67KHz$, $n=12$, $N_1=70$, $A_{L_{gap}}=0.3\mu H/spire^2$

2.3 Curve a I_{2p} costante

Sempre con lo scopo di visualizzare rapidamente l'andamento delle grandezze in gioco, è possibile graficare l'andamento della I_{2p} , utile per il dimensionamento dello switch di uscita. Anche in questo caso è necessario esaminare separatamente il caso continuo e discontinuo, il limite tra i due resta dato dalla 2.6.

2.3.1 I_{2p} nel caso continuo

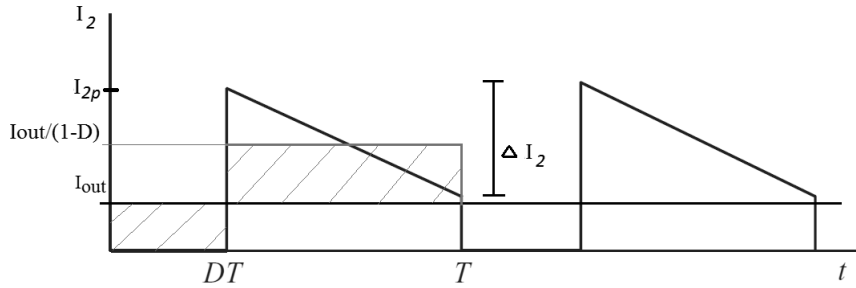
Per ricavare la relazione $V_{out}I_{out}$ in funzione della I_{2p} , si sfrutta l'equazione costitutiva dell'induttore, dalla quale si ricava

$$\Delta I_2 = \frac{V_{out}(1-D)T}{L_2} \quad (2.7)$$

riscalando la I_{out} sul T_{off} e sommando $\frac{\Delta I_2}{2}$ si ottiene la I_{2p}

$$I_{2p} = \frac{I_{out}}{1-D} + \frac{V_{out}}{L_2} \frac{1-D}{2F_s} \quad (2.8)$$

Ricavando I_{out} in funzione di V_{out} e I_{2p} si ottiene

Figura 2.5: Andamento I_2

$$I_{out} = (1 - D) \left(I_{2p} - \frac{V_{out}(1 - D)}{L_2 2F_s} \right) \quad (2.9)$$

dove $(1 - D)$ può essere ricavato dalla 2.3.

2.3.2 I_{2p} nel caso discontinuo

Nel caso discontinuo si può ricavare la seguente relazione tra I_{out} e I_{2p}

$$I_{out} = \frac{I_{2p} T_2}{2 T}$$

$T_2 < T_{off}$ in regime discontinuo, perché la corrente si annulla prima che finisca il periodo, è possibile però facilmente ricavare T_2 dall'equazione costitutiva dell'induttore

$$T_2 = \frac{L_2 I_{2p}}{V_{out}}$$

Sostituendo T_2 nella nell'equazione precedente si ha

$$I_{out} = \frac{I_{2p}^2 L_2 F_s}{2 V_{out}} \quad (2.10)$$

Con le relazioni trovate per il caso continuo e discontinuo è possibile estrarre il grafico di fig. 2.6.

Dal grafico è possibile notare che nell'applicazione "caricabatterie" la I_{2p} è massima nel punto di massima potenza, nel quale andranno dimensionati gli switch. Inoltre, a I_{2p} è legato anche il flusso di picco ϕ_p , il cui valore va considerato nel dimensionamento della ferrite.

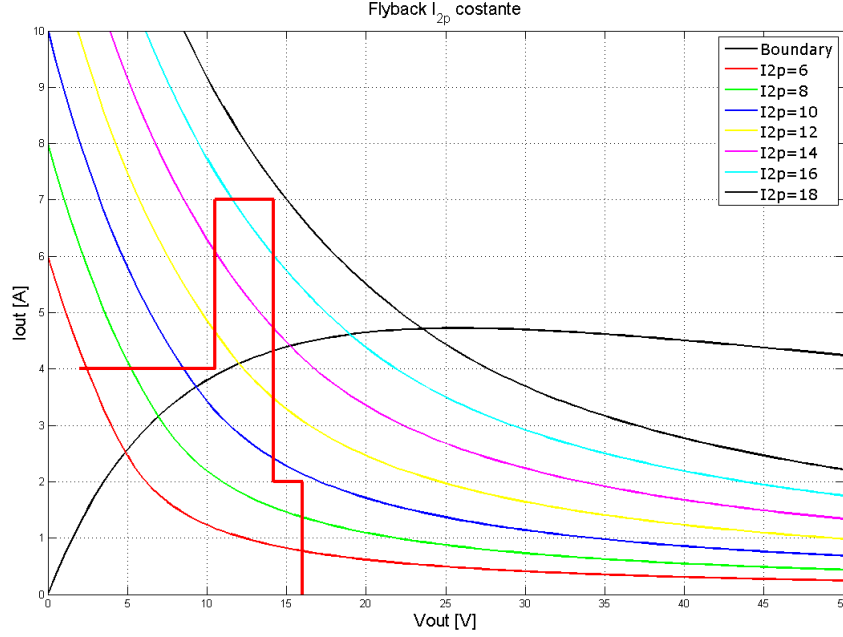


Figura 2.6: Curve a I_{2p} costante ottenute con $V_{rete}=220V$, $F_s=67KHz$, $n=12$, $N_1=70$, $A_{L_{gap}}=0.3\mu H/spire^2$

2.4 Curve a I_{2b} costante

Le curve a I_{2b} costante sono utili nel calcolare le perdite di commutazione degli switch, come si vedrà successivamente, e per il calcolo dell'energia accumulata nell'induttore.

2.4.1 I_{2b} nel caso continuo

Essendo

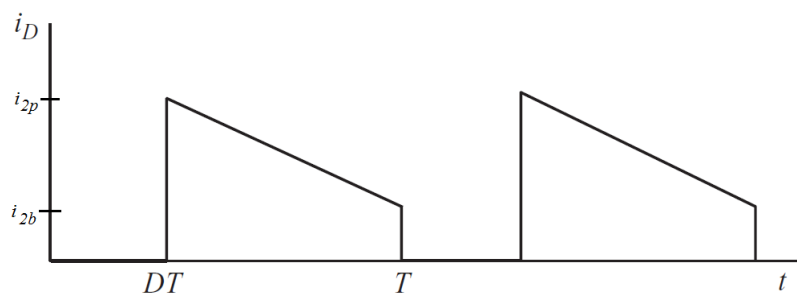
$$I_{2b} = I_{2p} - \Delta I_{out}$$

è possibile sfruttare la 2.7 per ottenere

$$I_{2p} = I_{2b} + \frac{V_{out}(1-D)T}{L_2}$$

sostituendo quest'ultima nella 2.9 si ottiene

$$I_{out} = \frac{V_{in}}{V_{in} + nV_{out}} \left(I_{2b} + \frac{V_{out}V_{in}}{(V_{in} + n(V_{out}))2L_2F_s} \right) \quad (2.11)$$

Figura 2.7: I_{2b}

2.4.2 I_{2b} nel caso discontinuo

Il caso discontinuo è in realtà di soluzione banale in quanto la I_{2b} è sempre nulla. Con le informazioni ottenute si può estrarre il grafico di fig. 2.8.

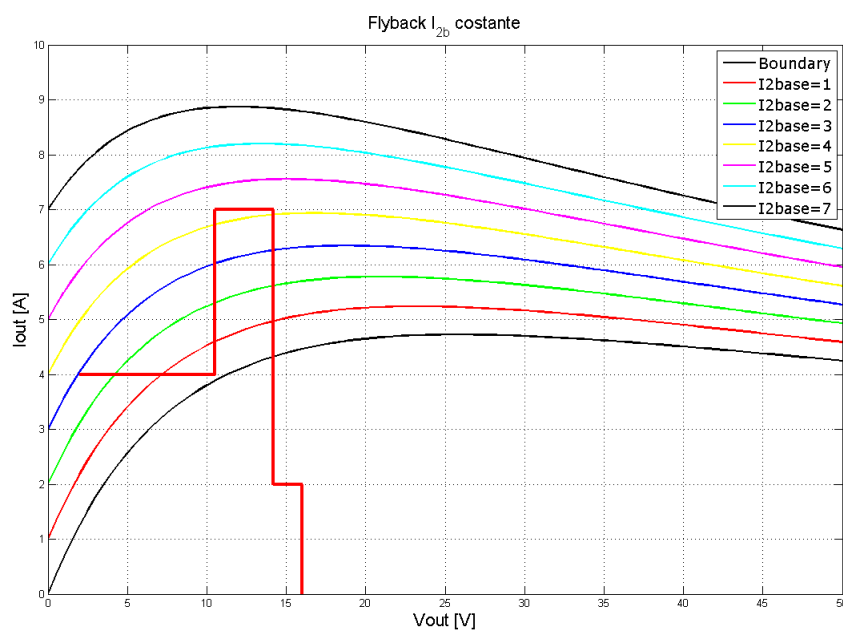


Figura 2.8: Curve a I_{2b} costante ottenute con $V_{rete}=220V$, $F_s=67KHz$, $n=12$, $N_1=70$, $A_{L_{gap}}=0.3\mu H/spire^2$

Analizzando il grafico (fig. 2.8) si osserva che:

- la I_{2b} tende a I_{out} se V_{out} tende a zero, perché l'ondulazione tende ad azzerarsi ed il duty tende a zero;

- a parità di I_{2b} si ha che I_{out} tende a zero (anche se molto lentamente) quando V_{out} tende a crescere, perché il duty tende a zero;
- a parità di I_{2b} si ha un massimo per I_{out} quando V_{out} è ancora bassa (per non far crescere troppo il duty) ma sufficiente a consentire una discreta ondulazione;
- il punto di massimo valore di I_{2b} sulla caratteristica di uscita del caricabatterie non è come al solito il punto di massima potenza, ma il punto di minima tensione a massima corrente, ovvero nel caso specifico 10,5V a 7A.

2.5 Curve a ΔI_2 costante

Le curve a ΔI_2 costante sono utili per visualizzare i punti in cui è massima l'ondulazione, che è legata all'ondulazione del flusso e quindi alle perdite nella ferrite.

2.5.1 ΔI_2 nel caso continuo

Nel caso continuo ΔI_2 è costante e si ricava sostituendo la 2.3 nella 2.7

$$\Delta I_2 = \frac{V_{out} T_{off}}{L_2} = \frac{V_{out} V_{in} T}{L_2 (V_{in} + n V_{out})} \quad (2.12)$$

Per graficare i risultati occorre ricavare anche la I_{2lim} , curva di raccordo tra il caso continuo e discontinuo

$$I_{2lim} = \frac{\Delta I_2 T_{off}}{2T} = \frac{\Delta I_2}{2} \frac{V_{in}}{V_{in} + n V_{out}}$$

2.5.2 ΔI_2 nel caso discontinuo

Nel caso discontinuo è valida la relazione 2.10: sono quindi presenti tutte le informazioni necessarie per disegnare il grafico di fig. 2.9. ΔI_2 è necessaria per determinare le perdite nella ferrite in quanto ad essa è legata all'ondulazione del flusso $\Delta \phi$.

2.6 Conclusioni

Le curve determinate vengono calcolate fissando un valore per ciascuno dei *dati di progetto* riportati in didascalia per ciascuna figura. Per essere utilizzate nel calcolo dei parametri elettrici dei componenti, è necessario ricalcolare

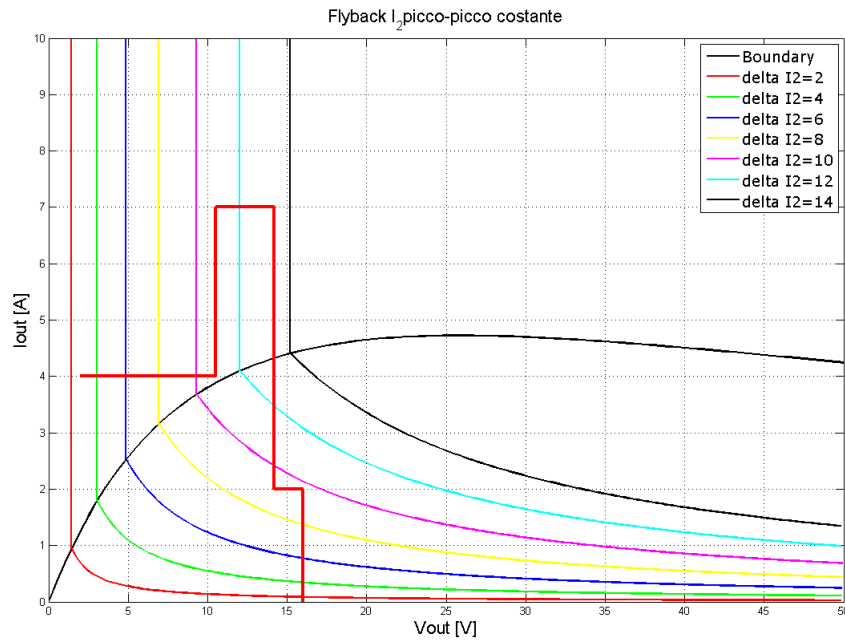


Figura 2.9: Curve a ΔI_2 costante ottenute con $V_{rete}=220V$, $F_s=67KHz$, $n=12$, $N_1=70$, $A_{L_{gap}}=0.3\mu H/spire^2$

le curve sugli opportuni valori min/max dei *dati di progetto*. Per esempio, nel caso dell'ondulazione della corrente e del flusso il caso peggiore si ha con la V_{in}^{max} .

Capitolo 3

Perdite dei componenti non magnetici

In questo capitolo si analizzeranno le perdite di commutazione e di conduzione degli switch, fondamentali per ottimizzare il rendimento del convertitore ed utili anche per dimensionare componenti e relativo raffreddamento (tema non trattato in questa tesi).

3.1 Ottimizzazione delle variabili libere

I parametri liberi utilizzati nei capitoli precedenti sono entrambi legati alle caratteristiche del trasformatore, l'induttanza di magnetizzazione L_m ed il rapporto spire $n = \frac{N_1}{N_2}$. Per facilitare i calcoli sulle correnti è opportuno sostituire alla L_m una variabile adimensionale ad essa legata: si introduce $0 < K_{rf} \leq 1$ (ripple factor o indice di ondulazione, così come definito in fig. 3.1). K_{rf} vale 1 nel funzionamento discontinuo, mentre $0 < K_{rf} < 1$ nel funzionamento continuo. Pur essendo $K_{rf} = 1$ in DCM non si ha una perdita di informazione in quanto la zona di interesse riguarda il CCM, in particolare i valori compresi tra 0,2 e 0,7. Per prima cosa occorre ricavare L_m la quale è facilmente ottenibile dall'equazione costitutiva dell'induttore come

$$L_m = \frac{V_{in}\Delta T}{\Delta I} = \frac{V_{in}D}{\Delta I F_s}$$

ΔI può essere espresso come $\Delta I = K_{rf}2I_{EDC}$ (fig. 3.1)

Il calcolo di I_{EDC} risulta essere

$$I_{EDC} = \frac{I_{in}}{D} = \frac{P_{in}}{V_{in}D}$$

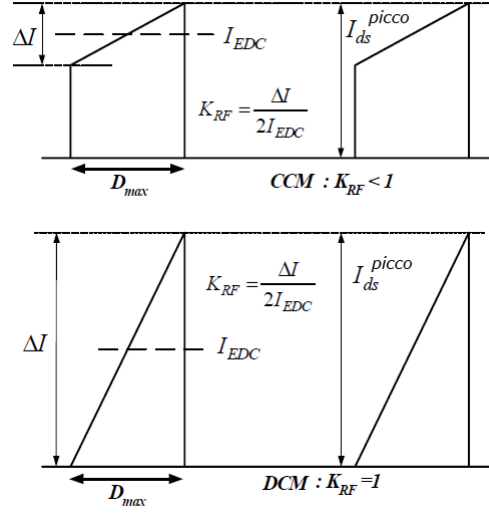


Figura 3.1: Corrente drain MOSFET

Sostituendo nell'equazione di L_m si ottiene

$$L_m = \frac{(V_{in}D)^2}{2P_{in}F_s K_{rf}} \iff K_{rf} = \frac{(V_{in}D)^2}{2P_{in}F_s L_m} \quad (3.1)$$

Anche il rapporto spire presenta un limite superiore, dato dal massimo valore di tensione V_{DS} in stato off che il MOS è in grado di sopportare. Tale valore è dato dalla massima tensione di ingresso sommata alla riflessa di secondario:

$$n = \frac{V_{riflessa}^{max}}{V_{out}^{max} + V_{diodo}}$$

Se si considera poi l'effetto dell'induttanza dispersa di primario L_{D1} , e tenendo un margine di sicurezza si ottiene (fig. 3.2)

$$V_{ds}^* = V_{ds}^{max} - 0,1V_{ds}^{max} - 10$$

dove V_{ds}^{max} è la tensione massima che il componente può reggere tra drain e source nello stato off. Essendo $n = V_1/V_2$

$$n_{max} = \frac{V_{ds}^* - V_{in}^{max}}{V_{out}^{max} + V_{diodo}} \quad (3.2)$$

L' n calcolato rappresenta un limite superiore in quanto n maggiori provocano una riflessa che può danneggiare il MOSFET. Il limite inferiore di n viene posto dalla tensione inversa del diodo di uscita e dal D minimo. Tale limite risulta di minor interesse.

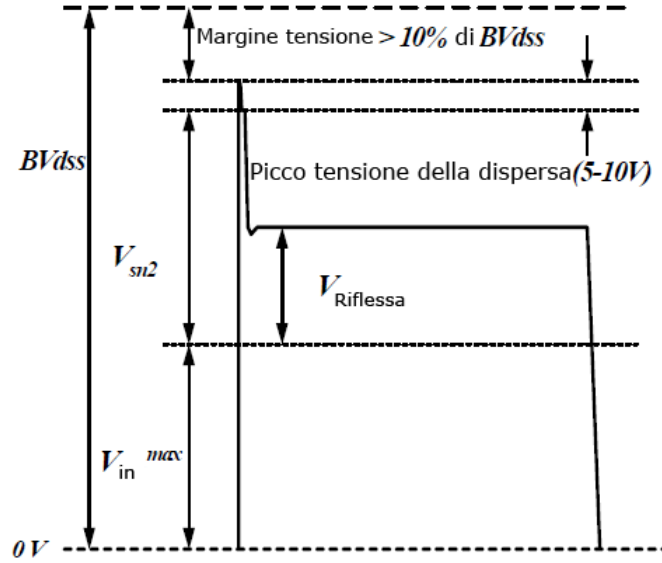


Figura 3.2: Tensione drain MOSFET

3.2 Calcolo delle correnti rms

È possibile ottenere la corrente di picco sul MOS come¹

$$I_{1p} = I_{ds}^{picco} = I_{EDC} + \frac{\Delta I}{2}$$

mentre per la corrente I_{ds}^{rms} (vedi bibliografia [8] appendice A), si ricorda che il valore rms di un'onda come in fig. 3.1 è pari a

$$I_1^{rms} = I_{ds}^{rms} = \sqrt{(I_{EDC}^2 + (\frac{\Delta I}{2\sqrt{3}})^2)D_{max}}$$

Le correnti rms sono utili sia per il dimensionamento degli switch sia per il dimensionamento dei fili avvolti nel trasformatore; occorre quindi calcolare la I_2^{rms} procedendo in modo analogo a quanto fatto in precedenza

$$\begin{aligned} I_2^{rms} = I_{diodo}^{rms} &= \sqrt{[(I_{EDC}n)^2 + (\frac{\Delta In}{2\sqrt{3}})^2](1 - D_{max})} = \\ &= \sqrt{[(I_{EDC})^2 + (\frac{\Delta I}{2\sqrt{3}})^2](1 - D_{max})}n\sqrt{\frac{D_{max}}{D_{max}}} = \end{aligned}$$

¹ ΔI si ricava dall'equazione contenente L_m , $\Delta I = \frac{V_{in}^{min} D_{max}}{L_m F_s}$

$$= n\sqrt{\frac{1-D_{max}}{D_{max}}}\sqrt{(I_{EDC}^2 + (\frac{\Delta I}{2\sqrt{3}})^2)D_{max}} = n\sqrt{\frac{1-D_{max}}{D_{max}}}I_{ds}^{rms}$$

I valori rms delle correnti sono essenziali per determinare le perdite sui componenti attivi e sul rame del trasformatore.

3.3 Perdite di conduzione

3.3.1 Perdite conduzione diodo

Utilizzando il modello V_γ piú resistenza serie, il calcolo della potenza dissipata in conduzione risulta essere

$$\begin{aligned} P_{diodo} &= \frac{1}{T} \int_0^T P_D(t)dt = \frac{1}{T} \int_0^T (i(t)V_\gamma + i(t)V_{R_D})dt = \\ &= V_\gamma I_{Dmedia} + R_D I_{rms}^2 = V_\gamma I_{out} + R_D I_{rms}^2 \end{aligned}$$

Per minimizzare le perdite sul diodo è possibile utilizzare degli Schottky. Tale categoria di diodi presenta una V_γ ed R_D inferiori rispetto ad i normali diodi al silicio, permettendo di ridurre la potenza persa. Tuttavia possono reggere tensioni inverse inferiori, sufficienti comunque per le applicazioni del caricabatterie in studio.

Le perdite di conduzione sul diodo sono rappresentate in fig. 3.3. Si può notare come decrescano al diminuire di K_{rf} e di n : questo é dato dal fatto che la I_2^{rms} cala al diminuire dei parametri considerati.

3.3.2 Perdite conduzione MOSFET

Conoscendo la R_{DSon} e partendo dalla definizione di potenza si ricava

$$P_{MOS} = \frac{1}{T} \int_0^T P_{MOS}(t)dt = \frac{1}{T} \int_0^T (v_{ds}(t)i_{ds}(t))dt = R_{DSon} I_{ds,rms}^2$$

Le perdite di conduzione sul MOS sono rappresentate in fig. 3.4. Esse calano al diminuire di K_{rf} e all'aumentare di n . Questi parametri vanno ad influenzare I_1^{rms} allo stesso modo e quindi le perdite di conduzione si spostano con la corrente di primario.

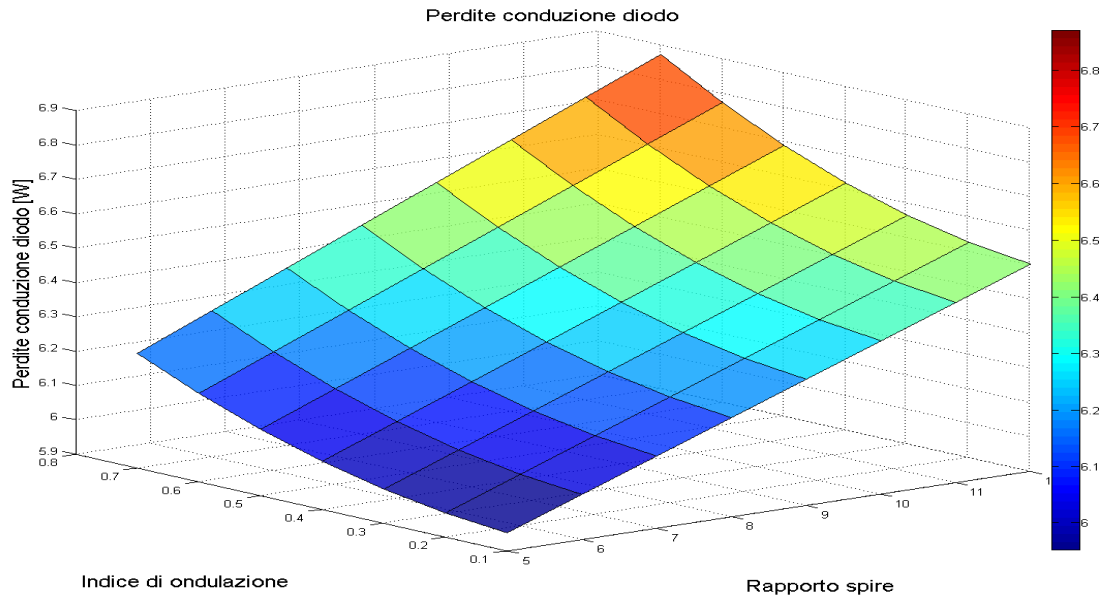


Figura 3.3: Perdite di conduzione del diodo in funzione di n e K_{rf}

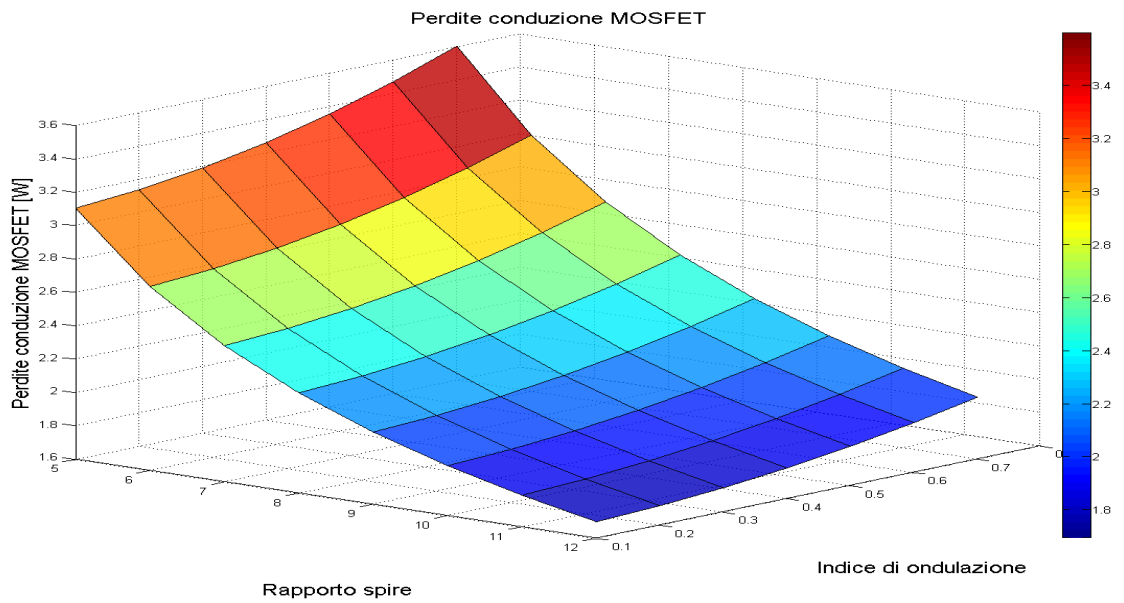


Figura 3.4: Perdite di conduzione del MOS funzione di n e K_{rf}

Si nota che entrambe le perdite di conduzione peggiorano con l'ondulazione, ma hanno andamento opposto rispetto al rapporto spire: tanto maggiore è n , tanto inferiore sarà D , il che (a parità di corrente media) provoca corrente rms superiore sul MOS ed inferiore sul diodo.

3.4 Perdite di commutazione

3.4.1 Perdite commutazione diodo

Le perdite di commutazione del diodo sono dovute alla carica di reverse recovery e sono difficilmente calcolabili in forma analitica in quanto dipendono da numerosi parametri del circuito. Un calcolo di prima approssimazione sul caricabatterie in configurazione standard (diodo BYV32, $L_{D2} \approx 5\%$), porta ad un valore di potenza di commutazione inferiore al 3% della potenza di conduzione². Tali perdite si ritengono quindi trascurabili rispetto a quelle di conduzione e non verranno quindi ulteriormente approfondite.

3.4.2 Perdite commutazione MOSFET

Nella seguente trattazione verrà utilizzata l'ipotesi di gate pilotato a corrente costante. Possiamo suddividere in 5 fasi l'accensione del MOS.

Durante la prima fase t_1 , finché il gate non raggiunge V_{th} , la potenza dissipata è nulla. Nella seconda fase, durante t_2 ($V_{TH} < V_{GS} < V_{SP}$), la capacità di ingresso (C_{ISS}) viene caricata dalla corrente del driver e la I_D del MOS cresce linearmente, fino a raggiungere la corrente che scorre in L_m , che all'accensione vale I_{1b} . In questo intervallo il MOS deve reggere l'intera tensione di ingresso alla quale si somma la riflessa di secondario. La potenza dissipata in questo intervallo si può calcolare valutando l'energia dissipata come area della forma d'onda triangolare di potenza istantanea moltiplicando per la frequenza.

$$P_{t_2} = E_{t_2} F_s = t_2 \left(\frac{(V_{in}^{max} + (V_2^{max})n) I_{1b}}{2} \right) F_s$$

Nella terza fase sul MOS circola la I_{1b} e la tensione V_{DS} inizia a calare linearmente fino a 0, in questa fase tutta la corrente di gate carica C_{GD} , la potenza dissipata può essere espressa come

$$P_{t_3} = E_{t_3} F_s = t_3 \left(\frac{(V_{in}^{max} + (V_2^{max})n) I_{1b}}{2} \right) F_s$$

² $\frac{dI}{dt} \approx 180 \frac{A}{\mu s} \Rightarrow Q_{rr} \approx 100nC, P = F_s Q_{rr} V \approx 0,2W$

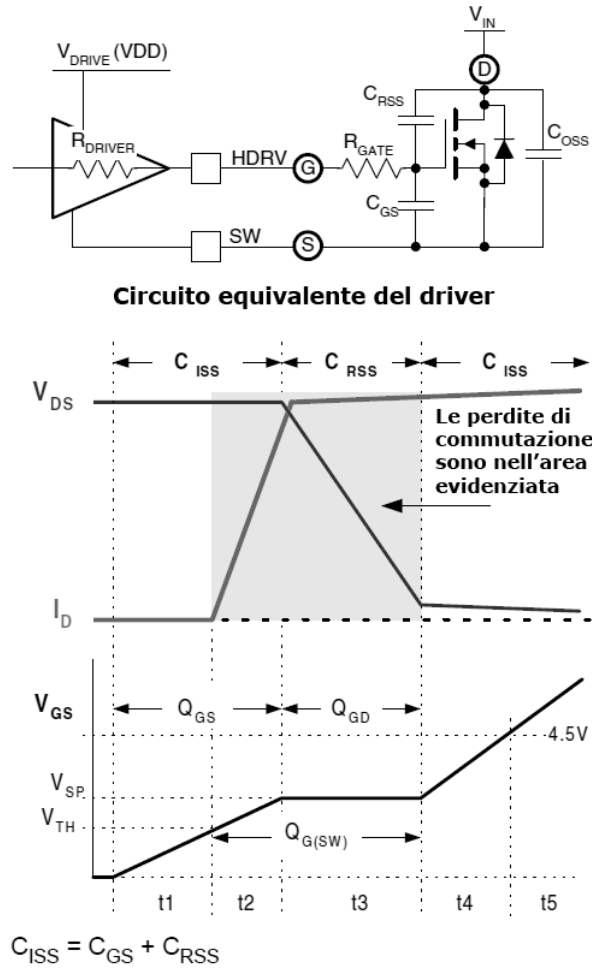


Figura 3.5: Perdite commutazione MOSFET

La potenza dissipata in t_2 e t_3 domina rispetto a quella dissipata in t_4 e t_5 : è quindi possibile trascurare la potenza dissipata in t_4 e t_5 .

Occorre determinare t_2, t_3 i quali dipendono dal tempo che impiega il driver a portare la carica sulle capacità, carica necessaria a passare all'intervallo successivo

$$t_x = \frac{Q_{G(x)}}{I_{DRIVER}}$$

Gran parte del tempo di commutazione è concentrato in t_3 , quindi è possibile approssimare la tensione di gate con V_{SP} e calcolare la I_{DRIVER} nel caso di accensione e spegnimento del mos mediante la legge di Ohm

$$I_{DRIVER(L-H)} = \frac{V_{DD} - V_{SP}}{R_{DRIVER(PULL-UP)} + R_{GATE}}$$

$$I_{DRIVER(H-L)} = \frac{V_{SP}}{R_{DRIVER(PULL-DOWN)} + R_{GATE}}$$

V_{SP} (switching point voltage) rappresenta la tensione del plateau di Miller, se non fornita dal datasheet può essere ricavata come

$$V_{SP} \approx V_{TH} + \frac{I_{out}}{G_M}$$

dove G_M rappresenta la transconduttanza del MOSFET. Non rimane che ricavare $Q_{G(SW)}$, solitamente fornita nei datasheet, in caso contrario approssimabile come

$$Q_{G(SW)} \approx Q_{GD} + \frac{Q_{GS}}{2}$$

I tempi di accensione e spegnimento diventano quindi rispettivamente

$$t_{S(L-H)} = \frac{Q_{G(SW)}}{I_{DRIVER(L-H)}}$$

$$t_{S(H-L)} = \frac{Q_{G(SW)}}{I_{DRIVER(H-L)}}$$

La potenza dissipata in accensione risulta essere

$$P_{SW_{accensione}} = t_{S(L-H)} \left(\frac{(V_{in}^{max} + (V_2^{max})n)I_{1b}}{2} \right) F_s$$

Per lo spegnimento le considerazioni sono analoghe, occorre però considerare la I_{1p} al posto della I_{1b} e tenere conto dell'induttanza dispersa di primario, in quanto oltre alla tensione di ingresso massima ed alla riflessa di secondario, va considerato un'ulteriore incremento di tensione dovuto alla dispersa.

$$P_{SW_{spegnimento}} = t_{S(H-L)} \left(\frac{(V_{in}^{max} + (V_2^{max})n + \Delta V_{dispersa})I_{1p}}{2} \right) F_s$$

Oltre alle perdite di accensione e spegnimento sono presenti altre perdite:

- potenza persa per caricare il gate

$$P_{GATE} = Q_G V_{DD} F_s$$

- potenza persa per caricare la capacità di uscita

$$P_{COSS} \approx \frac{C_{OSS} V_{in}^2 F_s}{2}$$

Le ulteriori perdite non verranno considerate in quanto trascurabili.

Le perdite di commutazione del MOS sono rappresentate in fig. 3.6 e calano al crescere di n e K_{rf} .

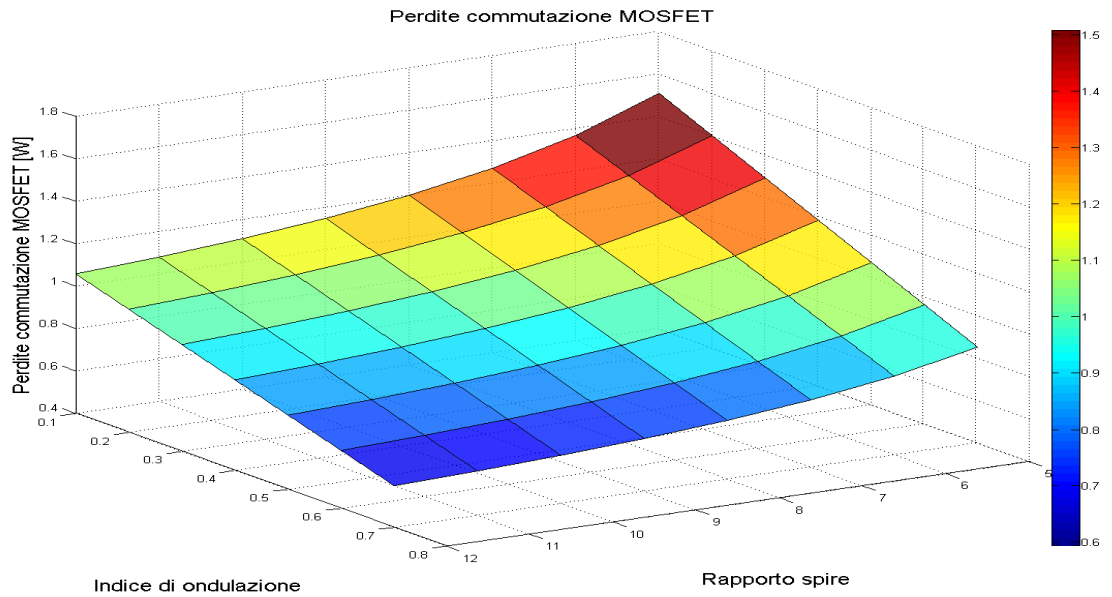


Figura 3.6: Perdite di commutazione del MOS in funzione di n e K_{rf}

3.5 Perdite nello snubber di primario

Lo snubber di primario ha lo scopo di limitare gli effetti sul MOSFET dei parametri parassiti del circuito, in particolare dell'induttanza dispersa di primario L_{D1} , per la quale i valori industrialmente ottenibili sono dell'ordine $L_{D1} \simeq 3\%L_m$. Esistono schemi di snubber più efficienti e non dissipativi, ma su prodotti di così bassa potenza, si preferiscono schemi semplici (es. snubber RCD) che dissipano quantomeno l'energia accumulata dalla L_{D1}

$$P_{SNUBBER} \geq \frac{1}{2} L_{D1} I_{1p}^2 F_s$$

Occorre quindi prestare attenzione a non prendere valori di induttanza di magnetizzazione troppo elevati e, di conseguenza, indici di ondulazioni troppo

ridotti, che riducono la potenza dissipata dagli switch, ma portano con sé disperse elevate. Questo porta al duplice svantaggio di richiedere uno snubber in grado di dissipare più potenza (ingombro e costo maggiore) e a perdere inoltre maggior potenza. Graficando tali perdite si ottiene la fig. 3.7

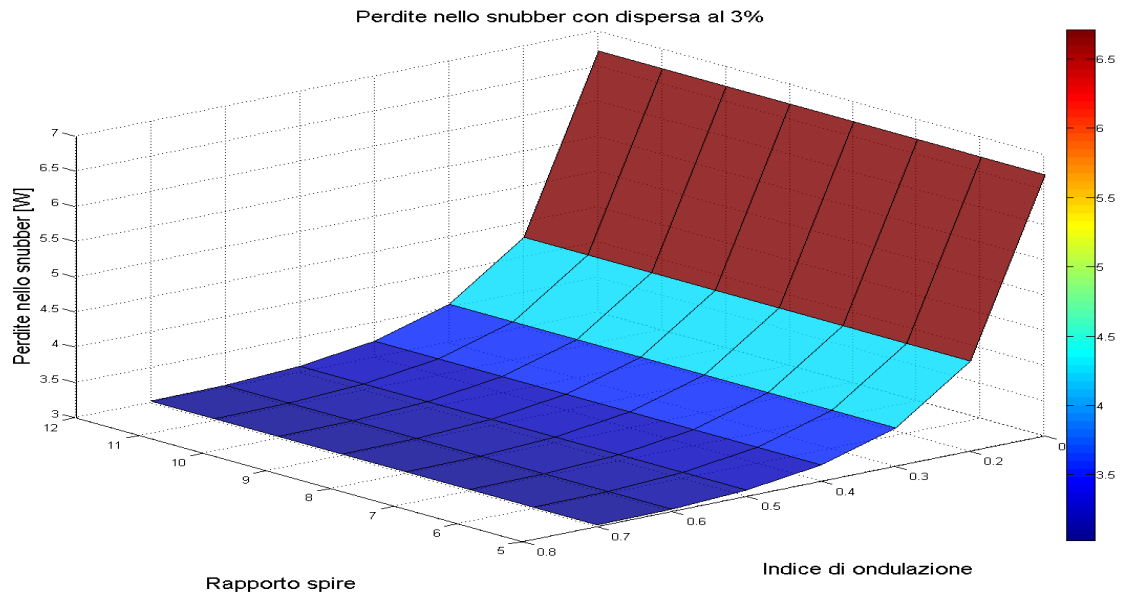


Figura 3.7: Potenza dissipata dallo snubber di primario

Capitolo 4

Dimensionamento trasformatore

Il dimensionamento del trasformatore é un processo molto delicato e di fondamentale importanza per un qualsiasi convertitore switching. A maggior ragione per un convertitore flyback, le scelte adottate per la realizzazione del trasformatore incidono sulla totalità dei parametri elettrici come, ad esempio, l'ondulazione della corrente e le correnti rms: di conseguenza anche sulla potenza dissipata sugli switch e sugli avvolgimenti stessi. Influenza inoltre anche l'induttanza dispersa ed altri parametri di minor importanza.

4.1 Parametri del trasformatore e delle ferriti

Mantenendo come base n e K_{rf} occorre individuare le relazioni che legano a tali variabili libere i parametri del trasformatore. Le grandezze che entrano in gioco nel calcolo del trasformatore sono:

- A_w (winding area): la sezione nella quale vengono alloggiati gli avvolgimenti; dipende dalla geometria della ferrite e del rocchetto;
- A_e (effective area): area della sezione effettiva del circuito magnetico che le ferriti vanno a costituire; dipende dalla geometria della ferrite;
- A_L : induttanza su numero di spire al quadrato; dipende dalla geometria della ferrite e dal materiale utilizzato;
- B_{sat} : espresso in Tesla per le ferriti comuni vale $0,3 \sim 0,35T$; dipende dal materiale;
- V_e : volume della ferrite; utilizzato nel calcolo delle perdite nel nucleo; dipende dalla geometria della ferrite.

Utilizzando questi parametri si ricavano i dati necessari alla realizzazione del trasformatore quali:

- N_1 : numero di spire di primario;
- N_2 : numero di spire di secondario;
- l_{gap} : lunghezza del gap.

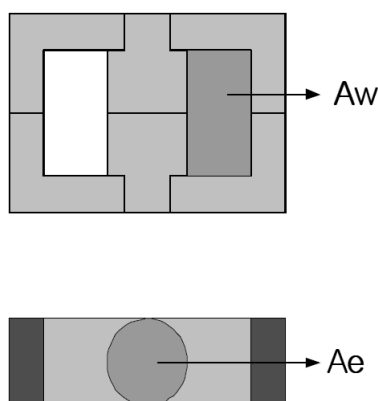


Figura 4.1: Sezione avvolgimenti e ferrite

4.2 Calcolo del trasformatore

4.2.1 Calcolo spire avvolgimenti

Individuato il punto di massima potenza (e facendo l'ipotesi che corrisponda a un punto di funzionamento continuo) si procede con il dimensionamento di L_m che si ottiene fissando un valore di K_{rf} nella 3.1. Ottenuto il valore di L_m , si procede con il calcolo del minimo numero di spire di primario, dopo aver fissato la ferrite e la sua geometria, in quanto nel calcolo di N_1 compare il flusso che è a sua volta legato alla sezione A_e della ferrite e a B_{max} (dato dal materiale).

Si procede quindi con il calcolo di N_1^{min} mettendo a sistema $\phi = \frac{LI}{N}$ e $\phi = BA_e$, dove ϕ rappresenta il flusso, A_e l'area della sezione del nucleo sulla quale si avvolgono le spire, B il campo magnetico espresso in Tesla, per avere così il numero di spire minime di primario

$$N_1^{min} = \frac{L_m I_p^{max}}{B_{sat} A_e} \quad (4.1)$$

dove I_{1p} è determinato dalla 2.8 scalata per il rapporto spire, mentre il fattore $(1 - D)$ viene sostituito dalla 2.3.

$$I_{1p}^{max} = \frac{1}{n} I_{2p}^{max} = \frac{1}{n} \left(\frac{I_{out}^{mp}}{(1 - D)} + \frac{V_{out}^{mp} n (1 - D)}{2L_2 F_s} \right)$$

dove

$$(1 - D) = \frac{V_{in}}{V_{in} - nV_{out}^{mp}}$$

Per determinare il valore massimo di I_{1p} si considera sicuramente il punto di massima potenza della caratteristica di uscita (V_{out}^{mp} e I_{out}^{mp} , rispettivamente 14V e 7A nel nostro esempio), gli altri parametri di progetto sono noti, salvo il valore di V_{in} da sostituire, non calcolabile a priori: la prova va fatta con V_{in}^{max} e V_{in}^{min} perché (è facile dimostrare) il massimo è uno degli estremi. Calcolato N_1^{min} , tramite n possiamo ricavare N_2 .

4.2.2 Calcolo sezione dei conduttori

Per dimensionare la sezione dei conduttori si sceglie per semplicità di applicare le regole empiriche che suggeriscono, in prima approssimazione, di considerare una densità di corrente massima di $5A/mm^2$ se il cavo presenta una lunghezza maggiore di 1m, mentre, se minore di 1m (tipicamente il secondario), si possono considerare $6 \sim 10A/mm^2$. Le correnti da utilizzare nel dimensionamento sono quelle rms, già calcolate in precedenza.

La sezione occupata dal rame è ottenuta moltiplicando la sezione del cavo per la somma di N_1 ed N_2 .

$$A_{cu}^{tot} = N_1 S_{prim} + N_2 S_{sec}$$

Dove A_{cu}^{tot} rappresenta la sezione totale occupata dal rame, S_{prim} la sezione del filo di primario, S_{sec} la sezione del filo di secondario. Tenendo conto del fatto che la sezione realmente occupata dagli avvolgimenti deve considerare vari fattori, quali ad esempio i necessari strati isolanti, lo spazio che si crea tra i fili ed altri possibili sprechi di spazio, si introduce un ulteriore parametro empirico K_F ¹ (filling factor). Moltiplicando K_F per A_{cu}^{tot} si ottiene A_{WR} , cioè la sezione realmente occupata dagli avvolgimenti che per poter essere realizzabile deve essere minore di quella messa a disposizione dal rocchetto A_W . Se la disequazione è soddisfatta si procede con la realizzazione, altrimenti o si sceglie una ferrite di dimensioni maggiori, se possibile, oppure si diminuisce il valore di L_m (a discapito dell'ondulazione sulla corrente).

¹Per i trasformatori con singolo secondario tale parametro si può considerare compreso fra 0,2 e 0,25.

4.2.3 Calcolo del gap

L'ultimo dato che manca alla realizzazione del trasformatore è la lunghezza del gap, ottenibile dalla seguente relazione

$$\mathfrak{R}_g = \frac{l_g}{A_e \mu_0} \Rightarrow l_g = \mathfrak{R}_g A_e \mu_0 = (\mathfrak{R}_{tot} - \mathfrak{R}_n) A_e \mu_0 = \left(\frac{N_1^2}{L_m} - \frac{1}{A_L} \right) A_e \mu_0$$

A_l rappresenta l'induttanza su numero di spire al quadrato ed è fornita dal datasheet del materiale scelto, \mathfrak{R}_n rappresenta la riluttanza del nucleo in assenza di gap. Il gap è necessario ad evitare la saturazione della ferrite, perché con il numero di spire ottenute l'induttanza risulterebbe maggiore di quella necessaria.

Oltre alla già citata condizione di realizzabilità sulla sezione del rame:

$$A_W > A_{cu}^{tot} K_F$$

occorre che il gap calcolato sia positivo: se entrambe le condizioni sono verificate contemporaneamente il trasformatore è realizzabile, altrimenti va ricalcolato scegliendo una ferrite di dimensioni maggiori o variando i valori di L_m o n .

Capitolo 5

Perdite nel trasformatore

L'efficienza di un convertitore switching non può non tenere in considerazione le perdite dei componenti magnetici. In particolare sul trasformatore (definito in dettaglio con il processo descritto nel capitolo precedente) si possono calcolare perdite sul rame e sul nucleo magnetico.

5.1 Perdite nel nucleo ferromagnetico

Le perdite nel nucleo ferromagnetico sono suddivisibili in due categorie:

- perdite per isteresi
- perdite dovute alle eddy current.

Il calcolo analitico di tali perdite risulta molto difficile in quanto la dipendenza dal materiale e dalla geometria, rendono impossibile ricavare una relazione in forma chiusa. Occorre quindi utilizzare un'approssimazione empirica per la perdita complessiva nel ferro:

$$P_F = a f^c (5 \Delta B)^d$$

P_F si ricava in mW/cm^3 , B è espresso in Tesla, la frequenza in KHz, per le ferriti i parametri a,b,c si ricavano dalla tabella 5.1. Per maggiori approfondimenti si rimanda alla bibliografia [6].

Tale funzione serve ad approssimare il grafico in fig. 5.1, il quale esprime le perdite in KW/m^3 in funzione di \hat{B} (flusso di picco). \hat{B} fa riferimento ad un ciclo di isteresi completa (fig. 5.2), mentre nel caso del flyback, la ferrite lavora con una componente media di flusso non nulla (fig. 5.3); si può fare comunque l'ipotesi che la potenza dissipata sia uguale a quella calcolata per

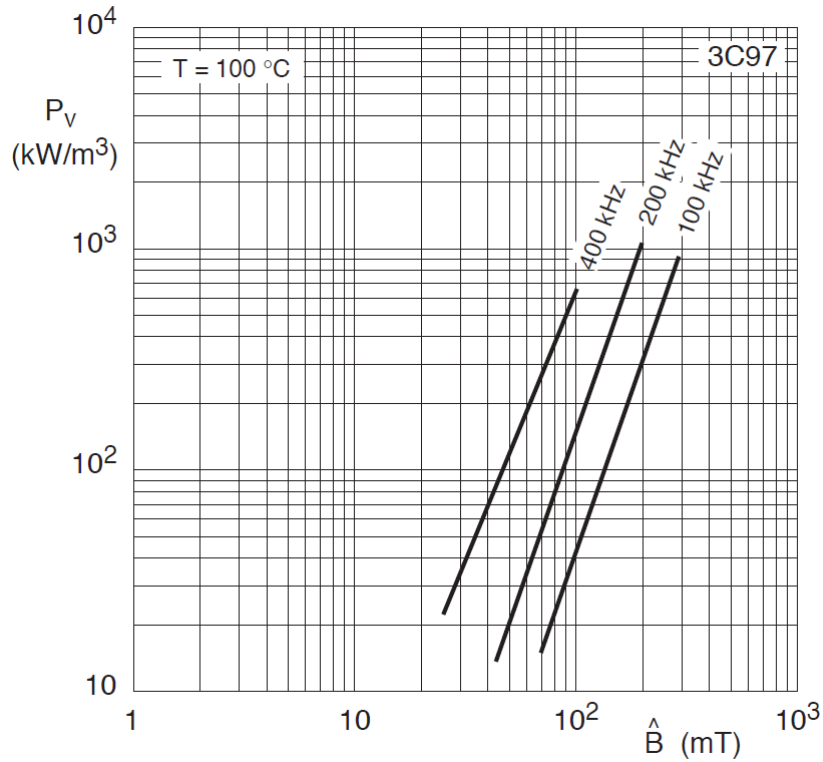


Figura 5.1: Perdite nel nucleo in funzione del flusso di picco (materiale: 3C97)

f	a	c	d
$f < 10\text{KHz}$	0.790	1.06	2.85
$10\text{KHz} \leq f < 100\text{KHz}$	0.0717	1.72	2.66
$100\text{KHz} \leq f < 500\text{KHz}$	0.0573	1.66	2.68
$f \geq 500\text{KHz}$	0.0126	1.88	2.29

Tabella 5.1: Coefficienti calcolo perdite nel nucleo

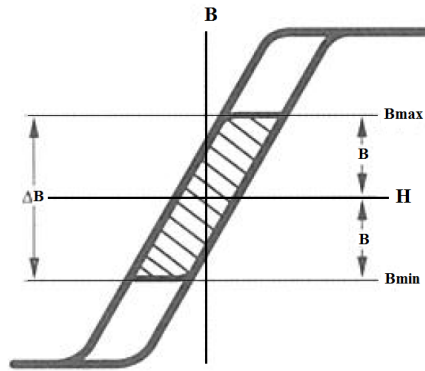


Figura 5.2: Isteresi completa

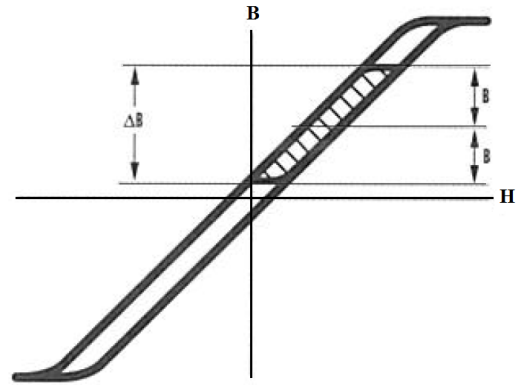


Figura 5.3: Isteresi flyback

un ciclo di isteresi completa ponendo $\hat{B} = \frac{\Delta B}{2}$.

Per ricavare la potenza totale dissipata nel nucleo occorre moltiplicare la P_F per V_e (volume della ferrite).

Nell'applicazione del flyback come caricabatterie è possibile determinare il ΔB in funzione di ΔI_1 mediante la legge di Hopkinson:

$$\phi = \frac{NI}{\mathfrak{R}} = \frac{L}{N} I = \frac{L_m}{N_1} I_1$$

Alle variazioni

$$\Delta\phi = \frac{L_m}{N_1} \Delta I_1$$

Considerando che $B = \frac{\phi}{A_e}$

$$\Delta B = \frac{L_m}{N_1 A_e} \Delta I_1$$

dove ΔI_1 è nota (2.12) in funzione di L_m e n (massima nel punto di massima tensione in funzionamento continuo), mentre N_1 e A_e derivano dal calcolo del trasformatore.

5.2 Perdite negli avvolgimenti

Le perdite negli avvolgimenti sono dovute all'effetto Joule e peggiorano sia per l'effetto pelle che per l'effetto prossimità.

5.2.1 Effetto pelle

In fig. 5.4 si nota che la corrente circolante nel conduttore genera attorno ad essa un flusso $\phi(t)$ di intensità proporzionale alla frequenza. La legge di Lenz impone che attorno a tali anelli di flusso, interni al conduttore, si generino anelli di corrente tali da opporsi al flusso che li ha generati (fig. 5.5): essi favoriscono la distribuzione di corrente sulla superficie del conduttore e la ostacolano al centro, diminuendo la sezione utile al passaggio della corrente, con un conseguente aumento della resistenza. Si definisce spessore di penetrazione δ la distanza dalla superficie alla quale la densità di corrente é calata di un fattore $1/e$. In questo senso il filo cilindrico è il peggior compromesso (minimo perimetro a parità di sezione) mentre si possono ottenere prestazioni migliori, a parità di sezione complessiva, utilizzando fili ad elevato perimetro a parità di sezione quali: bandelle, piattine ed il filo di Litz (formato da una trama di tanti fili piccoli ed isolati tra loro).

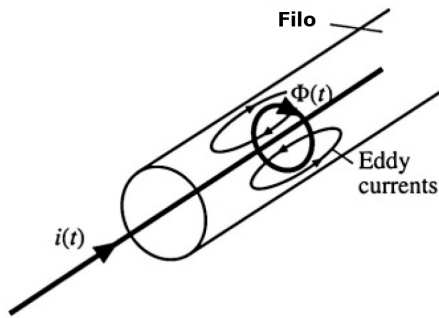


Figura 5.4: Effetto pelle: eddy current dovute alla generazione del flusso $\phi(t)$

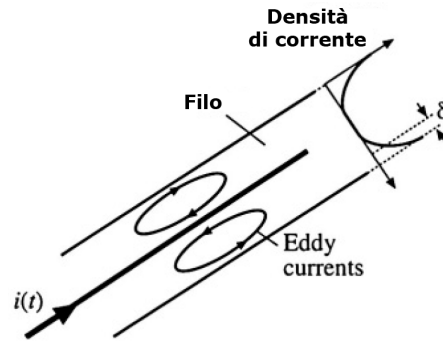


Figura 5.5: Effetto pelle: le eddy current favoriscono la distribuzione di corrente sulla superficie del conduttore

Si dimostra che lo spessore di penetrazione risulta in funzione della frequenza

$$\delta(f) = \sqrt{\frac{\rho}{\pi \mu f}}$$

Sostituendo μ e ρ per un filo di rame a 100°C risulta

$$\delta(f) = \frac{75}{\sqrt{f}} [\text{mm}]$$

Posto r il raggio del filo di rame (sezione cilindrica), la sezione utile per il passaggio della corrente, cioè la corona circolare di spessore δ risulta quindi

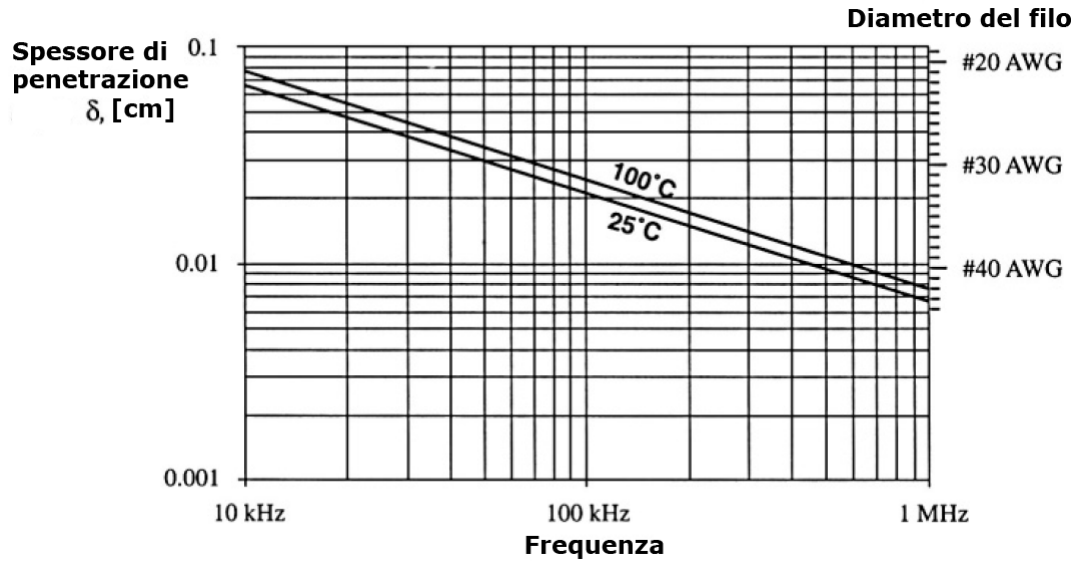


Figura 5.6: δ funzione della frequenza per un filo di rame

$$A(f) = S - S(f)' = \pi r^2 - \pi(r - \delta(f))^2 = \pi\delta(f)(2r - \delta(f))$$

Dalla seconda legge di Ohm si ricava

$$R(f) = \rho \frac{l}{A(f)}$$

Poiché gli avvolgimenti del trasformatore del flyback sono percorsi da corrente periodica a valor medio non nullo, tale corrente può essere scomposta in armoniche secondo Fourier. Per il calcolo delle perdite ogni armonica vede un valore di resistenza diverso (indicato con R_n) che dipende dalla frequenza della stessa. L'armonica a frequenza $f_n = n f_0$ vede:

$$R_n = R(f_n) = \rho \frac{l}{A(f_n)} = \rho \frac{l}{\pi \sqrt{\frac{\rho}{\pi} \mu f_n} (2r - \sqrt{\frac{\rho}{\pi} \mu f_n})}$$

dove l è la lunghezza dell'avvolgimento del trasformatore, ρ la resistività del rame, μ la permeabilità del materiale. La lunghezza dell'avvolgimento si determina moltiplicando il numero di spire per la lunghezza media di una spira fornita dal datasheet dei rocchetti.

Per il calcolo della potenza che devono dissipare gli avvolgimenti occorre utilizzare la relativa I_{rms} che può essere espressa come somma dei valori rms di ciascuna frequenza armonica

$$I_{rms}^2 = I_0^2 + \frac{1}{2} \sum_{n=1}^N I_n^2 = a_0^2 + \frac{1}{2} \sum_{n=1}^N (a_n^2 + b_n^2)$$

dove a_n e b_n sono i coefficienti della serie di fourier dello sviluppo in seni e coseni, in quanto la corrente che circola negli avvolgimenti non è sinusoidale, si ricorre quindi alla scomposizione in serie, i cui coefficienti si ottengono dalla definizione

$$a_0 = \frac{1}{T} \int_0^T f(t) dt$$

$$a_n = \frac{1}{T} \int_0^T f(t) \cos(2\pi \frac{nt}{T}) dt$$

$$b_n = \frac{1}{T} \int_0^T f(t) \sin(2\pi \frac{nt}{T}) dt$$

La funzione che descrive l'andamento della corrente a primario è

$$I_1 = \begin{cases} \frac{I_p - I_b}{DT} t + I_b & 0 < t \leq DT \\ 0 & DT < t < T \end{cases}$$

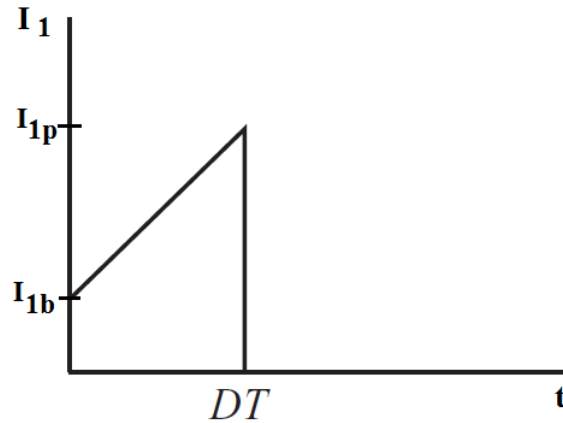


Figura 5.7: Corrente di primario

Calcolando i coefficienti per la corrente di primario si ottiene

$$a_0 = \frac{1}{2} D(I_b + I_p)$$

$$a_n = \frac{\sin[Dn\pi] \{2DI_p n\pi \cos[Dn\pi] + (I_b - I_p) \sin[Dn\pi]\}}{Dn^2\pi^2}$$

$$b_n = \frac{2DI_b n\pi - 2DI_p n\pi \cos[2Dn\pi] + (I_p - I_b) \text{sen}[2Dn\pi]}{2Dn^2\pi^2}$$

per il secondario

$$I_2 = \begin{cases} 0 & 0 < t \leq DT \\ \frac{I_{2b} - I_{2p}}{(1-D)T}t + I_{2p} & DT < t < T \end{cases}$$

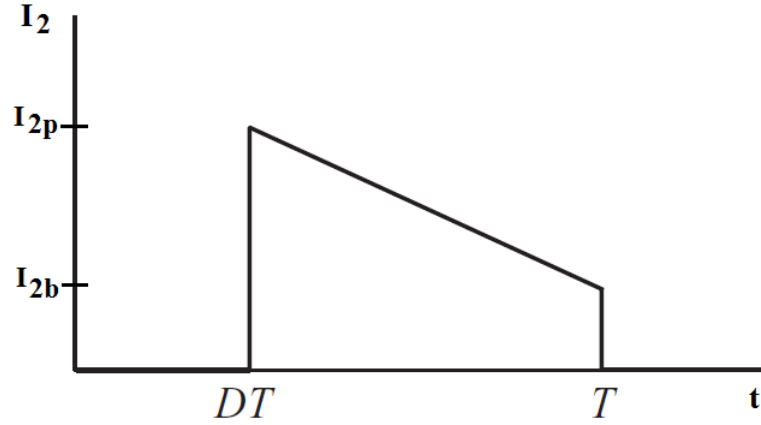


Figura 5.8: Corrente di secondario

si ottiene

$$a_0 = \frac{1}{2}(1-D)(I_b + I_p)$$

$$a_n = \frac{\text{sen}[(1-D)n\pi]\{2(1-D)I_b n\pi \cos[(1-D)n\pi] + (I_p - I_b) \text{sen}[(1-D)n\pi]\}}{(1-D)n^2\pi^2}$$

$$b_n = \frac{2(1-D)n\pi(I_p - I_b \cos[2(1-D)n\pi]) + (I_b - I_p) \text{sen}[2(1-D)n\pi]}{2(1-D)n^2\pi^2}$$

Si nota che la "simmetria" delle due forme d'onda si riflette in un'analogia simmetria delle formule dei coefficienti a_n e b_n . La potenza persa sull'avvolgimento, considerando N armoniche, vale quindi

$$P_{cu} = R_0 I_0^2 + \frac{1}{2} \sum_{n=1}^N R_n I_n^2 = R_0 a_0^2 + \frac{1}{2} \sum_{n=1}^N R_n (a_n^2 + b_n^2)$$

5.2.2 Effetto prossimit 

Oltre all'effetto pelle le perdite aumentano per effetto prossimit , il quale si manifesta fra gli strati di un trasformatore. Per spiegare tale fenomeno si prendano come esempio due conduttori vicini, il primo percorso da corrente, il secondo no.

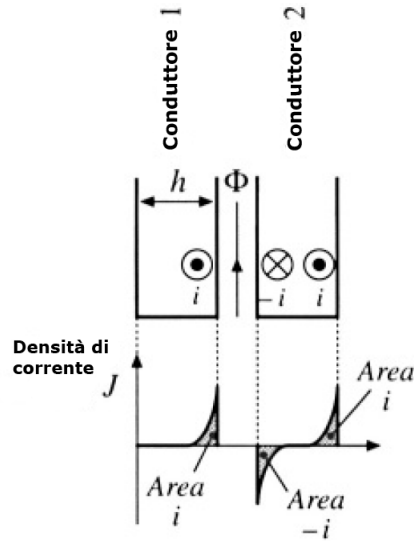


Figura 5.9: Effetto prossimit  in due conduttori affiancati, il primo percorso da corrente, il secondo lasciato aperto.

Si supponga che sul conduttore 1 circoli una corrente i , tale corrente generer  un flusso $\phi(t)$ nello spazio fra i due conduttori il quale, a sua volta, indurr  una corrente sul conduttore 2 tale da opporsi al flusso che l'ha generata $(-i)^1$. Essendo il conduttore 2 aperto e quindi la sua corrente totale nulla, verr  indotta una corrente i sul lato opposto. Applicando le considerazioni fatte su due cavi ad un trasformatore, formato da tre strati di primario e tre strati di secondario di fogli di rame, si pu  notare come, all'aumentare degli strati, le perdite aumentino in maniera considerevole. Si prenda infatti come esempio lo strato 2: la corrente netta circolante negli avvolgimenti di primario   i ma le perdite diventano $P_2 = P_1 + 4P_1 = 5P_1$ (fig. 5.10); per lo stato 3 le perdite sono $P_3 = (2^2 + 3^2)P_1 = 13P_1$.

Essendo δ lo spessore di penetrazione precedentemente definito e h lo spessore del foglio di rame costituente l'avvolgimento, la resistenza vista da una sinusoide a frequenza f diventa

¹Le due correnti sono uguali in modulo sotto l'ipotesi di $h \gg \delta$ e conduttori molto vicini.

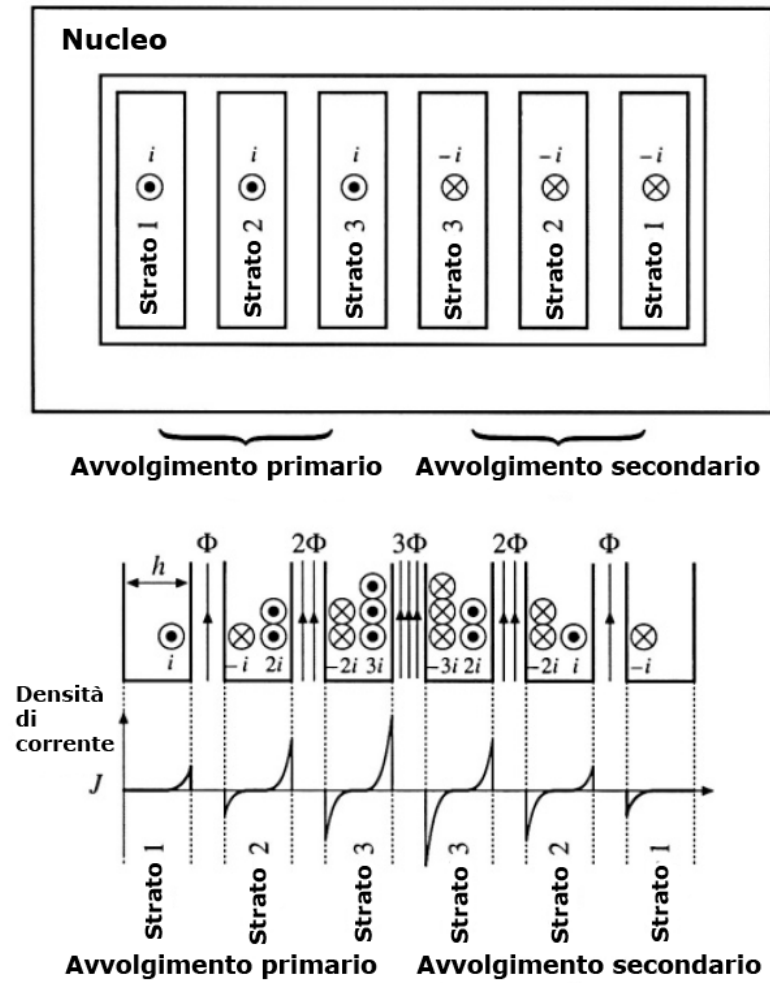


Figura 5.10: Effetto prossimità su un generico trasformatore avvolto come in figura

$$R_{ac} = \frac{h}{\delta} R_{dc}$$

La potenza persa sull' m -esimo strato si ricava essere

$$P_m = I^2 \{(m-1)^2 + m^2\} \left(\frac{h}{\delta} R_{dc}\right)$$

La potenza totale persa in un trasformatore di M strati è quindi

$$P = I^2 \left(\frac{h}{\delta} R_{dc}\right) \sum_{m=1}^M \{(m-1)^2 + m^2\} = I^2 \left(\frac{h}{\delta} R_{dc}\right) \frac{M}{3} (2M^2 + 1)$$

Le considerazioni fatte valgono sotto l'ipotesi di $h \gg \delta$ e se gli strati sono disposti come in fig. 5.10. Le ipotesi fatte prevedono l'utilizzo di fogli di rame, mentre nella condizione reale si utilizzano fili di sezione circolare. Si può considerare tale architettura del trasformatore con lo stesso principio di base, ma i calcoli diventano piuttosto complessi (vedi bibliografia [8] capitolo 13) ed esulano dallo scopo di questa tesi. Ne risulta che per cercare di arginare il rapido aumento delle perdite con l'aumentare degli strati si ricorre all'avvolgimento in interleaving (fig. 5.11). Alternando strati di primario con strati di secondario si minimizzano le perdite per effetto prossimità; si ha però un peggioramento del coefficiente di riempimento in quanto tra uno strato e l'altro è necessario isolare correttamente e la lunghezza delle spire di primario aumenta, portando comunque ad un aumento delle perdite. Per cercare di minimizzare il numero di strati occorre utilizzare, se possibile, dei nuclei con l_w elevato. Per incrementare la sezione del conduttore mantenendo modeste le perdite per effetto prossimità si può pensare di utilizzare il filo di Litz, che, come già detto, porta ad un peggioramento del coefficiente di riempimento e ad un aumento del costo.

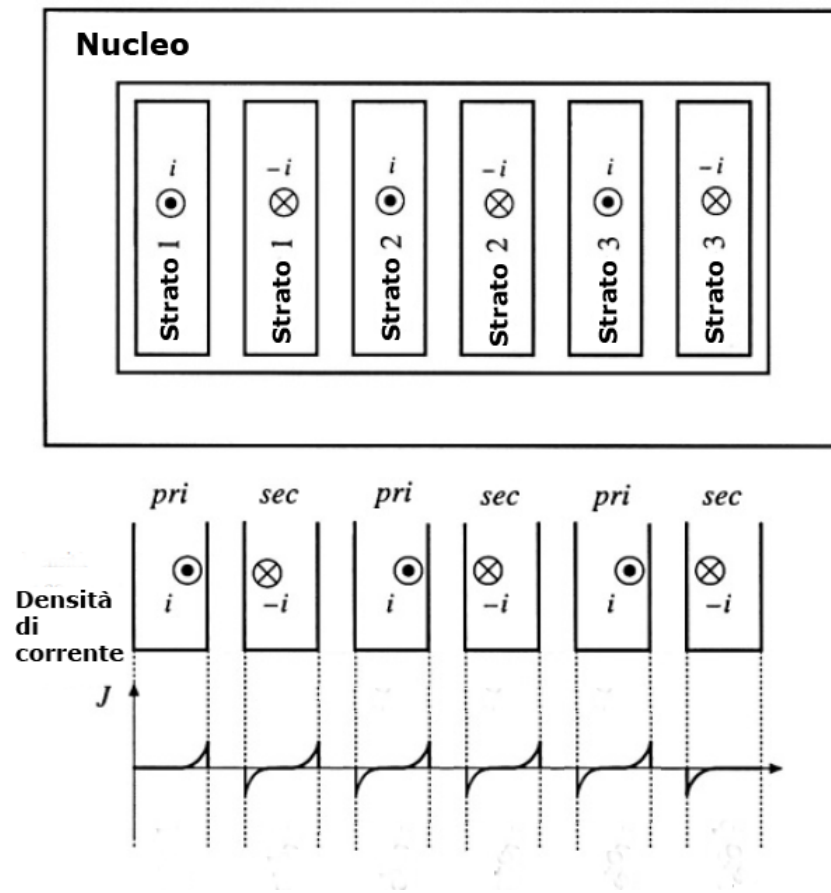


Figura 5.11: Effetto prossimità minimizzato con avvolgimento in interleaving

5.3 Perdite nel nucleo e negli avvolgimenti

Le perdite nel nucleo e negli avvolgimenti sono rappresentate rispettivamente in fig. 5.12 ed in fig. 5.13. La potenza persa nel nucleo cala al diminuire di K_{rf} perché si riduce l'ondulazione e quindi la variazione di flusso; essendo la potenza persa proporzionale all'area sottesa dal ciclo di isteresi questa tende a diminuire. Le perdite nel nucleo, come si nota nel grafico, sono invarianti rispetto ad n , in quanto la variazione di flusso non è funzione del rapporto spire.

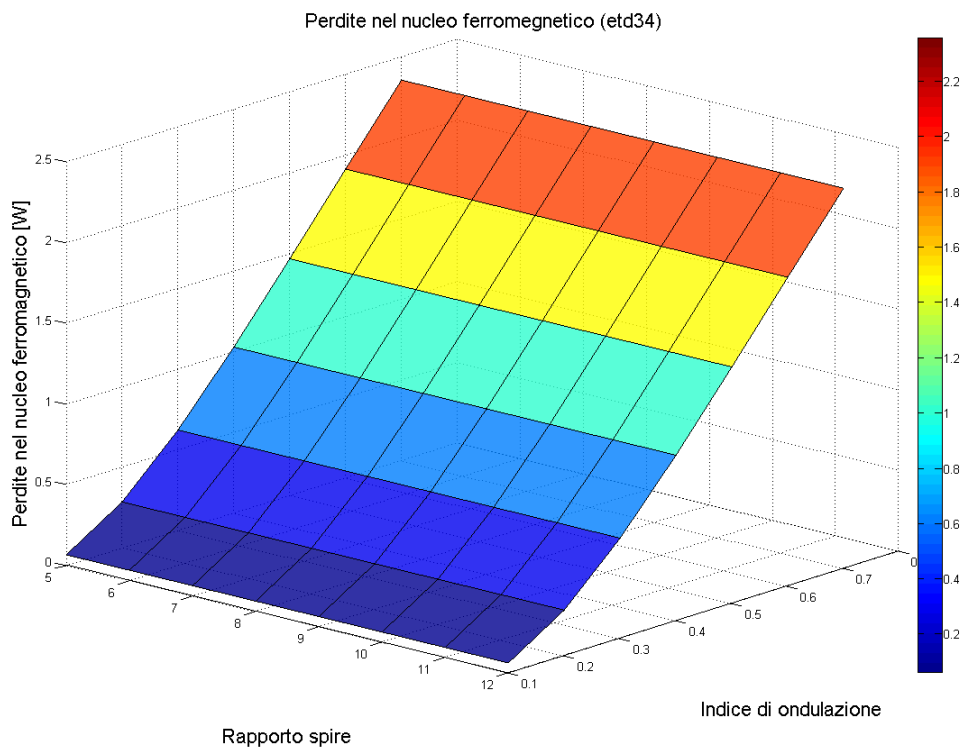


Figura 5.12: Perdite nel nucleo nell'etd34 in funzione di n e K_{rf}

Le perdite negli avvolgimenti aumentano rapidamente al calare di K_{rf} , perché per avere un'ondulazione minore occorre un'induttanza maggiore, quindi un numero di spire maggiore che porta all'aumento delle perdite. La dipendenza da n risulta trascurabile in quanto il numero di spire di secondario risulta praticamente costante; quindi potendo considerare le perdite sul secondario circa costanti a fare la differenza è la lunghezza dell'avvolgimento di primario, fortemente influenzato da K_{rf} .

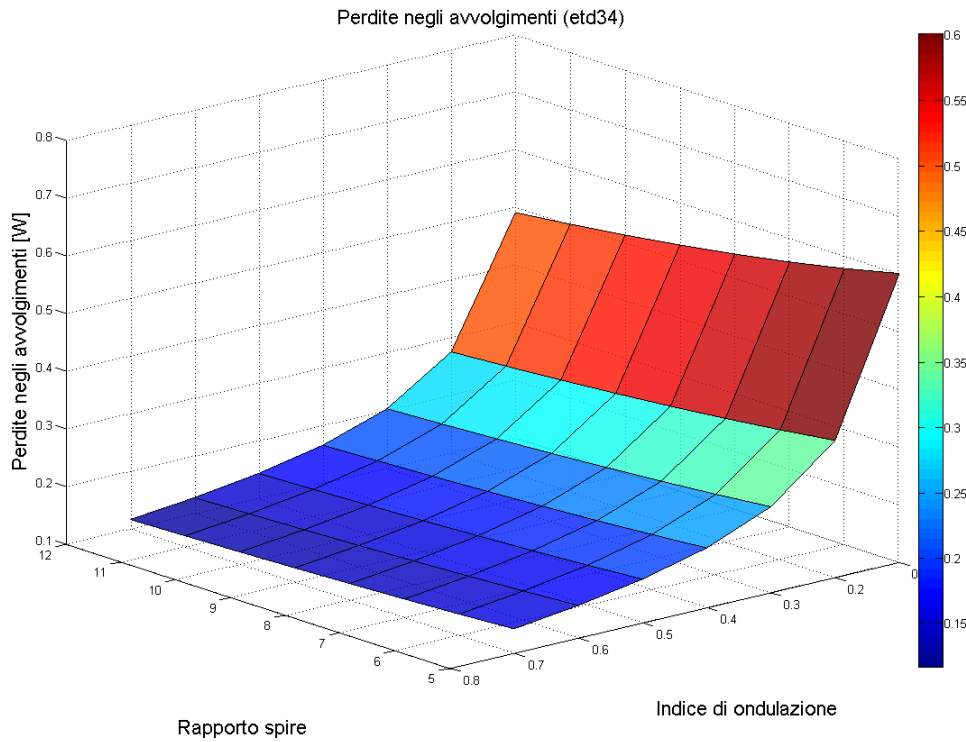


Figura 5.13: Perdite negli avvolgimenti nell'etd34 in funzione di n e K_{rf}

Capitolo 6

Trasformatore e perdite totali

Per individuare per via grafica la combinazione delle variabili libere n e K_{rf} che massimizzano l'efficienza, è necessario farle variare nei range di interesse. Calcolando e sommando tutte le perdite si ottiene una superficie che, nella migliore delle ipotesi, presenta un minimo in corrispondenza della combinazione ottimale delle variabili libere. Tale processo viene ripetuto per più ferriti, in modo tale da poterne confrontare i risultati. Per avere un rapido riscontro con il caricabatterie da ottimizzare, il punto corrispondente alle perdite totali di tale configurazione (nelle stesse condizioni di contorno), è riportato nei grafici con una "x" di colore blu.

Nella tabella 6.1 sono riportate le condizioni al contorno utilizzate per il calcolo delle perdite totali nelle varie ferriti, sia nella configurazione originale del CB (con diodo BYV32) che in una configurazione ottimizzata, dotata di diodo schottky (MBR30H100CT).

	Condizioni al contorno	
	CB originale	CB ottimizzato (nuovo diodo)
P_{in}	150W	150W
F_s	67KHz	67KHz
V_{rete}	220V	220V
V_{in}^{min}	250V	250V
V_{in}^{max}	341V	341V
V_{out}^{max}	16V	16V
K_{rf}	0.5	0.5
V_γ	0,61V	0,46V
R_{diodo}	12,5m Ω	10m Ω
$R_{DS_{on}}$	1,92 Ω	1,92 Ω
Q_{GD}	25nC	25nC
Q_{GS}	6nC	6nC
$Q_{G(SW)}$	28nC	28nC
V_{SP}	6V	6V
$R_{DRIVER(PULL-UP)}$	5 Ω	5 Ω
$R_{DRIVER(PULL-DOWN)}$	2 Ω	2 Ω
R_{GATE}	1,5 Ω	1,5 Ω
V_{DD}	10V	10V
ΔV_{LD1}	10V	10V
C_{OSS}	800pF	800pF
μ_0	$1,257 * 10^{-6} \frac{N}{A^2}$	$1,257 * 10^{-6} \frac{N}{A^2}$
ρ_{cu}	$1,72 * 10^{-2}$	$1,72 * 10^{-2}$

Tabella 6.1: Condizioni al contorno utilizzate nell'individuazione della ferrite ottimale

6.1 Ferriti a confronto

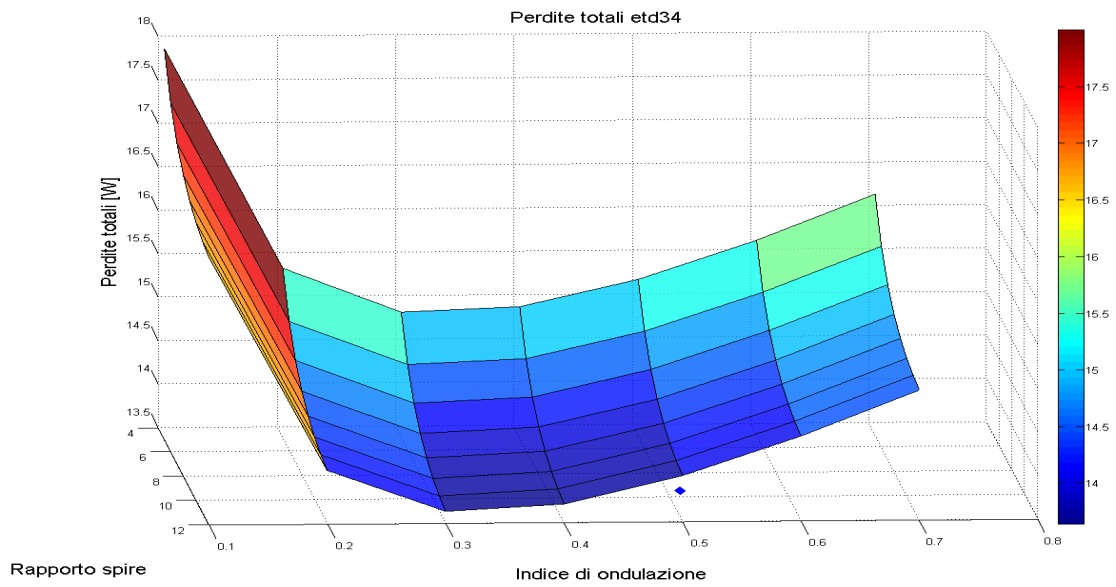


Figura 6.1: Perdite totali con etd34 in funzione di n e K_{rf}

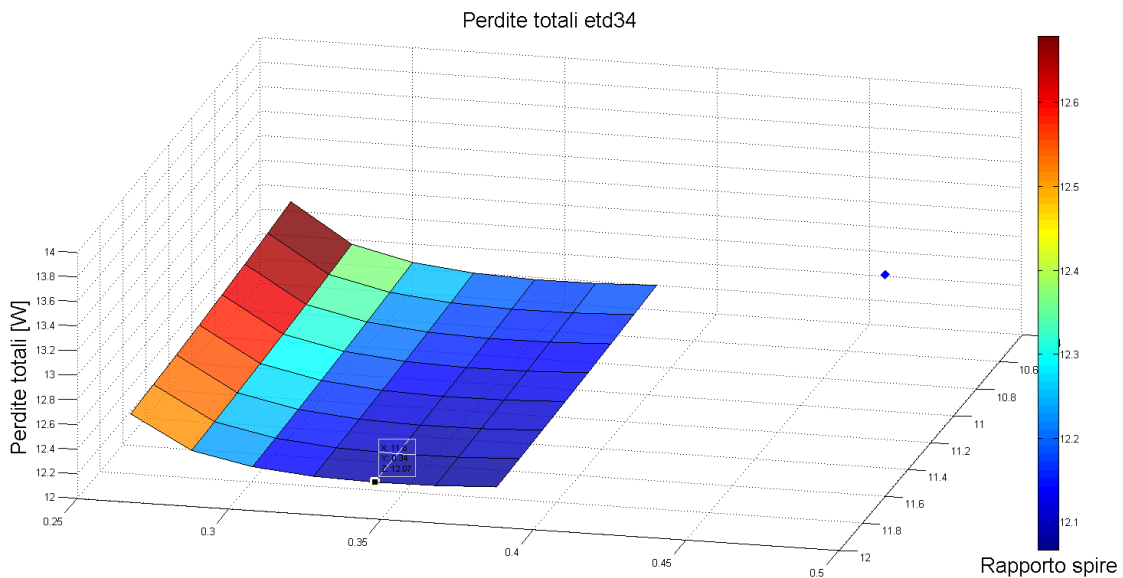


Figura 6.2: Perdite totali con etd34 in funzione di n e K_{rf} , ingrandito nella zona di minimo

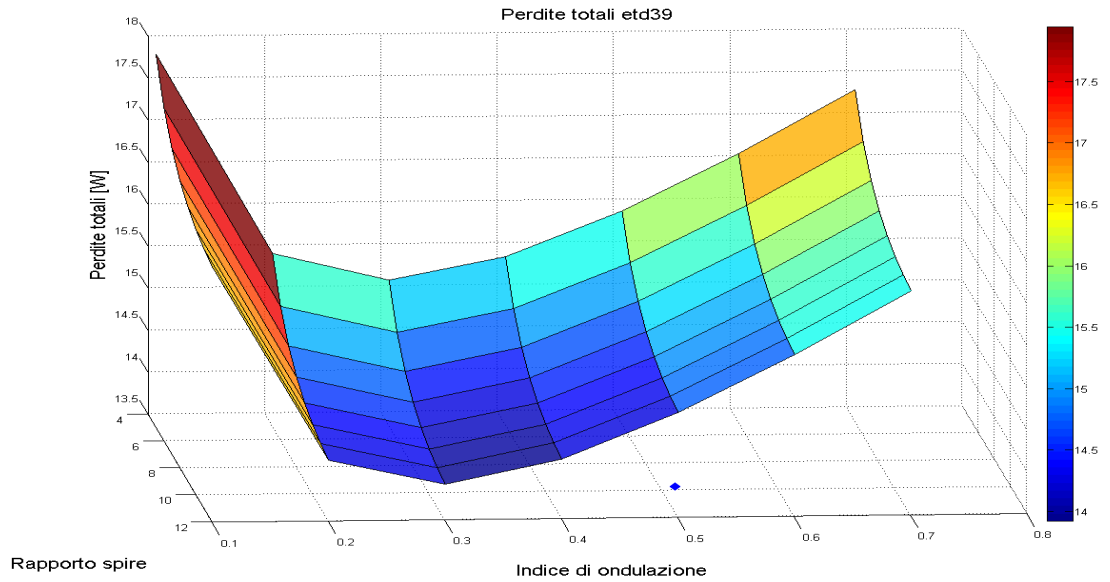


Figura 6.3: Perdite totali con etd39 in funzione di n e K_{rf}

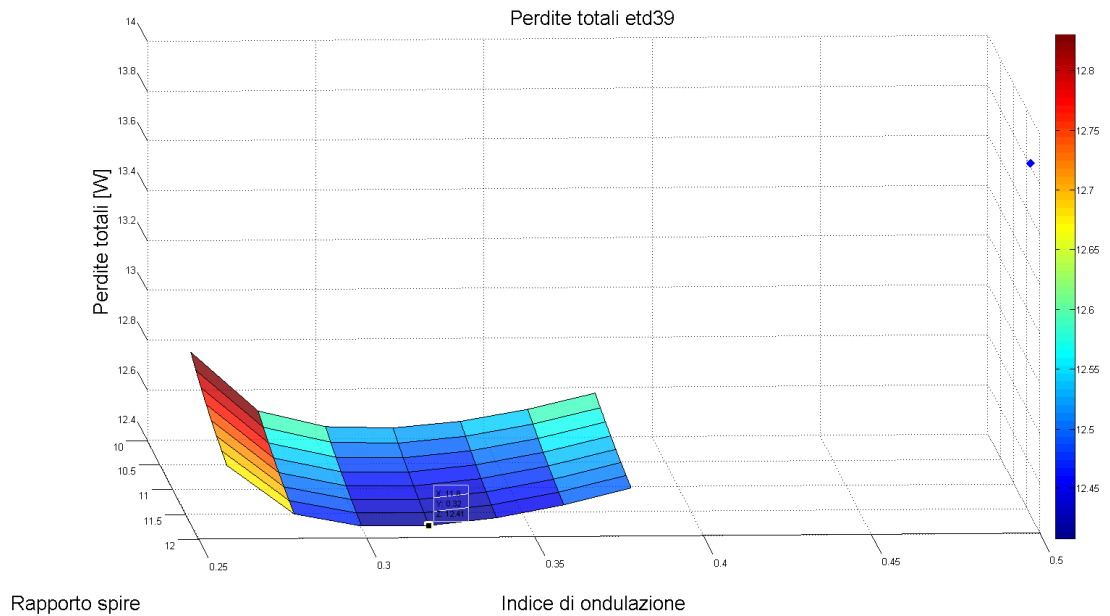


Figura 6.4: Perdite totali con etd39 in funzione di n e K_{rf} , ingrandito nella zona di minimo

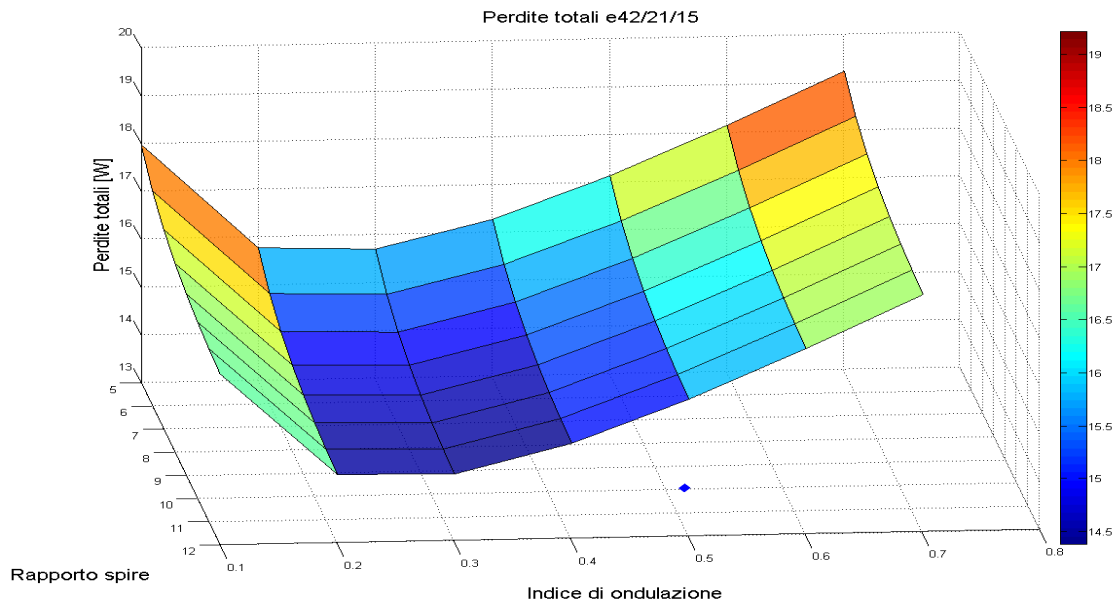


Figura 6.5: Perdite totali con e42/21/15 in funzione di n e K_{rf}

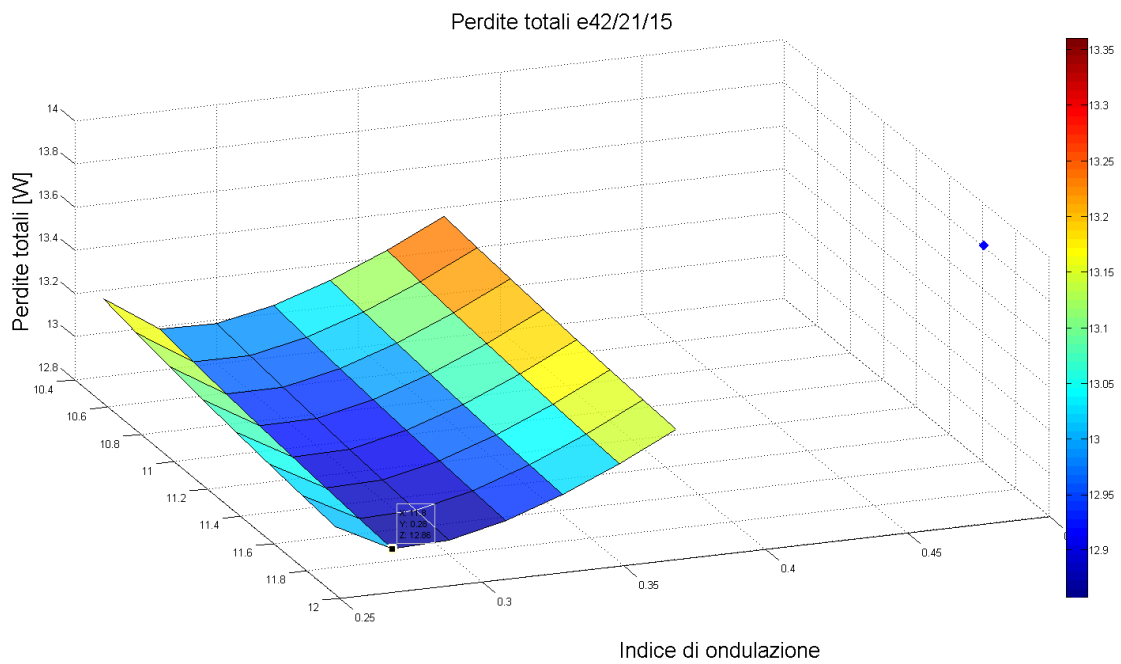


Figura 6.6: Perdite totali con e42/21/15 in funzione di n e K_{rf} , ingrandito nella zona di minimo

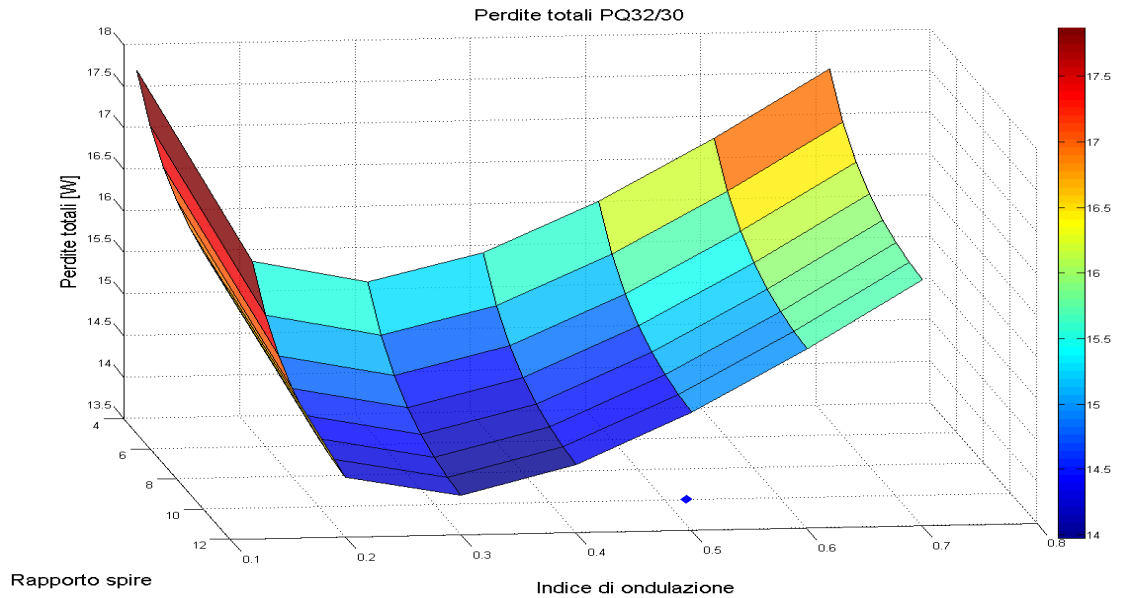


Figura 6.7: Perdite totali con PQ32/30 in funzione di n e K_{rf}

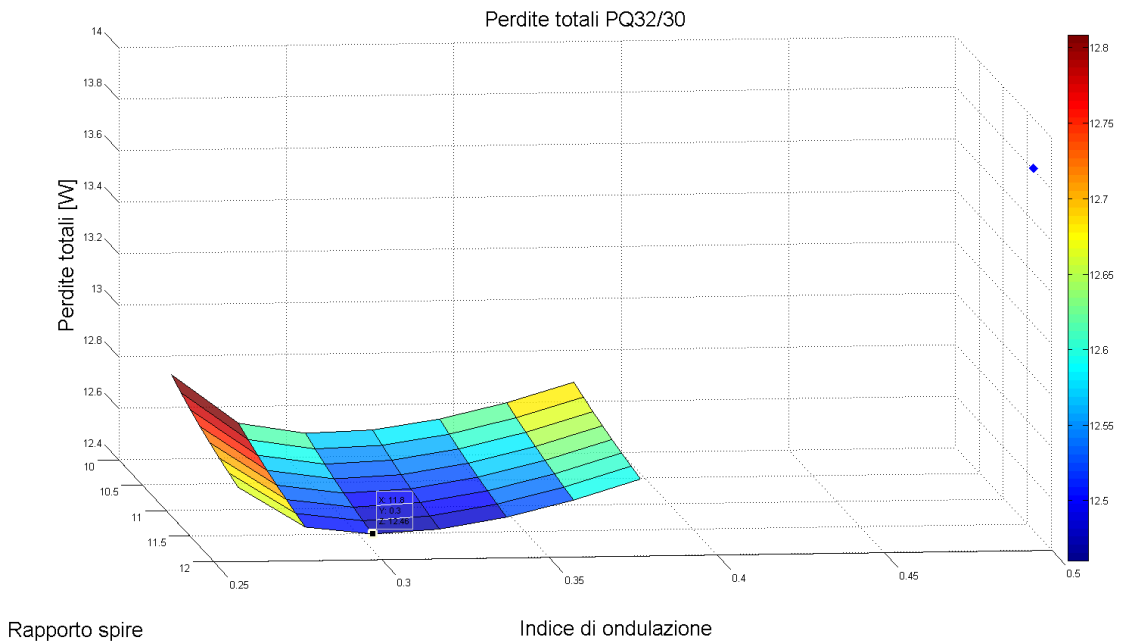


Figura 6.8: Perdite totali con PQ32/30 in funzione di n e K_{rf} , ingrandito nella zona di minimo

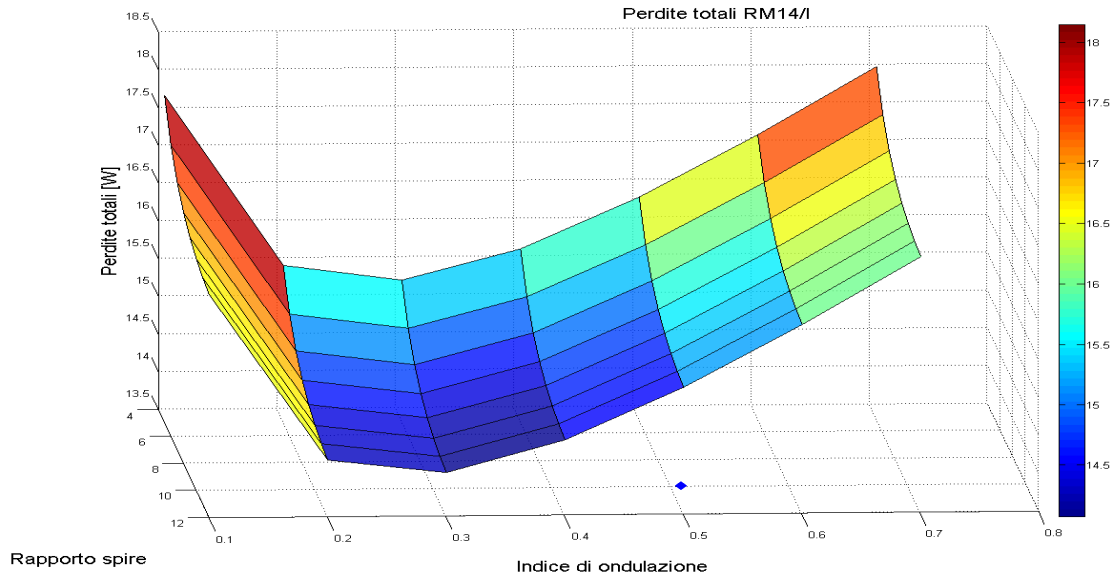


Figura 6.9: Perdite totali con RM14/I in funzione di n e K_{rf}

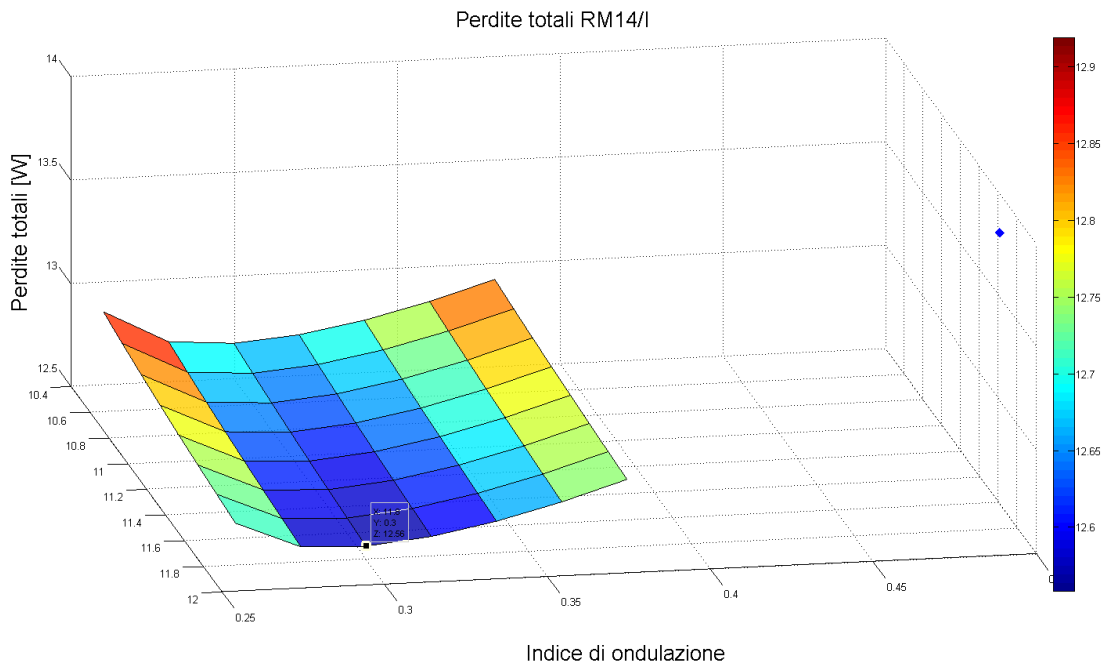


Figura 6.10: Perdite totali con RM14/I in funzione di n e K_{rf} , ingrandito nella zona di minimo

I precedenti grafici sono ottenuti dalla somma di tutte le perdite, il punto di minimo di ognuno di essi ed i relativi dati, sono riportati nella tabella sottostante. Per individuare il minimo con una maggior risoluzione, i grafici sono stati ricalcolati nella zona di maggior interesse.

ferrite	Punto di lavoro ottimo						
	CB orig.	ETD34	ETD39	E42/21/15	PQ32/30	RM14/I	
n	11,6	12	12	12	12	12	12
K_{rf}	0,5	0,34	0,32	0,28	0,3	0,3	0,3
L_m [mH]	1,20	1,50	1,59	1,82	1,70	1,70	1,70
N_1	70	82	63	50	58	49	49
N_2	6	7	5	4	5	4	4
sez Cu prim [mm^2]	0,2	0,2 ÷ 0,3	0,2 ÷ 0,3	0,2 ÷ 0,3	0,2 ÷ 0,3	0,2 ÷ 0,3	0,2 ÷ 0,3
sez Cu sec [mm^2]	1	2,3 ÷ 2,5	2,3 ÷ 2,5	2,3 ÷ 2,5	2,3 ÷ 2,5	2,3 ÷ 2,5	2,3 ÷ 2,5
l_{gap} [mm]	0,6	0,471	0,339	0,237	0,311	0,261	0,261
Perdite							
Avvolgimenti [W]	0,168	0,144	0,143	0,189	0,146	0,131	0,131
Nucleo [W]	1,07	0,774	1,05	1,27	1,01	1,12	1,12
Cond diodo [W]	6,67	5,11	5,10	5,09	5,11	5,11	5,11
Cond MOS [W]	1,83	1,77	1,77	1,75	1,74	1,74	1,74
Comm MOS [W]	0,829	0,873	0,889	0,919	0,904	0,904	0,904
Snub prim [W]	3,24	3,24	3,24	3,24	3,24	3,24	3,24
P_{tot}	13,81	11,91	12,19	12,46	12,15	12,24	12,24

Tabella 6.2: Parametri nel punto di lavoro ottimo

Da questi risultati si può notare che:

- le perdite minime si hanno con n_{max} , quindi il fattore che limita l'efficienza di questo dispositivo è nell'utilizzo di uno switcher integrato sul primario, che non consente di aumentare la tensione sul MOS (sostituendolo) proprio perché integrato nello switcher;
- tutti i trasformatori minimizzano le perdite con $0,2 < K_{rf} < 0,4$;
- il minimo assoluto si ha con le ferriti piccole perché, a parità di ondula-zione, il flusso e la relativa perdita nel nucleo aumenta con l'aumentare delle dimensioni della ferrite, che non sono assolutamente compensate dalla riduzione delle perdite sul rame, in generale molto inferiori;
- la potenza dominante è quella di conduzione del diodo;
- lo snubber di primario è sottoposto a stress maggiore rispetto al MOS;
- dalla configurazione originale si può ottenere un deciso miglioramen-to ($\approx 15\%$) sostituendo il diodo con uno più adatto e ricalcolando il trasformatore sempre su un ETD34.

Capitolo 7

Ottimizzazione caricabatterie

Lo studio fin qui svolto del convertitore flyback come caricabatterie per batterie al piombo e, della relativa ottimizzazione, ha sempre fatto riferimento ad un prodotto reale (Deca SM1270). Poiché sulla carta si è dimostrato che la configurazione originale può essere migliorata, si sono approfondite, realizzate e testate due migliorie, che si sono dimostrate semplici ma efficaci.

7.1 Diodo

Dall'analisi delle perdite è emerso che il diodo gioca un ruolo preponderante. Il caricabatterie preso in esame utilizza il BYV32E: visto e considerato che la tensione inversa da sopportare non è eccessiva si può pensare di sostituire tale diodo con un diodo Schottky. Tale sostituzione porta come vantaggio tempo di reverse recovery e tensione di soglia inferiori, caratteristiche che incidono enormemente sulle perdite. Nelle prove si è deciso di utilizzare il diodo MBR30H100CT perché già disponibile e di facile reperibilità; ciò non toglie che una ricerca accurata possa portare a prestazioni ancora migliori.

7.2 Trasformatore ottimo

Nel capitolo precedente si è individuato il punto di progetto ottimo (cioè i valori di K_{rf} ed n che minimizzano la potenza persa) per diversi tipi di ferrite e si è trovato che quella che permette la maggiore efficienza è la ETD34. Poiché nel caricabatterie preso in esame il trasformatore originale è realizzato proprio su ETD34, per uniformità e per semplicità si realizza il nuovo trasformatore sulla stessa ferrite, utilizzando i dati della tabella 6.2, mentre la realizzazione degli strati è in fig. 7.1.

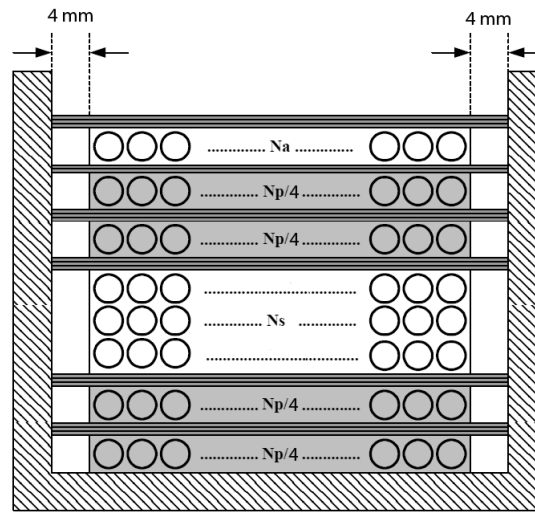


Figura 7.1: Disposizione degli strati nel trasformatore realizzato

Il primario è stato diviso in due parti con all'interno il secondario per cercare di minimizzare le perdite per effetto prossimità. Per il primario si è utilizzato un unico filo di rame smaltato di diametro 0,5mm, mentre per il secondario 9 fili di diametro 0,5mm (collegati in parallelo) per cercare di minimizzare le perdite per effetto pelle. Anche per l'ausiliario si è utilizzato un filo di sezione 0,5mm. La sezione del filo è ricaduta sullo 0,5mm per la sua disponibilità; per il secondario come già detto si sarebbe potuto utilizzare il filo di Litz che risulta però più costoso e non era disponibile. Poiché il rapporto spire di $n = 12$ è stato ritenuto "rischioso", e a seguito di valutazioni pratiche (riempimento ottimo della cava del rocchetto) il trasformatore è stato avvolto con $N_1 = 86$, $N_2 = 8$, da cui discende $n = 10,75$, tale valore è inferiore al valore originale per rispettare il margine di sicurezza del MOSFET dato al cap. 3.1. Per la disposizione degli avvolgimenti rispetto ai pin si è seguito lo schema già utilizzato dal precedente trasformatore, per agevolare la sostituzione dello stesso (fig. 7.2). L'avvolgimento ausiliario è stato avvolto con $N_a = 10$ per mantenere il rapporto N_1/N_a il più vicino possibile a quello originale.

Realizzato il trasformatore si procede con le misure per verificare il valore di induttanza e se le spire sono state avvolte correttamente. Le misure di induttanza sono state eseguite tramite LRC meter Hioki 3522 Hitester. Per verificare il corretto avvolgimento delle spire, collegato l'oscilloscopio LeCroy Wavesurfer 454 500MHz 2GS/s con la sonda sui pin 2, 6 e 12 e la massa sui pin 4, 7, 10 con LRC meter collegato sui pin 2 e 4, se le forme d'onda sono in fase (fig. 7.8) il trasformatore è avvolto correttamente, altrimenti le

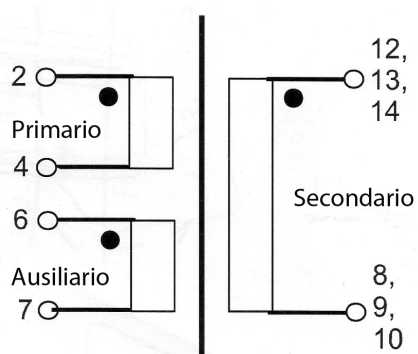


Figura 7.2: Disposizione degli avvolgimenti rispetto ai pin

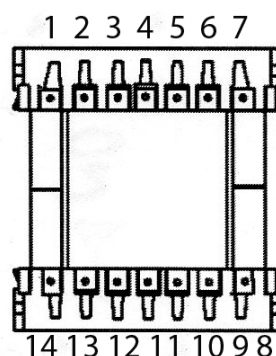


Figura 7.3: Piedinatura rocchetto ETD34

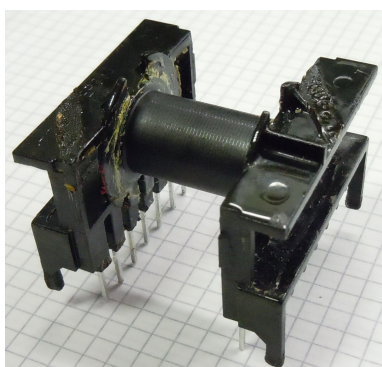


Figura 7.4: Rocchetto ETD34

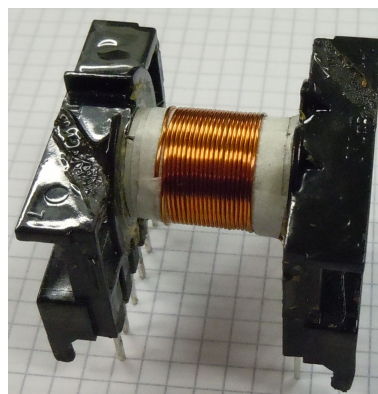


Figura 7.5: Primi due strati di primario

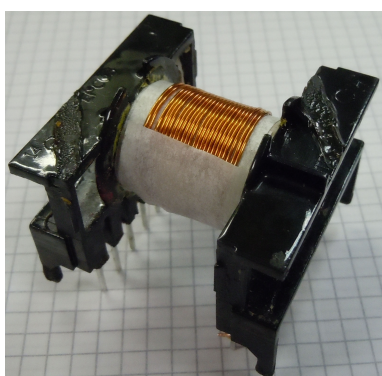


Figura 7.6: Ultimi strati di primario

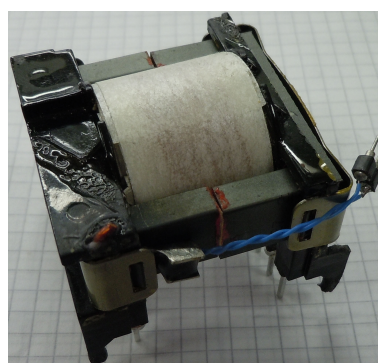


Figura 7.7: Trasformatore completo con sonda di temperatura

spire sono state avvolte nel senso sbagliato. Da tali forme d'onda è possibile verificare il rapporto spire n , pari al rapporto fra la tensione di ingresso ed uscita.

Misure			
Trasformatore calcolato		Trasformatore originale	
L_1	1,47mH	L_1	1,21mH
L_{D1}	15,09 μ H	L_{D1}	10,15 μ H
L_2	13,06 μ H	L_2	7,86 μ H
L_{AUX}	21,9 μ H	L_{AUX}	13,30 μ H

Tabella 7.1: Misure sui trasformatori

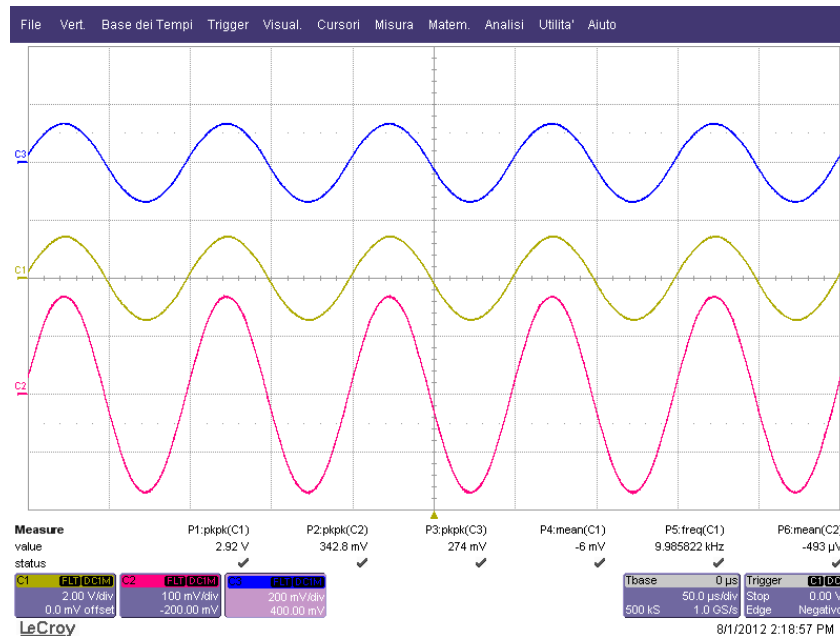


Figura 7.8: Verifica avvolgimenti trasformatore costruito

7.3 Analisi numerica delle configurazioni in prova

Utilizzando la stessa struttura di calcolo utilizzata finora per calcolare tutte le perdite di tante situazioni "teoriche", è possibile calcolare le perdite (nel punto di lavoro di max potenza) delle configurazioni realmente testate:

- configurazione originale;
- configurazione con diodo Schottky;
- configurazione con trasformatore ottimizzato e diodo Schottky.

Risulta una stima delle perdite di questo tipo:

	CB orig.	Schottky	Schottky più trasf.
n	11,6	11,6	10,8
K_{rf}	0,5	0,5	0,3
L_m [mH]	1,20	1,20	1,50
N_1	70	70	86
N_2	6	6	8
sez Cu prim [mm^2]	0,2	0,2	0,2
sez Cu sec [mm^2]	1	1	1,8
l_{gap} [mm]	0,6	0,6	0,339
Perdite			
Avvolgimenti [W]	0,168	0,168	0,204
Nucleo [W]	1,07	1,07	0,617
Cond diodo [W]	6,67	5,2	5,11
Cond MOS [W]	1,83	1,83	1,74
Comm MOS [W]	0,829	0,829	0,901
Snub prim [W]	3,24	3,24	3,24
P_{tot}	13,81	12,34	11,81

Tabella 7.2: Configurazioni a confronto

Si nota che il valore calcolato di L_m (riportato in tabella 7.2) corrisponde perfettamente a quello misurato (tabella 7.1) nel caso del trasformatore originale, mentre si è dovuto accettare un errore sul trasformatore ottimizzato dovuto all'imprecisione sullo spessore del gap. Si è scelto di ottenere un'induttanza inferiore (a discapito dell'ondulazione) per non rischiare di saturare il nucleo.

Rispetto alla configurazione originale con la sola sostituzione del diodo si ottiene una diminuzione di potenza totale dissipata del 10,6%, con l'introduzione del trasformatore invece si ha una diminuzione ulteriore del 4,3%. La configurazione finale porta, come da tabella, una riduzione di 2 watt, i quali sono per buona parte dovuti alla sostituzione del diodo. Essendo il diodo il componente sul quale viene dissipata più potenza, è naturale che la sua sostituzione con un componente più adatto porti i maggiori benefici.

Dalle prove ci si aspetta di rilevare le seguenti variazioni:

- tra la prima e la seconda la riduzione della potenza dissipata dal diodo (da 6,7W a 5,2W \Rightarrow -22%) dovrebbe portare un'equivalente riduzione della sovratemperatura (rispetto l'aria interna) del diodo stesso;
- tra la seconda e la terza prova la riduzione della potenza dissipata sul nucleo del trasformatore (da 1,07W a 0,617W \Rightarrow -42%), in parte compensata dall'aumento della potenza sul rame, dovrebbe portare una riduzione della temperatura sul trasformatore.

La potenza dissipata dai rimanenti componenti non subisce variazioni significative. Ci si aspetta quindi di non rilevare variazioni di temperatura apprezzabili.

Capitolo 8

Misure

Per verificare l'ottimizzazione ottenuta si è scelto di leggere le temperature sui componenti di interesse quali:

- Diodo di uscita;
- MOSFET;
- Trasformatore (nucleo).

Il rilevamento in condizioni ripetibili di tali temperature (in relazione alla temperatura dell'aria interna al case plastico, anch'essa rilevata), ha permesso di validare lo studio esposto finora.

8.1 Setup misura

La scheda del caricabatterie in prova è stata dotata di sonde di temperatura NTC EPCOS B57703M103G40 (fig. 8.2), che sono collegate ad un convertitore analogico digitale della National Instruments (NI USB-6008), a sua volta gestito da LabVIEW mediante USB. Per ottenere una situazione termica realistica, la scheda è disposta all'interno del guscio plastico originale, il cui fondo è stato sostituito da un foglio di polietilene trasparente che permette il passaggio degli infrarossi (visione termografica) ma non permette lo scambio d'aria con l'ambiente (come per il guscio originale).

La lettura dei parametri interni del caricabatterie: tensione, corrente, protezione termica ecc. è rimandata al microcontrollore montato sul pcb il quale viene interrogato tramite seriale da LabVIEW.

Predisposto il banco di misura sono state effettuate le 3 prove anticipate nel paragrafo 7.3. Le misure di temperatura sono state verificate durante la prova mediante termocamera, della quale si riportano alcuni scatti.

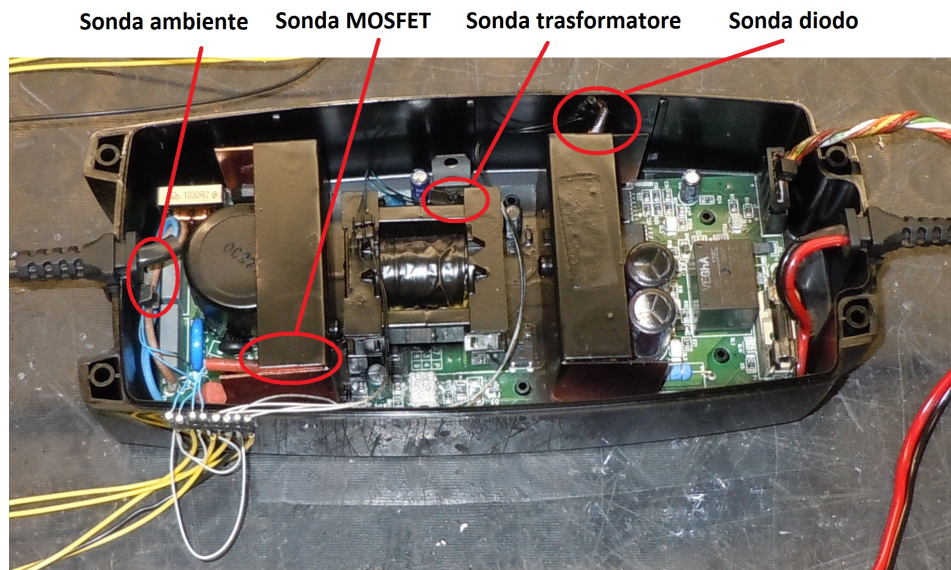


Figura 8.1: Disposizione delle sonde termiche nel caricabatterie

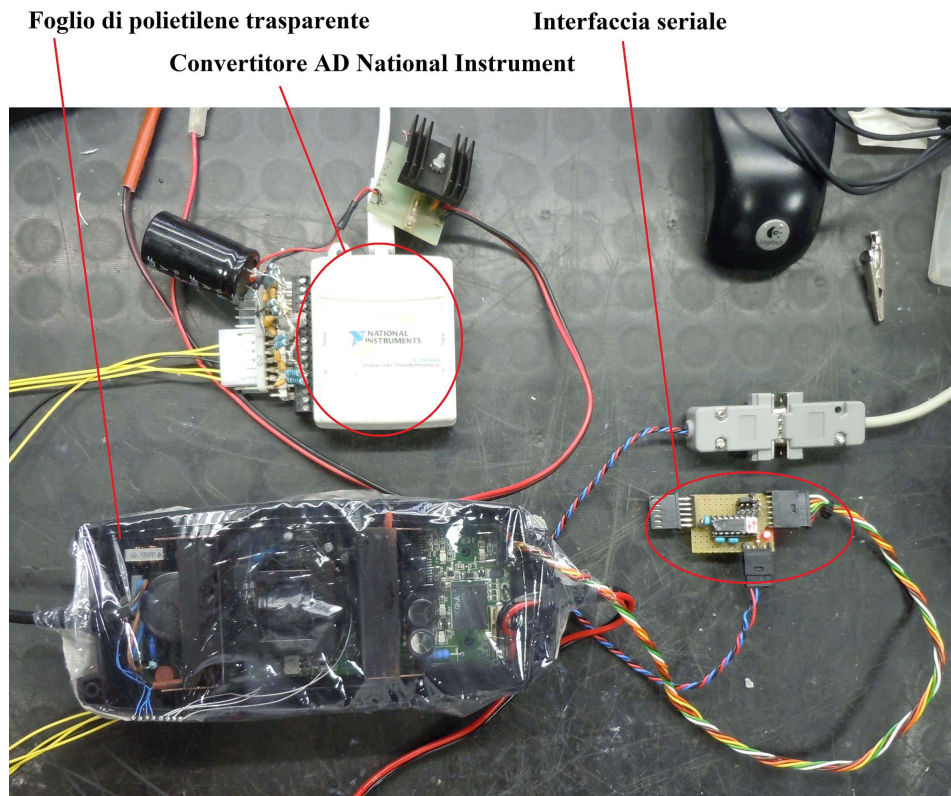


Figura 8.2: Setup banco di misura

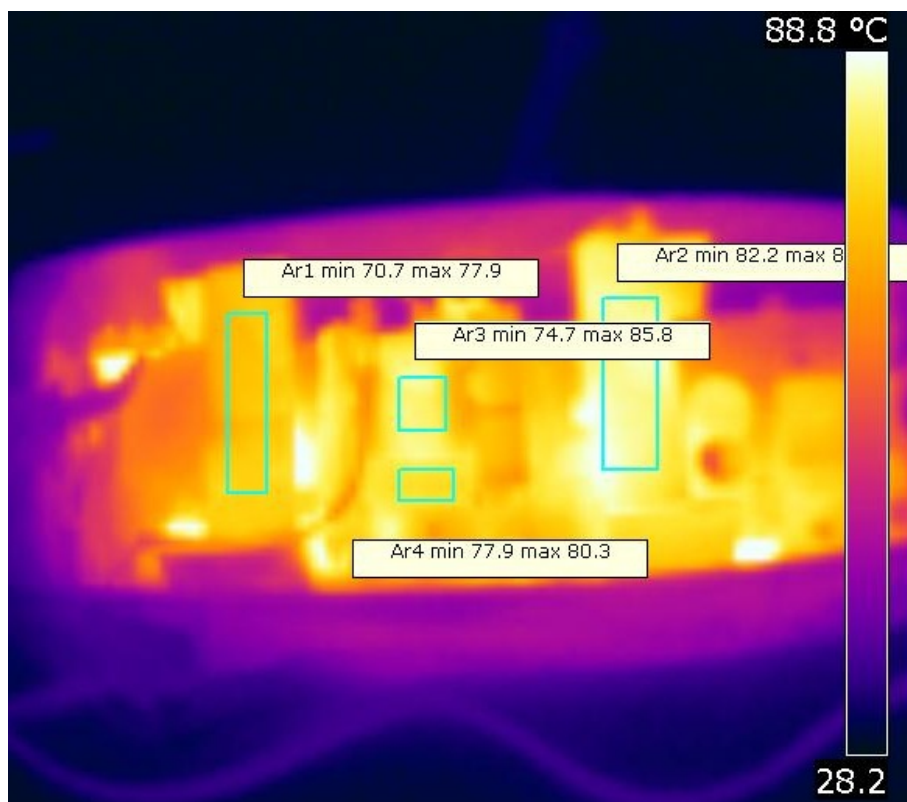


Figura 8.3: Vista totale caricabatterie con termocamera

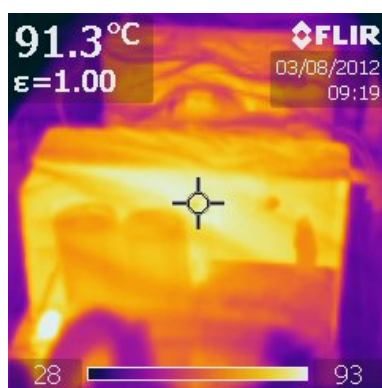


Figura 8.4: MOSFET

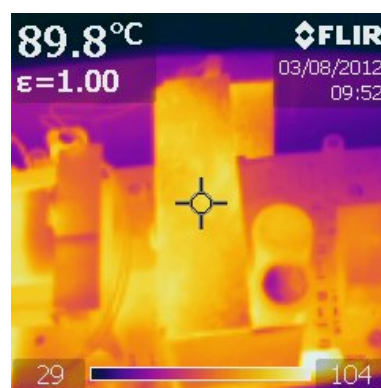


Figura 8.5: Aletta diodo

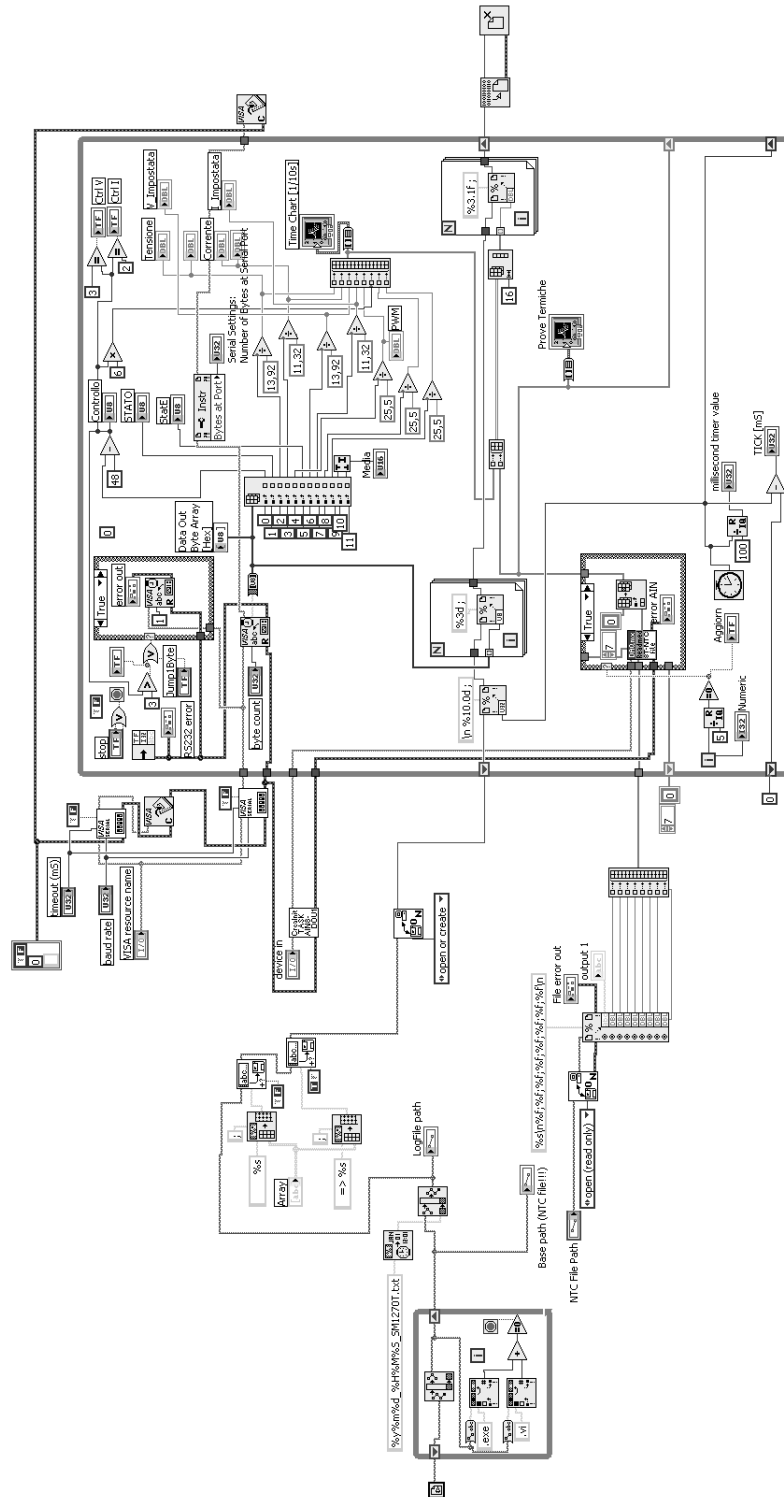


Figura 8.6: Driver LabVIEW

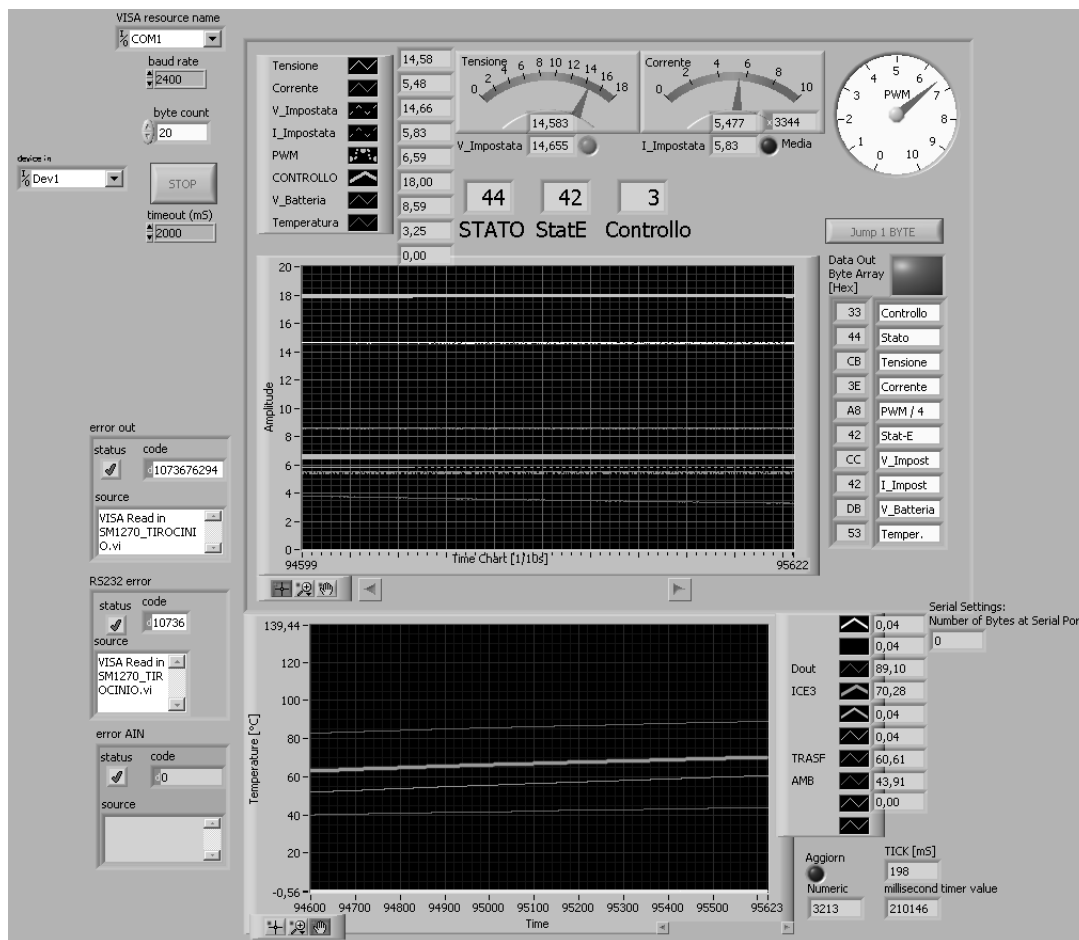


Figura 8.7: Pannello frontale driver LabVIEW

8.2 Analisi termica

8.2.1 Configurazione originale

Posizionate le sonde termiche, collegato il caricabatterie tramite seriale al PC, LabVIEW è stato configurato per eseguire misure ogni 200ms. I dati così ottenuti sono stati riportati elaborati e graficati tramite MATLAB e EXCEL ottenendo i seguenti risultati

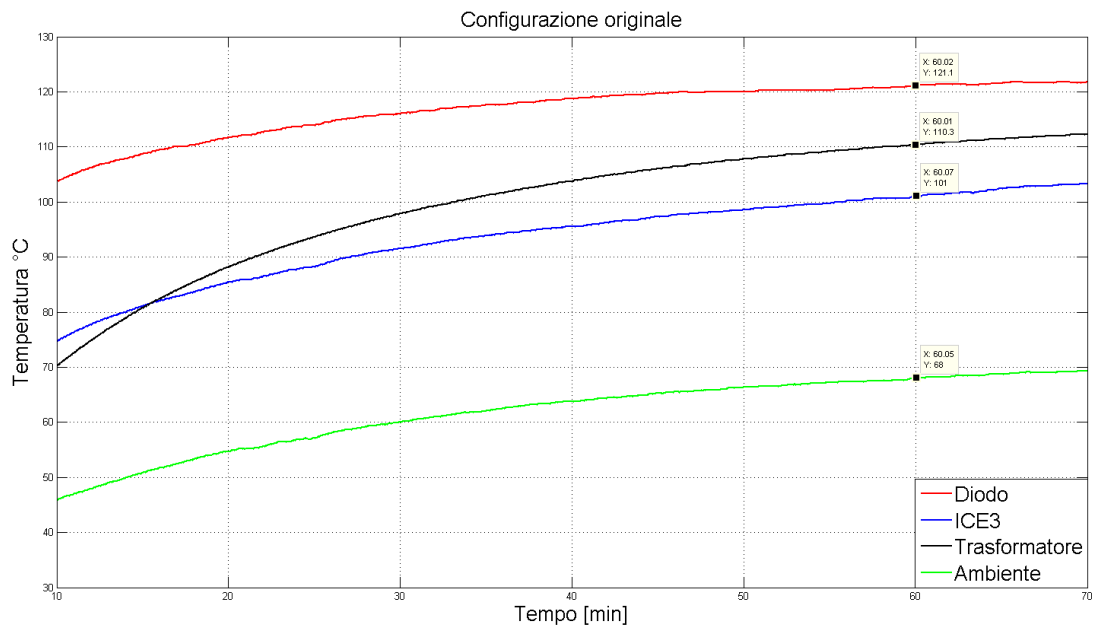


Figura 8.8: Andamento temperature nella configurazione originale

Dopo circa un'ora di funzionamento si rileva

Rilevazioni temperatura			
tempo [min]	55	60	Pendenza [$^{\circ}C/min$]
Diodo [$^{\circ}C$]	120,2	121,1	0,18
MOSFET [$^{\circ}C$]	99,7	101	0,26
Trasformatore [$^{\circ}C$]	109,2	110,3	0,22
Aria interna [$^{\circ}C$]	67,2	68	0,16

Tabella 8.1: Temperature rilevate nella configurazione originale

8.2.2 Configurazione con diodo Schottky

In questa configurazione si è sostituito il diodo al silicio BYV32E con il diodo Schottky MBR30H100CT, per verificare che in questa applicazione i diodi Schottky permettono di ottenere prestazioni migliori. Si riporta quindi l'andamento delle temperature e le misure ottenute dopo circa un'ora di funzionamento.

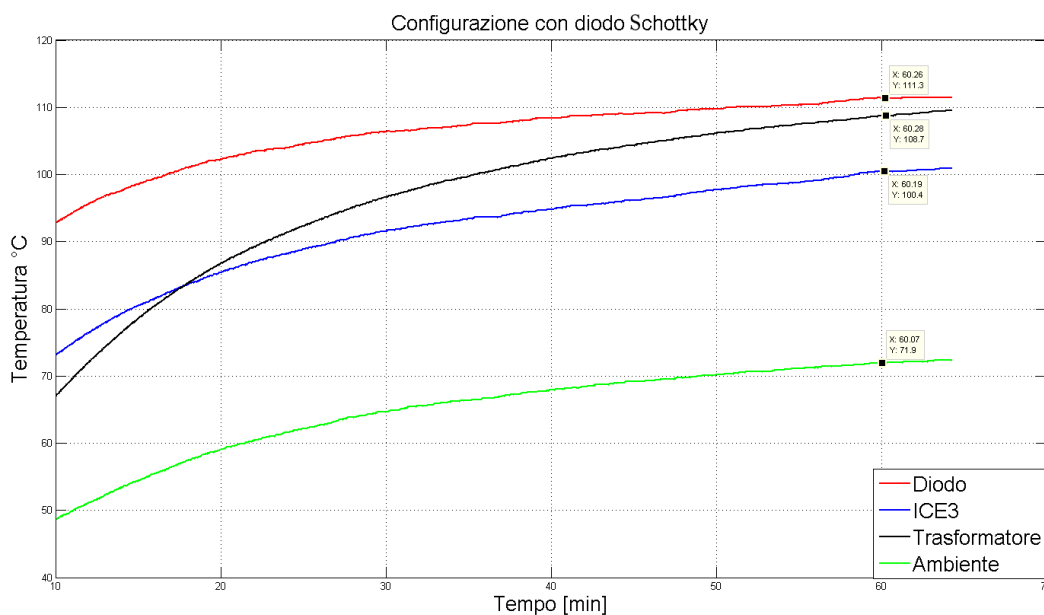


Figura 8.9: Andamento temperature nella configurazione con diodo Schottky

Rilevazioni temperatura			
tempo [min]	55	60	Pendenza [$^{\circ}C/min$]
Diodo [$^{\circ}C$]	110,4	111,3	0,18
MOSFET [$^{\circ}C$]	99,1	100,4	0,26
Trasformatore [$^{\circ}C$]	107,6	108,7	0,22
Aria interna [$^{\circ}C$]	71,1	71,9	0,16

Tabella 8.2: Temperature rilevate nella configurazione con diodo Schottky

8.2.3 Configurazione con diodo Schottky e trasformatore calcolato

In questa configurazione si è sostituito oltre al diodo il trasformatore con quello calcolato nei capitoli precedenti. Si riporta quindi l'andamento delle temperature e le misure ottenute dopo circa un'ora di funzionamento.

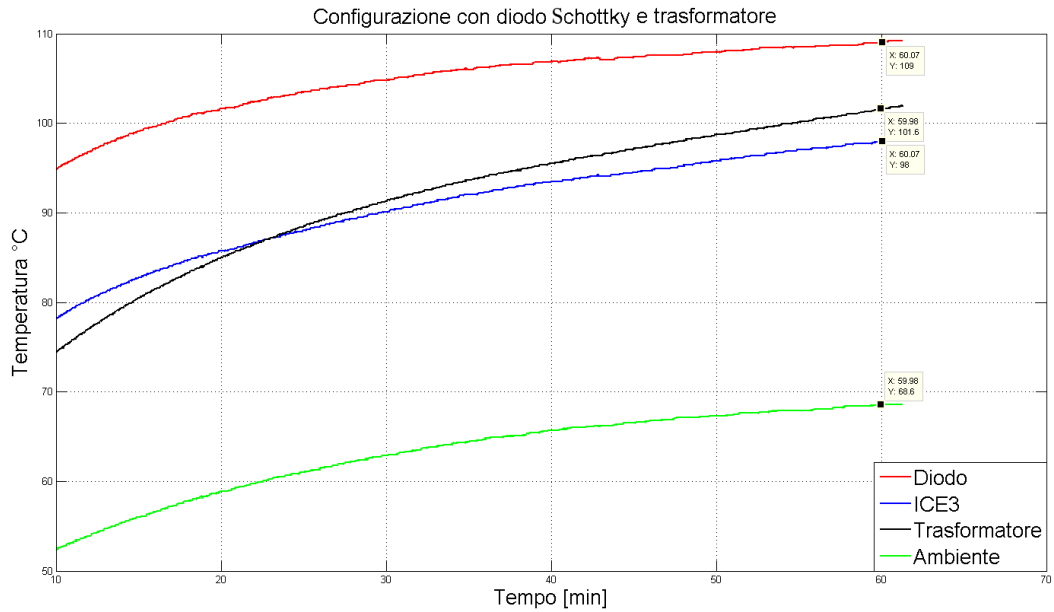


Figura 8.10: Andamento temperature nella configurazione con diodo Schottky e trasformatore calcolato

Rilevazioni temperatura			
tempo [min]	55	60	Pendenza [$^{\circ}C/min$]
Diodo [$^{\circ}C$]	108,5	109	0,1
MOSFET [$^{\circ}C$]	97	98	0,2
Trasformatore [$^{\circ}C$]	101,1	101,6	0,1
Aria interna [$^{\circ}C$]	67,9	68,6	0,14

Tabella 8.3: Temperature rilevate nella configurazione con diodo Schottky e trasformatore calcolato

8.2.4 Analisi dei risultati

Trascorsa un'ora dall'inizio della prova si sono rilevate le temperature sui componenti indicati all'inizio del capitolo, tali rilevazioni hanno portato a temperature inferiori nel susseguirsi delle prove, con pendenza anch'essa decrescente, tale da confermare un grado di regimazione maggiore. La seguente tabella riassume le prove effettuate.

	CB orig	CB con Schottky	Config. finale	
	temp [$^{\circ}C$]	temp [$^{\circ}C$]	temp [$^{\circ}C$]	
Diodo	121,1	111,3	109	
MOSFET	101	100,4	98	
Trasformatore	110,3	108,7	101,6	
Aria interna	68	71,9	68,6	
Δ Diodo	53,1	39,4	40,4	-25,8%
Δ Trasformatore	42,3	36,8	33	-10,3%

Tabella 8.4: Ottimizzazione ottenuta

Si può notare che il caricabatterie originale non è molto distante dalla condizione ottima. L'ottimizzazione maggiore si è ottenuta sul diodo, infatti la riduzione è di $12,1^{\circ}C$ assoluti. Considerando costante la resistenza termica tra sonda del diodo e temperatura dell'aria interna si può determinare una riduzione della potenza dissipata dal diodo tra il caso 1 e 2 dell'ordine del 24% pressoché corrispondente a quanto stimato numericamente in 7.3. Una rilevabile differenza di sovratemperatura era prevista tra le prove 2 e 3 sul trasformatore (ed è confermata, anche se in misura molto inferiore alle attese), la differenza può essere dovuta all'imprecisione del gap e all'incertezza della misura. Inattesa è stata invece la differenza di sovratemperatura rilevata sul trasformatore tra le prove 1 e 2: va probabilmente imputata al fatto che un diodo più efficiente richiede meno potenza al trasformatore (a parità di condizioni di uscita), oltre al fatto che la sonda sul trasformatore è vicina all'aletta del diodo, sensibilmente più fredda nella prova 2. Entrambi questi fattori sono trascurati nel modello matematico proposto in questa tesi.

Conclusioni

Lo scopo di questa tesi è stato quello di analizzare ed ottimizzare i criteri di progetto di un caricabatterie switching in configurazione flyback. Una prima trattazione teorica ha permesso di individuare i trade-off che i vari componenti impongono e, fissati i dati di progetto, si sono calcolate perdite su componenti ed avvolgimenti in funzione di una base di due variabili indipendenti, rispettivamente n (rapporto spire del trasformatore) e K_{rf} (fattore di forma della corrente magnetizzante). Facendo spaziare le variabili indipendenti su tutto il campo di valori di interesse pratico è stato possibile ottenere curve e superfici che rappresentano la totalità delle perdite, il cui minimo rappresenta la configurazione migliore ottenibile.

Con i dati di progetto corrispondenti ad un prodotto vero (Deca SM1270) si è calcolata una configurazione ottima, sulla cui base è stato realizzato un trasformatore migliorato da applicare (insieme a un diodo Schottky di maggiore efficienza) sul caricabatterie reale per verificare i calcoli ed i risultati ottenuti. Le prove effettuate sul prodotto originale e modificato hanno dimostrato la sostanziale correttezza del modello utilizzato, ma anche i limiti di precisione insiti nelle approssimazioni del modello stesso.

Il lavoro svolto ha dimostrato che è possibile migliorare il prodotto, e si è giunti ad una metodologia di progetto che fornisce gli strumenti generali per massimizzare l'efficienza di un qualsiasi caricabatterie realizzato mediante convertitore flyback.

Elenco delle figure

1.1	Curva di carica	9
1.2	Caratteristica $V_{out}I_{out}$ caricabatterie	10
2.1	Schema flyback	13
2.2	Corrente su L_m	14
2.3	I_{L_m} nel caso discontinuo	14
2.4	Curve a duty-cycle costante ottenute con $V_{rete}=220V$, $F_s=67KHz$, $n=12$, $N_1=70$, $A_{L_{gap}}=0.3\mu H/spire^2$	16
2.5	Andamento I_2	17
2.6	Curve a I_{2p} costante ottenute con $V_{rete}=220V$, $F_s=67KHz$, $n=12$, $N_1=70$, $A_{L_{gap}}=0.3\mu H/spire^2$	18
2.7	I_{2b}	19
2.8	Curve a I_{2b} costante ottenute con $V_{rete}=220V$, $F_s=67KHz$, $n=12$, $N_1=70$, $A_{L_{gap}}=0.3\mu H/spire^2$	19
2.9	Curve a ΔI_2 costante ottenute con $V_{rete}=220V$, $F_s=67KHz$, $n=12$, $N_1=70$, $A_{L_{gap}}=0.3\mu H/spire^2$	21
3.1	Corrente drain MOSFET	23
3.2	Tensione drain MOSFET	24
3.3	Perdite di conduzione del diodo in funzione di n e K_{rf}	26
3.4	Perdite di conduzione del MOS funzione di n e K_{rf}	26
3.5	Perdite commutazione MOSFET	28
3.6	Perdite di commutazione del MOS in funzione di n e K_{rf}	30
3.7	Potenza dissipata dallo snubber di primario	31
4.1	Sezione avvolgimenti e ferrite	33
5.1	Perdite nel nucleo in funzione del flusso di picco (materiale: 3C97)	37
5.2	Isteresi completa	38
5.3	Isteresi flyback	38

5.4	Effetto pelle: eddy current dovute alla generazione del flusso $\phi(t)$	39
5.5	Effetto pelle: le eddy current favoriscono la distribuzione di corrente sulla superficie del conduttore	39
5.6	δ funzione della frequenza per un filo di rame	40
5.7	Corrente di primario	41
5.8	Corrente di secondario	42
5.9	Effetto prossimit� in due conduttori affiancati, il primo percorso da corrente, il secondo lasciato aperto.	43
5.10	Effetto prossimit� su un generico trasformatore avvolto come in figura	44
5.11	Effetto prossimit� minimizzato con avvolgimento in interleaving	46
5.12	Perdite nel nucleo nell'etd34 in funzione di n e K_{rf}	47
5.13	Perdite negli avvolgimenti nell'etd34 in funzione di n e K_{rf}	48
6.1	Perdite totali con etd34 in funzione di n e K_{rf}	51
6.2	Perdite totali con etd34 in funzione di n e K_{rf} , ingrandito nella zona di minimo	51
6.3	Perdite totali con etd39 in funzione di n e K_{rf}	52
6.4	Perdite totali con etd39 in funzione di n e K_{rf} , ingrandito nella zona di minimo	52
6.5	Perdite totali con e42/21/15 in funzione di n e K_{rf}	53
6.6	Perdite totali con e42/21/15 in funzione di n e K_{rf} , ingrandito nella zona di minimo	53
6.7	Perdite totali con PQ32/30 in funzione di n e K_{rf}	54
6.8	Perdite totali con PQ32/30 in funzione di n e K_{rf} , ingrandito nella zona di minimo	54
6.9	Perdite totali con RM14/I in funzione di n e K_{rf}	55
6.10	Perdite totali con RM14/I in funzione di n e K_{rf} , ingrandito nella zona di minimo	55
7.1	Disposizione degli strati nel trasformatore realizzato	60
7.2	Disposizione degli avvolgimenti rispetto ai pin	61
7.3	Piedinatura rocchetto ETD34	61
7.4	Rocchetto ETD34	61
7.5	Primi due strati di primario	61
7.6	Ultimi strati di primario	61
7.7	Trasformatore completo con sonda di temperatura	61
7.8	Verifica avvolgimenti trasformatore costruito	62
8.1	Disposizione delle sonde termiche nel caricabatterie	66

8.2	Setup banco di misura	66
8.3	Vista totale caricabatterie con termocamera	67
8.4	MOSFET	67
8.5	Aletta diodo	67
8.6	Driver LabVIEW	68
8.7	Pannello frontale driver LabVIEW	69
8.8	Andamento temperature nella configurazione originale	70
8.9	Andamento temperature nella configurazione con diodo Schottky	71
8.10	Andamento temperature nella configurazione con diodo Schot- tky e trasformatore calcolato	72

Elenco delle tabelle

5.1	Coefficienti calcolo perdite nel nucleo	37
6.1	Condizioni al contorno utilizzate nell'individuazione della fer- rite ottimale	50
6.2	Parametri nel punto di lavoro ottimo	57
7.1	Misure sui trasformatori	62
7.2	Configurazioni a confronto	63
8.1	Temperature rilevate nella configurazione originale	70
8.2	Temperature rilevate nella configurazione con diodo Schottky .	71
8.3	Temperature rilevate nella configurazione con diodo Schottky e trasformatore calcolato	72
8.4	Ottimizzazione ottenuta	73

Bibliografia

- [1] Fairchild semiconductor, *AN4137: Design Guidelines for Off-line Flyback Converters Using Fairchild Power Switch (FPS)*. Hang-Seok Choi/Ph. D, Rev. 1.2.0.
- [2] Fairchild semiconductor, *AN4140: Trasformer Design Consideration for off-line Flyback Converters using Fairchild Power Switch (FPSTM)*. Hang-Seok Choi/Ph. D, Rev. 1.0.0.
- [3] Fairchild semiconductor, *AN-6005: Synchronous buck MOSFET loss calculations with Excel model*. Jon Klein, Rev. 1.0.1, 2006.
- [4] Mc Graw Hill : *Power Electronics*. Daniel W. Hart
- [5] Univerisitá di Ancona, *Dipartimento di Elettronica e Automatica: Guida al progetto dei trasformatori Flyback e Forward*. Vittorio Carboni, AA 1999/2000.
- [6] Magnetics, *Ferrites Cores*. 2005.
- [7] FERROXCUBE, *Soft Ferrites and Accessories, Data Handbook*. 2005.
- [8] Springer, *Fundamentals of Power Electronics*. Erickson, 2001.