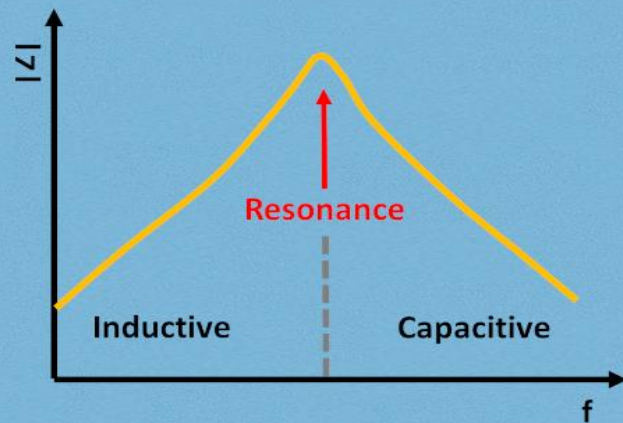
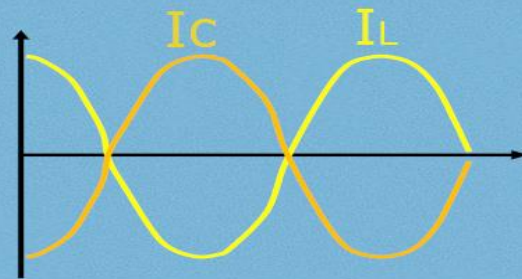
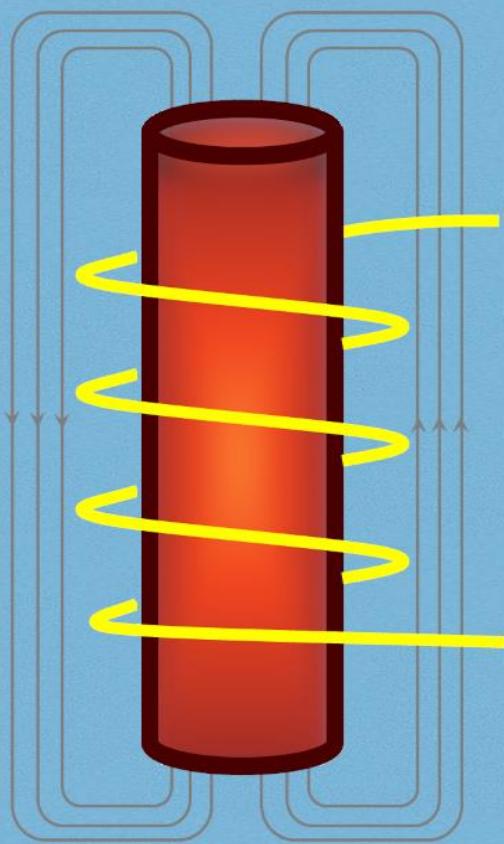


DAL CAMPO MAGNETICO AL CALORE: COSTRUISCI IL TUO RISCALDATORE A INDUZIONE



Leonardo Chieco

Dal Campo Magnetico al Calore: Costruisci il Tuo Riscaldatore a Induzione

1.Introduzione

Il riscaldamento a induzione è una di quelle tecnologie che, pur essendo basate su principi fisici noti da oltre un secolo, riesce ancora oggi a suscitare curiosità, stupore e un certo fascino. Vedere un pezzo di metallo diventare incandescente in pochi secondi, senza alcun contatto fisico e senza fiamma, è un'esperienza che lascia sempre a bocca aperta. Eppure, dietro questa "magia", c'è un insieme di fenomeni elettromagnetici ben noti e una progettazione elettronica intelligente che sfrutta al meglio le leggi di Faraday, Lenz e Joule.

In questo tutorial ci addentreremo nel mondo del riscaldamento a induzione partendo dai concetti fondamentali, fino a realizzare un circuito ZVS (Zero Voltage Switching) funzionante. L'obiettivo non è soltanto "costruire qualcosa che scalda", ma capire a fondo **come e perché** funziona, imparando a dimensionare correttamente i componenti e a ottimizzare le prestazioni per il tipo di materiale e applicazione desiderata.

In rete si trovano molti schemi e tutorial su questo argomento, ma ho voluto andare oltre: approfondire quegli aspetti e quelle curiosità spesso trascurate, ma fondamentali per comprendere davvero il funzionamento e il processo progettuale.

Il cuore del processo è il cosiddetto "tank" risonante, formato da una bobina e da un condensatore: un sistema LC capace di immagazzinare e scambiare energia tra campo magnetico e campo elettrico. Quando un pezzo metallico viene posto all'interno della bobina, il campo magnetico variabile induce al suo interno correnti parassite, le quali, a causa della resistenza elettrica del materiale, generano calore direttamente nel pezzo. Più alta è la frequenza dell'oscillazione e maggiore è la conducibilità del materiale, più il riscaldamento sarà rapido ed efficiente.

Per assicurare che la teoria corrisponda alla pratica, nel corso dello sviluppo è stato fatto ampio uso di simulazioni LTspice. Questo strumento ci permetterà di analizzare in anticipo l'andamento delle forme d'onda di tensione e corrente, osservare il comportamento dinamico del circuito in condizioni reali e verificare la corretta risonanza del tank.

Nel corso della guida vedremo come il circuito ZVS, grazie alla sua particolare modalità di commutazione, consenta di pilotare il tank con perdite minime, riducendo il riscaldamento indesiderato dei MOSFET e aumentando l'efficienza complessiva. Analizzeremo passo dopo passo il funzionamento, scoprendo come due MOSFET, poche induttanze e un paio di diodi possano generare centinaia di watt di potenza, e come sia possibile adattare la geometria della bobina per scaldare forme e dimensioni di pezzi molto differenti.

Questa guida è pensata per accompagnarti dall'idea alla realizzazione concreta. Scopriremo insieme i materiali necessari, i calcoli per scegliere L e C, il ruolo dei choke e dei diodi, le frequenze ideali per diversi tipi di metallo, e naturalmente tutte le accortezze per lavorare in sicurezza. Alla fine del percorso, non solo potrai realizzare un riscaldatore a induzione funzionante, ma avrai anche la comprensione profonda del suo funzionamento, e la capacità di adattarlo a future sfide.

Buona lettura!

L'autore

Leonardo Chieco è un ingegnere elettronico con oltre 20 anni di esperienza nella progettazione e sviluppo di software per il controllo dell'automazione (PC/PLC), nella progettazione di schede elettroniche per applicazioni industriali, firmware, robotica e mecatronica.

LinkedIn: <https://www.linkedin.com/in/leonardo-chieco-53550b129/>

2.Come funziona: dalla legge di Faraday al calore

Per capire a fondo come funziona un riscaldatore a induzione, è importante partire dai meccanismi fisici che trasformano energia elettrica in calore direttamente all'interno di un pezzo metallico. A differenza di un fornello elettrico tradizionale, dove il calore viene trasferito per conduzione da una resistenza, qui il calore **nasce nel materiale stesso** grazie all'azione combinata di due fenomeni principali: le correnti parassite e le perdite per isteresi magnetica.

- **Correnti parassite (eddy currents):** Ogni volta che un conduttore si trova immerso in un campo magnetico variabile nel tempo, al suo interno si generano delle correnti chiuse chiamate *correnti parassite*. Questo fenomeno è descritto dalla legge di Faraday–Neumann–Lenz, che afferma:

La forza elettromotrice indotta in un circuito è proporzionale alla variazione di flusso magnetico concatenato nel tempo, e il verso della corrente indotta si oppone alla variazione che l'ha generata.

In pratica, la bobina di un riscaldatore a induzione, percorsa da corrente alternata, crea un campo magnetico oscillante che attraversa il pezzo metallico e induce in esso correnti che scorrono lungo percorsi chiusi. A causa della resistenza elettrica intrinseca del materiale, queste correnti dissipano energia sotto forma di calore per effetto Joule. La particolarità è che **il calore si sviluppa all'interno del pezzo**, senza bisogno di alcun contatto diretto o fonte di calore esterna.

- **Perdite per isteresi magnetica:** Se il materiale è ferromagnetico (come ferro e acciaio), entra in gioco un secondo effetto: ogni ciclo di magnetizzazione e smagnetizzazione provoca perdite energetiche dovute alla frizione interna dei domini magnetici.

Quando un materiale ferromagnetico viene immerso in un campo magnetico variabile, come quello prodotto da un riscaldatore ZVS, l'induzione magnetica nel materiale non segue immediatamente il campo magnetico applicato, ma lo fa con un certo ritardo, creando una isteresi. La relazione tra il campo magnetico applicato (H) e l'induzione magnetica risultante (B) nel materiale ferromagnetico, durante un ciclo completo di

magnetizzazione e smagnetizzazione, viene rappresentata graficamente da un ciclo di isteresi.

L'area all'interno del ciclo di isteresi rappresenta l'energia persa durante ogni ciclo, che viene dissipata sotto forma di calore.

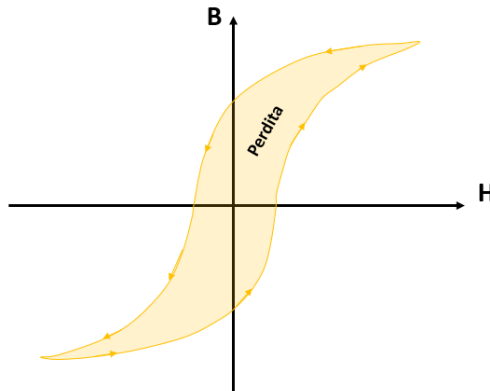


Figura 1: Perdite per isteresi

Questo contributo è molto importante a frequenze più basse e con materiali ad alta permeabilità magnetica. Le **perdite per isteresi magnetica** diventano più evidenti **a basse e medie frequenze**, tipicamente nel range tra **decine di Hz e qualche centinaio di kHz**, (1 kHz ... 50 kHz nei materiali ferromagnetici).

La potenza persa per isteresi in un materiale magnetico si può approssimare con la formula di Steinmetz:

$$P_h \approx k f B_{max}^n$$

dove P_h è la potenza persa e trasformata in calore, k è una costante che dipende dal materiale, B_{max} è l'induzione magnetica massima e $n \approx 1,6-2$ per acciai comuni.

L'importanza relativa di correnti parassite e perdite per isteresi dipende in gran parte dalla frequenza di lavoro:

- **Basse frequenze (50 Hz – 10 kHz):**

Le correnti parassite sono modeste, specialmente se il pezzo non è massiccio o è realizzato in lamierini. Le perdite per isteresi rappresentano il

contributo principale al calore generato. È il regime tipico delle macchine elettriche e delle applicazioni industriali che richiedono un riscaldamento in profondità.

- **Frequenze medie (10 kHz – 100 kHz):**

Le perdite per isteresi restano importanti, ma le correnti parassite iniziano ad avere un peso maggiore. In questo intervallo lavorano molti processi di tempra a induzione, sfruttando entrambi i meccanismi.

- **Frequenze alte (>100 kHz):**

Il contributo dell'isteresi diventa trascurabile: dominano le correnti parassite e *l'effetto pelle*, che concentra la corrente indotta negli strati superficiali del materiale. In questo caso, il riscaldamento avviene quasi esclusivamente per effetto Joule, ed è molto rapido ma limitato alla superficie.

3. Profondità di penetrazione ed effetto pelle

Un aspetto chiave del riscaldamento a induzione è il cosiddetto **effetto pelle**: le correnti parassite tendono a concentrarsi negli strati superficiali del conduttore, e la loro penetrazione in profondità dipende dalla frequenza. La profondità di penetrazione δ si calcola così:

$$\delta = \sqrt{\frac{2 \rho}{\omega \mu}}$$

dove:

- ρ è la resistività elettrica del materiale
- ω è la frequenza angolare ($2 \pi f$)
- μ è la permeabilità magnetica

Più la frequenza è alta, più δ è piccola: si ottiene quindi un riscaldamento superficiale molto rapido. Frequenze basse, invece, permettono di scaldare più in profondità, il che è utile per pezzi spessi o per riscaldamenti uniformi in volume.

Le frequenze più basse (ad esempio, 50 Hz - 10 kHz) vengono utilizzate per riscaldamenti più profondi, come la fusione e la forgiatura, mentre le frequenze più alte (ad esempio, 10 kHz - MHz) sono più adatte per la tempra superficiale, la brasatura e il riscaldamento di componenti più piccoli.

Nella tabella seguente sono riportate alcune applicazioni e relative frequenze di oscillazione.

Frequenza		Penetrazione	Applicazione
Bassa frequenza	50 – 10 kHz	Profonda	Fusione, forgiatura, distensione e trattamento termico di componenti di grandi dimensioni.
Media frequenza	10 kHz - 100 kHz	Penetrazione moderata, adatta per applicazioni che richiedono riscaldamento sia superficiale, sia a cuore.	Rinvenimento, ricottura, tempra di componenti di medie dimensioni e forgiatura.
Alta frequenza	100 kHz - MHz	Penetrazione superficiale, riscalda principalmente la superficie.	Tempra superficiale, brasatura, saldatura e riscaldamento di piccoli componenti.

4. Il sistema di riscaldamento a induzione

Le possibilità offerte dal riscaldamento a induzione sono numerose. Nei grandi impianti industriali lo si usa per la tempra di alberi motore, ingranaggi, utensili da taglio o per processi di brasatura automatizzata di tubi e raccordi. Nella gioielleria è una scelta ideale per la fusione di metalli preziosi in crogioli di piccola capacità, mentre nelle officine meccaniche può servire per riscaldare cuscinetti o bulloni bloccati senza dover scaldare l'intera struttura. Persino in cucina, con i piani a induzione, ritroviamo la stessa fisica applicata in una forma "soft", sicura ed efficiente.

Un aspetto interessante è la possibilità di concentrare il calore **solo dove serve**: basta progettare la bobina con la forma adatta al pezzo (cilindrica per barre, piatta per piastre, sagomata per geometrie particolari) e posizionarla con la giusta distanza (*gap*). Più il gap è piccolo, maggiore sarà l'efficienza.

Storicamente, i primi sistemi a induzione erano pilotati da generatori valvolari, ingombranti e poco efficienti. Oggi, grazie ai semiconduttori di potenza, è possibile realizzare generatori compatti, efficienti e adatti sia per l'industria, sia per il laboratorio hobbistico.

Tra le configurazioni più diffuse ed efficienti per il pilotaggio di un riscaldatore a induzione spicca il circuito **ZVS** (*Zero Voltage Switching*). Questa topologia consente di commutare i dispositivi di potenza, che siano MOSFET o IGBT, in condizioni di tensione praticamente nulla, minimizzando così le perdite di commutazione e lo stress elettrico sui componenti. Nel classico schema ZVS, due transistor lavorano in alternanza per far circolare la corrente nel circuito risonante LC (*tank*), costituito dalla bobina di lavoro e da un condensatore.

Il principio è quello di un **circuito LC** che entra in **risonanza** ad una frequenza ben precisa, ovvero: $f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$ dove L e C sono misurate rispettivamente in Henry e Farad e la frequenza in Hertz.

Durante il funzionamento, l'energia oscilla naturalmente tra induttanza e capacità, e i MOSFET si "agganciano" a questa oscillazione, commutando nei momenti

ottimali in modo del tutto sincrono con il sistema. Il risultato è un funzionamento estremamente fluido, con un duplice vantaggio:

- **Efficienza elevata:** si riducono le perdite dovute alla commutazione “dura” tipica di altri schemi;
- **Avviamento spontaneo:** il circuito tende ad auto-oscillare, senza bisogno di un generatore di clock esterno.

Un aspetto che ha reso il riscaldamento a induzione accessibile anche a chi lavora in ambito hobbistico è la possibilità di **simulare il circuito** prima di costruirlo. Con software gratuiti e potenti come **LTspice** si può testare il comportamento del circuito ZVS, verificare le forme d'onda di tensione e corrente, ottimizzare il dimensionamento della bobina, del condensatore e dei choke di alimentazione, e persino stimare le perdite complessive. Questo approccio riduce drasticamente il rischio di errori costosi, evitando di bruciare MOSFET o alimentatori a causa di parametri mal calcolati.

Simulare significa anche poter “vedere” fenomeni che nella realtà sarebbero difficili da misurare, come l'andamento della corrente nel circuito risonante, la distribuzione dell'energia tra bobina e condensatore, e le fasi precise di conduzione dei MOSFET. In altre parole, la simulazione è una palestra sicura in cui affinare il progetto prima di metterlo alla prova sul banco.

La bobina è la parte più riconoscibile e “affascinante” di un riscaldatore a induzione. Nei sistemi di potenza elevata, non si tratta di un semplice filo, ma di un tubo cavo di rame, scelto così per permettere il passaggio dell'acqua di raffreddamento e dissipare il calore generato dalle intense correnti che la attraversano.

Il suo compito è generare un campo magnetico variabile, capace di penetrare nel pezzo da scaldare e indurre in esso le correnti che produrranno il calore. La forma della bobina non è casuale: si adatta al tipo di pezzo da trattare. Può essere cilindrica per le barre, a spirale piatta per le lamiere, a U o ad anello per geometrie particolari.

Per lavorare in modo efficiente, la bobina deve presentare una resistenza elettrica il più bassa possibile: per questo si usa rame di grosso diametro o tubi di rame

stagnato, in grado di sopportare correnti elevate senza disperdere energia in calore indesiderato. Anche la distanza tra la bobina e il pezzo, il cosiddetto **gap**, è un fattore critico: più è ridotta, più il campo magnetico risulta intenso e quindi più rapido è il riscaldamento. Bisogna però trovare il giusto equilibrio, perché un'eccessiva vicinanza può provocare cortocircuiti o scariche indesiderate.

5. Vantaggi del riscaldamento a induzione

Rispetto ai metodi tradizionali di riscaldamento, come forni a gas, resistenze elettriche o fiamme dirette, il riscaldamento a induzione rappresenta una soluzione tecnologica capace di unire prestazioni elevate, precisione e sostenibilità ambientale.

Uno dei suoi punti di forza più evidenti è la **velocità** di processo. Poiché il calore non viene trasmesso dall'esterno verso l'interno per conduzione, ma si genera direttamente nel cuore del pezzo grazie alle correnti indotte, i tempi per raggiungere la temperatura desiderata si riducono drasticamente. Per esempio, un cilindro d'acciaio di piccolo diametro può passare da temperatura ambiente a 800 °C in pochi secondi, mentre un forno tradizionale a gas richiederebbe diversi minuti solo per portare l'ambiente interno alla temperatura adeguata, prima ancora di iniziare il riscaldamento del pezzo.

Questa rapidità è strettamente legata alla **maggiore efficienza energetica**. Nei sistemi convenzionali, una parte significativa dell'energia viene dissipata sotto forma di calore ambientale, irradiato o condotto verso strutture non utili al processo. In un impianto a induzione, invece, la quota di energia convertita in calore utile può raggiungere il **90–95%**, contro valori tipici di **40–60%** per un forno a gas e **70–80%** per un forno elettrico a resistenze. Questo si traduce in una riduzione delle emissioni indirette di CO₂ (se l'energia è da fonte fossile).

Un altro vantaggio cruciale è il **controllo della zona di riscaldamento**. La forma e la disposizione della bobina possono essere studiate in modo da concentrare il calore solo sull'area di interesse, preservando il resto del pezzo. Questo è particolarmente utile in lavorazioni di brasatura, tempra localizzata o fusione selettiva, dove si desidera intervenire su piccole porzioni del materiale senza alterare l'intera struttura.

Dal punto di vista operativo, il riscaldamento a induzione offre un **processo pulito e sicuro**:

- Non si utilizzano fiamme libere, eliminando il rischio di incendi accidentali e migliorando la sicurezza degli operatori.

- Non vengono bruciati combustibili fossili, evitando emissioni dirette di CO₂, ossidi di azoto e particolato.
- Non vi è contatto fisico tra il sistema di generazione (bobina) e il pezzo, riducendo usura e manutenzione.

L'**uniformità e ripetibilità** del processo è un altro aspetto chiave. Una volta definiti i parametri (potenza, frequenza, tempo, geometria della bobina), ogni ciclo di lavorazione produce risultati identici, garantendo qualità costante anche in produzioni di grande serie. Questo riduce gli scarti e semplifica il controllo qualità.

Sul piano **ambientale**, il riscaldamento a induzione è una tecnologia che si integra perfettamente con i principi **green**:

- Consuma meno energia per unità di prodotto rispetto ai metodi tradizionali.
- Elimina emissioni dirette di gas serra e inquinanti.
- Può essere alimentato interamente da fonti rinnovabili (fotovoltaico, eolico, idroelettrico).
- Riduce la necessità di ventilazione industriale, poiché non emette calore diffuso o fumi nocivi nell'ambiente di lavoro.

6. Potenza elettrica richiesta

La potenza richiesta per un riscaldatore a induzione si calcola principalmente considerando la quantità di calore da fornire al materiale da riscaldare, il tempo disponibile per il riscaldamento e l'efficienza del sistema secondo la relazione:

$$P = \frac{c * \Delta T * M}{0.24 * t * \eta}$$

dove:

- P = potenza richiesta (kW)
- c = capacità termica specifica del materiale in kcal/kg°C
- ΔT = aumento di temperatura desiderato (°C)
- M = peso del pezzo da riscaldare (kg)
- t = tempo per il riscaldamento (secondi)
- η = efficienza del riscaldamento (un valore conservativo è 0,6)
- 0.24: serve a convertire le unità di misura dell'energia termica da kcal/s a kW. Infatti, $1 \text{ kcal/s} = 4.184 \text{ kW} \rightarrow \frac{1}{4.184} = 0.24 \frac{\text{kcal}}{\text{kW s}}$.

Questa formula tiene conto della quantità di energia necessaria per innalzare la temperatura del materiale nel tempo desiderato e rapporta il tutto all'efficienza del sistema, ossia alle perdite di energia durante il processo.

Inoltre, se durante il riscaldamento si verifica un cambiamento di fase (come la fusione), occorre considerare anche il calore latente necessario.

Facciamo un esempio. Supponiamo di voler riscaldare una lama di un taglierino di acciaio inox con calore specifico pari a 0.12 Kcal/kg°C. Il peso della lama è di 10 grammi e vogliamo che raggiunga 500 gradi in 30 secondi. Abbiamo, quindi:

$$P = \frac{c * \Delta T * M}{0.24 * t * \eta} = \frac{0.12 \frac{\text{Kcal}}{\text{kg °C}} * 500 \text{ °C} * 0.01 \text{ kg}}{0.24 \frac{\text{kcal}}{\text{kW s}} * 30 \text{ s} * 0.6} = 0.14 \text{ kW}$$

7. Teoria alla base di un ZVS induction heater

Negli ultimi anni, nei circuiti fai-da-te (DIY, Do It Yourself), si è diffuso l'uso del driver ZVS, un semplice oscillatore auto-risonante con due MOSFET, capace di alimentare una bobina a decine o centinaia di kilohertz.

Questo approccio è apprezzato perché:

- Non richiede un driver di gate complesso,
- Si adatta automaticamente alla frequenza di risonanza del carico,
- Offre commutazione a tensione zero (ZVS), riducendo le perdite e migliorando la durata dei MOSFET.

Il cuore del progetto resta sempre la coppia bobina–condensatore: scegliendo opportunamente L e C , si può ottenere la frequenza adatta all'applicazione, bilanciando velocità di riscaldamento e profondità di penetrazione.

Prima di analizzare in dettaglio il funzionamento di un circuito ZVS (Zero Voltage Switching), è utile richiamare brevemente il principio di base di un circuito oscillante. Nella figura seguente è riportata una simulazione LTSpice di un circuito LC in parallelo, alimentato da un gradino di corrente, che evidenzia il comportamento tipico delle oscillazioni risonanti.

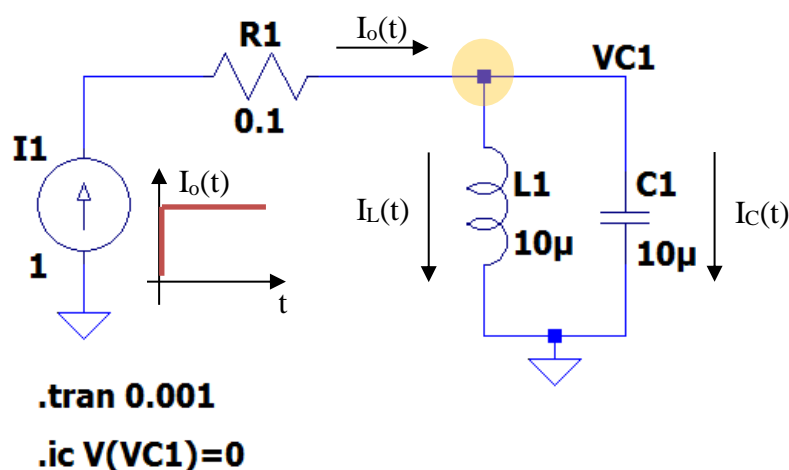


Figura 2: Studio del circuito LC

Se applichiamo la legge di Kirchhoff delle correnti al nodo evidenziato nella figura precedente, abbiamo:

$$i_0 u(t) = i_C(t) + i_L(t) = C \frac{dv_C}{dt} + i_L(t)$$

dove $u(t)$ è la funzione gradino, cioè vale 0 fino ad un tempo t_0 , e poi assume valore 1 indefinitamente. Nella simulazione assumiamo $t_0 = 0$.

Sappiamo che $v_L(t) = L \frac{di_L}{dt}$ e, poiché L e C sono in parallelo $v_L(t) = v_C(t)$ quindi:

$$i_0 u(t) = C \frac{dv_C}{dt} + i_L(t) \text{ ora deriviamo rispetto al tempo:}$$

$$\frac{d i_0}{dt} = C \frac{d^2 v_C(t)}{d^2 t} + \frac{d i_L}{dt} = C \frac{d^2 v_C(t)}{d^2 t} + \frac{1}{L} v_C(t) = 0 \text{ perchè } i_0 \text{ è costante}$$

$$\frac{d^2 v_C(t)}{d^2 t} + \frac{1}{LC} v_C(t) = 0$$

La soluzione a questa equazione differenziale (tipica del moto armonico) è:

$$v(t) = i_0 \sqrt{\frac{L}{C}} \sin(\omega_0 t) \text{ con } \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}.$$

Definiamo l'impedenza caratteristica come $Z_0 = \sqrt{\frac{L}{C}}$.

Le correnti in L e C sono rispettivamente:

$$i_L(t) = \int \frac{v}{L} dt = i_0 (1 - \cos(\omega_0 t))$$

$$i_C(t) = i_0 - i_L(t) = i_0 \cos(\omega_0 t)$$

Ovviamente, la somma delle correnti è sempre i_0 .

Come si può osservare, a partire da una corrente costante si innesca un'oscillazione risonante: l'energia si trasferisce ciclicamente dall'induttore al

condensatore e viceversa, producendo correnti sinusoidali nei due componenti e una tensione sinusoidale ai capi del circuito parallelo.

La simulazione effettuata con LTSpice, riportata nella figura seguente, conferma quanto previsto dalla teoria.

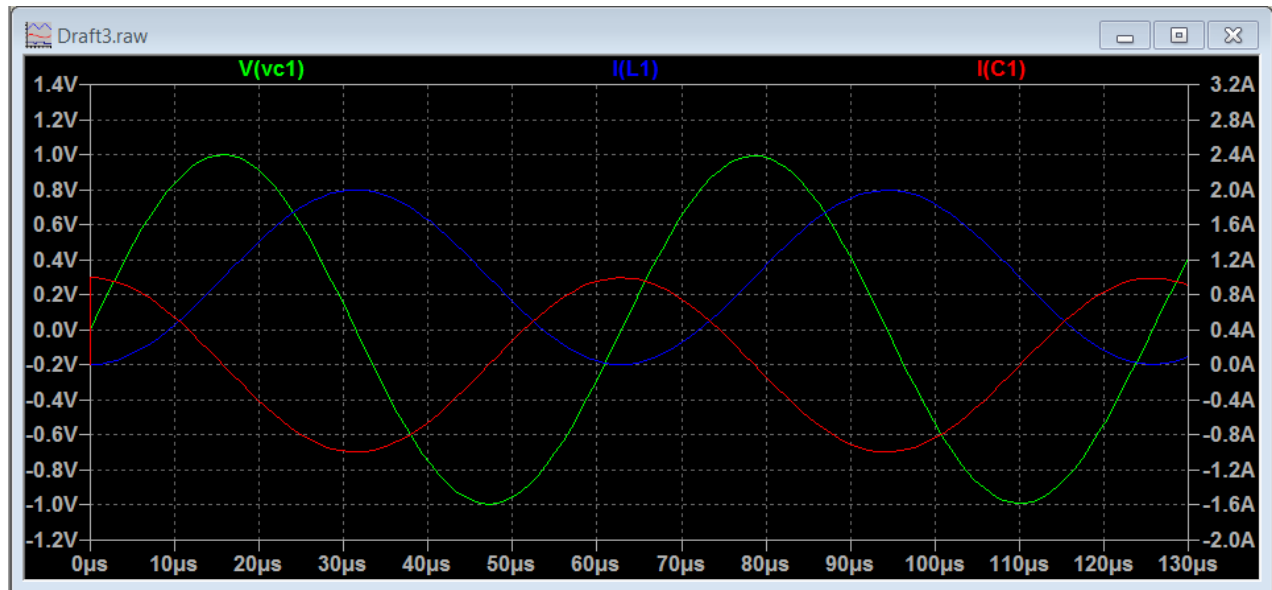


Figura 3: Andamento della tensione ai capi del condensatore e delle correnti in L e C.

Cerchiamo ora di dare una spiegazione **intuitiva** a quanto ottenuto.

Istante 0^+ : Subito dopo l'applicazione della corrente i_0 , l'induttore **non può** cambiare corrente istantaneamente quindi $i_L(0^+) = 0$. Ricordiamo che l'induttore si **"oppone"** ai cambiamenti di corrente. Tutta la corrente va nel **condensatore**, quindi $i_C(0^+) = i_0$ e la sua tensione **inizia a salire linearmente** secondo la relazione $v_C(0^+) = i_0/C$.

Durante il 1° quarto di periodo la tensione v_C continua a crescere. Comincia anche a circolare corrente $i_L = v/L$ attraverso L. Intanto la corrente nel C diminuisce da i_0 verso 0 perché si sta caricando.

Nell'istante $t = \frac{\pi}{2\omega_0}$ (quarto di periodo) v_C è **massima** ($v_{C\ MAX} = i_0 Z_0 = i_0 \sqrt{\frac{L}{C}}$), $i_C = 0$, e tutta la corrente scorre nell'induttanza $i_L = i_0$.

Tra 1/4 e 1/2 periodo: l'induttore (per inerzia, ricordiamo che L si oppone ai cambiamenti di corrente) continua a far crescere i_L **oltre** i_0 , costringendo il condensatore a **prendere corrente negativa**, dunque si ricarica **con polarità opposta**.

A $t = \frac{\pi}{\omega_0}$ (mezzo periodo): $v_C = 0$, ma $i_L = 2 i_0$ infatti $i_C = i_0 - 2i_0 = -i_0$.

E così via: le grandezze oscillano sinusoidalmente a pulsazione ω_0 ;

Torniamo ora al problema iniziale e valutiamo una classica implementazione di un circuito ZVS per riscaldatori ad induzione.

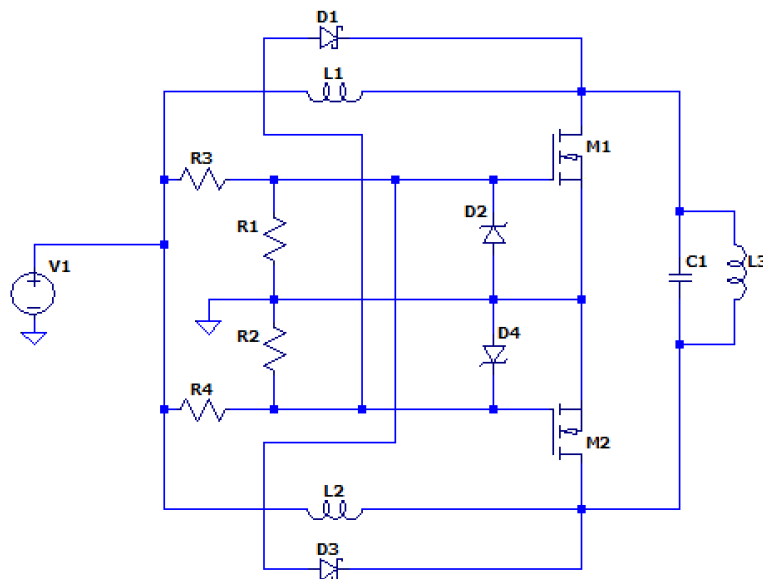


Figura 4: Classica soluzione circuitale ZVS

Per ora tralasciamo i valori dei componenti e ci concentriamo sul principio di funzionamento: analizziamo il circuito passo dopo passo.

0) **Accensione:** la tensione di alimentazione, tramite le due choke $L1$ e $L2$ raggiunge i drain dei due mosfet $M1$ e $M2$ e i partitori $R3$ - $R1$ e $R4$ - $R2$. In particolare, le resistenze $R3$ e $R4$ trasferiscono (lentamente) la tensione ai gate di $M1$ e $M2$. Poiché queste resistenze sono leggermente diverse e per via delle tolleranze/asimmetrie dei componenti (tolleranze di R , V_{th} dei MOSFET), la

2) **Nascita della risonanza:** Il parallelo LC è polarizzato (tramite M1) e una certa corrente scorre in C ed L come abbiamo precedentemente visto. Si innesca quindi una oscillazione naturale. La tensione ai capi del parallelo LC avrà un andamento sinusoidale. Ad un certo punto ($t = \frac{\pi}{\omega_0} = \frac{\pi}{\frac{1}{\sqrt{LC}}} = \pi \sqrt{LC}$) la tensione cambierà segno. Questo innesca l'oscillazione anche se Q1 è ancora in conduzione.

3) **Commutazione verso M2** (ZVS in arrivo): La corrente del tank LC si inverte e la tensione al drain di M2 scende, quella sul drain di M1 sale. Quando la tensione di drain di M2 scende abbastanza, il diodo D3 inizia a condurre spegnendo M1.

Contemporaneamente D1 smette di condurre perché sul catodo c'è una tensione maggiore dell'anodo dunque R4 può iniziare a portare in conduzione M2. È da notare che la tensione $V_{DS}M2$ è già molto bassa.

4) **Accensione di M2** con Zero Voltage Switching: Appena V_{GS2} supera la soglia, M2 si accende mentre il suo $V_{DS}M2$ è già ≈ 0 .

Questa è la ZVS (Zero Voltage Switch): il MOSFET commuta quando ai suoi capi c'è tensione quasi nulla, minimizzando perdite di commutazione e stress.

Ora i ruoli si invertono: M2 conduce, M1 è spento. Il tank continua a oscillare ma con polarità opposta.

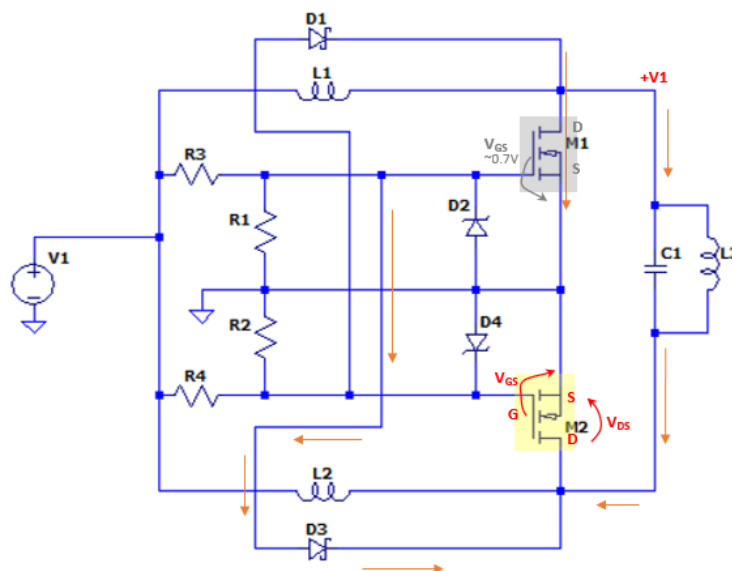


Figura 6: Conduzione del mosfet M2

5) **Seconda semionda**, simmetria dell'azione: Con M2 acceso, la corrente fluisce dal drain di M1 \rightarrow CL \rightarrow drain M2 \rightarrow source M2 \rightarrow GND, speculare alla fase 1. Il diodo D3 garantisce che il gate di M1 resti basso mentre il drain di M2 è basso;

6) **Nuova commutazione naturale** (verso Q1): L'oscillazione del tank porta il drain di M1 di nuovo in basso e il drain di M2 in alto. Quindi il diodo D1 si polarizza e D3 si spegne. Come già visto D1 contribuisce a spegnere M2, mentre R3 inizia ad accendere M1. Notiamo che M1 si accende di nuovo a $V_{DS}M1 \approx 0$ (ZVS), chiudendo il ciclo.

7) **Regime permanente:** Le fasi da 1 a 6 si ripetono continuamente: il sistema si auto-sintonizza alla risonanza del tank LC e alterna i MOSFET con commutazioni a tensione nulla.

Risultato: corrente elevata nella work-coil e campo magnetico intenso per il riscaldamento a induzione del pezzo posto all'interno/adiacente alla bobina. Il tank LC serie impone una quasi-sinusoide tra i due drain di M1 e M2; i MOSFET si accendono quando la tensione di drain è minima, quindi le perdite di commutazione sono ridotte (= meno calore da dissipare).

I diodi zener D2 e D4 sui gate-source tengono la V_{GS} entro limiti (es. 10–12–15 V) previsti a datasheet proteggendo il MOSFET.

Le due induttanze di isolamento (choke) L1 e L2 hanno il compito di isolare l'alimentatore dalla CA del tank, cioè la frequenza f_0 :

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$

I valori tipici vanno da 47 a 200 μH per frequenze f_0 comprese tra 80 e 200 kHz.

Passiamo ora a esaminare i **principi fondamentali** e le fasi del flusso di progettazione, affrontandoli in modo graduale e senza ricorrere a formule matematiche troppo complicate.

1. Specificare il compito ed il perimetro di utilizzo
2. Scegliere una frequenza target in base al materiale e alla profondità superficiale che si vuole ottenere
3. Stimare l'induttanza della bobina L
4. Calcolare la capacità di risonanza C
5. Selezionare il tipo di condensatore commerciale
6. Selezionare il MOSFET e la componentistica passiva.

Partiamo.

Perimetro di utilizzo

Scegliamo di concentrarci su una soluzione in stile DIY, alimentata a 12–24 V e con un assorbimento di una decina di ampere.

La scelta del materiale da lavorare (rame, acciaio, acciaio inossidabile, alluminio) e relativa profondità di riscaldamento desiderata (tempra superficiale vs. riscaldamento passante) sono fattori importanti. Bande di frequenza tipiche del riscaldamento a induzione sono: bassa frequenza (50...500 Hz) per una penetrazione profonda; alta (50 kHz ... 1 MHz) per un'azione molto superficiale; Le medie frequenze (500 Hz–50 kHz) sono un compromesso.

Decidiamo di lavorare intorno a 90 kHz per avere un buon compromesso tra compattezza della bobina e perdite nei semiconduttori.

Abbiamo già visto che la profondità di penetrazione (Skin depth) approssimativa per buoni conduttori) è data da:

$$\delta = \sqrt{\frac{2 \rho}{\omega \mu}}$$

dove:

- ρ è la resistività elettrica del materiale
- ω è la frequenza angolare ($2\pi f$)
- μ è la permeabilità magnetica

Facciamo un esempio pratico. Fissiamo la frequenza di oscillazione a 90 kHz e supponiamo di voler riscaldare pezzi di rame.

$$\rho (\text{rame}) = 1.68 \cdot 10^{-8} \text{ } \Omega \cdot \text{m}$$

$$\mu_{\text{cu}} = 1.2566290 \times 10^{-6} \text{ H/m}$$

$$\omega = 2\pi f \approx 6.28 \cdot 90000 = 565200 \text{ rad/s}$$

Possiamo calcolare:

$$\delta = \sqrt{\frac{2 \rho}{\omega \mu}} = \sqrt{\frac{2 \cdot 1.68 \cdot 10^{-8}}{565200 \cdot 1.256629 \cdot 10^{-7}}} \approx 0.2 \text{ mm}$$

Quindi a 90 kHz gli effetti della corrente indotta si concentrano in circa 0,2 mm di superficie.

Nota: gli acciai ferromagnetici hanno uno spessore superficiale molto inferiore.

Bobina

Iniziamo con lo scegliere la forma della bobina: a spirale singola per il riscaldamento localizzato, a solenoide per il riscaldamento passante o a bobina sagomata per geometrie di parti complesse. Per potenze più elevate, è standard l'uso di tubi in rame raffreddati ad acqua (mantenere la bobina raffreddata e accorciare i cavi pesanti). Naturalmente, occorre dimensionare il diametro dei tubi e i passaggi di raffreddamento in base alle correnti in gioco.

Nella pratica, per un riscaldatore a induzione ZVS DIY, spesso si progetta la bobina in modo che abbia un'induttanza molto bassa (da sub- μH a pochi μH), in modo che la capacità del serbatoio sia nell'ordine dei μF , il che rende pratica la scelta del condensatore.

La formula teorica per calcolare l'induttanza di un avvolgimento in aria è

$$L = \frac{\mu_0 N^2 \pi r^2}{l}$$

Dove N è il numero di spire, r il raggio dell'avvolgimento, l la sua lunghezza, $\mu_0 = 4 \pi 10^{-7} \text{ H/m}$.

Dunque, se $N=7$, $l = 6 \text{ cm}$ (0.06m) , $r = 3 \text{ cm}$ (0.03 m), abbiamo:

$$L = \frac{4 \pi 10^{-7} 6^2 \pi 0.025^2}{0.05} \approx 3 \mu\text{H}$$

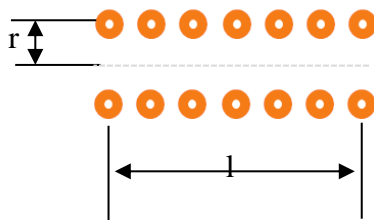


Figura 7: Dimensioni induttanza

Capacità

Dalla relazione per calcolare la frequenza di risonanza $f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$ ricaviamo

$$C = \frac{1}{(2\pi f_0)^2 L}$$

Con una frequenza f_0 di 90 kHz ed una induttanza $L = 3 \mu\text{H} = 3 \times 10^{-6} \text{ H}$ possiamo calcolare

$$C = \frac{1}{(2\pi f_0)^2 L} = \frac{1}{(2\pi \cdot 90 \times 10^3)^2 \cdot 3 \times 10^{-6}} \approx 1 \mu\text{F}$$

È consigliabile utilizzare condensatori di potenza a film (polipropilene metallizzato / MKP) per il circuito risonante poiché sono contraddistinti da bassa ESR, elevata capacità di corrente I_{RMS} e buona tolleranza dv/dt (brusche variazioni di tensione).

Una buona soluzione potrebbe essere utilizzare condensatori a film KEMET modello R76TR32204030J (polipropilene, 220nF, 1.6kV cc, 650V ac) collegati in parallelo in modo da ridurre la ESR totale e dividere la corrente. Per raggiungere 1 μF è necessario collegare 5 condensatori da 0.22 μ in parallelo.

Sul datasheet del condensatore si nota che a 90 kHz la tensione applicabile si riduce a 70V_{RMS}, mentre la corrente può arrivare a 8A_{RMS}. Collegandone 5 in parallelo possiamo arrivare a 40A_{RMS} totali. Nelle figure seguenti si riporta, a scopo indicativo, l'andamento di tensione e corrente (in scala logaritmica) al variare della frequenza.

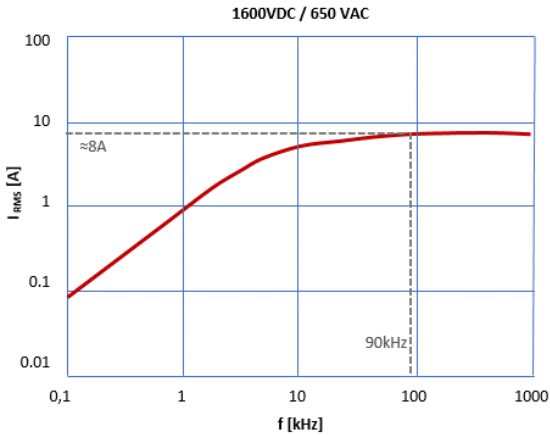


Figura 8: Andamento della corrente RMS nel condensatore

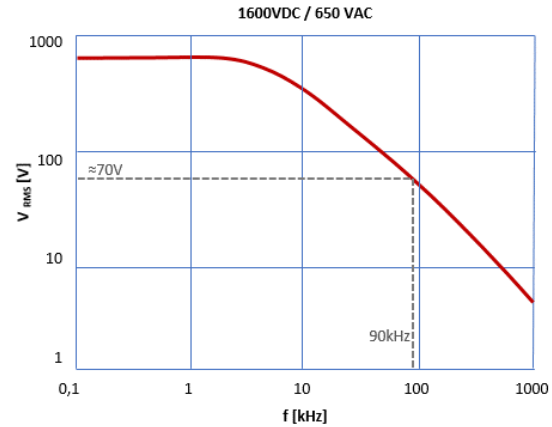


Figura 9: Andamento della tensione massima RMS applicabile al condensatore

Questi condensatori di potenza a film sono stati studiati appositamente per questo tipo di applicazioni.

Selezione choke

Nel circuito ZVS i choke, ovvero le induttanze poste in serie all'alimentazione, svolgono un ruolo fondamentale per il corretto funzionamento del sistema. A prima vista potrebbero sembrare superflui, ma senza di essi il driver non riuscirebbe a mantenere un regime stabile e i MOSFET verrebbero rapidamente danneggiati.

La loro prima funzione è quella di limitare i picchi di corrente: all'accensione o durante i transitori il circuito risonante tenderebbe a richiamare energia dall'alimentatore in modo impulsivo. Grazie alla loro inerzia magnetica, i choke si oppongono a variazioni troppo rapide di corrente ($v_L = L \frac{di}{dt}$) e smorzano questi picchi, proteggendo i semiconduttori di potenza.

Un secondo compito, forse ancora più importante, è quello di trasformare la sorgente di tensione continua in una sorgente di corrente quasi costante. In questo modo il circuito LC può oscillare liberamente, accumulando e restituendo energia senza che l'alimentatore ne disturbi il comportamento. È proprio questa condizione che permette ai MOSFET di commutare in Zero Voltage Switching (ZVS), riducendo drasticamente le perdite di commutazione e il surriscaldamento.

Un alimentatore DC è una sorgente di tensione quindi cerca di mantenere costante la tensione ai suoi capi, mentre la corrente può variare molto velocemente in base al carico. Il circuito risonante LC, invece, richiede una corrente quasi costante. Se fosse collegato direttamente alla sorgente, questa verrebbe sollecitata in modo instabile e i MOSFET subirebbero grossi picchi. Qui entrano in gioco i choke. Un'induttanza si oppone a variazioni rapide della corrente che la attraversa secondo la legge $v_L = L \frac{di}{dt}$, quindi, posti in serie all'alimentazione, i choke obbligano la corrente a variare lentamente. Questo fa sì che, anche se il circuito LC oscilla rapidamente, la corrente che arriva da ciascun ramo dell'alimentatore rimanga quasi costante su tempi brevi. A livello intuitivo, immagina l'alimentatore come un serbatoio d'acqua collegato a un tubo. Senza i choke, il rubinetto (il circuito LC) può aprirsi e chiudersi bruscamente, e l'acqua schizza con violenza. Con i choke, è come avere una sezione lunga di tubo elastico: i cambiamenti rapidi di flusso vengono smorzati e dal serbatoio esce un flusso più dolce e costante.

Infine, i choke agiscono come un filtro passa-basso che isola l'alimentazione dalle forti oscillazioni ad alta frequenza presenti nel tank. Senza di loro queste oscillazioni si riverserebbero verso l'alimentatore, introducendo disturbi e instabilità. Inoltre, avendo due choke simmetrici, si ottiene un miglior bilanciamento delle correnti nei due rami del circuito, condizione essenziale per la simmetria del driver.

Dal punto di vista pratico, nei progetti DIY si impiegano induttanze dell'ordine di 30–100 μH , realizzate su toroidi di ferrite o polvere di ferro e dimensionate per sopportare correnti elevate, spesso superiori alle decine di ampere. Una scelta corretta del valore è importante: se l'induttanza è troppo piccola il circuito diventa instabile e i MOSFET lavorano in condizioni critiche; se invece è troppo grande, la corrente disponibile per il riscaldatore si riduce e l'efficienza cala sensibilmente.

Nella pratica, si usa una **regola empirica comoda**:

$$X_{LChoke} = \omega_0 L_{Choke} \geq 5 \times R_{Load_equivalente}$$

Cioè l'**impedenza** induttiva del choke deve essere almeno **5 volte più grande** della resistenza equivalente del carico risonante.

Nel caso in esame, supponiamo:

- Frequenza di lavoro $f_0 = 90 \text{ kHz}$
- Tensione di alimentazione: 12 V
- Corrente media prevista: 10 A
- Potenza = 120 W

Il carico equivalente vale: $R_{Load_equivalente} = \frac{V}{I} = \frac{12V}{10A} = 1.2 \Omega$, quindi:

$$L_{Choke} > 5 \times \frac{R_{Load_equivalente}}{\omega_0} = 5 \times \frac{1.2 \Omega}{565200 \text{ rad/sec}} = 10 \mu H$$

Ad esempio, per sicurezza, si potrebbe utilizzare un induttore KEMET da 80 μH codice SN14P-300J.

Selezione MOSFET

Occorre scegliere mosfet con un basso $R_{ds(on)}$, un valore V_{DS} sufficiente e una buona robustezza. Per ZVS a bassa tensione (12–48 V), molti progetti fai da te utilizzano più MOSFET di classe IRFP in parallelo (ad esempio, storicamente, la famiglia IRFP260), ma i moderni MOSFET a bassa R_{DS} , o moduli SiC, possono essere migliori.

Consiglio di adottare un buon margine per V_{DS} utilizzando MOSFET con un valore nominale superiore a quello del bus DC.

Osserviamo che le tensioni ai capi dei drain dei mosfet sono più alte della tensione di alimentazione perché a questa si somma la tensione ottenuta con la risonanza. Una relazione spesso usata come stima è:

$$V_{tank\ Picco} \approx V_{DC} \cdot Q$$

dove:

- $V_{tank\ Picco}$ è la tensione di picco sul condensatore (o sull'induttanza)
- V_{DC} è la tensione di alimentazione
- Q è il fattore di qualità della risonanza definito come $Q = \frac{1}{\omega C R}$

- R è la resistenza equivalente delle perdite e del carico

R non è di facile determinazione, quindi conviene fare alcune considerazioni pratiche.

Quando il circuito risonante funziona **a vuoto**, ovvero senza un carico significativo collegato, il fattore di qualità Q risulta molto elevato. In queste condizioni l'oscillazione è poco smorzata e il tank LC può sviluppare tensioni di picco che arrivano facilmente a valori compresi tra **5 e 10 volte la tensione di alimentazione**.

Al contrario, quando si collega un **carico** al circuito, le perdite aumentano e il valore di Q si riduce. Di conseguenza anche l'ampiezza delle oscillazioni diminuisce e la tensione di picco nel tank si attesta più realisticamente su valori pari a circa **2–3 volte la tensione di alimentazione**.

In particolare, nel circuito che stiamo simulando, V_{DRAIN} (a regime) arriva a circa 35V partendo da una V_{DC} di 12V.

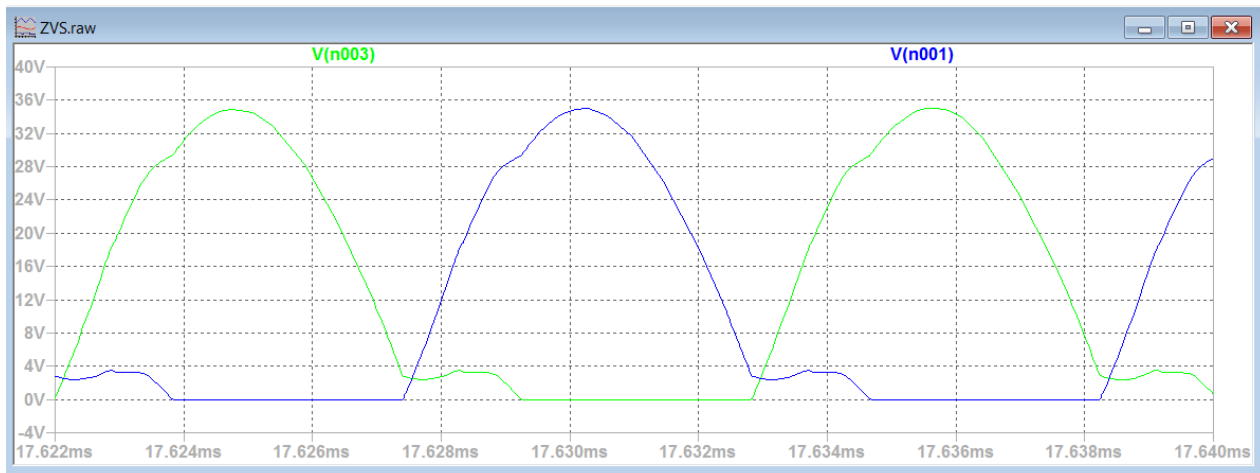


Figura 10: Tensioni ai capi dei drain dei due mosfet

Va comunque sottolineato che la tensione non cresce in modo illimitato: nella pratica intervengono numerosi fattori che la limitano, come le perdite resistive nei conduttori, la **saturazione magnetica** dell'induttore, la resistenza del filo, l'ESR dei condensatori e le inevitabili cadute di tensione sui MOSFET di commutazione.

Quando si impiegano MOSFET è fortemente consigliato proteggere il gate con **diodi Zener**, così da limitare eventuali sovratensioni che, anche se di breve durata, potrebbero danneggiare irrimediabilmente il componente.

Un supporto utile in fase di progetto è la **simulazione con LTSpice**, che consente di stimare in anticipo l'andamento delle tensioni e delle correnti, evidenziando i punti critici e aiutando a dimensionare correttamente le protezioni.

Di seguito propongo una **tabella comparativa** con alcuni MOSFET commerciali particolarmente adatti per la realizzazione di uno ZVS heater. Per ciascun modello ho evidenziato i parametri più significativi in questo tipo di applicazione: **V_{DS} , $R_{DS(on)}$, I_D e Q** .

Prima di analizzare i dati della tabella, è però utile fare un po' di chiarezza sul tema delle **capacità di gate dei MOSFET**, spesso fonte di dubbi quando si affronta la progettazione di circuiti risonanti.

Si definisce:

- **Q_g (Total Gate Charge)**: la carica totale necessaria per portare il gate da 0 V a V_{gs} specificata (tipicamente 10 V), passando per tutte le regioni di commutazione (accensione, Miller plateau, saturazione). Si misura a una corrente di gate costante (datasheet).
- **Q_{gs} (Gate-to-Source Charge)**: la carica necessaria a portare V_{gs} fino al plateau di Miller (cioè fino al punto in cui il MOSFET comincia davvero a condurre).
- **Q_{gd} (Gate-to-Drain Charge, Miller charge)**: serve a scaricare/caricare la capacità C_{rss} (gate-drain) mentre V_{ds} commuta. È la porzione che più influenza la velocità di commutazione.

Nei circuiti ZVS, ciò che limita la frequenza massima di oscillazione e quanto velocemente i MOSFET possono passare attraverso la zona lineare è legato soprattutto a Q_{gd} (Miller), non tanto al Q_{gs} .

Parametro	Regime ottimale	Regime accettabile	Rischioso
Qg totale	$\leq 60 - 80 \text{ nC}$	$80 - 150 \text{ nC}$	$> 150 - 200 \text{ nC}$
Qgd (Miller)	$10 - 25 \text{ nC}$	$25 - 40 \text{ nC}$	$> 40 - 50 \text{ nC}$
Qgs	$5 - 15 \text{ nC}$	$\leq 20 \text{ nC}$	poco critico

Nella tabella seguente sono riportate le caratteristiche di alcuni mosfet che possono essere utilizzati in questa applicazione.

Part-no	V _{DS}	R _{DS(on)} (typ / cond.)	I _D	Q	Note
IRF3205	55 V	8 mΩ @ V _{GS} =10 V	110 A	Qg ≈ 67 nC Qgd ≈ 20 nC	Economico. Ottimo per 12–24 V ZVS.
IRFB3077	75 V	2.8 mΩ (typ) @ V _{GS} =10 V	120A	Qg ≈ 70–80 nC Qgd ≈ 22–25 nC	Ottima scelta per 48 V ZVS: basso Rds(on) e buona capacità di corrente. Mettiti in parallelo per condividere picchi.
IPP072N10N3G	100 V	7.2 mΩ @ V _{GS} =10 V	80 A	Qg ≈ 60–70 nC, Qgd ≈ 15–20 nC	Moderno, molto efficiente. Ottimo compromesso per 48 V con ampio margine di sicurezza.
IRFP260N	200 V	~40 mΩ	56 A	Qg ≈ 200 nC Qgd ≈ 60 nC	Se hai bisogno di alta Vds (>100 V) o grandi margini per disturbi/spikes; però Rds(on) è più alto, quindi più dissipazione. Alta Q.

Diodi “incrociati”

Nel classico circuito ZVS a due MOSFET, si impiegano diodi Schottky collegati tra il **drain di Q1 e il gate di Q2** e viceversa (D1 e D3 nello schema). Questi componenti hanno un ruolo cruciale: garantiscono l’innesco dell’oscillazione e favoriscono la commutazione, permettendo che i MOSFET si accendano e si spengano in modo alternato, senza tempi morti troppo lunghi. In pratica, quando un MOSFET conduce, il diodo Schottky fornisce al gate dell’altro MOSFET la tensione necessaria ($\approx 0.7V$) per tenerlo spento.

Per scegliere correttamente questi diodi, i parametri principali da considerare sono:

- **Tensione inversa (V_{RRM})** deve essere almeno pari o superiore alla tensione di alimentazione del circuito, con un margine di sicurezza (tipicamente $\geq 2 \times V_{in}$). Per un alimentatore a 12 V, conviene scegliere diodi da almeno 30 – 40 V.
- **Corrente diretta (I_F)**: non serve un valore elevatissimo, perché i gate assorbono pochissima carica, ma il diodo deve essere in grado di fornire senza problemi la carica di gate Q_g del MOSFET nelle fasi di commutazione. Tipicamente bastano Schottky da 1–3 A.
- **Velocità di commutazione**: deve essere altissima. Gli Schottky sono ideali proprio perché non hanno “reverse recovery” significativo, quindi garantiscono che la commutazione rimanga morbida e senza ritardi.
- **Bassa caduta diretta (V_f)**: più la caduta è bassa, più facilmente il gate riceve la tensione corretta per l’innesco.

Per applicazioni DIY a 12–24 V, componenti come **1N5819 (40 V, 1 A)** o, meglio ancora, **MBR1100 (100 V, 1 A)** sono molto diffusi ed economici.

Modello	VRRM	IF	Vf	Note
1N5819	40 V	1A	~0.25–0.35 V	Through-hole classico, robusto per prototipi
1N5822	40 V	3A	~0.35–0.45 V	Più corrente, utile se vuoi extra margine
MBR160 / SK16	60 V	1 A	~0.3–0.45 V	Economici e diffusi, ok per 24 V
MBR1100 / SR1100	100 V	1A	~0.35–0.5 V	TH comodo su breadboard e cablaggi volanti

Resistenze di polarizzazione

Le resistenze di polarizzazione dei mosfet R3 e R4 servono a caricare velocemente le capacità di gate ed accendere i mosfet.

In un mosfet la C_{GS} , ovvero la capacità tra gate e source, è nell'ordine di 3000 pF. Per accenderlo occorre caricare questa capacità in un tempo congruo.

Alla frequenza di 90 kHz, il periodo è di $\sim 10^{-5}$ secondi. Dunque, volendo essere **almeno 10** volte più veloci nell'attivazione del mosfet, dobbiamo caricare C_{GS} in 1us.

Sappiamo che $\tau = RC \rightarrow R = \tau / C = 10^{-6} / (3000 * 10^{-12}) = 330\Omega$

La corrente massima è $I = V/R = 12 V / 330 \Omega = 36 \text{ mA}$.

In realtà ad I dobbiamo sommare la corrente che scorre nello zener di protezione dei gate, diciamo 6 mA nell'ipotesi che i diodi zener siano da 10V.

Quindi la potenza della resistenza sarà di $P = R * I^2 = 0.6 \text{ W}$.

8. Soft start: perché è necessario

Un aspetto spesso trascurato nei progetti DIY di ZVS heater è la fase di **accensione** del circuito. Se non si adottano precauzioni, al momento dell'avvio l'alimentatore fa salire la tensione **gradualmente** da 0 a V_{DC} (a causa della carica delle proprie capacità interne) e ciò può portare entrambi i MOSFET a trovarsi **parzialmente in conduzione nello stesso istante**. Questa condizione equivale a un cortocircuito diretto sull'alimentazione, capace di distruggere i dispositivi in pochi microsecondi. In altre parole, manca un vero e proprio “kick” iniziale che stabilisca quale ramo debba condurre per primo, e il sistema può rimanere bloccato in uno stato instabile e pericoloso.

Per evitare questa condizione critica, si utilizza un **circuito di soft-start** che forza entrambi i gate a massa nei primi millisecondi di funzionamento, mantenendo spenti i MOSFET fino a quando la tensione di alimentazione non si stabilizza e il circuito è pronto ad auto-innescarsi.

Un metodo semplice ed efficace consiste nell'impiegare due **BJT NPN di potenza** in configurazione “pull-down”, collegati tra i gate dei MOSFET e massa. Questo transistor deve essere in grado di scaricare velocemente le capacità di gate complessive e sopportare picchi di corrente di qualche ampere durante le commutazioni iniziali. Un componente robusto e facilmente reperibile come il **BD139** ($V_{CE} = 80\text{ V}$, $I_C = 1,5\text{ A}$ continui, picchi fino a 3 A) rappresenta una scelta pratica per ZVS a 12–24 V. Per versioni a 48 V o più spinte, si può optare per un **MJE3055T** ($V_{CE} = 60\text{ V}$, $I_C = 10\text{ A}$) o equivalenti, che offrono margine superiore e maggiore robustezza termica.

Nella figura seguente è mostrato un classico soft start. Esaminiamo il funzionamento.

La resistenza R5 carica “lentamente” il condensatore elettrolitico C3 da 22uF. Finché la tensione VC3 rimane inferiore a 0.7V, il bjt Q1 rimane spento, quindi attraverso R8 polarizziamo le basi dei bjt Q2 e Q3 che portando a massa le tensioni di gate dei due mosfet. Non appena VC3 è sufficientemente alta, Q1 si attiva portando praticamente a zero la $V_{SoftStart}$, quindi Q2 e Q3 si spengono attivando di fatto l'oscillazione non portando più a massa i gate. Notiamo che D5

aiuta a scaricare C3 quando spegniamo in circuito, mentre C2 assicura commutazioni "pulite".

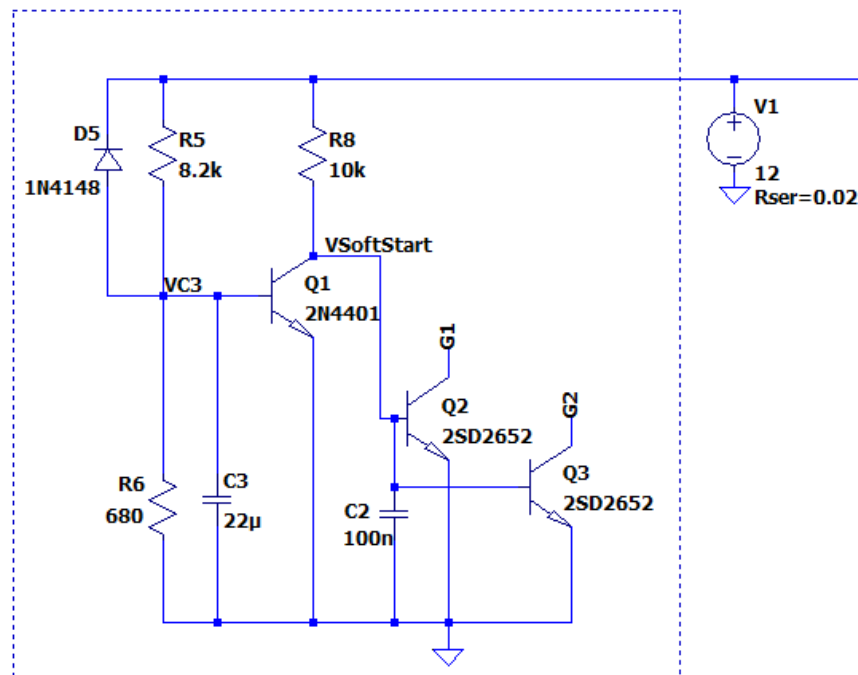


Figura 11: Circuito di "soft start" a bjt

Nelle figure seguenti è mostrata la simulazione con LTSpice del circuito completo.

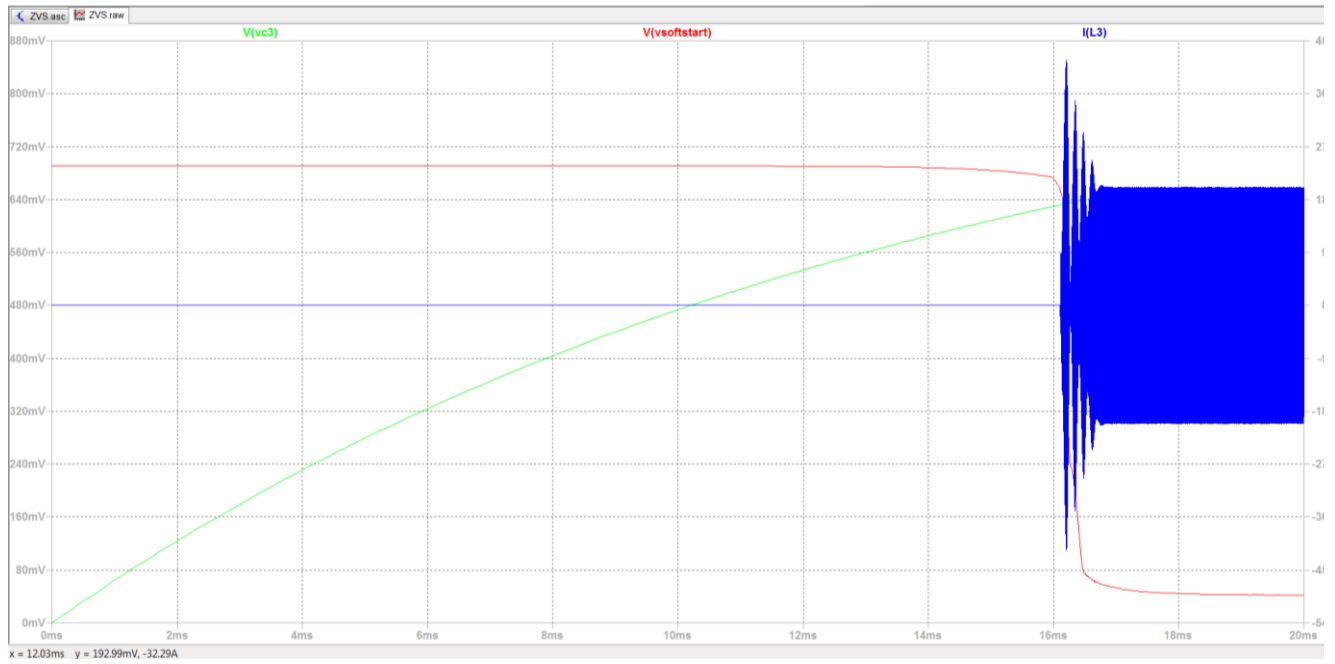


Figura 12: Partenza dell'oscillazione con il soft start

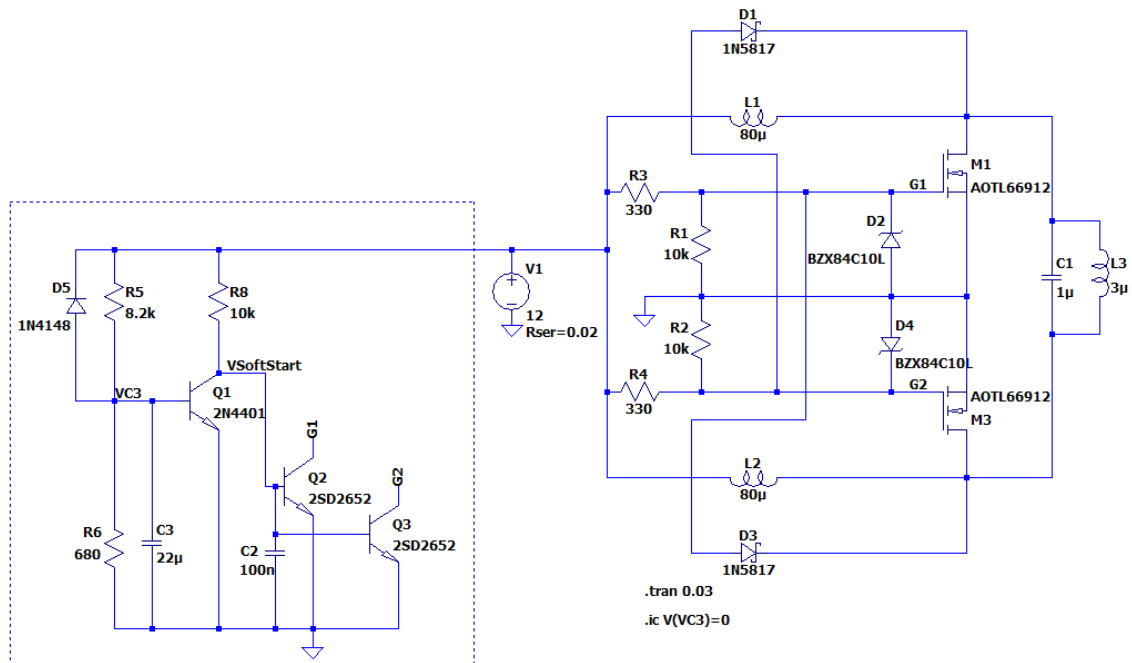


Figura 13: Circuito ZVS completo

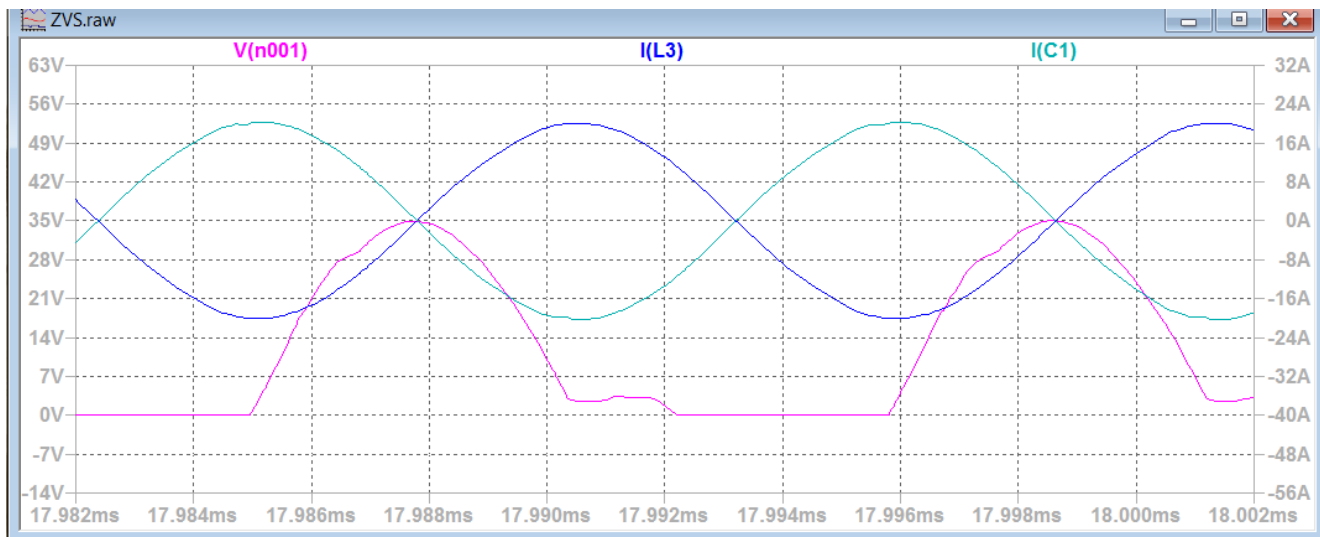


Figura 14: Tensioni e correnti nel circuito risonante: I_L , I_C e V_{CL} (LTSpice)

9. Dissipare la potenza

Nel dimensionamento del **dissipatore** per i due MOSFET di uno ZVS conviene partire da una stima delle perdite e poi tradurle in un requisito termico.

Anche se lo ZVS riduce molto le perdite di commutazione, restano quelle **conduttive** ($\propto I_D^2 \cdot R_{ds(on)}$, aumentano con la temperatura) e quelle **residue**.

Esempio pratico

Il nostro circuito è alimentato a 12 V e assorbe circa 10 A_{RMS}. Assumendo una $R_{ds(on)} \approx 10 \text{ m}\Omega$, vengono dissipati in calore circa:

$$P = R_{ds(on)} \cdot I_D^2 = 0.01 \Omega \cdot 100 = 1 \text{ W}.$$

A questa potenza va aggiunta quella relativa alle altre perdite (commutazione/residue), diciamo un 2 W (molto conservativo).

Ogni mosfet, quindi, deve dissipare 3 W in calore; In totale dobbiamo dissipare 6 W perché abbiamo 2 mosfet.

Ammessi di avere una temperatura ambiente di 40°C e di non voler superare 125°C sulla giunzione, abbiamo che:

$$\Delta T = T_{j,max} - T_a = 125 - 40 = 85^\circ\text{C}$$

La resistenza termica totale ammissibile (giunzione → aria) è pari a:

$$R_{TotMax} = \frac{\Delta T}{P_{Tot}} = \frac{85}{6} = 14^\circ\text{C/W}$$

La catena termica è formata da:

$$R_{TotMax} = R_{\theta JC} + R_{\theta CS} + R_{\theta SA},$$

dove

- $R_{\theta JC}$ – Resistenza termica Giunzione → Case

- $R_{\theta CS}$ – Resistenza termica Case \rightarrow Dissipatore
- $R_{\theta SA}$ – Resistenza termica Dissipatore \rightarrow Aria

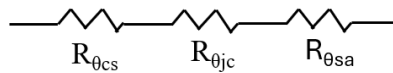
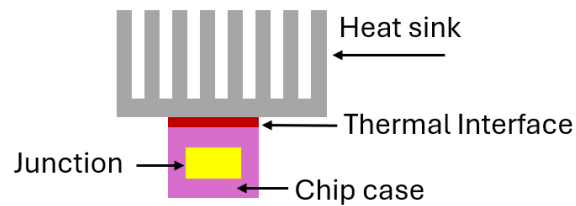


Figura 15: Catena termica

Ricaviamo $R_{\theta SA}$:

$$R_{\theta SA} \leq R_{TotMax} - R_{\theta JC} - R_{\theta CS}$$

Sostituendo il valore di R_{TotMax} prima calcolato e ipotizzando $R_{\theta JC}=0.5$ e $R_{\theta CS}=0.5$ (valori conservativi):

$$R_{\theta SA} \leq 14 - 0.5 - 0.5 = 13 \text{ }^{\circ}\text{C/W}$$

Quindi **il dissipatore deve avere $R_{\theta SA} \leq 13 \text{ }^{\circ}\text{C/W}$** per mantenere $T_j \leq 125 \text{ }^{\circ}\text{C}$ con le assunzioni fatte.

Naturalmente, utilizzando un unico dissipatore, i case dei mosfet vanno isolati con apposito kit.

10. Suggerimenti per la sicurezza

Un aspetto fondamentale da non sottovalutare quando si realizza o si sperimenta un circuito ZVS riguarda la **sicurezza**. Sebbene i progetti DIY operino spesso a tensioni relativamente basse, il circuito risonante può generare tensioni di picco **molto superiori** a quelle di alimentazione, anche di centinaia di volt, capaci di danneggiare componenti e di rappresentare un serio pericolo se si toccano le parti attive. Inoltre, le correnti in gioco possono raggiungere valori elevati, con conseguente rischio di surriscaldamento, archi elettrici e incendi.

Per queste ragioni è sempre buona norma adottare alcune precauzioni tecniche: utilizzare un'alimentazione **protetta da fusibili o limitatori di corrente**, inserire resistenze di bleeder per scaricare rapidamente i condensatori del tank, schermare o isolare bene la bobina di uscita per evitare contatti accidentali, e predisporre un adeguato dissipatore per i MOSFET. È altrettanto importante non lavorare mai a mani nude vicino al circuito in funzione ed evitare collegamenti volanti non isolati.

Dal punto di vista della protezione personale, è raccomandato l'uso di **DPI di base** come occhiali protettivi (per proteggersi da eventuali scintille o frammenti in caso di guasto), guanti isolanti o almeno resistenti al calore, e un tappetino isolante sul banco di lavoro per ridurre il rischio di contatti accidentali con massa o alimentazione.