

Effetti dell'autoriscaldamento ed emissione IR di un riscaldatore radiativo sulla corrente di un interruttore AC realizzato con un MOSFET di potenza

Effects of self heating and IR emission of radiative heater on the current of a power MOSFET AC switch

Gennaro **Gelao**[♦], Roberto **Marani**[□], Anna Gina **Perri**[♦]

- ♦ Dipartimento di Ingegneria Elettrica e dell'Informazione (DEI), Politecnico di Bari, Italia
- Istituto di Sistemi e Tecnologie Industriali Intelligenti per il Manifatturiero Avanzato (STIIMA), Consiglio Nazionale delle Ricerche (CNR), Bari, Italia

Sommario

I riscaldatori ad infrarossi (IR) ad alta potenza sono molto comuni, ma alcuni hanno un'elevata corrente di accensione a causa dell'elevata differenza esistente tra il valore della resistenza elettrica a temperatura ambiente e quella che, nello stato acceso, si riscontra in temperatura dopo il transitorio termico. In questo lavoro sviluppiamo un modello termico di questi riscaldatori IR considerando, in accordo con la legge di Stefan Boltzmann, la potenza irradiata proporzionale alla quarta potenza della temperatura. In particolare, nell'articolo proponiamo l'impiego di un nuovo circuito basato su una serie di due MOSFET di potenza, simulandone la commutazione e mostrando la temperatura e il flusso di calore all'interno del riscaldatore e del MOSFET.

Abstract

Infrared (IR) heaters are very common but some have high switch on current due to the high difference of the electric resistance at ambient temperature and at steady state temperature. In this paper we develop a thermal model of these IR heaters considering the radiated power which is proportional to the fourth power of the temperature, according to the Stefan

Boltzmann law. We propose a new circuit based on a series of two power MOSFETs and simulate the switching, showing the temperature and heatflux inside the heater and MOSFET.

Keyword

Self Heating and IR Emission Effects, Radiate Heater, MOSFET Devices, Modelling, Advanced Design System (ADS).

1 - Introduzione

I riscaldatori IR ad alta potenza sono molto comuni, ma alcuni hanno una corrente di commutazione elevata poiché all'accensione la loro resistenza a temperatura ambiente è molto piccola.

Considerando un riscaldatore da 1500 W per uso domestico operante a 230 Vrms e 50 Hz, questo dispositivo dovrebbe avere una resistività in regime stazionario R_{steady} uguale a 35 Ω ed una corrente in regime stazionario I_{steady} pari a 6,5 A.

Tuttavia, ricordando che la resistività è proporzionale alla temperatura assoluta, a temperatura ambiente ci aspettiamo una resistività di circa 3,37 Ω , una corrente di commutazione molto più alta I_{switch}^{peak} pari a 96 A e nel primo ciclo dell'alimentatore un picco di potenza di circa 22 kW.

Infatti, una misurazione diretta della resistività alla temperatura ambiente fornisce un valore di resistività leggermente maggiore, $R_{ambient} = 3,8 \Omega$, il che implica una corrente I_{switch}^{peak} pari a 85 A.

Considerando un filo di rame con coefficiente di resistività termica c pari a $3,93 \cdot 10^{-3} K^{-1}$, temperatura ambiente $T_{rif} = 298 K$, e confrontandolo con la resistività in regime stazionario R_{steady} , utilizzando l'approssimazione lineare, ovvero $R_{steady} = [1 + c \cdot (T_{steady} - T_{ambient})] R_{ambient}$, si ottiene una temperatura stazionaria $T_{steady} = 2387 K$, compatibile con il colore di emissione.

Il problema dell'elevata corrente transitoria è altresì aggravato anche dal transitorio di accensione piuttosto lungo di queste lampade, dovuto ad un filo spesso, che mantiene alta la corrente per parecchi cicli di alimentazione.

Questi riscaldatori non sono quindi compatibili con i comuni interruttori domestici classificati per gestire la corrente in stato stazionario, poiché l'elevata corrente di commutazione I_{switch} distruggerebbe rapidamente l'interruttore.

Poiché interruttori domestici in grado di gestire I_{switch} sono difficilmente disponibili, riteniamo interessante sviluppare un interruttore elettronico con una bassissima potenza dissipata, che costerebbe una frazione di un interruttore meccanico in grado di commutare I_{switch} .

A questi livelli di corrente e tensione i MOSFET di potenza hanno una dissipazione di potenza in regime stazionario inferiore rispetto a quella del TRIAC (TRIode for AlternatingCurrent) o dell'IGBT (Insulated-Gate Bipolar Transistor): per esempio, quest'ultimo dispositivo ha una caduta di tensione di circa 1 V, che a regime dissiperebbe circa 6 W.

In questo articolo sviluppiamo un modello termico dei riscaldatori IR considerando la potenza irradiata proporzionale alla quarta potenza della temperatura, secondo la legge di Stefan Boltzmann. In particolare, proponiamo un nuovo circuito basato su una serie di due MOSFET di potenza, simulandone la commutazione e mostrando la temperatura e il flusso di calore all'interno del riscaldatore e del MOSFET.

2 – Analisi del circuito proposto

La Figura 1 mostra il circuito di commutazione proposto costituito da una serie di due MOSFET di potenza a canale n, collegati, in senso opposto, in serie al riscaldatore e all'alimentatore.

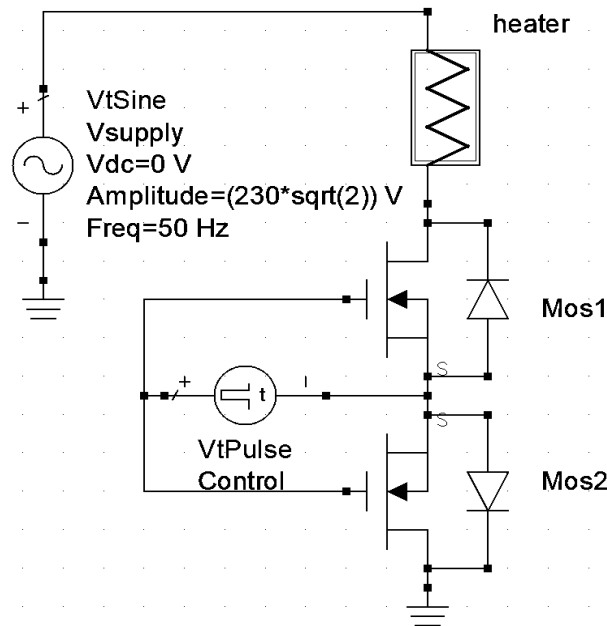


Figura 1 – Circuito di commutazione proposto che utilizza due MOSFET per controllare la corrente AC sul riscaldatore.

Quando i MOSFET non sono accesi, sia i canali MOS sia i diodi del corpo bloccano la corrente. Se i MOSFET sono accesi e l'alimentazione della tensione di drain del MOS 1 è positiva rispetto a massa, il canale del MOS 1, il canale del MOS 2 e il diodo interno del MOS 2 sono in conduzione (vedi Figura 1). Quando, invece, la tensione è invertita, il canale del MOS 2, il canale del MOS 1 e il diodo interno del MOS 1 sono in conduzione.

È importante notare che quando la tensione del gate è superiore alla soglia, il canale conduce in entrambe le direzioni.

Inoltre, se la tensione drain-source è negativa ed in valore assoluto inferiore alla soglia del diodo, la corrente attraverso il canale è maggiore della corrente attraverso il diodo. Questa è una caratteristica utile poiché riduce la dissipazione di potenza nel MOSFET. Inoltre, per ridurre il transitorio di corrente di commutazione, la scelta migliore è quella di polarizzare per entrambi i MOSFET il gate positivo rispetto al source quando la tensione AC supera lo zero.

Per il circuito proposto abbiamo scelto il dispositivo STW88N65M5 [1] caratterizzato da una piccola resistenza di canale $R_{ds} \approx 0,021 \Omega$, da una tensione di rottura V_{ds} minima di 650 V, ben al di sopra delle nostre necessità, nonché capace di sopportare una corrente di drain continua fino a 85 A (a 25 °C). I punti chiave per questa scelta sono stati il valore ridotto di R_{ds} (per poter ottenere una potenza dissipata molto bassa a regime) ed il corpo grande (ovvero una grande capacità termica per sopportare forti correnti durante il transitorio del riscaldatore).

Assumiamo che la commutazione del MOSFET, che dura solo pochi microsecondi, avvenga senza problemi e simuliamo solo il momento successivo in cui la tensione AC aumenta e la corrente nel carico inizia a fluire. Da un punto di vista pratico partiamo con il MOSFET spento e, dopo pochi microsecondi, accendiamo le tensioni ai gate in un tempo molto breve rispetto al tempo caratteristico del transitorio del riscaldatore, come vedremo nel seguito.

Concentriamoci ora sul flusso termico e sulla dipendenza dalla temperatura sul lato elettronico.

Eseguiamo la simulazione utilizzando il programma Advanced Design System (ADS) [2] e convertiamo il lato termico in un equivalente elettrico con mappatura delle temperature in tensioni, della potenza termica in corrente, della resistenza termica e della capacità termica in resistenza elettrica e capacità elettrica.

Per semplificare la condizione iniziale sulla temperatura durante le simulazioni, mappiamo la temperatura ambiente $T_{rif} = 25 \text{ °C}$ (equivalente a 298 K) con una tensione pari a 0 V e la variazione di 1 K corrisponde alla variazione di 1 V.

Il modello MOS mostrato in Figura 2 è costituito dai blocchi “MOSR ds Thermal”, “MOS Thermal Conduction” e “heatsink”.

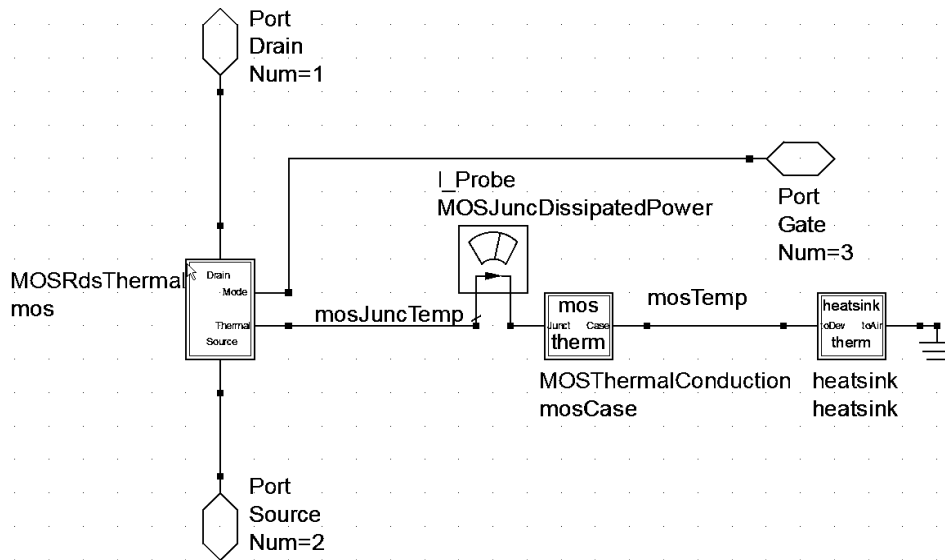


Figura 2 – Modello completo del MOS.

Il blocco MOSR dsThermal simula la parte elettrica (collegata alle porte esterne Drain, Source e Gate) e la produzione di flusso termico alla giunzione MOS. Il blocco MOS Thermal Conduction simula il trasferimento di calore dalla giunzione all'involucro ed il blocco del dissipatore di calore (heatsink) simula il flusso di calore nell'ambiente a T_{rif} rappresentato dalla massa (0 V).

Per il blocco MOSR dsThermal (vedi Figura 3), semplifichiamo il modello MOS elettrico con un resistore il cui valore è $R_{ds}^{OFF} = 650 \text{ M}\Omega$ quando il MOS è spento, mentre, quando il MOS è attivo e sta lavorando nella zona triodo, con una resistenza $R_{ds}^{ON}(T)$ i cui valori dipendono dalla temperatura secondo la seguente relazione:

Equazione 1:

$$R_{ds}^{ON}(T) = 0,021\Omega * (1 + (T - T_{rif}) * 9,6 * 10^{-3} \text{ K}^{-1})$$

Effetti dell'auto riscaldamento ed emissione IR di un riscaldatore radiativo sulla corrente di un interruttore AC realizzato con un MOSFET di potenza
Effects of self heating and IR emission of radiative heater on the current of a power MOSFET AC switch
G. Gelao, R. Marani, A. G. Perri

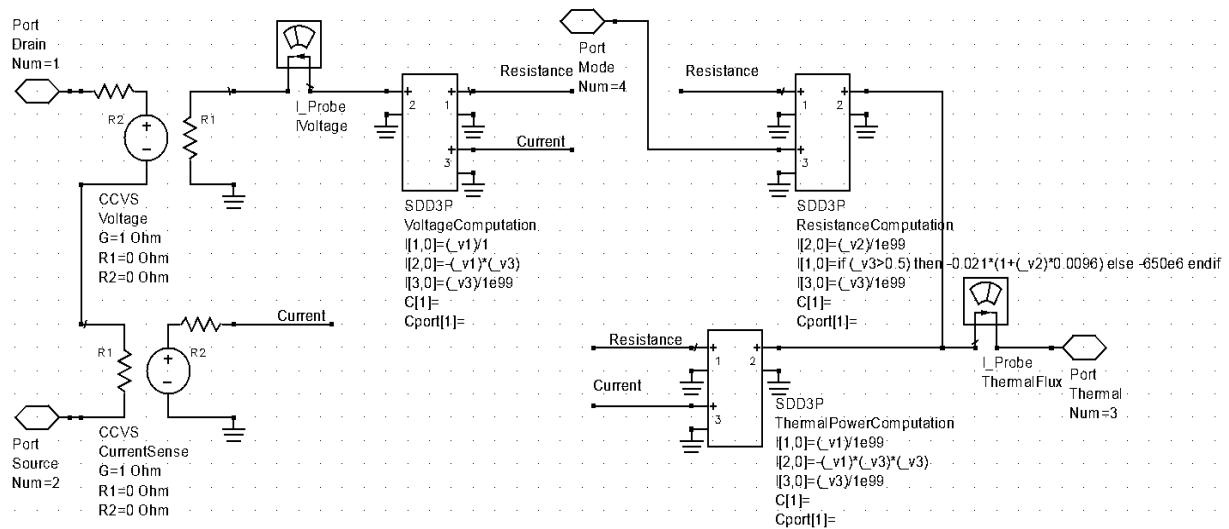


Figura 3 – Modello del blocco MOSRdsThermal.

Simuliamo il resistore dipendente dalla temperatura con un blocco non lineare SDD3P [2] e una coppia di generatori di tensione controllati in corrente (Current Controlled Voltage Source CCVS), che rappresentano il MOS solo per la sua parte resistiva e per il calcolo della potenza termica dissipata.

Nello schema, all'estrema sinistra ci sono il Drain e il Source, al centro in alto la porta di ingresso Mode e all'estrema destra la porta Thermal. Il CCVS superiore "Voltage" crea la caduta di tensione mentre il CCVS inferiore "Current Sense" misura la corrente che scorre tra Drain e Source. Questi CCVS hanno resistenza nulla e trans-resistenza $G = 1\Omega$.

Il "Current Sense" produce una tensione sul filo "Current", proporzionale alla corrente MOS, che è utilizzata dall'SDD3P "Thermal Power Computation" per calcolare la potenza dissipata come prodotto della corrente al quadrato per la resistenza, che viene inviata come corrente sulla porta "Thermal".

Effetti dell'autoriscaldamento ed emissione IR di un riscaldatore radiativo sulla corrente di un interruttore AC realizzato con un MOSFET di potenza

Effects of self heating and IR emission of radiative heater on the current of a power MOSFET AC switch
G. Gelao, R. Marani, A. G. Perri

La tensione sulla porta "Thermal" è utilizzata dall'SDD3P "Resistance Computation" per ottenere i valori di resistenza del canale MOS e i suoi valori sono inviati sul filo Resistance. Quando la tensione della porta "Mode" è superiore a 0,5 V è utilizzata l'equazione 1 per valutare $R_{ds}^{ON}(T)$, altrimenti sono utilizzati i valori R_{ds}^{OFF} . In questo modo l'ingresso MODE simula il gate del MOSFET nella zona triodo.

L'SDD3P "Voltage Computation" moltiplica la "Resistenza" per la "Corrente" e dà il risultato (convertito in corrente) al CCVS "Voltage".

Nel blocco MOSRds Thermal, per semplificare evitando così di aggiungere più blocchi, alcuni segnali sono espressi come corrente altri come tensione indipendentemente dal loro significato fisico. Tuttavia, i segnali sulla porta sono coerenti con le definizioni precedenti, poiché Drain e Source si comportano come drain e source (nel funzionamento a triodo) e la porta Thermal ha una tensione che rappresenta una temperatura ed una corrente che, secondo la precedente definizione, rappresenta un flusso termico.

Il blocco MOS Thermal Conduction è mostrato in Figura 4, dove sono stati utilizzati valori di capacità termica e resistenza termica secondo il modello termico reso disponibile dal produttore. Sono state altresì inserite le sonde di corrente.

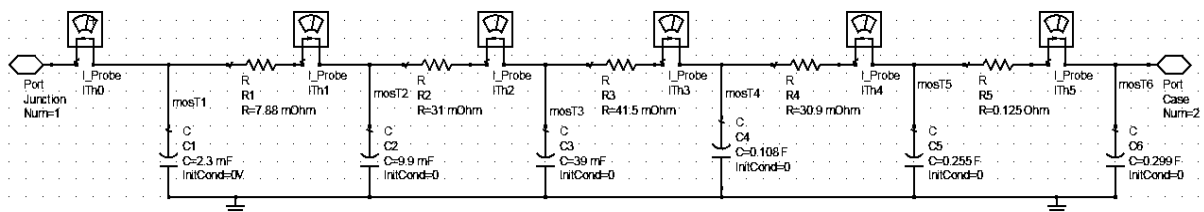


Figura 4 – Modello del blocco MOS Thermal Conduction.

Per il blocco dissipatore, riportato in Figura 5, sono stati utilizzati i dati di un dissipatore commerciale con resistenza termica 6 K/W e capacità termica 3,6 J/K.

Effetti dell'auto riscaldamento ed emissione IR di un riscaldatore radiativo sulla corrente di un interruttore AC realizzato con un MOSFET di potenza
Effects of self heating and IR emission of radiative heater on the current of a power MOSFET AC switch
G. Gelao, R. Marani, A. G. Perri

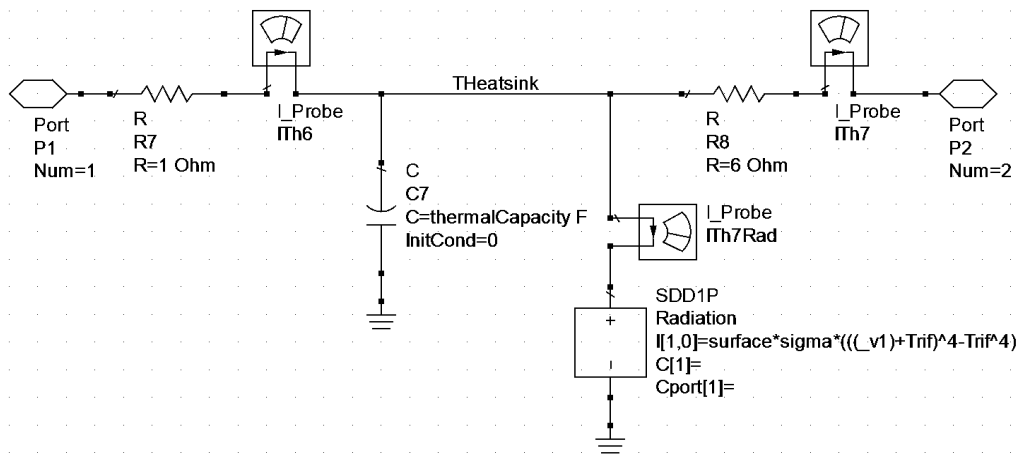


Figura 5 – Modello del blocco heatsink.

Al solo scopo di avere anche una stima del piccolo effetto della radiazione termica su un dissipatore di calore, nello schema è stato aggiunto il blocco SDD1P non lineare “Radiation”. La formula si basa sulla legge di Stephan Boltzmann [3-4], per la potenza di emissione termica di un corpo nero:

Equazione 2:

$$P = \sigma S T^4$$

dove $\sigma = 5,67 \cdot 10^{-8} \text{ Wm}^{-2}\text{K}^{-4}$ (chiamato sigma nel circuito di Figura 5) è la costante di Stephan Boltzmann [3-5], $S = 0,004 \text{ m}^2$ è la superficie e T la temperatura assoluta.

Poiché nel circuito di Figura 4 la temperatura è riferita a T_{rif} , nelle valutazioni dobbiamo tenere in conto questo aspetto. Pertanto, nell’equazione 2 sottraiamo il calore assorbito dall'ambiente, $P = \sigma S (T_{rif})^4$, che è essenziale per avere un flusso termico totale pari a zero quando il dissipatore è a T_{rif} .

Il modello completo del riscaldatore è mostrato in Figura 6, in cui il resistore di blocco Thermal a sinistra simula il comportamento elettrico e calcola il flusso termico che viene trasferito al blocco Thermal Radiation a destra.

Effetti dell'auto riscaldamento ed emissione IR di un riscaldatore radiativo sulla corrente di un interruttore AC realizzato con un MOSFET di potenza

Effects of self heating and IR emission of radiative heater on the current of a power MOSFET AC switch

G. Gelao, R. Marani, A. G. Perri

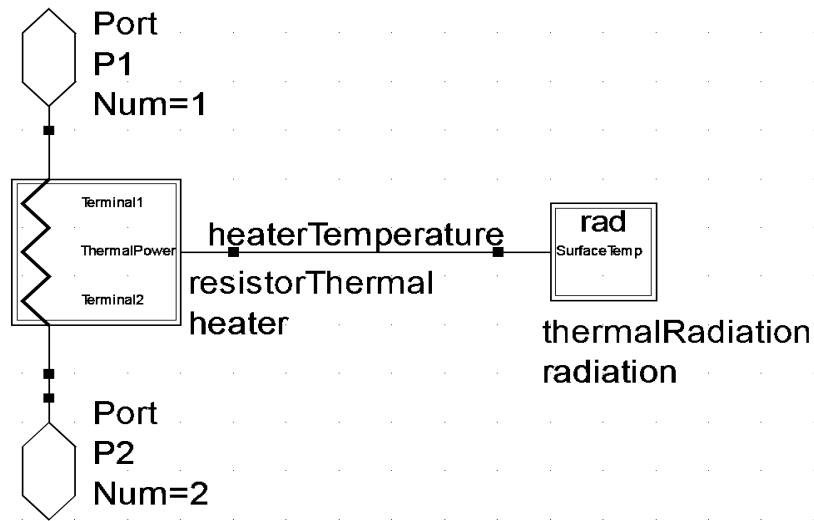


Figura 6 – Modello del blocco resistor Thermal.

Il modello utilizzato per analizzare il comportamento elettrico del riscaldatore, il “resistor Thermalblock”, è rappresentato in Figura 7.

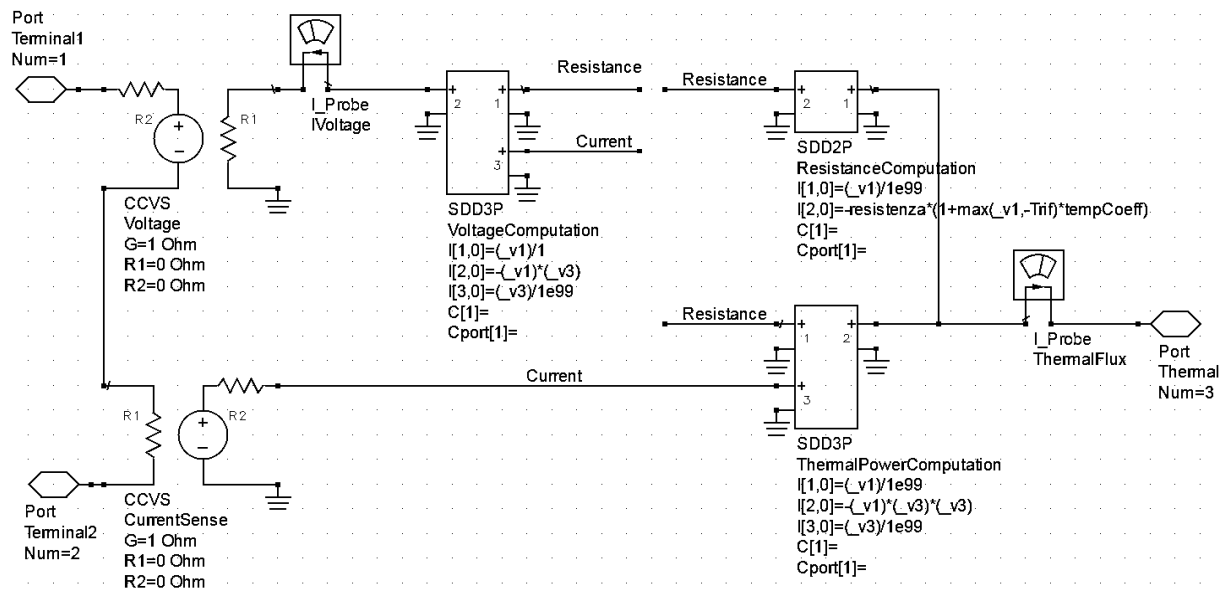


Figura 7 – Modello per analizzare il comportamento elettrico del riscaldatore.

Esso è molto simile al modello della R_{ds} per il MOS; anche in questo caso porta "Terminal1" e porta "Terminal2", sulla sinistra dello schema, sono le porte elettriche, mentre sul lato destro la porta Thermal fa uscire la potenza termica. Ovviamente in questo caso non abbiamo la porta "Mode".

In alto a destra, in SDD2P "Resistance Computation", la formula utilizzata per valutare la resistenza elettrica è:

Equazione 3.

$$R_{heater}(T) = R_{heater}^{amb}(1+cT)$$

dove T è la temperatura del riscaldatore meno T_{rif} (in K), mentre $R_{heater}^{amb} = 3,8 \Omega$ è la resistenza elettrica del riscaldatore misurata alla temperatura di riferimento T_{rif} e $c = 3,93 \cdot 10^{-3} K^{-1}$ è il coefficiente di temperatura della resistenza elettrica per il rame. Abbiamo usato il rame poiché questo valore di c si adatta all'osservazione nei risultati della simulazione.

Nell'equazione 3 imponiamo T maggiore di $-T_{rif}$ e usiamo una formula lineare poiché è già corretta con un'approssimazione del 10%.

Il modello termico del riscaldatore, blocco Thermal Radiation, è evidenziato in Figura 8.

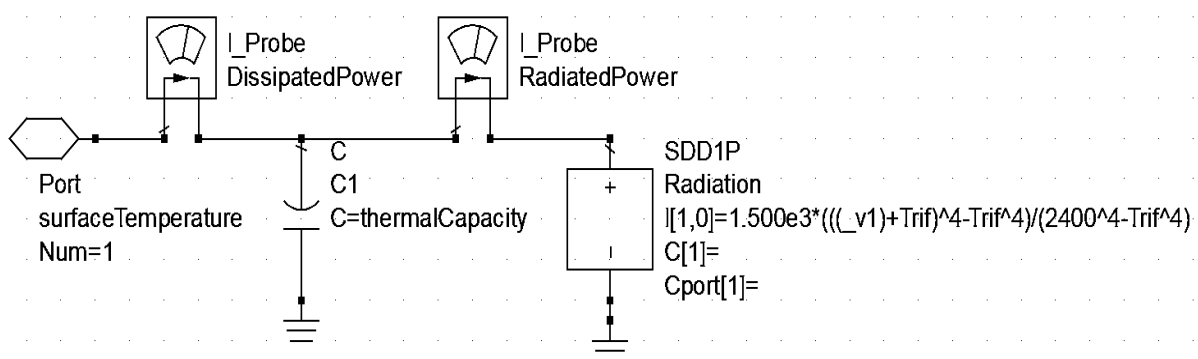


Figura 8 – Modello del blocco thermalRadiatio.

Consideriamo ora la capacità termica e l'emissione di radiazione.

La capacità termica può essere ottenuta da una stima della dimensione del filo, della resistività elettrica, dalla densità di massa del rame 8960 kg/m³ e dalla capacità termica specifica del rame 385 J/K.

Poiché, dai risultati della simulazione, il tempo transitorio del riscaldatore (pari a circa 0,3 s) risulta essere molto sensibile alla capacità termica, il valore di quest'ultima grandezza deve essere scelto in modo da ottenere risultati compatibili nelle simulazioni. Per la vecchia lampada ad incandescenza da 60 W il diametro del filo era di 0,046 mm [6], ma questo darebbe tempi di transizione della lampada molto brevi, pari a circa 0,02 secondo la nostra simulazione. Per ottenere il giusto tempo transitorio dobbiamo quindi usare un filo di rame di diametro 0,18 mm, lunghezza 5,5 m, e capacità termica 0,47 J/K.

L'SDD1P "Radiation" è molto simile al precedente blocco "radiation" nel modello del dissipatore, ma, invece di valutare la superficie del riscaldatore, utilizziamo il valore di emissione di potenza dichiarato dal fornitore, pari a 1500 W, tramite la seguente formula:

Equazione 4:

$$P=A (T^4-T_{rif}^4)$$

dove sottraiamo T_{rif}^4 per lo stesso motivo già sopra evidenziato, essendo il parametro A (W/K⁴) descritto dalla relazione:

Equazione 5:

$$A=P / (T_{std}^4-T_{rif}^4)$$

dove $T_{std} = 2400$ K è la temperatura in regime stazionario e $P = 1500$ W è l'emissione di potenza in regime stazionario.

Per il riscaldatore ignoriamo l'effetto dovuto alla conduzione termica a temperatura ambiente in quanto, essendo quest'ultimo fenomeno più piccolo e molto più lento dell'emissione di radiazione, difficilmente influenzerebbe il transitorio del riscaldatore.

3 – Discussione dei risultati

Il nostro interesse primario è riferito alla corrente che scorre nel circuito poiché questa causa il riscaldamento del MOSFET di potenza.

Il risultato della simulazione è mostrato in Figura 9.

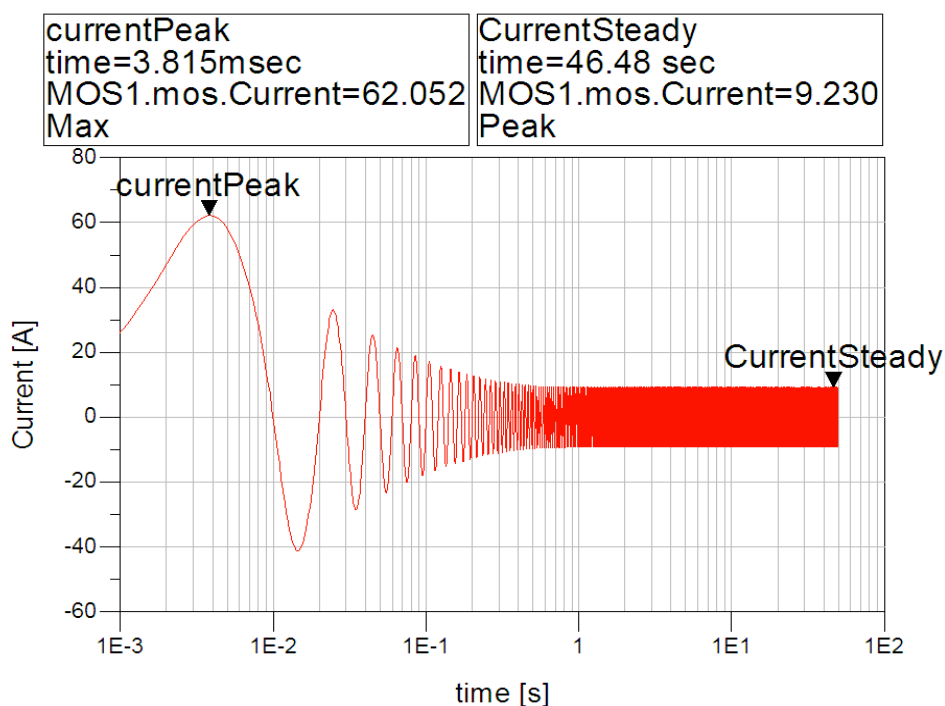


Figura 9 – Andamento della corrente in funzione del tempo.

Dalla figura 9 si evince che a regime la corrente di picco è di 9,2 A corrispondenti ad una dissipazione di potenza del riscaldatore e del MOS (quest'ultimo dà solo un piccolissimo contributo) di 1496 W molto vicina ai valori di progetto. La corrente di picco, a 3,8 ms dall'accensione, è pari a 62 A ovvero risulta essere inferiore al valore di 85 A citato nell'introduzione di questo lavoro. Questa differenza nei valori di corrente è da imputare al fatto che, quando si verifica il primo massimo a 3,8 ms dall'accensione, il riscaldatore ha già raggiunto una temperatura di 367 K (cioè 94 °C) e questo ha fatto aumentare la resistenza del filo. Una maggiore capacità termica del filo renderebbe il riscaldamento del filo più lento e, quindi, farebbe aumentare la corrente di picco.

Effetti dell'auto riscaldamento ed emissione IR di un riscaldatore radiativo sulla corrente di un interruttore AC realizzato con un MOSFET di potenza

Effects of self heating and IR emission of radiative heater on the current of a power MOSFET AC switch
G. Gelao, R. Marani, A. G. Perri

La Figura 10 mostra che la potenza di picco è di 19 kW a 4,4 ms mentre la potenza di picco a regime stazionario è di 3 kW; la potenza media a regime stazionario è quindi di 1,5 kW.

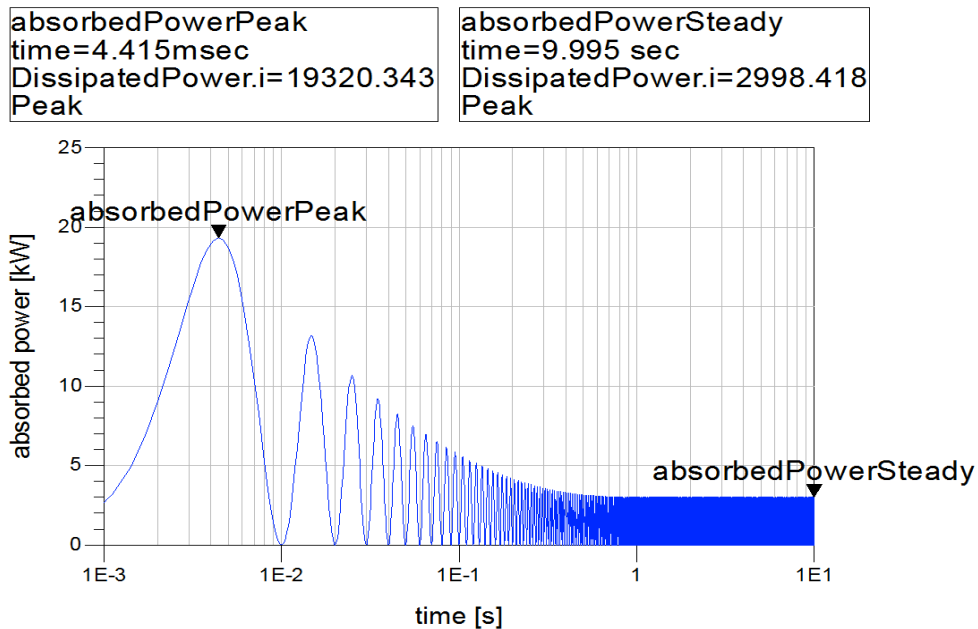


Figura 10 – Andamento della potenza assorbita dal riscaldatore in funzione del tempo.

La Figura 11 mostra l'andamento della potenza irradiata, dove l'aumento è abbastanza regolare, poiché la capacità termica ha fortemente attenuato la componente a 50 Hz.

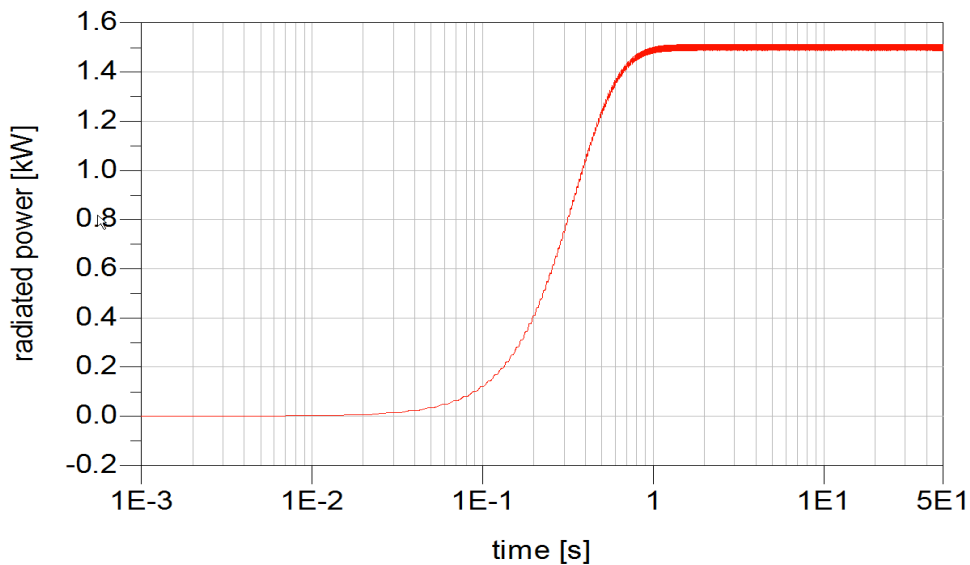


Figura 11 – Andamento della potenza irradiata dal riscaldatore in funzione del tempo.

Il tempo di salita necessario per raggiungere un valore di potenza pari alla metà della potenza di regime è circa uguale a 0,3 s; abbiamo infatti scelto la capacità termica per ottenere questo risultato al fine di riprodurre le osservazioni sperimentali.

In Figura 12 riportiamo gli andamenti delle temperature di giunzione e dell'interfaccia case-dissipatore.

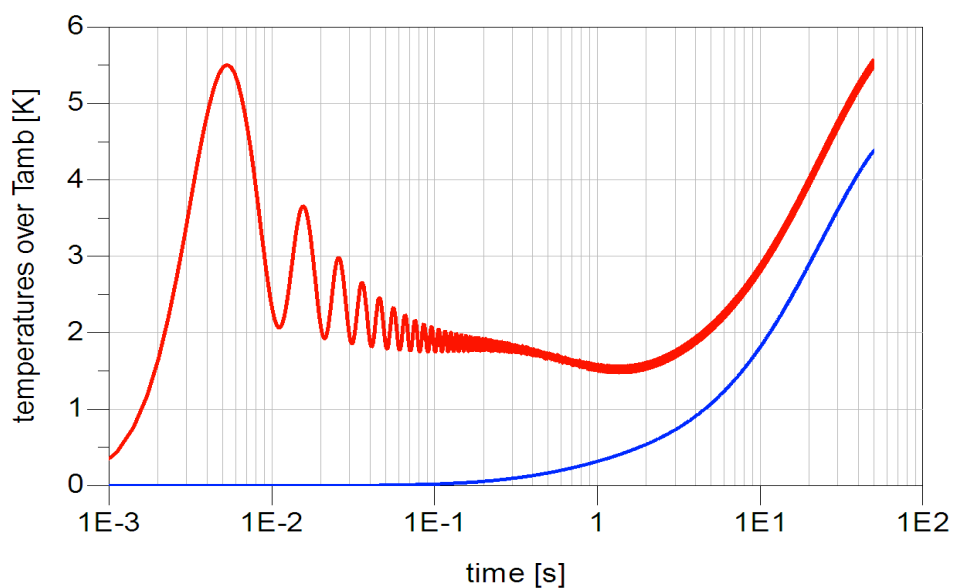


Figura 12 – Temperature del MOS in funzione del tempo: in rosso la temperatura di giunzione, in blu la temperatura di contatto tra case e dissipatore.

Durante il transitorio la temperatura alla giunzione aumenta di circa 6 K sopra la temperatura ambiente, mentre la simulazione più lunga mostra che l'aumento della temperatura in stato stazionario è di 6,4 K per la giunzione e 5,2 K per il dissipatore di calore. L'integrazione della potenza termica rilasciata alla giunzione nel primo periodo fornisce una energia di 0,43 J, che è inferiore all'energia che il dispositivo considerato può sopportare (pari a 2 J).

La Figura 13 mostra l'andamento di V_{ds} in funzione del tempo secondo il nostro modello semplificato; è facile constatare che il valore della caduta di tensione di picco del MOS, pari a 2,7 V a 3,8 ms, risulta essere superiore alla caduta di tensione sul diodo interno che non è stato implementato.

Ciò significa che nel circuito reale, nei primi cicli, la caduta di tensione sarà limitata dal diodo interno a circa 0,9 V per tutto il tempo in cui questo diodo risulta essere polarizzato in avanti, garantendo così una ulteriore riduzione della potenza dissipata dal MOS durante il transitorio.

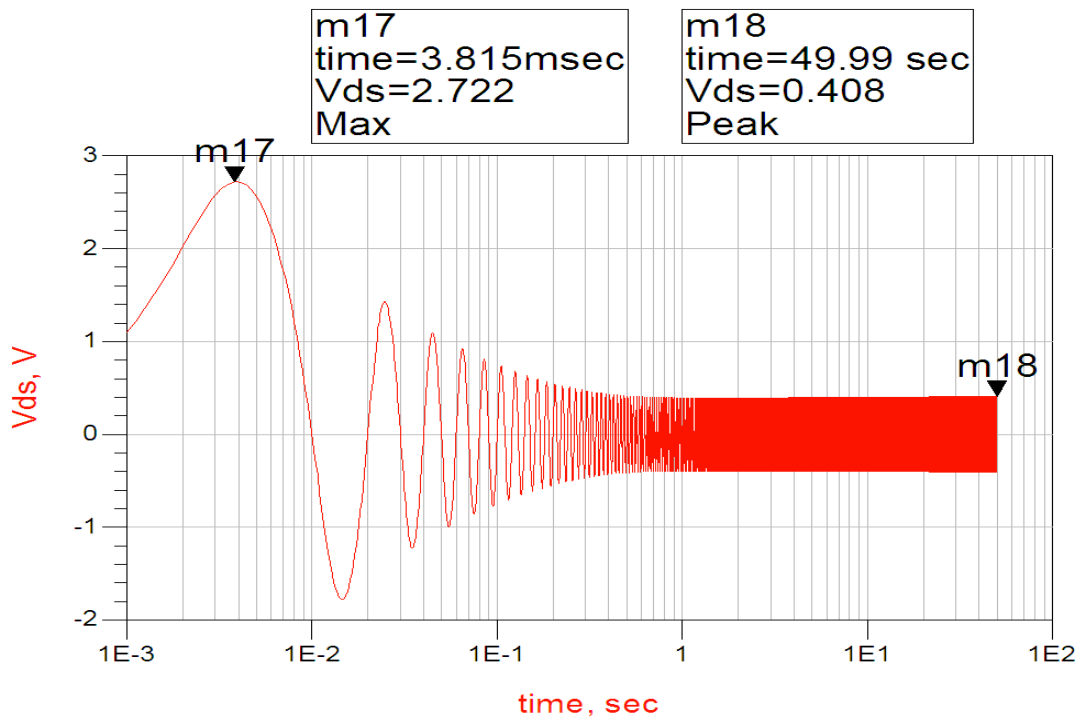


Figura 13 – Andamento della V_{ds} in funzione del tempo.

A regime la caduta di tensione ha un valore di picco di 0,4 V, che è minore della caduta di tensione del diodo; anche durante la polarizzazione inversa la corrente passerà quindi principalmente attraverso il canale, il che giustifica il fatto che le porte siano sempre sopra il livello di soglia per ridurre al minimo la potenza dissipata. Oltre a ciò, poiché V_{ds} è piccola rispetto alla tensione di alimentazione, il transitorio di corrente è quasi completamente fissato dal comportamento elettrico e termico del riscaldatore.

Per ottenere una buona approssimazione dello stato stazionario abbiamo quindi eseguito la simulazione con un tempo simulato di 250 s riscontrando che ogni MOSFET di potenza dissipa una quantità di calore pari a 0,95 W. Questo calore è trasferito al dissipatore di calore che ne dissipa 0,83 W attraverso la convezione dell'aria e 0,12 W attraverso la radiazione termica. Ciò dimostra che l'irraggiamento termico dà un contributo non così irrisorio alla dissipazione del calore in un dissipatore anche nel caso di piccole potenze.

Naturalmente questo contributo è già incluso nelle capacità di dissipazione del dissipatore di calore presentate nelle schede tecniche.

4 – Conclusioni

In questo lavoro abbiamo presentato la simulazione della commutazione per un carico ampiamente variabile a seconda della temperatura, che dissipa il calore attraverso la radiazione termica. Come elemento chiave del modello del riscaldatore, nella simulazione abbiamo utilizzato per l'emissione di radiazione termica la formula di Stefan Boltzmann che ha una forte dipendenza dalla temperatura.

L'interruttore elettronico proposto è stato ottenuto utilizzando due MOSFET di potenza in serie e abbiamo ottenuto una dissipazione inferiore a 1 W per ciascun MOSFET controllando un carico di 1,5 kW a regime. Questa soluzione consente un dissipatore di calore molto più piccolo rispetto a quelli che sono necessari per un interruttore IGBT che dissiperebbe circa 6 W. Ciò è stato possibile poiché notoriamente nel MOSFET la dissipazione del calore (I^2R_{ds}) è inferiore alla dissipazione del calore in un IGBT (IV_{ce}) quando $I < V_{ce}/R_{ds}$. Questa può essere piuttosto elevata utilizzando i moderni MOSFET di potenza con R_{ds} fino a pochi m Ω , che comunque hanno tensioni di rottura di diverse centinaia di volt. Abbiamo infine osservato che la corrente transitoria di picco è quasi completamente determinata non solo dalla resistenza del filo del riscaldatore (e dalla dipendenza dalla temperatura) ma anche dalla sua capacità termica.

5 - Bibliografia

[1] https://www.st.com/content/st_com/en.html

[2] Verilog-AMS language reference manual. 2014.Version 2.2.

[3] Kittel C., "Elementary statistical physics", Ed. Wiley & Sons, New York, 1998.

[4] Kondepudi, D.K., Prigogine I., "Modern thermodynamics", Ed. Wiley & Sons, New York, 1998.

[5] Landau L. D., Lifshitz E.M., "Statistical physics", 3rd Edition, Elsevier, ISBN: 9780750633727, 1980.

[6] Maclsaac, D., Kanner, G., Anderson, G., "Basic Physics of the Incandescent Lamp (Lightbulb)", *The Physics Teacher*, vol. 37, pp. 520-525, 1999.