



UNIVERSITÀ DEGLI STUDI DI PADOVA  
DIPARTIMENTO DI TECNICA E GESTIONE DEI SISTEMI INDUSTRIALI

CORSO DI LAUREA TRIENNALE IN INGEGNERIA MECCATRONICA

# **Tecniche di Condition Monitoring per Dispositivi MOSFET di Potenza**

*Laureando:*  
Alberto Marcazzan

*Relatore:*  
Paolo Magnone

Matricola:  
1072735

Anno accademico 2015/2016



# INDICE

<b>CAPITOLO 1 - Introduzione ai MOSFET di Potenza .....</b>	<b>1</b>
1.1 Elettronica di potenza .....	1
1.1.1 Contesto.....	1
1.1.2 Interruttori di Potenza.....	1
1.2 MOSFET di Potenza.....	2
1.2.1 Architettura dei Dispositivi .....	2
1.2.2 Regioni di funzionamento e caratteristiche salienti .....	4
1.2.3 Aging e Meccanismi di Rottura.....	7
1.2.4 Applicazioni generali .....	9
1.3 Condition Monitoring.....	9
1.3.1 Generalità.....	9
1.3.2 Condition Monitoring nei MOSFET di Potenza .....	10
<b>CAPITOLO 2 - Tecniche di Condition Monitoring .....</b>	<b>13</b>
2.1 Principali Tecniche di Sensing Diretto .....	13
2.1.1 Temperatura di Giunzione $T_j$ .....	13
2.1.2 Resistenza di ON $R_{DS(ON)}$ .....	21
2.2. Altre tecniche .....	25
<b>CAPITOLO 3 - Metodi per Stimare la Vita utile Rimanente.....</b>	<b>27</b>
3.1 Thermal Cycling.....	30
3.2 Modello Coffin-Manson e Palmgren-Miner .....	30
3.3 Filtro di Kalman.....	31
<b>CONCLUSIONI.....</b>	<b>37</b>
<b>BIBLIOGRAFIA .....</b>	<b>39</b>



# Capitolo 1

## Introduzione ai MOSFET di Potenza

### 1.1 Elettronica di potenza

#### 1.1.1 Contesto

L'elettronica di potenza è la branca dell'elettronica che si occupa della gestione e controllo dell'energia elettrica. A differenza dell'elettronica di segnale, dedicata all'elaborazione di segnali, dove i segnali elettrici di tensione e corrente vengono usati per veicolare informazioni, in quella di potenza tensione e corrente sono mezzi di trasporto per l'energia. Il compito che le viene affidato è quello di attuare trasformazioni a livello di ampiezza e frequenza di tali grandezze affinché la potenza fornita da un generatore possa adattarsi alle caratteristiche richieste dall'utilizzatore. Le operazioni di conversione principali sono dunque le seguenti: conversione DC-AC (come negli inverter); conversione AC-DC (ad esempio i raddrizzatori); conversione DC-DC (in cui si modificano i livelli di tensione) e conversione AC-AC (in cui il parametro da modificare è la frequenza).

Tra le diverse figure di merito che caratterizzano un circuito di potenza, è doveroso richiamare l'efficienza di conversione, ovvero il rapporto tra la potenza in uscita e quella in ingresso al convertitore. Tale figura di merito è particolarmente importante sia per una questione di risparmio energetico che per problematiche riguardanti la dissipazione di potenza nei componenti stessi. Queste apparecchiature sfruttano principalmente tecniche di commutazione: ciò significa che tensioni e correnti vengono manipolate tramite l'uso di interruttori elettronici.

#### 1.1.2 Interruttori di Potenza

Gli interruttori sono dispositivi caratterizzati idealmente da due modalità di funzionamento, ovvero *on-state* (interruttore chiuso), in cui esso conduce corrente, e *off-state* (interruttore aperto), dove il flusso di corrente viene bloccato.

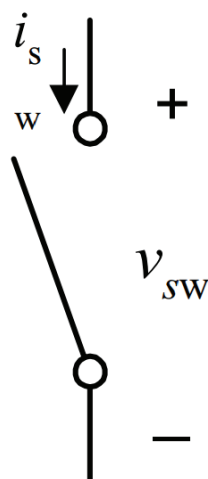


Figura 1. Simbolo circuitale di un interruttore

L'interruttore ideale, nella fase di on-state, riesce a condurre correnti di valore infinito senza presentare alcuna caduta di tensione; analogamente, nella fase di off-state può sostenere una tensione illimitata senza perdite di corrente. E' evidente che questo comportamento porta ad una dissipazione di potenza nulla durante entrambi gli stati. Inoltre, le transizioni da on-state a off-state (e viceversa) devono avvenire in maniera istantanea senza porre alcun limite alla velocità di commutazione e senza portare a dissipazione di potenza. Ovviamente tutto ciò non è né possibile né realizzabile: nei dispositivi reali è presente una piccola corrente inversa quando l'interruttore è interdetto (*leakage current*) e si verifica sempre una caduta di tensione dovuta alla resistenza ( $R_{DS(ON)}$ ) del dispositivo stesso; inoltre i tempi di commutazione, seppur brevi (da pochi ns a qualche  $\mu s$ ) non possono essere considerati trascurabili.

I dispositivi che più si avvicinano alle condizioni ideali sono basati su componenti a semiconduttore, in particolare dalle architetture IGBT (*Insulated Gate Bipolar Transistor*) e MOSFET (*Metal-Oxide-Semiconductor Field-Effect Transistor*).

## 1.2 MOSFET di Potenza

### 1.2.1 Architettura dei Dispositivi

Come suggerisce il nome, i MOSFET di potenza (detti anche power MOSFET) presentano significative differenze rispetto ai MOSFET di segnale. Nei MOSFET tradizionali la corrente scorre in maniera longitudinale tra drain e source; questa però può scorrere solamente quando la tensione applicata tra i terminali di gate e source  $V_{GS}$  supera un certo valore (detto valore di soglia,  $V_{TH}$ ), permettendo la formazione del canale conduttivo nella regione p compresa tra i pozzetti  $n^+$ .

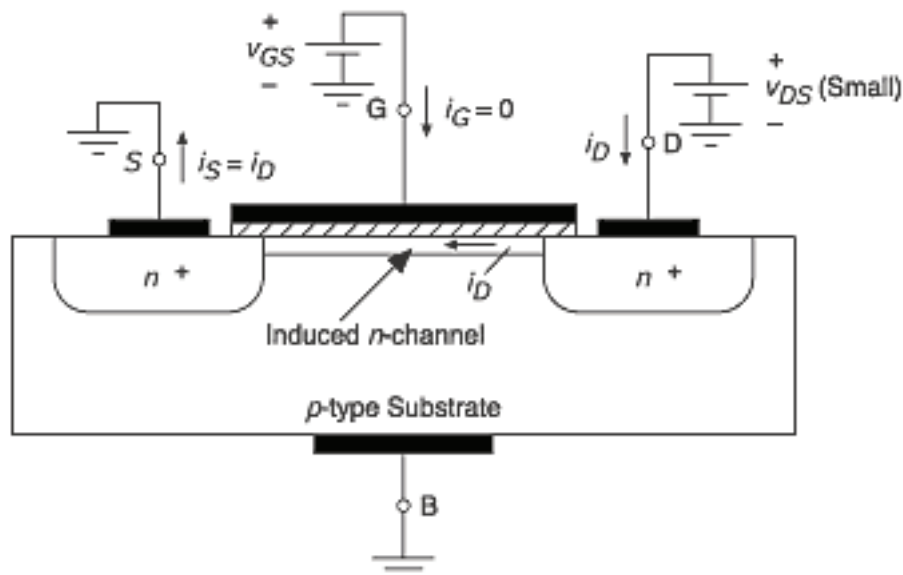


Figura 2. Struttura di un MOSFET di segnale di tipo n [21]

La particolare morfologia del componente lo rende inadatto a impieghi di potenza perchè:

- la tensione di rottura (o *Breakdown Voltage*, massima tensione tra drain e source sopportata dal MOSFET), e di conseguenza la capacità di sopportare elevate differenze di potenziale, è legata alla lunghezza del canale (in particolare, per ottenere elevate tensioni di breakdown è necessario utilizzare struttura a canale più lungo);
- la quantità di corrente che attraversa il dispositivo quando esso è in conduzione è invece inversamente proporzionale alla lunghezza del canale.

L'andamento discordante di queste due grandezze fondamentali rende impossibile trovare un compromesso adatto a renderlo un interruttore nelle applicazioni di potenza; tuttavia, basterebbe svincolare uno di questi parametri dalla lunghezza di canale per far sì che il dispositivo possa acquisire le proprietà desiderate. Un semplice accorgimento consiste nel cambiare la disposizione relativa tra drain e source, disponendoli in maniera verticale: in questo modo, la tensione di rottura dipende dallo spessore dello strato epitassiale e dal suo drogaggio. Nasce così il VDMOSFET (*Vertical Diffusion MOSFET*), che assieme agli UMOSFET, VMOSFET e SJMOSFET, costituisce la famiglia dei power MOSFET.

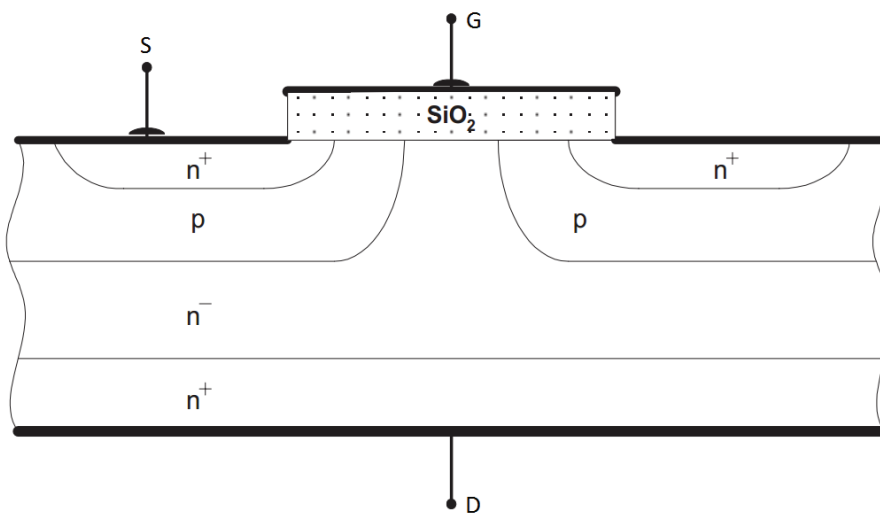


Figura 3. Struttura di un MOSFET di potenza di tipo n

Così come nei MOSFET a svuotamento, anche i power MOSFET possono essere di tipo n o di tipo p. Occorre inoltre notare che questa nuova struttura presenta due elementi parassiti quali un diodo pn e un BJT npn; in particolare quest'ultimo può rendere il componente poco controllabile in alcune situazioni (*latchup*), per cui base ed emettitore vengono cortocircuitati tramite la metallizzazione del source. La presenza del diodo non è invece così scomoda, tanto che alcune applicazioni (ad esempio negli inverter e nei raddrizzatori) viene sfruttato come sistema di recupero dell'energia attraverso la corrente inversa di drain (*freewheeling current*).

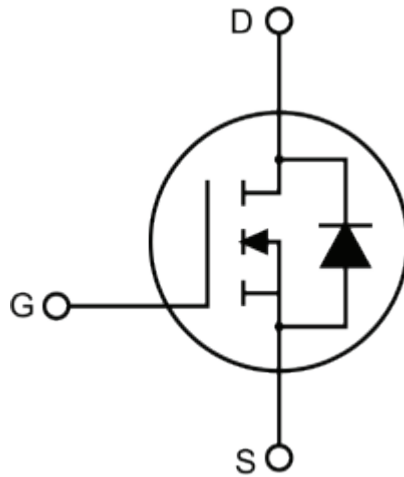


Figura 4. Simbolo circuitale di un MOSFET, comprendente il diodo parassita

### 1.2.2 Regioni di funzionamento e caratteristiche salienti

Le regioni di funzionamento di un MOSFET di potenza sono analoghe a quelle di un MOSFET di segnale: esso passa dallo stato di cutoff a quello di conduzione non appena la tensione  $V_{GS}$  supera la tensione di soglia  $V_{TH}$ , permettendo la formazione del canale n; inoltre, nello stato di conduzione si possono riconoscere le regioni di triodo (con  $V_{DS} < V_{GS} - V_{TH}$  e  $V_{GS} > V_{TH}$ ) e di saturazione (quando  $V_{DS} > V_{GS} - V_{TH}$ , sempre con  $V_{GS} > V_{TH}$ ). La caratteristica  $I_D - V_{DS}$  è illustrata in Figura 5.

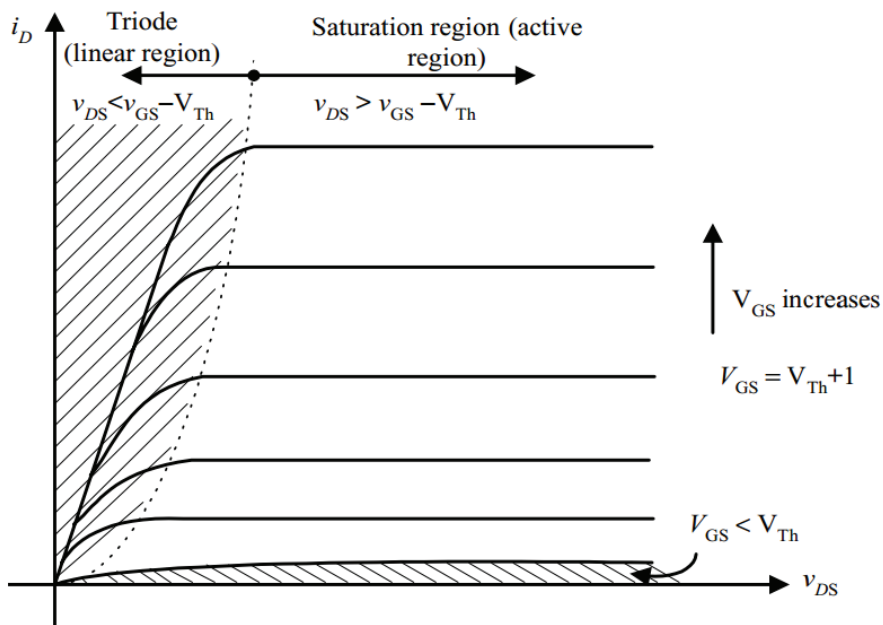


Figura 5. Caratteristica  $I_D - V_{DS}$  delle regioni di funzionamento di un MOSFET [22]

Nelle applicazioni in cui viene usato come interruttore, il power MOSFET è in offstate quando è in *cutoff* e in onstate nella regione di triodo (regione lineare a resistenza costante); generalmente viene utilizzato per basse tensioni (fino a 100V) e medie (400-500V) usando una tensione di controllo  $V_G$  di 15V; la corrente massima che il dispositivo può condurre arriva al centinaio di Ampere.



Dalla caratteristica appena presentata, possiamo desumere una delle grandezze di maggiore interesse del nostro studio, ovvero la resistenza di conduzione (*on state resistance*), che viene calcolata tramite la seguente relazione:

$$R_{DS(ON)} = \frac{\partial v_{DS}}{\partial i_d} \Big|_{V_{GS}=const}$$

Essa risulta essere una somma di diversi contributi legati alla struttura intrinseca del dispositivo:

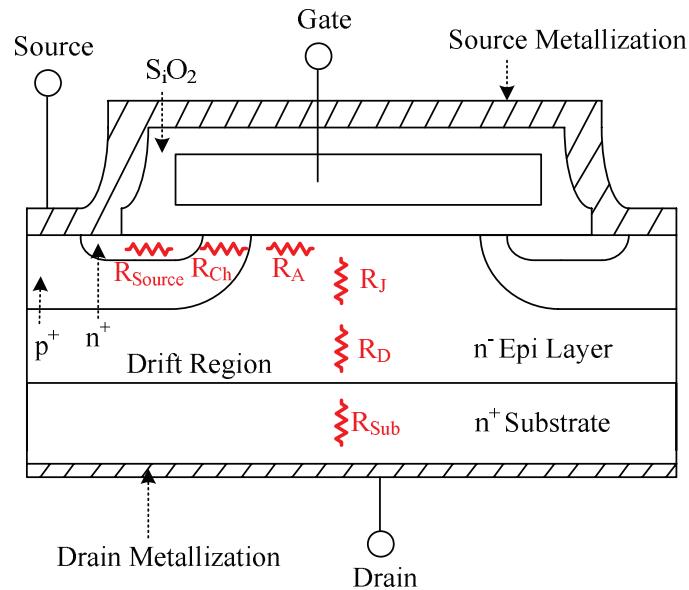


Figura 6. Componenti di  $R_{DS(ON)}$  [7]

$$R_{DS(ON)} = R_{Source} + R_{Ch} + R_J + R_A + R_D + R_{Sub} + R_{wcm1}$$

dove  $R_{Source}$  è la resistenza diffusiva del pozzetto  $n^+$  del source,  $R_{ch}$  (*channel resistance*) la resistenza del canale,  $R_J$  la resistenza della zona di svuotamento (zona JFET),  $R_A$  (*accumulation resistance*) la resistenza di accumulazione,  $R_D$  la resistenza della regione diffusiva (*drift region*, la zona dello strato  $n^-$  non soggetta a svuotamento),  $R_{sub}$  (*substrate resistance*) la resistenza del substrato  $n^+$ , e  $R_{wcm1}$  (*wiring, contact, metallization and leadframe resistance*) è la resistenza comprendente i contatti di source, drain, wiring e saldatura.

Negli utilizzi a media tensione,  $R_{DS(ON)}$  può essere approssimata a  $R_D$  (resistenza di drift). Valori complessivi tipici di questa grandezza variano da qualche decina di milliohm ad alcuni ohm. Importante proprietà di  $R_{DS(ON)}$  è il coefficiente di temperatura positivo: essa quindi cresce con l'aumentare della temperatura, come indicato in Figura 7, comportando una maggiore stabilità termica nel caso più dispositivi vengano connessi in parallelo e annullando i problemi legati alla deriva termica.

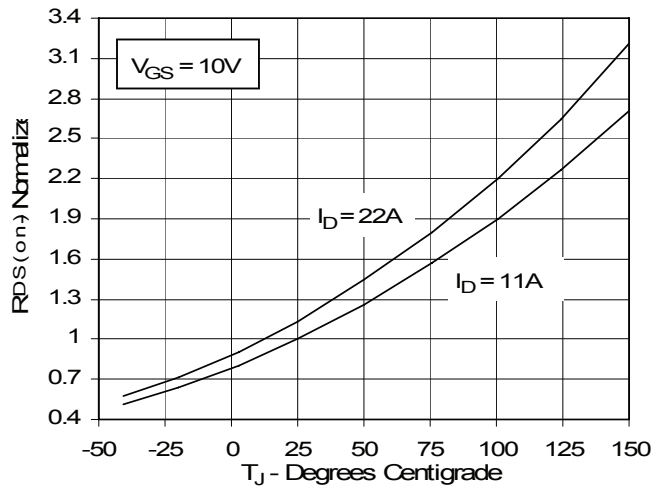


Figura 7. Andamento di RDS(ON) in funzione della temperatura di giunzione [18]

Altri parametri di cui tener conto per via della loro influenza nel comportamento dinamico del dispositivo, sono le capacità parassite presenti tra gate e source ( $C_{gs}$ ), tra gate e drain ( $C_{gd}$ ) e tra source e drain ( $C_{ds}$ ): il loro valore viene fornito dal datasheet sotto il nome di capacità di ingresso ( $C_{iss} = C_{gs} + C_{gd}$ ), capacità di uscita ( $C_{oss} = C_{ds} + C_{gd}$ ) e capacità di trasferimento inversa ( $C_{rss} = C_{gd}$ ).

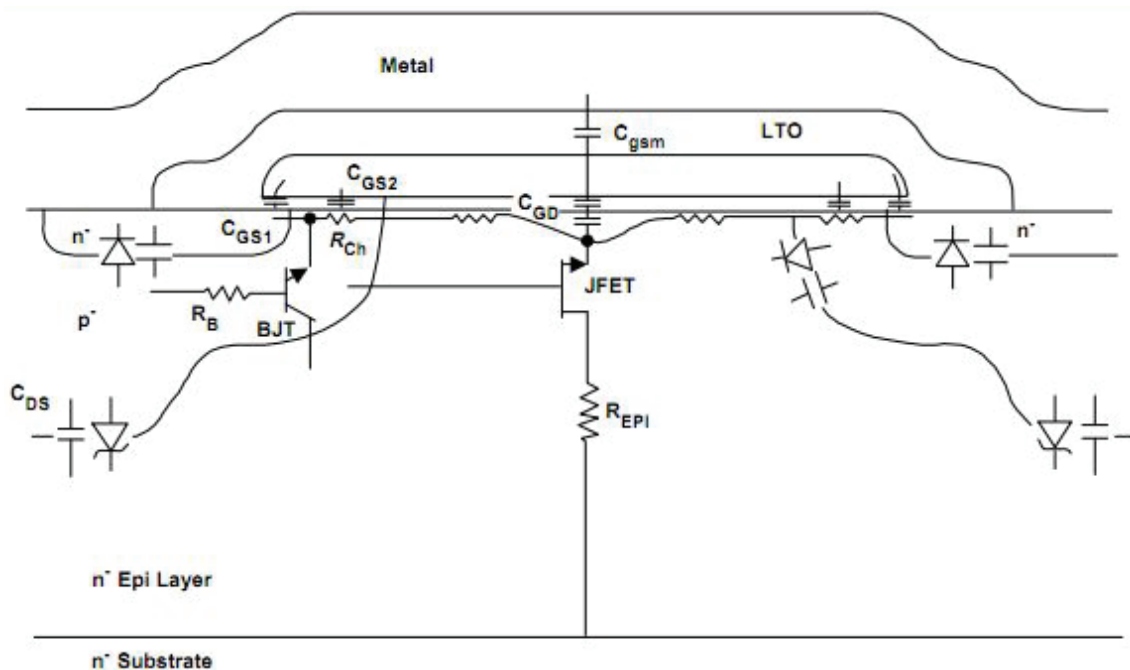


Figura 8. Elementi parassiti in un MOSFET di potenza [23]

L'evoluzione della caratteristica del power MOSFET negli stadi di *turn on* e *turn off* sono determinate da queste grandezze, in quanto ricadono sul calcolo delle costanti di tempo che entrano in gioco nella fase di commutazione.

Ci sono inoltre altri fattori di cui tener conto al momento dell'utilizzo del componente, i cosiddetti limiti operativi, al di fuori dei quali il dispositivo va incontro a rottura o danneggiamento; questi sono:

- tensione di breakdown tra source e drain e massima tensione di applicabile al gate senza compromettere l'integrità dell'ossido;
- massima corrente di drain;
- limite di temperatura di giunzione, ovvero la temperatura massima entro la quale il dispositivo nella sua totalità (chip, case, package, saldature ecc.) rimane integro.

Tenendo conto di questi vincoli, assieme alla limitazione indotta da  $R_{DS(on)}$  e dalla massima potenza dissipabile dal dispositivo, possiamo individuare la *Safe Operating Area* (SOA) relativa al dispositivo, un'area al cui interno in cui ricadono le condizioni di lavoro che non danneggiano il MOSFET.

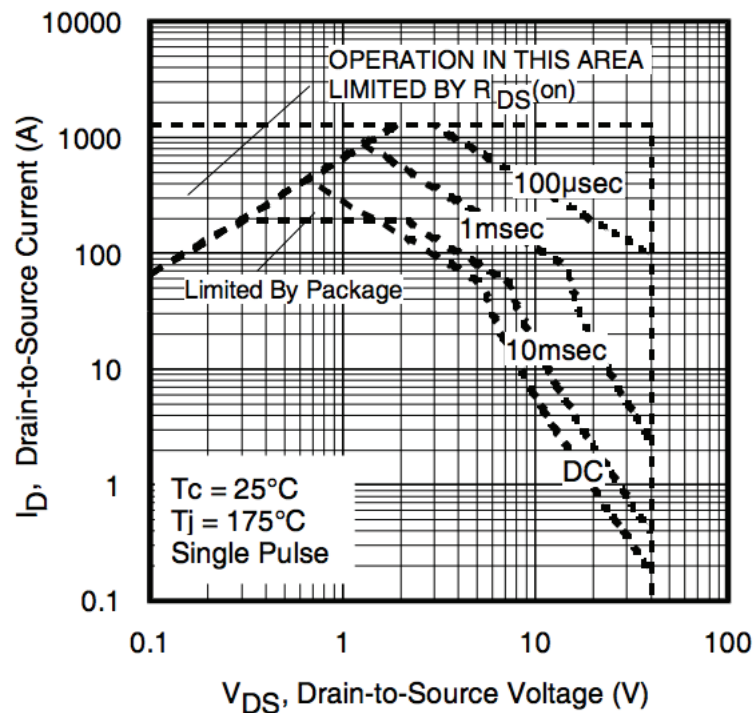


Figura 9. Tipico grafico indicante la SOA di un MOSFET di potenza [24]

### 1.2.3 Aging e Meccanismi di Rottura

Uscendo dai confini imposti dalla SOA, il dispositivo può andare incontro a mutamenti strutturali irreversibili che spesso si risolvono con la rottura o con una diminuzione delle prestazioni del componente, allontanandolo ulteriormente dalle condizioni di idealità: il comportamento del dispositivo cambia e rende di conseguenza meno efficace qualsiasi sistema di controllo che si basa sulle caratteristiche iniziali del componente. In realtà, anche lavorando all'interno dell'area di sicurezza, i parametri del MOSFET subiscono una variazione a causa dei stress termici o elettrici cui il dispositivo è soggetto durante il normale funzionamento, degradandone progressivamente le proprietà fino alla rottura: è il cosiddetto *aging* (invecchiamento).

Si deduce dunque che gli eccessivi stress termici ed elettrici siano le principali cause di innesco dei fenomeni di aging e rottura, che allo stadio terminale portano a:

- rottura del dielettrico, in particolare dell'ossido di gate;
- elettromigrazione;
- *bond wire liftoff*, ovvero l'interruzione del collegamento presente tra i pin metallici e il semiconduttore (Figura 10);
- degradazione della saldatura tra il chip di silicio e la placca in rame del dissipatore di calore (Figura 11);



Figura 10. Cricche innescanti il bond wire liftoff [25]

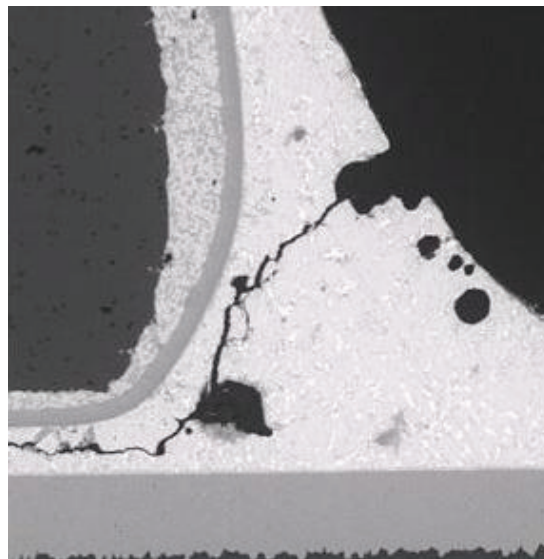


Figura 11. Cricche nella saldatura [26]

Uno dei sintomi dello svolgersi di questi processi è l'aumento di temperatura di giunzione: essi sono infatti dovuti principalmente all'accumulo di difetti in zone cruciali del MOSFET, i quali portano ad un aumento dell'impedenza termica tra giunzione e case, causando il surriscaldamento, che a sua volta favorisce l'innesco dei processi di degradazione; questo meccanismo a feedback positivo, se lasciato incontrollato, non può concludersi che con la rottura del dispositivo.

Anche le altre grandezze principali del componente sono sentinelle utili per capire se il processo di aging è in corso:  $R_{DS(ON)}$  aumenta sempre a causa dell'accumulo dei difetti in determinate zone del dispositivo, alla delaminazione del silicio, allo sviluppo di cricche nel collegamento del terminale di source e per via della riduzione della mobilità elettronica dovuta all'aumento della temperatura; la tensione di soglia si abbassa e la caduta di tensione  $V_{DS}$  durante l'on state cresce.

### 1.2.4 Applicazioni generali

Vista la loro efficienza i power MOSFET trovano impiego in vari settori tecnologici, dai sistemi elettronici classici (come nel caso dei regolatori di tensione in alternativa a quelli tradizionali a partitore e a diodo zener), fino ad applicazioni più moderne, quali le energie rinnovabili (specialmente in ambiente fotovoltaico), l'automotive (dove la presenza crescente di componenti elettronici atti a migliorare il controllo e la sicurezza del veicolo rendono indispensabile una gestione ottimale della potenza disponibile all'interno del mezzo) e in ambito aerospaziale.

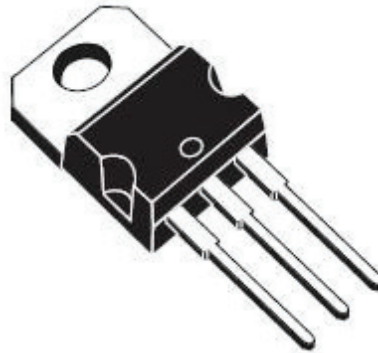


Figura 12. Tipico formato di un MOSFET di potenza: TO220 [27]

## 1.3 Condition Monitoring

### 1.3.1 Generalità

Per *condition monitoring* (CM) si intende quell'insieme di tecniche atte a monitorare le caratteristiche operative di un sistema fisico o di un suo componente al fine di programmare una manutenzione preventiva\predittiva, evitando che la deteriorazione di tali caratteristiche compromettano l'affidabilità del sistema e/o prima che questo si rompa; altresì rappresenta uno strumento di prognosi efficace poiché ci permette di stabilire lo stato di salute corrente del sistema, prevederne l'evoluzione nel tempo e attuare con sufficiente anticipo gli interventi necessari ad evitare le complicazioni dovute al malfunzionamento del componente d'interesse. In ambito industriale, il condition monitoring porta benefici non indifferenti a livello economico in quanto:

- il funzionamento anormale o la rottura di un singolo dispositivo può danneggiare una parte della componentistica in cui è inserito o addirittura compromettere l'intero sistema, alzando notevolmente i costi per componenti di ricambio;
- previene i fermi macchina non previsti;
- riduce i costi di mantenimento del macchinario a partire dalla manutenzione straordinaria necessaria alla riparazione e alla sua rimessa in funzione;
- aumenta la vita utile e l'efficienza del macchinario.

Il CM diventa indispensabile poi se inserito in un contesto di sicurezza o in ambienti sanitari, dove comportamenti imprevedibili causati da malfunzionamenti possono arrecare danno anche a persone fisiche.

A seconda del tipo del sistema (meccanico, elettrico ecc.) soggetto a CM, cambiano le grandezze oggetto di studio e anche le strategie con cui esse vengono monitorate, che vanno dalle semplici operazioni di sensing di tali grandezze alle analisi al microscopio, dalle radiografie alle misure del rumore acustico.

Se da una parte la vastità delle tecnologie a nostra disposizione, nonché la loro precisione sempre crescente, ci permette di trovare metodi efficaci di condition monitoring, lo sviluppo di queste tecniche è ostacolato principalmente dalla quantità di studio necessaria a stabilire la relazione esistente tra la variazione di un parametro e la causa scatenante, dedurne l'evoluzione nel tempo e creare un modello descrivente il fenomeno: tutto ciò per individuare la strategia adatta da implementare nel sistema studiato.

### 1.3.2 Condition Monitoring nei MOSFET di Potenza

La presenza sempre più crescente dei power MOSFET nelle tecnologie odierne ha fatto nascere l'interesse di creare strategie di condition monitoring efficaci. La ricerca attorno alle tecniche di monitoraggio di questi componenti ha cominciato a muovere i primi passi a partire dalla seconda metà degli anni Novanta<sup>1</sup>, e ha conseguito dei risultati degni di nota solo negli ultimi anni (articoli riguardo i primi modelli di vita utile rimanente risalgono addirittura a quest'anno).

Il procedimento più utilizzato per eseguire sperimentazioni su larga scala è l'invecchiamento accelerato. In questi test monitoriamo le caratteristiche di interesse del componente, il quale lavora sotto le condizioni operative tipiche a cui è destinato, ma con carichi di lavoro (cicli di stress termico ed elettrico a sovratensione e sovracorrente) piuttosto severi: dal momento che l'invecchiamento e la rottura sono innescati da processi termicamente attivati ed evolvono principalmente grazie alla temperatura, le caratteristiche degradano ad una velocità maggiore; di conseguenza, possiamo farci un'idea del comportamento dei parametri del componente a partire dalla messa in funzione fino alla rottura in tempi relativamente brevi. La parte complessa rimane individuare un modello di estrapolazione che permetta di legare la variazione dei parametri alle condizioni di stress. Lo studio è finalizzato alla creazione di un modello di riferimento con cui confrontare le caratteristiche del componente durante il funzionamento per valutare lo stato di salute del componente e quindi attuare le procedure di intervento preventivo.

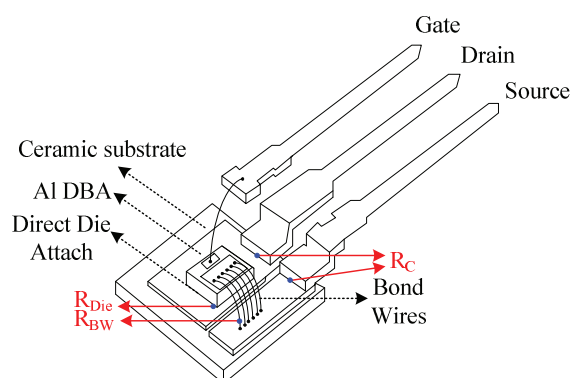


Figura 13. Principali punti deboli di un MOSFET di potenza [5]

<sup>1</sup> Seppur esistano dagli anni 70, c'era una preferenza nell'utilizzare al loro posto gli IGBT in quanto sopportavano tensioni di blocco maggiori, ma che presentavano una velocità di commutazione minore e problemi di deriva termica: chiaro quindi che gli studi riguardassero principalmente questo tipo di dispositivo. Col passare degli anni però, i progressi fatti nella tecnologia MOSFET, li hanno resi un'alternativa valida per applicazioni a media e bassa tensione.

Come accennato in precedenza, le principali grandezze che vengono monitorate nei power MOSFET sono la temperatura di giunzione  $T_j$ , la tensione di soglia  $V_{TH}$  e  $R_{DS(ON)}$ . In particolare:

- l'aumento di  $T_j$  può essere dovuto alla degradazione della saldatura presente tra il chip di silicio e la base in rame: a causa dei differenti coefficienti di espansione termica, l'interfaccia di questi componenti è sottoposta a stress meccanici notevoli (Figura 15), favorendo la formazione di cricche e vuoti che contribuiscono ad innalzare la resistenza termica tra case e giunzione, aumentando il calore dissipato all'interno del dispositivo fino ad arrivare al *burnout*;

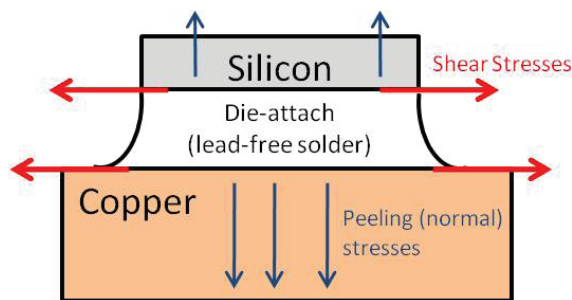


Figura 14. Tensioni meccaniche che si sviluppano tra i vari materiali a causa della diversa dilatazione termica [2]

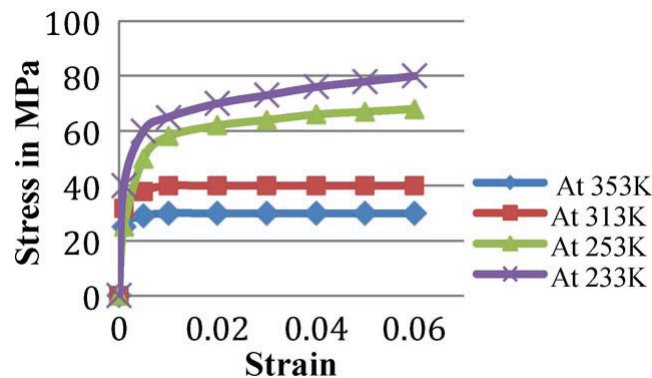


Figura 15. Valori delle tensioni che si sviluppano nella saldatura [8]

- la tensione di soglia degrada a causa del fenomeno di *hot carriers injection* (HCI) nei MOSFET di tipo n, o NBTI (*negative bias temperature instability*) nel caso di MOSFET di tipo p, e con l'aumentare della temperatura di giunzione;
- $R_{DS(ON)}$  aumenta in funzione di temperatura di giunzione, della tensione di soglia e con la riduzione della mobilità elettronica nello strato epitassiale (nella regione di drift): la sua dipendenza da tutte queste variabili lo rende il parametro più sensibile e significativo per determinare lo stato di invecchiamento.

Gli approcci di condition monitoring più utilizzati nei MOSFET di potenza sono il sensing diretto di suddette grandezze, il controllo dei parametri elettrici della componentistica in cui sono inseriti (valutando cioè la ripercussione del loro invecchiamento sull'intero sistema) e il controllo di sistema (tramite l'utilizzo della risposta in frequenza e la misura di margini di fase e ampiezza).





## Capitolo 2

### Tecniche di Condition Monitoring

Nel capitolo precedente è stata presentata una panoramica dei dispositivi MOSFET di potenza e si è introdotto il concetto del condition monitoring, sottolineandone l'importanza della sua presenza nei contesti in cui vengono utilizzati tali dispositivi. Sono stati inoltre menzionati i parametri che più soffrono i processi di invecchiamento (temperatura di giunzione e resistenza di on), e che dunque sono le grandezze più idonee ad indicare lo stato di salute del componente. Vediamo dunque le principali tecniche di monitoraggio abbinate a queste grandezze. Tutte le procedure si riferiscono a power MOSFET di tipo n.

#### 2.1 Principali Tecniche di Sensing Diretto

##### 2.1.1 Temperatura di Giunzione $T_j$

La temperatura di giunzione è un parametro fondamentale per monitorare i fenomeni di aging: sintomi e cause di questi processi sono principalmente dovuti all'aumento di tale parametro. E' chiaro quindi che il monitoraggio di questa grandezza sia una materia di studio di grande interesse visto il ruolo che ricopre. La misura diretta della temperatura non è sempre possibile, a meno di strutture create ad hoc che prevedano la presenza di sensori di temperatura nel dispositivo. Risulta di conseguenza necessario creare modelli per la stima della temperatura che si basino su altre grandezze, possibilmente accessibili e di facile misurazione. Si ricorre dunque ai parametri maggiormente sensibili alle variazioni di temperatura, quali la temperatura di case e package, la resistenza di on, la tensione di soglia e la caduta di potenziale  $V_{DS}$  durante lo stato di on.

A livello intuitivo, i modelli più precisi potrebbero essere costruiti attorno alle temperature di case e package, per risalire poi a quella di giunzione: in realtà la relazione tra le due grandezze non è così banale a causa della varietà di materiali (silicio a diversi drogaggi, package solitamente in resina epossidica, case in rame, saldatura al piombo ecc.) che compongono il dispositivo; sarebbero inoltre necessari dei sensori di temperatura aggiuntivi con un aumento dei costi di realizzazione e gestione.

L'attenzione ricade dunque sulle grandezze elettriche (i cosiddetti TSEP, *temperature sensitive electrical parameter*): queste possono essere misurate\stimate con maggiore semplicità e precisione, non necessitano solitamente di sensori aggiuntivi (sono normalmente controllate per prevenire sovraccarichi) e il loro comportamento rimane comunque un'espressione della temperatura del componente.

##### Calibrazione del TSEP

Tra le tre scelte menzionate, la tensione di soglia presenta a basse  $I_D$  una relazione lineare con  $T_j$  (tipicamente da -2 a -8 mV/°C) ed è pertanto il parametro maggiormente utilizzato per la stima della temperatura di giunzione. I metodi usati per trovare questa relazione sono piuttosto semplici: il più comune consiste nell'iniettare una bassa corrente  $I_D$  (5 o 10 mA) applicando una certa tensione  $V_{DS}$  (15V) e misurando contemporaneamente  $V_{GS}$ , che vista la modalità della caratterizzazione è considerabile come tensione di soglia. In fase di calibrazione del TSEP, tutto ciò avviene in una camera dove la temperatura (compresa quella di giunzione) è controllata e misurata. Interpolando i punti di un grafico  $V_{TH}-T_j$ , troviamo una retta la cui equazione è la relazione cercata.

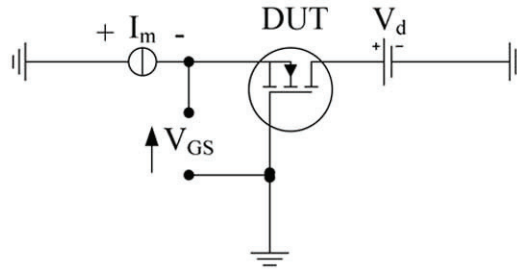


Figura 1. Circuito per la calibrazione della tensione di soglia [4]

Prendendo ad esempio l'interpolazione dei risultati della caratterizzazione di 3 dispositivi IRFI640GPbF eseguita in [4], si ottiene un grafico come quello in Figura 2.

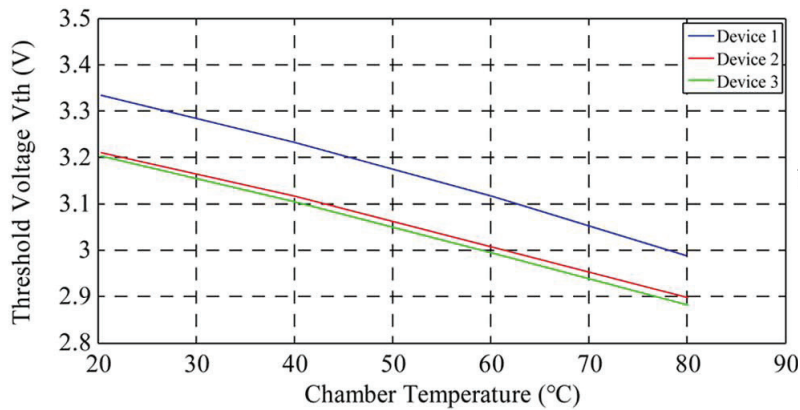


Figura 2. Caratteristica  $T_j$ - $V_{TH}$  [4]

Per questo dispositivo, la pendenza risulta essere di  $-5,8 \text{ mV}/^\circ\text{C}$ .

Risulta interessante confrontare questo dato con la relazione (presupposta anch'essa lineare) che lega  $T_j$  alla tensione necessaria per polarizzare direttamente la giunzione *body drain*. In questo caso si inietta una corrente costante  $I_D$  (5 o 10 mA), si misura  $V_{SD}$  (sempre in una camera a temperatura controllata) e si applica lo stesso procedimento analitico di prima.

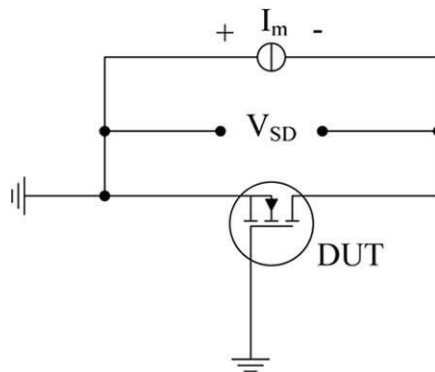


Figura 3. Circuito per la calibrazione di VSD [4]

Sempre con riferimento agli stessi IRFI640GPbF presentati prima, si ottiene il grafico di Figura 4.

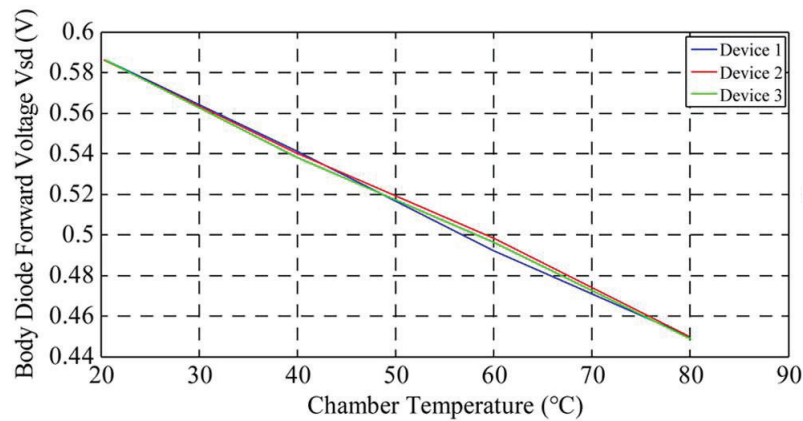


Figura 4. Caratteristica  $T_j$ - $V_{SD}$  [4]

La pendenza è di  $-2.2 \text{ mV}/^\circ\text{C}$ , una sensibilità più che dimezzata rispetto a quella della tensione di soglia.

Occorre comunque ricordare che la variazione della tensione di soglia non è solo funzione della temperatura, ma che essa dipende anche dai cambiamenti interni della struttura del dispositivo che vengono indotti dall'invecchiamento: questo fenomeno rappresenta perciò una possibile fonte di errore nella stima di temperatura in dispositivi che evidenziano degrado.

### Reti termiche equivalenti

Quando il dispositivo viene inserito in un circuito elettronico, la misura della tensione di soglia può avvenire durante il periodo di commutazione (Figura 5) rilevando l'istante in cui la corrente di drain comincia a scorrere (la tensione di  $V_{GS}$  relativa a tale istante è  $V_{TH}$ ); tuttavia il rumore e l'influenza degli altri dispositivi, nonché la difficoltà di rilevare il momento preciso dello *zero crossing* di  $I_D$ , rendono questo metodo piuttosto impreciso.

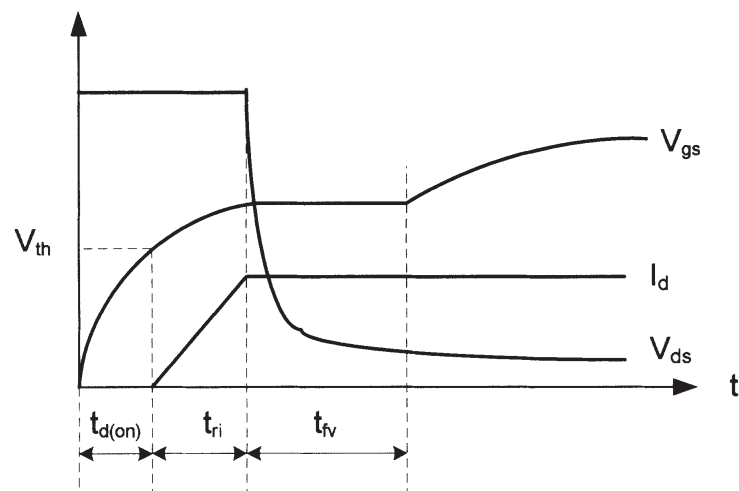


Figura 5. Caratteristica di turn on: la corrente  $I_D$  inizia a scorrere da  $V_{GS}=V_{TH}$  [1]

Un'alternativa consiste nell'isolare il componente dal circuito e misurare la tensione di soglia iniettando una piccola  $I_D$ : un provvedimento di questo genere, se eseguito frequentemente, penalizza però l'operatività del dispositivo a causa dei fermi di controllo. Per ridurre i *down time*, sarebbe utile eseguire controlli sporadici della tensione di soglia al fine di calibrare un modello in cui l'andamento della temperatura non viene misurato ma stimato: vengono utilizzati a questo scopo i modelli termici di Cauer e Foster (Figura 6).

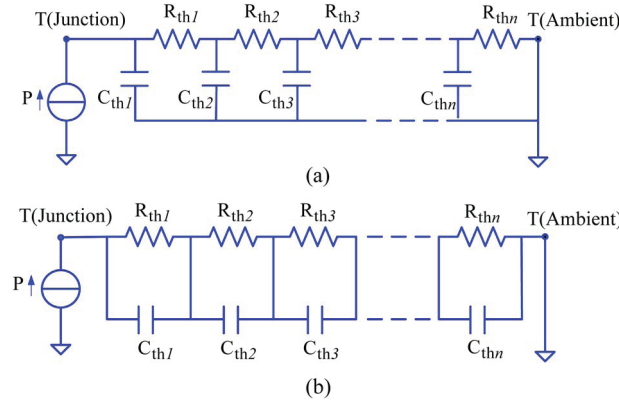


Figura 6. Rete termica di Cauer (a) e rete termica di Foster (b) [4]

In questi modelli, i vari strati di materiali che compongono il MOSFET di potenza sono ricondotti a delle celle di un circuito RC che ne simula il comportamento termico e dal quale possiamo stimare la temperatura di giunzione a partire dalla temperatura ambiente e dalla potenza fornita al dispositivo (grandezze generalmente note). Si noti che  $R$  e  $C$  non sono parametri elettrici ma termici:  $R$  è la resistenza termica (espressa in  $K/W$ ) e  $C$  è la capacità termica (che ha come unità di misura  $J/K$ ). Per stimare i valori di  $R$  e  $C$  di ogni singola cella, è necessaria una misura della curva di  $Z_{th}(t)$  (detta *transient thermal impedance curve* o TTIC). Per ottenerla occorre scaldare il dispositivo fornendo una potenza costante  $P$  per poi lasciarlo raffreddare, misurando attraverso un TSEP la temperatura di giunzione dal momento in cui viene interrotta l'immissione di potenza e all'equilibrio termico. Il valore di  $Z_{th}(t)$  è dato da:

$$Z_{th}(t) = \frac{T_{j(ss)} - T_{j(ah)}(t)}{P} \quad (1)$$

con  $T_{j(ah)}(t)$  temperatura di giunzione raggiunta dal dispositivo dopo essere stato riscaldato (*after heating*) e  $T_{j(ss)}$  temperatura di giunzione all'equilibrio. Come presentato in [9], le curve di raffreddamento e di riscaldamento sono idealmente complementari, per cui con i risultati che si possono trovare dalla (1), riferiti al raffreddamento, si può risalire alla curva di  $Z_{th}(t)$  relativa al riscaldamento del dispositivo<sup>1</sup>.

La curva descritta dagli IRFI640GPbF di [4] è presentata in Figura 7.

<sup>1</sup> La curva di riscaldamento si ottiene sempre riscaldando il dispositivo con una potenza costante  $P$ , misurando la temperatura di giunzione iniziale per poi monitorarne la crescita nel tempo: in questo caso

$$Z_{th}(t) = \frac{T_{j(ss)} + T_{j(h)}(t)}{P}$$

con  $T_{j(h)}(t)$  temperatura misurata durante il riscaldamento; assumendo che il processo di riscaldamento sia esattamente opposto a quello di raffreddamento ( $T_{j(h)}(t) = -T_{j(ah)}(t)$ ) si ottiene appunto la (1). Solitamente si preferisce misurare  $Z_{th}(t)$  durante il raffreddamento poiché la medesima situazione in fase di riscaldamento è un'operazione più complessa.

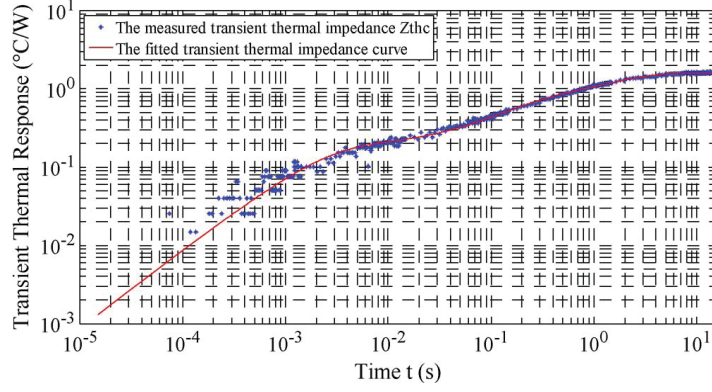


Figura 7. Curva TTIC tipica della fase di riscaldamento [4]

A questo punto si modella una rete di Foster che ricalchi la  $Z_{th}(t)$  appena ricavata attraverso tecniche di curve-fitting che possono essere implementate su MATLAB. Dalla Figura 5b si deduce che

$$T_j = P \sum_{i=1}^n Z_i \quad (2)$$

con  $Z_i$  impedenza della  $i$ -esima cella; quindi ogni singola cella contribuisce con un incremento di temperatura pari a

$$\Delta T_i = P Z_i \quad (3)$$

Applicando Kirchhoff sulla singola maglia si ha

$$\begin{aligned} P_R &= \frac{\Delta T_i}{R} \\ P_C &= C \frac{d(\Delta T_i)}{dt} \\ P &= P_R + P_C \end{aligned} \quad (4)$$

Dalla soluzione della relativa equazione differenziale della  $i$ -esima maglia si ha

$$\Delta T_i = P R_i \left(1 - e^{-\frac{t}{R_i C_i}}\right) \quad (5)$$

che se divisa per  $P$  (secondo la (3)) mi restituisce la singola  $Z_i$ ; posso allora scrivere la  $Z_{th}(t)$  complessiva come

$$Z_{th}(t) = \sum_{i=1}^n R_i \left(1 - e^{-\frac{t}{R_i C_i}}\right) \quad (6)$$

La scelta di questa rete non è casuale: rispetto alla rete di Cauer, si presta maggiormente ad essere estratta da suddette tecniche, e la seguente stima della temperatura di giunzione comporta un costo computazionale minore. Sempre con riferimento a [4], per gli IRFI640GPbF risulta sufficiente sviluppare la rete fino al terzo ordine per ottenere un modello abbastanza accurato, i cui valori di resistenza e capacità termica delle tre maglie sono  $R_1=0.1817$  K/W,  $C_1=0.0158$  J/K,  $R_2=0.4900$  K/W,  $C_2=0.5064$  J/K,  $R_3=0.9241$  K/W,  $C_3=2.5452$  J/K.

Anche nel caso di utilizzo di una rete termica, è necessario aggiornare periodicamente il modello per tener conto dell'invecchiamento del componente. Per tale motivo, occorre stimare, periodicamente, la temperatura di giunzione mediante TSEP. Presupposta una degradazione lineare della resistenze termiche della rete in funzione dei cicli termici sostenuti dal dispositivo, H. Chen et al.[4] propongono una formula di aggiornamento per la resistenza della i-esima cella del tipo

$$R_{i(aged)} = R_i \left( 1 + \frac{T_{j(measured)} - T_{j(estimated)}}{P R_{total}} \right) \quad (7)$$

dove  $T_{j(measured)}$  e  $T_{j(estimated)}$  sono la misura (tramite  $V_{TH}$  in questo caso) e la stima (tramite modello) della temperatura di giunzione,  $P$  è la potenza fornita,  $R_{total}$  è la somma delle resistenze di ogni cella senza che si tenga conto dell'aging. Per quanto riguarda i cambiamenti di capacità termica, essi sono relativamente piccoli rispetto alle variazioni di resistenza e possono essere trascurati.

I risultati delle prove condotte per verificare la validità del modello in [4] sono presentati in Figura 9.

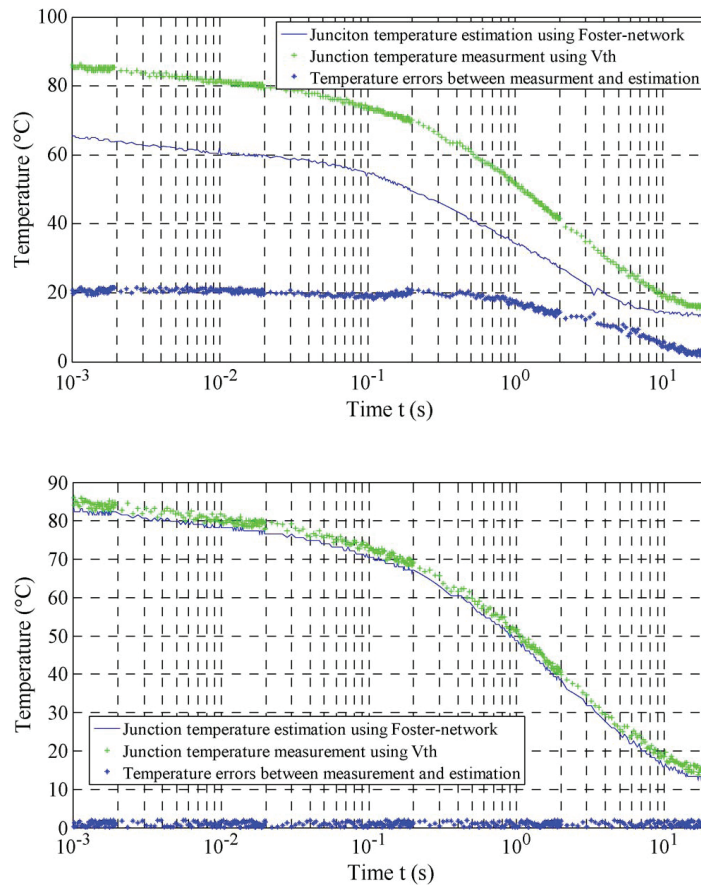


Figura 9. Stima e misura della temperatura di giunzione senza aggiornamento (sopra) e con aggiornamento del modello termico (sotto) [4]

### Studio del comportamento dinamico: $t_{d(ON)}$ e $I_d$

Esistono anche tecniche che sfruttano la relazione tra  $V_{TH}$  (di cui viene sempre fatta la caratterizzazione in funzione della temperatura di giunzione) e le grandezze legate al comportamento dinamico del dispositivo [1]. Una di queste è  $t_{d(ON)}$  (Figura 5), cioè l'intervallo di tempo che  $V_{GS}$  impiega a raggiungere la tensione di soglia dal momento in cui viene applicato al gate il segnale di accensione  $V_g$  ( $V_{GS}$  inizialmente nulla); in altre parole  $t=t_{d(ON)}$  quando  $V_{GS}=V_{TH}$  (con  $V_{GS}=0$  con  $t=0$ ).

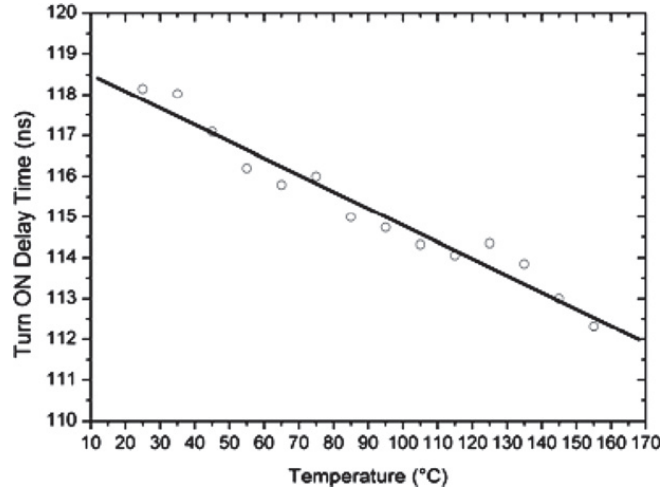


Figura 10. Caratteristica  $T_j-t_{d(ON)}$  [1]

L'equazione che lega queste due grandezze deriva dalla legge esponenziale descrivente l'andamento di  $V_{GS}$  durante la fase di carica,

$$V_{GS}(t) = V_g \left(1 - e^{-\frac{t}{R_g C_{iss}}}\right) \quad (8)$$

da cui si ha

$$t_{d(on)}(t) = -R_g C_{iss} \ln\left(1 - \frac{V_{th}(t)}{V_g}\right) \quad (9)$$

Emerge di conseguenza la necessità di implementare un circuito dedicato capace di misurare questo valore in real time.

Le prove eseguite in [1] su di un OPTIMOS SPP80N08S2-07, dove  $t_{d(ON)}$  è misurato con l'ausilio di un oscilloscopio, forniscono la caratteristica di Figura 11.

Altri metodi interessanti legati alla dinamica derivano dallo studio della derivata nel tempo della corrente di drain durante il turn on; nella regione di saturazione si ha

$$I_d = \frac{1}{2} \frac{W}{L} \mu(T) C_{ox} (V_{GS}(t) - V_{th}(t))^2 \quad (10)$$

dove  $W$  è lo spessore del dispositivo,  $L$  la lunghezza del canale,  $C_{ox}$  la capacità dello strato dell'ossido e  $\mu(T)$  è la mobilità elettronica, per cui vale

$$\mu(T) = 1360 \left(\frac{300}{T[K]}\right)^{2.42} \quad (11)$$

La (5) derivata in dt dà

$$\frac{dI_d}{dt} = \mu(T) \frac{W}{L} C_{ox} (V_{GS}(t) - V_{th}(t)) \frac{dV_{GS}}{dt} \quad (12)$$

Si può osservare che oltre alla tensione di soglia entra in gioco anche la mobilità elettronica come elemento sensibile alla temperatura: attraverso delle simulazioni SPICE, è possibile capire il loro ruolo sulla corrente e sulla sua derivata a diverse temperature.

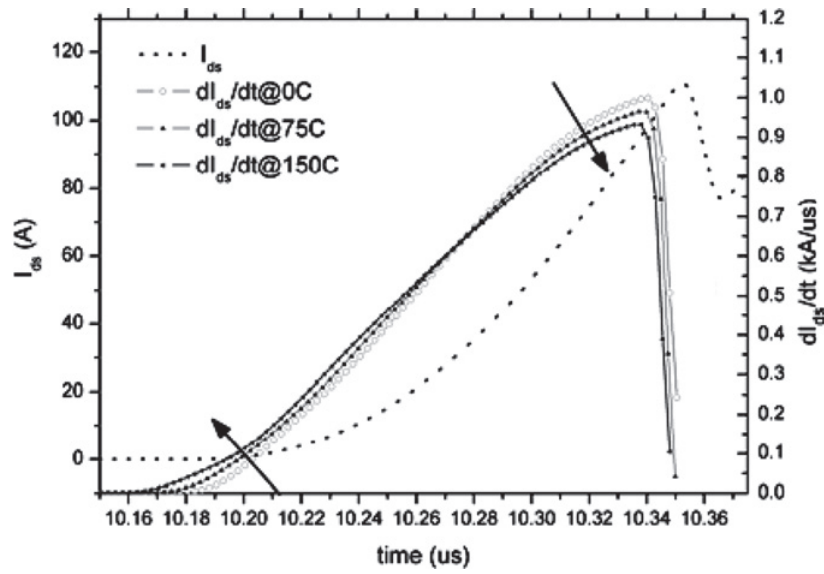


Figura 11. Simulazione della dipendenza della derivata della corrente rispetto alla temperatura di giunzione [1]

Dal grafico si può dedurre che per basse correnti l'aumento della temperatura interna fa assumere un coefficiente di temperatura positivo alla derivata; per correnti maggiori, il termine di mobilità comincia a far sentire il suo peso causando una diminuzione della corrente e la derivata presenta allora un coefficiente di temperatura negativo. Si nota anche che il punto di massimo della derivata si sposta a seconda della temperatura di giunzione. A questo punto sono percorribili due strade:

- studio del punto di massimo della derivata nel tempo della tensione per ricavare la temperatura di giunzione;
- studio della derivata per basse correnti, la quale presenta un comportamento lineare analogo a quello della tensione di soglia.

Nel primo caso occorre derivare ulteriormente la (12) in dt per trovarne il punto di massimo, ovvero ponendo la derivata seconda uguale a zero:

$$\left(\frac{dV_{GS}}{dt}\right)^2 + (V_{GS}(t) - V_{th}(t)) \frac{d^2 V_{GS}}{dt^2} = 0 \quad (13)$$



Sappiamo inoltre dalla (8) l'equazione che descrive l'andamento di VGS nel tempo; sostituendo la (8) in (13) e risolvendo per t, si ottiene

$$t_{MAX} = R_g C_{iss} \ln \frac{2V_g}{V_g - V_{th}(t)} \quad (14)$$

che se sostituita a sua volta in (12) otteniamo la relazione cercata:

$$\frac{dI_d}{dt} \Big|_{t=t_{MAX}} = \mu(T) C_{ox} \frac{W}{L} \frac{1}{4R_g C_{iss}} (V_g - V_{th}(t))^2 \quad (15)$$

Lo studio della derivata prima di Id per piccole correnti richiede che VGS abbia una tensione vicina a quella di soglia affinché risulti un metodo valido e che presenti una sensibilità comparabile a quella dello studio del punto di massimo.

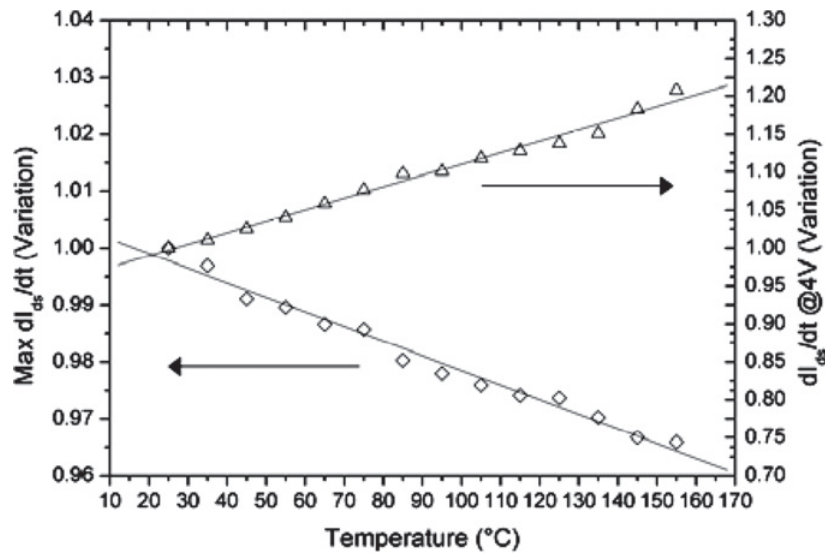


Figura 12. Sensibilità alla temperatura di giunzione del massimo di  $dI_d/dt$  (quadrati) e di  $dI_d/dt$  con  $V_{GS}=4V$  (triangoli) [1]

Il vantaggio di queste due tecniche consiste nell'utilizzare dati ottenuti da organi di sensing di norma presenti nel contesto in cui viene inserito il MOSFET di potenza; le limitazioni principali sono la necessità di avere una  $V_{DS}$  costante e, solo nel secondo caso, una  $V_{GS}$  prossima alla tensione di soglia.

### 2.1.2 Resistenza di ON $R_{DS(ON)}$

Se l'innescò dei fenomeni di degradazione in un MOSFET di potenza è spesso legato alla temperatura di giunzione, il parametro che più risente dei cambiamenti indotti durante l'invecchiamento, nonché il principale punto di riferimento riguardante lo stato di salute del dispositivo è la resistenza che la corrente incontra per fluire dal drain al source.

A differenza di  $T_j$ , si può misurare  $R_{DS(ON)}$  direttamente monitorando  $V_{DS}$  e  $I_D$ , poiché per definizione si ha

$$R_{DS(ON)} = \frac{\partial v_{DS}}{\partial i_d} \Big|_{V_{GS}=const} \quad (16)$$

A partire dalle formule di mobilità elettronica, ci si aspetta che  $R_{DS(ON)}$  abbia un incremento rispetto a  $T_j$ , che in prima approssimazione può essere supposto quadratico. La possibilità di misurare in situ questa grandezza (e non stimarla come si faceva con  $T_j$ ) porta con sé il vantaggio di eseguire misurazioni precise nel momento in cui si eseguono prove di invecchiamento accelerato volte a stabilire il legame tra aging e resistenza di on. Si imposti ad esempio un esperimento di stress termico strutturato come segue [2]

Aging run	Target $T_c$	$T_{min}$	$T_{max}$	Aging time (min)
1	250	249	250	35
2	240	239	240	35
3	230	229	230	35
4	220	219	220	35
5	210	209	210	240
6	210	209	210	180
7	210	209	210	180

Tabella 1. Regimi termici per la prova di invecchiamento accelerato [2]

L'esperimento si svolge su di un MOSFET di potenza (IRF520Npbf) la cui temperatura viene misurata con una termocoppia posta sulla base in rame; non è inoltre presente un dissipatore di calore. In ogni *aging run*, questo dispositivo viene controllato in modo tale che entri in switching mode, ovvero vi si applica un segnale di gate  $V_{GS}=15V$  ad una frequenza di 1kHz, *duty cycle* 40%, quando la temperatura del case è inferiore a  $T_{min}$ , e viene spento quando la temperatura misurata è superiore a  $T_{max}$ . Ad ogni run dunque, il dispositivo si trova inizialmente a temperatura ambiente, commuta fino a raggiungere la temperatura  $T_{max}$  per poi fermarsi; non appena la temperatura scende al di sotto di  $T_{min}$ , il componente ricomincia a commutare fintantoché non raggiunge nuovamente il valore  $T_{max}$  e così via per una durata totale indicata nella Tabella 1.

Per i primi quattro cicli si ottiene un comportamento regolare che segue una corrispondenza quadratica tra la resistenza e la temperatura di case (sembra lineare solo in apparenza)

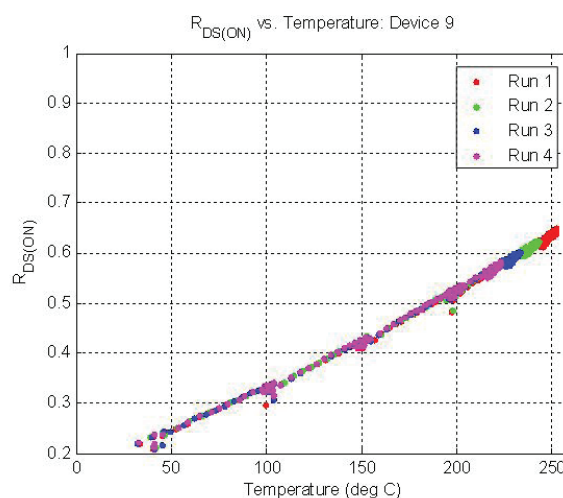


Figura 13. Risultati della prova dopo i primi quattro cicli [2]

Dal quinto ciclo, si osserva però un primo cambiamento: durante il *thermal swing*, l'andamento di  $R_{DS(ON)}$  comincia a seguire un'evoluzione esponenziale e non più quadratica rispetto a  $T_c/T_j$ ; dal sesto ciclo, la resistenza assume un valore di partenza maggiore, e dopo un andamento discontinuo assume un comportamento esponenziale; dal settimo, il valore di default aumenta ancora e la dinamica complessiva rispecchia quella del ciclo precedente.

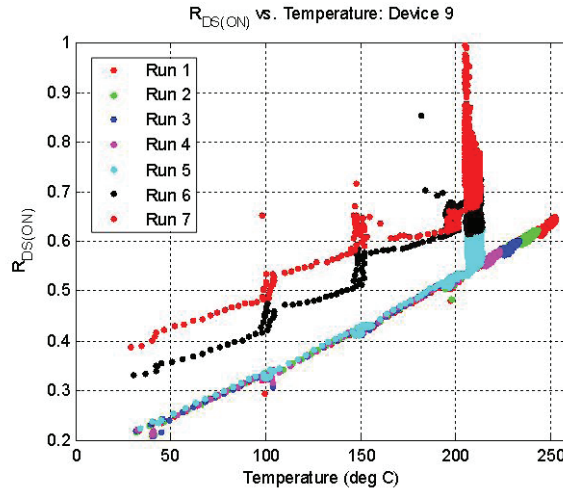


Figura 14. Risultato complessivo della prova [2]

Lo stesso esperimento è stato condotto su diversi dispositivi dello stesso modello e i risultati non si discostano molto da quelli di questo primo esperimento; vale la pena ricordare inoltre che nessun dispositivo è andato incontro a rottura durante i test.

Risulta quindi evidente che i cambiamenti strutturali dovuti all'invecchiamento si traducono in una evoluzione esponenziale, e non quadratica, di  $R_{DS(ON)}$  rispetto alla temperatura di giunzione; ciò è comprovato dal fatto che il suo valore di partenza aumenta irreversibilmente (a causa dell'accumulo di difetti e dalla degradazione della saldatura tra il silicio e il rame) e segue un comportamento discontinuo sempre a causa di tali difetti. Valutando dunque le condizioni di  $R_{DS(ON)}$ , il CM risulta efficace quando si va a sostituire il componente sotto controllo non appena questo assuma un'evoluzione esponenziale rispetto alla temperatura di giunzione. Tuttavia, i dispositivi non hanno subito dei breakdown e avrebbero potuto continuare a funzionare per tutti i cicli proposti (mentre per il condition monitoring dovremmo sostituire il dispositivo già al quinto ciclo), rivelando che il processo di aging è in corso ma senza dir nulla sul suo effettivo stato di avanzamento e sulla vita utile rimanente al dispositivo prima che sopraggiunga la rottura; in termini di efficienza energetica, questo criterio si dimostra comunque valido in quanto l'aumento della resistenza si traduce in maggiori perdite per dissipazione, senza contare che il dispositivo assume un comportamento diverso da quello che presentava in origine.

Un altro approccio valuta le variazioni di  $R_{DS(ON)}$  basandosi sulle perdite di efficienza del circuito in cui viene inserito il MOSFET di potenza, ed in particolare focalizzandosi sulle perdite di conduzione. La dissipazione di potenza attraverso la  $R_{DS(ON)}$  è legata duty cycle, mentre altri non risentono minimamente delle variazioni di questo parametro. Quello che si propone di fare è di isolare questa categoria di resistenze (chiamiamole per comodità Rx) e monitorarne l'andamento: un aumento di Rx può indicare un aumento di  $R_{DS(ON)}$ .

Prendendo ad esempio un convertitore, lo si può ricondurre ad un circuito equivalente di questo tipo

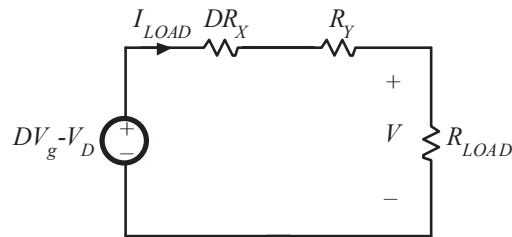


Figura 15. Circuito equivalente di un convertitore con separazione dei carichi dipendenti da duty cycle ( $R_x$ ) e non ( $R_y$ )

dove  $D$  è il duty cycle,  $V_g$  è la tensione di ingresso,  $V$  la tensione di uscita,  $V_D$  è la caduta di tensione dovuta al MOSFET,  $I_{LOAD}$  la corrente che attraversa il carico  $R_{LOAD}$ ,  $R_x$  le resistenze dipendenti dal duty cycle e  $R_y$  tutte le altre resistenze che causano dissipazione di potenza. Dall'equazione della maglia si risale facilmente a  $R_x$ :

$$R_x = \frac{1}{D} \left[ \frac{DV_g - V - V_D}{I_{LOAD}} - R_y \right] \quad (17)$$

In un convertitore [11] risulta abbastanza semplice risalire al risultato:  $I_{LOAD}$ ,  $V$ ,  $V_D$  e  $V_g$  sono normalmente monitorati per la protezione da sovracorrenti sovratensioni, mentre  $R_y$  la si può ricavare impostando un duty cycle iniziale nullo. Analogamente a quanto fatto per  $R_{DS(ON)}$ , si può valutare la sostituzione del componente non appena  $R_x$  supera un certo valore di soglia o procedere con delle indagini più accurate riguardo lo stato di salute effettiva del dispositivo.

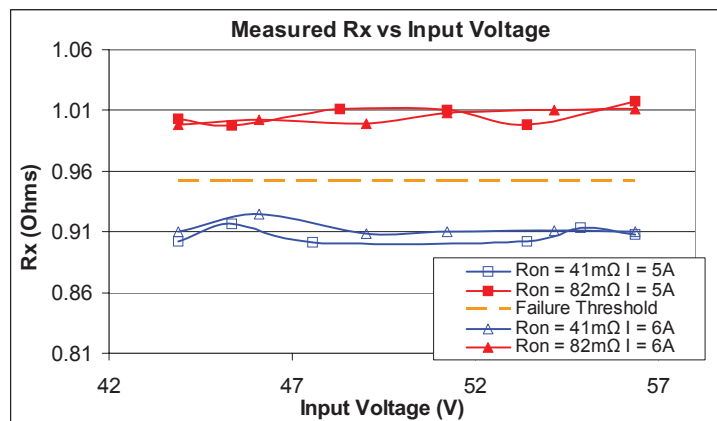


Figura 16. Valori di  $R_x$  al variare di  $R_{DS(ON)}$ ; si può impostare una soglia di warning per valutare il reale stato di salute di un componente [11]

## 2.2. Altre tecniche

Le tecniche di sensing diretto dei vari parametri del power MOSFET costituiscono un buon compromesso tra semplicità ed efficacia per valutare lo stato di salute di un componente. Esistono ovviamente metodi molto più articolati nei quali è però necessaria una conoscenza profonda dei legami esistenti tra la natura del fenomeno di degradazione e gli effetti che propagano. Una di queste tecniche si basa sull'identificazione del sistema in cui è inserito il dispositivo e se ne studia la risposta in frequenza: è di particolare interesse il monitoraggio del CTR (current transfer ratio), ovvero il rapporto tra  $I_D$  e  $V_{DS}$ , nel quale una riduzione dei margini di fase e ampiezza è dovuta dell'aging [11]. Rimangono comunque da definire quali cambiamenti specifici che avvengono all'interno del MOSFET influiscano sulle figure di merito di un'analisi in frequenza, senza contare che servono strumenti di signal processing di grande precisione (per isolare il rumore) e capaci di supportare algoritmi solitamente complessi. Altre soluzioni di grande complessità sono le reti neurali, dove il circuito da controllare viene visto come una black box di cui si monitorano i segnali di ingresso e uscita; al circuito viene affiancato un sistema (la rete neurale) capace di simulare il comportamento dello stesso circuito sotto una vasta gamma di condizioni di lavoro: non appena il comportamento reale del circuito devia da quello simulato viene generato un segnale di warning [10].

I metodi che utilizzano modelli termomeccanici risalgono invece alla radice di alcuni problemi di invecchiamento, quali le cricche innescate dalle tensioni che si sviluppano nell'interfaccia dei vari materiali che compongono il MOSFET di potenza. Risultano di conseguenza utili gli stessi metodi che si utilizzano nella meccanica dei materiali sottoposti a cicli di fatica, tra cui il metodo degli elementi finiti (FEM, finite elements method). A partire da questa analogia è possibile dunque sfruttare le conoscenze in campo meccanico (più avanzate in fatto di comprensione dei fenomeni che precedono il cedimento dei componenti) per applicarle in campo elettronico. In questo caso, il FEM può essere applicato alla saldatura presente tra la placca in rame e il silicio: a causa dei differenti coefficienti di dilatazione termica (CTE), essa sarà sottoposta a delle tensioni che a loro volta causano delle deformazioni  $\epsilon$ ; questo dato viene poi utilizzato nella legge di Coffin-Manson con cui è possibile stabilire quanti cicli può reggere il componente meccanico (in questo caso la saldatura) prima che sopraggiunga la rottura. In questo contesto si parlerà di valutare il thermal cycling (o power cycling) sopportabili dal MOSFET. Questo ultimo metodo tiene però conto di solo una delle cause dell'aging e, visto che si basa sui CTE, necessita di una misura della temperatura di giunzione molto precisa; d'altro canto, a differenza di tutte le altre tecniche, il coinvolgimento della legge di Coffin-Manson può fornirci delle indicazioni circa lo stato di salute del dispositivo e della sua vita utile rimanente.



## Capitolo 3

### Metodi per Stimare la Vita utile Rimanente

#### 3.1 Thermal Cycling

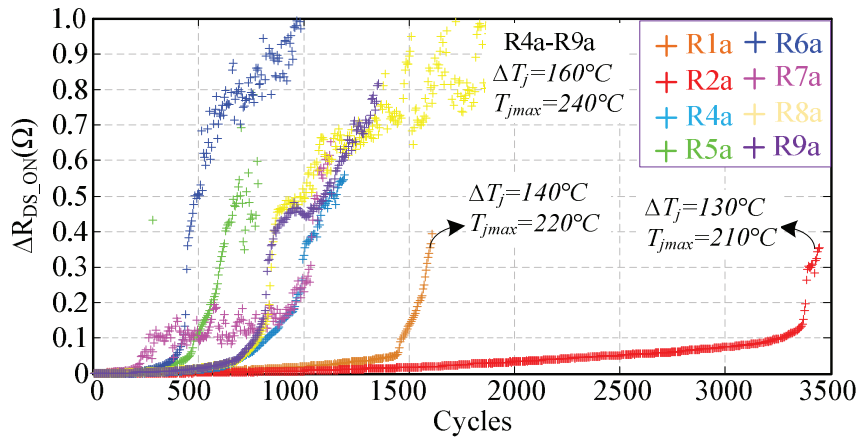
Le tecniche di condition monitoring finora discusse, seppur a volte si dimostrino sufficienti ad assolvere gli obiettivi preposti, offrono un aiuto marginale nella prognosi del dispositivo: le indicazioni che se ne ricavano riguardo alla grandezza in osservazione sono di natura prevalentemente quantitativa, mentre rimangono implicite le informazioni qualitative circa lo stato di salute del componente, dove la figura di maggior merito è senz'altro la stima della vita utile rimanente (o RUL, *remaining useful life*), che può ad esempio essere valutata in termini di cicli di lavoro (ovvero cicli termici affrontati dal dispositivo durante il funzionamento). In questo capitolo verranno presentate le principali tecniche di previsione della vita utile rimanente legate allo stress indotto dal thermal cycling, una delle principali cause di degrado del dispositivo. Vista la varietà delle grandezze coinvolte (meccaniche, elettriche, nonché una conoscenza delle proprietà intrinseche del componente), congiunte alla infinita variabilità delle condizioni di lavoro che il dispositivo dovrà affrontare, la sintesi di un modello o un algoritmo preciso risulta quantomeno complicata, tanto che gli articoli presenti in letteratura sono pochi e piuttosto recenti. L'impossibilità di conoscere a priori le condizioni operative cui il MOSFET verrà sottoposto rappresenta l'ostacolo di maggior entità: risulta dunque necessario stabilire se esiste un indicatore circa lo stato di salute del dispositivo che presenta un comportamento comune alle diverse condizioni di lavoro. A tal proposito, la resistenza di on è il parametro che più si presta allo scopo. Dagli esperimenti di invecchiamento accelerato emerge che questa grandezza aumenta in maniera esponenziale rispetto alla temperatura di giunzione dopo un certo numero di cicli termici, questo a causa dello stato di degradazione avanzato del componente che comporterà inevitabilmente ad una rottura più o meno imminente. Occorre però verificare se tale comportamento è riscontrabile anche al variare del ciclo di stress. Vengono allora riportate in [6] e [7] le seguenti prove di invecchiamento accelerato su diversi MOSFET di potenza IRFP340:

- una prova 'veloce', con cicli termici severi caratterizzati da un elevato thermal swing in cui la temperatura di giunzione supera i 200°C;
- una prova 'lenta', con cicli caratterizzati da una  $\Delta T_j$  minore rispetto al primo esperimento ma applicati per un lungo periodo di tempo;
- una prova 'variabile', dove l'ampiezza dei cicli termici cambia continuamente.

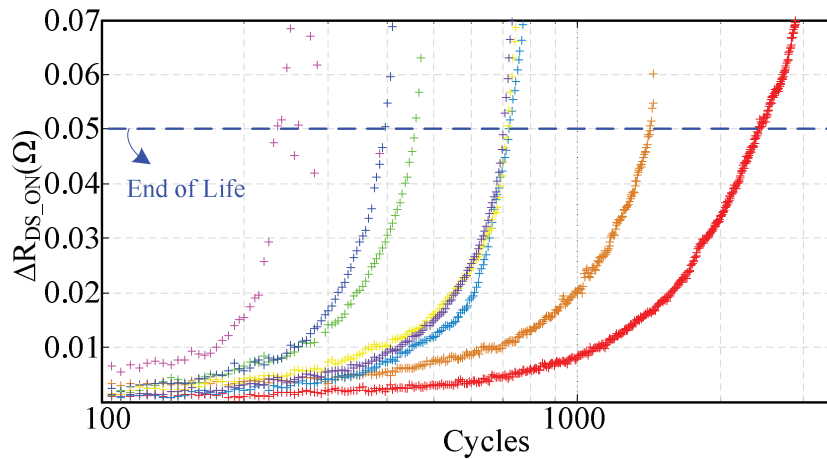
In maniera analoga a quanto presentato negli esperimenti di aging accelerato del capitolo precedente, si impostano due temperature di soglia: ogni dispositivo viene scaldato fino a una certa  $T_{jMAX}$  tramite una corrente di drain di 5.2 A; appena raggiunto questo limite, la corrente di drain viene interrotta e il dispositivo viene lasciato raffreddare fino al raggiungimento di  $T_{min}=80^\circ\text{C}$ , per poi venire nuovamente riscaldato fino a  $T_{jMAX}$  con la solita corrente di 5.2 A.  $R_{DS(ON)}$  iniziale: 428 m $\Omega$ .

Nel primo dei tre test, ad un primo MOSFET (R2a in Figura 1) è imposto  $T_{jMAX}=210^\circ\text{C}$ , al secondo (R1a)  $T_{jMAX}=220^\circ\text{C}$ , mentre i restanti (R4a-R9a)  $T_{jMAX}=240^\circ\text{C}$ .

Le temperature vengono monitorate tramite una termocamera ad infrarossi.



(a)



(b)

Figura 1. Risultati test di invecchiamento ‘veloce’: (a) risultati complessivi, (b) particolare sull’andamento nei primi 1000 cicli [6]

Basandosi sui grafici ottenuti si possono trarre le prime osservazioni: come ci si aspetta, cicli di stress caratterizzati da  $\Delta T$  maggiore comportano una degradazione più veloce del dispositivo e quindi un aumento precoce di  $R_{DS(ON)}$ ; dispositivi dello stesso modello sottoposti alle stesse condizioni di stress presentano comportamenti leggermente diversi; tutti i dispositivi presentano un aumento esponenziale di  $R_{DS(ON)}$  dopo un certo numero di cicli relativo alle condizioni dell’esperienza; è possibile definire una soglia di  $R_{DS(ON)}$ , superata la quale tutti i dispositivi (a prescindere dalle condizioni di lavoro) presentano un aumento instabile di questa grandezza che li rende incontrollabili e che può portarli alla rottura (come successo per R4a, R5a e R7a). In questo caso, un incremento della resistenza di on pari a circa 50 mΩ porta all’instabilità. Nel secondo test, dei componenti dello stesso modello sono sottoposti per tre settimane ad un thermal swing  $\Delta T_j = 80^\circ\text{C}$  per raggiungere  $T_{jMAX} = 160^\circ\text{C}$ . I risultati sono riportati in Figura2.



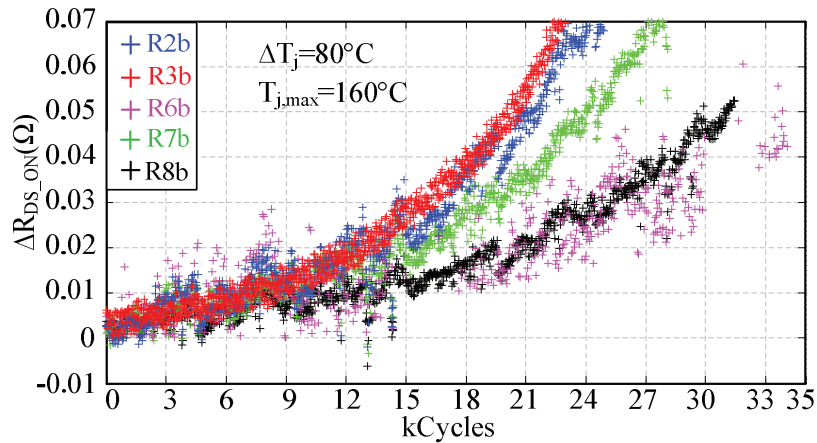


Figura 2. Risultati test di invecchiamento 'lento' [6]

Anche in questo caso, superato un certo valore,  $R_{DS(ON)}$  presenta un'evoluzione esponenziale che sfocia anche in questo caso in un aumento incontrollato di questa grandezza; la soglia risulta essere un incremento di circa 50 mΩ.

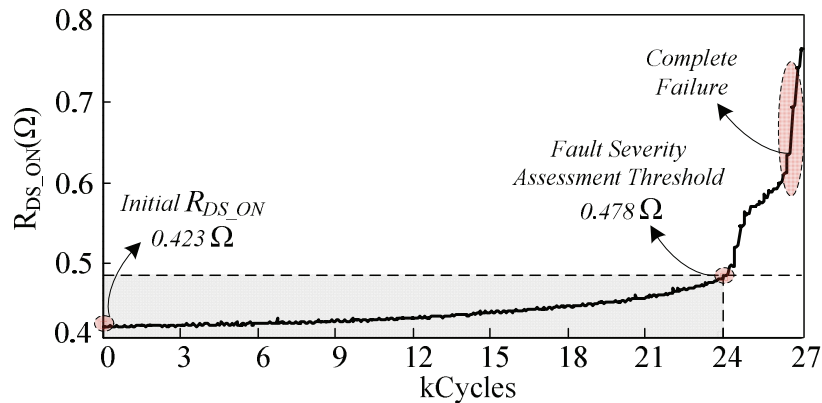


Figura 3. Variazione media di  $R_{DS(ON)}$  nel secondo test: anche in questo caso, un incremento di circa 50 mΩ porta ad una evoluzione incontrollata di questa grandezza [6]

Nell'ultima prova, l'ampiezza  $\Delta T_j$  del ciclo termico cambia continuamente: i valori che essa assume sono 110°C, 120°C, 130°C e 140°C. Il profilo di riferimento che viene fatto seguire alla temperatura di giunzione in questo test è presentato in Figura 4 (da notare come varia la cadenza del valore di  $\Delta T_j$  ad ogni thermal swing). Questo pattern di 10 cicli viene eseguito per circa 600 volte.

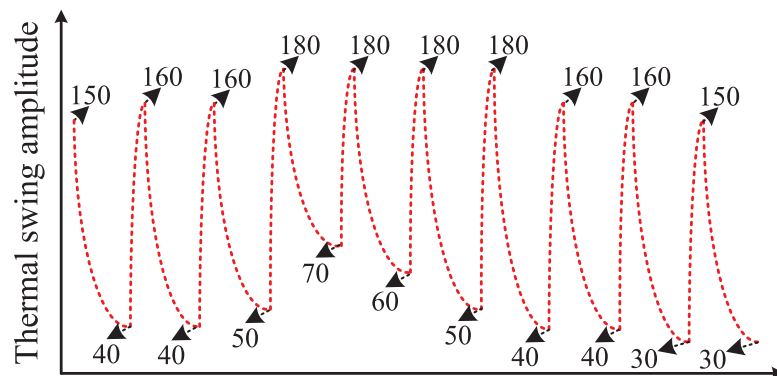


Figura 4. Ciclo termico di riferimento del test 'variabile' [7]: l'ultimo ciclo si ricollega al primo applicando  $\Delta T_j = 120^\circ\text{C}$

Anche in questo caso, la curva di invecchiamento con riferimento a  $R_{DS(ON)}$  ha un andamento esponenziale.

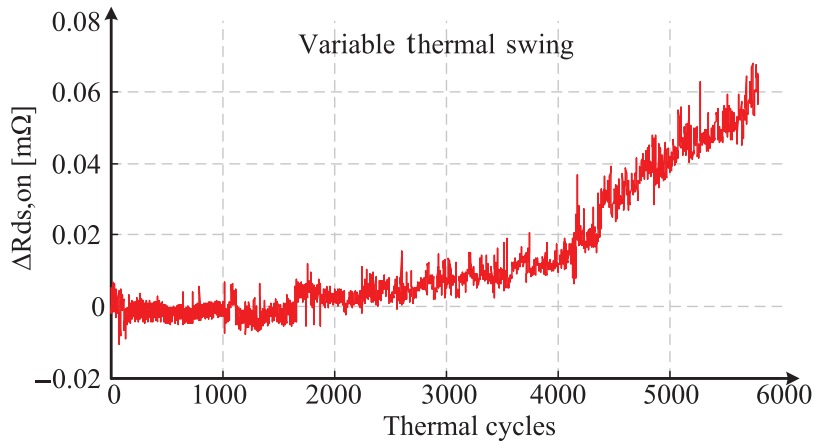


Figura 5. Evoluzione di  $R_{DS(ON)}$  nel terzo test [7]

Si può concludere che durante l'invecchiamento l'incremento della resistenza di on presenta una evoluzione esponenziale a prescindere dai cicli termici applicati, e che raggiunto un certo valore di soglia pressoché comune alle varie condizioni operative, questa grandezza diventa instabile e può determinare la rottura del componente. Il modello di vita utile dovrebbe quindi stimare, in base al numero di cicli cui il dispositivo è stato sottoposto, quanti cicli può affrontare prima di raggiungere il valore di soglia.

### 3.2 Modello Coffin-Manson e Palmgren-Miner

Il modello di Coffin-Manson, solitamente usato in componenti soggetti a sollecitazioni meccaniche, utilizza in questo contesto l'analogia passante tra cicli di fatica meccanica e cicli termici. Per una certa  $\Delta T_j$  abbinata ad una temperatura media di giunzione  $T_m$  si ha:

$$N_f = \Delta T_j^\delta A e^{\frac{E_a}{kT_m}} \quad (1)$$

dove  $N_f$  è il numero di cicli totali che il dispositivo può sopportare,  $E_a$  e  $k$  sono rispettivamente l'energia di attivazione termica e la costante di Boltzmann, mentre  $A$  e  $\delta$  sono due costanti empiriche che si ricavano dalle curve ottenute dai test. Per la saldature SnPb, il rapporto  $E_a/k$  è circa 1414 [14]. Con riferimento alla prima prova, sostituendo  $\Delta T_{j1}=130^\circ\text{C}$ ,  $N_{f1}=2410$  e  $\Delta T_{j2}=160^\circ\text{C}$ ,  $N_{f2}=750$  in (1) otteniamo un sistema a due equazioni con  $A$  e  $\delta$  incognite, per cui

$$\delta = \frac{\ln\left(\frac{N_{f2}}{N_{f1}}\right) - \frac{E_a}{k}\left(\frac{1}{T_{m2}} - \frac{1}{T_{m1}}\right)}{\ln\left(\frac{\Delta T_{j2}}{\Delta T_{j1}}\right)} \quad (2)$$

che se sostituito in una equazione derivante dalla (1) si trova

$$y = \ln(N_{f1}) - \delta \ln(\Delta T_{j1}) - \frac{E_a}{kT_{m1}}, \quad A = e^y \quad (3)$$

da cui risulta  $A=4.9283 \times 10^{13}$  e  $\delta=-5.2776$ . Verificando la relazione per  $\Delta T_j=140^\circ\text{C}$ , si ottiene un  $N_f$  previsto di 1586 cicli, dove i dati sperimentali indicano 1430 cicli. Conoscendo allora la quantità dei differenti thermal swing affrontati da componente e  $N_f$  relativo ad ogni intervallo di temperatura, si ottiene una indicazione sulla vita rimanente tramite la legge di danneggiamento lineare di Palmgren-Miner:

$$RUL = 1 - \sum_1^n \frac{N_n}{N_{fn}} \Big|_{\Delta T_{jn}} \quad (4)$$

dove  $n$  è la quantità delle diverse ampiezze  $\Delta T_{jn}$ ,  $N_n$  è il numero di cicli affrontati ad una certa  $\Delta T_{jn}$ ,  $N_{fn}$  sono il numero massimo di cicli sopportabili per la specifica  $\Delta T_{jn}$  calcolati attraverso la relazione di Coffin-Manson; il dispositivo arriva a fine vita appena  $RUL$  giunge a zero. Questo metodo funziona abbastanza bene se i cicli di temperatura seguono un andamento regolare: se la temperatura assume una evoluzione libera e casuale, risulta difficile determinare con precisione il valore di  $\Delta T_{jn}$  e i relativi  $N_n$ . Sempre dalla meccanica, derivano metodologie di cyclecounting efficaci che ovviano il problema in queste situazioni; in particolar modo, il metodo di rainflow identifica con molta accuratezza questi due parametri. Se in campo meccanico questa tecnica è consolidata, non si può dire lo stesso nell'ambito elettronico: nei confronti degli IGBT si è mosso qualche passo per implementare un algoritmo di rainflow<sup>1</sup> capace di operare online [8], ma all'attuale stato dell'arte mancano studi volti ad adattare questo metodo ai MOSFET di potenza.

Non è comunque da trascurare il fatto che il numero di cicli di vita utile calcolati con il modello Coffin-Manson sono in questo caso sovrastimati, questo a causa della ridotta conoscenza dello stato fisico del dispositivo: si tiene conto solamente della temperatura di giunzione (dato non facile da ottenere con precisione assoluta) trascurando ogni altro aspetto legato all'invecchiamento riguardo, ad esempio, alla saldatura e al wiring. All'attuale stato dell'arte, questo modello risulta essere una soluzione ancora approssimativa.

### 3.3 Filtro di Kalman

Visto come l'evoluzione esponenziale di  $R_{DS(ON)}$  preceda l'instabilità del componente, possiamo costruire un modello di vita utile rimanente a partire da una relazione del tipo

$$R_{DS(ON)}(t) = \alpha e^{\beta t} + R_{init} \quad (5)$$

dove  $R_{init}$  è il valore di  $R_{DS(ON)}$  prima che sopraggiunga il comportamento esponenziale,  $\alpha$  e  $\beta$  sono i parametri che occorre determinare per descrivere la traiettoria della curva. I valori di  $\alpha$  e  $\beta$  devono essere ricavati tracciando l'andamento di  $R_{DS(ON)}$  durante il periodo operativo del dispositivo per prevedere il superamento della soglia imposta (che in questo caso è ancora di  $50\text{m}\Omega$ ); per una maggiore precisione, questi parametri devono essere periodicamente aggiornati. Il pregio di una procedura di questo tipo si basa solamente sul valore di  $R_{DS(ON)}$  e della sua evoluzione nel tempo, e non richiede la conoscenza dello stato fisico del dispositivo né della sua temperatura di giunzione.

Un procedimento utile a definire  $\alpha$  e  $\beta$  consiste nell'usare il filtro di Kalman [6][7].

<sup>1</sup> Questo metodo è usato in meccanica principalmente per la progettazione e il dimensionamento e raramente come strumento diagnostico; occorre tra l'altro tener conto che per applicare il metodo rainflow è necessario disporre dell'intero profilo di emissione della temperatura del componente, dalla messa in funzione fino alla rottura, per cui una trasposizione diretta in materia elettronica lo renderebbe una tecnica da usare offline.

Il filtro di Kalman stima lo stato futuro di un sistema dinamico lineare facendo riferimento alle stime fatte in precedenza dal modello che lo costituisce e dalle misure dipendenti dallo stato, grazie alle quali aggiorna continuamente il proprio modello di riferimento per renderlo più vicino alla realtà; si tratta di uno stimatore di stato ottimo dal momento che esso si basa sulla minimizzazione dell'errore quadratico degli errori di stima. In poche parole, il filtro di Kalman predice lo stato futuro del sistema basandosi sugli errori derivanti da modello e dalle misurazioni. È un filtro non perché seleziona delle frequenze ma per via del fatto che toglie le componenti di rumore (incertezza) dalle stime e dalle misurazioni.

Per utilizzare il filtro di Kalman occorre trovare il modello corrispondente alla (5): derivando nel tempo si ha

$$R'_{DS(ON)}(t) = \beta \alpha e^{\beta t} \quad (6)$$

da cui, sostituendo  $\alpha e^{\beta t}$  dalla (5), si ottiene

$$R'_{DS(ON)}(t) = \beta (R_{DS(ON)}(t) - R_{init}) \quad (7)$$

Discretizzando quindi la (7) si risale al sistema discreto, cioè

$$R_{DS(ON)}(k+1) = R_{DS(ON)}(k)(1 + \Delta t \beta) - R_{init} \Delta t \beta \quad (8)$$

che presenta una forma canonica del tipo

$$x(k+1) = Ax(k) + Bu(k) \quad (9)$$

Le misurazioni  $y(k)$  fatte su  $R_{DS(ON)}$  hanno invece una forma discreta del tipo

$$y(k) = Cx(k) \quad (10)$$

A questo punto si può risalire alla forma richiesta dal modello di Kalman, cioè

$$\begin{aligned} x(k) &= Ax(k+1) + Bu(k) + w(k) \\ y(k) &= Cx(k) + v(k) \end{aligned} \quad (11)$$

dove  $w(k)$  è l'incertezza del processo e presenta una covarianza  $Q(k)$ ,  $v(k)$  è l'incertezza di misura con covarianza  $R(k)$ ; entrambe le incertezze hanno una distribuzione gaussiana a media nulla;  $Q(k)$  e  $R(k)$  si possono ricavare da un modello statistico del modello di stato e del sensore. Viene definita inoltre  $P(k)$ , covarianza della differenza tra il valore di  $x(k)$  misurato e quello stimato:

$$P(k) = cov[X_k - \hat{X}_k] \quad (12)$$

Il filtro di Kalman utilizza un algoritmo ricorsivo di due fasi, ovvero la predizione/stima dello stato e l'aggiornamento del modello.

Le operazioni coinvolte nella fase di predizione sono:

- Predizione dello stato

$$\hat{X}_k^- = A_k \hat{X}_{k-1} + B_k u(k) \quad (13)$$

- Predizione della covarianza

$$P_k^- = A_k P_{k-1} A_k^T + Q_k \quad (14)$$

La fase di aggiornamento consiste in:

- Calcolo del guadagno di Kalman

$$K_k = P_k^- C_k^T \text{inv}(C_k P_k^- C_k^T + R_k) \quad (15)$$

- Aggiornamento della stima della misura

$$\hat{X}_k = \hat{X}_k^- + K_k (Y_k - C_k \hat{X}_k^-) \quad (16)$$

- Aggiornamento della covarianza P(k)

$$P_k = (I - K_k C_k) P_k^- \quad (17)$$

I nuovi valori di stima della misura e della covarianza vengono dunque indirizzati alla fase di predizione per stimare il valore futuro dello stato e della covarianza, che a loro volta saranno impiegati nei calcoli di aggiornamento.

È evidente che la stima dell'evoluzione di  $R_{DS(ON)}$  è accurata e presenta degli errori accettabili solo quando  $\alpha$  e  $\beta$  sono calcolati usando un numero elevato di misure, per cui il calcolo online di questi parametri deve tener conto del fatto che le prime stime sono poco attendibili a causa della scarsità di dati. Emerge quindi la necessità di pesare le stime in base al numero di dati dai quali sono state desunte nel momento in cui si calcolano  $\alpha$  e  $\beta$  col metodo dei minimi quadrati: per fare ciò, si passa alla forma logaritmica della (5), di cui si trascura il valore iniziale, cioè

$$\ln \Delta R_{DS(ON)} = \ln \alpha + \beta x \quad (18)$$

I valori di best-fitting che tengono conto del numero di misurazioni effettuate nel caso si usi il metodo dei minimi quadrati si hanno per

$$\ln \alpha = \frac{\sum_{i=1}^n \ln y_i \sum_{i=1}^n x_i^2 - \sum_{i=1}^n x_i \sum_{i=1}^n x_i \ln y_i}{n \sum_{i=1}^n x_i^2 - \left( \sum_{i=1}^n x_i \right)^2} \quad (19)$$

$$\beta = \frac{n \sum_{i=1}^n x_i \ln y_i - \sum_{i=1}^n x_i \sum_{i=1}^n \ln y_i}{n \sum_{i=1}^n x_i^2 - \left( \sum_{i=1}^n x_i \right)^2}$$

Usando questa formulazione insorgono indirettamente delle problematiche legate alla conformazione della (19), la quale attribuisce un peso maggiore alle misure che rilevano piccole variazioni di  $R_{DS(ON)}$ : risulta necessario distribuire equamente i pesi attribuiti ad ogni misurazione.

Occorre allora minimizzare la seguente equazione

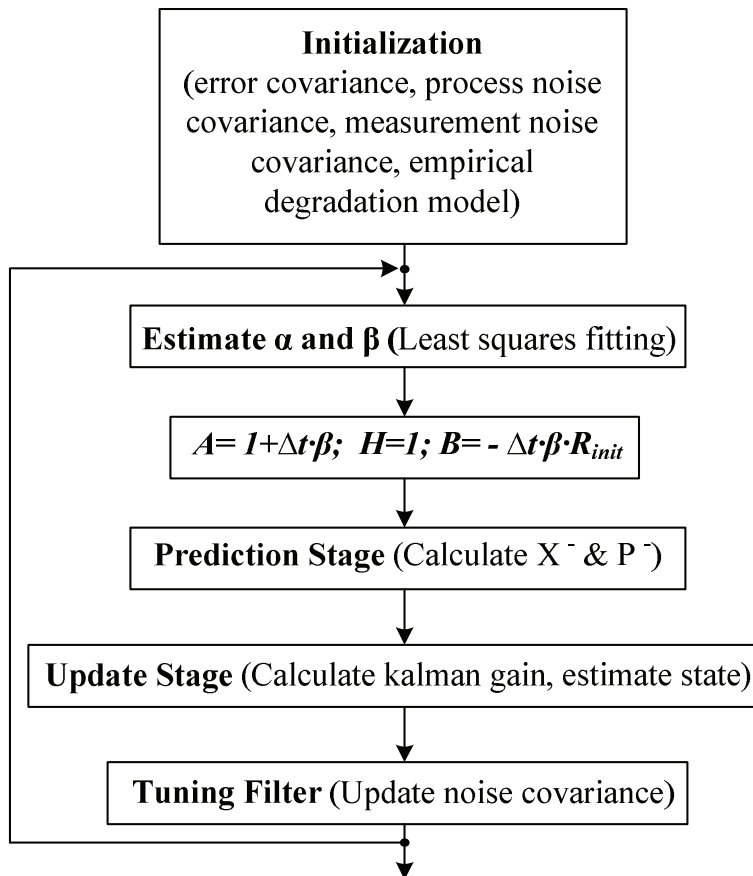
$$\sum_{i=1}^n y_i (\ln y_i - \ln \alpha - \beta x)^2 \quad (20)$$

sempre usando il metodo dei minimi quadrati, da cui si ottiene

$$\ln \alpha = \frac{\sum_{i=1}^n x_i^2 y_i \sum_{i=1}^n y_i \ln y_i - \sum_{i=1}^n x_i y_i \sum_{i=1}^n x_i y_i \ln y_i}{\sum_{i=1}^n y_i \sum_{i=1}^n x_i^2 y_i - \left( \sum_{i=1}^n x_i y_i \right)^2} \quad (21)$$

$$\beta = \frac{\sum_{i=1}^n y_i \sum_{i=1}^n x_i y_i \ln y_i - \sum_{i=1}^n x_i y_i \sum_{i=1}^n y_i \ln y_i}{\sum_{i=1}^n y_i \sum_{i=1}^n x_i^2 y_i - \left( \sum_{i=1}^n x_i y_i \right)^2}$$

A questo punto, si possono calcolare  $\alpha$  e  $\beta$  dalla (21). Il seguente flow-chart riassume le fasi da seguire:



Con riferimento alle prove di invecchiamento accelerato di [6] e [7], le stime di vita utile rimanente (cioè il numero di cicli necessari a raggiungere la soglia di 50mΩ) risultano essere

R#	Cycles	RUL ( $R_{ds,th}=50\text{ m}\Omega$ )	RUL online $\alpha$ and $\beta$	Error online $\alpha$ and $\beta\%$	RUL constant $\alpha$ and $\beta$	Error constant $\alpha$ and $\beta\%$
R1a	100	1430	935	34.6	1020	28.7
	200	1430	1100	23.1	1180	17.5
	300	1430	1190	16.8	1230	14
	500	1430	1265	11.5	1275	10.8
	1000	1430	1370	4.2	1380	3.5
R2a	100	2410	1715	28.9	1720	28.6
	500	2410	1775	26.4	1775	26.4
	1000	2410	1875	22.2	1865	22.6
	1500	2410	2015	16.4	2015	16.4
	2000	2410	2170	9.9	2170	9.9
R4a	100	720	675	6.25	665	7.7
	300	720	695	3.5	700	3.5
	400	720	715	0.7	725	0.7
R5a	100	460	415	9.8	415	9.8
	200	460	385	16.3	405	11.2
	300	460	435	5.5	440	4.4
	400	460	450	2.2	445	3.2
R6a	100	395	400	1.2	440	4.4
	200	395	410	3.75	445	3.2

Tabella 1. Risultati procedura con filtro di Kalman riferiti al primo test [7]

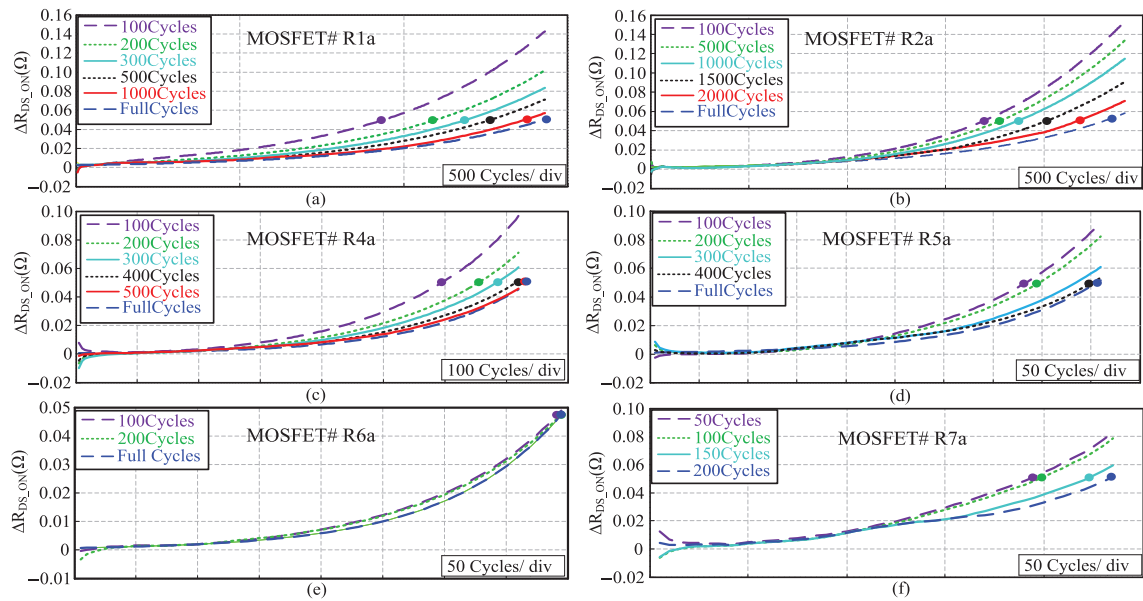


Figura 6. Plot della RUL in funzione dei cicli di lavoro riferito al primo test [7]: le curve tratteggiate di ogni grafico rappresentano la stima dell'evoluzione prevista di  $R_{DS(ON)}$  elaborata a partire dai cicli termici già affrontati; si noti come la stima del valore futuro è più accurata quando si ha a disposizione una maggiore quantità di dati

Quello che si nota dai risultati ottenuti in Figura 6 è che il modello si dimostra molto preciso nel caso di cicli termici caratterizzati da una grande thermal swing (nei MOSFET R4a-R7a, sottoposti a  $T_{j,MAX}=240^{\circ}C$ ,  $\Delta T_j=160^{\circ}C$ ) dove l'errore di predizione di vita utile è già al di sotto del 10% nelle fasi iniziali, assottigliandosi poi fino al 2-3% (Tabella 1): questo perché i valori di  $\alpha$  e  $\beta$  convergono ad un valore che si mantiene poi costante superato 1/5 dei cicli totali supportabili dal componente (Figura 7).

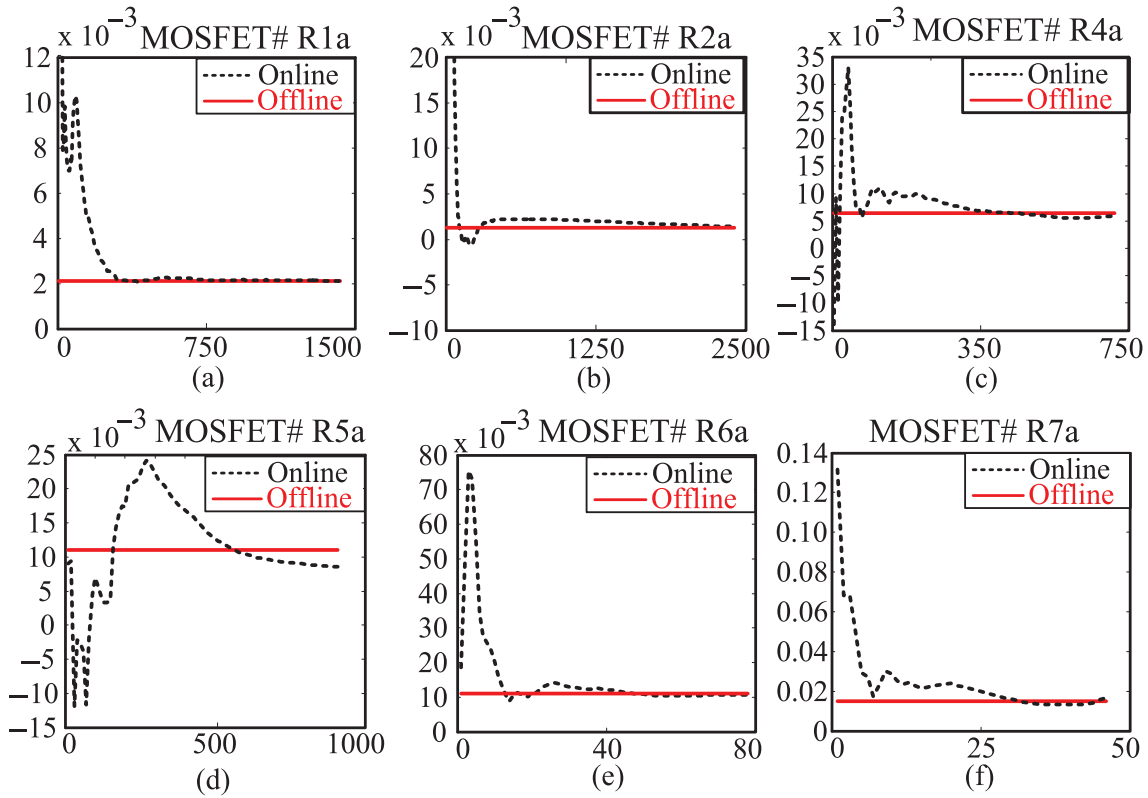


Figura 7. Assestamento di  $\beta$  (in ordinata) in funzione dei cicli di lavoro [7]

Ciò non vale per condizioni di lavoro che comportano una degradazione più lenta: seppure i calcoli siano ottimizzati per tener conto del numero di misurazioni fatte, l'errore circa la stima dei numero di cicli di vita utile rimanente al dispositivo è ancora molto alto nelle fasi iniziali (attorno al 30%) e assume un valore accettabile in fase avanzata, cioè quando viene superata la metà della RUL effettiva del componente. Nonostante questo, il filtro di Kalman rappresenta odiernamente la soluzione di maggior efficacia e robustezza nella predizione della vita utile rimanente del dispositivo poiché pur non richiedendo la conoscenza della temperatura di giunzione e dello stato intrinseco del dispositivo, monitora gli effetti dell'invecchiamento integrandoli nel proprio modello, fornendo una rappresentazione dell'effettivo stato di salute del componente più di quanto una stima dello stato fisico (o della temperatura di giunzione) possa dare.



## Conclusioni

La presente tesi ha illustrato il concetto di condition monitoring applicato ai MOSFET di potenza: dopo aver definito il condition monitoring e la sua importanza in ambiente industriale, sono state presentate le cause responsabili di invecchiamento e rottura nei dispositivi MOSFET. Questi processi sono termicamente attivati: di conseguenza la temperatura del dispositivo, specialmente la temperatura di giunzione, gioca un ruolo chiave ed è pertanto un parametro da monitorare continuamente. Dal momento che spesso non è possibile misurare tale grandezza in situ, si ricorre all'utilizzo di diverse tecniche per ottenerne una stima. In questo lavoro sono state presentate le principali tecniche basate sull'andamento delle grandezze elettriche sensibili alla temperatura (TSEP), in particolare modo della tensione di soglia; grazie a questo parametro, si possono costruire reti termiche equivalenti del componente e studiare il comportamento dinamico dello stesso per ottenere una stima della temperatura di giunzione.

I test di invecchiamento accelerato riportati in letteratura mostrano che il parametro che si presta maggiormente ad indicare lo stato di salute del componente è la resistenza di on: alla fine della vita utile del dispositivo infatti, essa presenta un'evoluzione esponenziale rispetto al tempo anche se il componente lavora sotto le più diverse condizioni operative; inoltre, è opportuno individuare un valore di soglia, superato il quale il dispositivo diviene incontrollabile.

Infine, sono stati presentati i principali modelli di stima di vita utile del dispositivo: un primo metodo sfrutta le analogie tra un componente meccanico sotto fatica e un MOSFET sottoposto a thermal cycling, applicando le leggi di Coffin-Manson e Palmgren-Miner. Queste tecniche non tengono conto dello stato fisico del dispositivo e di altre cause di invecchiamento, pertanto devono essere raffinate. Il secondo metodo utilizza invece un predittore, quale il filtro di Kalman, per valutare in anticipo l'andamento di  $R_{DS(ON)}$  nel tempo e prevedere entro quanti cicli di lavoro questo parametro supererà il sopracitato valore di soglia.

Gli studi futuri su questi argomenti potrebbero incentrarsi nel migliorare le tecniche basate sul parallelismo dei componenti meccanici per raggiungere anche in campo elettronico validità e affidabilità di tali metodi. Il criterio di Coffin-Manson offre un buon punto di partenza e un primo miglioramento per non risentire della mancanza di dati circa lo stato fisico del dispositivo, può essere la ricerca di un metodo che individui con maggior precisione i valori di  $\Delta T_{jn}$  e  $N_n$ , ad esempio tramite un adattamento dell'algoritmo di rainflow (che già viene studiato nel caso degli IGBT) o la creazione di un metodo ex novo basato sul profilo di emissione della temperatura di giunzione del tempo.



## Bibliografia

- [1] D. Barlini, M. Ciappa, M. Mermet-Guyennet, and W. Fichtner, "Measurement of the transient junction temperature in MOSFET devices under operating conditions," *Microelectron. Reliab.*, vol. 47, no. 9–11, pp. 1707–1712, Sep.–Nov. 2007.
- [2] J. R. Celaya, A. Saxena, P. Wysocki, S. Saha, K. Goebel, "Towards Prognostics of Power MOSFETs: Accelerated Aging and Precursors of Failure" in *Annual Conference of the Prognostics and Health Management Society*, pp.1-9, 2010
- [3] H. Chen, V. Pickert, D. J. Atkinson, and L. S. Pritchard, "Online monitoring of the MOSFET device junction temperature by computation of the threshold voltage," in *Proc. 3rd IET Int. Conf. PEMD, 2006*, pp. 440–444.
- [4] H. Chen, B. Ji, V. Pickert, W. Cao "Real-Time Temperature Estimation for Power MOSFETs Considering Thermal Aging Effects",*IEEE TRANSACTIONS ON DEVICE AND MATERIALS RELIABILITY*, VOL. 14, NO. 1, pp.220-227 March 2014
- [5] S. Dusmez and B. Akin, "An accelerated thermal aging platform to monitor fault precursor on-state resistance", in *Proc. IEEE International Electric Machines and Drives Conference (IEMDC)*, pp. 1-6, 10-13 May 2015.
- [6] S. Dusmez and B. Akin, "Remaining useful lifetime estimation for degraded power MOSFETs under cyclic thermal stress", in *Proc. IEEE Energy Convers. Congr. Expo. (ECCE'15)*, pp. 3846–3851, Sep. 2015.
- [7] S. Dusmez and B. Akin, "Remaining Useful Lifetime Estimation for Thermally Stressed Power MOSFETs Based on ON-State Resistance Variation" in *IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRY APPLICATIONS*, VOL. 52, NO. 3, pp.2554-2563, June 2016
- [8] L. R. GopiReddy, L. M. Tolbert, B. Ozpineci, J. O. P. Pinto, "Rainflow Algorithm-Based Lifetime Estimation of Power Semiconductors in Utility Applications" in *IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRY APPLICATIONS*, VOL. 51, NO. 4, pp. 3368-3373, August 2015
- [9] Z. Jakopovic, Z. Bencic, and F. Kolonic, "Important properties of transient thermal impedance for MOS-gated power semiconductors," in *Proc. IEEE Int. Symp. Ind. Electron.*, 1999, vol. 2, pp. 574–578.
- [10] S. Mohagheghi, R. G. Harley, T. G. Habetler, D. Divan, "Condition Monitoring of Power Electronic Circuits Using Artificial Neural Networks", in *IEEE TRANSACTIONS ON POWER ELECTRONICS*, VOL. 24, NO. 10, pp. 2363-2367, October 2009.
- [11] J. Morroni, A. Dolgov, M. Shirazi, R. Zane, D. Maksimovic "Online Health Monitoring in Digitally Controlled Power Converters" in *Power Electronics Specialists Conference, 2007. PESC 2007. IEEE*, pp. 112-118, June 2007
- [12] M. Musallam, C. Mark Johnson, "An Efficient Implementation of the Rainflow Counting Algorithm for Life Consumption Estimation" in *IEEE TRANSACTIONS ON RELIABILITY*, VOL. 61, NO. 4, pp.978-986, December 2012
- [13] G. Sonnenfeld, K. Goebel, J.R. Celaya, "An agile accelerated aging, characterization and scenario simulation system for gate controlled power transistors," in *Proc. IEEE AUTOTESTCON*, pp.205-215, 2008.

- [14] V. Vasudevan, X. Fan, "An Acceleration Model for Lead-Free (SAC) Solder Joint Reliability under Thermal Cycling" in Proceedings - Electronic Components and Technology Conference, June 2008
- [15] S. Yang, D. Xiang, A. Bryant, P. Mawby, L. Ran, P. Tavner, "Condition Monitoring for Device Reliability in Power Electronic Converters: A Review" in IEEE TRANSACTIONS ON POWER ELECTRONICS, VOL. 25, NO. 11, pp. 2734-2749, November 2010
- [16] AN2008-03 Thermal equivalent circuit models, Infineon Technology AG, ([http://www.infineon.com/dgdl/Infineon-AN2008\\_03\\_Thermal\\_equivalent\\_circuit\\_models-AN-v1.0-en.pdf?fileId=db3a30431a5c32f2011aa65358394dd2](http://www.infineon.com/dgdl/Infineon-AN2008_03_Thermal_equivalent_circuit_models-AN-v1.0-en.pdf?fileId=db3a30431a5c32f2011aa65358394dd2))
- [17] AN 558 Introduction to Power MOSFETs and their Applications, 1998, Fairchild Semiconductor Corporation, rev. 1.3, 3/21/16 (<http://application-notes.digchip.com/009/9-12603.pdf>)
- [18] A. Sattar, Power MOSFET Basics, IAXN0061 ([www.ixys.com/Documents/AppNotes/IXAN0061.pdf](http://www.ixys.com/Documents/AppNotes/IXAN0061.pdf))
- [19] B.J. Baliga, Power Semiconductor Devices, Boston, MA, PWS Publishing, 1996
- [20] Appunti Professor P. Magnone
- [21] <http://www.ni.com/newsletter/50081/en/>
- [22] <http://www.completepowerelectronics.com/power-mosfet/>
- [23] [http://www.industrial-electronics.com/DC\\_pwr\\_3b.html](http://www.industrial-electronics.com/DC_pwr_3b.html)
- [24] <http://au.rs-online.com/web/generalDisplay.html?file=automation/choosing-power-mosfet&id=infozone>
- [25] <http://www.powerguru.org/degradation-of-heavy-wire-bond-interfaces/>
- [26] <http://www.semlab.com/blog/?p=96>
- [27] <http://gath.company.weiku.com/item/BD911-TRANSISTOR-NPN-TO-220-5805222.html>