

# **Vorrichtung zur direkten Messung der Sperrschicht Temperatur von Halbleiterbauelementen während und ohne Unterbrechung der Benutzung des Bauelementes zum jeweils zweckdienlichen Gebrauch**

## **Stand der Technik**

Bei der Verwendung von Halbleiter Leistungsschaltern IGBT, FET und zum Teil noch bipolaren Transistoren und LED für Beleuchtungen besteht gegenwärtig das Problem die Temperatur der Sperrschichten in Echtzeit zu Messen. Das ist notwendig, um die thermische Überlastung der Bauelemente und die dadurch gegebenenfalls verursachten Fehlfunktionen zu verhindern. Bisher werden dazu thermoelektrische Bauelemente (z. B. Dioden) auf dem Chip in der Nähe der Sperrschichten integriert, externe Temperatursensoren an den Bauelementen angebracht oder Strahlungssensoren (z. B. Wärmebildkameras) zur Baugruppenüberwachung appliziert. All diese Messanordnungen haben den Nachteil, dass Zeit vergeht bis die Änderung der Sperrschichttemperatur am Sensor detektiert werden kann und dass die Umgebungstemperatur oder auch die Änderungen anderer Umgebungseinflüsse das Messergebnis verfälschen. Letzteres ist z.B. die Änderung der Wärmeleitfähigkeit zwischen Bauelement und dem Sensor oder Schwankungen der Gaszusammensetzung –Verschmutzung- bei Strahlungsmessung gegeben.

## **Beschreibung**

Die Abbildungen Abb. 1. zeigt die Ersatzschaltbilder von Insolated Gate Bipolar Transistor (IGBT) und Lumineszenzdiode LED. Beiden Bauelementen ist gemeinsam, dass sie einen internen Sperrschichtwiderstand ( $R_{int}$ ) aufweisen, der linear

temperaturabhängig ist. Gelingt es diesen Widerstand zu messen, dann kann man direkt auf die Sperrschichttemperatur zurück schließen.

Um den eigentlichen Steuerungszyklus des Bauelements durch die Messung nicht zu beeinflussen wird während der Zeiten der stromdurchflossenen Sperrschicht ein Hochfrequenzstrom in den Ansteuerzweig eingepreßt. Da sich die Bauelement internen Reaktanzen (Induktivität  $L_{int}$ , Kapazität  $C_{int}$ ), betriebszustandsabhängig stark ändern, von der externen Beschaltung ab hängen und die Bauelemente an sich großen herstellungsspezifischen Schwankungen unterworfen sind, ist die Resonanzfrequenz des Sperrschichtkreises nie sicher direkt zu ermitteln. Somit kann die Frequenz des eingepreßten Hochfrequenzstroms nicht genau auf die Resonanzfrequenz des Kreises eingestellt werden. Das wäre aber die Voraussetzung dafür, den realen Gleichstromwiderstand des Sperrschichtkreises zu messen, da dann alle imaginären Stromanteile zu Null würden. Wird nun in den Kreis eine Induktivität  $L_{ext}$  eingefügt –z.B.  $10\mu H$ –, die um Größenordnungen größer ist als die zu erwartende Induktivität des Bauelementes und deren Zuleitungen, so kann diese Induktivität als Gesamtinduktivität des Kreises verstanden werden. Unter dieser Voraussetzung kann die Koppelkapazität  $C_k$  frei gewählt werden (Abb. 3.). Die Messungen des Kreisstroms lassen auf folgende Beträge des Kreiswiderstandes schließen, die tatsächlich gemessen werden:

$$|Z(\omega_1)| = \sqrt{\left(\omega_1 \cdot L - \frac{1}{\omega_1 \cdot C}\right)^2 + R_0^2} \quad [000.1]$$

und

$$|Z(\omega_2)| = \sqrt{\left(\omega_2 \cdot L - \frac{1}{\omega_2 \cdot C}\right)^2 + R_0^2} \quad [000.2].$$

Nach Elimination des Realteils  $R_0$  wird aus den Messwerten  $Z_{\omega_{1,2}}$  und den bekannten Frequenzen  $\omega_{1,2}$ , bzw. dem bekannten  $L_{ext}$  die Kreiskapazität ermittelt

$$C = \sqrt{\frac{\left|\frac{1}{\omega_1^2} - \frac{1}{\omega_2^2}\right|}{\left|(|Z|_{\omega_1}^2 - |Z|_{\omega_2}^2) - (\omega_1^2 - \omega_2^2) \cdot L^2\right|}} \quad [001.1].$$

Die Resonanzfrequenz  $\omega_0$  bzw.  $f_0$  kann zur Plausibilitätsabschätzung des Messergebnisses und zur Abschätzung der Rundungsfehler des AD-Wandlers und der Arithmetik gewonnen werden:

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L \cdot C}}; \omega_0 = 2 \cdot \pi \cdot f_0 \quad [001.2].$$

Zur Ermittlung des Realteils des Schwingkreiswiderstandes im Resonanzfall, also der Minimalimpedanz der Resonanzkurve (Abb. 2) kann jetzt durch Vektorsubtraktion  $R_0$  berechnet werden:  $R_0 = \sqrt{Z_{\omega_1}^2 - Z_{\omega_2}^2}$  [002.1]

Die interessierende Größe des Sperrschichtwiderstands ergibt sich dann zu, denn der Shuntwiderstand  $R_s$  wird zweckdienlich festgelegt und ist bekannt.

$$R_{gs} = R_0 - R_s \quad [002.2]$$

Die Hersteller der Bauelemente (Transistor, IGBT, FET und LED bzw. Halbleiterlaser) veröffentlichen in aller Regel –auch auf Anfrage– die Temperatur-Widerstandskennlinien. Im Bedarfsfall müssen diese am speziellen Bauteil separat ermittelt werden.

Der Microcontroller stellt dem übergeordneten Prozess Daten über den Sperrschichtwiderstand und/oder der Temperatur zur Verfügung. Über geeignete Auswertung kann auch ein Not-Aus Signal generiert werden, das den angewandten Nutzungsprozess des Bauelementes unverzüglich unterbricht wenn die Sperrschichttemperatur eine kritische Schwelle überschreitet. Ferner, ist es möglich die Schaltung direkt mit auf dem Halbleiter des Bauelementes zu integrieren. Auch die Applikation als produktspezifisches ASIC ist bei Mehrphasenschaltern sinnvoll und mit den gegenwärtig verfügbaren Technologien realisierbar.

Letztere Anwendungen kommen durch ihre örtliche Nähe zu den betreffenden Sperrschichten mit wesentlich kleineren Induktivitäten aus. Die dabei zu berücksichtigenden Induktivitäten liegen dann in der Größenordnung der Induktivität von einem oder mehreren Bonddrähten. Das führt zu sehr hohen Detektionsfrequenzen und muss im Einzelfall untersucht werden.