

Zeitschrift: Technische Mitteilungen / Schweizerische Post-, Telefon- und Telegrafienbetriebe = Bulletin technique / Entreprise des postes, téléphones et télégraphes suisses = Bollettino tecnico / Azienda delle poste, dei telefoni e dei telegrafi svizzeri

Herausgeber: Schweizerische Post-, Telefon- und Telegrafienbetriebe

Band: 51 (1973)

Heft: 5

Artikel: Die Messung thermischer Widerstände an Halbleiteranordnungen

Autor: Béguin, Claude

DOI: <https://doi.org/10.5169/seals-875292>

Nutzungsbedingungen

Die ETH-Bibliothek ist die Anbieterin der digitalisierten Zeitschriften. Sie besitzt keine Urheberrechte an den Zeitschriften und ist nicht verantwortlich für deren Inhalte. Die Rechte liegen in der Regel bei den Herausgebern beziehungsweise den externen Rechteinhabern. [Siehe Rechtliche Hinweise.](#)

Conditions d'utilisation

L'ETH Library est le fournisseur des revues numérisées. Elle ne détient aucun droit d'auteur sur les revues et n'est pas responsable de leur contenu. En règle générale, les droits sont détenus par les éditeurs ou les détenteurs de droits externes. [Voir Informations légales.](#)

Terms of use

The ETH Library is the provider of the digitised journals. It does not own any copyrights to the journals and is not responsible for their content. The rights usually lie with the publishers or the external rights holders. [See Legal notice.](#)

Download PDF: 27.05.2025

ETH-Bibliothek Zürich, E-Periodica, <https://www.e-periodica.ch>

Zusammenfassung. Für die zuverlässige Dimensionierung von Halbleiterschaltungen ist es nötig, bei gegebenen Betriebsbedingungen die Sperrschichttemperatur in den vorgeschriebenen Grenzen zu halten. Da vielfach wenig Information über die Bestimmung der Sperrschichttemperatur unter Pulsverhältnissen vorhanden ist, wird hier eine Messmethode sowie die Entwicklung eines entsprechenden Messgerätes beschrieben. Dabei bedient man sich des Konzepts des transienten thermischen Widerstandes, das dem Schaltungsentwickler erlaubt, Sperrschichttemperaturen an jedem Punkt einer beliebigen Impulsform zu bestimmen.

La mesure de résistances thermiques dans les circuits à semi-conducteurs

Résumé. Pour calculer de manière sûre les dimensions des éléments de circuits à semi-conducteurs, il est nécessaire de maintenir la température des couches d'arrêt dans les limites prescrites aux conditions d'exploitation imposées. Vu le manque d'informations sur les méthodes propres à déterminer la température des couches d'arrêt de composants soumis à des impulsions, on décrit ici une méthode pratique et l'instrument qui a été conçu à cet effet. Celui qui développe des circuits recourt à la résistance thermique transitoire pour déterminer la température de la couche d'arrêt à chaque point d'une quelconque forme d'impulsion.

La misurazione di resistenze termiche su circuiti di semiconduttori

Riassunto. Al fine di permettere dimensionamenti conformi di circuiti di semiconduttori è necessario, a determinate condizioni d'esercizio, mantenere le temperature dello strato di sbarramento entro i limiti prescritti. Siccome mancano sovente le informazioni sulla determinazione della temperatura dello strato di sbarramento a regime d'impulsi, il presente lavoro descrive, oltre alla creazione dell'apparecchio di misurazione, anche un metodo di misurazione applicabile. A questo scopo si utilizza la resistenza termica transiente. Colui che sviluppa il circuito può con ciò determinare la temperatura dello strato di sbarramento ad ogni punto di una qualsiasi forma dell'impulso.

1. Einleitung

Zur Beurteilung der zulässigen Belastung von Halbleitern und zur Abschätzung der wahrscheinlichen Lebensdauer benötigt man möglichst zuverlässige Angaben über das thermische Verhalten der Halbleiter. Die thermische Belastung von Halbleitern wird bestimmt durch die höchstzulässige Betriebstemperatur der Sperrschicht $\vartheta_{j\max}$ und des thermischen Widerstandes R_{th} . Hersteller von Halbleitern veröffentlichen in ihren Datenblättern Angaben über maximale Sperrschichttemperatur $\vartheta_{j\max}$ sowie den inneren thermischen Widerstand R_{thi} gemessen im Gleichstrombetrieb. Der thermische Widerstand ist jedoch in seinem Betrag stark abhängig von der Betriebsart, das heisst im Pulsbetrieb (transienter thermischer Widerstand¹) kann er wesentlich kleinere Werte annehmen als im Gleichstrombetrieb. Der Anwender wird danach bei gegebener Montageart die Sperrschichttemperatur ϑ_j berechnen können, unter gewissen sehr rohen Annahmen über die äusseren Wärmewiderstände und die mögliche Umgebungstemperatur. Um eine gewisse Betriebssicherheit zu gewährleisten, wird hierbei meist mit einem erheblichen Sicherheitsabstand zwischen berechneter Sperrschichttemperatur ϑ_j und der vom Hersteller angegebenen höchstzulässigen Sperrschichttemperatur $\vartheta_{j\max}$ dimensioniert.

Überdimensionierung, bedingt durch mangelnde Angaben des thermischen Widerstandes im Impulsbetrieb oder rohe Annahmen der äusseren Wärmewiderstände, kann aber nachteilige Folgen haben auf die Kosten sowie solche technischer Art, da der überdimensionierte Transistor zum Beispiel höhere Sperrschichtkapazitäten aufweist als der richtig dimensionierte, was bei HF-Anwendungen von Bedeutung sein kann.

¹ Transienter thermischer Widerstand bedeutet thermischer Widerstand im Impulsbetrieb.

Um einerseits die Komponente vor thermischer Überbelastung oder Zerstörung zu schützen und andererseits beste Betriebsbedingungen zu erreichen, ist es nützlich, transiente thermische Widerstände an Halbleitern oder Halbleiteranordnungen (Halbleiter verbunden mit Kühlvorrichtung oder in hybridintegrierten Schaltungen eingesetzte Halbleiterchips) messen zu können. Im nachfolgenden Bericht werden eine Methode und ein daraus entwickeltes Messgerät beschrieben, die erlauben, Sperrschichttemperaturen zu bestimmen und transiente thermische Widerstände an Halbleitern und Halbleiteranordnungen mit genügender Genauigkeit zu messen.

2. Grundlagen

2.1 Die Wärmeableitung

Die in den Sperrschichten von Halbleitern in Wärme umgesetzte Verlustleistung muss zur Erhaltung des thermischen Gleichgewichtes an die Umgebung abgeführt werden. Bei Bauelementen, die mit kleiner Verlustleistung betrieben werden, reicht dazu im allgemeinen die natürliche Wärmeableitung über das Gehäuse an die umgebende Luft aus. Für Bauelemente, die mit grösserer Verlustleistung betrieben werden, müssen zum Verbessern der Wärmeableitung Kühlfahnen oder Kühlsterne vorgesehen werden, womit die wärmeabgebende Oberfläche vergrössert wird. Bei Leistungsbaulementen sind Kühlbleche oder besondere Kühlkörper zu verwenden, deren Wirkung noch durch Kühlmittel oder Umlaufkühlung unterstützt wird.

Die in der Sperrschicht erzeugte Wärme wird durch Wärmeleitung hauptsächlich zur Gehäuseoberfläche oder zum Gehäuseboden abgeführt. Diese Wärmeleitung lässt sich mit dem inneren thermischen Widerstand R_{thi} erfassen, dessen Wert durch die Konstruktion des Bauelementes

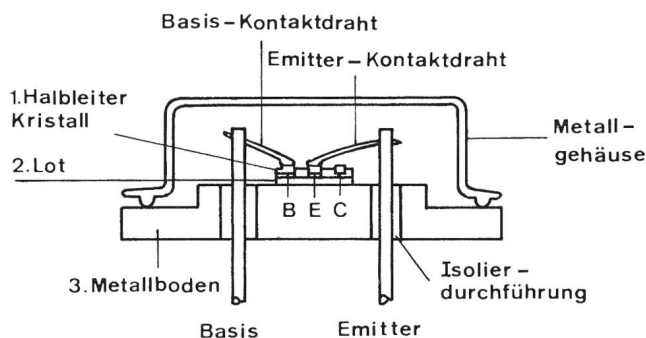


Fig. 1
Querschnitt durch einen Transistor

festgelegt ist. Die Wärmeabgabe vom Gehäuse zur Umgebungsluft geschieht durch Wärmestrahlung, Konvektion und geringe Wärmeleitung. Sie wird durch den äusseren thermischen Widerstand R_{tha} ausgedrückt. *Figur 1* stellt einen vereinfachten Querschnitt durch einen doppeldiffundierten planaren Transistor dar. In diesem einfach gehaltenen Modell können mindestens drei verschiedene wärmeleitende Schichten von der Wärmequelle bis zum Gehäuseboden festgestellt werden.

Jedes Medium stellt einen Wärme-Widerstand R_{th} mit der zugehörigen Wärmekapazität C_{th} dar. Die erzeugte Wärmeenergie Q_{th} findet sich in thermischer, das heisst ungeordneter Bewegungsenergie der Moleküle oder Atome wieder, wobei sich die Temperatur ϑ des erwärmten Materials erhöht mit

$$\left(\frac{dQ}{dt}\right) = C_{th} \cdot \frac{d\vartheta}{dt} = \text{konst}$$

Die Wärmeenergie fliesst in die Wärmekapazität hinein, so dass dQ/dt als Wärmestrom I_{th} bezeichnet werden kann.

$$I_{th} = C_{th} \cdot \frac{d\vartheta}{dt}$$

Die Begriffe Wärmestrom und Wärmekapazität erinnern an die entsprechenden elektrischen Grössen $I = C \cdot dU/dt$, so dass zur Beschreibung des thermischen Verhaltens ein analoges elektrisches Ersatzschema beigezogen werden kann (*Fig. 2*).

Die elektrische Leistung P_{el} wird in den Sperrschichten in thermische Leistung P_{th} (identisch mit dem Wärmestrom I_{th}) umgewandelt und ruft an den nachgeschalteten thermischen Zeitkonstanten τ_{th} entsprechende Temperaturgefälle hervor. Die maximale Temperatur tritt somit in den Sperrschichten auf (bei Transistoren zur Hauptsache im Kollektor-Basis-Übergang) und stellt sich so ein, dass in jeder Zeiteinheit der abfliessende Wärmestrom I_{th} gleich der jeweiligen elektrischen Verlustleistung P_d ist (thermisches Gleichgewicht):

$$P_d \triangleq P_{th} \triangleq I_{th}$$

Aus *Figur 2* kann die wichtige Gleichung abgeleitet werden:

$$\vartheta_j = \vartheta_a + P_d \cdot Z_{th}$$

Die Sperrschichttemperatur ϑ_j setzt sich zusammen aus der Umgebungstemperatur ϑ_a und dem Produkt der Verlustleistung P_d mal thermischer Impedanz Z_{th} . Die Gleichung beruht auf einem eindimensionalen Modell, das heisst, unter der Annahme, dass die Wärme ausschliesslich durch Wärmeleitung von einer Schicht zur andern verschoben wird. Aus der Thermodynamik lautet die Differentialgleichung der Wärmeleitung für den eindimensionalen Fall

$$\frac{\partial \vartheta}{\partial t} = \alpha \cdot \frac{\partial^2 \vartheta}{\partial x^2}$$

ϑ Temperatur in $^{\circ}\text{C}$

x Abstand längs des Wärmepfades in m

t Zeit in Sekunden

c spezifische Wärme in $\frac{\text{kcal}}{\text{kg} \cdot ^{\circ}\text{C}}$

$\alpha = \frac{k}{c \cdot \varrho}$ Wärmeübergangszahl in $\frac{\text{m}^2}{\text{s}}$

k Wärmeleitfähigkeit in $\frac{\text{kcal}}{\text{m} \cdot ^{\circ}\text{C} \cdot \text{s}}$

ϱ Dichte in $\frac{\text{kg}}{\text{m}^3}$

Untersuchungen haben ergeben, dass die Wärmeableitung nicht nur durch leitende Materialien erfolgt, sondern auch über die anliegende Luftschicht, die ständig durch Konvektion Wärme abtransportiert sowie durch Wärmestrahlung. Die daraus abgeleitete Tatsache, dass der Temperaturanstieg in der Sperrschicht nicht dem Gesetz des natürlichen Wachstums folgt, wird in *Figur 3* dargestellt.

Kurve A stellt eine Exponentialkurve dar der Form

$$\frac{\vartheta}{\vartheta_0} = 1 - e^{-t/\tau}$$

τ entspricht der Zeitkonstante und nimmt im vorliegenden Beispiel den Wert von 30 ms an. Kurve B bedeutet den wirklichen Temperaturanstieg der Sperrschicht in Funktion der Zeit. In 30 ms erreicht die Sperrschichttemperatur 63% ihres Endwertes, wobei für $t < \tau$ der Temperaturanstieg wesentlich schneller, für $t > \tau$ langsamer als bei Kurve A erfolgt.

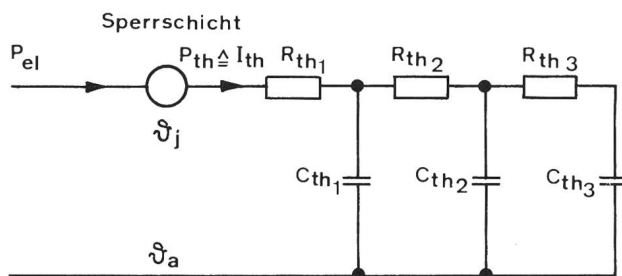


Fig. 2
Ersatzschema zur Beschreibung des thermischen Verhaltens eines Transistors

2.2 Der thermische Widerstand im Gleichstrombetrieb

Das thermische Ersatzschaltbild eines Transistors bei Gleichstrombetrieb zeigt *Figur 4*. Der thermische Gesamtwiderstand setzt sich zusammen aus dem Innenwiderstand R_{thi} und dem Aussenwiderstand R_{tha} . Jener ist durch die Konstruktion der Komponente festgelegt; dieser hängt von der Art der Umgebung ab, in der der Transistor betrieben wird. R_{th} kann daher in gewissen Grenzen mit Kühlsternen, Kühlblechen, forcierter Luftkühlung usw. beeinflusst werden.

Es wird unterschieden zwischen Halbleitern kleiner und mittlerer Leistung und Halbleitern grosser Leistung. In bezug auf ihren thermischen Widerstand liegt die Unterscheidungsgrenze bei $R_{th} = 15^\circ\text{C/W}$.

Halbleiter kleiner und mittlerer Leistung ($R_{th} \geq 15^\circ\text{C/W}$) werden in ruhender Luft betrieben. Messungen des thermischen Widerstandes ergeben demnach den thermischen Gesamtwiderstand R_{th} . Bei Leistungstransistoren ($R_{th} \leq 15^\circ\text{C/W}$) kann der thermische Aussenwiderstand je nach Art und Grösse der Kühlvorrichtung verschiedene Werte annehmen. Es ist daher gebräuchlich, bei Leistungselementen nur den thermischen Innenwiderstand zu bestimmen. Zu dessen Messung sollte praktisch kein Temperaturgefälle zwischen dem Gehäuseboden und der Umgebung bestehen, das heisst der Aussenwiderstand sollte Null werden. Dies wird annähernd erreicht, wenn die Komponente auf einem hypothetisch angenommenen thermisch unendlich gut leitenden Kühlkörper (infinite heatsink = ideale Wärmesenke) montiert wird, wobei die Beziehung $R_{tha} \ll R_{thi}$ (thermischer Kurzschluss) gelten muss. *Figur 5* zeigt eine mögliche Ausführung solch einer «idealen Wärmesenke». Ein Leistungstransistor ist auf einer 4 mm dicken, wassergekühlten Cu-Platte befestigt, wobei zusätzlich der thermische Widerstand zwischen Gehäuseboden und Cu-

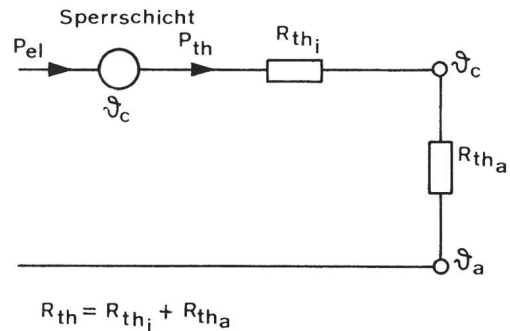


Fig. 4
Thermisches Ersatzschaltbild eines Transistors bei Gleichstrombetrieb

Platte mit Hilfe einer wärmeleitenden Paste klein gehalten wird.

Figur 6 veranschaulicht die thermischen Widerstände eines Transistors mittlerer Leistung und eines Transistors grosser Leistung in Verbindung mit möglichen Kühlvorrichtungen.

Aus diesen Beispielen lassen sich folgende Schlussfolgerungen ziehen:

- Am Transistor mittlerer Leistung erfährt der gesamte thermische Widerstand mit Hilfe eines Wärmeableiters eine Reduktion um den Faktor 2, beim Transistor grosser Leistung eine Reduktion um den Faktor 15.
- Variationen in der Montageart bei Leistungstransistoren können verhältnismässig grosse Differenzen des thermischen Widerstandes zur Folge haben, zum Beispiel durch Luftspalt zwischen Montageboden und Kühlrippe, Isolierfolien, Wärmeleitpasten.

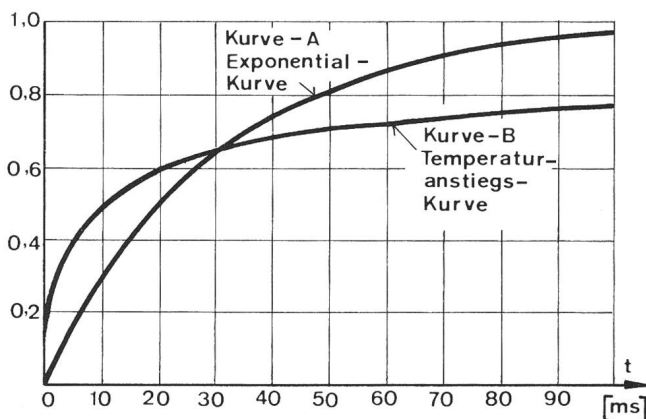


Fig. 3
Temperaturanstieg der Sperrschicht bei Belastung eines Transistors

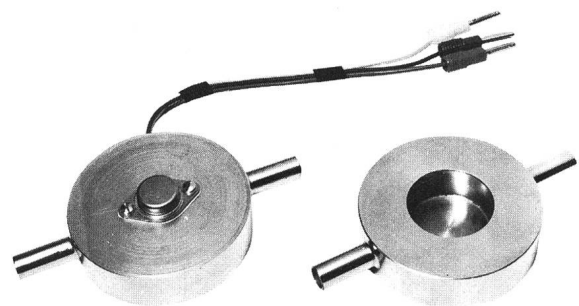


Fig. 5
Beispiel einer wassergekühlten «idealen Wärmesenke»

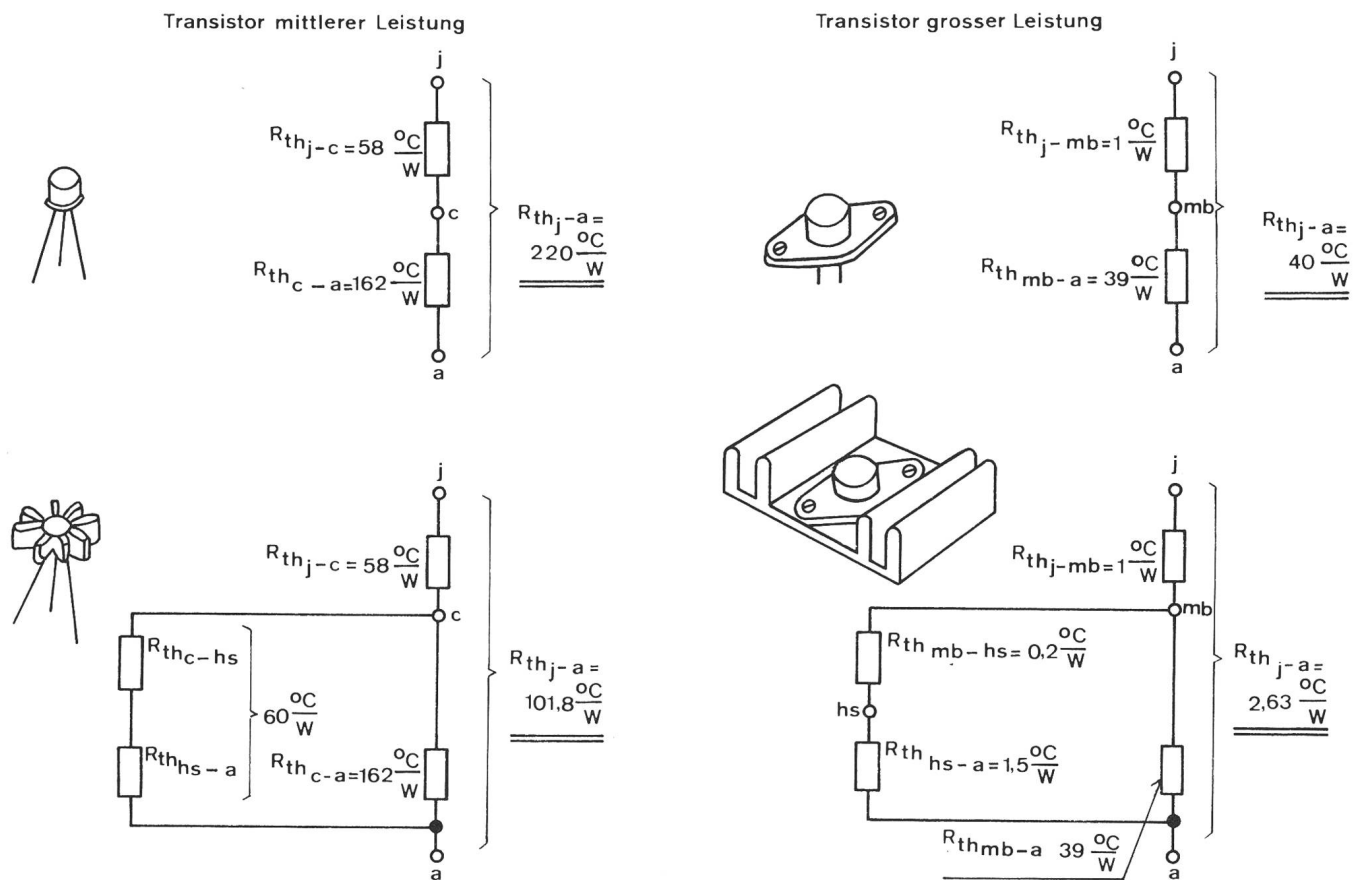


Fig. 6

Vergleich der thermischen Widerstände zwischen Transistoren mittlerer und grosser Leistung in Verbindung mit möglichen Kühlvorrichtungen

j = junction, Sperrschicht a = ambient, Umgebung c = case, Gehäuse mb = mounting base, Montageboden, Flansch hs = heatsink, Kühlvorrichtung

2.3 Der transiente thermische Widerstand im Pulsbetrieb

Bei der Ansteuerung mit Impulsen muss berücksichtigt werden, dass im Halbleiter verschiedene Zonen mit unterschiedlichen Wärmeleitvermögen und -kapazitäten vorhanden sind. Unter der Annahme, dass ein Transistor von der Sperrschicht bis zur Umgebung vier solcher Zonen hat, erhält man das Ersatzschema, das in Figur 7 dargestellt ist.

Die äussere Wärmekapazität C_{tha} entspricht der Wärmekapazität der Umgebung und kann praktisch als unendlich

gross betrachtet werden. Infolge der Wärmekapazitäten ist der thermische Gesamtwiderstand bei Impulsbetrieb komplex und hängt von der Impulsbreite und dem Tastverhältnis ab.

$$\underline{Z}_{th} = R_{th}' + jX_{th}' = \underline{Z}_{thi} + \underline{Z}_{tha}$$

Für die Belastbarkeit eines Halbleiters ist der Realteil R_{th}' der thermischen Gesamtimpedanz $\underline{Z}_{th}$ massgebend.

$$R_{th}' = R_{thi}' + R_{tha}'$$

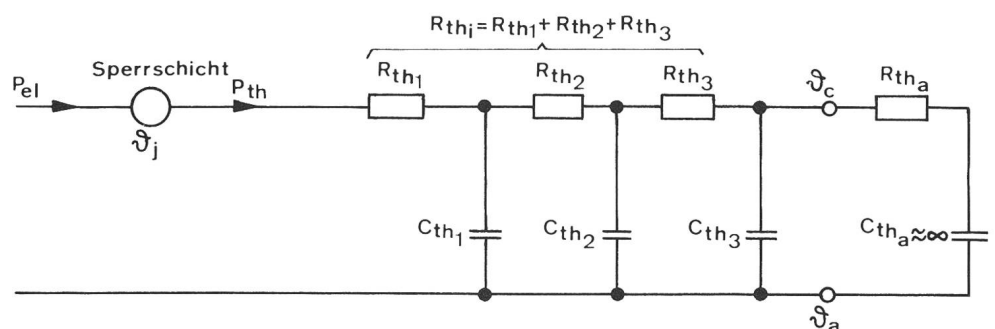


Fig. 7

Thermisches Ersatzschaltbild eines Transistors bei Impulsbetrieb mit den dazugehörigen äusseren Elementen R_{tha} und C_{tha}

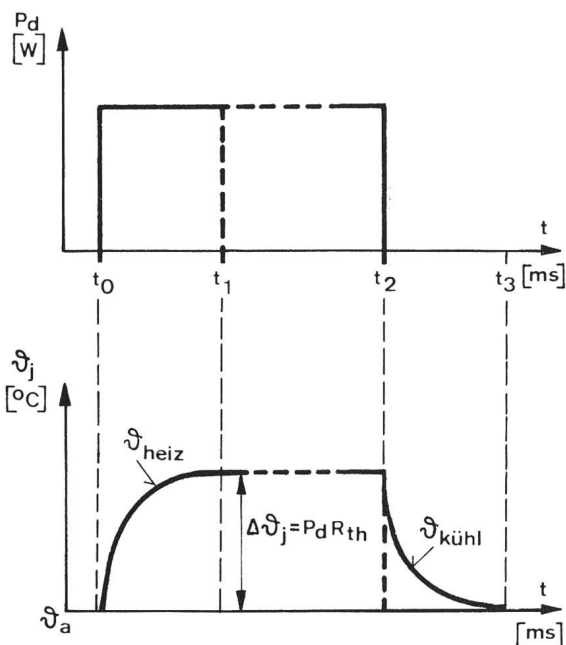


Fig. 8
Erwärmungs- und Abkühlkurve der Transistorsperrschicht bei Gleichstrombelastung

R_{tha}' ist praktisch gleich dem thermischen Aussenwiderstand bei Gleichstrombetrieb R_{tha} , da die äussere Wärmekapazität als unendlich gross angenommen werden kann ($Z_{tha} = R_{tha}$).

Bei Impulsbetrieb nehmen die Wärmekapazitäten einen Teil des Wärmestromes I_{th} auf. Der für die Belastbarkeit massgebende Realteil R_{th}' ist dadurch kleiner als der thermische Widerstand R_{th} bei Gleichstrombetrieb

$$R_{th}' < R_{th}$$

Aus diesen Überlegungen lässt sich folgern, dass die zulässige Verlustleistung bei Impulsbetrieb grösser ist

als bei Gleichstrombetrieb. Der Scheitelwert der Verlustleistung wird gegeben durch die höchstzulässige Sperrschichttemperatur des Halbleiters

$$P_{d \max} = \frac{\theta_{j \max} - \theta_a}{R_{th}'}$$

Wird in einer Sperrschicht elektrische Leistung in Wärme umgewandelt, so steigt die Sperrschichttemperatur mit einer Zuwachsrate, die vom thermischen Netzwerk abhängig ist.

Die Erwärmungskurve $\theta_{heiz} = f(t)$ ist in Figur 8 dargestellt. Nach genügend langer Zeit t_1 wird die Sperrschichttemperatur θ_j stabilisiert sein auf einem Punkt $\Delta\theta = P_d \cdot R_{th}$ über der Umgebungstemperatur θ_a . Wird nach Erreichen der Maximaltemperatur die Leistungszufuhr unterbrochen, wird die Sperrschichttemperatur auf den Wert der Umgebungstemperatur zurückkehren gemäss der Funktion $\theta_{kühl} = f(t)$. Bei der Annahme, dass die äussere Wärmekapazität unendlich ist, sind die Erwärmungs- beziehungsweise Abkühlkurven zueinander konjugiert. Dividiert man den Momentanwert des Temperaturanstieges mit dem Wert der Verlustleistung, so kann die Ordinate von °C in die neue Dimension °C/W konvertiert werden und stellt so den transienten thermischen Widerstand R_{th}' dar (Fig. 9). Den grössten Betrag des transienten thermischen Widerstandes erreicht man nach genügend bemessener Stabilisierzeit t_s und erreicht asymptotisch den Gleichstromwert.

Wird nun eine eng aufeinanderfolgende Anzahl Leistungsimpulse in Wärme umgewandelt, so wird sich die Sperrschicht beim Auftreten des folgenden Impulses nicht auf ihren Anfangswert abgekühlt haben, so dass sich die weiteren Temperaturerhöhungen überlagern. Die Folge davon ist ein stetiger Temperaturanstieg der gemittelten Temperatur, bis das thermische Gleichgewicht erreicht wird, das heisst bis der Temperaturanstieg während der Heizphase gleich dem Temperaturabfall während der Abkühlphase wird. Daraus lässt sich folgern, dass für den beschriebenen Vorgang die Impulsdauer t_p sowie deren Verhältnis zur Taktzeit T_r bestimmend sind (Figur 10).

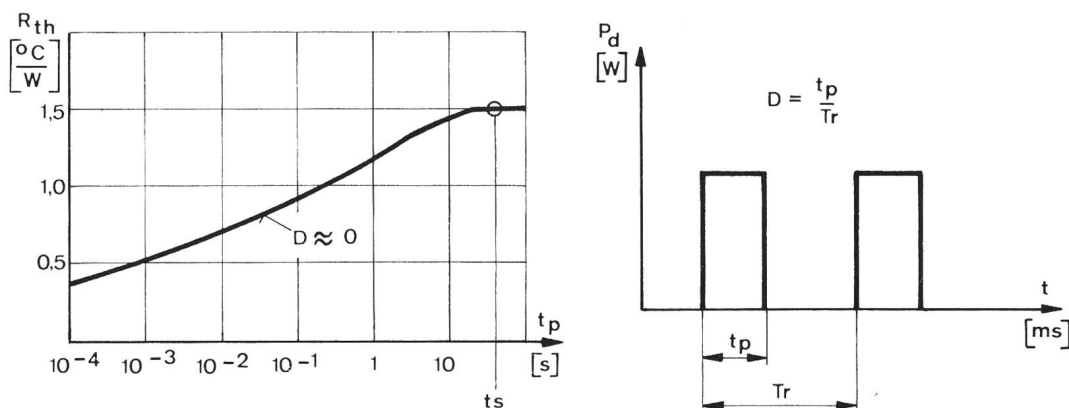


Fig. 9
Transienter thermischer Widerstand R_{th}' in Abhängigkeit der Impulsdauer t_p

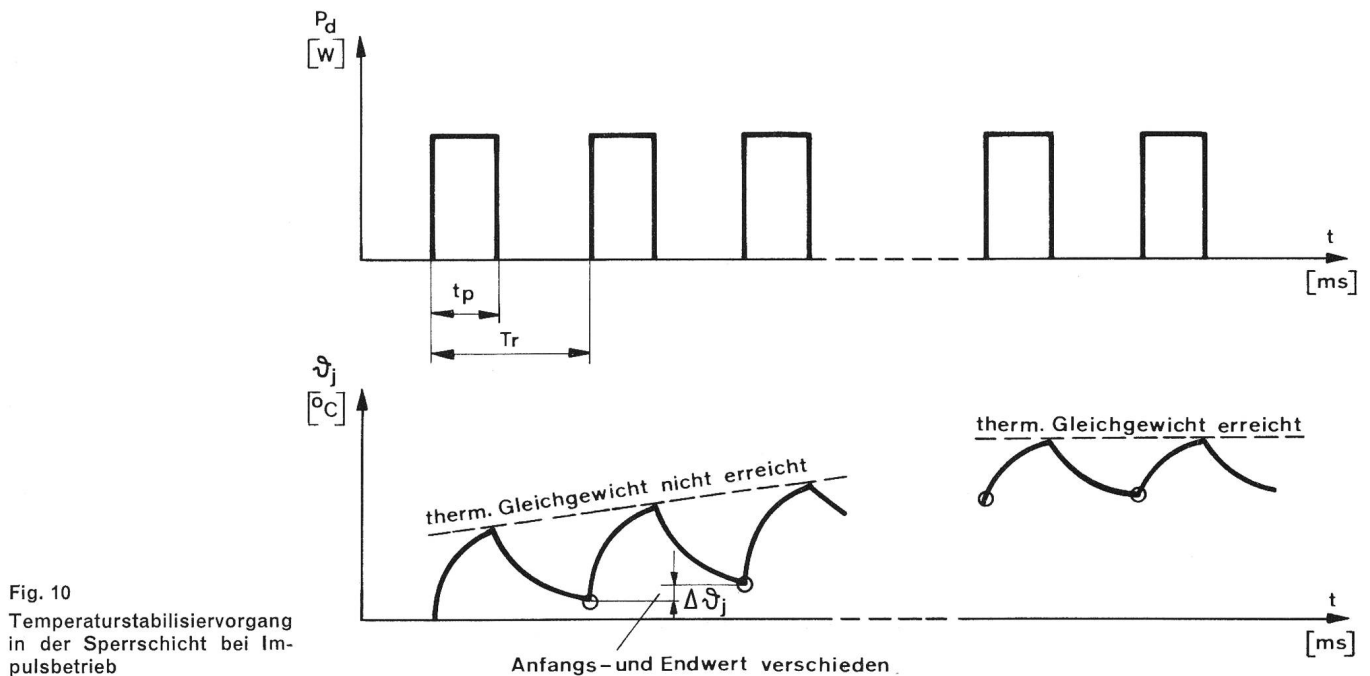


Fig. 10
Temperaturstabilisierungsvorgang
in der Sperrschicht bei Impulsbetrieb

Figur 11 stellt eine gebräuchliche Darstellungsform dar, worin der transiente thermische Widerstand für vier verschiedene Impulsverhältnisse eingezeichnet ist. Die Kurvenschar aller möglichen Impulsverhältnisse bewegt sich zwischen dem Höchstwert bei Gleichstrombetrieb und dem Mindestwert, den man bei der Herleitung des Einzelimpulses gewonnen hat.

3. Das Messprinzip

Im Abschnitt 2.1 wurde die Gleichung zur Bestimmung des thermischen Widerstandes hergeleitet.

$$R_{th}' = \frac{\vartheta_a - \vartheta_j}{P_d}$$

Aus dieser ist ersichtlich, dass zwei verschiedene Arten von Messungen erforderlich sind:

1. Temperaturmessungen zur Bestimmung der Temperaturdifferenz zwischen der Sperrschicht als Wärmequelle und der Umgebungstemperatur als Bezugspunkt.
2. Spannungs- und Strommessung zur Berechnung der Verlustleistung.

3.1 Die Temperaturmessungen

Die Messung der Umgebungstemperatur ϑ_a stellt keine Probleme und erfolgt auf konventionelle Art, zum Beispiel mit Hilfe eines Quecksilberthermometers oder entsprechenden Temperaturmessgerätes.

Zur Messung der Sperrschichttemperatur ϑ_j erscheint ein Eingriff in die Halbleiterkomponente nicht als zweckmässig, da einerseits die Komponente zum Teil zerstört, andererseits durch Einführen einer grossen zusätzlichen Wärmekapazität die Messresultate stark verfälscht würden. Man benötigt daher eine elektrische Grösse im Halbleiterelement, die sich möglichst linear mit der Temperatur

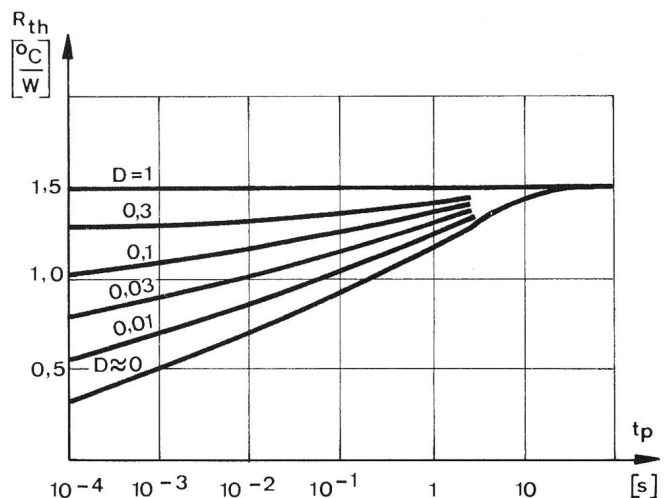


Fig. 11
Transienter thermischer Widerstand R_{th}' in Funktion der Impulsdauer t_p mit verschiedenen Pulsverhältnissen D als Parameter

ändert und über längere Zeit konstant bleibt. Aus der Theorie der Halbleiter sind mehrere solcher temperatur-empfindlichen Parameter bekannt, zum Beispiel:

- Reststrom einer Transistordiode I_{CBO} oder I_{EBO}
- Spannungsabfall einer Diode bei kleinem Durchlassstrom, zum Beispiel U_{BE} bei gesperrter oder offener Kollektor-Basisdiode oder U_{BC}
- Der Stromverstärkungsfaktor β

In dem hier verwendeten Messverfahren bedient man sich der U_{BE} -Methode mit gesperrter Basis-Kollektordiode im Impulsbetrieb. Der temperaturempfindliche Parameter erfüllt folgende Bedingungen:

- Er ist in Funktion der Zeit praktisch konstant
- Der temperaturempfindliche Parameter ist linear über einen weiten Temperaturbereich, vorausgesetzt, dass das Verhältnis des Messstromes (Referenzstrom) zum Leckstrom grösser als 1000 ist. In *Figur 12* ist die an einem npn-Transistor gewonnene Funktion des temperaturempfindlichen Parameters dargestellt: $U_{BE} = f(\vartheta)$. Der Temperaturkoeffizient α_U der Basis-Emitterdiode wird dargestellt durch die Neigung der Geraden und beträgt für Ge- und Si-Halbleiter etwa $-2\text{mV}/^\circ\text{C}$. Ist eine genaue Messung erforderlich, so kann der Temperaturkoeffizient in einer vorgängig aufgenommenen Eichkurve bestimmt werden.

Als erstes wird ein Spannungsabfall U_{BE} über der Basis-Emitterdiode aufgebaut, hervorgerufen durch einen kleinen konstanten Referenzstrom durch die Diode. Der Referenzstrom wird mit Vorteil möglichst klein gewählt, um praktisch keine Erwärmung der Sperrschicht zu erzeugen. Der gemessene Spannungsabfall U_{BE} entspricht dem Zustand der niedrigen Sperrschichttemperatur und kann der Umgebungstemperatur ϑ_a gleichgesetzt werden.

In einer zweiten Phase wird dem Referenzstrom I_{Ref} ein Belastungsstrom I_E überlagert, wobei einerseits die Änderung des Stromes einen grösseren Spannungsabfall über der Basis-Emitter-Diode zur Folge hat und andererseits durch die Erhöhung der Verlustleistung ein entsprechender Temperaturanstieg auftritt. Soll nun der Spannungsabfall über der erwärmten Sperrschicht gemessen werden, muss der Belastungsstrom unterbrochen werden, so dass nur noch der konstante Referenzstrom I_{Ref} fliesst. Der Messwert unmittelbar nach Unterbruch des Belastungsstromes entspricht der erreichten Sperrschichttemperatur im Belastungsfall. *Figur 13* zeigt den typischen Verlauf der Spannung U_{BE} in Funktion der Zeit, die mit Hilfe eines Kathodenstrahloszillographen aufgezeichnet wird. Deutlich ist nach dem Laststromunterbruch der Anfang des Abkühlvorganges sichtbar. Die Differenz des Spannungsabfalles ΔU zwischen der ersten Messung (nur Referenzstrom) und der zweiten Messung (Referenzstrom nach Abschalten des

Belastungsstromes) entspricht – nach Berücksichtigung der Beziehung des temperaturempfindlichen Parameters – der Temperaturdifferenz des kalten und des warmen Zustandes der Sperrschicht.

$$\Delta\vartheta = \vartheta_a - \vartheta_j$$

Wird nun die Impulsfolge so gewählt, dass nur sehr kurze Unterbrüche von zum Beispiel 0,5% der Taktzeit T_r entstehen, erzielt man dadurch praktisch die gleichen Bedingungen wie bei Gleichstrombetrieb. Mit Hilfe dieser Rechteckimpuls-Methode ist es möglich mit beliebiger Taktzeit und Impulsdauer Sperrschichttemperaturen zu bestimmen. Häufig wird jedoch der Fall eintreten, dass der transiente thermische Widerstand bei beliebiger Impulsform zu bestimmen sein wird, zum Beispiel bei Sinusform, Sägezahnform usw. Bei der Ansteuerung nichtrechteckförmiger Impulse bedient man sich einer Methode, bei der komplexe Impulsformen mit Approximationen in Rechteckimpulse umgewandelt werden. Diese Messmethode wird im Abschnitt 6.1 behandelt.

Eine wesentliche Bedingung, die an diese Messmethode gestellt ist, bildet die Forderung der schnellen Schaltzeiten bei verhältnismässig hohen Schaltleistungen. Soll zum Beispiel eine Impulsspitze von 20 W während einiger μs einen HF-Transistor aussteuern und nimmt die thermische Zeitkonstante dieses Transistors ebenfalls einen Wert von einigen μs an, so wäre es wünschenswert, die geforderte Leistung innerhalb einiger Dutzend ns zu schalten. Ferner bietet oft das genaue Bestimmen des Messwertes unmittelbar nach Unterbruch des Belastungsstromes Schwierigkeiten. Manchmal scheint es nicht möglich zu sein,

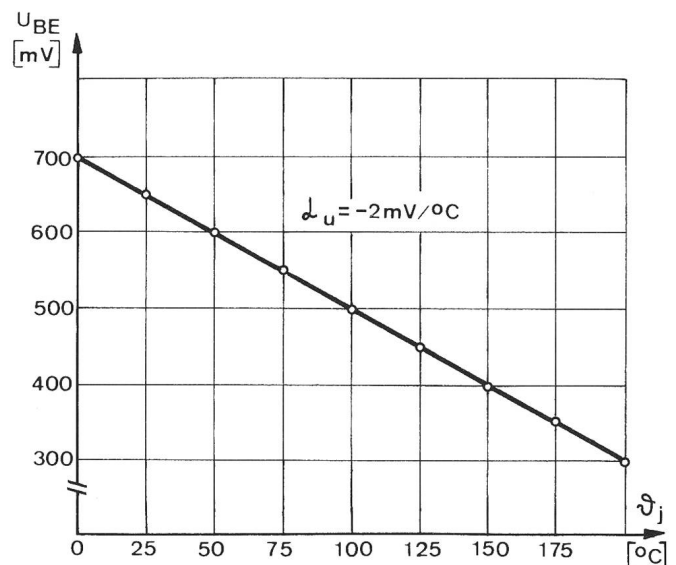


Fig. 12
Negativer Temperaturkoeffizient α_U der Basis-Emitter-Spannung U_{BE}

zwischen einem Einschwingvorgang und dem Ursprung der Abkühlkurve zu unterscheiden.

Um diese Schwierigkeit zu umgehen, bedient man sich einer etwas modifizierten Messmethode, die im Abschnitt 6.2 beschrieben wird.

3.2 Die Bestimmung der Verlustleistung

Aus Figur 14 ist ersichtlich, dass sich die gesamte Verlustleistung in einem Transistor ergibt nach

$$P_d = U_{CE} \cdot I_E - U_{CB} \cdot I_B$$

Zur genauen Bestimmung der Verlustleistung sind also vier getrennte Messungen erforderlich. Kann eine bestimmte Einbusse der Genauigkeit in Kauf genommen werden, ist eine Vereinfachung auf die Formel

$$P_d \approx U_{CB} \cdot I_E$$

möglich, vorausgesetzt, dass $U_{CB} \cdot I_B$ gegen $U_{CE} \cdot I_E$ als klein angesehen werden kann und $U_{CB} \gg U_{BE}$ ist. Diese Vereinfachung bietet den Vorteil, dass sich die Verlustleistung für Übersichtsrechnungen aus nur zwei Instrumentenablesungen ergibt.

Für einen typischen Stromverstärkungsfaktor β von 100 ergibt sich mit dieser Vereinfachung ein Fehler von etwa 1%; bei einem Leistungstransistor mit einem β von 20 würde ein Fehler von ungefähr 5% entstehen.

4. Die Entwicklung des Messgerätes

Für die Entwicklung eines Messinstrumentes zur Bestimmung thermischer Impedanzen lassen sich aus der Theorie folgende wichtige Gesichtspunkte aufzählen, die beim Erstellen des Pflichtenheftes berücksichtigt werden mussten:

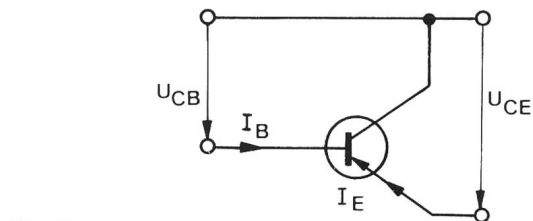


Fig. 14
Transistor mit Strom- und Spannungsrichtungen

- Thermische Impedanzen sind an einzelnen Halbleiterkomponenten sowie an Halbleiteranordnungen zu messen.
- Messungen sollen an Si- sowie Ge-Transistoren und -Dioden möglich sein.
- Mit dem Gerät sollen npn- und pnp-Komponenten gemessen werden können.
- Taktfrequenzen von 0 Hz (Gleichstrom) bis etwa 1 MHz sollen verarbeitet werden können.
- Eine Dauerimpulsleistung von 60 W wird als obere Grenze festgelegt.
- Kurze Anstiegs- und Abfallzeiten bei verhältnismässig hoher Schaltleistung.
- Gute Messgenauigkeit.

Aus praktischen Überlegungen reihen sich weitere Forderungen an:

- Gute Betriebssicherheit, geringe Störanfälligkeit.
- Einfache Messung des Leistungsimpulses und der Temperatur.
- Bedienungskomfort.
- Schutz des Gerätes bei möglicher Fehlhandhabung.

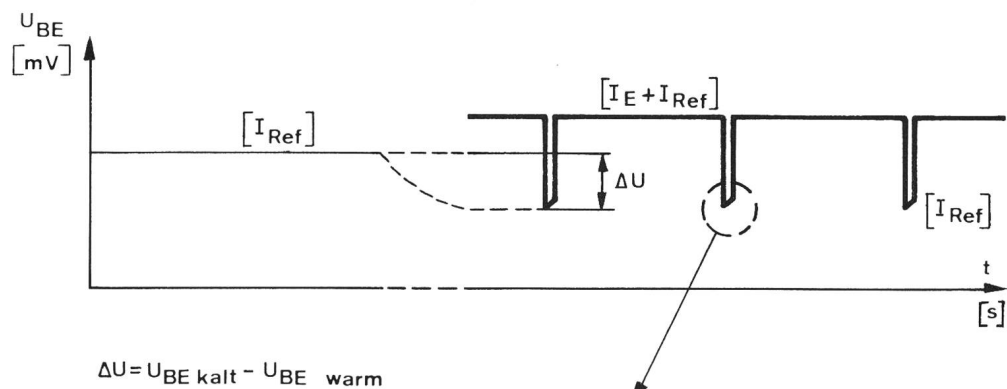
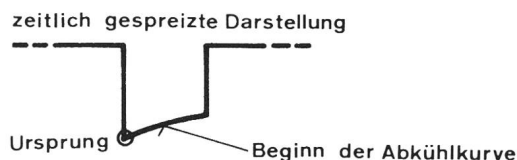


Fig. 13
Typische Impulsdarstellung auf dem Kathodenstrahloszilloskop



Figur 15 zeigt das entwickelte Messinstrument, das zur Hauptsache aus drei Grundelementen besteht: der Speiseeinheit, dem Schaltverstärker und der Temperaturmessschaltung.

4.1 Technische Daten

Eingang:

- Spannung 220 V 50 Hz
- Leistungsaufnahme 180 VA bei Vollast

Impulsgeneratoransteuerung:

- Spannung 4...5 V positive Rechteckimpulse
- Leistung $\geq 0,5$ W
- Taktfrequenzen DC...1 MHz
- Minimale Impulsdauer 300 ns

Ausgang:

- Maximale Belastung des Prüflings ~ 60 W
- Kollektor-Basis-Spannung 5 V; 10 V; 20 V; 30 V $\pm 1\%$; in Stufen
- Kollektor-Strombegrenzung bei $I_{CB} > 2,3$ A
- Emitter-Strom 10 mA; 20 mA; 50 mA; 100 mA; 0,2 A; 0,5 A; 1 A; 2 A $\pm 1\%$ in Stufen
Zwischenwerte kontinuierlich einstellbar.
- Schaltzeiten

Bereich 10...100 mA	$t_{on} < 80$ ns
	$t_{off} < 80$ ns
Bereich 0,1...2 A	$t_{on} < 250$ ns
	$t_{off} < 250$ ns

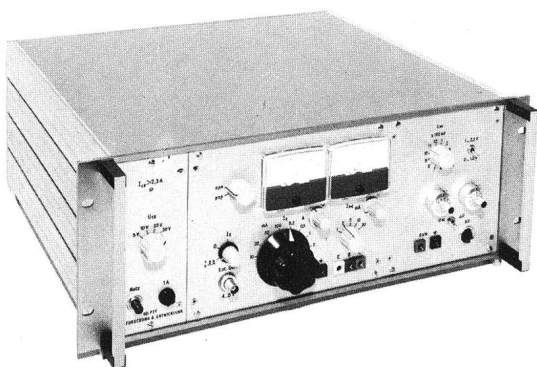


Fig. 15
Entwickeltes Messinstrument

- Referenzstrom 1 mA; 2 mA; 5 mA; 10 mA; 20 mA $\pm 1\%$; in Stufen, Zwischenwerte kontinuierlich einstellbar.

Nullabgleich und Impulsüberwachung:

- Kathodenstrahloszillograph mit Differentialeingang
 $R_i \geq 1$ M Ω

Abmessungen:

- Höhe 192 mm
- Breite 485 mm
- Tiefe 480 mm

Zubehör:

«Unendlich»-Kühlkörper mit Wasserkühlvorrichtung

Daten der Wasserpumpe:

- Spannung 220 V, 50 Hz
- Leistung 44 VA
- Maximale Literleistung 12 l/Minute

4.2 Die Messanordnung

Figur 16 zeigt eine Messanordnung, wie sie benötigt wird bei der Bestimmung des transienten thermischen Widerstandes an einem Leistungstransistor.

Extern angeschlossen wird ein Impulsgenerator zur Ansteuerung des Schaltverstärkers. Rechts dient ein Kathodenstrahloszillograph dem Nullabgleich der Temperaturmessspannung sowie der Aufzeichnung der Impulsformen und Impulszeiten. Zur übersichtlicheren Darstellung der Messspannung ist ein zusätzliches Röhrenvoltmeter angeschlossen. Im Vordergrund ist der Prüfling – montiert auf einem «unendlichen Kühlkörper» – sichtbar, verbunden mit dem nötigen Kühlwasseraggregat zur Ableitung der Wärmeenergie.

4.3 Die Messschaltungen

Aus Figur 17 ist ersichtlich, wie die einzelnen Schaltungseinheiten untereinander verbunden sind.

4.3.1 Die Speiseeinheiten

Die Stromversorgung des Messinstrumentes geschieht durch vier einzelne Quellen von je 30 V; zwei davon sind für grössere Leistungen von je 60 W bemessen.

- Die stabilisierte Spannungsquelle HB-30 V liefert die Leistung, die am Prüfling zwischen Kollektor und Basis umgesetzt wird. Die Spannung U_{CB} kann in vier fest eingestellten Stufen gewählt werden. Zusätzlich weist diese Quelle eine elektronische Überstromsicherung auf, für den Fall, dass durch Fehlbe-

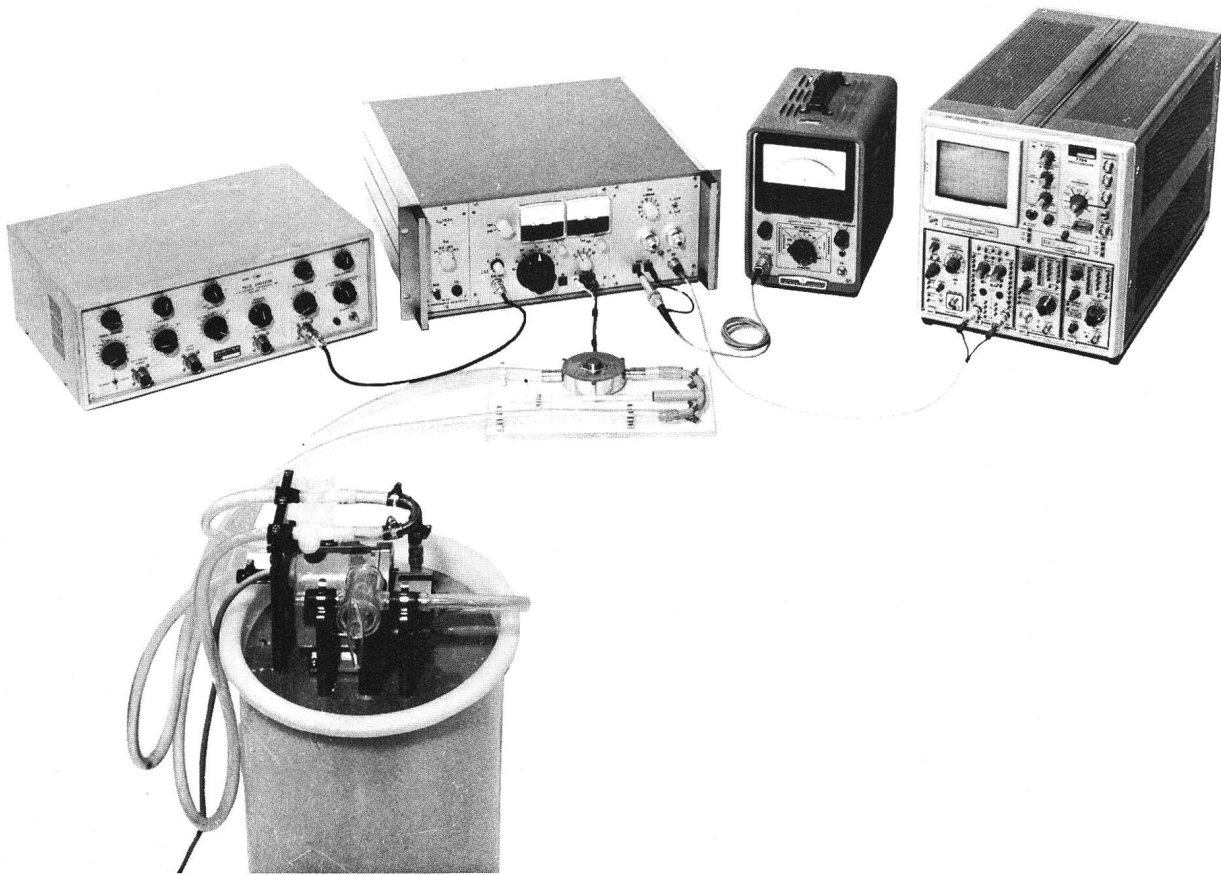


Fig. 16
Messanordnung zur Bestimmung thermischer Widerstände an Halbleiteranordnungen

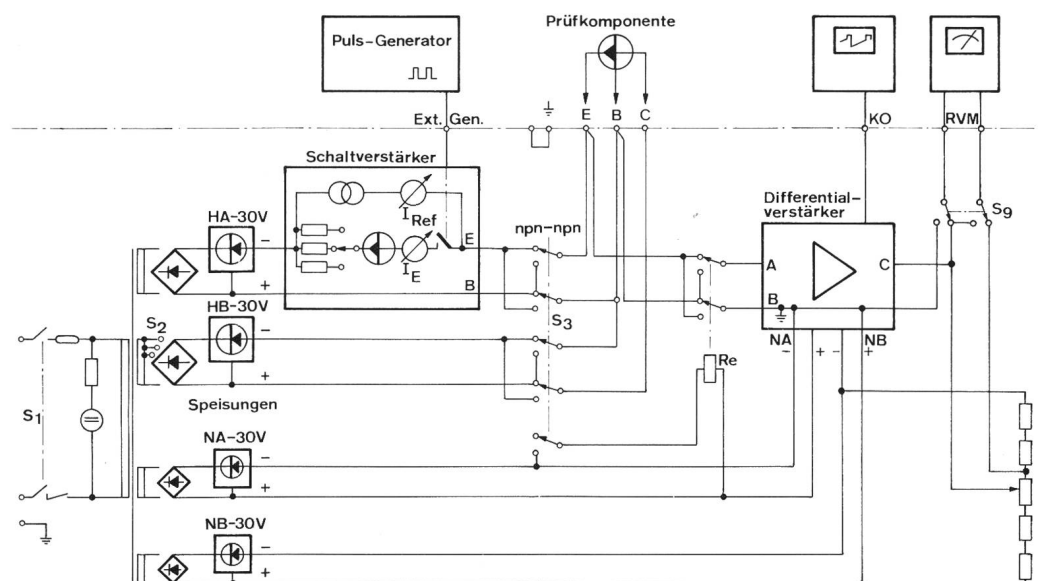


Fig. 17
Verbindungsschema

dienung oder inneren Kurzschluss in der zu prüfenden Komponente unzulässig grosse Ströme möglich wären. Der Strom wird bei 2,3 A begrenzt, was durch eine GaAs-Leuchtdiode zur Anzeige gebracht wird.

- Die zweite stabilisierte Spannungsquelle HA-30 V dient zur Speisung und Ansteuerung des Schaltverstärkers und der Emitter-Basis-Diode des Prüflings.

Bei der Konstruktion wurde darauf geachtet, die wärme-spendenden Leistungstransistoren ausserhalb des Gehäuses zu montieren, um die Schwankungen zwischen Geräte-
innentemperatur und Umgebungstemperatur möglichst klein zu halten.

- Die beiden Quellen geringer Leistung NA-30 V und NB-30 V speisen die Temperaturmessschaltung.

4.3.2 Der Schaltverstärker

Ein konstanter Referenzstrom I_{Ref} wird mit einem Potentiometer, einem Schalter und einem Instrument eingestellt. Dieser Referenzstrom durchfliesst die Emitter-Basis-Diode des Prüflings und erzeugt den zu messenden Spannungsabfall U_{BE} . Durch einen extern zugeschalteten Impulsgenerator wird der gewünschte Rechteckimpuls über zwei GaAs-Diodenkoppler eingespiessen. Diese optischen Koppler ermöglichen eine vollständige galvanische Trennung zwischen Generator und Messgerät.

Über einen zweistufigen Verstärker steuert das Rechtecksignal ein Netzwerk von Schalttransistoren und Dioden an, wobei im Takt der Impulse der Emitter-Basis-Strompfad der Prüfkomponente geöffnet wird. Der Emitterstrom I_E kann in weiten Grenzen mit Hilfe eines Potentiometers und eines Schalters verändert werden. Durch eine geeignete Schaltungsmassnahme lässt sich der Scheitelwert dieses Stromimpulses bequem mit einem einfachen Gleichstrom-Drehpulinstrument messen.

4.3.3 Die Temperaturmessschaltung

Der zu messende Spannungsabfall über der Basis-Emitter-Diode U_{BE} wird auf den Eingang eines temperaturstabilen Differentialverstärkers gegeben. Das Ausgangssignal des Verstärkers ist durch zwei antiparallel geschaltete Dioden auf ungefähr ± 500 mV begrenzt und gelangt auf einem Kathodenstrahloszillographen zur Anzeige. An den zweiten Eingang des Verstärkers kann wahlweise eine bekannte Spannung geschaltet werden, die im Betrag der Messspannung U_{BE} am ersten Eingang gleich gemacht wird. Der Kathodenstrahloszillograph dient dabei dem Nullabgleich. Die an den zweiten Verstärkereingang gegebene Spannung kann in geeichten Spannungsstufen zu 100 mV eingestellt werden. Zwischenwerte werden mit einem

kalibrierten Potentiometer abgeglichen. Ein extern zugeschaltetes Gleichspannungs-Röhrenvoltmeter ermöglicht eine übersichtliche zusätzliche Überwachung.

5. Beispiele

Aufgabe 1. Ein npn-Silizium-Planar-Transistor BSX 59 soll Rechteckimpulse gemäss *Figur 18* mit der maximal zulässigen Leistung, jedoch mindestens 1,75 W, schalten. $U_{CE} = 20$ V. Die Gerätetemperatur beträgt im Maximum 45 °C bei ruhender Luft.

- Es ist anhand der publizierten Datenblätter die Wärmeableitung zu berechnen.
- Durch eine Messung der thermischen Impedanz soll der daraus resultierende Leistungsgewinn ermittelt werden.

Lösung 1a. Dem Datenblatt kann der thermische Widerstand nur für Gleichstrombetrieb entnommen werden:

$$\begin{aligned} R_{th\ j-a} &= 220\ ^\circ\text{C}/\text{W} & \vartheta_{j\ max} &= 200\ ^\circ\text{C} \\ R_{th\ j-c} &= 43\ ^\circ\text{C}/\text{W} & I_{c\ max} &= 1\ \text{A} \end{aligned}$$

Temperaturgefälle:

$$\Delta\vartheta = \vartheta_{j\ max} - \vartheta_{a\ max} = (200 - 45)\ ^\circ\text{C} = 155\ ^\circ\text{C}$$

Verlangt wird:

$$R_{th\ j-a}^* = \frac{\Delta\vartheta}{P_d} = \frac{155\ ^\circ\text{C}}{1,75\ \text{W}} = 88,5\ \frac{^\circ\text{C}}{\text{W}}$$

Transistor mit Kühlkörper:

$$R_{th\ c-a}^* = R_{th\ j-a}^* - R_{th\ j-c} = (88,5 - 43)\ \frac{^\circ\text{C}}{\text{W}} = 45,5\ \frac{^\circ\text{C}}{\text{W}}$$

$$R_{th\ c-a} = R_{th\ j-a} - R_{th\ j-c} = (220 - 43)\ \frac{^\circ\text{C}}{\text{W}} = 177\ \frac{^\circ\text{C}}{\text{W}}$$

Nur Kühlkörper:

$$R_{th\ hs} = \frac{R_{th\ c-a} \cdot R_{th\ j-a}^*}{R_{th\ c-a} - R_{th\ j-a}^*} = \frac{177 \cdot 45,5}{177 - 45,5} = 61,2\ \frac{^\circ\text{C}}{\text{W}}$$

Die Rechnung zeigt, dass beim Einsetzen der Gleichstromwerte aus dem Datenblatt ein Kühlstern mit einem thermischen Widerstand von 60 °C/W erforderlich wäre (Figur 19).

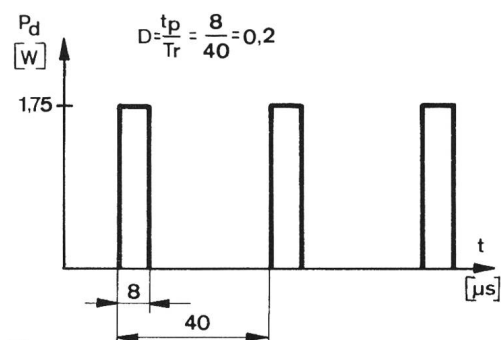


Fig. 18
Impulsverhältnisse Aufgabe 1

Lösung 1b. Als erster Schritt wird eine Eichkurve des temperaturempfindlichen Parameters erstellt

$$U_{BE} = f(\vartheta)$$

- In einer temperaturstabilisierten Umgebung (z. B. Wärmeschrank) wird der Spannungsabfall über der Basis-Emitter-Diode bei konstantem Referenzstrom gemessen.

Der Temperaturkoeffizient der Spannung U_{BE} beträgt:

$$\alpha_U = \frac{\Delta U}{\Delta \vartheta} = \frac{(618 - 418) \text{ mV}}{(20 - 120) ^\circ\text{C}} = - \frac{2 \text{ mV}}{^\circ\text{C}}$$

Der Referenzstrom I_{Ref} wird zu 2 mA gewählt.

Eine maximale Impulsleistung $P_{d \max} = 1,75 \text{ W}$ wird verlangt und berechnet sich:

$$P_{d \max} = U_{CE} \cdot I_E - U_{CB} \cdot I_B = 1,75 \text{ W}$$

$$U_{CE} = U_{CB} + U_{BE} = 20,6 \text{ V}$$

Eine Messung der Stromverstärkung bei $U_{CE} = 10 \text{ V}$, $I_C = 80 \text{ mA}$ liefert den Wert $h_{FE} = 124$. Damit lässt sich berechnen:

$$I_{E \max} = \frac{P_{d \max} + U_{CB} \cdot I_B}{U_{CE}} = \frac{1,75 + 20 \cdot 0,00065}{20,6} = 0,086 \text{ A}$$

Dieser Wert bildet den höchstzulässigen Emitterstrom im Gleichstrombetrieb, wenn die Prüfkompente mit einem zusätzlichen Kühlstern versehen ist.

Es interessieren nun aber die Werte im Impulsbetrieb. Dazu wird die Prüfkompente in einem zweiten Schritt den verlangten Bedingungen unterworfen unter Verwendung der entwickelten Messapparatur.

Messungen:

$$\begin{aligned} \vartheta_a &= 23 ^\circ\text{C} \\ U_{BE \ 23^\circ\text{C}} &= 612 \text{ mV} \\ \Delta U &= -82,6 \text{ mV} \end{aligned}$$

Bemerkung: Die Messung der Spannung U_{BE} erfolgt $0,6 \mu\text{s}$ nach Beendigung des Impulses, da transiente Schwingungen die eindeutige Identifikation des Ursprunges erschweren.

Die gemessene Sperrschichttemperatur beträgt im Impulsbetrieb

$$\Delta \vartheta_j = \frac{\Delta U}{\alpha_U} = \frac{-82,6 \text{ mV}}{-2 \text{ mV}/^\circ\text{C}} = 41,3 ^\circ\text{C}$$

$$\vartheta_j = \vartheta_a + \Delta \vartheta_j = (23 + 41,3) ^\circ\text{C} = 64,3 ^\circ\text{C}$$

Der transiente thermische Widerstand unter dieser Impulsart ergibt sich:

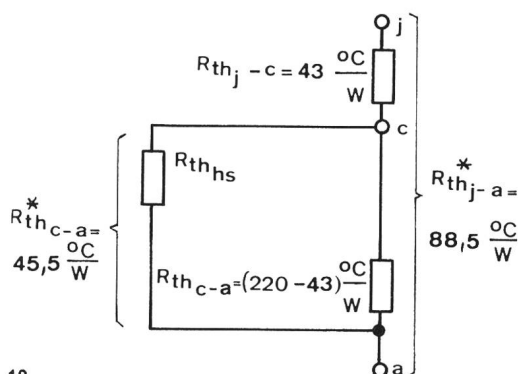


Fig. 19

Thermisches Ersatzschaltbild Aufgabe 1

$$R_{th \ j-a}' = \frac{\Delta \vartheta_j}{P_d} = \frac{41,3 ^\circ\text{C}}{1,75 \text{ W}} = 23,6 \frac{^\circ\text{C}}{\text{W}}$$

(Im Gegensatz zu $88,5 \frac{^\circ\text{C}}{\text{W}}$ im Gleichstrombetrieb).

Unter der Annahme, dass bis an die Temperaturgrenze heran gearbeitet werden soll, kann der Belastungsstrom erhöht werden bis

$$\Delta U = (\vartheta_{j \max} - \vartheta_a) \cdot \alpha_U = (200 - 45) ^\circ\text{C} \cdot \frac{-2 \text{ mV}}{^\circ\text{C}} = -310 \text{ mV}$$

beträgt.

Messungen:

$$I_E = 0,37 \text{ A}$$

$$P_d = U_{CE} \cdot I_E - U_{CB} \cdot I_B = 20,3 \cdot 0,37 - 20 \cdot 0,004 = 7,44 \text{ W}$$

$$R_{th \ j-a}' = \frac{\Delta \vartheta_j}{P_d} = \frac{155 ^\circ\text{C}}{7,44 \text{ W}} = 20,8 \frac{^\circ\text{C}}{\text{W}}$$

Die Differenz zur vorangegangenen Messung von $23,6 ^\circ\text{C}$ erklärt sich damit, dass der Transistor im zweiten Fall mit einer wesentlich höheren Gehäusetemperatur betrieben wird, was bewirkt, dass durch die natürliche Luftkonvektion die Abkühlung grösser oder $R_{th \ j-a}'$ im zweiten Fall etwas geringer wird.

Das Beispiel zeigt, dass dank der Messung des transienten thermischen Widerstandes ein Leistungsgewinn um den Faktor 4,2 möglich ist.

Bei der Messung des transienten thermischen Widerstandes müsste im vorliegenden Beispiel mit einem maximalen Fehler von 5% gerechnet werden.

Aufgabe 2. Ein Silizium Leistungstransistor 2 N 3055 wird in einem Gerät auf ein Blech von $160 \times 90 \times 2 \text{ mm}$ isoliert montiert. Maximal auftretende Gerätetemperatur $35 ^\circ\text{C}$. Die Kollektor-Emitterspannung beträgt 30 V.

- Es ist der thermische Widerstand dieser Montageart zu bestimmen im Gleichstrombetrieb unter Ausnutzung der maximal zulässigen Kristalltemperatur.
- Der thermische Innenwiderstand soll gemessen werden.

Lösung 2a. Dem Datenblatt entnimmt man folgende Angaben:

$$R_{th \ j-mb} = 1,5 \frac{^\circ\text{C}}{\text{W}} \quad \vartheta_{j \max} = 200 ^\circ\text{C}$$

$$\text{Isolierscheibe: } R_{th \ mb-hs} = 0,75 \frac{^\circ\text{C}}{\text{W}} \quad I_{c \max} = 15 \text{ A}$$

$$P_{d \max} = 115 \text{ W} \quad (\vartheta_{mb} = 25 ^\circ\text{C})$$

Es wurde vorgängig der Stromverstärkerfaktor gemessen:

$$h_{FE} = 104 \quad \text{bei } U_{CE} = 30 \text{ V}, I_C = 1 \text{ A}$$

Die Eichkurve $U_{BE} = f(\vartheta)$ ergab einen Temperaturkoeffizienten von

$$\alpha_U = -1,98 \frac{\text{mV}}{^\circ\text{C}}$$

Der Referenzstrom I_{Ref} wird zu 10 mA gewählt.

Bestimmung der maximalen Temperatur- beziehungsweise Spannungs-differenz ΔU :

Messung:

$$U_{BE \ 23^\circ\text{C}} = 518 \text{ mV} \quad \vartheta_a = 23 ^\circ\text{C}$$

$$\Delta \vartheta = (200 - 23) ^\circ\text{C} = 177 ^\circ\text{C}$$

$$\Delta U = \Delta \vartheta \cdot \alpha_U = 177 ^\circ\text{C} \cdot (-1,98) \frac{\text{mV}}{^\circ\text{C}} = -350 \text{ mV}$$

Zur Messung des Spannungsabfalls U_{BE} werden Impulsverhältnis und Taktzeit so gewählt, dass mit einem kleinen Fehler von 0,5% praktisch ein Gleichstrombetrieb vorliegt (Fig. 20).

$$D = \frac{t_p}{T_r} = \frac{3,992 \text{ ms}}{4 \text{ ms}} = \frac{199}{200} \approx 1 - 0,005$$

Vorsichtig wird der Emitterstrom I_E auf den Höchstwert erhöht, bei ständiger Überwachung von U_{BE} , bis der berechnete Absolutwert von

$$U_{BE} = U_{BE \text{ } 25^\circ\text{C}} - \Delta U = (518 - 350) \text{ mV} \text{ erreicht ist.}$$

Nach ungefähr 30 min kann die thermische Stabilisierung praktisch als abgeschlossen betrachtet werden und der Strom gemessen werden.

$$I_E = 0,73 \text{ A}$$

$$U_{CB} = 30 \text{ V}$$

$$U_{BE \text{ I Ref}} = 168 \text{ mV}$$

$$U_{BE \text{ I E}} = 450 \text{ mV}$$

$$U_{CE} = U_{CB} + U_{BE} \approx (30 + 0,45) \text{ V} = 30,45 \text{ V}$$

$$I_B \approx \frac{I_E}{h_{FE}} = \frac{0,73 \text{ A}}{104} = 7 \text{ mA}$$

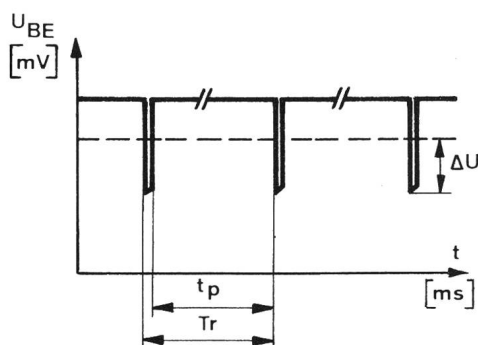
$$P_d = U_{CE} \cdot I_E - U_{CB} \cdot I_B = 30,45 \cdot 0,37 - 30 \cdot 0,007 = 22,0 \text{ W}$$

$$R_{th \text{ j-a}} = \frac{\Delta \vartheta}{P_d} = \frac{177^\circ\text{C}}{22 \text{ W}} = 8,05 \frac{^\circ\text{C}}{\text{W}}$$

Maximale Verlustleistung bei vorliegender Montageart und 35°C Gerätetemperatur

$$P_d = \frac{\vartheta_j - \vartheta_a}{R_{th \text{ j-a}}} = \frac{(200 - 35)^\circ\text{C}}{8,05^\circ\text{C/W}} = 20,5 \text{ W}$$

Lösung 2b. Die Prüfkompente wird auf einen wassergekühlten «unendlichen Kühlkörper» montiert (mit Silicon-Wärmeleitpaste, ohne Glimmer-Isolierfolie) und auf der Temperatur ϑ_a von $(23 \pm 0,5)^\circ\text{C}$ konstant gehalten. Während einer Pulsdauer von ungefähr 30 s wird die Komponente mit voller Leistung belastet und werden die interessierenden Werte gemessen.



zeitlich gespreizte Darstellung

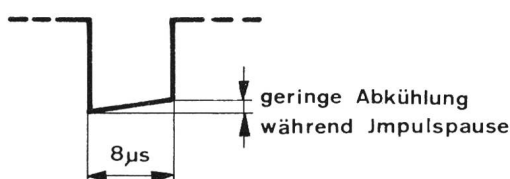


Fig. 20
Impulsverhältnisse Aufgabe 2

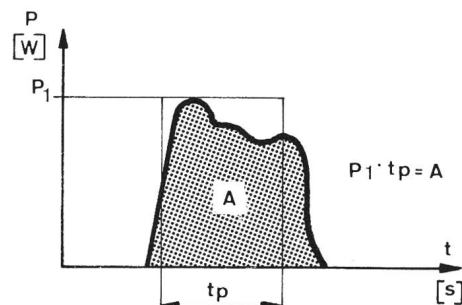


Fig. 21

Transformation eines Impulses beliebiger Form in einen flächengleichen Rechteckimpuls

Messungen: $I_E = 2 \text{ A}$

$$U_{CB} = 30 \text{ V}$$

$$U_{BE \text{ I Ref}} = 518 \text{ mV } (23^\circ\text{C})$$

$$U_{BE \text{ I Ref}} = 368 \text{ mV } (\vartheta_{warm})$$

$$U_{BE \text{ I E}} = 730 \text{ mV}$$

$$U_{CE} = U_{CB} + U_{BE} = (30 + 0,73) \text{ V} = 30,73 \text{ V}$$

$$I_B \approx \frac{I_E}{h_{FE}} = \frac{2 \text{ A}}{104} \approx 20 \text{ mA}$$

$$P_d = U_{CE} \cdot I_E - U_{CB} \cdot I_B = 30,73 \cdot 2 - 30 \cdot 0,02 = 60,86 \text{ W}$$

$$\Delta U = (368 - 518) \text{ mV} = -150 \text{ mV}$$

$$\Delta \vartheta = \frac{\Delta U}{\alpha_u} = \frac{-150 \text{ mV}}{-1,98 \text{ mV/}^\circ\text{C}} = 75,8^\circ\text{C}$$

thermischer Innenwiderstand:

$$R_{th \text{ j-mb}} = \frac{\Delta \vartheta}{P_d} = \frac{75,8^\circ\text{C}}{60,86 \text{ W}} = 1,25 \frac{^\circ\text{C}}{\text{W}}$$

Bemerkungen: Die beschriebene Messung wurde auch durchgeführt mit zwei modifizierten Montagearten:

a) ohne Silicon-Wärmeleitpaste $R_{th \text{ j-mb}} = 1,88 \frac{^\circ\text{C}}{\text{W}}$

b) ohne Silicon-Wärmeleitpaste, mit Glimmer-Isolierfolie: $R_{th \text{ j-mb}} = 2,67 \frac{^\circ\text{C}}{\text{W}}$

- Aus diesen Messungen wird ersichtlich, dass der existente Luftspalt zwischen Transistor-Gehäuseboden und Kühlvorrichtung eine Erhöhung des thermischen Widerstandes von ungefähr 50% zur Folge hat!

- Der thermische Widerstand einer Glimmer-Isolierfolie ohne Paste ergibt sich zu:

$$R_{thG} = (2,67 - 1,25) \frac{^\circ\text{C}}{\text{W}} = 1,42 \frac{^\circ\text{C}}{\text{W}}$$

6. Spezielle Anwendungen

6.1 Behandlung nicht rechteckförmiger Impulse

Für eine Anzahl praktischer Anwendungen wird der Fall eintreten, dass nicht reine Rechteckimpulse verarbeitet werden müssen. Es scheint daher zweckmässig, eine Methode zu entwickeln, mit deren Hilfe eine Approximation möglich ist. Dabei geht man von der Überlegung aus, dass eine beliebige Impulsform in eine beliebige Anzahl Recht-

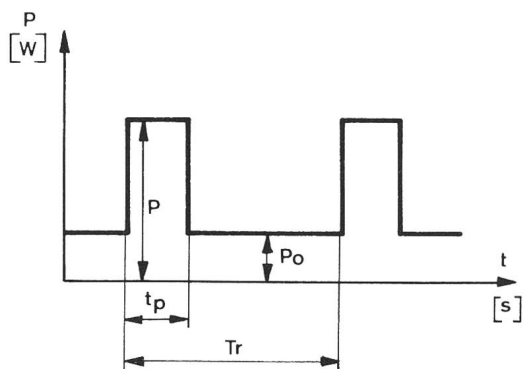


Fig. 22
Überlagerung eines Rechteckimpulses mit einer Gleichstromkomponente

eckimpulse zerlegt wird und die zu bestimmenden Grössen durch Superposition ermittelt werden. Bei der Transformation beliebiger Impulse in Rechteckimpulse muss darauf geachtet werden, dass beide Scheitelwerte gleich gross werden, wobei die Impulsbreite so variiert wird, dass das Energieäquivalent erhalten bleibt (Figur 21).

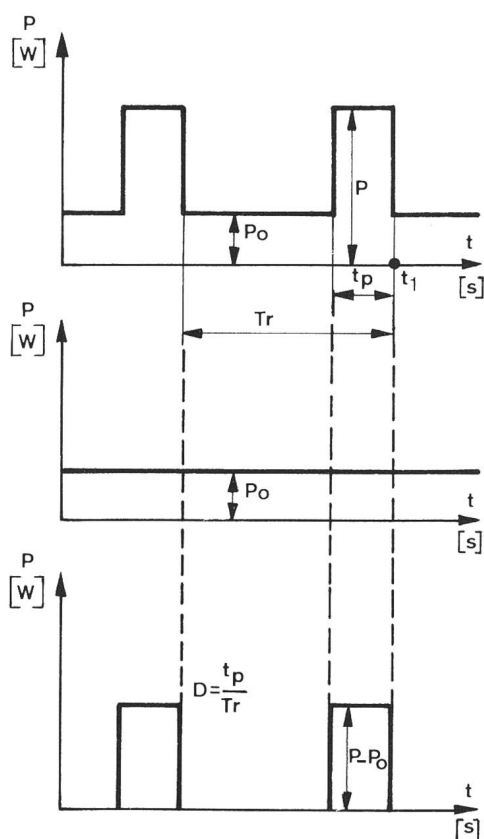


Fig. 23
Zerlegung des Impulses von Figur 22 in Teilimpulse

6.1.1 Impulsförmige Belastung bei gleichzeitig vorhandener Gleichstrombelastung

Der zeitliche Verlauf der Leistungsimpulse ist in Figur 22 dargestellt; zur Bestimmung der maximalen Sperrschichttemperatur, die am Ende des Impulses auftritt, wird eine Verschiebung der Periode T_r nötig, so dass diese im Zeitpunkt t_1 endet. Die Zerlegung des Impulses in einen Gleichstromanteil und einen Rechteckimpuls ist aus Figur 23 ersichtlich.

Die Berechnung der maximalen Sperrschichttemperatur ergibt sich aus der Überlagerung der Einzelwerte

$$\vartheta_{j\max} = \vartheta_a + P_o \cdot R_{th} + (P - P_o) R_{th}'$$

ϑ_a = Umgebungstemperatur

P_o = Gleichstromanteil der Verlustleistung

R_{th} = thermischer Widerstand bei Gleichstrom

P = Scheitelwert der Impulsleistung

R_{th}' = Realteil des transienten thermischen Widerstandes beim Tastverhältnis

$$D = \frac{t_p}{T_r}$$

Den maximal zulässigen Scheitelwert der Impulsleistung erhält man aus obiger Gleichung

$$P_{\max} = \frac{1}{R_{th}'} \left[\vartheta_{j\max} - \vartheta_a - P_o (R_{th} - R_{th}') \right]$$

6.1.2 Impulse beliebiger Kurvenform

Ein Impuls beliebiger Kurvenform ist in Figur 24 dargestellt. In einem ersten Schritt wird dieser Impuls mit Rechteckformen approximiert. Aus dem erhaltenen Bild ist erkenntlich, dass zwei Leistungsmaxima auftreten, die getrennt voneinander analysiert werden müssen, um zu bestimmen, wo die effektiv grösste Temperaturspitze vorhanden ist (Fig. 25).

Für die Analysen im Zeitpunkt t_1 und t_2 gilt:

$$\hat{\vartheta}_{j1} = \vartheta_a + P \cdot R_{th} + (P_b - P) R_{th1}' - P_b R_{th2}' + P_a R_{th3}'$$

$$\hat{\vartheta}_{j2} = \vartheta_a + P_a \cdot R_{th4}' - (P_a - P) R_{th5}' + (P_b - P) R_{th6}'$$

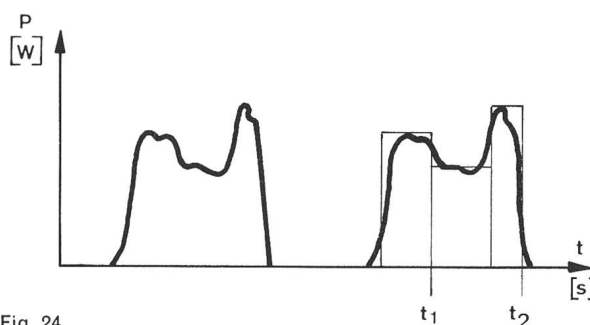


Fig. 24
Transformation eines Impulses beliebiger Kurvenform in Rechteckimpulse

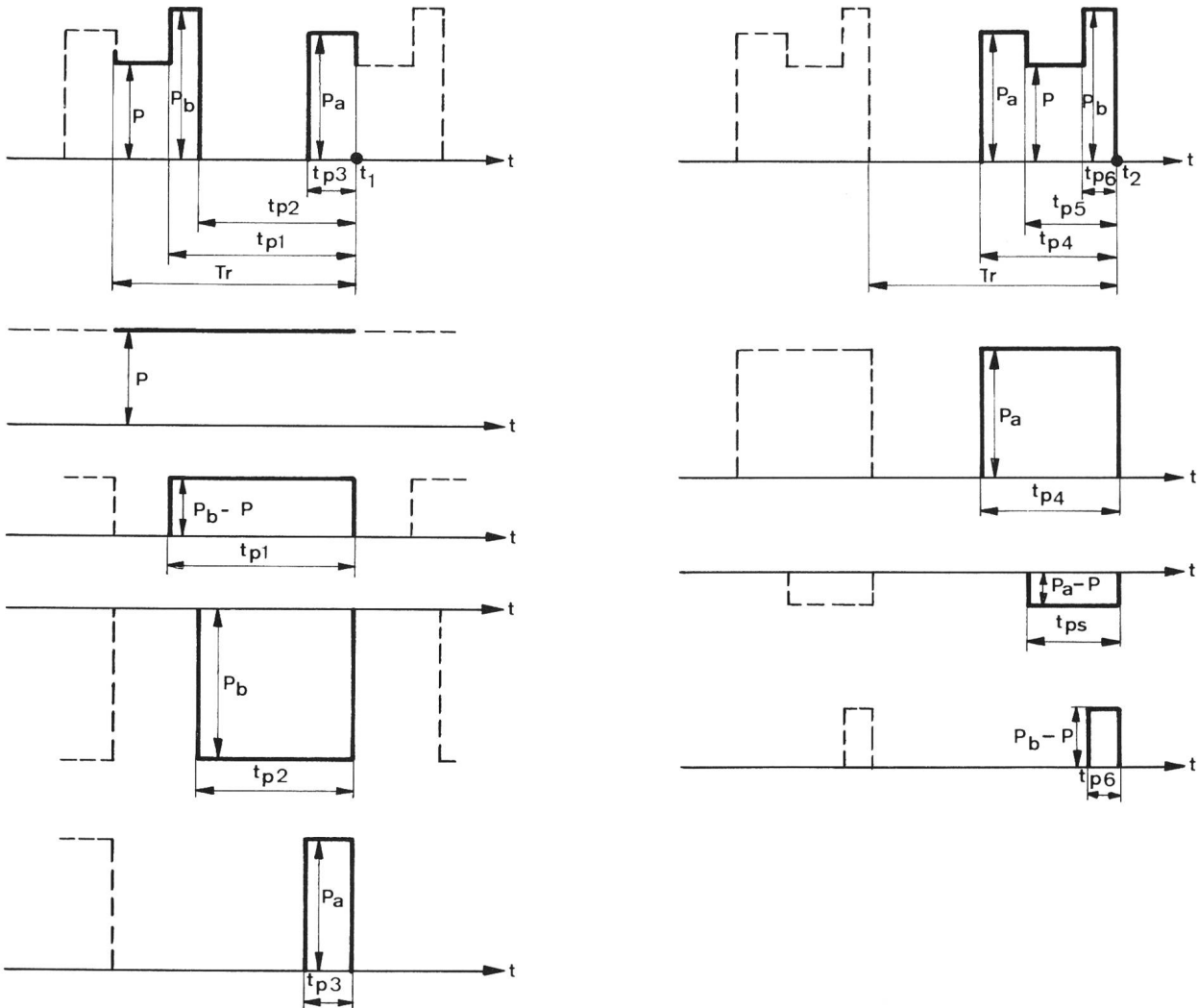


Fig. 25
Analyse der Temperaturspitze des Impulses von Figur 24

Durch Einzelmessungen werden die thermischen Widerstände bestimmt und in den Formeln eingesetzt. An Hand der beiden Resultate wird ersichtlich, ob die maximale Sperrschichttemperatur zum Zeitpunkt t_1 oder t_2 erreicht wird. Daraus lässt sich die maximal zulässige Verlustleistung bestimmen.

Für den Fall dass $\hat{\vartheta}_{j1} > \hat{\vartheta}_{j2}$ gilt

$$P_{a \max} = \frac{1}{R_{th3}} \left[\vartheta_{j \max} - \vartheta_a - P(R_{th} + R_{th1}') - P_b(R_{th1}' - R_{th2}') \right]$$

Für den Fall dass $\hat{\vartheta}_{j2} > \hat{\vartheta}_{j1}$ gilt

$$P_{b \max} = \frac{1}{R_{th6}} \left[\vartheta_{j \max} - \vartheta_a + P_a(R_{th4}' - R_{th5}') + P(R_{th5}' - R_{th6}') \right]$$

6.2 Messmethode bei störendem Einfluss transienter Einschwingvorgänge¹

Wie im Abschnitt 3.1 bereits erwähnt, kann der Fall eintreten, dass transiente Vorgänge eine Bestimmung des Ursprungs der Abkühlkurve verunmöglichen.

Transiente Vorgänge sind bedingt durch den Trägheitseffekt der Minoritätsträger in den Sperrschichten und sind von einer Anzahl Faktoren abhängig, wie verwendetes Halbleitermaterial, Technologie, geometrische Abmessungen, Betriebsbedingungen und anderes mehr.

¹ Transiente Einschwingvorgänge bedeuten vorübergehende, durch den Schaltvorgang angeregte Schwingungen.

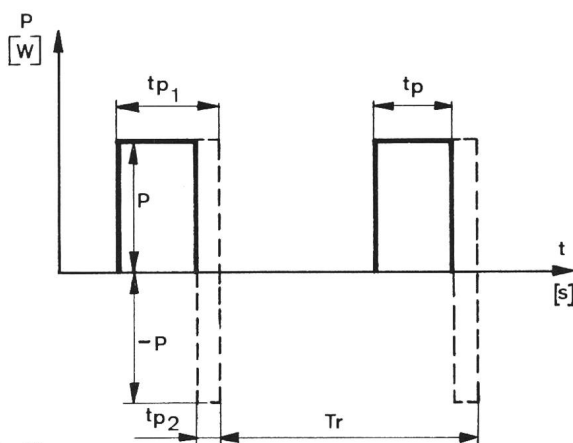


Fig. 26

Aufteilung des Originalimpulses t_p in t_{p1} und $-t_{p2}$

Die hier beschriebene Messmethode bietet die Möglichkeit, den Messfehler zu reduzieren, der durch die Abkühlung während des Einschwingvorganges eingeführt wird (Fig. 26).

Unter Verwendung der Überlagerungsmethode kann man annehmen, dass sich der Originalimpuls t_p aus einem verlängerten Impuls t_{p1} und einem negativen Impuls der Dauer t_{p2} zusammensetzt. Die Impulsdauer t_{p2} entspricht dabei der Dauer der transienten Vorgänge. Die Sperrschichttemperatur ergibt sich zu

$$\vartheta_j = \vartheta_a + P (R_{th1}' - R_{th2}')$$

Ein angenäherter Wert für R_{th2}' liefert die Messung durch Verringerung der Impulsdauer auf t_{p2} unter Beibehaltung der Taktfrequenz.

Der totale Fehler wird mit dieser Messmethode auf den Fehler der Messung von R_{th2}' verringert.

Bibliographie

- *Mortenson K. E.* Transistor Junction Temperature as a Function of Time. *Proc. I. R. E.*, 45 (1957), No. 4, pp. 504...513.
- *Stickland P. R.* The Thermal Equivalent Circuit of a Transistor. *IBM Journal of Research and Development*, 3 (1959), No. 1, pp. 35...45.
- *Gates R. F., Johnson R. A.* The Measurement of Thermal Resistance: A Recommendation for Standardisation, *Semiconductor Products*, 2 (1959), No. 7, pp. 21...26.
- *Weitzsch F.* Philips Electronica information service. «p-n-p Flächentransistoren-Kompodium» November 1959.
- *Gutzwiller F. W., Sylvan T. P. A. I. E. E.* Transactions, 19 (1961), Part 1, (Communication and Electronics) pp. 699...706.
- *Telefunken, Röhren und Halbleitermitteilungen.* Belastbarkeit von Transistoren bei Aussteuerung mit Impulsen Mai 1962.
- *Coleby P.* Thermal Resistance of Semiconductor Devices under Steady-state Conditions. *Mullard Technical Communications*, 7 (1963), No. 65, pp. 127...140.
- *Lockett R. A., Bell H. A., Priston R.* Thermal Resistance of Low Power Semiconductor Devices under Pulse Conditions. *Mullard Technical Communications* No. 76, 1965, pp. 146...160.
- *Hauri E. R., Bachmann A. E.* Grundlagen und Anwendungen der Transistoren, GD PTT Abteilung Forschung und Versuche, Bern, 1965 (2. Auflage).
- *Gerstner D.* Statische Bestimmung des thermischen Widerstandes R_{th} und der Sperrschichttemperatur T_j von Transistoren. *Nachrichtentechn. Zeitschrift* 1966, Nr. 4, pp. 195...199.
- *Ivins R.* Measurement of thermal properties of semiconductors. Technical Information Note Motorola AN-226.
- *Gustavsen J., Roehr W.* Thermal response of semiconductors. Application Note Motorola AN-292.
- *Pritzel W.* Die Messung thermischer Widerstände von Transistoren und Kühlkörpern. *Funk-Technik* 1970 No. 9, pp. 319...320.