Zeitschrift: Bulletin des Schweizerischen Elektrotechnischen Vereins, des Verbandes Schweizerischer Elektrizitätsunternehmen = Bulletin de l'Association suisse des électriciens, de l'Association des entreprises électriques suisses

Herausgeber: Schweizerischer Elektrotechnischer Verein ; Verband Schweizerischer Elektrizitätsunternehmen

Band: 74 (1983)

Heft: 5

Artikel: Simulation des Lawinendurchbruchs von Bipolartransistoren mittels "Spice"

Autor: Guggenbühl, W. / Steiner, P.

DOI: https://doi.org/10.5169/seals-904771

Nutzungsbedingungen

Die ETH-Bibliothek ist die Anbieterin der digitalisierten Zeitschriften auf E-Periodica. 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. Das Veröffentlichen von Bildern in Print- und Online-Publikationen sowie auf Social Media-Kanälen oder Webseiten ist nur mit vorheriger Genehmigung der Rechteinhaber erlaubt. Mehr erfahren

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. La reproduction d'images dans des publications imprimées ou en ligne ainsi que sur des canaux de médias sociaux ou des sites web n'est autorisée qu'avec l'accord préalable des détenteurs des droits. En savoir plus

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. Publishing images in print and online publications, as well as on social media channels or websites, is only permitted with the prior consent of the rights holders. Find out more

Download PDF: 10.12.2025

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

Simulation des Lawinendurchbruchs von Bipolartransistoren mittels «Spice»

W. Guggenbühl und P. Steiner

Es wird erläutert, wie ein linearisiertes Ersatzschaltbild des Bipolartransistors mit zusätzlichen Elementen zu versehen ist, um den Durchbruch der Kollektor-Emitterstrecke als Folge des Trägermultiplikationsprozesses in der Kollektorsperrschicht zu modellieren. Eine analoge Erweiterung wird auf das Analyseprogramm SPICE übertragen und gezeigt, dass sich mit dem so modifizierten Modell Kipp-Schwingungen, die nach dem Ausschalten eines Transistors entstehen, qualitativ richtig simulieren lassen.

Cet article montre de quels éléments il faut compléter le schéma équivalent d'un transistor bipolaire pour modeler le claquage primaire de la section collecteur-émetteur à la suite de l'effet d'avalanche de porteurs. Par une extension analogique du programme d'analyse SPICE, il est possible de simuler correctement la qualité des oscillations de relaxation après le débranchement d'un transistor.

Vortrag des Fall 1982 Meeting on Computer Aided Design (CAD), organisiert von der IEEE Swiss Section, Chapter on Solid State Devices and Circuits, am 19. Oktober 1982 in Bern.

Adressen der Autoren

Prof. Dr. *W. Guggenbühl*, Institut für Elektronik der ETHZ, ETH-Zentrum, 8092 Zürich, und
P. Steiner, dipl. El.-Ing. ETH, Cerberus AG, 7808 Männedorf.

1. Einleitung

Ausgangspunkt für diese Arbeit war ein Problem aus der Praxis, nämlich die Deutung von Schwingungen beim Ausschalten eines induktiv belasteten bipolaren Transistorschalters (s. Fig. 5a). Es sollte insbesondere abgeklärt werden, ob diese Erscheinung trotz «Durchschwingens» bis auf Kollektor-Emitterspannung Null (s. Fig. 9a) mit dem einfachen Trägermultiplikationseffekt (Lawineneffekt) als Anregungsvorgang erklärt werden kann oder ob die als Sekundärdurchbruch bezeichneten Phänomene für die Erscheinung verantwortlich sind. Abrupte Spannungszusammenbrüche auf Null werden in der Literatur meistens diesem Sekundärdurchbruch zugeschrieben. Anderseits zeigt auch der normale Lawinendurchbruch Kennlinien mit negativem Widerstandsverlauf (Fig. 1) und kann deshalb grundsätzlich Schwingungen anfachen. Da Sekundärdurchbrüche zur mehr oder weniger schnellen Zerstörung des Transistors führen, ist die klare Erkennung des der Schwingung zugrunde liegenden Mechanismus wesentlich.

Die Veröffentlichungen zur Computersimulation des Trägermultiplikationseffekts [1; 2; 3] befassen sich lediglich mit der statischen Modellierung der Stromzunahme im für Verstärkerbetrieb nutzbaren Gebiet des Ausgangskennlinienfeldes. Das in der Schweiz weitverbreitete Schaltungssimulationsprogramm SPICE [4] ist zwar zur Berechnung transienter Vorgänge geeignet, bietet aber keine Möglichkeit zur Modellierung der Trägermultiplikation bei hohen Spannungen. Es war deshalb ein entsprechender Ausbau erforderlich, der im folgenden kurz beschrieben wird.

Als erster Schritt wurde der Lawinendurchbruchsmechanismus in ein einfaches, stückweise lineares Transistormodell eingeführt, um die grundsätzlichen Erscheinungsformen besser verstehen zu lernen. Anschliessend wurde die so entwickelte Modell-Erweiterung auf das nichtlineare «SPICE-Bipolarmodell» übertragen.

2. Erweiterung des Linvill/Gibbons-Grosssignalmodells von Bipolartransistoren

Das von *J. G. Linvill* [5] vorgeschlagene Grosssignalmodell für Bipolartransistoren [s. auch [6], Kap. 10] ist dank seiner engen Beziehung zu den physikalischen Vorgängen im Transistor und der wählbaren Approximationsgüte für Erweiterungen besonders

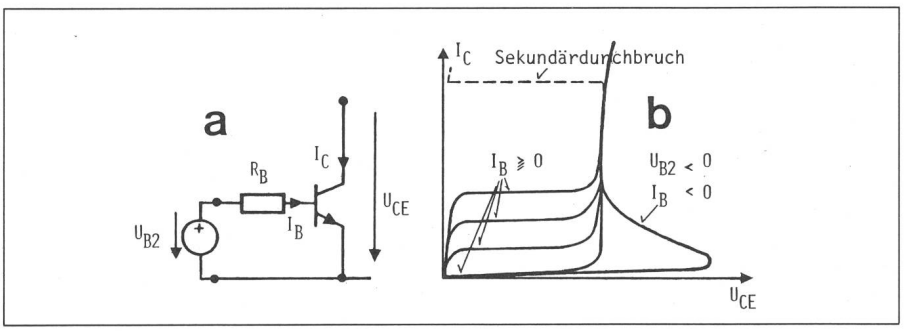

Fig. 1 Typische statische Durchbruchskennlinien von Bipolartransistoren

a Schema

b ausgezogen: normaler Lawinendurchbruch für $I_B \geqq 0$ (Verstärkerbetrieb) und $I_B < 0$ (Ausschaltbetrieb)

gestrichelt: Sekundärdurchbruch

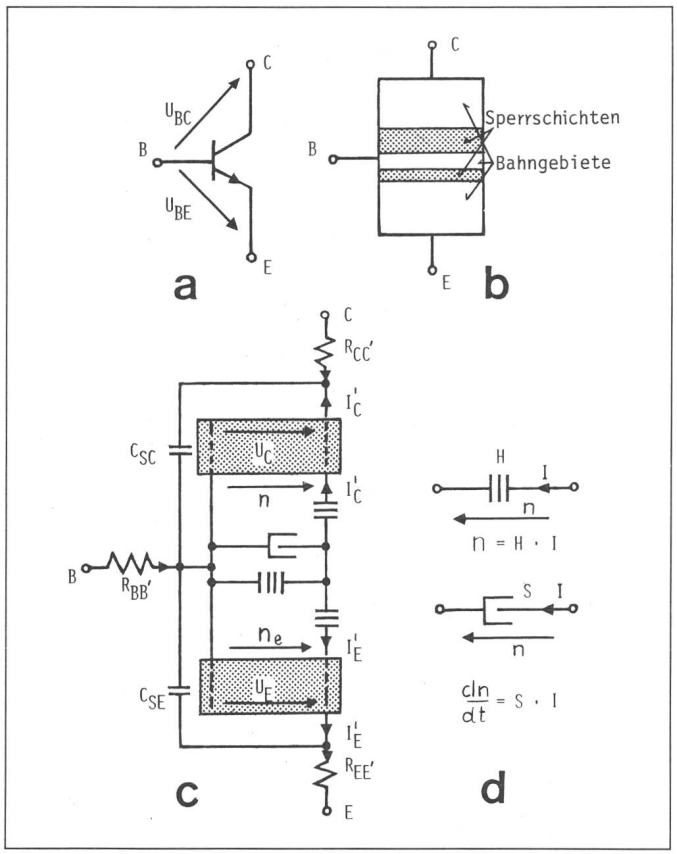

Fig. 2 Linvill/Gibbons-Gross-Signalmodell des Bipolartransistors

a Symbol (*n-p-n*-Transistor)
b Aufbau (schematisch)
c Modell (von den drei Bahngebieten ist nur das Basisgebiet modelliert)
d Modell Ersatzelemente

n = Trägerdichtestörung
I = Strom

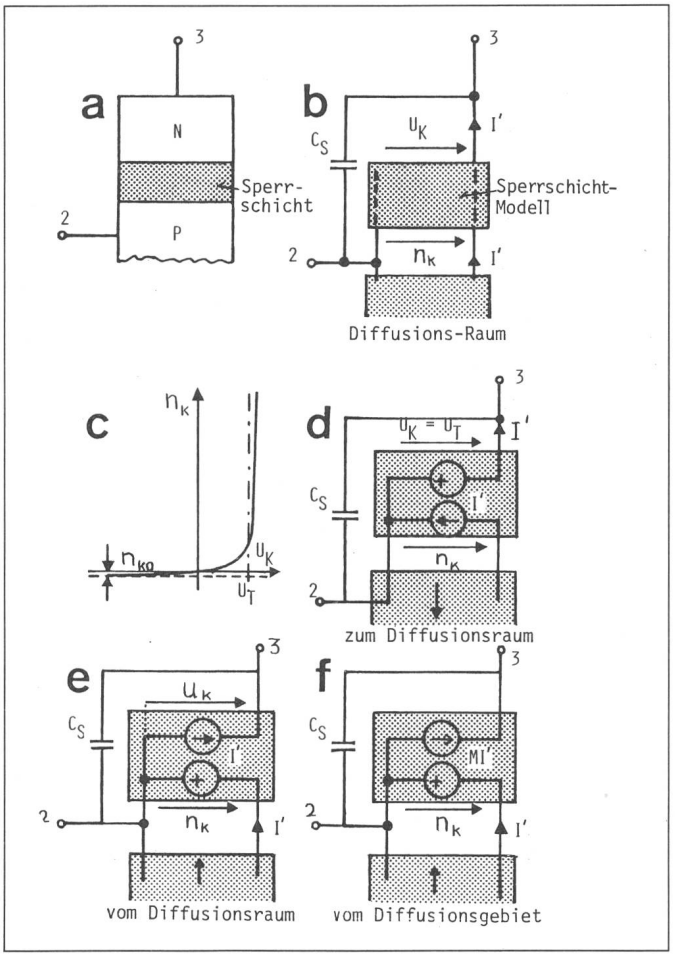

Fig. 3 Sperrschichtmodelle

a Struktur
b Linvill/Gibbons-Modell
c Funktion $n_k = f(U_k)$ mit stückweiser Linearisierung in Fluss- und Sperrgebiet
d Teilmodell für Flussbetrieb
e Teilmodell für Sperrbetrieb
f Teilmodell für Sperrbetrieb mit Trägermultiplikation

Die Zuleitungswiderstände sind zur Vereinfachung weggelassen

geeignet. In diesem Modell wird der Transistor, den physikalischen Vorgängen entsprechend, in fünf Zonen, drei Bahngebiete und zwei Sperrschichten, aufgeteilt (Fig. 2b). Figur 2c zeigt die einfachste Version des *Linvill/Gibbons*-Modells. Dabei wird der durch lineare Differentialgleichungen beschriebene Stromtransport durch den Basisraum des Transistors mit einem linearen, aus «Diffusionswiderständen» (*H*) und «Diffusionsspeichern» (*S*) bestehenden Netzwerk nachgebildet. Es simuliert den Zusammenhang zwischen den Trägerdichtestörungen und den Strömen. Die analoge Modellierung der Transportvorgänge im Kollektorraum würde das Bild nicht grundsätzlich verändern; sie bleibt zur Vereinfachung für die nachfolgenden Betrachtungen auf einen Zuleitungswiderstand $R_{CC'}$ beschränkt.

Die Sperrschichten sind bei *Linvill/Gibbons* durch Transformationsglieder $n_e = f(U_E)$ und $n_c = f(U_C)$ dargestellt, die den Zusammenhang zwischen den Klemmenspannungen U_E bzw. *bzw.* U_C und den Trägerdichtestörungen n_e bzw. n_c gegenüber Gleichgewicht an den entsprechenden Sperrschichträndern des Basis-Bahngebiets berücksichtigen. Die Funktionen $n_k = f(U_k)$ sind bei niedrigen Stromdichten Exponentialfunktionen gemäss G1. (1)

$$n_k = n_{ko}\left[\exp\left(\frac{eU_k}{kT}\right) - 1\right]; \qquad (1)$$

sie führen bei der Gleichstromanalyse zu den bekannten Strom/Spannungs-Gleichungen der zugehörigen *p-n*-Dioden. Ausserdem können im Modell die beiden Sperrschicht-Kapazitäten C_{sc} und C_{se} einfach eingeführt werden.

Für die Modellierung des Trägermultiplikationseffekts muss die Kollektorsperrschicht, in der bei grossen Kollektor-Basisspannungen die Stromvergrösserung durch Stossionisation stattfindet, näher betrachtet werden. Die entsprechende Erweiterung des einfachen Modells wird anhand Figur 3 illustriert. Der exponentielle Zusammenhang zwischen der Dichtestörung n_k und der Klemmenspannung U_K (G1. 1) kann zur groben Analyse gemäss Figur. 3c stückweise linearisiert werden und zerfällt damit in den Flussbereich mit $U_K = U_T$ und $n_k > -n_{ko}$ und den Sperrbereich mit $n_k = -n_{ko}$ und $U_K < U_T$. Die Figuren 3d und 3e zeigen Netzwerkmodelle, in denen die linearen Kennlinienstücke der Figur 3c durch Ersatzquellen nachgebildet sind. Die Trägerdichterstörung n_k am Sperrschichtrand ist analog zu den Spannungen in *RC*-Netzwerken mit Pfeilen markiert. Im Flussbereich des *p-n*-Übergangs (Fig. 3d) wird der Strom I' vom äusseren Kreis (angeschlossen an den Klemmen 2...3) aufgeprägt und in den Diffusionsraum injiziert; die Dichtestörung n_k errechnet sich dann aus I' und dem Ersatznetzwerk des Diffusionsraums. Im Falle der Sperrpolarisierung (Fig. 3e) wird der Strom I' aus dem Diffusionsraum in die Sperrschicht eingespeist; die Sperrschichtspannung U_K errechnet sich dann aus diesem Strom und dem äusseren elektrischen Netzwerk.

Der Trägermultiplikationseffekt lässt sich in diese Darstellung durch Modifikation des Ersatzschaltbildes für den Sperrbetrieb einführen (Fig. 3f). I' stellt darin den normalen durch die Sperrschicht laufenden Trägerstrom dar. Bekanntlich tritt eine Vergrösserung dieses Stroms dann auf, wenn die Ladungsträger aus dem dort grossen elektrischen Feld soviel Energie aufnehmen, dass diese zur Zerstörung von «Kristallbindungssträngen», d.h. zur Erzeugung zusätzlicher Elektron/Lochpaare ausreicht. Diese Elektronen und Löcher werden durch das Feld getrennt und in die angrenzenden Bahngebiete (Elektronen nach dem *n*-Gebiet, Löcher nach dem *p*-Gebiet) des entsprechenden *p-n*-Übergangs abgesaugt. Bezeichnet man den Vergrösserungsfaktor des ursprünglichen Stromes I' mit $M = f(U_{BC})$, so kann eine Sperrschicht mit durch Stossionisation vergrössertem Strom gemäss Figur 3f modelliert werden.

Die Abhängigkeit des Lawinen-Multiplikationsfaktors M von der Klemmenspannung lässt sich in erster Näherung nach *Miller* [7] durch eine empirische Beziehung

$$M = \frac{1}{1-\left|\frac{U_K}{U_A}\right|^n}; \qquad U_K < 0 \qquad (2)$$

beschreiben, wobei U_K die Sperrschichtklemmenspannung, U_A die sog. Durchbruchspannung und n eine Konstante ($1{,}5 < n < 6{,}5$) bezeichnet. Das grosse Wertespektrum von n lässt die Modellierung einer weiten Klasse von *p-n*-Übergängen zu; genauere Modelle, insbesondere solche mit Einbezug einer zusätzlichen Stromabhängigkeit von M, sind untersucht worden [1; 2; 3].

Die Funktion $M = f(U_K)$ beschreibt im wesentlichen die Spannungsabhängigkeit des Sperrstroms einer entsprechenden *p-n*-Diode bei Trägermultiplikation. Figur 4 zeigt diese Spannungsabhängigkeit von M für einige Werte von n.

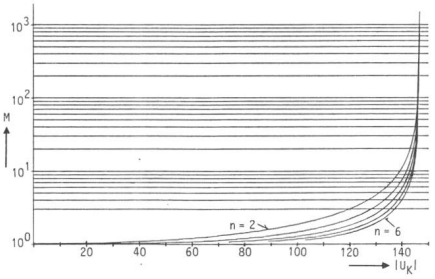

Fig. 4 Spannungsabhängigkeit des Trägermultiplikationsfaktors M

U_K = Sperrspannung, Durchbruchspannung U_A
n = Parameter

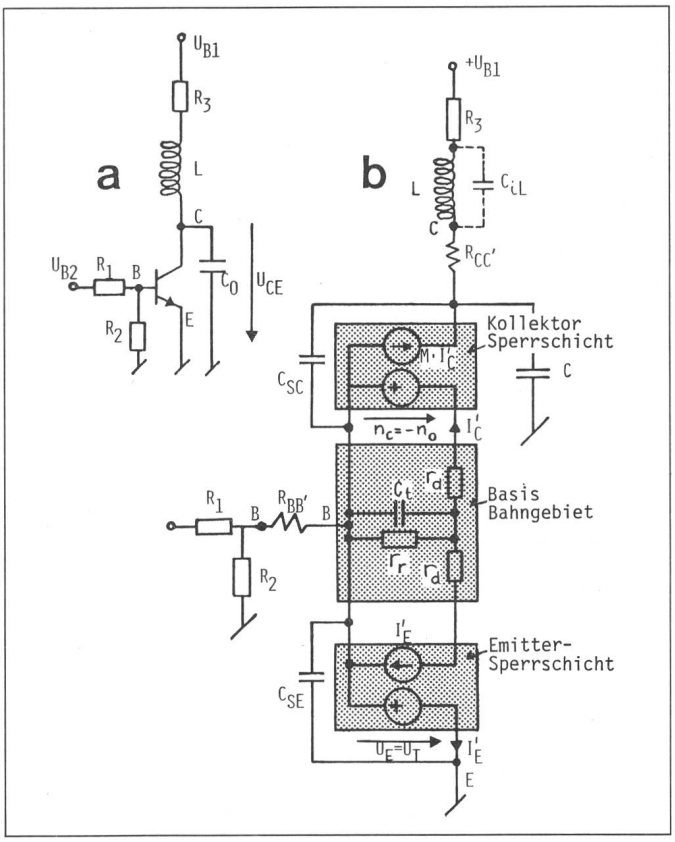

Fig. 5 Transistorschalter mit induktiver Last

a Schaltbild
b Ersatzschaltung mit linearisiertem Transistormodell (gezeichnet für den Fall E-Diode leitend, C-Diode gesperrt mit Trägermultiplikation)

Bei Bipolartransistoren sind zwei Sperrschichtmodelle über ein Diffusionsmodell gekoppelt, falls, wie hier vereinfachend angenommen, nur das Basis-Bahngebiet als Transportraum berücksichtigt wird. Figur 5 zeigt den Einsatz dieses Gesamtmodells im Rahmen der untersuchten Schaltung (Transistorschalter mit induktiver Last). Das Ersatzmodell des Transistors erscheint grundsätzlich in vier Varianten:

- Basis-Emitterdiode leitend oder gesperrt,
- Basis-Kollektordiode leitend oder gesperrt.

In Figur 5b ist zur Illustration des Vorgehens nur eine der vier Versionen (BE-Diode leitend, BC-Diode gesperrt und multiplizierend) aufgezeichnet. Man erkennt im Transistormodell die drei Teile C-Sperrschicht–Bahngebiet–E-Sperrschicht, ergänzt durch Sperrschichtkapazitäten und Zuleitungswiderstände. Das Basisbahngebiet ist zum besseren Verständnis mit Widerständen und Kondensatoren r_d, r_r und C_t modelliert, die den Linvillschen Ersatzelementen Figur 2d äquivalent sind. Das Gesamtschaltbild Figur 5b enthält ausser dem Transistormodell die äusseren Schaltungskomponenten R_1, R_2, R_3, C_0, L, sowie die parasitäre Kapazität C_{iL} der Spule.

Es ist relativ einfach, die statischen Kennlinien eines nach Figur 5b modellierten Transistors zu berechnen. Insbesondere interessiert die Kennlinie mit negativem differentiellem Widerstand (Fig. 1b), die bei $U_{B2} < 0$ und grosser Kollektor-Emitterspannung U_{CE} entsteht. Diese Kennlinie lässt sich wie folgt deuten (Fig. 6):

Der untere Ast der Kennlinie kommt bei sperrpolarisierter Basis-Emitterdiode zustande. Bei genügend grosser Trägervervielfachung ($M > 1$) wird der aus dem Transistor herausfliessende Basisstrom so gross, dass die Basis-Emitterdiode bei gleichzeitig negativem Basisstrom $I_B < 0$ flusspolarisiert wird. Dieser Betriebsart der BE-Diode entspricht der obere Ast der Kennlinie in Figur 6 mit negativem differentiellem Widerstand. Er hat eine vertikale Tangente bei U_{CE0}, an die sich von der Niederspannungsseite her die normalen Verstärkerkennlinien (mit $I_B > 0$) annähern (s. Fig. 1b). Die charakteristischen Kennlinienpunkte lassen sich aus dem Transistormodell (Fig. 5b) unter Zugrundelegung von G1. (2) für den Multiplikationsfaktor errechnen. Für die Koordinaten des Umkehrpunkts G der Kennlinie (Fig. 6b) folgt

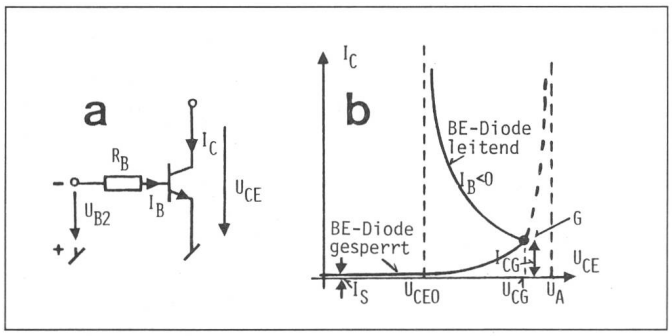

Fig. 6 Zur Deutung der Lawinen-Durchbruchskennlinie
a Schaltung
b Kennlinie bei $U_{B2} < 0$

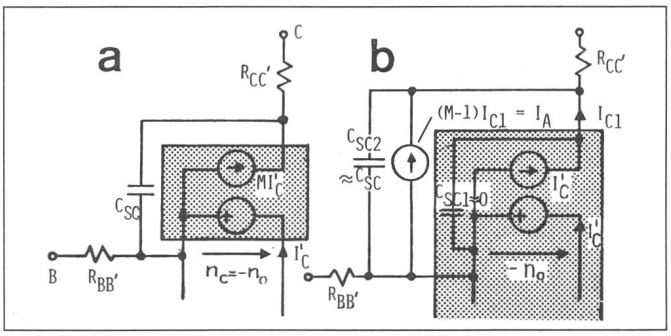

Fig. 7 Modellierung des Trägermultiplikationseffekts in der Kollektorsperrschicht
a gemäss Modell Figur 3f
b Zerlegung in Normaltransistor mit $C_{sc1} \approx 0$ und zusätzliche Quelle und Kapazität

$$I_{BG} = -\frac{(U_T + |U_{B2}|)}{R_B + r_{bb'}} \quad (3)$$

$$I_{CG} = I_{BG} - I_S \quad (4)$$

$$U_{CG} = U_A \sqrt[n]{\frac{M_G - 1}{M_G}} \quad (5)$$

$$\text{mit } M_G = \frac{|I_{BG}|}{I_S} - 1 \quad (6)$$

wobei I_S den Sperrstrom, U_T die Schwellspannung der Transistordioden und M_G den Multiplikationsfaktor im Umkehrpunkt bezeichnen.

Die vertikale Tangente der Kennlinie liegt bei U_{CE0}

$$U_{CEO} = U_A \sqrt[n]{(1-\alpha)} + U_T = U_A \sqrt{\frac{1}{1+\beta}} + U_T \quad (7)$$

wobei α und β die Stromverstärkungsfaktoren in Basis- bzw. Emitterschaltung bei niedrigen Kollektorspannungen bezeichnen, die mit den Modellgrössen des Transistors nach Figur 5b gemäss

$$\alpha = r_r/(r_d + r_r) \quad (8)$$

$$\beta = r_r/r_d \quad (9)$$

berechnet werden. Die Spannung U_{CE0} ist mit der aus der Literatur bekannten Durchbruchspannung der Emitterschaltung mit offener Basis identisch.

3. Ausschaltvorgang des Transistorschalters

Das Modell nach Figur 5 liefert eine nützliche Einsicht in das statische Verhalten des Transistors im Durchbruchsgebiet. Die Diskussion des Umschaltens ist weit schwieriger. Einige qualitative Aussagen über das Ausschalten sind anhand von Figur 5 noch möglich. Der Transistor startet im gesättigten Zustand bei $U_{CE} \approx 0$. Die Induktivität im Lastkreis wirkt in erster Näherung als Stromquelle und lädt C_0, C_{iL} und die Sperrschichtkapazität C_{SC} auf, bis die Grenzspannung U_{CG} erreicht ist. Mit der damit einhergehenden Steigerung des Kollektorstroms I_C wird auch der innere Transportspeicher C_t des Transistors aufgeladen, was bewirkt, dass I_C anschliessend bei fallender U_{CB}-Spannung nicht abrupt abnehmen kann. C_0, C_{iL} und C_{SC} werden durch den weiterhin grossen Kollektorstrom I_C unter die «statische» Grenzspannung U_{CE0} entladen, bevor ein Wiederaufbau der Spannung beginnen kann.

Eine genaue Analyse dieser anhand einer anschaulichen Vorstellung vermuteten Erklärung der beobachteten Schwingungserscheinungen ist mittels des Schaltbildes Figur 5 nicht ohne Computeranalyse möglich. Eine Computeranalyse drängt sich auch angesichts des stark vereinfachten Ersatzschaltbildes des Transistors in Figur 6 (stückweise linear, symmetrisch; α, β arbeitspunktunabhängig) auf, da die CAD-Programme nicht nur die Arbeitspunktabhängigkeit vom M, sondern auch diejenige aller andern Transistorparameter berücksichtigen können.

Das zur Verfügung stehende Programm SPICE ist nicht zur Modellierung von Durchbruchsphänomenen ausgelegt; es musste entsprechend erweitert werden. Die Modifikation betrifft die Vorgänge in der Kollektorsperrschicht. Anhand der Figuren 3e und 3f wurde gezeigt, dass der Strom I_C' durch die Sperrschicht durch MI_C' ersetzt werden muss (Fig. 7a). Diese Modifikation kann im bisher verwendeten Modell durch Anbringen einer Zusatzquelle

$$I_A = (M-1) \cdot I_C' \approx (M-1)\, I_{C1} \quad (10)$$

ausserhalb der Sperrschicht (Fig. 7b) realisiert werden. Diese Ergänzung des *Linvill/Gibbons*-Modells gilt ebenso für das in SPICE verwendete Transistormodell nach *Gummel* und *Poon* [8].

Die Quelle I_A wird in SPICE als gesteuerte Stromquelle modelliert. SPICE lässt nichtlinear durch zwei multiplikative Grössen gesteuerte Quellen zu, wobei die Nichtlinearitäten durch Potenzreihen zu approximieren sind. Die erste Steuergrösse $(M-1) = f(U_{CB})$ der Quelle I_A lässt sich gemäss Gl. (1) schwer durch eine Potenzreihe annähern. Deshalb wurde zunächst die Grösse $1 - |U_{BC} / U_A|^n$ gebildet und mit diesem Ausdruck ein Multiplikator in der Rückführung eines simulierten Operationsverstärkers gespeist, um den Reziprokwert zu bilden.

Der zweite Steuerfaktor I_C' der Gl. (10) ist beim SPICE-Transistor nur als totaler Kollektorstrom I_{C1} greifbar, während das Modell nach Figur 7a den inneren Strom I_C' (ohne Stromanteil durch C_{SC}) verlangt. Indem der SPICE-Transistor mit $C_{SC1} \approx 0$ modelliert und die Sperrschichtkapazität $C_{SC} \approx C_{SC2}$ als zusätzliches Element angebracht wird, kann der richtige Steuerstrom $I_C' \approx I_{C1}$ erzeugt werden.

Figur 8a zeigt das schliesslich verwendete Modell zur Simulation des Lawinen-(Avalanche-)Effekts. Der nichtlineare «*Gummel/Poon*-Transistor» des SPICE-Programms wurde um die äussere Quelle $(M-1)\, I_{C1}$, den Kondensator C_{SC2} und die Zuleitungswiderstände R_{BB}' und R_{CC}' ergänzt. Der Steuerfaktor M wurde nach der beschriebenen Art mittels einer speziellen Analogschaltung (als SPICE-Netzwerk aufgebaut) ermittelt. Ein zweites

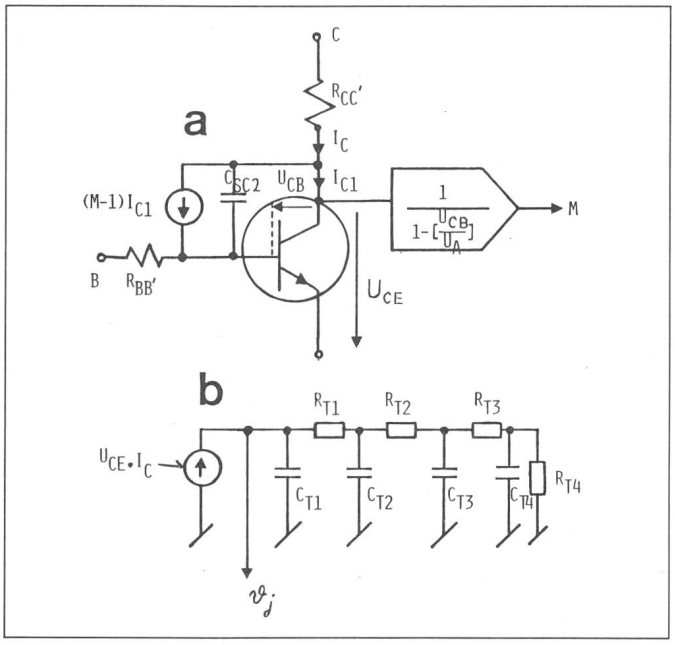

Fig. 8 Modellierung des Transistors mit Lawineneffekt (a) und Modell zur Simulation der Innentemperatur (b)

Analognetzwerk (Fig. 8b) wurde zur Berechnung der Innentemperatur ϑ_j entworfen und in SPICE simuliert. Diese mittlere Innentemperatur (keine Simulation von sog. hot spots) gibt Aufschluss über die Gefährdung des Transistors durch Übertemperatur. Die Grösse des Kollektorzuleitungswiderstandes R_{CC} wurde anfänglich mittels der Temperatur ϑ_j gesteuert; diese Modellierung erwies sich später für die Untersuchung des dynamischen Verhaltens als unnötig.

4. Vergleich von Messung und Modellsimulation

Als erster Versuch mit dem erweiterten Modell konnte die statische Durchbruchskennlinie (analog Fig. 6) mittels SPICE korrekt simuliert werden. Die dynamische Simulation betraf vor allem die in der Einleitung erwähnten Schwingungen beim Ausschalten eines induktiv belasteten Schalters (Fig. 5a). Figur 9a zeigt einen Ausschnitt aus einer entsprechenden Messung. Die Kollektorspannung schwingt mehrfach zwischen Spannung $U_{CE} = 0$ (Sättigung) und der Durchbruchspannung des Transistors hin und her, wobei der Zusammenbruch von U_{CE} abrupt, d.h. innerhalb 4 ns erfolgt. Nach einer Verweilzeit mit $U_{CE} = 0$ steigt die Kollektorspannung innerhalb etwa 0,2 µs wieder auf den Durchbruchwert an.

Figur 9b zeigt die entsprechende Simulation des Vorgangs mit der in Kap. 3 beschriebenen Erweiterung von SPICE. Als Parameter wurden die Katalogdaten des betreffenden Transistors (2N 2219) eingesetzt. Die Übereinstimmung ist qualitativ richtig; einige Grössen, wie Schwingungsdauer und Abfallzeit, stimmen quantitativ gut, andere, wie die Speicherzeit ($U_{CE} = 0$) und die Amplitude, stimmen nur grössenordnungsmässig mit der Messung überein.

Die Figuren 10 und 11 zeigen zwei weitere Messungen und die zugehöri-

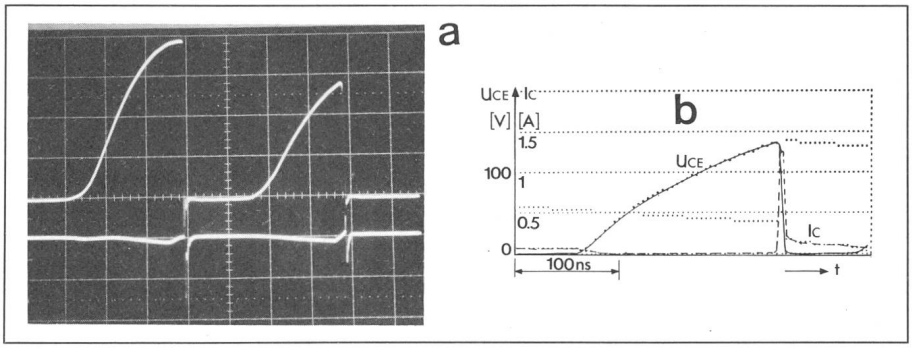

Fig. 9 Gemessener Schwingvorgang der Kollektorspannung in einer Schaltung nach Figur 5a nach dem Ausschalten (a) und Simulation des Ausschaltvorgangs mittels SPICE (b)

a Transistor 2N 2219; oberer Strahl U_{CE}, $U_{B1} = 85$ V, $C_0 = 47$ pF, $U_A = 148$ V
Horizontalmassstab 0,1 µs/cm
Vertikalmassstab 40 V/cm
b ——— Spannungsverlauf U_{CE}
----- Stromverlauf I_C

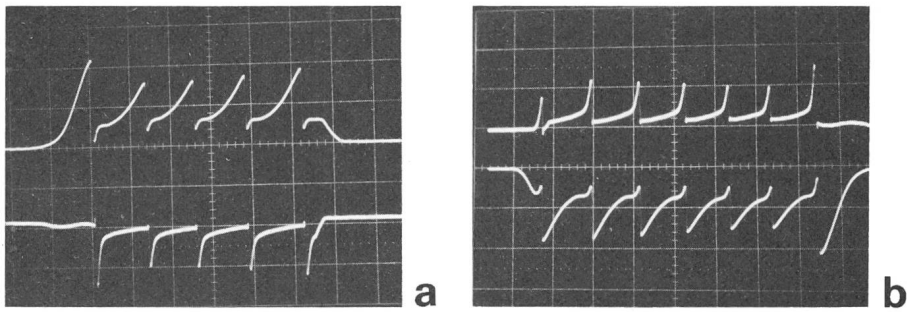

Fig. 10 Ausgangsspannung der Schaltung Figur 5a nach dem Ausschalten

(oberer Strahl)

a $C_0 = 23$ pF Horizontalmassstab 0,1 µs/cm
b $C_0 = 15$ pF Vertikalmassstab 40 V/cm

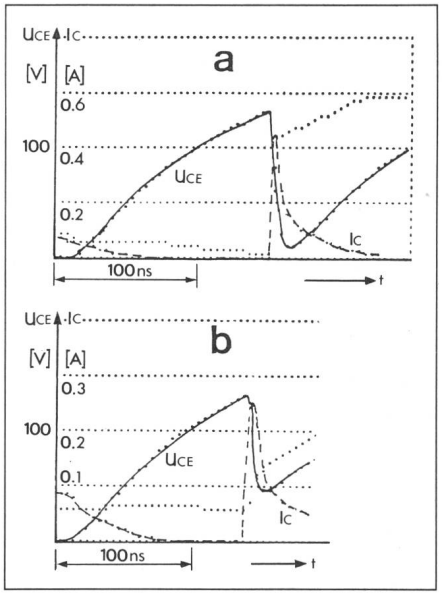

Fig. 11 Simulierte Ausschaltvorgänge mit SPICE für die Schaltung nach Figur 5a

a $C_0 = 23$ pF
b $C_0 = 15$ pF
——— Spannungsverlauf U_{CE}
----- Stromverlauf I_C

gen Simulationen. Gegenüber Figur 9 wurde die Belastungskapazität C_0 variiert. Sowohl Messung wie auch Simulation zeigen, dass die Ausgangsspannung nicht mehr bis $U_{CE} = 0$ schwingt. Die Tendenz der abnehmenden Schwingamplitude und der zunehmenden Frequenz bei abnehmendem C_0 wird qualitativ richtig wiedergegeben. Weniger gut stimmt die Form des beobachteten und des simulierten Wiederanstiegs der U_{CE}-Spannung nach dem erfolgten abrupten Teilzusammenbruch. Dieser Mangel der Simulation sowie die schlechte Übereinstimmung der Schwingamplituden sind angesichts der verwendeten einfachen Modellschaltung nicht erstaunlich. Im SPICE-Modell fehlen z.B. die Zuleitungsinduktivitäten zum Transistor; die verwendete Simulation der Eigenkapazität der Drossel durch einen Parallelkondensator ist ebenfalls eine grobe Näherung. Schliesslich müsste vor allem der Basiszuleitungswiderstand genauer modelliert werden. Es ist bekannt, dass die lateral in der Basis fliessenden Ströme das Verhalten im Lawinengebiet wesentlich beeinflussen, was im verwendeten Modell nicht berücksichtigt wurde. Das Modell ist denn auch als Analyse- bzw. Diagnosemodell zu verstehen. Es kann aber sehr wohl als Ansatz für die Entwicklung eines zur quantitativen Schaltungssynthese geeigneten Modells dienen.

5. Schlussfolgerung

Das Ziel der Untersuchung, die Diagnose der beobachteten Schwingerscheinungen beim Ausschalten eines Transistors, wurde erreicht. Diese Schwingerscheinungen konnten eindeutig und zuverlässig dem gewöhnlichen Lawinendurchbruch zugeschrieben werden. Das sonst für den Sekundärdurchbruch [9] typische abrupte Abbrechen der Kollektorspannung auf Null kommt durch das Aufladen des inneren Transportspeichers des Transistors beim Einsetzen des Lawinendurchbruchs und die damit verbundene Verzögerung der Abnahme des Kollektorstroms zustande, der die zum Ausgang parallel liegenden Kondensatoren bis auf die Sättigungsspannung entlädt. Danach muss die für Transistorschalter typische Erholungszeit verstreichen, bevor die Spannung wieder ansteigen kann.

Eine weitere Bestätigung, dass es sich dabei nicht um einen Sekundärdurchbruch handelt, konnte durch eine nachträgliche Sperrstrommessung erbracht werden. Übereinstimmend wird in der Literatur als sicheres Zeichen für einen erfolgten Sekundärdurchbruch ein vergrösserter Sperrstrom I_S angegeben. Eine Nachkontrolle von I_S nach längerem Betrieb ergab keine solche Vergrösserung.

Die Simulation hat bestätigt, dass abrupte Spannungszusammenbrüche in Bipolartransistoren nicht a priori Sekundärdurchbrüche zu sein brauchen. Die Arbeit illustriert ausserdem das Vorgehen bei der Erweiterung des Analyseprogramms SPICE und dessen Leistungsfähigkeit weit über den vorgesehenen Einsatzbereich hinaus.

Literatur

[1] *H. C. Poon* and *J. C. Meckwood:* Modeling of avalanche effect in integral charge control model. IEEE Trans. on Electron Devices ED-19(1972)1, p. 90...97.

[2] *R. W. Dutton:* Bipolar transistor modeling of avalanche generation for computer circuit simulation. IEEE Trans. on Electron Devices ED-22(1975)6, p. 334...338.

[3] *D. A. Divekar* and *R. E. Lovelace:* Modeling of avalanche generation current of bipolar junction transistors for computer circuit simulation. IEEE Trans. on Computer-Aided Design CAD-1(1982)3, p. 112...116.

[4] *L. W. Nagel:* Spice 2, a computer program to simulate semiconductor circuits. ERL-Memo No. ERL-M520, May 1975. Berkeley University of California, 1975.

[5] *J. C. Linvill* and *J. F. Gibbons:* Transistors and active circuits. New York, McGraw-Hill, 1961.

[6] *P. E. Gray* a.o.: Physical electronics and circuit models of transistors. New York, John Wiley, 1964.

[7] *S. L. Miller:* Ionization rates for holes and electrons in silicon. Physical Review 105(1957)4, p. 1246...1249.

[8] *H. K. Gummel* and *H. C. Poon:* An integral charge control model of bipolar transistors. Bell. Syst. Techn. J. 49(1970)5, p. 827...852.

[9] *W. B. Smith, D. H. Pontius* and *P. P. Budenstein:* Second breakdown and damage in junction devices. IEEE Trans. on Electron Devices ED-20(1973)8, p. 731...744.