

12 **EUROPÄISCHE PATENTANMELDUNG**

21 Anmeldenummer: **78100194.6**

51 Int. Cl.²: **H 01 L 27/08, H 01 L 27/06,**
H 03 K 19/08

22 Anmeldetag: **19.06.78**

30 Priorität: **29.06.77 US 811028**

43 Veröffentlichungstag der Anmeldung:
10.01.79 Patentblatt 79/1

84 Benannte Vertragsstaaten:
DE FR GB

71 Anmelder: **International Business Machines Corporation,**
Armonk, N.Y. 10504 (US)

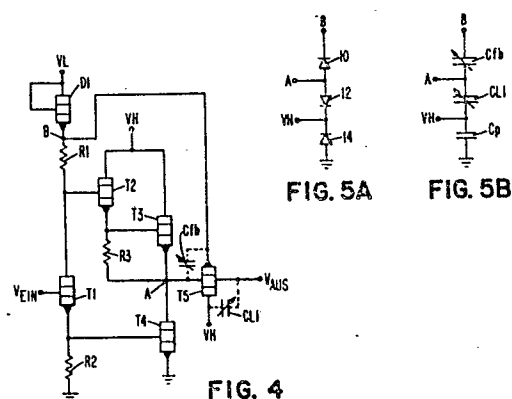
72 Erfinder: **Tomczak, James Joseph,**
64 Sandy Lane,
Burlington Vermont 05401 (US)

72 Erfinder: **Wilson, Richard Norman,**
10 Richard Street,
Essex Junction Vermont 05452 (US)

74 Vertreter: **Teufel, Fritz, Dipl.-Phys.,**
Schönaicher Strasse 220,
D-7030 Böblingen (DE)

54 **Spannungsabhängige Kapazität in integrierten Schaltungen und Bootstrap-Schaltung.**

57 Eine Kapazität in einer integrierten Schaltung wird mit konventioneller bipolarer Transistor-Technologie hergestellt. Die spannungsabhängige Kapazität wird durch eine in Sperrichtung gepolte Emitter-Basis-Grenzschicht (10) geliefert, parasitäre Kapazitäten, z.B. Kollektor-Substrat (14), werden von der Emitter-Basis-Kapazität getrennt, indem die Basis-Kollektor-Grenzschicht (12) in Sperrichtung gepolt bleibt. Die Kapazität (T5) wird beispielsweise in einer Bootstrap-Treiberschaltung verwendet (Figure 4), deren Bootstrap-Strom von dieser transistorähnlichen Struktur (T5) geliefert wird; die interne Lastkapazität führt zu einem im wesentlichen konstanten Verhalten des Schaltkreises bei Änderungen der angesteuerten Last.



EP 0 000 169 A1

Anmelderin:

International Business Machines
Corporation, Armonk, N.Y. 10504
te/bm

Spannungsabhängige Kapazität in integrierten Schaltungen
und Bootstrap-Schaltung

Die Erfindung betrifft eine spannungsabhängige Kapazität in integrierten Schaltungen nach dem Oberbegriff von Anspruch 1 und deren Verwendung in einer Bootstrap-Schaltung.

5

Beim Entwurf digitaler Systeme ist es oft notwendig, zwei verschiedene Technologien integrierter Schaltkreise, beispielsweise bipolare und Feldeffektanordnungen zu verwenden, wenn der vorgegebene Leistungsbereich für die
10 Schaltung erreicht werden soll. So werden häufig bipolare Schaltkreise für Anwendungen in logischen Kreisen und bei Taktgebern verwendet, Feldeffektschaltungen dagegen für Speicheranwendungen. Da bipolare Schaltungen im allgemeinen bei Spannungen arbeiten, die beträchtlich unter den
15 Werten liegen, die für den Betrieb von Feldeffektschaltkreisen erforderlich sind, werden Pufferschaltkreise notwendig, um die bipolaren Signalpegel auf den Pegel von Feldeffektschaltungen anzuheben. Üblicherweise dienen zur Realisierung dieser Pufferfunktion bipolare Schalt-
20 kreise.

Da Feldeffektschaltkreise besonders dazu neigen, Spannungsabfälle in der Größe einer Schwellwertspannung (typischerweise 0,5 bis 1,5 V) pro logischer Stufe zu
25 erzeugen, ist es besonders wichtig, daß die Eingangssignale für Feldeffektkreise so nahe wie möglich dem Versorgungspotential der Drain-Elektrode dieser Kreise liegen (typischerweise 8 bis 15 V). Fast ausschließlich werden Emitterfolger verwendet; zur Eliminierung
30 oder Herabsetzung des Spannungsabfalls-Basis-Emitter, der unvermeidlich in solchen Schalt-

kreisen auftritt, wird in der einen oder anderen Form eine kapazitive Ladungszurückhaltung oder ein Bootstrap-Element eingesetzt. Beispielsweise wird in der US-Patentschrift 3 656 004 die eingebaute Kapazität zwischen Basis und

5 Emitter selbst verwendet, um zusätzliche gespeicherte Ladung zu liefern, mit der der Ausgangsemitterfolger noch eine ausreichend lange Zeit im leitenden Zustand aufrechterhalten werden kann, nachdem der Treiberschaltkreis für die Basis schon nichtleitend geworden ist, so

10 daß die Ausgangsspannung den Wert des Versorgungspotentials erreicht. Der Artikel "Bipolare Bootstrap-Schaltung" im IBM Technical Disclosure Bulletin, Febr. 76, Seiten 2813 bis 2819, beschreibt eine ähnliche Technik zur Ladungsspeicherung, in der die Basis-Kollektorkapazität eines bipolaren Transistors dazu verwendet wird,

15 zusätzlichen Strom zu liefern, mit dem der Treiberkreis nach dem Schalten seiner Quelle noch im leitfähigen Zustand gehalten wird. In beiden Beispielen ist der Betrag der zurückhaltbaren Ladung begrenzt durch die großen

20 Störkapazitäten zwischen den Schaltungselementen und dem Substrat der integrierten Schaltung, sowie durch die Zeit, die zum Laden der internen Kapazitäten nach Einsetzen des Ausgangssignals erforderlich ist.

25 In dem Artikel "Takttreiber für dynamische MOS-FET-Schieberegisternmatritzen" im IBM Technical Disclosure Bulletin, Febr. 1974, Seiten 2767 bis 2768 und in der US-Patentschrift 4 002 931, wird eine Bootstrap-Kapazität verwendet, die zwischen dem Ausgang des Emitterfolgers

30 und seinem Eingang liegt; dadurch ergibt sich ein hochgesetzter Spannungspegel, mit dem die Ausgangsschaltung leitend gehalten wird, nachdem das Eingangssignal für die Treiberschaltung im Normalfall schon abgeklungen ist. Fig. 1 zeigt eine vereinfachte Treiberschaltung

35 des Bootstrap-Typs, in der ein Eingangssignal V_{ein} an T1 angelegt wird und ein invertiertes Ausgangssignal V_{aus} an Spannungsknoten A erscheint. Wenn V_{ein} ein

logisches Signal mit hohem Pegel ist, leitet T1 und damit auch T4, der den Knoten A an Erde legt. Wenn T1 leitet, liegt die Basis von T2 in der Nähe des Erdpotentials und T₂ ist ausgeschaltet. Der Spannungsabfall an R1 ermöglicht es dem Rückkoppelkondensator Cfb, sich auf ungefähr VL minus V_{be} der Diode D1 aufzuladen. Wenn das Eingangssignal von seinem hohen auf den niedrigen logischen Pegel übergeht, werden T1 und T4 ausgeschaltet. Die Basis von T2 steigt dann potentialmäßig und schaltet damit T2 ein, wodurch auch T3 leitend wird und das Ausgangssignal V_{aus} ansteigen läßt. Die Geschwindigkeit, mit der das Potential im Knoten A ansteigt, wird durch die Größe der beaufschlagten kapazitiven Last (die nicht eingezeichnet ist) bestimmt, sowie durch die Größe von Cfb und die Größe verschiedener Parasitärkapazitäten, die zusammengefaßt als variable Kapazität C_p dargestellt sind. Je größer C_p wird, desto größer muß Cfb sein, damit genügend Rückkopplung zum Knoten B zur Verfügung steht, um der Basis von T2 Strom zuzuführen und solange leitend zu halten, bis Knoten A das Versorgungspotential V_H der Drain-Elektrode erreicht. In vielen Fällen ist Cfb zu groß, als daß ein Kondensator entsprechender Kapazität auf demselben Substrat wie der übrige Schaltkreis eingebaut werden könnte; er wird deshalb als diskrete externe Komponente ausgeführt. Die oben erwähnte US-Patentschrift 4 002 931 beschreibt eine integrierte Kapazität mit dünner Oxydschicht, entsprechend der Darstellung in Fig. 2. Der Ausgang am Knoten A ist leitend mit einem N+-dotierten Halbleiterbereich verbunden, wobei die P+-Isolationswannen in der auf einem P-Substrat gewachsenen Epitaxialschicht vom Typ N ausgebildet sind. Die Kapazität Cfb zwischen den Kontakten A und B ist konstant, obwohl die Kapazität zwischen dem Kontakt A und dem Substrat eine in Sperrichtung vorgespannte P-N-Grenzschicht enthält. Fig. 3A ist eine schematische Darstellung des in Fig. 2 gezeigten Kondensators, Fig. 3B ist eine Darstellung der kapazitiven Effekte des Kondensators, wenn das Potential am

Knoten A ansteigt. Die Charakteristiken der in Sperrrichtung gepolten Diode entsprechen einem variablen Kondensator CP, dessen Kapazität ansteigt, wenn das Potential am Knoten A zunimmt. Da das Verhältnis von Cfb zu Cp klein
5 sein kann, wird die Wirksamkeit der Rückkopplung herabgesetzt. Obwohl andere Kondensatorstrukturen, beispielsweise Sperrschichtkapazitäten wie in der US-Patentschrift 3 474 309 herangezogen werden können, so weisen diese doch ebenfalls große parasitäre Kapazitäten auf, die mit
10 den Kondensatoranschlüssen gekoppelt sind und die Effektivität dieses Schaltkreises herabsetzen.

Als weiterer Stand der Technik, der hier von Interesse ist, kann genannt werden: US-Patentschrift 3 641 368, in
15 der ein NPN-Transistor mit kurzgeschlossenem Kollektor-Emitter als Kapazität verwendet wird und die US-Patentschrift 3 678 348, in der ein bipolarer Multi-emittertransistor gezeigt ist, bei dem mehrere Kontakte gemeinsam mit einer einzigen Emitterelektrode und einer
20 getrennten Mehrfachkontaktbasiselktrode verbunden sind.

Die Aufgabe der vorliegenden Erfindung besteht dementsprechend darin, integrierte bipolare Schaltkreise mit kapazitiven Rückkoppelementen zu verbessern und
25 insbesondere die störenden Effekte parasitärer Kapazitäten herabzusetzen.

Diese Aufgabe wird durch die im Hauptanspruch gekennzeichnete Erfindung gelöst; Ausgestaltungen der Erfindung
30 sind in den Unteransprüchen gekennzeichnet.

Die Erfindung verwendet eine spannungsabhängige Kapazität mit mehreren Halbleitergrenzschichten, bei der drei in Reihe geschaltete p-n-Grenzschichten zwischen einem
35 Bezugspotential und einer Ausgangsklemme angeordnet sind, und bei der die mittlere p-n-Grenzschicht bezüglich der beiden anderen Grenzschichten umgekehrt gepolt ist. Indem alle diese Grenzschichten in Sperrichtung gepolt bleiben,

erzeugt ein Eingangssignal, das zwischen den beiden der Ausgangsklemme am nächsten liegenden Grenzsichten zugeführt wird, eine spannungsabhängige Kapazität zwischen dem Eingangssignal und der Ausgangsklemme, während die
5 mittlere PN-Grenzschicht eine kapazitive Trennung zwischen Eingangssignal und Bezugspotential liefert. Die Verwendung der spannungsabhängigen Kapazität als Bootstrap-Kapazität in einem Bipolar-Treiberschaltkreis liefert einen Schaltkreis, der einen weiten Arbeitsbereich
10 aufweist, und zwar hauptsächlich infolge der eingebauten Lastkapazität, die für das Eingangssignal durch die Kapazität der mittleren p-n-Grenzschicht geliefert wird.

Ein Ausführungsbeispiel der Erfindung wird nun anhand von
15 Zeichnungen näher erläutert.

Es zeigen:

Fig. 1 einen schematischen Schaltkreis einer bipolaren
20 Bootstrap-Treiberschaltung nach dem Stand der Technik,

Fig. 2 einen schematischen Querschnitt einer Kondensatorstruktur (Kapazität) nach dem Stand der
25 Technik,

Fig. 3A schematische Schaltkreise mit zwei verschiedenen
und 3B elektrischen Darstellungen der in Fig. 2
30 dargestellten Kapazität,

Fig. 4 einen schematischen Schaltkreis einer bipolaren
Bootstrap-Treiberschaltung, in der die erfindungsgemäße Kapazität als bipolarer Transistor
dargestellt ist,

- 6 -

- Fig. 5A schematische Schaltbilder alternativer elek-
und 5B trischer Schaltkreise der Kapazität von Fig. 4,
- Fig. 6 ein schematisches Schaltbild einer anderen Aus-
5 führung des bipolaren Bootstrap-Treiberschalt-
kreises,
- Fig. 7A eine Aufsicht auf eine Ausführungsform der
Kapazität mit mehrfachen emitterähnlichen und
10 basisähnlichen Kontaktbereichen des in Fig. 6
dargestellten kapazitiven Elements T5,
- Fig. 7B einen Querschnitt der Kapazität von Fig. 7A
links der Linie B-B mit dem vertikalen Profil
15 der Struktur.
- Fig. 4 zeigt eine Ausführung der Erfindung in Form eines
bipolaren Bootstrap-Treiberschaltkreises mit einem
Emitterfolger vom Darlington-Typ. Der Schaltkreis soll
20 beim Anlegen eines Eingangssignals V_{ein} , das von einer
bipolaren Logikschaltung geliefert wird, ein Ausgangs-
signal V_{aus} liefern, dessen Spannungspegel zwischen dem
Erddpotential und der Versorgungsspannung V_H für die Drain-
Elektroden eines getriebenen Feldeffekttransistor-(FET)-
25 Schaltkreises liegen. Der Schaltkreis umfaßt einen
Eingangstransistor T_1 , dessen Basis mit V_{ein} gekoppelt ist
und dessen Kollektor mit dem Eingang eines Darlington-
Verstärkerpaars T_2 und T_3 verbunden ist. Der Emitter von
 T_1 ist über den Widerstand R_2 an Erde gelegt und direkt
30 mit der Basis des Transistors T_4 verbunden, der zum
schnellen Herabsetzen des Ausgangssignals verwendet wird.
Der Kollektor von T_1 ist weiterhin über einen als Diode
geschalteten Transistor D_1 und einen Widerstand R_1 mit
einer niederpegeligen Spannung V_L verbunden. Der Ver-
35 stärker- oder Treiberteil des Schaltkreises enthält die
Transistoren T_2 und T_3 , deren Kollektoren mit dem
Versorgungspotential V_H der FET-Drain-Elektroden verbunden
sind. Der Ausgang des Verstärkers ist beim Spannungs-

knoten A mit dem Kollektor des Transistors T4 verbunden. Zwischen dem Knoten A und der Ausgangsklemme V_{aus} liegt ein Element T5, das Ähnlichkeit mit einem bipolaren Transistor aufweist und dessen Basis sowohl mit dem Knoten A als auch mit V_{aus} verbunden ist. Der Kollektor von T5 ist mit VH verbunden, der Emitter mit dem Spannungsknoten B zwischen R1 und D1. Die Vorspannung von T5 ist so, daß keine Transistorwirkung eintritt und das Element nur als Paar von Grenzschnittkapazitäten wirkt, die das Ausgangssignal V_{aus} über die Rückkoppelkapazität Cfb an Knoten B geben und das Ausgangssignal V_{aus} mit VH über die interne Lastkapazität CLi koppeln.

Im Betrieb arbeitet der Schaltkreis nach Fig. 4 folgendermaßen: Wenn V_{ein} den hohen Pegel einnimmt, wird T1 leitend und es fließt ein Strom von VL über D1, R1, T1 und R2 zur Masse. Strom durch R2 läßt die Basis von T4 über den Wert V_{be} ansteigen und schaltet somit den Transistor T4 ein, der dann den Knoten A und V_{aus} auf Massenpotential legt. Die Spannungsteilung durch D1, R1 und R2 hält das Basispotential von T2 so gering, daß T2 und T3 nichtleitend bleiben. Der Knoten B behält jedoch eine Spannung bei, die ungefähr gleich VL minus V_{be} von D1 ist und somit bewirkt, daß die Emitter/Basis-Grenzschnitt von T5 in Sperrrichtung gepolt wird und Cfb auflädt. Der mit VH verbundene Kollektor von T5 liefert eine Sperrspannung für die Kollektor-Basis-Grenzschnitt, die CLi lädt.

Wenn V_{ein} auf den niederen Pegel übergeht, schaltet T1 aus und damit auch T4, so daß das Ausgangssignal nicht mehr auf Massenpotential festgehalten wird. Beim Ausschalten von T1 steigt das Potential an der Basis von T2, sowohl T2 als auch T3 schalten ein und das Potential am Knoten A und die Spannung V_{aus} nehmen in Richtung VH zu. Wird für einen Augenblick angenommen, daß T5 nicht vorhanden ist, so wäre die Transistorwirkung von T2 auf den Bereich begrenzt, in dem der Knoten A mehr als ungefähr zwei bis

5 drei Vbe-Spannungsabfälle unter VL liegt, da R1 nicht in der Lage wäre, Strom an die Basis von T2 zu liefern, wenn die Spannungsdifferenz an R1 null wird. Im vorliegenden Schaltkreis ist die Spannung aufgrund der Vorladung auf Cfb kapazitiv an Knoten B gekoppelt, der dadurch auf ein Potential V_{aus} plus der Vorladungsspannung (VL minus Vbe) ansteigt und somit bewirkt, daß Knoten B beträchtlich über das Vorladungspotential (VL minus Vbe) ansteigt. Der Spannungsanstieg ermöglicht es T2 und T3 leitend zu
10 bleiben, bis V_{aus} im wesentlichen den Wert V_H erreicht; damit ist das gewünschte Ziel erreicht. Während V_{aus} ansteigt, wirkt die interne Lastkapazität CLi, die durch Sperren der Kollektor-Basis-Grenzschicht von T5 gebildet wird, als Begrenzer für die Anstiegszeit des Ausgangs-
15 signals. Wie noch erläutert wird, kann das Verhältnis von Cfb und CLi während des Herstellprozesses so eingestellt werden, daß sich sowohl die gewünschte Rückkopplung als auch die gewünschte interne Lastkapazität ergibt. Hier ist zu beachten, daß bei diesem Schaltkreis, anders als im
20 Stand der Technik (Fig. 1), keine relativ große parasitäre Kapazität Cp zwischen Ausgang und Masse vorhanden ist.

Fig. 5A ist eine Darstellung der Diodeneigenschaften des kapazitiven Elements T5; danach besteht es aus in Reihe
25 geschalteten Dioden, nämlich der Emitter-Basis-Diode 10, der Basis-Kollektor-Diode 12 und der Kollektor-Isolationsdiode 14. Alle diese drei Grenzschichten sind dauernd in Sperrrichtung gepolt. Diode 10 wird anfangs über Klemme B auf der Spannung (VL minus Vbe) und über Klemme A auf Null
30 V gehalten. Diode 12 liegt zwischen den Spannungen V_H und Null V. Wenn V_{aus} ansteigt, bleibt Diode 10 in Sperrrichtung gepolt, da Klemme B kapazitiv so gekoppelt ist, daß sie ein höheres Potential als Klemme A annimmt; die Diode 12 liegt zwischen den Spannungen V_H und V_{aus} .

Fig. 5B zeigt schematisch den rein kapazitiven Effekt von T5 zwischen den Knoten A und B. Hier ist zu beachten, daß Cfb und CLi als variable Kapazitäten dargestellt sind, da sie durch in Sperrrichtung gepolte p-n-Grenzschichten
5 (Sperrschichtkapazität) gebildet werden, die verschiedenen Sperrspannungsbedingungen unterworfen sind. Diode 14 in Fig. 5A ist als feste Kapazität Cp dargestellt; sie hat tatsächlich keinen Einfluß auf die Arbeitsweise der Schaltung. In Fällen, bei denen wie in Fig. 3B Cp groß
10 ist, muß beachtet werden, daß Cp die Wirkung der Boot-strap-Kapazität Cfb nicht beeinflußt.

Fig. 6 zeigt eine zweite Ausführungsform der Erfindung in Form eines NAND-Treiberschaltkreises mit zwei Eingangssignalen. In Fig. 6 und Fig. 4 übereinstimmende Bezugs-
15 zeichen betreffen Elemente mit ähnlichen Funktionen. Der Schaltkreis besteht aus einem UND-Glied mit zwei Eingängen A und B, die mit den Emittern der Transistoren T6A und T6B verbunden sind. Der als Diode geschaltete Transistor D4
20 zwischen der Basis und dem Kollektor von T6A und T6B verhindert, daß diese tief in das Sättigungsgebiet gelangen. Die Kollektoren von T6A und T6B sind über Widerstand R7 mit den Basen von T1 und T7 gekoppelt. Die
25 Emitter von T1 und T7 sind mit der Basis des Transistors T4 verbunden, der zum Herabsetzen der Spannung auf Massenpotential dient. Der Kollektor von T1 ist mit dem Eingang des Verstärkungstransistors T2 verbunden, sowie mit den Dioden D2 und D3, die über R4 mit VH gekoppelt
30 sind, um eine tiefe Sättigung von T1 zu vermeiden. Der Emitter von T2 ist mit der Basis des Ausgangs-Treiber-Transistors T3 verbunden, dessen Emitter wiederum mit dem Ausgang V_{aus} verbunden sind. Der Kollektor von T7 ist mit der Basis von T8 gekoppelt, dessen Emitter mit der Basis von T3 verbunden ist, um einen zusätzlichen Treiberstrom
35 für T3 zu liefern. Der Strom zum Treiben von T2 wird durch die Kombination T9, R1, R12 und R13 geliefert, die zusammen funktionell mit D1 und

- 10 -

R1 in Fig. 4 äquivalent sind. Das Element T5 liefert die spannungsabhängigen Kapazitäten Cfb und CLi, die mit dem Ausgang am Emitter von T3 gekoppelt sind. Damit sich die gewünschten Charakteristiken ergeben, ist T5 als bipolares Element mit fünf Emittern und mehrfachen Basiskontakten ausgebildet; diese Struktur wird später noch näher besprochen. Die als Diode geschalteten Transistoren D8, D5 und D6, tragen dazu bei, Strom über T1 und T7 an T4 zu liefern, wenn das Ausgangssignal vom Wert VH gegen Masse getrieben wird. Die Diode D7 hindert T2 daran, tief in den Sättigungsbereich zu gelangen.

Im Betrieb arbeitet der Schaltkreis von Fig. 6 in ähnlicher Weise wie der von Fig. 4, wenn das zusätzliche logische UND-Glied am Eingang berücksichtigt wird. Wenn eines oder beide der Eingangssignale A und/oder B den niederen logischen Pegel aufweisen (Null V), so leitet entweder T6A oder T6B oder aber beide und führen dazu, daß die Basis von T1 und T7 ein Potential in der Nähe des Massenpotentials (Null V) sehen. Da T1 und T7 nicht leiten, bleibt auch T4 nicht leitend. Das Ausgangssignal V_{aus} hat zu diesem Zeitpunkt schon einen Wert von im wesentlichen VH erreicht und behält dieses Potential solange bei, bis beide Eingangssignale A und B wieder den hohen logischen Pegel einnehmen. Wenn beide Eingangssignale A und B ein ausreichend hohes Potential aufweisen, so daß die Transistoren T6A und T6B nicht mehr leiten, steigt das Potential an der Basis von T1 und T7 an, so daß diese leitend werden. Es fließt dann ein Strom durch T1 und T7, zur Basis von T4, der dem Transistor T4 ansetzt und so V_{aus} gegen das Massenpotential zieht. Die Dioden D8, D5 und D6 liefern zusammen mit T1 und T7 zusätzlichen Strom an T4, und zwar in Abhängigkeit der Belastung der Ausgangsklemme. Die zwischen die Kollektoren von T1 und T7 geschaltete Diode D6 bewirkt einen Ausgleich der Kollektorströme dieser beiden Transistoren.

Wenn das Ausgangssignal V_{aus} auf Masse liegt, sind T2 und T3 nichtleitend. Der Widerstand-Spannungsteiler R13 und R14 liegt nun zwischen VH und Masse (über die Basis von T5) und das Potential an der Basis von T9 schaltet T9
5 ein und lädt die Mehrfachemitter von T5 auf ein Potential, das ungefähr ein V_{be} -Spannungsabfall unter dem Potential liegt, das durch den Spannungsteiler R13 und R14 bestimmt ist. Die Rückkoppelkapazität Cfb wird dadurch auf dasselbe Potential geladen. Gleichzeitig wird die interne Last-
10 kapazität CLi auf VH geladen. Wenn eines oder beide der Eingangssignale A und/oder B genügend stark abfallen, um T6A oder T6B einzuschalten und somit T1, T7 und T4 in den Sperrzustand übergehen, steigt das Potential an der Basis von sowohl T2 und T8 gegen VH, T2 und T8 werden leitend,
15 dadurch auch T3 und V_{aus} kann ansteigen. Wie früher beschrieben, führt der Anstieg von V_{aus} zu einer kapazitiven Kopplung der in Sperrrichtung geschalteten Emitter von T5 und zu einem ausreichend hohen Potential, um Strom an T2 zu liefern, bis V_{aus} auf den Wert VH ansteigt. Wenn
20 das Potential an den Mehrfachemittern von T5 ansteigt, sperrt T9, da sein Emitter ein höheres Potential aufweist als seine Basis.

Die Fig. 7A und 7B zeigen die Struktur des Elements T5,
25 wie es in den Schaltkreis von Fig. 6 eingebaut ist; für alle Transistoren wird dabei ein gemeinsamer Herstellprozeß verwendet. Das kapazitive Element wird in einer isolierten Diffusionswanne 16 aus epitaktischem N-Silicium gebildet, das auf einem P-Substrat 18 erzeugt wurde; die
30 Wanne ist durch die Isolationsbereiche 20 begrenzt. Die Diffusionswanne ist im wesentlichen identisch mit denjenigen, die für die anderen bipolaren Elemente auf dem Schaltkreisplättchen verwendet werden. Obwohl die übrigen Transistorstrukturen auf dem Substrat einen vergrabenen
35 N+-Subkollektor verwenden, fehlt ein solcher in dem kapazitiven Element, um die Dichte der Isolationsfehler

(sogenannte Pipe-Fehler auf ein Minimum herabzusetzen und maximalen Kollektorwiderstand zu erreichen. Aus demselben Grund wird der Kontakt zum Kollektor in einer Erweiterung der Wanne 16 angebracht. Innerhalb der Wanne 16 ist ein einzelner Basisbereich 22 mit einer Leitfähigkeit vom P-Typ eindiffundiert und innerhalb des Basisbereichs 22 eine Mehrzahl von Emitterbereichen 24, beispielsweise 5. Eine geeignete Isolationsschicht 26 bedeckt die Oberfläche des Elements mit Ausnahme der Kontaktlöcher, an denen die über der Struktur liegenden nicht gezeichneten Leiterbahnen einen ohmschen Kontakt mit den verschiedenen Teilen des dargestellten Halbleitersubstrats bilden. Alle Emitterbereiche sind mit einem gemeinsamen Leiter verbunden, der fingerähnliche Ausstrahlungen aufweist, die sich längs der Emitterbereiche 24 erstrecken. In ähnlicher Weise sind Mehrfachkontakte, beispielsweise sechs, zur Kontaktierung des Basisbereichs 22 vorgesehen.

Die Kapazität des Rückkoppelkondensators C_{fb} kann variiert werden, indem Anzahl und Größe, (d.h. die Fläche der Grenzsicht) der Emitterbereiche vergrößert oder verkleinert werden. Der Wert von C_{fb} kann geändert werden, wobei sich die Kapazität der Basis-Kollektor-Grenzsicht nur wenig oder gar nicht ändert, so daß das Verhältnis von C_{fb} zu C_{Li} ebenfalls eingestellt werden kann. Da der Kollektorbereich 16 direkt mit VH verbunden ist, sind die normalerweise großen Kapazitäten Kollektor-Isolation und Kollektor-Substrat von den aktiven Klemmen des Elements isoliert.

Die bisherige Beschreibung bezog sich auf NPN-Transistoren; für den Fachmann ist es jedoch ohne weiteres möglich, mit Hilfe der bekannten Ersetzungsregeln anstelle der NPN-Transistoren solche vom Typ PNP zu verwenden. Das mit T5 bezeichnete kapazitive Element wurde in den Zeichnungen mit den Symbolen für einen Bipolartransistor dargestellt. Dies geschah hauptsächlich, um die Struktur

- 13 -

turellen Ähnlichkeiten des Elements mit konventionellen Bipolartransistoren zu unterstreichen. Es muß jedoch betont werden, daß Element 5 nicht in einem Bereich arbeitet, indem eine Transistorwirkung auftritt.

P A T E N T A N S P R Ü C H E

1. Spannungsabhängige Kapazität (Sperrschichtkapazität) in integrierter Bauweise, dadurch gekennzeichnet, daß erste (10, Fig. 5A), zweite (12) und dritte (14) p-n-Grenzschichtdioden zwischen einem Bezugspotential (Masse, Fig. 5A) und einer Ausgangsklemme (Knoten B) angeordnet sind, wobei die zweite Diode bezüglich der anderen umgekehrt gepolt ist, daß eine Eingangsklemme (Knoten A) zwischen der ersten und der zweiten Diode angeschlossen ist, daß eine Vorspannungsklemme (Knoten VH) zwischen der zweiten und dritten Diode angeschlossen ist und daß alle Dioden in Sperrichtung betrieben werden.
2. Kapazität nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, daß die Dioden als eine transistorähnliche Struktur auf einem einzigen Halbleiterplättchen ausgebildet sind, wobei die erste Diode einen emitterähnlichen Bereich (24, Fig. 7) zusammen mit einem basisähnlichen Bereich (22) umfaßt, die zweite Diode einen basisähnlichen Bereich (22) zusammen mit einem kollektorähnlichen Bereich (16) und die dritte Diode einen kollektorähnlichen Bereich (16) zusammen mit einem Isolierbereich (18, 20).
3. Kapazität nach Anspruch 2, dadurch gekennzeichnet, daß eine Mehrzahl von emitterähnlichen Bereichen (24, Fig. 7A) mit einer gemeinsamen Ausgangsklemme verbunden sind.
4. Kapazität nach Anspruch 2 oder 3, dadurch gekennzeichnet, daß ein konstantes Vorspannungspotential (VH) an die Vorspannungsklemme angelegt wird.

5. Kapazität nach einem der Ansprüche 1 bis 4, dadurch gekennzeichnet, daß die Kapazität als Rückkoppelvorrichtung (T5, Fig. 4) in einer integrierten bipolaren Bootstrap-Schaltung verwendet wird, wobei das Ausgangssignal mindestens einer Verstärkerstufe (T2, T3) mit der Eingangsklemme der Kapazität (Knoten A) verbunden ist und daß die Ausgangsklemme der Kapazität (Knoten B) das Rückkoppelsignal führt.
6. Bootstrap-Schaltung nach Anspruch 5, dadurch gekennzeichnet, daß die Verstärkerstufe einen Emitterfolger (T2, T3) vom Darlington-Typ umfaßt.
7. Bootstrap-Schaltung nach Anspruch 6, dadurch gekennzeichnet, daß die Vorspannungsklemme der Kapazität (VH, Fig. 5A) mit der Stromquelle für die Verstärkerstufe verbunden ist.
8. Bootstrap-Schaltung nach einem der Ansprüche 5 bis 7, dadurch gekennzeichnet, daß zwischen die Vorspannungsquelle (VH, Fig. 6) und die Eingangsklemme (Knoten A) der Kapazität (T5) ein Spannungsteiler (R13, R14) geschaltet ist, dessen Mittelabgriff mit der Basis eines Transistors (T9) verbunden ist, der mit seinem Kollektor über einen Widerstand (R12) an die Vorspannungsquelle (VH) und mit seinem Emitter an die Ausgangsklemme der Kapazität, sowie über einen Widerstand (R1) an die Basis des ersten Transistors (T2) des Emitterfolgers angeschlossen ist.
9. Bootstrap-Schaltung nach Anspruch 8, dadurch gekennzeichnet, daß die Basis und der Emitter des Eingangstransistors (T1) mit der Basis, bzw. dem Emitter eines zweiten Transistors (T7) verbunden sind,

- daß der Kollektor des zweiten Transistors mit der Basis eines dritten Transistors (T8) und über einen Widerstand (R9) mit der Vorspannungsquelle (VH) verbunden ist, daß der Kollektor des dritten Transistors (T8) an die Vorspannungsquelle (VH) angeschlossen ist und sein Emittter an die Basis des zweiten Transistors (T2) des Emitterfolgers.
- 5
10. Bootstrap-Schaltung nach Anspruch 9, dadurch gekennzeichnet, daß der Kollektor des Eingangstransistors (T1) mit dem Kollektor eines als Diode geschalteten vierten Transistors (D6) verbunden ist, dessen Emittter an den Kollektor des zweiten Transistors (T7) angeschlossen ist, daß die Basis des vierten Transistors (D6) mit dem Emittter eines als Diode geschalteten fünften Transistor (D5) verbunden ist, dessen Kollektor an die Basis des zweiten Transistors (T3) des Emitterfolgers angeschlossen ist und daß parallel zu Basis und Emittter des zweiten Transistors (T3) des Ausgangsemittterfolgers eine Diode (D8) geschaltet ist.
- 10
- 15
- 20

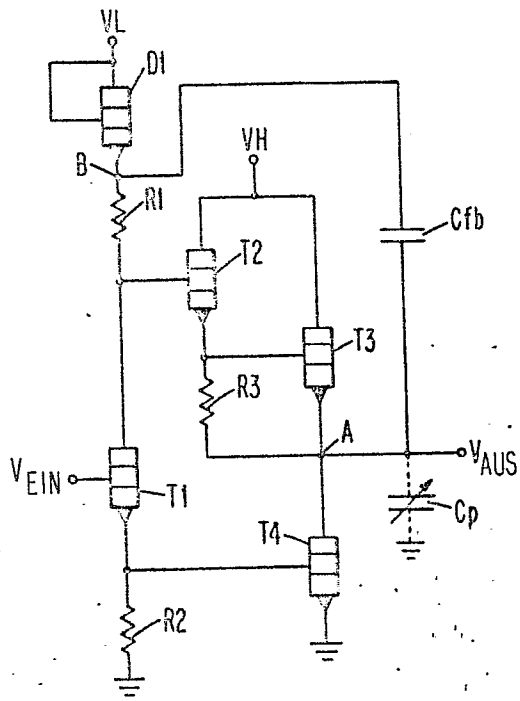


FIG. 1

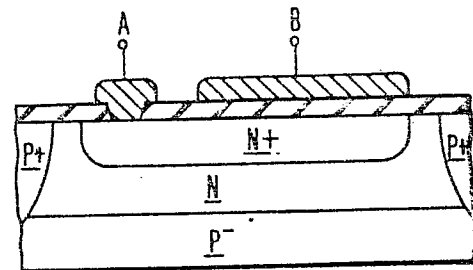


FIG. 2

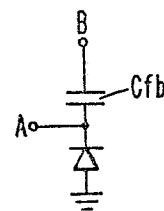


FIG. 3A

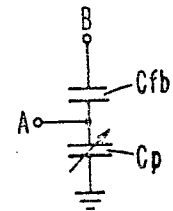


FIG. 3B

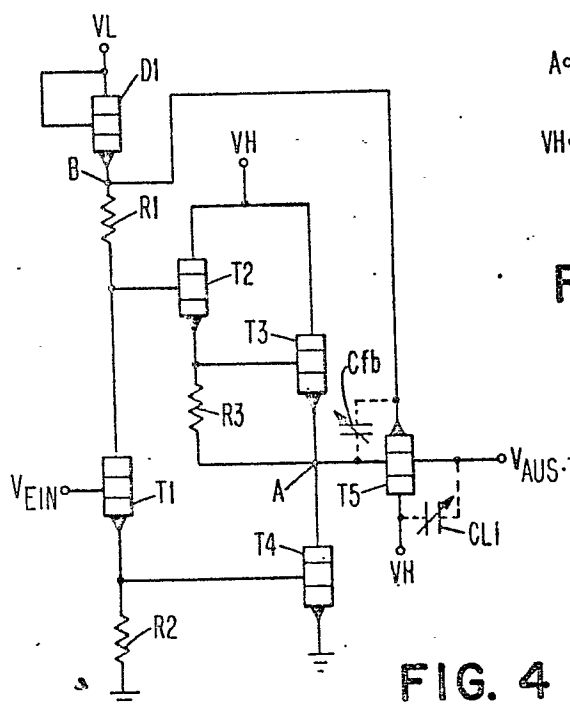


FIG. 4

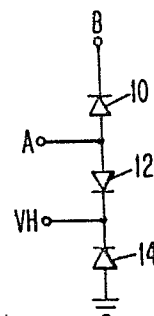


FIG. 5A

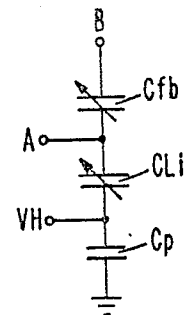


FIG. 5B

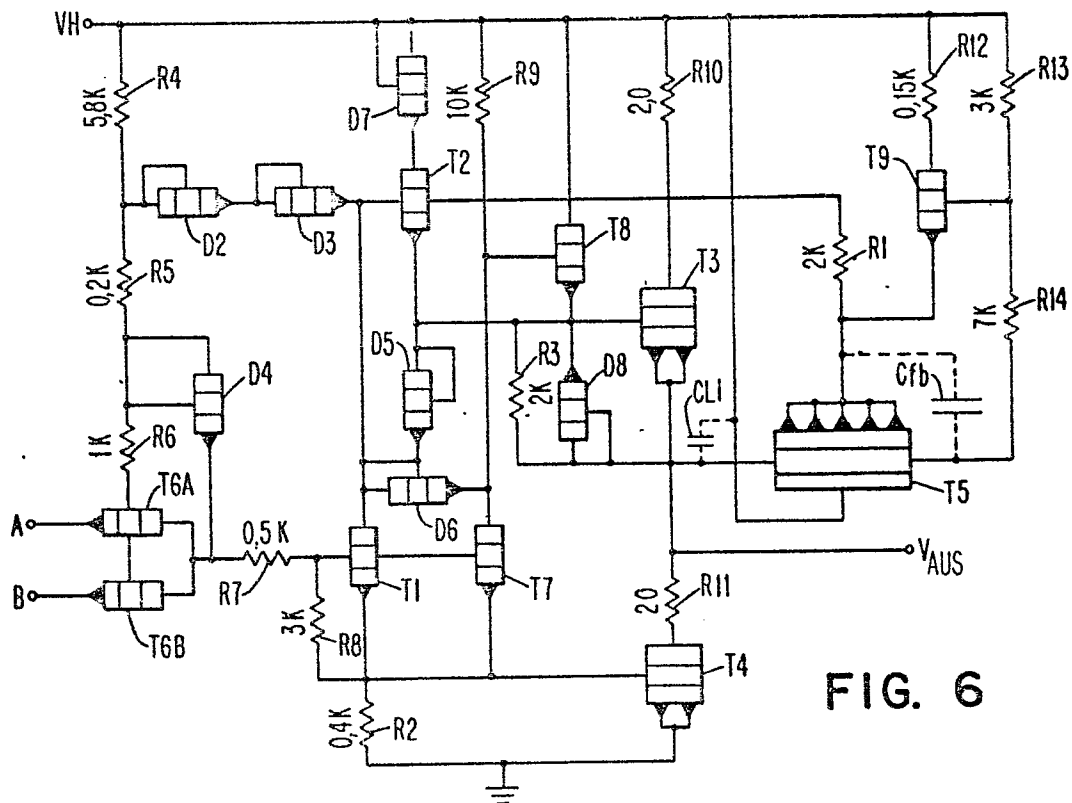


FIG. 6

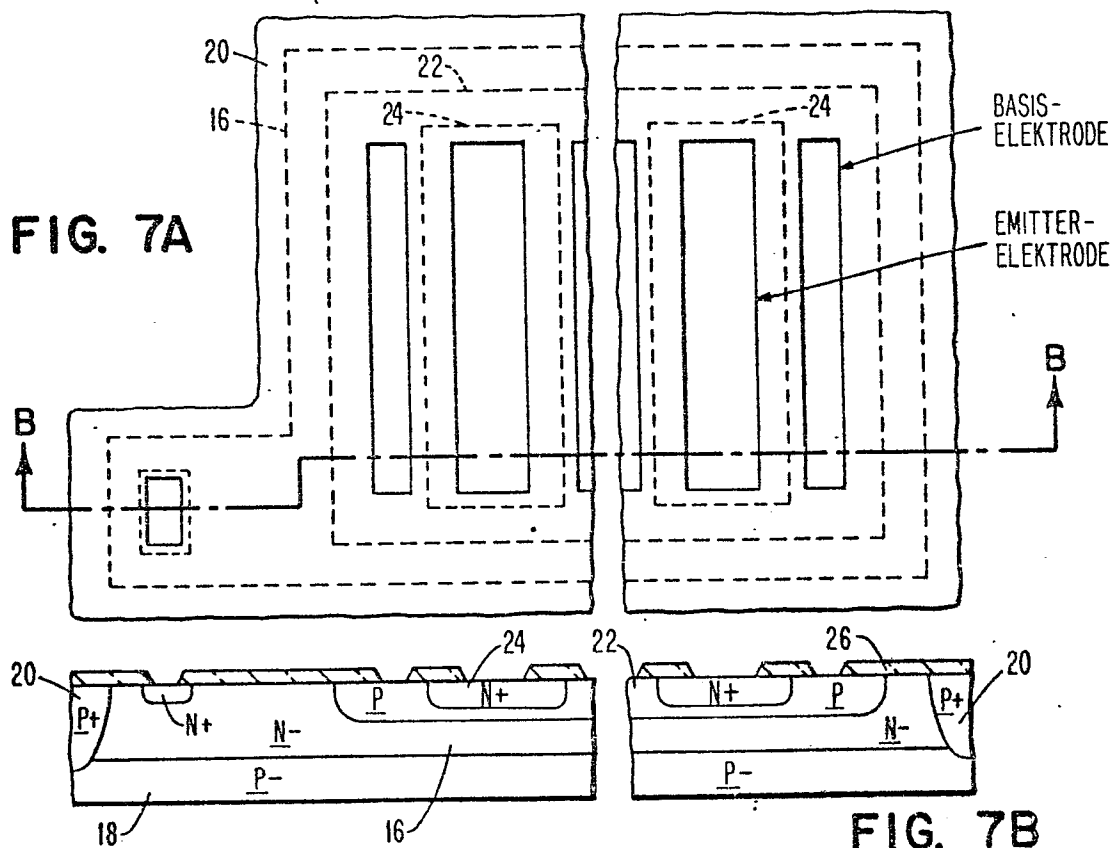


FIG. 7B



EINSCHLÄGIGE DOKUMENTE			KLASSIFIKATION DER ANMELDUNG (Incl. 1)
Kategorie	Kennzeichnung des Dokuments mit Angabe, soweit erforderlich, der maßgeblichen Teile	betrifft Anspruch	
	US - A - 3 544 862 (R.C. GALLAGHER et al.) * Figuren 1-5; Patentansprüche * -- DE - A - 1 764 148 (DEUTSCHE ITT INDUSTRIES GmbH) * Figure 1; Patentansprüche 1-8 * ----	1-3 1-3	H 01 L 27/08 H 01 L 27/06 H 03 K 19/08
			RECHERCHIERTE SACHGEBIETE (Int. Cl. 2)
			H 03 K 19/08 H 01 L 27/06 H 01 L 27/08 H 01 L 29/93
			KATEGORIE DER GENANNTEN DOKUMENTE
			X: von besonderer Bedeutung A: technologischer Hintergrund O: nichtschriftliche Offenbarung P: Zwischenliteratur T: der Erfindung zugrunde liegende Theorien oder Grundsätze E: kollidierende Anmeldung D: in der Anmeldung angeführte Dokument L: aus andern Gründen angeführtes Dokument &: Mitglied der gleichen Patentfamilie, übereinstimmende Dokument
X	Der vorliegende Recherchenbericht wurde für alle Patentansprüche erstellt.		
Recherchenort	Abschlußdatum der Recherche	Prüfer	

