

12

EUROPÄISCHE PATENTANMELDUNG

21 Anmeldenummer: 82100160.9

51 Int. Cl.³: **G 05 F 1/46**

22 Anmeldetag: 12.01.82

30 Priorität: 29.01.81 US 229417

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

43 Veröffentlichungstag der Anmeldung: 11.08.82
Patentblatt 82/32

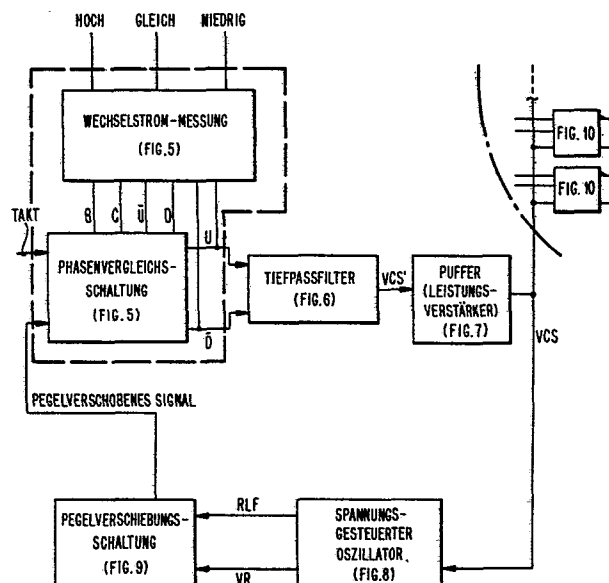
72 Erfinder: **Dorler, Jack Arthur, 26 Dose Road, Wappinger Falls New York 12590 (US)**
Jenkins, Michael Owen, 4951 Cherry Avenue Apt. 143, San Jose California 95118 (US)
Mosley, Joseph Michael, 1 Gene Court, Hopewell Junction New York 12533 (US)
Weitzel, Stephen Douglas, 10 North Drive, Poughkeepsie New York 12603 (US)

84 Benannte Vertragsstaaten: **DE FR GB IT**

74 Vertreter: **Neuiand, Johannes, Dipl.-Ing., Schönaicher Strasse 220, D-7030 Böblingen (DE)**

54 **Schaltung zum Angleichen der Signalverzögerungszeiten von miteinander verbundenen Halbleiterschaltungen.**

57 Bei dieser Schaltung, die als Regelschaltung auf jedem Halbleiterchip vorgesehen ist und eine Phasenvergleichsschaltung enthält, in der die Frequenz eines den Sollwert der Signalverzögerung charakterisierenden, extern zugeführten Impulszuges mit der Frequenz eines auf dem Halbleiterchips befindlichen steuerbaren Oszillators verglichen wird, ist eine Zusatzschaltung vorgesehen. Sie ist an die Phasenvergleichsschaltung angeschlossen und besitzt drei Ausgänge, um anzuzeigen, ob die Frequenz des steuerbaren Oszillators kleiner, gleich oder größer als die des extern zugeführten Impulszuges ist. Die Zusatzschaltung ist aus drei Verknüpfungsgliedern aufgebaut. Die Ausgänge der beiden Verknüpfungsglieder, die anzeigen, daß die Frequenz des steuerbaren Oszillators höher bzw. niedriger ist als die des extern zugeführten Impulszuges, sind an das dritte Verknüpfungsglied, das Frequenzgleichheit anzeigt, angeschlossen. Die Verknüpfungsglieder sind als NOR-Glieder realisiert.



Schaltung zum Angleichen der Signalverzögerungszeiten von
miteinander verbundenen Halbleiterschaltungen

Die Erfindung betrifft eine Schaltung zum Angleichen der
Signalverzögerungszeiten von miteinander verbundenen Halb-
leiterchips bezüglich eines Sollwertes, der durch die Fre-
quenz eines extern zugeführten Impulszuges charakterisiert
5 wird und mittels einer auf jedem Halbleiterchip vorgesehe-
nen Regelschaltung durch Ändern der dem Halbleiterchip zuge-
führten elektrischen Leistung erreicht wird. Dazu enthält die
Regelschaltung einen steuerbaren Oszillator und eine Phasen-
vergleichsschaltung, in der die Frequenz des steuerbaren Os-
10 zillators mit der des ersten zugeführten Impulszuges vergli-
chen und bei Abweichung bis zur Synchronisation nachgeregelt
wird.

Das gegenwärtige Verfahren des Schaltkreisentwurfs besteht da-
15 rin, logische Schaltungen und regelmäßige Anordnungen aus ih-
nen zu entwerfen, die bei einem bestimmten Leistungspegel ar-
beiten. Es gibt zahlreiche Lehren im Stand der Technik, um ei-
nen bestimmten Leistungspegel oder einen bestimmten Strompegel
innerhalb eines logischen Gatters aufrechtzuerhalten. Insbe-
20 sondere sind in der Technologie der Stromübernahmeschalter Zu-
satzschaltungen auf einem Halbleiterchip vorgesehen, um die Än-
derung im Strompegel innerhalb des logischen Gatters zu mini-
mieren, während die Temperatur, die Versorgungsspannungen und
auch die Einflüsse des Herstellungsprozesses von Los zu Los
25 variieren. Fig. 1 zeigt eine typische Kurve der Signalverzö-
gerung in Abhängigkeit von der Verlustleistung mit einem Pfeil,
der die gegenwärtige Entwurfspraxis zeigt - Wählen eines Ver-
lustleistungspegels, Aufrechterhalten dieses Verlustleistungs-
pegels und Annehmen der daraus resultierenden Signalverzögerung.
30 Beim Entwurf wird versucht, die Änderungen im betrieblichen
Verhalten unter einer Reihe von Bedingungen zu minimieren. Die
Kurve der Signalverzögerung eines Gatters als Funktion der
Leistung in Fig. 1 kann in jeder Richtung sich bewegen und
sogar ihre Neigung ändern. Gleichzeitig weist die Regel-
35 schaltung für die Verlustleistung ihre eigenen Störungen
auf. Diese resultieren in einer weiten Streuung der Schalt-
FI 980 030

geschwindigkeiten der logischen Gatter.

Fig. 2 zeigt eine Kurve der Gatter-Signalverzögerung als Funktion der Verlustleistung und dient dazu, das bevorzugte Entwurfsverfahren gemäß der Erfindung zu illustrieren. Die Schaltgeschwindigkeit oder Signalverzögerung des logischen Gatters wird gewählt und die Verlustleistung innerhalb der Schaltung wird so eingestellt, daß diese Schaltgeschwindigkeit erreicht wird. Dies wird zustandegebracht durch Entwerfen von auf dem Halbleiterchip befindlichen Schaltungen, die empfindlich sind für die bei Ausgleichsvorgängen geltenden Leistungskennwerte der auf dem Chip befindlichen logischen Schaltungen oder Matrixanordnungen. Diese spezielle Schaltung (Regler für die Signalverzögerung) erzeugt ein Signal, das das Verhalten des Halbleiterchips anzeigt (Schaltgeschwindigkeit als Funktion der Leistung), das verglichen wird mit einem für das ganze System verwendeten periodischen Bezugs- oder Taktsignal. Der Vergleich erzeugt ein Signal, das die den logischen und/oder Matrixschaltungen auf dem Halbleiterchip zugeführte elektrische Leistung regelt und damit das Betriebsverhalten. (Nämlich den Punkt auf der Kurve, die die Gatter-Signalverzögerung als Funktion der Leistung angibt, der einer festgesetzten Gatter-Signalverzögerung entspricht). Durch Zuführen des Bezugssignals zu allen Halbleiterchips in dem System weisen alle diese Chips das gleiche relative Betriebsverhalten auf, d. h. die gleiche Gatter-Signalverzögerung oder Schaltgeschwindigkeit. Da ein kontinuierlicher Vergleich zwischen dem Bezugssignal und dem auf dem Halbleiterchip erzeugten Signal vorgenommen wird, werden viele Variable, die das betriebliche Verhalten beeinflussen, wie z. B. die Stromversorgung, Temperaturänderungen, Schwankungen bei der Fertigung der einzelnen Chips usw. minimiert oder eliminiert.

Aus dem US-Patent Re 29 619 ist ein Digital-Analog-Umsetzer bekannt, dessen Ausgangsschaltung einen Satz von Schalt-

transistoren aufweist, die als Stromgeneratoren angeordnet sind. Die Ströme durch die Schalttransistoren werden konstant gehalten mittels einer Schaltung, die die Versorgungsspannung entsprechend einstellt und einen gesonderten

5 Bezugstransistor enthält, der mit einem der Schalttransistoren übereinstimmt und an die gleichen Spannungsversorgungsleitungen angeschlossen ist wie die Schalttransistoren. Die Regelschaltung für die Versorgungsspannung enthält

10 einen Operationsverstärker, der den Kollektorstrom des Bezugstransistors abfühlt und die Versorgungsspannung so einstellt, daß der Kollektorstrom konstant bleibt. Dieses automatische Einstellen der Versorgungsspannung hält auch den Strom durch die Schalttransistoren konstant.

15 In dem US-Patent 3 602 799 ist eine hochstabile und schnell schaltende, einen Gleichstrom liefernde Stromquelle offenbart zur Erzeugung einer genauen Bezugsspannung für die Verwendung in anderen Geräten wie beispielsweise in sehr schnell arbeitenden Analog-Digital-Umsetzern. Ein kontinuierlicher, konstanter Laststrom wird selektiv zwischen

20 zwei Stromwegen umgeschaltet, von denen der eine eine Ausgangslast enthält, an der die genannte Bezugsspannung erzeugt wird. Eine digital gesteuerte, sehr schnell arbeitende Treiberschaltung mit einer Differenzverstärkerkonfiguration steuert das Fließen des konstanten Stromes wahlweise

25 durch eine von zwei Schottky-Dioden. Die Dioden dienen als elektronische Schalter der Konstant-Stromquelle, welche einen Operationsverstärker enthält, der in einer Rückkopplungsschleife angeordnet ist, die eine Darlington-Transistorkonfiguration enthält und gesteuert wird durch eine von

30 außen zugeführte Eingangsbezugsspannung und ein Fehlersignal, das durch das Fließen des Laststromes über einem temperaturkompensierten Widerstand erzeugt wird.

Im US-Patent 3 743 850 ist eine integrierte Stromversorgungsschaltung beschrieben, bei der Gleichströme zur Arbeitspunkteinstellung für eine monolithisch integrierte Schaltung von einer geregelten Bezugsstromquelle erhalten werden, die Strom durch erste und zweite in Reihe geschaltete Dioden liefert, um Punkte mit Bezugspotential herzustellen. Einige der Transistoren der Stromquelle, die mit dieser geregelten Stromquelle verbunden sind, sind mit ihren Basis-Emitterstrecken an die erste Diode angeschlossen, und der Emitterstrom dieser Transistoren der Stromquelle wird gesammelt und dem Strom der geregelten Spannungsquelle hinzugefügt und durchfließt die zweite Diode. Diese zweite Diode, durch die ein größerer geregelter Strom fließt, wird benutzt, um als Referenz für weitere Stromquellen-Transistoren mit wesentlich größeren Strömen zu dienen, ohne daß es nötig ist, ein hohes Flächenverhältnis für die Emitterflächen dieser Stromquellen-Transistoren festzulegen.

Aus dem US-Patent 3 754 181 ist eine monolithisch integrierbare Konstantstromquelle für Transistoren bekannt, die als stromstabilisierende Elemente miteinander verbunden sind. Um die Empfindlichkeit für Schwankungen der Versorgungsspannung bei einer monolithisch integrierten Konstantstromquelle mit einer Reihe von Transistoren zu verringern, ist der Steuertransistor durch einen Verstärker ersetzt. Nur ein Bruchteil der Summe der Basisströme der Stromquellen-Transistoren wird dem Eingang des Verstärkers zugeführt. Auch die Anzahl der Stromquellen-Transistoren ist nicht durch den Stromverstärkungsfaktor begrenzt, wie das der Fall ist, wenn ein Steuertransistor benutzt wird.

Eine Stromübernahme-Schaltung ist in dem US-Patent 3 758 791 beschrieben. Sie besteht aus einem Transistorpaar, bei dem der eine Transistor als Bezugselement und der andere als Eingangselement dient. Die Schaltung enthält

ferner zwei Serienschaltungen aus einem Widerstandselement und einer Diode, die jeweils zwischen den betreffenden Kollektoren der beiden Transistoren angeschlossen sind, wobei die Polarität der Dioden entgegengesetzt zueinander ist, so
5 daß die Emitterströme der Transistoren automatisch geregelt werden, um einen vorgegebenen Wert einzuhalten, wodurch die Gleichstrompegel der Ausgangsspannungen der Stromübernahme-
schaltung konstant gehalten werden gegenüber temperaturbe-
dingten Schwankungen der Transistorparameter.

10

Aus dem US-Patent 3 778 646 ist eine Halbleiter-Logikschaltung bekannt, die im Strombetrieb arbeitet und zumindest einen Transistor mit geerdetem Emitter enthält, über den eine Betriebsspannungsquelle mit der logischen Schaltung
15 verbunden ist. Der Ausgang der logischen Schaltung wird über eine Rückkopplungsschaltung auf den Transistor mit geerdetem Emitter rückgekoppelt. Als Ergebnis kann die Schwankung am Ausgang der logischen Schaltung auf einem Minimum gehalten werden, auch wenn die Belastung der logi-
20 schen Schaltung verändert wird.

25

Im US-Patent 3 794 861 ist die Schaltung eines Bezugsspannungsgenerators offenbart, der besonders geeignet ist für Konstantstromschaltungen, die eine geringe Temperatur- und
eine geringe Spannungsempfindlichkeit aufweisen. Die Schaltung besteht aus einer Teilschaltung für die Bezugsspannung, die eine geringe Spannungsempfindlichkeit und eine verhältnismäßig hohe Temperaturempfindlichkeit aufweist und
einer zusätzlichen Rückkopplungsschaltung zur Rückführung
30 einer kompensierenden Temperaturempfindlichkeit, um eine geringe Gesamtempfindlichkeit zu erhalten. Die Temperaturempfindlichkeit des Bezugsspannungsgenerators beruht überwiegend auf der Temperaturempfindlichkeit des Spannungsabfalles an einer Basis-Emitterdiode, der selektiv gesteuert

oder im wesentlichen durch geeignete Auswahl von Widerständen im Rückkopplungskreis aufgehoben werden kann, so daß eine temperaturempfindliche Komponente rückgekoppelt wird. Das Rückkopplungssignal ist abhängig von der Differenz der Spannungsabfälle in den Basis-Emitterdioden zweier Transistoren, die verschieden große Ströme leiten und wird in ähnlicher Weise verstärkt, um tatsächlich das Aufheben der Empfindlichkeit des Bezugsspannungsgenerators zu erlauben.

10 Aus dem US-Patent 3 803 471 ist eine Steuerschaltung zur Impulsbreitenmodulation bekannt, die einen Leistungsschalter aufweist, der keine externe Vorrichtung zum Stromausgleich benötigt. Die Schaltung besitzt eine Reihe parallel geschalteter Leistungstransistoren, deren Übertragungsverhältnis für den Strom in Vorwärtsrichtung abrupt abnimmt bei Anwachsen des Kollektorstromes und deren Basisspannung von einem einen konstanten Strom abgebenden Schaltregler geliefert wird, der eine Reihe von parallel geschalteten Klemm-Transistoren aufweist, die parallel zu den Ausgangsklemmen des Reglers geschaltet sind und durch Impulse variabler Breite eingeschaltet werden, um Strom von den Leistungstransistoren abzuleiten und dadurch den Leistungsschalter aus- und einzuschalten. Der Ausgang des Reglers ist mit der Basis jedes Leistungstransistors über eine Diode gekoppelt, deren Spannungsabfall in Vorwärtsrichtung das Teilen des Basisstromes unterstützt und einen mehrfachen Transistorausfall verhindert.

In dem US-Patent 3 808 468 ist ein Feldeffekt-Bootstrap-Verstärker beschrieben, dessen Gate durch Vorladung eine verhältnismäßig hohe Gatespannung und eine verhältnismäßig niedrige Drainspannung aufweist, die von einer gemeinsamen Versorgungsquelle geliefert wird. Die Gatespannung wird von periodischen Impulsen abgeleitet, die von einem auf dem Halbleiterchip befindlichen freilaufenden FET-Multivibrator

und einer Spannungs-Vervielfacherschaltung erzeugt werden, die von der genannten Versorgungsquelle gespeist werden. Die Impulsbreite der periodischen Impulse ändert sich als inverse Funktion der Steilheit der auf dem Halbleiterchip befindlichen Feldeffekttransistoren und als eine direkte Funktion von deren Schwellwertspannung. Die Impulsbreite steuert die Ladezeit eines Zusatzkondensators in der Spannungs-Vervielfacherschaltung, wodurch die Amplitude der Zusatzspannung eine direkte Funktion der Impulsbreite ist. Die Zusatzspannung wird dem Gate des FET-Bootstrap-Verstärkers zugeführt.

Aus dem US-Patent 3 978 473 ist ein Digital-Analog-Umsetzer bekannt, der einen als integrierte Schaltung ausgeführten Schaltmodul mit vier Schalttransistoren und zugehöriger Steuerschaltung enthält. Die Emitterflächen der Schalttransistoren sind binär gewichtet, um für gleiche Stromdichten zu sorgen. Ein fünfter Transistor dient als Referenztransistor zum Einstellen der Versorgungsspannung, was notwendig ist, um einen konstanten Strom durch die Schalttransistoren aufrechtzuerhalten. Um einen Digital-Analog-Umsetzer zu konstruieren, der eine hohe Bitauflösung besitzt, kann eine Reihe solcher "Vierer"-Schaltmodule kombiniert werden, z. B. in einer Baugruppe aus Schaltkarten, die einen Modul mit Dünnschichtwiderständen einschließt, der binär gewichtete Widerstände auf einem Glassubstrat aufweist, um die Strompegel für die Schalttransistoren einzustellen.

Im US-Patent 4 004 164 ist eine Stromquelle offenbart für die Verwendung auf einem Halbleiterchip mit Feldeffekttransistoren, um die Änderungen der Spannungsquelle für die Substratspannung zu kompensieren. Wenn sich Analogschaltungen allein oder kombiniert mit digitalen Logikschaltungen auf einem Halbleiterchip befinden, sind sie normalerweise empfindlich für Störungen in der Vorspannung, die dem Sub-

strat des Halbleiterchips zugeführt wird. Das Erzielen einer gleichmäßigen Ausgangsleistung einer Analogschaltung aufgrund einer Änderung der Eingangsspannung hat bisher die Verwendung von Präzisionsspannungsquellen außerhalb des Halbleiterchips erfordert. Solche teuren Präzisionsspannungsquellen können eliminiert werden, und es können normale variable Spannungsversorgungen ($\pm 15\%$) verwendet werden durch Vorsehen einer auf dem Chip befindlichen Kompensationsstromquelle, die eine Einheit mit anderen Schaltungen bildet, um stabile Bezugsspannungspegel auf dem Halbleiterchip zur Verwendung durch die Analogschaltungen zu liefern.

Die Kompensationsschaltung enthält zwei Feldeffekttransistoren vom Verarmungstyp, die in Reihe geschaltet sind zwischen einer Spannungsquelle mit höherer Spannung und der Substratspannung, wobei der Feldeffekttransistor, der an die höhere Spannung angeschlossen ist, mit seinem Gate mit dem gemeinsamen Knoten der beiden Transistoren verbunden ist und sich in Sättigung befindet, während das Gate des an die niedrigere Spannung angeschlossenen Feldeffekttransistors an das Massepotential angeschlossen ist und dieser Transistor im linearen Bereich der Kennlinie arbeitet. Das Gate eines Feldeffekttransistors vom Anreicherungstyp ist mit dem gemeinsamen Knoten der beiden Feldeffekttransistoren vom Verarmungstyp verbunden und seine Source-Elektrode mit dem negativen Pol der Substratspannungsquelle. Durch eine geeignete Auswahl der Parameter fließt durch diese Schaltung ein Strom, der sich umgekehrt zu den Änderungen der Substratvorspannung ändert, um eine kompensierte Stromquelle für die anderen Analogschaltungen zu ergeben. Als Beispiele sind Schaltungen für eine stabilisierte Bezugsspannungsquelle, eine Stromsteuerschaltung für einen Differenzverstärker und eine kombinierte Schaltung gezeigt.

In dem US-Patent 4 029 974 ist ein Digital-Analog-Umsetzer offenbart, der aus einer Reihe von Stromquellen-Transistoren gebildet wird, die so angeordnet sind, daß sie verschiedene Strompegel führen, entsprechend einem vorgegebenen Gewichtsmuster, d. h. einem binären Gewichtsmuster. In dem Umsetzer führen eine Reihe von Stromquellen-Transistoren gleicher Größe die verschiedenen Strompegel und arbeiten daher bei verschiedenen Stromdichten mit verschiedenen Basis-Emitterspannungen, abhängig von der Temperaturdrift.

5 Stabile Emitterspannungen, die für genaue Pegel des gewichteten Stromes sorgen, werden erzeugt durch Widerstände zwischen den Basen aufeinanderfolgender Stromquellen-Transistoren und einer Stromquelle, um an den Widerständen zwischen den Basen eine Spannung zu erzeugen, die sich linear

10 mit der absoluten Temperatur ändert, entsprechend der Differenz zwischen den Basis-Emitterspannungen aufeinanderfolgender Stromquellen-Transistoren.

15

Die Schaltung zur Erzeugung eines sich linear mit der absoluten Temperatur ändernden Stromes wird gebildet aus ersten und zweiten Transistoren, die gezwungen werden, den gleichen Strom bei verschiedenen Stromdichten zu führen, um verschiedene Basis-Emitterspannungen zu erzeugen und durch Mittel wie einen Emitterwiderstand, der auf die Differenz

20 der Basis-Emitterspannungen anspricht, um einen Strom zu erzeugen, der Differenz der Basis-Emitterspannungen entspricht und sich linear mit der Temperatur ändert.

25

Aus dem US-Patent 4 100 431 ist eine Schnittstellenschaltung bekannt zur Verbindung eines Teils einer integrierten Schaltung, der als integrierte Injektionslogik (I^2L) ausgeführt ist, mit einem linearen Teil der integrierten Schaltung. Die Schaltung überträgt sowohl logische Information als auch I^2L -Bezugsstrompegel von der I^2L -Schaltung zu der

30 linearen Schaltung bei relativ hohen Spannungspegeln, die

35

in der linearen Schaltung vorhanden sind. Ein Ausführungs-
beispiel verwendet eine Kaskode-Anordnung mit einem Transi-
stor, zwei Dioden und einem Widerstand. Ein anderes Ausfüh-
rungsbeispiel nutzt die sich gleichenden Eigenschaften ei-
5 nes Transistorpaares aus, das in Vorwärts- und im Umkehrbe-
trieb arbeitet, um die Funktion mit nur einem Transistor
auszuführen.

10 Im US-Patent 4 145 621 ist eine Logikschaltung aus Transi-
storen offenbart, die eine Konstantstromquelle in der Form
einer Stromspiegelschaltung enthält, die mit einer Kombina-
tion eines logischen Gatters aus Schalttransistoren verbun-
den ist, wobei die Anordnung derart ist, daß die Schalt-
transistoren nicht sättigen.

15 In dem US-Patent 4 160 934 wird der Strom durch eine Halb-
leiter-Leuchtdiode, der von einem Feldeffekttransistor-
schalter mit isoliertem Gate geliefert wird, durch eine
Stromsteuerschaltung stabilisiert, die ein als Vergleicher
20 dienendes Rückkopplungsnetzwerk enthält, das die Spannung
an dem Knoten zwischen dem genannten Schalter und der Se-
rienverbindung eines Ballastwiderstandes und der Leucht-
diode stabilisiert.

25 Aus dem US-Patent 4 172 992 ist es bekannt, ein Transistor-
paar mit verschiedenen Stromdichten zu betreiben, um ein
differentielles Basis-Emitterpotential zu erzeugen. Dieses
Potential dient als Referenz in einer gegengekoppelten Sta-
bilisierungsschaltung, die einen Strom abgibt, der durch
30 das Potential geregelt wird. Die Schaltung kann auch Ströme
regeln, die in einer Reihe von zusätzlichen Stromquellen
und Senken, die damit verbunden sind, fließen.

35 In dem US-Patent 3 736 477 ist die grundlegende I^2L -Struk-
tur und Schaltung offenbart.

Bezüglich des Standes der Technik wird noch auf folgende weiteren Veröffentlichungen aus dem IBM Technical Disclosure Bulletin verwiesen:

- 5 (1) "Current Source Generator" von G. Keller et al.,
Vol. 12, No. 11, April 1970, Seite 2031;
- (2) "Precision Integrated Current Source" von A. Cabiedes
et al., Vol. 13, No. 6, November 1970, Seite 1699;
- 10 (3) "Voltage Reference Buffer" von J.A. Dorler et al.,
Vol. 14, No. 7, Dezember 1971, Seite 2095;
- (4) "Adjustable Underfrequency-Overfrequency Limiting
15 Circuit" von W. B. Nunnery, Vol. 15, No. 6, November
1972, Seiten 1927-9;
- (5) "Reference Voltage Generator and OFF-Chip Driver For
Current Switch Circuit" von A. Brunin, Vol. 21, No. 1,
20 Juni 1978, Seiten 219-20; und
- (6) "Gated Current Source" von J. W. Spencer Jr., Vol. 21,
No. 7, Dezember 1978, Seiten 2719-20.
- 25 Ferner wird bezüglich des Standes der Technik noch auf die
folgenden Veröffentlichungen Bezug genommen:
- (1) "Integrated Injection Logic Shaping Up As Strong
Bipolar Challenge to MOS", Electronic Design
15. März 1974, Seiten 28 und 30 und
- 30 (2) "I²L Puts It All Together For 10-bit A-D Converter Chip"
von Paul Brokaw, Electronics, 13. April 1978, S. 99-105.
- (3) "Delay Regulation A Performance Concept", von E. Berndl-
maier, J.A. Dorler, J.M. Mosley u. S.D. Weitzel, Procee-
dings of the IEE International Conference on Circuits and
Computers, ICC80, Vol. 2, herausgegeben v. N.B. Guy Rabbat,
Okt. 1980.

Die Erfindung, wie sie in den Ansprüchen gekennzeichnet ist, löst die Aufgabe, eine Schaltung der eingangs genannten Art so auszugestalten, daß sie auch eine Kennzeichnung der relativen Signalverzögerung eines Halbleiterchips bezüglich eines Sollwertes liefert. Dadurch lassen sich Halbleiterchips in verschiedene Kategorien bezüglich ihrer relativen Signalverzögerung einteilen und entsprechend einsetzen.

Im folgenden wird die Erfindung in Verbindung mit den Zeichnungen näher erläutert, von denen zeigen:

20

Fig. 1 eine Kurve, die die Gatter-Signalverzögerung als Funktion der dem Gatter zugeführten elektrischen Leistung darstellt. Die Kurve der Fig. 1 gibt den Zustand nach dem Stand der Technik wieder, bei dem die Leistung festgelegt oder gewählt wird und die Schaltgeschwindigkeit oder die Signalverzögerung der Schaltung der ihr zugeführten Leistung entspricht;

25

30 Fig. 2 eine Kurve, die die Gatter-Signalverzögerung als Funktion der Leistung für eine logische Schaltung angibt. Die Kurve nach Fig. 2 ist gemäß der Erfindung dargestellt, nach der die Gatter-Signalverzögerung (oder Schaltgeschwindigkeit) jeder
35 aus einer Reihe von logischen Schaltungen auf ei-

nem Halbleiterchip (oder auf Halbleiterchips)
fest vorgegeben ist oder beim Schaltungsentwurf
festgelegt wurde, und die den logischen Schaltun-
gen zugeführte elektrische Leistung (Strom oder
5 Spannung) entspricht der gewählten oder fest vor-
gegebenen Schaltgeschwindigkeit;

Fig. 3 ein Blockdiagramm gemäß der Erfindung. Eine Reihe
von Halbleiterchips 1 bis n mit monolithisch in-
10 tegrierten Schaltungen sind dargestellt. Jedes
Halbleiterchip enthält einen Regler für die Si-
gnalverzögerung und eine Reihe mit ihm verbunde-
ner logischer Schaltkreise. In der Zeichnung sind
nur drei logische Schaltkreise dargestellt. Die
15 logischen Schaltkreise sind als Blöcke darge-
stellt, die die Legende "Fig. 10" tragen. Ebenso
sind die Verbindungen zwischen den logischen
Schaltkreisen auf jedem Halbleiterchip und zwi-
schen den Halbleiterchips, da sie für das Ver-
20 ständnis der Erfindung nicht notwendig sind,
nicht dargestellt. Den Fachleuten ist bekannt,
daß jedes der Halbleiterchips Hunderte von mit-
einander verbundenen logischen Schaltkreisen ent-
halten kann. Auch ist die Erfindung nicht be-
25 schränkt auf logische Schaltkreise der in Fig. 10
dargestellten Art (Stromübernahmeschalter oder
emittergekoppelte Logikschaltkreise). Aus der
nachfolgenden genaueren Beschreibung ist für den
Durchschnittsfachmann ersichtlich, daß die Erfin-
30 dung angewandt werden kann bei der Transistor-
Transistor-Logik (T^2L), der Dioden-Transistor-Lo-
gik (DTL), der integrierten Injektionslogik (I^2L)
und anderen Technologiefamilien als auch bei Ma-
trixanordnungen. Aus der Fig. 3 ist zu ersehen,
35 daß der Regler 4 für die Signalverzögerung jedes

Halbleiterchips das gleiche Taktsignal empfängt. Jeder dieser Regler für die Signalverzögerung erzeugt intern auf dem Halbleiterchip ein diskretes bestimmtes Bezugssignal, das in Zusammenarbeit mit dem Taktsignal den Regler für die Signalverzögerung veranlaßt, ein eindeutiges Signal VCS zu liefern. Beispielsweise liefert der Regler für die Signalverzögerung des Halbleiterchips 1 (Fig. 3) das Signal VCS1, wogegen der Regler für die Signalverzögerung des Halbleiterchips 2 das Signal VCS2 (nicht dargestellt) liefert und der Regler für die Signalverzögerung des Halbleiterchips n liefert das Signal VCSn. Weiter weisen die Größen der Signale VCS1, VCS2, VCSn nicht notwendigerweise eine feste Beziehung zueinander auf. Die Größe oder die Werte jedes der Potentiale VCS1, VCS2, ... bis VCSn diktiert ein Punkt auf der Kurve, die die Gatter-Signalverzögerung als Funktion der Leistung wiedergibt, die diesem Halbleiterchip zugeordnet ist und für die gewünschte Schaltgeschwindigkeit sorgt;

Fig. 4 das Blockdiagramm eines erfindungsgemäßen Reglers für die Signalverzögerung (Vorrichtung zur Leistungsregelung). Aus Fig. 3 ist ersichtlich, daß jedes Halbleiterchip einen Regler für die Signalverzögerung enthält. Die Schaltung des Reglers für die Signalverzögerung kann für jedes Halbleiterchip die gleiche sein. Jeder der Blöcke in Fig. 4 schließt eine Legende und eine Figurenzahl ein. Beispielsweise weist der Phasenkomparatorblock die Legende "Ø Vergleichsschaltung" und "(Fig. 5)" auf, wogegen der spannungsgesteuerte Oszillator die Legende trägt "SGO (RLF)" und "(Fig. 8)". Diese Legenden bedeuten, daß die lo-

gische Schaltung der Vergleichsschaltung in Fig. 5 dargestellt ist und die logische Schaltung des spannungsgesteuerten Oszillators in Fig. 8. In dem Ausführungsbeispiel der Erfindung

5 enthält der Regler für die Signalverzögerung eine "Ø Vergleichsschaltung (Fig.5)", ein "Tiefpaßfilter (Fig.6)", eine "Pufferschaltung oder einen Leistungsverstärker (Fig.7)", einen "spannungsgesteuerten Oszillator RLF (Fig.8)" und eine

10 "Pegelsverschiebungsschaltung (Fig.9)", die so miteinander verbunden sind, wie das in Fig.4 dargestellt ist. Anstelle des spannungsgesteuerten Oszillators kann auch ein stromgesteuerter Oszillator verwendet werden;

15 Fig. 4A idealisierte Kurvenverläufe und Potentialpegel, die in Verbindung mit der Erklärung der Wirkungsweise des Reglers für die Signalverzögerung (Fig.4) zu betrachten sind;

20 Fig. 4B idealisierte Kurvenverläufe und Potentialpegel, die in Verbindung mit der Erklärung der Wirkungsweise der Phasenvergleichsschaltung und der Wechselstrom-Meßschaltung (Fig.5) zu betrachten

25 sind für das Beispiels eines pegelverschobenen Signals des spannungsgesteuerten Oszillators, das eine niedrigere Frequenz als die Taktfrequenz besitzt;

30 Fig. 4C idealisierte Kurvenverläufe und Potentialpegel, die in Verbindung mit der Erklärung der Wirkungsweise der Phasenvergleichsschaltung und der Wechselstrom-Meßschaltung (Fig.5) zu betrachten sind für ein Beispiel eines pegelverschobenen Signals

des spannungsgesteuerten Oszillators, das eine höhere Frequenz als die Taktfrequenz aufweist;

- 5 Fig. 4D idealisierte Kurvenverläufe und Potentialpe-
gel, die in Verbindung mit der Erklärung der
Wirkungsweise der Phasenvergleichsschaltung
und der Wechselstrom-Meßschaltung (Fig. 5)
für das Beispiel eines pegelverschobenen
10 Signals des spannungsgesteuerten Oszillators
zu betrachten sind, das die gleiche Frequenz
wie die Taktfrequenz besitzt;
- 15 Fig. 5 ein logisches Blockdiagramm einer handelsübli-
chen Phasenvergleichsschaltung, die gemäß der
Erfindung in dem Regler für die Signalverzöge-
rung (Fig.4) benutzt werden kann. Ferner sind
drei Verknüpfungsglieder dargestellt, die als
Wechselstrom-Meßschaltung verwendet werden.
20 Die Eingangssignale für die Wechselstrom-Meß-
schaltung, die die Signale HOCH, NIEDRIG und
GLEICH liefert, stammen von der Phasenver-
gleichsschaltung;
- 25 Fig. 6 eine Tiefpaß-Filterschaltung, die gemäß der Er-
findung in dem Regler für die Signalverzögerung
(Fig. 4) verwendet werden kann;
- 30 Fig. 7 eine Pufferschaltung, die gemäß der Erfindung
in dem Regler für die Signalverzögerung (Fig.4)
verwendet werden kann. Es sei bemerkt, daß die
Pufferschaltung die Funktion eines Leistungs-
verstärkers erfüllt und auch so bezeichnet wer-
den kann;

- Fig. 8 einen spannungsgesteuerten Oszillator (RLF), der gemäß der Erfindung in dem Regler für die Signalverzögerung (Fig. 4) verwendet werden kann. Es sei bemerkt, daß der spannungsgesteuerte Oszillator vorzugsweise eine Reihe von logischen Schaltkreisen verwendet, bei denen die Gatter-Signalverzögerung (oder Schaltgeschwindigkeit) durch den Regler für die Signalverzögerung geregelt werden soll. Bei dem hier offenbarten Ausführungsbeispiel der Erfindung ist der logische Schaltkreis, dessen Gatter-Signalverzögerung (oder Schaltgeschwindigkeit) geregelt werden soll, ein Stromübernahmeschalter (emittergekoppelter Logikschaltkreis) wie er in Fig. 10 dargestellt ist. Der spannungsgesteuerte Oszillator kann die Form einer Umlaufschleife annehmen, wie das in Fig. 8 dargestellt ist, in der die Gesamtanzahl der Inverterstufen ungerade ist;
- 20 Fig. 9 eine Pegelverschiebungsschaltung, die gemäß der Erfindung in dem Regler für die Signalverzögerung (Fig. 4) verwendet werden kann;
- Fig. 10 einen als Stromübernahmeschalter ausgeführten Logikschaltkreis (emittergekoppelte Logik), dessen Gatter-Signalverzögerung (oder Schaltgeschwindigkeit) gemäß der Erfindung durch den Regler für die Signalverzögerung geregelt wird;
- 30 Fig. 11 einen Bezugsspannungsgenerator zur Lieferung einer Bezugsspannung VREF, der von der Pegelverschiebungsschaltung nach Fig. 9 und dem internen Gatterschaltkreis nach Fig. 12 benutzt werden kann;

- Fig. 12 einen internen Gatterschaltkreis der Stromübernahme-Schaltkreisfamilie (oder emittergekoppelten Logik), der in der Phasenvergleichsschaltung nach Fig. 5 verwendet werden kann;
- 5
- Fig. 13 das Blockschaltbild eines spannungsgesteuerten Oszillators (SGO) für die erfindungsgemäße Verwendung in der Leistungsregelvorrichtung eines Systems, in dem die Schaltkreise, deren Signalverzögerung zu regeln oder zu optimieren ist, der technologischen Schaltkreisfamilie der Transistor-Transistor-Logik angehören (, die in Fig. 14 dargestellt ist);
- 10
- Fig. 14 einen Schaltkreis in Transistor-Transistor-Logik, dessen Signalverzögerung gemäß der Erfindung geregelt oder optimiert wird durch Verwendung einer Vorrichtung zur Leistungssteuerung, die den spannungsgesteuerten Oszillator nach Fig. 13 enthält;
- 15
- Fig. 15 ein Blockschaltbild eines spannungsgesteuerten Oszillators zur erfindungsgemäßen Verwendung der Vorrichtung zur Leistungssteuerung eines Systems, dessen Schaltkreise, deren Signalverzögerung zu regeln oder zu optimieren ist, der Schaltkreisfamilie angehören, die als integrierte Injektionslogik (I^2L) bezeichnet wird und in den Fign. 16 oder 17 dargestellt ist;
- 20
- Fig. 16 einen I^2L -Schaltkreis, dessen Gatter-Signalverzögerung gemäß der Erfindung geregelt oder optimiert werden soll durch Verwendung einer Vorrichtung zur Leistungskontrolle, die den spannungsgesteuerten Oszillator nach Fig. 15 einschließt;
- 25
- 30

- Fig. 17 einen zweiten I^2L -Schaltkreis, dessen Gatter-Signalverzögerung gemäß der Erfindung geregelt oder optimiert werden soll durch Verwendung einer Vorrichtung zur Leistungssteuerung, die den spannungsgesteuerten Oszillator nach Fig. 15 einschließt;
- Fig. 18 ein Blockdiagramm eines spannungsgesteuerten Oszillators zur erfindungsgemäßen Verwendung in der Vorrichtung zur Leistungssteuerung eines Systems, in dem die Schaltkreise, deren Signalverzögerung zu regeln oder zu optimieren ist, der Schaltkreisfamilie aus Feldeffekttransistoren angehören (von der ein Mitglied in Fig. 19 dargestellt ist);
- Fig. 19 einen Feldeffekttransistor-Schaltkreis, dessen Gatter-Signalverzögerung gemäß der Erfindung geregelt oder optimiert werden kann durch Verwendung einer Vorrichtung zur Leistungssteuerung, die den spannungsgesteuerten Oszillator nach Fig. 18 einschließt.
- Fig. 1 zeigt eine typische Kurve der Signalverzögerung eines logischen Gatters als Funktion der zugeführten elektrischen Leistung, die alle Logikfamilien aufweisen. Augenblickliche Praxis ist es, ein logisches Gatter bei einem bestimmten Leistungspegel zu betreiben. Dies wird bewiesen durch die vielen Veröffentlichungen von Schaltungen, die entworfen wurden, um einen bestimmten Leistungspegel oder eine bestimmte Stromeinstellung in der Schaltung aus logischen Gattern aufrechtzuerhalten. Der Gedanke, zu versuchen, eine bestimmte Leistung oder Stromeinstellung aufrechtzuerhalten, führt jedoch zu verschiedenen Problemen. Das erste Problem bezieht sich auf die Herstellung der

Halbleiterbauelemente. Während des normalen Verlaufs der Herstellung von Halbleiterbauelementen gibt es kleinere Störungen des Herstellungsprozesses. Diese geringfügigen Abweichungen beeinflussen die Lage der Kurve, die die Abhängigkeit der Schaltgeschwindigkeit als Funktion der Leistung darstellt, wie das in Fig. 1 gezeigt ist. Wenn die Kurve sich ändert, ändert sich die Gatter-Signalverzögerung. Das zweite Problem stellen die Hilfsschaltungen dar, die dazu entworfen wurden, um einen bestimmten Leistungs- oder Strompegel in dem logischen Schaltkreis aufrechtzuerhalten. Diese Schaltungen sind ebenfalls Abweichungen beim Herstellungsprozeß unterworfen und sind gleichzeitig in dem System empfindlich für Änderungen der Versorgungsspannungen und für Temperaturänderungen. Das Endergebnis ist ein logisches Gatter, dessen Leistung innerhalb enger Grenzen geregelt wird, aber dessen Signalverzögerung beträchtlich variieren kann.

Fig. 2 zeigt das Verfahren gemäß der Erfindung. Die Gatter-Signalverzögerung wird geregelt, während die Leistung des logischen Gatters variieren darf, so daß, wenn sich die Kurve für die Schaltgeschwindigkeit in Abhängigkeit von der Leistung aufgrund des Herstellungsprozesses, der Temperatur oder der Stromversorgung ändert, die Gatter-Signalverzögerung konstant bleibt, während die Leistung variiert.

Fig. 3 illustriert die Implementierung der Erfindung auf der Systemebene. Das System kann aus n Halbleiterchips bestehen. Auf jedem Halbleiterchip befindet sich eine Regelschaltung für die Signalverzögerung, die die den restlichen Gattern auf dem Halbleiterchip zugeführte Leistung regelt. In diesem Beispiel werden die in Fig. 10 dargestellten logischen Gatter benutzt, die in der Technologie der Stromübernahmeschalter ausgeführt sind. Das Signal VCS dient dazu, die Leistung in dem logischen Gatter durch Regelung der

Spannung der Stromquelle zu regeln. Das in Fig. 3 dargestellte Taktsignal gelangt an die Regelschaltung für die Signalverzögerung jedes der n Halbleiterchips. Jedes Taktsignal enthält die Information bezüglich der Schaltgeschwindigkeit oder der zeitlichen Steuerung für die Regelschaltung zur Signalverzögerung. Die Regelschaltung vergleicht dieses Taktsignal mit einem Signal, das von einer auf dem Halbleiterchip befindlichen, die Schaltgeschwindigkeit abführenden Schaltung geliefert wird und regelt dann die Leistung in den logischen Gattern auf dem Halbleiterchip so, daß die gleiche Schaltgeschwindigkeit erhalten wird wie sie das Taktsignal vorschreibt. Auf diese Weise ist die Schaltgeschwindigkeit von Halbleiterchip zu Halbleiterchip die gleiche, während die zugeführte Leistung von Halbleiterchip zu Halbleiterchip variiert. Da alle Halbleiterchips in dem System logische Gatter mit der gleichen Schaltgeschwindigkeit aufweisen, braucht der Systemkonstrukteur für einen bestimmten Gatterpfad nicht mehr Halbleiterchips mit geringerer und größerer Schaltgeschwindigkeit vorzusehen. Alle Halbleiterchips haben die gleiche Gatter-Signalverzögerung. Es sei bemerkt, daß als Taktsignal vorzugsweise der Systemtakt dient. Aus der nachfolgenden genaueren Beschreibung ist jedoch ersichtlich, daß das dem Regler für die Signalverzögerung zugeführte Taktsignal auch ein anderes als der Systemtakt sein kann.

Fig. 4 zeigt ein Ausführungsbeispiel für die Regelung der Signalverzögerung. Der Regler für die Signalverzögerung besteht aus der Phasenvergleichsschaltung, dem Tiefpaßfilter, der Pufferschaltung, dem spannungsgesteuerten Oszillator und der Pegelverschiebungsschaltung. Die Phasenvergleichsschaltung vergleicht das dem Halbleiterchip von außen zugeführte Taktsignal mit dem pegelverschobenen Signal des spannungsgesteuerten Oszillators. Die Ausgangssignale U und $\bar{D}$ erzeugen ein Signal, das eine Impulsbreite aufweist, die

direkt proportional zur Phasendifferenz des Eingangstaktsignals und des pegelverschobenen Signals des spannungsgesteuerten Oszillators ist. Dieses pulsbreitenempfindliche Signal besitzt die gleiche Frequenz wie das Eingangstaktsignal. Die Signale U und $\bar{D}$ gelangen an das Tiefpaßfilter, das die Trägerfrequenz des Eingangstaktsignals aus diesem Signal entfernt. Das Ausgangssignal VCS' ist eine Gleichspannung, die proportional ist der Impulsbreite des Eingangssignals für das Tiefpaßfilter. Das Signal VCS' gelangt zur Pufferschaltung. Die Pufferschaltung ist ein Verstärker mit dem Verstärkungsfaktor 1. Sie besitzt einen hochohmigen Eingang für das Signal VCS' des Tiefpaßfilters. Die Pufferschaltung besitzt auch einen niederohmigen Ausgang, um das Signal VCS den anderen Gattern auf dem Halbleiterchip und der Schaltung des spannungsgesteuerten Oszillators zuzuführen. Das VCS Signal regelt die Leistung der logischen Gatter auf dem Halbleiterchip. In diesem besonderen Ausführungsbeispiel (siehe Fig. 10) regelt das Signal VCS den Strom durch die Stromquelle des logischen Gatters. Bei zunehmendem Signal VCS nimmt die Leistung in der Schaltung zu, wogegen bei abnehmendem Signal VCS die Leistung in der Schaltung abnimmt. Der spannungsgesteuerte Oszillator erzeugt ein Signal RLF , dessen Frequenz proportional ist dem Eingangssignal VCS . Die Schaltung des spannungsgesteuerten Oszillators sollte die gleiche Abhängigkeit der Schaltgeschwindigkeit von der Leistung aufweisen wie die logischen Gatter im restlichen Teil des Halbleiterchips. Wenn daher das Signal VCS die Signalverzögerung des logischen Gatters ändert, ändert sich auch die Frequenz des spannungsgesteuerten Oszillators. Das Ausgangssignal RLF ist ein periodisches logisches Signal. Das Ausgangssignal VR ist die logische Schwelle, oberhalb derer das Signal RLF sich ändert. Diese beiden Signale gelangen zu der Pegelverschiebungsschaltung, die ein Ausgangssignal erzeugt, das pegelverschobene Signal des spannungsgesteuerten Oszillators, das

den gleichen logischen Pegel aufweist wie das Eingangstaktsignal und die gleiche Frequenz wie das Signal RLF. Es ist ersichtlich, daß diese Anordnung von Phasenvergleichsschaltung, Tiefpaßfilter, Pufferschaltung, spannungsgesteuertem Oszillator und Pegelverschiebungsschaltung eine Phasenregelschleife darstellt. Durch Verwendung dieser Phasenregelschleife tendiert der spannungsgesteuerte Oszillator dazu, sich mit dem Eingangstaktsignal zu synchronisieren. Diese Wirkungsweise des Phasenregelkreises tendiert dazu, Schwankungen beim Herstellungsprozeß, Temperaturänderungen und Änderungen in der Spannungsversorgung innerhalb der Fähigkeit des spannungsgesteuerten Oszillators, sich mit dem Taktsignal zu synchronisieren, sich nicht auswirken zu lassen. Wenn der spannungsgesteuerte Oszillator einmal synchronisiert wurde, wurde bei den übrigen logischen Gattern auf dem Halbleiterchip die Leistung geändert, so daß die Gatter-Signalverzögerung nun durch die Frequenz des Eingangstaktsignals geregelt wird. Es ist ersichtlich, daß das Eingangstaktsignal, das jetzt auf der Systemebene allen Halbleiterchips zugeführt wird, die Gatter-Signalverzögerung auf jedem einzelnen Halbleiterchip regelt, unabhängig von der Leistung, die das logische Gatter verbraucht oder von der Temperatur des Halbleiterchips oder von den Prozeßschwankungen, die bei der Herstellung der Halbleiterchips von Los zu Los auftreten.

Die Phasenvergleichsschaltung erzeugt auch die Signale B, C, $\bar{U}$ und D, die in Verbindung mit den Signalen U und $\bar{D}$ eine Anzeige liefern, ob die Frequenz des von dem spannungsgesteuerten Oszillator gelieferten Signales gleich der Taktfrequenz ist. Diese Anzeige wird dazu benutzt, um festzustellen, ob das Halbleiterchip das wechselstrommäßige Betriebsverhalten aufweist, das durch den Taktgeber diktiert wird. Die Wechselstrom-Meßschaltung erzeugt drei Signale - HOCH, NIEDRIG und GLEICH. Das Signal "HOCH" zeigt an, daß die Fre-

quenz des spannungsgesteuerten Oszillators höher als die Taktfrequenz ist. Das Signal "NIEDRIG" zeigt an, daß die Frequenz des spannungsgesteuerten Oszillators niedriger als die Taktfrequenz ist. Das Signal "GLEICH" zeigt an,
5 daß die Frequenz des spannungsgesteuerten Oszillators gleich der Taktfrequenz ist.

Es ist auch ersichtlich, daß die Phasenvergleichsschaltung, das Tiefpaßfilter, die Pufferschaltung und die
10 Pegelverschiebungsschaltung sich nicht auf dem Halbleiterchip selbst befinden müssen. Die wichtige Schaltung, die sich auf dem Halbleiterchip befinden muß, ist der spannungsgesteuerte Oszillator, der die Schaltgeschwindigkeit oder Gatter-Signalverzögerung abfühlt, die auf
15 dem Halbleiterchip vorhanden ist. Die anderen vier logischen Schaltungsblöcke (Fig. 5, 6, 7 und 9) können außerhalb des Halbleiterchips auf einem anderen Halbleiterchip vorhanden sein oder auch aus diskreten Komponenten zusammengesetzt sein. Der spannungsgesteuerte
20 Oszillator jedoch muß auf dem gleichen Halbleiterchip vorhanden sein wie die zu regelnden logischen Gatter.

Fig. 5 zeigt ein logisches Blockdiagramm der Phasenvergleichsschaltung und der Wechselstrom-Meßschaltung.
25 Die Phasenvergleichsschaltung kann eine handelsübliche sein. In diesem Beispiel sind die logischen Gatter aus den Schaltungen nach Fig. 12 zusammengesetzt. Die Funktion dieser logischen Schaltung ist es, die Phase der beiden Eingangssignale, des dem Halbleiterchip extern zugeführten Systemtaktes und des pegelverschobenen
30 Signals des spannungsgesteuerten Oszillators zu vergleichen und ein logisches Signal an den Ausgängen U und $\bar{D}$ zu erzeugen, das die gleiche Frequenz wie die Eingangssignale und eine Impulsbreite aufweist, die
35 proportional ist zur Phasendifferenz der beiden Eingangssignale.

Die in der Wechselstrom-Meßschaltung verwendeten Verknüpfungsglieder sind ebenfalls aus den Schaltungen nach Fig. 12 zusammengesetzt. Die Funktion dieser Schaltung ist es, festzustellen, ob die Frequenz des Signals des spannungsgesteuerten Oszillators gleich, größer oder niedriger als die des Taktsignals ist. Dies wird erreicht durch die Verwendung verschiedener Taktsignale innerhalb der Phasenvergleichsschaltung, um zu bestimmen, ob die Bedingung der Gleichheit oder Ungleichheit vorliegt.

Aus Fig. 5 ist zu ersehen, daß das Signal "NIEDRIG" durch die NOR-Verknüpfung der Signale $\bar{U}$, D und C erzeugt wird. Ebenso ist aus der Fig. 5 zu ersehen, daß das Signal "SCHNELL" durch die NOR-Verknüpfung der Signale U, $\bar{D}$ und B erzeugt wird. Wie aus Fig. 5 zu ersehen ist, wird das Signal "GLEICH" erzeugt durch die NOR-Verknüpfung der Signale HOCH und NIEDRIG.

Fig. 6 zeigt das Schaltbild des Tiefpaßfilters. Die beiden Eingangssignale U und $\bar{D}$ werden addiert und gefiltert, um die Trägerfrequenz zu entfernen. Das Ausgangssignal VCS' ist ein Gleichstromsignal. Die Grenzfrequenz des Tiefpaßfilters ist so gewählt, daß die Welligkeit des Signals VCS' minimal wird und gleichzeitig die Stabilität des Phasenregelkreises aufrechterhalten wird.

Fig. 11 zeigt einen Bezugsspannungsgenerator. Die Spannung wird durch die Bauelemente TA, TB, TC und TD erzeugt. Das Bauelement TE wird dazu benutzt, um die Bezugsspannung BREF den anderen Schaltungen zuzuführen. Die Bezugsspannung dieser Schaltung dient als ein logischer Schwellwert für die logischen Gatter nach Fig. 12 und für die Phasenvergleichsschaltung nach Fig. 5. Die Bezugsspannung VREF wird auch von der Pegelverschiebungsschaltung nach Fig. 9 benutzt. Diese Spannung dient als Bezugsspannung für die logischen Signale.

Fig. 8 zeigt die Schaltung des spannungsgesteuerten Oszillators. Sie besteht aus N logischen Gattern, die einzeln in Fig. 10 dargestellt sind und in einer Schleifenanordnung miteinander verbunden sind, wobei der Ausgang des Gatters 1 zum Eingang des Gatters 2 führt und dies sich so fortsetzt bis zum Gatter N, dessen Ausgang auf den Eingang des Gatters 1 rückgeführt ist. Diese Schaltung schwingt bei einer Frequenz, die abhängig ist von der Gatter-Signalverzögerung der N Elemente. Die tatsächliche Gatter-Signalverzögerung jedes Elementes wird durch das Signal VCS geregelt. Es ist ersichtlich, daß das Signal VCS die Leistung jedes Gatters ändert. Jede Änderung in der Gatter-Signalverzögerung resultiert in einer Änderung der Frequenz des Signals RLF. Wenn das Signal VCS zunimmt, nimmt auch die Frequenz des Signals RLF zu, und wenn das Signal VCS abnimmt, nimmt auch die Frequenz des Signals RLF ab. Das Ausgangssignal RLF dieser Schaltung gelangt zur Pegelverschiebungsschaltung. Das Signal VR ist das logische Bezugssignal der Gatter in dieser Schleife.

Fig. 9 zeigt die Pegelverschiebungsschaltung. Ihr Zweck ist es, den logischen Pegel des Signals RLF so zu ändern, daß Signale erhalten werden, die mit dem in Fig. 4A dargestellten, außerhalb des Halbleiterchips erzeugten Taktsignal verträglich sind. Das Signal RLF ändert sich zwischen den Spannungspegeln oberhalb des Signales VR und unterhalb dieses Signals. Die Elemente TA, TB, TC und TD bilden eine logische Gatterkonfiguration, bei der der Strom durch das Element TC entweder durch das Element TA oder durch das Element TB fließt, abhängig von der Eingangsspannung RLF. Das Signal VREF, das von der Schaltung nach Fig. 11 abgeleitet wird, dient zwei Funktionen. Die erste Funktion besteht darin, einen Bezugsstrom für die Stromquellenelemente TC und TD zu erzeugen. Dieser Bezugsstrom wird erzeugt unter Benutzung der Elemente G, TF und E und den Elementen

TC und D der Stromquelle zugeführt unter Benutzung einer Stromspiegelkonfiguration, der Verbindung zwischen TF und TC.

- 5 Die zweite Funktion der Spannung VREF besteht darin, das
pegelverschobene Ausgangssignal des spannungsgesteuerten
Oszillators unter Benutzung der Dioden J und H festzuklem-
men, so daß das Ausgangssignal entweder um den Spannungsab-
fall an einer Diode über der Spannung VREF liegt oder um
10 den Spannungsabfall an einer Diode unter dieser Spannung.
Die Wirkungsweise der Schaltung nach Fig. 9 wird durch das
Eingangssignal RLF gesteuert. Wenn die Spannung des Ein-
gangssignals über der Spannung VR liegt, fließt der Strom
durch das Element TC durch das Element TA. Der Strom durch
15 das Element K fließt durch das Element J, was für das pe-
gelverschobene Signal des spannungsgesteuerten Oszillators
eine Spannung erzeugt, die um den Spannungsabfall an der
Diode größer als das Signal VREF ist. Wenn das Signal RLF
unter der Spannung VR liegt, fließt der Strom durch das
20 Element TC durch das Element TB, wodurch der gesamte Strom
durch das Element K durch das Element TB fließt und auch
Strom von dem Signal VREF durch das Element H gezogen wird.
Dies erzeugt ein Signal mit niedrigem Pegel, das um den
Spannungsabfall an einer Diode unter der Spannung VREF
25 liegt, an dem Ausgang für das pegelverschobene Signal des
spannungsgesteuerten Oszillators. Es ist ersichtlich, daß
die Wirkungsweise dieser Schaltung darin besteht, die Be-
zugsspannung des logischen Eingangssignals RLF auf den Wert
der Bezugsspannung VREF zu verschieben. Das Ausgangssignal
30 hat die gleiche Frequenz wie das Signal RLF, aber besitzt
einen davon verschiedenen logischen Pegel.

- Fig. 12 zeigt das Schaltbild eines internen Gatters, das in
der Phasenvergleichsschaltung nach Fig. 5 verwendet wird.
35 Die Wirkungsweise dieses Gatters ist ähnlich der eines Gat-

ters, das in Stromübernahme-Technologie ausgeführt ist. Die Bezugsspannung VREF wird durch die Schaltung nach Fig. 11 erzeugt. Die Ausgangsspannungen sind festgeklemmte Pegel, die entweder um den Spannungsabfall an einer Diode über
5 oder unter dem Signal VREF liegen. Die Schaltung nach Fig. 12 ist nur mit zwei Eingangstransistoren TA und TB dargestellt, aber andere zusätzliche Transistoren können in der gleichen Weise angeschlossen werden, um ein logisches Gatter mit drei oder vier Eingängen zu bilden. Eine Spannung
10 am Eingang 1 oder am Eingang 2, die über der Eingangsbezugsspannung VREF liegt, leitet den Strom durch diesen Transistor und zieht das Ausgangspotential $\bar{\phi}$ um den Spannungsabfall an einer Diode unter die Spannung VREF. Die Ausgangsspannung ϕ ist um den Spannungsabfall an einer Diode
15 höher als die Spannung VREF. Wenn die Spannungen an den Eingängen 1 und 2 beide kleiner als die Spannung VREF sind, fließt der Strom durch das Element TC und zieht das Signal am Ausgang ϕ der Diode unter den Wert VREF. Die Ausgangssignale in der Schaltung werden durch Dioden festgeklemmt,
20 um die richtigen Spannungen zur Steuerung des restlichen Teiles der in Fig. 4 dargestellten Phasenregelschaltung zu liefern.

Fig. 10 ist das Schaltbild eines typischen logischen Gatters, das sowohl in dem spannungsgesteuerten Oszillator
25 (Fig. 8) als auch in den logischen Gattern im Rest des Halbleiterchips verwendet wird, wie das in Fig. 4 angedeutet ist. Die Elemente TD und E bilden eine Stromquelle, die durch ein Signal VCS gesteuert wird. Das Signal VCS steuert
30 daher direkt die Leistung innerhalb des logischen Gatters und damit seine Schaltgeschwindigkeit. Das logische Gatter ist mit zwei Eingängen dargestellt, den Transistoren TA und TB, aber es können zusätzliche Transistoren für weitere
35 Eingänge vorgesehen sein, die in der gleichen Weise angeschlossen sind. Die Ausgänge $\bar{\phi}$ und ϕ sind über Dioden an

das Signal VR geklemmt, so daß die Ausgangsspannungen entweder um den Spannungsabfall an einer Diode über oder unter dem Signal VR liegen. Die Eingangsspannungen 1 und 2 der Schaltung liegen entweder über dem Signal VR oder darunter, so daß, wenn entweder das Eingangssignal 1 oder das Eingangssignal 2 über der Spannung VR liegt, der Strom durch das Element TD über den leitenden Transistor fließt. Die Ausgangsspannung $\bar{\phi}$ liegt dann um den Spannungsabfall an einer Diode unter der Spannung VR. Wenn weder die Eingangsspannung 1 noch die Eingangsspannung 2 über der Spannung VR liegen, dann liegt die Ausgangsspannung $\bar{\phi}$ um einen Diodenspannungsabfall über der Spannung VR. In ähnlicher Weise fließt der Strom durch das Element TD dann, wenn beide Eingangssignale 1 und 2 unter der Spannung VR liegen, durch das Element TC, so daß das Signal ϕ um einen Diodenspannungsabfall unter der Spannung VR liegt. Wenn beide Eingänge 1 und 2 das hohe Potential aufweisen, dann ist die Ausgangsspannung ϕ um einen Diodenspannungsabfall niedriger als die Spannung VR. Das Signal VR wird allen logischen Gattern auf dem Halbleiterchip zugeführt, die durch den Regler für die Signalverzögerung geregelt werden, einschließlich derjenigen logischen Gatter des spannungs-gesteuerten Oszillators nach Fig. 8, so daß alle diese logische Gatter die gleiche Schwellwertspannung verwenden.

Die Schaltung nach Fig. 7 ist eine Pufferschaltung. Sie stellt eine hohe Eingangsimpedanz für das Signal VCS' dar und eine niedrige Ausgangsimpedanz für das Signal VCS, so daß dieses Signal über das gesamte Halbleiterchip zu allen logischen Gattern geführt werden kann, wie das in Fig. 4 dargestellt ist. Die Schaltung ist ein Differenzverstärker, der einen Verstärkungsfaktor von 1 besitzt. Die Elemente TA, TB und D bilden die Differenz-Eingangsstufe der Schaltung. Das Eingangssignal VCS' wird unter Verwendung der Elemente TA, TB und D mit dem Signal am Knoten 1 vergli-

chen. Die Elemente TE, TF, G, TH, J und K sorgen für die notwendigen Signalbedingungen, so daß das Signal am Knoten 1 identisch ist mit dem Eingangssignal VCS'. Die Elemente TM und N sorgen für zusätzliche Ausgangspufferung und Spannungsverschiebung, um ein Signal VCS zu liefern, das den logischen Gattern und dem spannungsgesteuerten Oszillator zugeführt wird, wie das in Fig. 4 dargestellt ist.

Fig. 4A zeigt eine Reihe von Kurvenverläufen und Potentialpegeln, die in Verbindung mit der Erklärung der Wirkungsweise des Reglers für die Signalverzögerung nach Fig. 4 zu betrachten sind. Die Eingangssignale für die Phasenvergleichsschaltung nach Fig. 4 sind der Kurvenverlauf W1 (Takt) und der Kurvenverlauf W2 (pegelverschobenes Signal des spannungsgesteuerten Oszillators). Wie aus Fig. 4A hervorgeht, weist jede dieser Kurvenverläufe einen Teil jeder Impulsperiode auf, in dem der Spannungsverlauf größer ist als die Spannung VREF und einen Teil, in dem der Pegel niedriger ist als die Spannung VREF. Aus den Kurvenverläufen W1 und W2 der Fig. 4A geht auch hervor, daß die Kurvenverläufe W1 und W2 die gleiche Periodizität oder Impulsfrequenz aufweisen. Jedoch eilt der Kurvenverlauf W1 der Taktimpulse in der Phase dem pegelverschobenen Kurvenverlauf W2 des spannungsgesteuerten Oszillators voraus. Das Ausgangssignal U der Phasenvergleichsschaltung ist ein zeitlich konstanter Pegel, der in Fig. 4A mit L1 bezeichnet ist. Es sei bemerkt, daß die Größe von L1 größer ist als von VREF. Weiter ist aus Fig. 4A zu ersehen, daß das Ausgangssignal $\bar{D}$ der Kurvenverlauf W3 ist. Der Kurvenverlauf W3 ist ein periodischer Impulszug, der eine Impulsfrequenz aufweist, die gleich derjenigen des Kurvenverlaufes W1 ist. Es ist auch ersichtlich, daß die Dauer der Impulse im Kurvenverlauf W3 gleich oder direkt proportional zur Phasendifferenz zwischen den Kurvenverläufen W1 und W2 ist. Wie aus Fig. 4A zu ersehen ist, ist das Signal VCS' ein

zeitlich konstanter Gleichspannungspegel L2. Die Größe L2 des Signals VCS' ist eine Funktion des durchschnittlichen Potentials der Signale U (L1) und $\bar{D}$ (Kurvenverlauf W3) und der Impulsdauer des Kurvenverlaufs W3. Wie aus der früheren
5 Erklärung der Funktion der Pufferschaltung (Fig. 7) hervorgeht, hat das Signal VCS eine Größe L3, die um die Basis-Emitterspannung eines Transistors unter der Größe L2 des Signals VCS' liegt. Aus Fig. 4A geht auch hervor, daß die
10 Größe L2 des Signals VCS' um einen Zuwachs, z. B. Δ , über der Größe der Spannung VREF, und daß das Signal VCS, dessen Pegel um eine Gleichspannung von 0,8 bis 1 Volt verschoben wurde, auch um den Zuwachs Δ über der Spannung VREF - 0,8 Volt liegt. Der Kurvenverlauf W4 stellt einen periodischen
15 Impulszug dar, der dem Signal RLF der Fign. 4 und 8 entspricht. Auch die Größe der Spannung VR ist dargestellt. Aus der Fig. 4A ist ersichtlich, daß der Kurvenverlauf W2 (pegelverschobenes Signal des spannungsgesteuerten Oszillators) und der Kurvenverlauf W4 (RLF) einander in der Periodizität und der Impulsdauer entsprechen. Wie aus Fig. 4
20 hervorgeht, wird der Kurvenverlauf W4 (RLF) durch die Pegelverschiebungsschaltung (Fig. 9) verschoben und wird zu dem pegelverschobenen Signal des spannungsgesteuerten Oszillators, das das Ausgangssignal der Pegelverschiebungsschaltung nach Fig. 4 ist.

25

Die Fign. 4B, 4C und 4D zeigen eine Reihe von Kurvenverläufen und Potentialpegel, die in Verbindung mit der Erklärung der Wirkungsweise der Phasenvergleichsschaltung und der Wechselstrom-Meßschaltung nach Fig. 5 zu betrachten
30 sind. Diese drei Figuren (4B, 4C und 4D) zeigen die Kurvenverläufe und Potentialpegel für die Bedingungen, daß die Frequenz des spannungsgesteuerten Oszillators niedriger, höher oder gleich der Taktfrequenz ist.

35 Fig. 4B zeigt eine Reihe von Kurvenverläufen und Potentialpegeln, die in Verbindung mit der Erklärung der Wirkungs-

weise der Phasenvergleichsschaltung und der Wechselstrom-Meßschaltung nach Fig. 5 zu betrachten sind für das Beispiel, daß die Frequenz des spannungsgesteuerten Oszillators niedriger als die Taktfrequenz ist. Die Eingangssignale für die Phasenvergleichsschaltung nach Fig. 5 sind der Kurvenverlauf W5 (Takt) und W6 (pegelverschobenes Signal des spannungsgesteuerten Oszillators). Wie aus Fig. 4B zu ersehen ist, hat der Kurvenverlauf W5 eine kleinere Periodizität als der Kurvenverlauf W6, daher hat der Kurvenverlauf W6 eine niedrigere Frequenz als der Kurvenverlauf W5. Aus der Fig. 4B ist zu ersehen, daß das Signal U der Kurvenverlauf W7 ist. Der Kurvenverlauf W7 ist ein periodischer Impulszug, der aus den Kurvenverläufen W5 und W6 erzeugt wurde. Es sei bemerkt, daß der Übergang des Kurvenverlaufs W7 von einem Pegel unterhalb der Spannung VREF zu einem darüberliegenden Pegel dem Übergang des Kurvenverlaufs W5 von einem Pegel unterhalb der Spannung VREF zu einem darüberliegenden Pegel entspricht. Der Übergang des Kurvenverlaufs W7 von einem Pegel oberhalb der Spannung VREF zu einem darunterliegenden Pegel entspricht dem Übergang des Kurvenverlaufs W6 von einem Pegel unterhalb der Spannung VREF zu einem darüberliegenden Pegel. Aus der Fig. 4B ist zu ersehen, daß das Signal B der Kurvenverlauf W8 und das Signal C der Kurvenverlauf W9 ist. Die Kurvenverläufe W8 und W9 werden aus den Kurvenverläufen W5 und W6 erzeugt. Die Kurvenverläufe W8 und W9 haben Periodizitäten und Impulsdauern, die von den logischen Pegeln der Kurvenverläufe W5 und W6 und von deren Pegeländerungen abhängen. Aus der Fig. 4B ist ersichtlich, daß das Signal $\bar{D}$ ein Gleichstrompegel ist, der mit L4 bezeichnet ist. Aus der Fig. 4B ist ersichtlich, daß das Signal HOCH ein Gleichstrompegel ist,

der mit L5 bezeichnet ist. Aus der Fig. 4 ist auch ersichtlich, daß das Signal NIEDRIG durch den Kurvenverlauf W10 dargestellt wird und das Signal GLEICH durch den Kurvenverlauf W11. Aus der früheren Erklärung der Wechselstrom-Meßschaltung ist bekannt, daß der Pegel L5, der dem Signal HOCH entspricht, das Ergebnis der NOR-Verknüpfung der Kurvenverläufe W7 und W8 sowie des Pegels L4 ist. Aus der gleichen Erklärung ist bekannt, daß der Kurvenverlauf W10, der dem Signal NIEDRIG entspricht, das Ergebnis der NOR-Verknüpfung des Kurvenverlaufs W9 der Inversion des Kurvenverlaufs W7 und der Inversion des Pegels L4 ist. Aus der gleichen Erklärung der Wechselstrom-Meßschaltung ist bekannt, daß der Kurvenverlauf W11, der dem Signal GLEICH entspricht, das Ergebnis der NOR-Verknüpfung der Kurvenverläufe W10 und des Pegels L5 ist.

Fig. 4C zeigt eine Reihe von Kurvenverläufen und Potentialpegeln, die im Zusammenhang mit der Erklärung der Wirkungsweise der Phasenvergleichsschaltung und der Wechselstrom-Meßschaltung nach Fig. 5 für das Beispiel zu betrachten sind, bei dem die Frequenz des spannungsgesteuerten Oszillators höher als die Taktfrequenz ist. Die Eingangssignale für die Phasenvergleichsschaltung nach Fig. 5 sind die Kurvenverläufe W12 (Takt) und W13 (pegelverschobenes Signal des spannungsgesteuerten Oszillators). Wie aus der Fig. 4C ersichtlich ist, besitzt der Kurvenverlauf W12 eine längere Periodizität als der Kurvenverlauf W13, daher hat der Kurvenverlauf W13 eine höhere Frequenz als der Kurvenverlauf 12. Aus der Fig. 4C ist ersichtlich, daß das Signal $\bar{D}$ der Kurvenverlauf W16 ist. Dieser Kurvenverlauf ist ein periodischer Impulszug, der aus den Kurvenverläufen W12

und W13 erzeugt wird. Es sei bemerkt, daß der Übergang des Kurvenverlaufs 16 von einem Pegel unter der Spannung VREF zu einem darüberliegenden Pegel dem Übergang des Kurvenverlaufs W12 von einem Pegel unter der Spannung VREF zu einem darüberliegenden Pegel entspricht. Ein Übergang im Kurvenverlauf W16 von einem Pegel oberhalb der Spannung VREF zu einem Pegel unterhalb dieser Spannung entspricht dem Übergang des Kurvenverlaufs W13 von einem Pegel unterhalb der Spannung VREF zu einem Pegel oberhalb dieser Spannung. Aus Fig. 4C ist zu ersehen, daß das Signal B der Kurvenverlauf W14 und das Signal C der Kurvenverlauf W15 ist. Die Kurvenverläufe W14 und W15 werden aus den Kurvenverläufen W12 und W13 erzeugt. Die Kurvenverläufe W14 und W15 haben Periodizitäten und Impulsdauern, die von den logischen Pegeln der Kurvenverläufe W12 und W13 und von den Änderungen dieser Pegel abhängen. Aus der Fig. 4C ist ersichtlich, daß das Signal U ein Gleichstrompegel ist, der mit L6 bezeichnet ist. Aus Fig. 4C ist ersichtlich, daß das Signal HOCH ein Kurvenverlauf ist, der durch W17 dargestellt ist. Aus dieser Figur ist auch ersichtlich, daß das Signal NIEDRIG durch den Pegel L7 und das Signal GLEICH durch den Kurvenverlauf W18 dargestellt ist. Wie aus der früheren Erklärung der Wechselstrom-Meßschaltung hervorgeht, ist der Kurvenverlauf W17, der dem Signal HOCH entspricht, das Ergebnis einer NOR-Verknüpfung der Kurvenverläufe W16 und W14 sowie des Pegels L6. Der Pegel L7, der dem Signal NIEDRIG entspricht, ist das Ergebnis einer NOR-Verknüpfung des Kurvenverlaufs W15, des invertierten Kurvenverlaufes W16 und des invertierten Pegels L6. Der Kurvenverlauf W18, der dem Signal GLEICH entspricht, ist das Ergebnis der NOR-Verknüpfung des Kurvenverlaufs W17 und des Pegels L7.

Die Fig. 4D zeigt eine Reihe von Kurvenverläufen und Potentialpegeln, die in Verbindung mit der Erklärung der Wirkungsweise der Phasenvergleichsschaltung und der Wechselstrom-Meßschaltung nach Fig. 5 für den Fall zu betrachten
5 sind, daß die Frequenz des spannungsgesteuerten Oszillators gleich der Taktfrequenz ist. Die Eingangssignale für die Phasenvergleichsschaltung nach Fig. 5 sind der Kurvenverlauf W19 (Takt) und der Kurvenverlauf 20 (pegelverschobenes Signal des spannungsgesteuerten Oszillators).
10 Wie die Fig. 4D zeigt, hat der Kurvenverlauf W19 die gleiche Periodizität als der Kurvenverlauf W20, daher hat der Kurvenverlauf W20 die gleiche Frequenz wie der Kurvenverlauf W19. Aus Fig. 4D geht hervor, daß das Signal U der Kurvenverlauf W21 ist das aus den Kurvenverläufen
15 W19 und W20 erzeugt wurde. Es sei bemerkt, daß bei dem Kurvenverlauf W21 ein Übergang von einem Pegel unterhalb der Spannung VREF zu einem darüberliegenden Pegel einem Übergang des Kurvenverlaufs W19 von einem Pegel unterhalb der Spannung VREF zu einem darüberliegenden Pegel entspricht. Beim Kurvenverlauf W21 entspricht der Übergang
20 von einem Pegel oberhalb der Spannung VREF zu einem darunterliegenden Pegel dem Übergang des Kurvenverlaufs W20 von einem Pegel unterhalb der Spannung VREF zu einem darüberliegenden Pegel. Aus der Fig. 4D ist ersichtlich, daß das Signal B der Kurvenverlauf W22 und das Signal C der Kurvenverlauf W23 ist. Die Kurvenverläufe W22 und
25 W23 werden aus den Kurvenverläufen W19 und W20 erzeugt. Die Kurvenverläufe W22 und W23 haben Periodizitäten und Impulsdauern, die von den logischen Pegeln der Kurvenverläufe W19 und W20 und deren Änderungen abhängen. Aus
30 der Fig. 4D ist ersichtlich, daß das Signal $\bar{D}$ ein Gleich-

strompegel ist, der mit L8 bezeichnet ist. Aus der Fig.4D ist ferner ersichtlich, daß das Signal HOCH ein Gleichstrompegel ist, der mit L9 bezeichnet ist. Ebenfalls ist zu ersehen, daß das Signal NIEDRIG durch den Pegel
5 L10 dargestellt ist, und das Signal GLEICH durch den Pegel L11. Wie aus der früheren Erklärung der Wechselstrom-Meßschaltung hervorgeht, ist der Pegel L9, der dem Signal HOCH entspricht, das Ergebnis einer NOR-Verknüpfung der Kurvenverläufe W21 und W22 sowie des Pegels L8. Der
10 Pegel L10, der dem Signal NIEDRIG entspricht, ist das Ergebnis der NOR-Verknüpfung des Kurvenverlaufes W23, der Inversion des Kurvenverlaufes W21 und der Inversion des Pegels L8. Der Pegel L11, der dem Signal GLEICH entspricht, ist das Ergebnis einer NOR-Verknüpfung der Pegel
15 L10 und L9.

Wie früher erklärt wurde, ist zu bemerken, daß das Signal VCS (L3) das Ausgangssignal der Pufferschaltung des Reglers für die Signalverzögerung nach
20 Fig. 4 ist. Dieses Ausgangssignal VCS wird erfindungsgemäß dazu benutzt, den Punkt auf der Kurve, die die Gatter-Signalverzögerung als Funktion der Leistung wiedergibt, zu bestimmen, bei dem die logischen Schaltungen arbeiten. Daher ist diese Größe bestimmend für
25 die konstante Schaltgeschwindigkeit oder Gatter-Signalverzögerung der logischen Schaltungen, die das Signal VCS empfangen.

- 37, -

Fig. 13 zeigt die Schaltung des verwendeten spannungsgesteuerten Oszillators, der in Transistor-Transistor-Logik aufgebaut ist. Das Eingangssignal VCS der Schaltung steuert die Leistung in jedem logischen Gatter (Fig. 14). Wie
5 früher erklärt, resultiert das Ändern der Leistung in den logischen Gattern des spannungsgesteuerten Oszillators in einer Frequenzänderung des Signals RLF. Die Implementierung durch Transistor-Transistor-Logik kann bei diesem bevorzugten Ausführungsbeispiel die Pegelverschiebungsschaltung
10 (Fig. 9) für das Ändern der Spannungspegel des Signals RLF entbehrlich machen. Wenn keine Pegelverschiebungsschaltung benötigt wird, was ein Fachmann leicht feststellen kann, ersetzt das Signal RLF das pegelverschobene Signal des spannungsgesteuerten Oszillators als Eingangssignal für die
15 $\emptyset$ Phasenvergleichsschaltung (Fig. 5). Ebenso würden das Signal VR und das pegelverschobene Signal des spannungsgesteuerten Oszillators von der Schaltung entfernt, da sie nicht länger erforderlich sind. Wenn jedoch durch den Fachmann festgestellt wird, daß eine Pegelverschiebungsschaltung benötigt wird, kann es sein, daß die neue Pegelverschiebungsschaltung das Signal VR nicht erfordert, um ein
20 pegelverschobenes Signal des spannungsgesteuerten Oszillators zu erzeugen, das mit der $\emptyset$ Vergleichsschaltung verträglich ist. Fachleuten ist auch bekannt, daß das Benutzen von Transistor-Transistor-Logik oder irgendeiner anderen
25 Logik in der $\emptyset$ Vergleichsschaltung Zusatzschaltungen erfordern kann, damit die Signale U und $\bar{D}$ (Fig. 4) als Signale mit den richtigen Quellenimpedanzen und/oder Spannungs-/Strompegeln und/oder Temperaturgängen erscheinen und damit
30 Korrekturen der Stromversorgung erfolgen können, damit die Regelschaltung (Fig. 4) für die Signalverzögerung richtig arbeitet.

Fig. 14 ist ein Beispiel eines Gatters in Transistor-Transistor-Logik, das in dem spannungsgesteuerten Oszillator nach
35

Fig. 13 verwendet werden kann. Andere bekannte Konfigurationen von Transistor-Transistor-Logik können ebenfalls verwendet werden. Das von der Pufferschaltung oder dem Leistungsverstärker (Fig. 7) erzeugte Signal VCS gelangt an
5 alle Logik-Gatter des spannungsgesteuerten Oszillators (Fig. 13) und zu den Logik-Gattern im nicht dargestellten restlichen Teil des Halbleiterchips, der die $\emptyset$ Vergleichschaltung (Fig. 5) enthalten kann oder nicht. Das Steuersignal VCS ändert die Leistung in dem logischen Gatter (Fig.
10 14). Wenn das Signal VCS zunimmt, nimmt die dem logischen Gatter zugeführte Leistung zu, was in einer Abnahme der Gatter-Signalverzögerung resultiert. In der gleichen Weise nimmt, wenn das Signal VCS abnimmt, die dem Logik-Gatter zugeführte Leistung ab, was ein Zunehmen der Gatter-Signalverzögerung zur Folge hat. Den Fachleuten ist klar, daß der
15 Spannungspegel des Signals VCS nur bis zu dem Pegel erhöht werden soll, bei dem ein weiteres Zunehmen des Spannungspegels zu keiner weiteren Abnahme der Gatter-Signalverzögerung führt.

20 Fig. 15 zeigt den benutzten spannungsgesteuerten Oszillator in der Konfiguration der integrierten Injektionslogik (I^2L). Das Eingangssignal für die Schaltung, bei dem Logik-Gatter nach Fig. 16 das Signal VCS oder bei dem Logik-Gatter nach
25 Fig. 17 das Signal VCS'', steuert die Leistung in jedem Logik-Gatter. Wie vorher erklärt wurde, hat eine Änderung der Leistung in den Logik-Gattern des spannungsgesteuerten Oszillators eine Frequenzänderung des Signales RLF zur Folge. Wie das vorher bei der Beschreibung der Verwendung von
30 Transistor-Transistor-Logik in dem spannungsgesteuerten Oszillator diskutiert wurde, ist die Pegelverschiebungsschaltung erforderlich oder nicht, das pegelverschobene Signal des spannungsgesteuerten Oszillators und/oder das Signal VR können erforderlich sein oder nicht, und zusätzliche Schaltungen für das richtige Arbeiten des Reglers der Signalverzögerung (Fig. 4) können nötig sein oder nicht.
35

In den Fign. 16 und 17 sind zwei Beispiele für die Steuerung der Leistung eines I^2L -Gatters dargestellt. Fig. 16 zeigt, daß der Strom durch das Element TA gesteuert wird durch eine variable Spannung VCS. Die Spannung VCC besitzt
5 einen festen Wert, so daß, wenn die Spannung des Signals VCS abnimmt, die dem Logik-Gatter zugeführte Leistung zunimmt und dadurch die Signalverzögerung des Logik-Gatters abnimmt. Wenn die Spannung des Signals VCS zunimmt, nimmt die dem Logik-Gatter zugeführte Leistung ab, was wiederum
10 die Signalverzögerung des logischen Gatters vergrößert. Für die Fachleute ist ersichtlich, daß zum Erzielen der richtigen Arbeitsweise der Reglerschaltung für die Signalverzögerung (Fig. 4) die Signale U und $\bar{D}$, die von der $\emptyset$ Vergleichsschaltung (Fig. 5) erzeugt werden, logisch invertiert werden müssen ($\bar{U}$ und D).

Fig. 17 zeigt ein I^2L -Gatter, das durch eine Spannungsänderung über das Element B gesteuert wird. Die Basis des Elementes TA ist mit Masse verbunden, so daß, wenn das Signal
20 VCS sich ändert, der Strom durch das Element TA sich ändert. Wenn die Spannung des Signals VCS zunimmt, nimmt die Leistung in dem Logik-Gatter zu und seine Signalverzögerung ab. Wenn die Spannung des Signals VCS abnimmt, nimmt auch die dem Logik-Gatter zugeführte Leistung ab und damit seine
25 Signalverzögerung zu. Es sei bemerkt, daß für diese spezielle Logik-Gatter die Spannung VCS nicht zum spannungsgesteuerten Oszillator und den restlichen Logik-Gattern auf dem Halbleiterchip verteilt wird. Stattdessen wird das Signal VCS'' zu dem spannungsgesteuerten Oszillator und den
30 restlichen Logik-Gattern auf dem Halbleiterchip verteilt.

Fig. 18 zeigt die Schaltung eines spannungsgesteuerten Oszillators, der in einem Ausführungsbeispiel mit Feldeffekttransistoren verwendet werden kann. Das Eingangssignal VCS
35 regelt die Leistung, die jedem Logik-Gatter (Fig. 19) zuge-

führt wird. Wie schon früher erklärt, hat eine Änderung der den Gattern des spannungsgesteuerten Oszillators zugeführten Leistung eine Frequenzänderung des Signales RLF zur Folge. Ein Erhöhen der dem Logik-Gatter (Fig. 19) zugeführten Leistung verringert die Signalverzögerung und ein Ver-
5 mindern der dem Logik-Gatter zugeführten Leistung vergrößert dessen Signalverzögerung.

Im folgenden sind eine Reihe von Änderungen und Modifikationen der Erfindung aufgezählt, die vorgenommen werden
10 können, ohne den Bereich der Erfindung zu verlassen:

1. Es ist nicht notwendig, einen Phasenregelkreis zu verwenden. Es kann ein Frequenzregelkreis verwendet werden.
2. Es ist nicht notwendig, den Systemtakt zu verwenden. Es
15 kann ein eigener Taktgeber verwendet werden.
3. Inverter sind nicht notwendigerweise die einzige Art von Gattern, die für den spannungsgesteuerten Oszillator verwendet werden können.
4. Der Frequenzvergleich kann durch RRC-Filter und eine
20 Spannungsvergleichsschaltung durchgeführt werden.
5. Es kann mehr als ein Regler auf einem Halbleiterchip vorhanden sein.
6. Die Pufferschaltung oder der Leistungsverstärker kann
einen von 1 verschiedenen Verstärkungsfaktor haben.
- 25 7. Das Tiefpaßfilter kann sich in der Pufferschaltung befinden.

Das der Erfindung zugrundeliegende Konzept kann folgendermaßen zusammengefaßt werden:

30 Bei jeder Schaltung mit einer Abhängigkeit der Schaltgeschwindigkeit von der Leistung kann die Schaltgeschwindigkeit eingestellt oder geregelt werden durch Verändern der der Schaltung zugeführten Leistung.

- Die Vorrichtung, durch die die Leistung variiert werden kann, wird zustandegebracht durch eine Rückkopplungsschleife, die im wesentlichen enthält das Signal eines Oszillators (, der aus den zu regelnden Gattern aufgebaut ist),
5 ein Bezugssignal (Takt), eine Vorrichtung zum Vergleichen der Bezugs- und Oszillatorsignale, die ein Fehlersignal erzeugt und eine Vorrichtung zum Umsetzen des Fehlersignals in das geeignete Steuersignal.
- 10 Der Oszillator kann in irgendeiner Weise aus einer Reihe von Möglichkeiten, die dem Fachmann bekannt sind, aufgebaut sein. Zur Erläuterung wurde die Verwendung eines spannungsgesteuerten Oszillators beschrieben. Als Bezugssignal wurde ein Taktsignal gewählt.
- 15 Die Vergleichsschaltung, die die Funktion eines Frequenz/ Spannungswandlers oder eines Frequenz/Stromwandlers erfüllt, kann irgendeine dem Fachmann bekannte Vorrichtung sein, wie ein Impulsbreitenmodulator, D-Flipflops, Digital-
20 Analog-Umsetzer oder Phasenregelkreise. Zur Erläuterung wurde die Verwendung einer als Phasenregelkreis arbeitenden Phasenvergleichsschaltung besonders detailliert beschrieben.

P A T E N T A N S P R Ü C H E

1. Schaltung zum Angleichen der Signalverzögerungszeiten von miteinander verbundenen Halbleiterchips an einen Sollwert, der durch die Frequenz eines extern zugeführten Impulszuges charakterisiert wird und
5 mittels einer auf jedem Halbleiterchips vorgesehenen Regelschaltung durch Ändern der dem Halbleiterchip zugeführten elektrischen Leistung erreicht wird, welche Regelschaltung einen steuerbaren Oszillator und eine Phasenvergleichsschaltung enthält,
10 in der die Frequenz des steuerbaren Oszillators mit der des extern zugeführten Impulszuges verglichen und bei Abweichung bis zur Synchronisation nachgeregelt wird,
dadurch gekennzeichnet, daß an die Phasenvergleichsschaltung auch eine Zusatzschaltung angeschlossen
15 ist, die an ihren Ausgängen ein Signal darüber liefert, ob die Frequenz des steuerbaren Oszillators, die die relative Signalverzögerungszeit der Schaltungen des Halbleiterchips kennzeichnet, höher,
20 gleich oder niedriger als die des extern zugeführten Impulszuges ist.
2. Schaltung nach Anspruch 1,
dadurch gekennzeichnet, daß die Zusatzschaltung an
25 erste Ausgänge (U, $\bar{D}$) der Phasenvergleichsschaltung angeschlossen ist, mit denen ein auf die Phasenvergleichsschaltung folgendes Tiefpaßfilter verbunden ist, sowie an zweite Ausgänge, an denen die Phasenvergleichsschaltung Signale ($\bar{U}$, D) liefert,
30 die zu den dem Tiefpaßfilter zugeführten komplementär sind, und an dritte Ausgänge (B, C), an denen interne Signale der Phasenvergleichsschaltung verfügbar sind.

- 43 -

3. Schaltung nach den Ansprüchen 1 und 2,
dadurch gekennzeichnet, daß die Zusatzschaltung
aus drei Verknüpfungsgliedern aufgebaut ist, an
deren Ausgängen die elektrischen Signale bezüglich
5 der Frequenz des steuerbaren Oszillators vorlie-
gen und bei denen die Ausgänge zweier Verknüpfungs-
glieder auch an das dritte, die Frequenzgleichheit
anzeigende, angeschlossen sind.
- 10 4. Schaltung nach den Ansprüchen 1 bis 3,
dadurch gekennzeichnet, daß die Zusatzschaltung aus
NOR-Verknüpfungsgliedern aufgebaut ist.
5. Schaltung nach den Ansprüchen 1 bis 4,
15 dadurch gekennzeichnet, daß das elektrische Signal
am Ausgang der Zusatzschaltung als elektrisches
Potential vorliegt.
6. Schaltung nach den Ansprüchen 1 bis 4,
20 dadurch gekennzeichnet, daß das elektrische Signal
am Ausgang der Zusatzschaltung als elektrischer
Strom vorliegt.

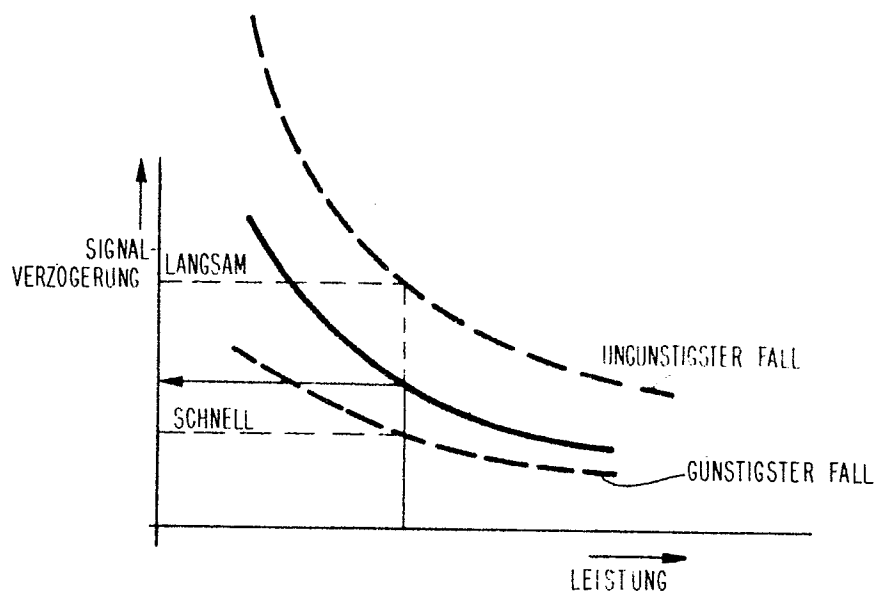


FIG. 1

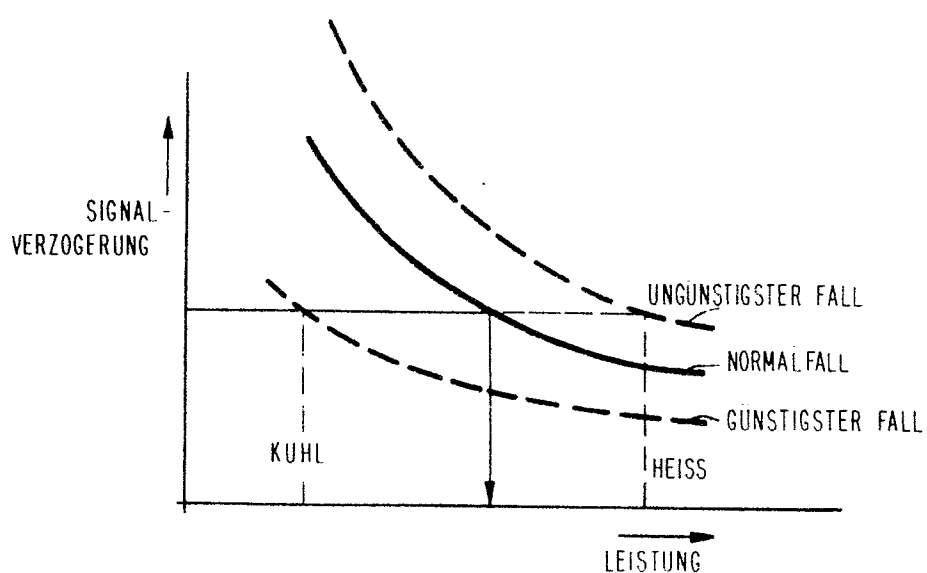


FIG. 2

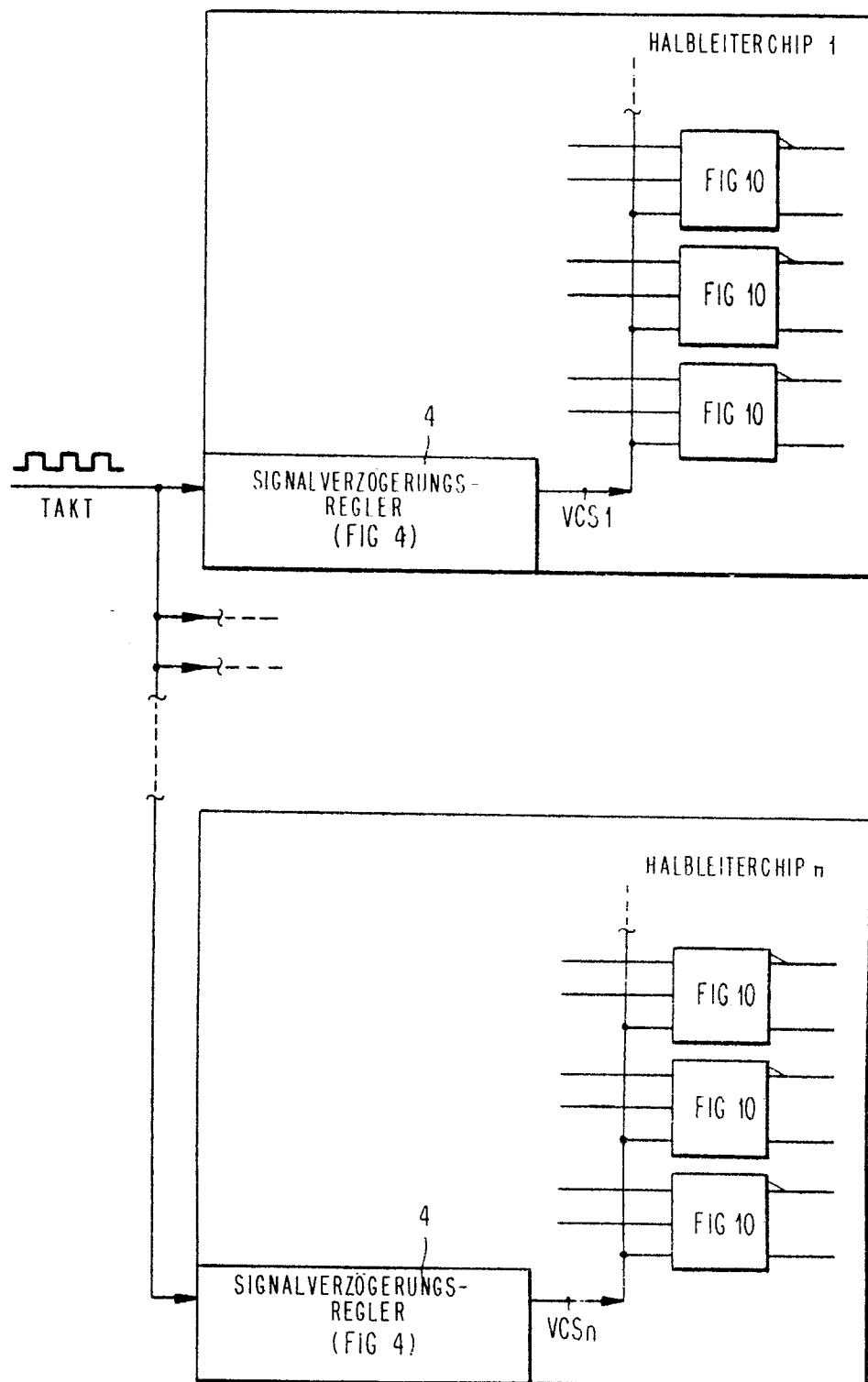


FIG. 3

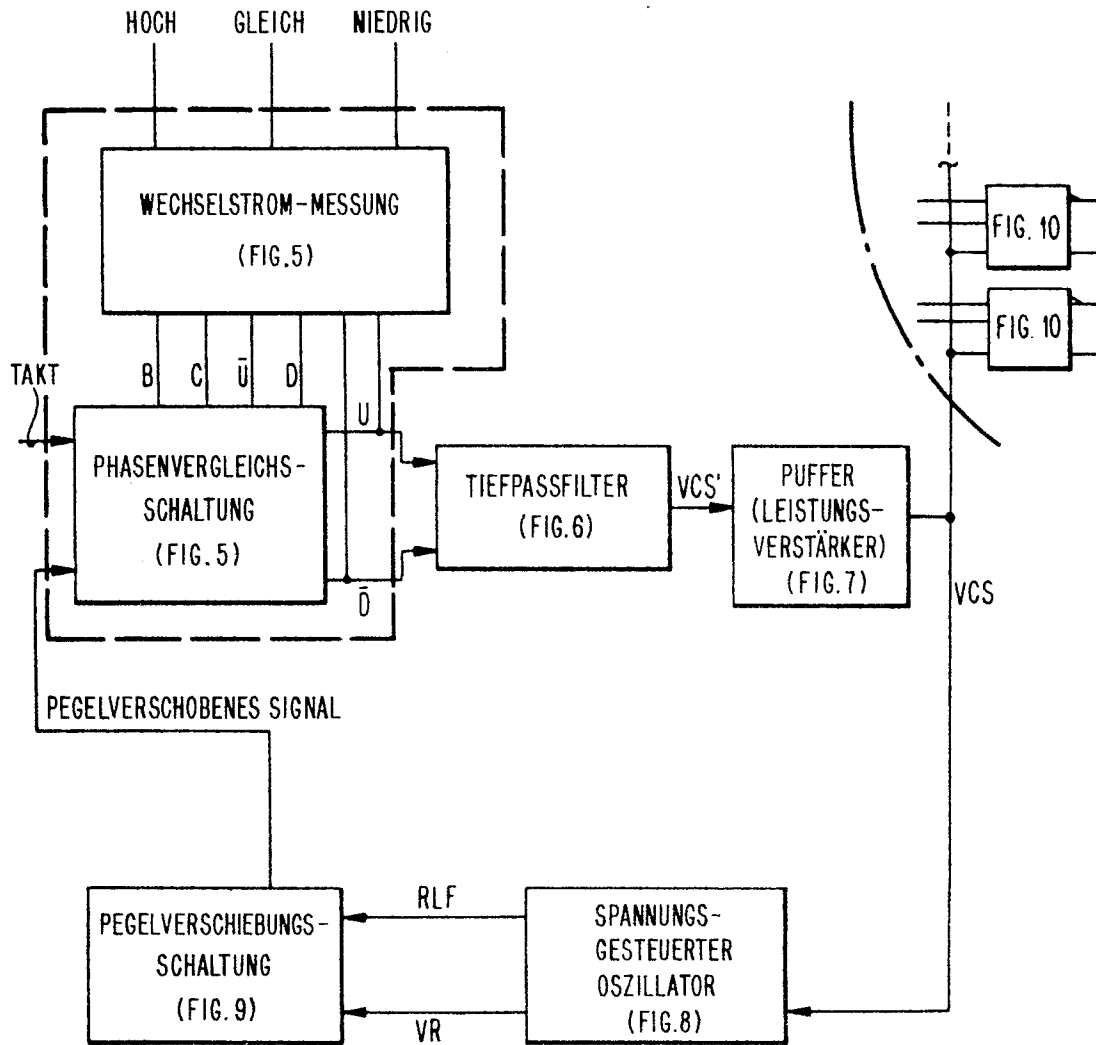


FIG. 4

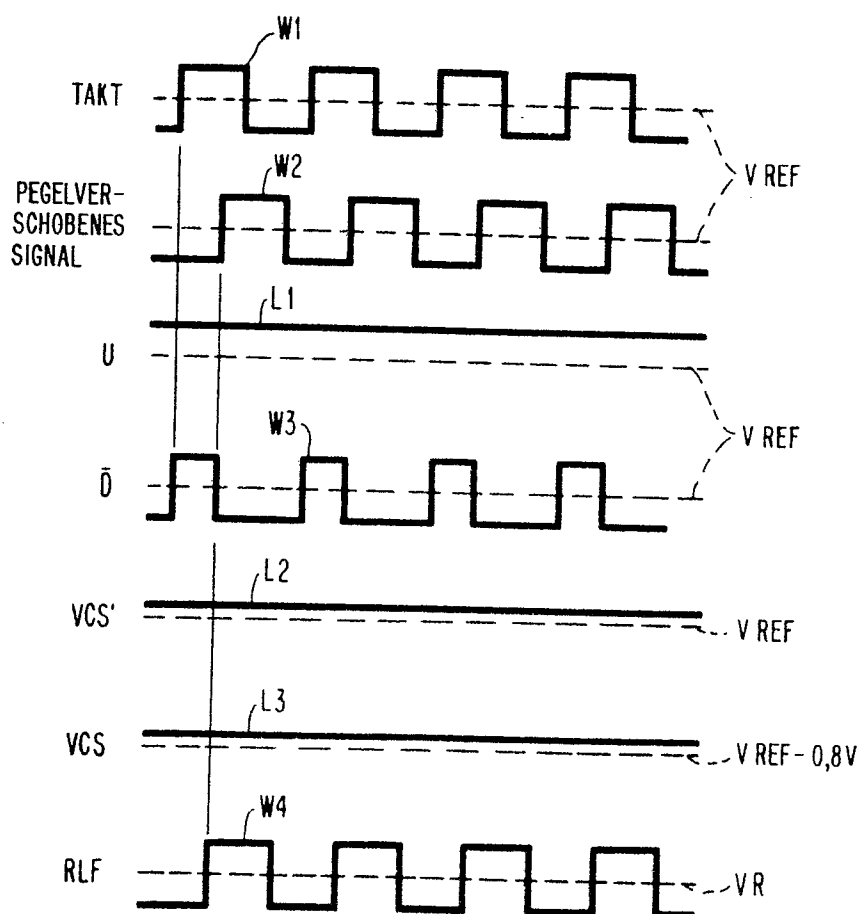


FIG. 4A

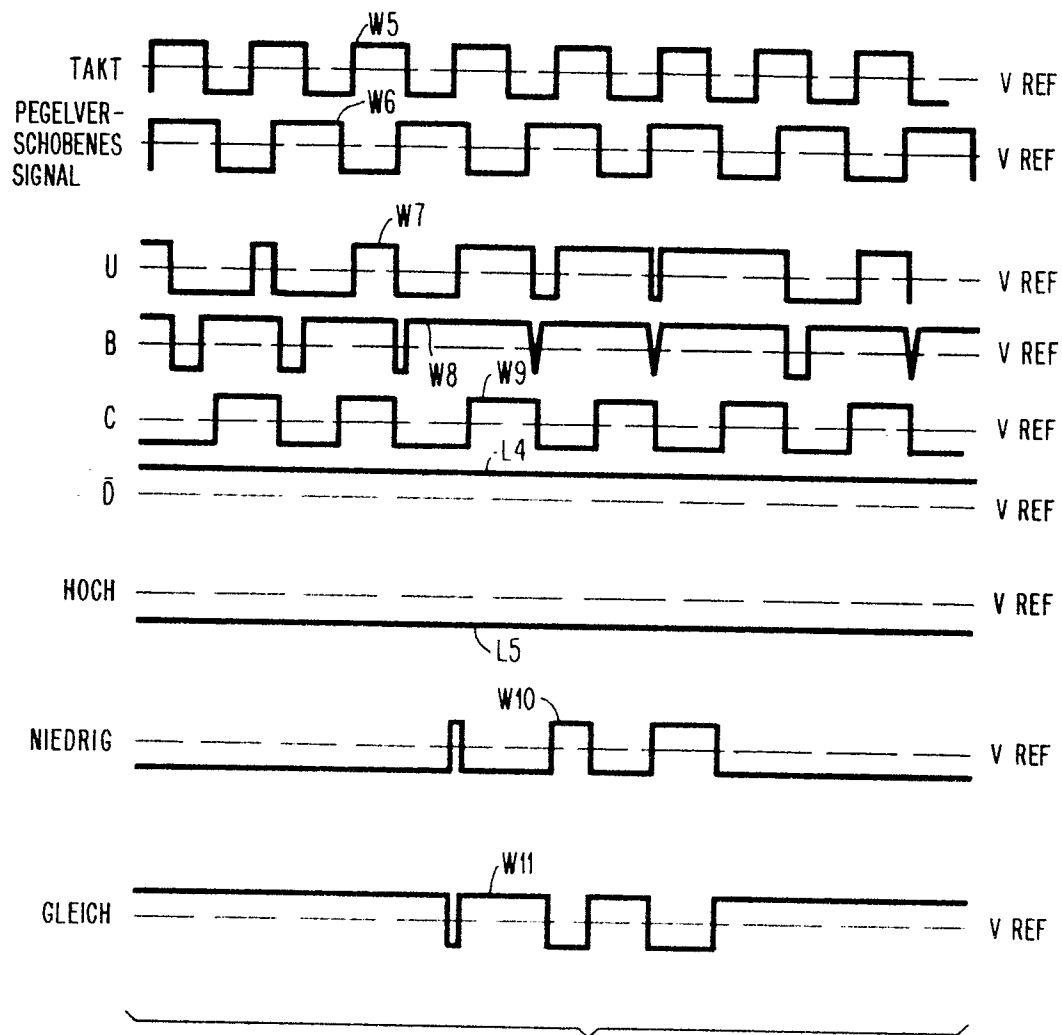


FIG. 4B

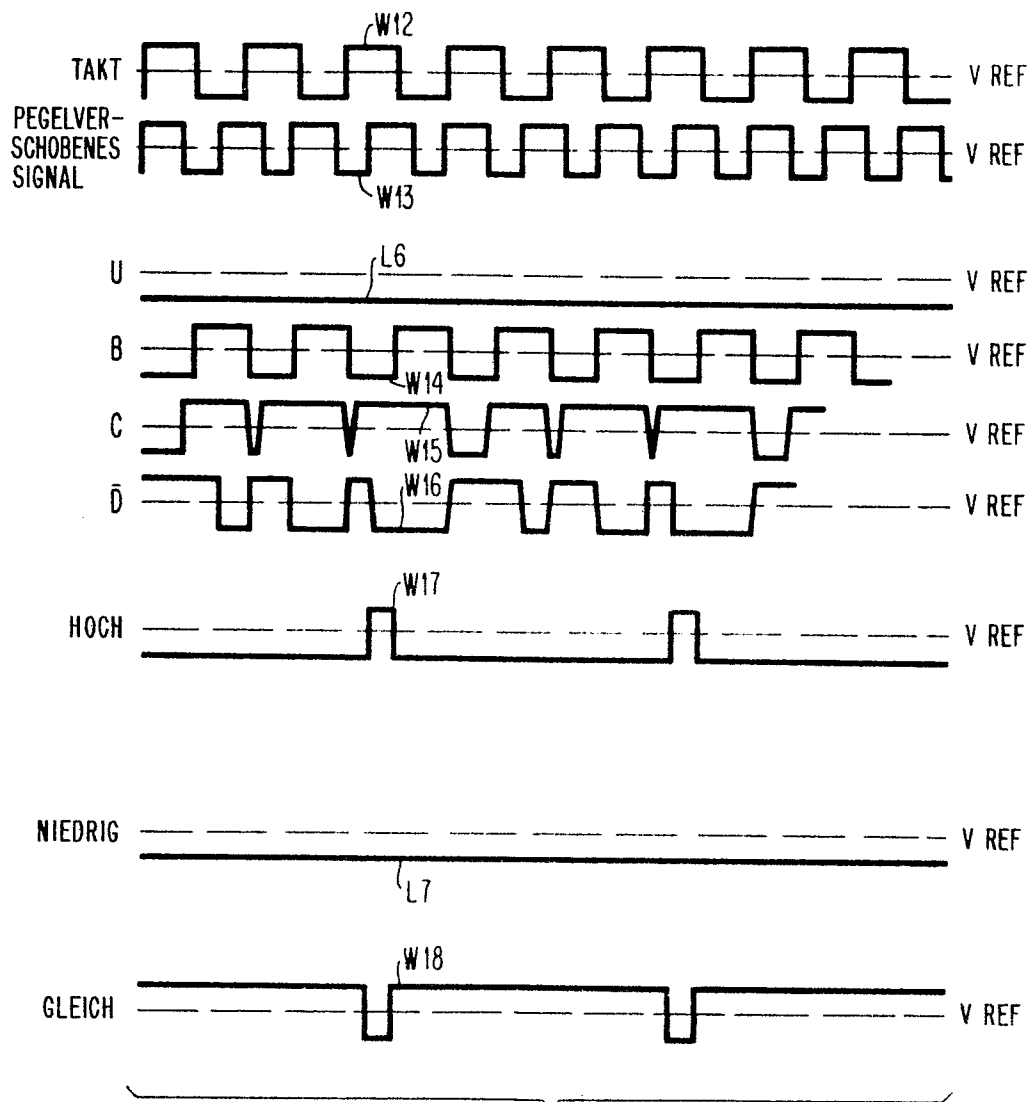


FIG. 4C

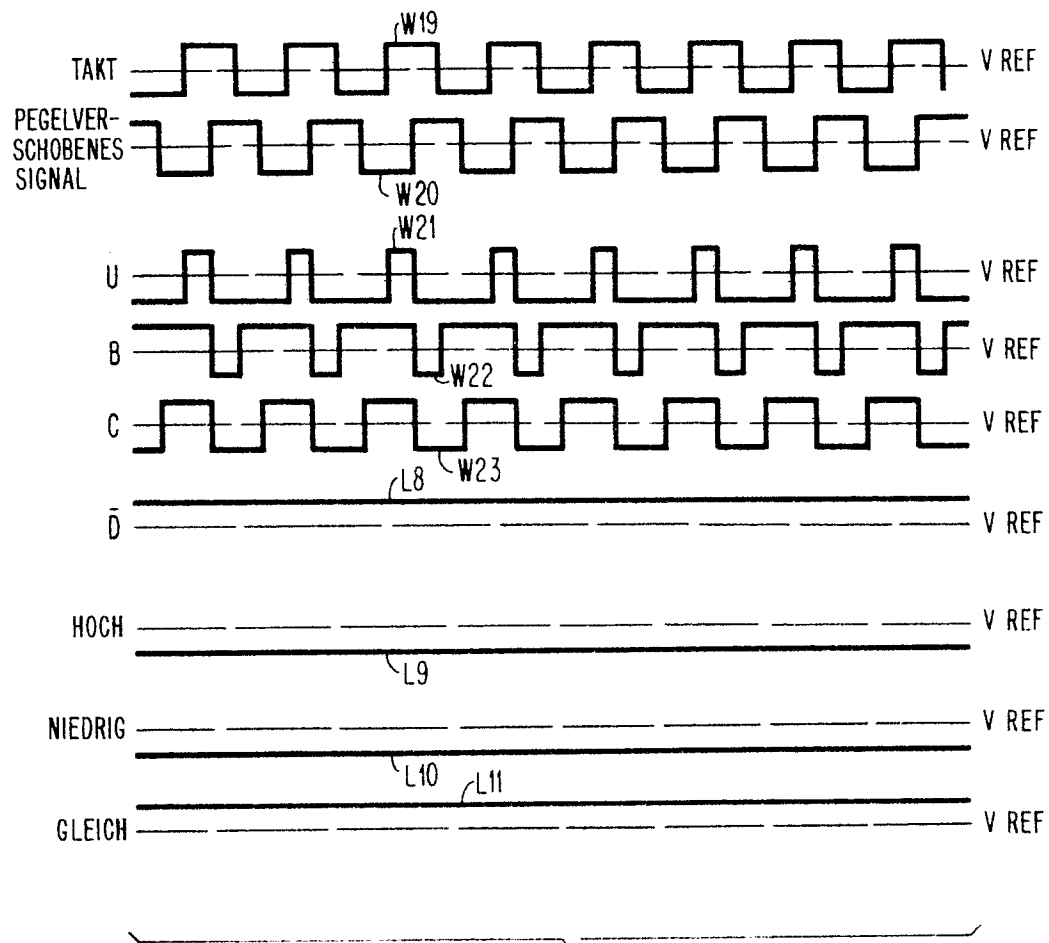


FIG. 4D

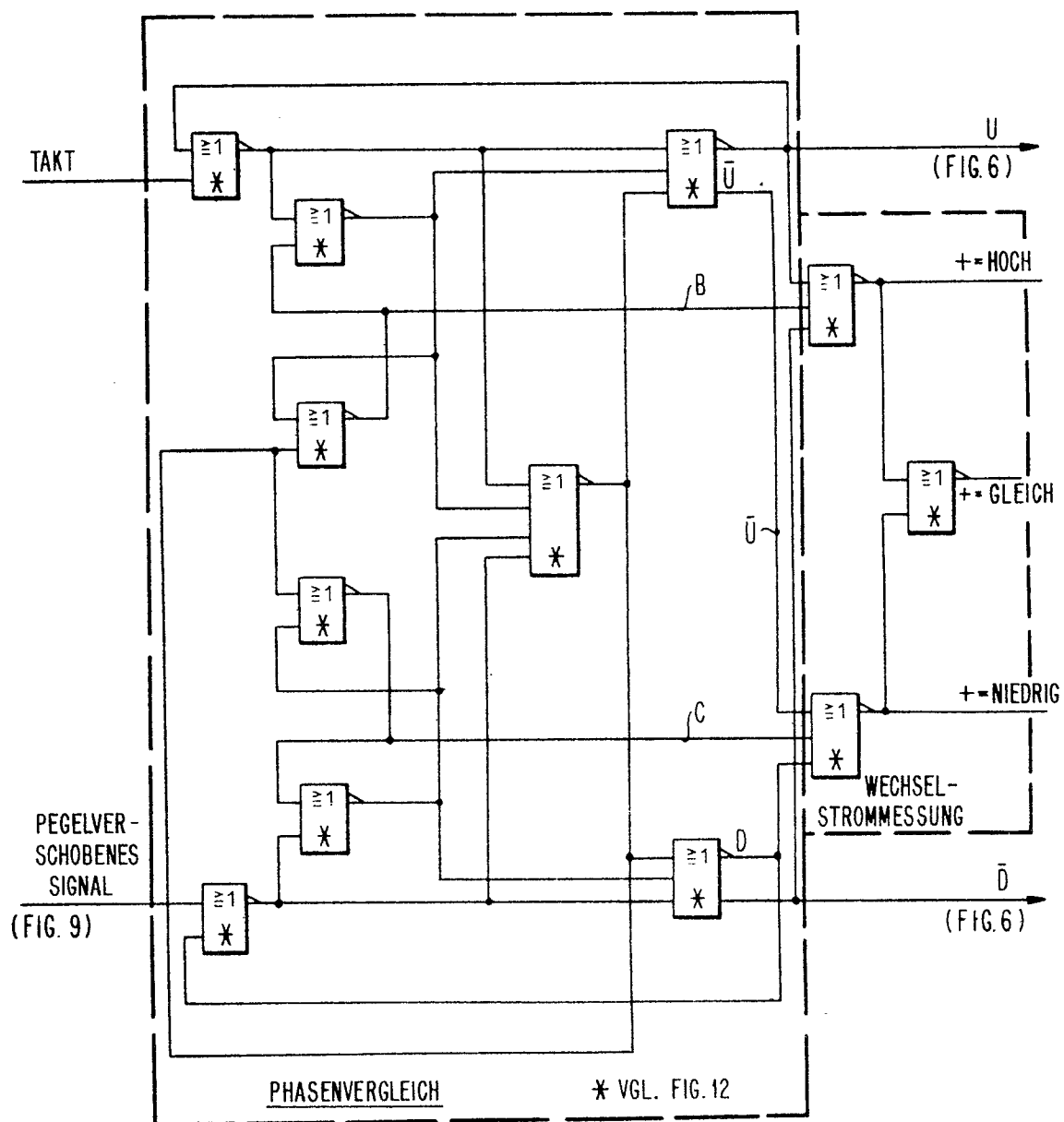


FIG. 5

9/13

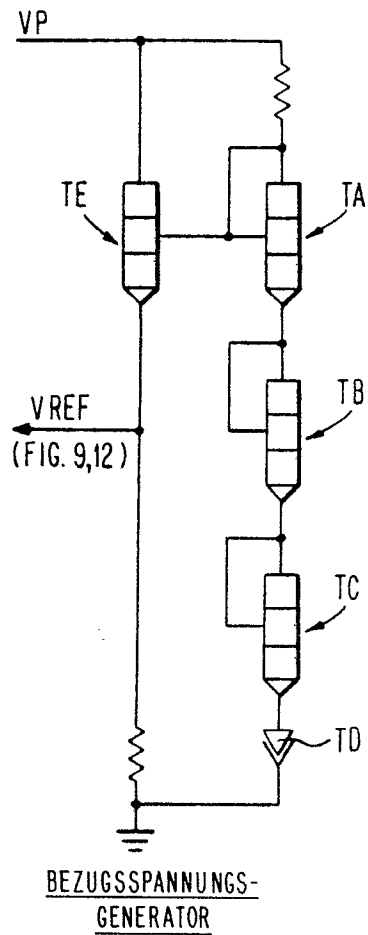


FIG. 11

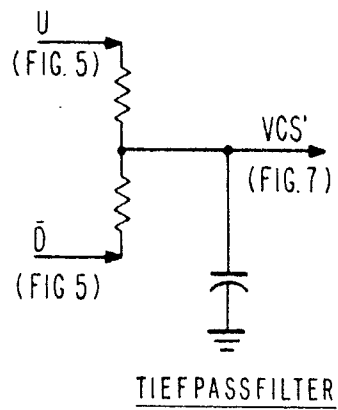


FIG. 6

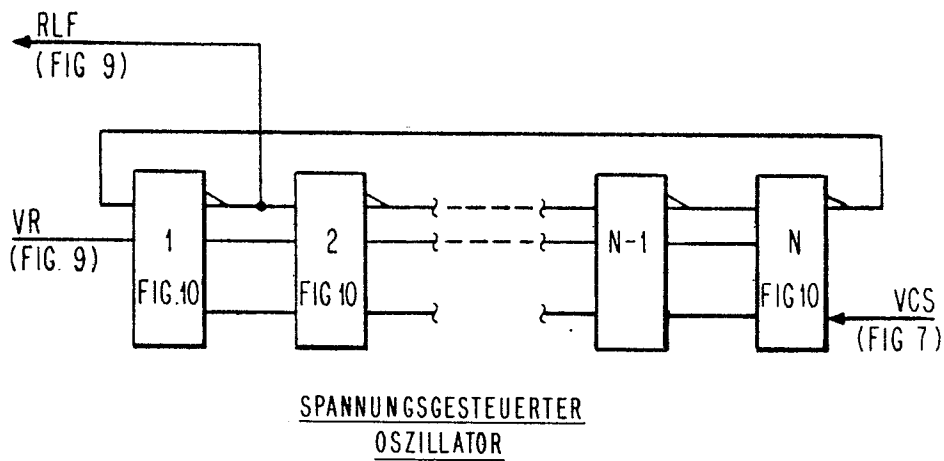
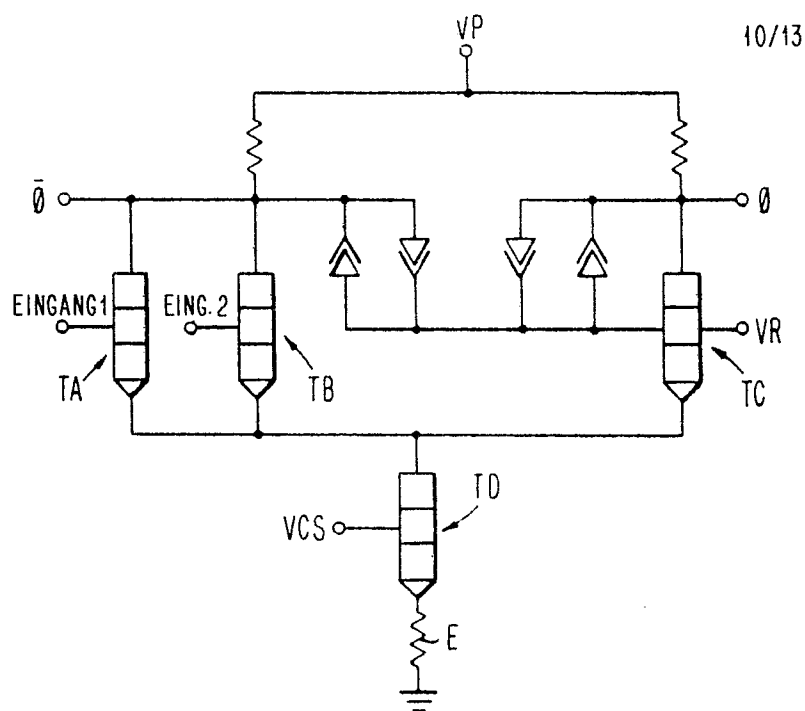
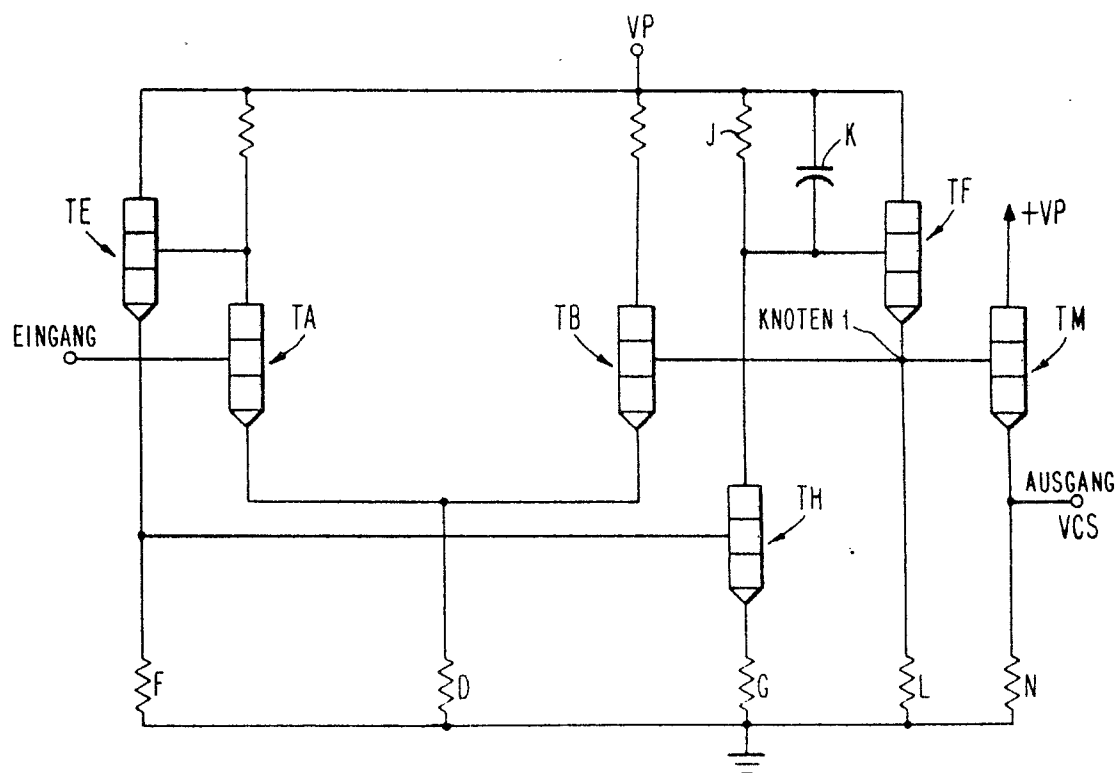


FIG. 8



TYPISCHES GATTER

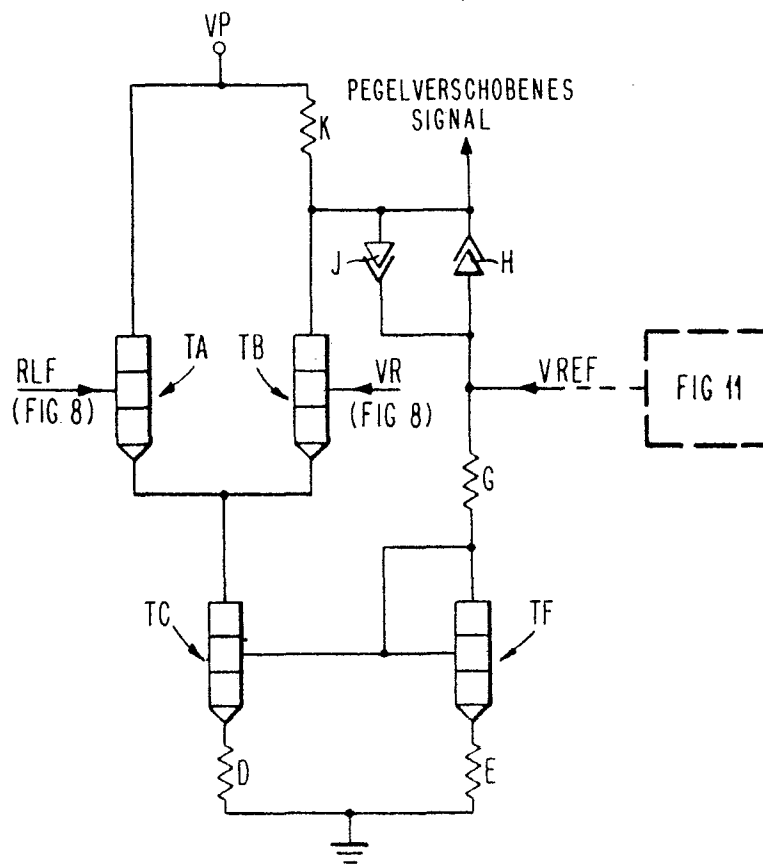
FIG. 10



PUFFER (LEISTUNGSVERSTÄRKER)

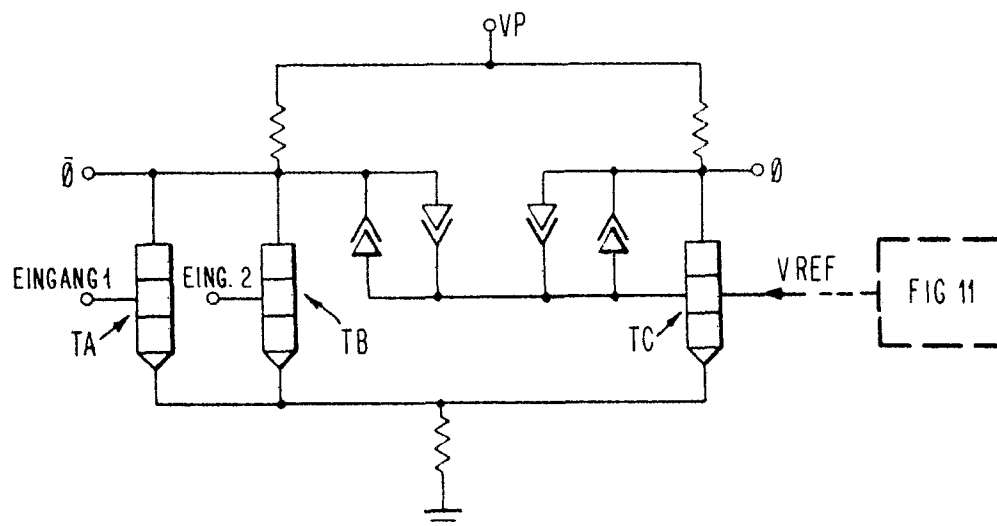
FIG. 7

11/13



PEGELVERSCHIEBUNGSSCHALTUNG

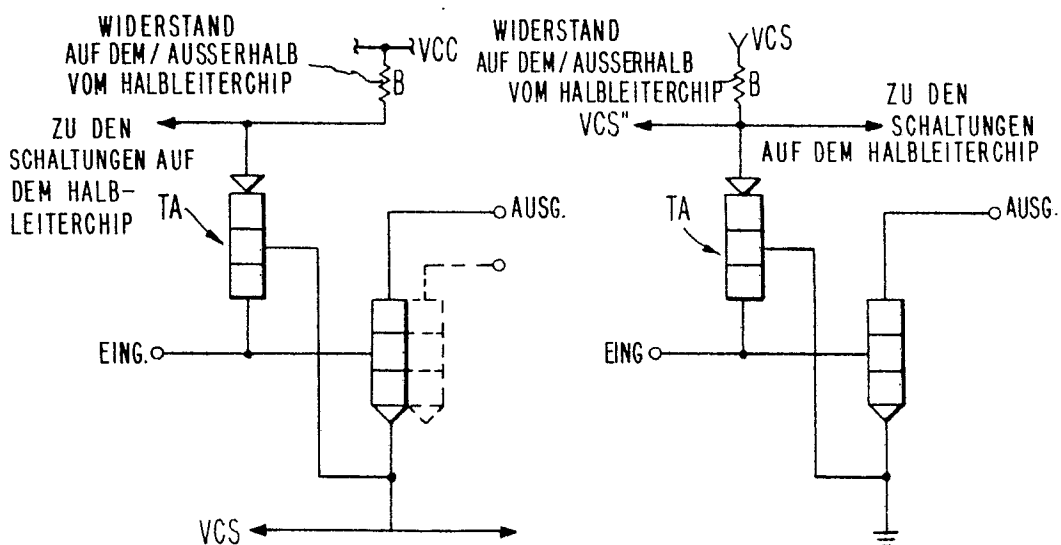
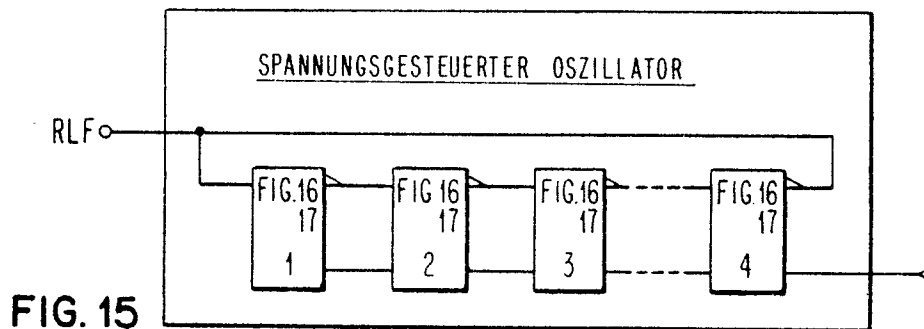
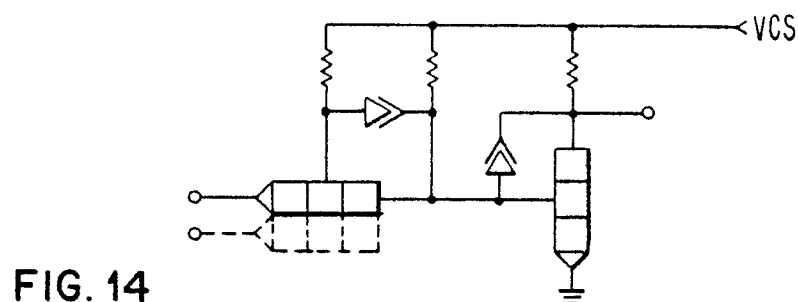
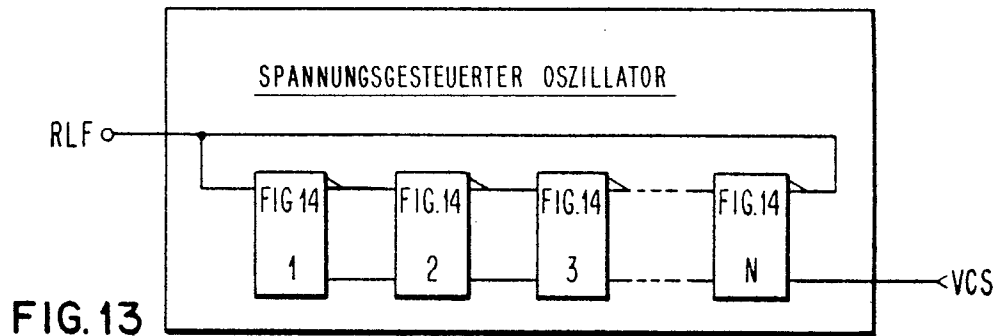
FIG. 9



INTERNES GATTER

FIG. 12

12/13



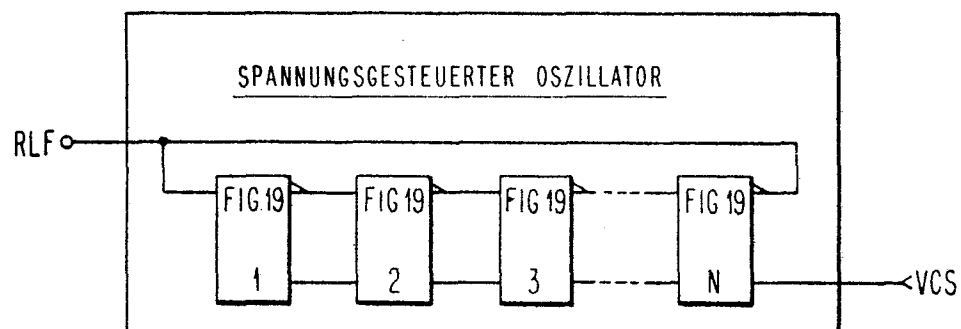


FIG. 18

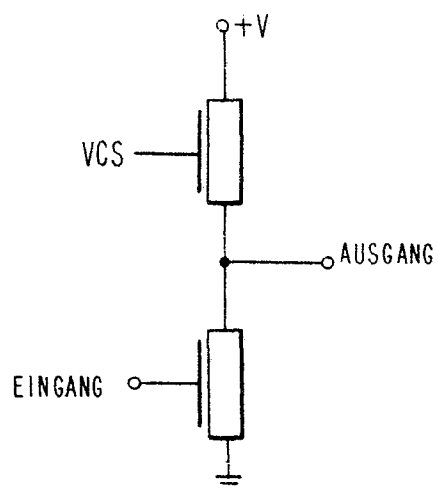


FIG. 19