

Zeitschrift: Bulletin des Schweizerischen Elektrotechnischen Vereins
Herausgeber: Schweizerischer Elektrotechnischer Verein ; Verband Schweizerischer Elektrizitätswerke
Band: 60 (1969)
Heft: 10

Artikel: Gigahertzlogik mit Tunneldioden
Autor: Jungmeister, H.G.
DOI: <https://doi.org/10.5169/seals-916145>

Nutzungsbedingungen

Die ETH-Bibliothek ist die Anbieterin der digitalisierten Zeitschriften auf E-Periodica. Sie besitzt keine Urheberrechte an den Zeitschriften und ist nicht verantwortlich für deren Inhalte. Die Rechte liegen in der Regel bei den Herausgebern beziehungsweise den externen Rechteinhabern. Das Veröffentlichen von Bildern in Print- und Online-Publikationen sowie auf Social Media-Kanälen oder Webseiten ist nur mit vorheriger Genehmigung der Rechteinhaber erlaubt. [Mehr erfahren](#)

Conditions d'utilisation

L'ETH Library est le fournisseur des revues numérisées. Elle ne détient aucun droit d'auteur sur les revues et n'est pas responsable de leur contenu. En règle générale, les droits sont détenus par les éditeurs ou les détenteurs de droits externes. La reproduction d'images dans des publications imprimées ou en ligne ainsi que sur des canaux de médias sociaux ou des sites web n'est autorisée qu'avec l'accord préalable des détenteurs des droits. [En savoir plus](#)

Terms of use

The ETH Library is the provider of the digitised journals. It does not own any copyrights to the journals and is not responsible for their content. The rights usually lie with the publishers or the external rights holders. Publishing images in print and online publications, as well as on social media channels or websites, is only permitted with the prior consent of the rights holders. [Find out more](#)

Download PDF: 16.01.2026

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

Gigahertzlogik mit Tunneldioden

Von H. G. Jungmeister, München

2600-2607

681.325.65:621.382.232

Auf die Diskussion der Eigenschaften von Tunneldioden im Hinblick auf die Voraussetzungen für eine Gigahertzlogik folgt eine Erörterung der speziellen Schaltungstechnik; Tunneldiodengatter, Verstärker, Flipflops und Zähler, die sich für Impulsfrequenzen im Gigahertzbereich eignen, werden beschrieben. Einer Behandlung der technologischen Probleme schliessen sich Hinweise auf theoretische Behandlung (Schaltkreisanalyse) sowie Einsatzmöglichkeiten an.

La discussion des propriétés des diodes-tunnels au point de vue des conditions indispensables à un circuit logique gigahertz est suivie d'une orientation relative à la technique spéciale des circuits: portes des diodes-tunnels, amplificateurs, flip-flops et compteurs appropriés à la gamme gigahertz sont décrits. Le traitement des problèmes techniques se termine par des indications relatives au traitement théorique (analyse des circuits) et aux facultés d'application.

1. Einleitung

Für logische Schaltungen, die Impulse mit Folgefrequenzen bis etwa 100 MHz verarbeiten, werden fast ausschliesslich Transistor-Schaltungstechniken angewendet, vor allem TTL¹⁾ und ECL²⁾. Bei noch höheren Frequenzen reicht die Grenzfrequenz der Transistoren im allgemeinen nicht mehr aus, so dass man gezwungen ist, nach anderen, schnelleren Schaltern Ausschau zu halten. Dabei fällt der Blick vor allem auf die Tunneldiode, die die Realisierung logischer Schaltungen selbst im Gigahertz-Bereich ermöglicht.

2. Vor- und Nachteile der Tunneldiode

Die Tunneldiode stellt infolge ihrer Kennlinie ein natürliches bistabiles Element dar im Gegensatz zum Transistor, der diese Eigenschaft erst in aufwendigen Rückkopplungsschaltungen (Eccles Jordan) erreicht. Sie eignet sich deshalb besonders gut für logische Schaltungen. Der «Verdrahtungsaufwand» wird dabei im allgemeinen viel kleiner als bei herkömmlichen Schaltungen. Die extrem kurzen Schaltzeiten der Tunneldiode (handelsübliche Typen erreichen 100 ps und weniger) werden bei sehr niedrigem Leistungspegel erreicht, während schnelle Transistorschaltungen hohe Verlustleistungen bedingen, um im günstigsten Transitfrequenzbereich zu arbeiten.

Tunneldioden eignen sich auch hervorragend als Schwellwertschalter mit geringer Temperaturabhängigkeit; sie erreichen dabei wesentlich günstigere Daten als Transistor-Schmidt-Trigger. Diesen Vorteilen stehen jedoch einige erhebliche Nachteile gegenüber.

Da die Tunneldiode ein reiner Zweipol ist, fehlt den mit ihr aufgebauten Schaltungen die Isolator- oder Puffereigenschaft, und es bedarf spezieller Kunstgriffe, um den Signalfuss in unerwünschten Richtungen zu verhindern.

Als Halbleitermaterial für Tunneldiodenherstellung kommt in erster Linie Germanium in Frage.

Silizium-Tunneldioden wurden bisher nur mit relativ hohen Schaltzeiten und nicht sehr befriedigenden statischen Kennlinien hergestellt. Galliumarsenid-Tunneldioden, bei denen sich gute HF-Eigenschaften und statische Kennlinien erreichen lassen, neigen zur Alterung, wenn sie mit Spannungen über etwa 0,8 V betrieben werden. Vereinzelt werden auch Gallium-Antimonid-Tunneldioden hergestellt; da der erzielbare Span-

nungshub kleiner als bei Germanium ist, haben sie wenig Verbreitung gefunden.

Germanium-Tunneldioden sind zuverlässige Bauelemente; die Sperrschichttemperatur darf jedoch 100 °C nicht überschreiten, was den Einsatz z. B. für militärische Anwendungen erschwert.

Für die Herstellung von monolithischen Schaltungen nach den heute bekannten Techniken eignen sich Tunneldioden nicht. Wie eine derartige Aufgabe zu lösen wäre, ist heute noch nicht abzusehen, zumal Untersuchungen dieses Problems bisher kaum bekannt geworden sind. Es ist jedoch möglich, Hybridschaltungen herzustellen, in die die benötigten Tunneldioden als Einzelelemente eingesetzt werden. Hierzu eignen sich besonders Dünn- und Dickfilmtechniken. Der dafür erforderliche Aufwand erscheint jedoch auch für logische Bausteine vertretbar, wenn man bedenkt, dass auf diese Weise Schaltgeschwindigkeiten und Impulsfolgefrequenzen erzielt werden können, die um wenigstens eine Grössenordnung höher liegen als die der modernsten ECL-Monolithschaltungen, die ihrerseits auch nicht zu den billigsten gehören. Aus all dem geht hervor, dass die Tunneldiode nicht dazu berufen erscheint, die konventionelle Transistorschaltungstechnik zu verdrängen, sondern vielmehr sie zu ergänzen. Die Domäne der Tunneldiode ist die Höchstgeschwindigkeitstechnik. Auf diesem Gebiet wird sie dem Transistor immer überlegen bleiben, da der Tunneleffekt die physikalischen Vorgänge im Transistor hinsichtlich Geschwindigkeit weit übertrifft.

3. Schaltungstechnik

Die Gigahertz-Tunneldioden-Logik, im folgenden als GTL bezeichnet, erfordert ihre eigene Schaltungstechnik, die erheblich von allen Transistor-Techniken abweicht. Aus der Vielfalt von digitalen Tunneldiodenschaltungen, über die [1]³⁾ einen guten Überblick gibt, ist nur ein Teil für GTL brauchbar. Es scheiden nämlich alle Lösungen aus, die solche Elemente enthalten, die die Schaltgeschwindigkeit stärker begrenzen als die Tunneldioden selbst. Im Vordergrund stehen deshalb Anordnungen, die ausser den Tunneldioden selbst im wesentlichen nur Ohmsche Widerstände und Leitungselemente enthalten; Kapazitäten und Induktivitäten sind nur unter bestimmten Voraussetzungen (hinreichend kleine Zeitkonstanten) zulässig.

¹⁾ TTL = Transistor Transistor Logic.

²⁾ ECL = Emitter Coupled Logic.

³⁾ Siehe Literatur am Schluss des Aufsatzes.

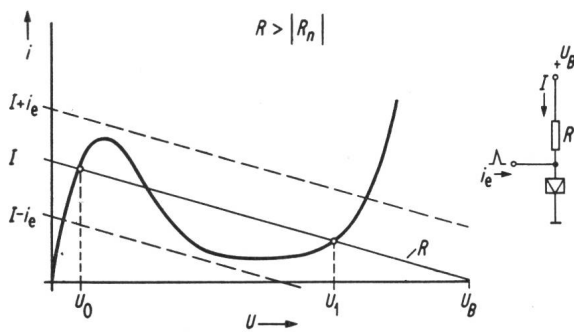


Fig. 1

Bistabiler Betrieb einer Tunnel diode

I Tunnel diodenruhestrom an der Ordinatenachse, verwendet zur Kennzeichnung der Lage der Widerstandsgeraden in Abwesenheit von Eingangsimpulsen; i Dimension der Ordinate (Strom); i_e Amplitude eines Eingangsimpulses; $I + i_e$ Lage der Widerstandsgeraden während eines positiven Eingangsimpulses; $I - i_e$ Lage der Widerstandsgeraden während eines negativen Eingangsimpulses; u Dimension der Abszisse (Spannung); U_1 Spannung der Tunnel diode im zweiten stabilen Zustand; U_0 Spannung der Tunnel diode im ersten stabilen Zustand; U_B Gleichspannungsquelle; R Serienwiderstand; $|R_n|$ Betrag des negativen dynamischen Widerstandes im Wendepunkt der Kennlinie

3.1 Grundsaltungen

Je nach Anwendungsfall sind taktgebundene oder asynchron arbeitende Schaltkreise erforderlich. Für diese beiden Typen ergeben sich verschiedene GTL-Grundsaltungen.

3.1.1 Taktgebundene Schaltungen

3.1.1.1 Verstärker. Schaltet man eine Tunnel diode in Serie mit einem Widerstand R , der grösser ist als der Betrag des negativen dynamischen Widerstandes R_n im Wendepunkt der statischen Strom-Spannungskennlinie an eine Spannungsquelle U_B , so erhält man ein bistabiles Element, das in Fig. 1 mit seinem Kennliniendiagramm dargestellt ist. Die Widerstandsgerade R schneidet die Tunnel diodenkennlinie in drei Punkten; die beiden Schnittpunkte mit Ästen positiven dynamischen Widerstandes repräsentieren stabile Betriebszustände im Gegensatz zum Schnittpunkt im fallenden Kennlinienbereich. Befindet sich die Schaltung in einem stabilen Zustand mit der Spannung U_0 , so kann sie in einen zweiten (Spannung U_1) umgeschaltet werden, indem die Widerstandsgerade kurzzeitig über den Bergpunkt (Strommaximum) angehoben wird; dies geschieht durch einen der Anode zugeführten Stromimpuls i_e , der sich dem Gleichstrom I überlagert. Das Zurückschalten geschieht in entsprechender Weise durch einen negativen Stromimpuls $-i_e$. Verschiebt man durch Erhöhen von U_B die statische Widerstandsgerade soweit nach oben, daß der Schnittpunkt U_0 knapp unterhalb des Strommaximums zu liegen kommt, so genügt ein winzig kleiner Stromimpuls um die Tunnel diode umzuschalten. Da die auskoppelbare Impuls-Leistung praktisch unverändert bleibt, kann bei genügend empfindlicher Einstellung eine nicht unbeträchtliche Verstärkung erreicht werden.

Da jedoch zur Rückstellung der Tunnel diode in den Ausgangszustand eine erhöhte Leistung erforderlich wäre, ist es zweckmässig, die Gleichspannungsquelle durch eine Impulsquelle (Taktgenerator) zu ersetzen, die Impulse mit der Amplitude U_B liefert.

Es wird in diesem Fall ein Signal am Eingang nur dann ein Ausgangssignal erzeugen können, wenn gleichzeitig ein Taktimpuls anliegt. Das Ausgangssignal ist ebenfalls impulsförmig, seine Breite hängt von der Dauer des Taktimpulses ab.

3.1.1.2 Gatter. Erweitert man einen solchen Verstärker durch zusätzliche Ein- und Ausgangskreise, so erhält man ein

Gatter (Fig. 2). Durch geeignete Wahl der Eingangswiderstände $R_{e1} \dots R_{e3}$ kann man diesem Gatter verschiedene Funktionen zuweisen: Sind die Widerstände so klein, dass bereits ein Impuls an einem der Eingänge genügt, um einen Ausgangsimpuls zu bewirken, so liegt ein Oder-Gatter vor. Wählt man dagegen die Widerstände grösser, so dass an allen Eingängen ein Signal anliegen muss, um einen Ausgangsimpuls zu bewirken, so entsteht ein Und-Gatter.

Auch Majoritäts-Gatter lassen sich durch entsprechende Dimensionierung der Eingangswiderstände leicht herstellen. Bei einem Majoritätsgatter mit z. B. 5 Eingängen sind die 5 gleichen Eingangs-Widerstände so zu wählen, dass die Tunnel diode «springt» (Aussensignal «Eins»), wenn an mindestens 3 Eingängen das Signal «Eins» anliegt, dagegen nicht springt, wenn an mindestens 3 Eingängen das Signal «Null» anliegt.

3.1.1.3 Inverter. Um die Nicht-Funktion zu realisieren, muss man die Gatter-Grundsaltung etwas abwandeln. Wie Fig. 3 zeigt, ist der Eingangskreis zu einem Differenzierglied ergänzt; die Tunnel diode wird umgekehrt gepolt und bekommt zusätzlich zur Taktversorgung noch eine negative Vorspannung $-U_B$ und eine positive U_C . Diese Anordnung arbeitet folgendermassen:

Wenn kein Eingangsimpuls anliegt, befindet sich die Tunnel diode im Zustand kleiner Spannung (kleiner als Bergspannung). Diese Spannung überlagert sich der Vorspannung U_C , so dass sich am Ausgang der der logischen 1 entsprechende Pegel ergibt.

Gelangt nun ein positiver Impuls an den Eingang, so wird er differenziert. Die Zeitkonstante ist so bemessen, dass der eingeschwungene Zustand innerhalb einer Taktperiode erreicht wird. Der Eingangsimpuls bewirkt deshalb an der Tunnel diode einen Stromimpuls, der aus einer positiven Spitze besteht, der unmittelbar eine negative Spitze folgt. Die positive Spitze verändert die Schaltung nicht, die negative hingegen kann die Tunnel diode in den Zustand hoher Spannung (grösser als Talspannung) versetzen, falls gerade eine Taktpause vorliegt. Da die Tunnel diodenspannung der Vorspannung U_C entgegengerichtet ist, ergibt sich jetzt am Ausgang der Pegel der logischen Null. Der unmittelbar darauf folgende positive Taktimpuls stellt die Schaltung in den Zustand «1» zurück. Fig. 4 zeigt den Verlauf von Eingangs- und Ausgangsspannung an einem praktisch aufgebauten Inverter (Taktfrequenz 1 GHz).

3.1.1.4 Anwendungsbeispiele. Mit den beschriebenen Bausteinen lassen sich alle wesentlichen logischen Operationen durchführen. Beispielsweise erhält man ein RS-Flipflop, wenn man das bistabile Grundelement mit zwei Eingängen (für

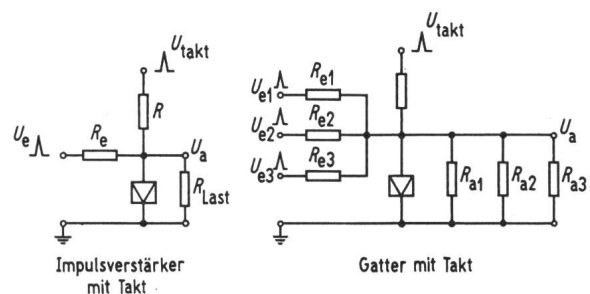


Fig. 2

Anwendung der bistabilen Schaltung

R Vorwiderstand im Taktkreis; R_{a1} , R_{a2} , R_{a3} Lastwiderstände; R_e Vorwiderstand im Eingangskreis; R_{e1} , R_{e2} , R_{e3} Vorwiderstände in den Eingangskreisen; R_{Last} Lastwiderstand; U_a Ausgangsspannung; U_e Signalspannung am Eingang; U_{e1} , U_{e2} , U_{e3} Eingangsspannungen; U_{takt} Taktspannung

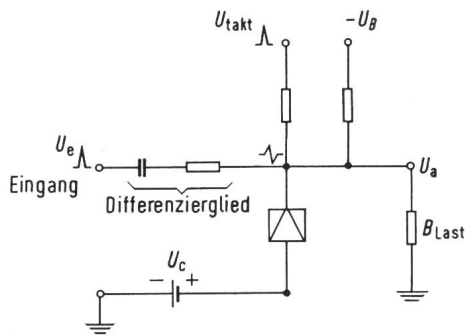


Fig. 3

Inverter

$-U_B$ Gleichspannungsquelle; U_a Ausgangsspannung; U_c Gleichspannungsquelle; U_e Eingangsspannung; B_{Last} Lastwiderstand; U_{takt} Taktspannung

«Oder»-Funktion ausgelegt) versieht und einem von ihnen einen Inverter vorschaltet. Aus Gatter- und Inverterschaltungen lassen sich Addierschaltungen aufbauen, ein Halbaddierer für 1 GHz Taktfrequenz konnte als Labormuster realisiert werden.

3.1.2 Asynchrone Schaltungen

3.1.2.1 Verstärker. Zur Verarbeitung statistisch anfallender Impulse sind taktgebundene Schaltungen unbrauchbar. Es müssen deshalb — vor allem für Verstärker — andere Prinzipien herangezogen werden. Sehr gut eignet sich hier die monostabile Kippstufe, die man auch als getriggerten Sperrschwinger auffassen kann.

Fig. 5 zeigt die Grundsaltung. Sie besteht im wesentlichen aus einer Tunnel diode, die in Serie mit einer Induktivität an eine Gleichspannungsquelle angeschlossen ist, deren Innenwiderstand kleiner ist als der Betrag des dynamischen negativen Widerstandes im Wendepunkt der Tunnel dioden-Kennlinie. Wählt man die Gleichspannung so, dass die stationäre Spannung an der Tunnel diode knapp unterhalb der Bergspannung liegt, so arbeitet die Schaltung monostabil, d.h. ein kleiner Stromimpuls, der in den Verbindungspunkt von Induktivität und Diode eingespeist wird, löst den Kippvorgang einmalig aus.

3.1.2.2 Zentraltriggerbare Flipflops. Im Gegensatz zu RS-Flipflops lassen sich zentraltriggerbare Flipflops, wie man sie z.B. für Zähler benötigt, nicht ohne weiteres durch Kombination von einfachen Gatterschaltungen herstellen. Es gibt jedoch einige spezielle Schaltungen, die diese Aufgabe mit geringem Aufwand erfüllen.

Ein zentraltriggerbares Flipflop benötigt bekanntlich einen vom statischen Hauptspeicher getrennten dynamischen Hilfsp Speicher, der während des Umschaltvorganges die Information

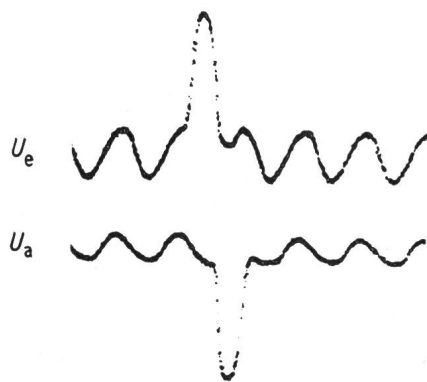


Fig. 4

Spannungen an Inverter

U_a Ausgangsspannung; U_e Eingangsspannung

über den vorherigen statischen Zustand festhält. Dieser Speicher kann auf verschiedene Weise realisiert werden. Es kommen Reaktanzen, Laufzeitspeicher sowie Ladungsspeicherung in PN-Übergängen in Frage. Die bisher bekannteste Schaltung [1] benützt eine Induktivität.

Eine konzentrierte Reaktanz besitzt jedoch die Eigenschaft, dass bei gegen Null gehender Speicherzeit auch die speicherbare Energiemenge zu Null wird. Da jedoch zur Umladung der endlichen Tunnel diodenkapazitäten eine endliche Energiemenge notwendig ist, bedeutet dies, dass bei Reaktanz-Hilfsspeichern die Tunnel diodenkapazität in zweifacher Hinsicht in die Schaltgeschwindigkeit eingeht. Um extreme Geschwindigkeiten zu erreichen, wünscht man sich jedoch einen Schaltkreis, bei dem die Schaltgeschwindigkeit ausschliesslich durch die Tunnel diodenanstiegszeit begrenzt wird, d.h. dass deren Kapazität nur in einer Weise die Schaltfrequenz begrenzen.

Ein dynamischer Speicher, der im Gegensatz zu konzentrierten Reaktanzen eine von der Speicherzeit unabhängige Energiemenge aufnehmen kann und deshalb für sehr kurze Speicherzeiten von Interesse ist, steht uns in der homogenen

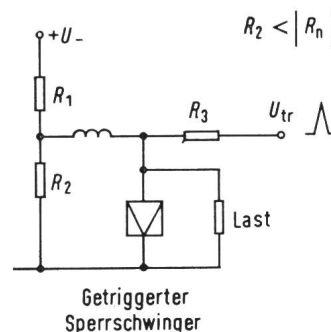


Fig. 5

Asynchroner Verstärker

R_1, R_2, R_3 Widerstände; $|R_n|$ Betrag des neg. dyn. Widerstandes im Wendepunkt der Kennlinie; $+U_-$ Gleichspannung; U_{tr} Triggerspannung

Getriggter Sperrschwinger

Leitung zur Verfügung. Deshalb ist das in [2] beschriebene Flipflop für die Gigahertzlogik besonders geeignet. Sein Prinzipschaltbild zeigt Fig. 6. Zwei gleichsinnig in Serie geschaltete Tunnel dioden bilden den statischen Speicher, jeder der beiden Dioden ist eine am fernen Ende offene Leitung als dynamischer Speicher parallelgeschaltet. Die Quelle U_B mit dem Innenwiderstand R_V versorgt die Schaltung mit Gleichspannung. R_V und U_B sind so bemessen, dass nur an einer Tunnel diode eine Spannung anliegen kann, die grösser ist als ihre Talspannung; da dies entweder bei der oberen oder bei der unteren der Fall sein kann, ergeben sich zwei mögliche stabile Zustände (logische Null bzw. logische Eins). Die Länge der Leitungen hängt von der Breite der verwendeten Eingangsimpulse ab und beträgt im interessierenden Frequenzbereich etwa 0,5...5 cm je nach Dielektrikum und Impulsbreite. Die Leitungen lassen sich vorteilhaft als Streifenleitungen ausführen; sie sind dann sehr billig und beanspruchen sehr wenig Raum.

Das Ausgangssignal wird man aus hochfrequenztechnischen Gründen im allgemeinen nur von der geerdeten Tunnel diode abnehmen, aus Symmetriegründen empfehlen sich jedoch gleich grosse Belastungswiderstände für beide Dioden.

Wirkungsweise. Es sei angenommen, dass kein Triggerimpuls anliege und die untere Tunnel diode Tu 1 sich im Zustand niedriger Spannung befinde. Im Kennliniendiagramm des Tunnel dioden-Paares repräsentiert dann Punkt I den beschriebenen Zustand (Fig. 7). Nun soll dem Eingang ein positiver Impuls zugeführt werden. Seine Amplitude ist so bemessen, dass vorübergehend beide Tunnel dioden sich im hochohmigen Bereich der Kennlinie (d.h. Tunnel diodenspannung grösser als Talspannung) befinden können. Für Tu 1 wird dies eine Span-

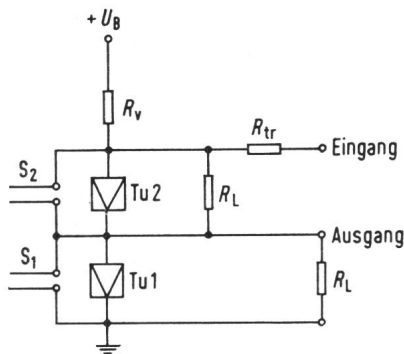


Fig. 6

Prinzipschaltbild des Tunnel-Dioden-Flipflops mit Verzögerungsleitungen

U_B Gleichspannungsquelle; R_V Vorwiderstand; R_{tr} Entkoppelwiderstand im Eingangskreis; R_L Lastwiderstand; S_1, S_2 Verzögerungsleitung; Tu 1, Tu 2 Tunnel-Dioden

nungszunahme, für Tu 2 jedoch eine geringfügige Spannungsabnahme bedeuten, da die durch den Impuls bewirkte Spannungserhöhung am Goto-Paar zwar ausreicht, um die Talspannung beider Tunnel-Dioden zu überschreiten, nicht aber, um die merklich höhere Spannung, die Tu 2 vor dem Eintreffen des Impulses hatte, an beiden Tunnel-Dioden hervorzurufen. Zeitlich wird dieser Zustand knapp vor dem Maximum des Impulses erreicht, er entspricht Punkt III in Fig. 8.

Die Spannungssprünge an den Tunnel-Dioden laufen nun die Streifenleitungen entlang, werden an den offenen Enden reflektiert und kommen nach der doppelten Laufzeit in gleicher Polarität an die Tunnel-Dioden zurück. Die Laufzeit ist bei beiden Leitungen gleich und so bemessen, dass die reflektierten Spannungssprünge die Tunnel-Dioden in dem Augenblick erreichen, in dem der Triggerimpuls so weit abgeklungen ist, dass sich die Schaltung für einen der Zustände I bzw. II entscheiden muss. Da Tu 1 einen positiven, Tu 2 dagegen einen negativen Spannungssprung erhält, wird sich der Zustand II einstellen, d.h. jetzt wird Tu 1 den Zustand hoher Spannung und Tu 2 den Zustand niedriger Spannung führen. Diese Spannungsänderung an den Tunnel-Dioden führt natürlich zu erneuten Reflexionen. Da aber bis dahin der Eingangsimpuls völlig abgeklungen ist, kann sich der einmal eingenommene Zustand des Tunnel-Diodenpaares nicht mehr ändern, denn nur während des Abklingens des Eingangsimpulses kann die Wahl des Zustandes I oder II durch geringe Leistungen beeinflusst werden.

Versuchsaufbauten dieses Schaltkreises im Laboratorium des Verfassers konnten Eingangssignale mit bis zu 4 GHz Folgefrequenz verarbeiten.

3.2 Gigahertzzähler

Mit den beschriebenen Flipflops lassen sich u.a. extrem schnelle Impulzzähler aufbauen. Da die Probleme der Zusammenschaltung (Zwischenverstärker nach dem Tunnel-Diodensperrschwingerprinzip, Frequenzweiche zur Anpassung von Differenzierglied am Eingang der nächsten Stufe und stati-

schem Lastkreis an den Flipflop-Ausgang) in [2] ausführlich beschrieben sind, soll hier nicht näher darauf eingegangen werden.

Es sind jedoch noch einige Bemerkungen zu machen zum Aufbau eines kompletten Impulzzählers.

Da nur die ersten Stufen hohe Geschwindigkeiten verarbeiten müssen, ist es nicht notwendig, alle Flipflops in Gigahertzlogik auszuführen. Beim augenblicklichen Stand der Technik ist es möglich, auf integrierte ECL-Flipflops überzugehen, sobald das Eingangssignal soweit heruntergeteilt ist, dass die maximale Impulsfolgefrequenz etwa 120 MHz beträgt.

Um die logischen Niveaus der Gigahertztechnik der ECL-Technik anzupassen, ist ein Pegelumsetzer notwendig. Dieser kann mit Hilfe eines einzigen Transistors ($f_T = 1,6 \dots 2$ GHz) gut realisiert werden, wie entsprechende Versuche gezeigt haben. Die Rückstellung des Zählers nach Auswertung des Zählerergebnisses kann im Gigahertz-Teil dadurch erfolgen, dass in den Verbindungspunkt der beiden Tunnel-Dioden in jedem Flipflop ein Rückstellstromimpuls aus hochohmiger Quelle eingepreßt wird.

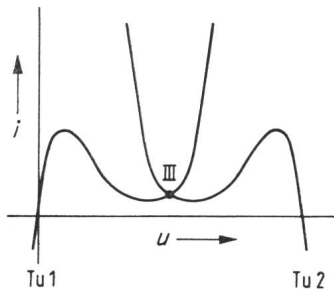


Fig. 8

Kennliniendiagramm des Tunnel-Diodenpaares während des Zeitpunkts, in dem der Eingangsimpuls seinen Scheitelwert erreicht
Bezeichnungen siehe Fig. 6 und Fig. 7

4. Technologie

Die extreme Bandbreite, die eine Gigahertzlogik bedingt, erfordert besondere technologische Massnahmen zur Verwirklichung derartiger Schaltkreise.

4.1 Parasitäre Reaktanzen und ihre Unschädlichmachung

Jedes Bauteil eines elektrischen Schaltkreises verursacht im Betrieb elektrische und magnetische Felder in seiner Umgebung. Integriert man über den ganzen felderfüllten Raum und führt die Integralgrößen als konzentrierte Elemente in das Ersatzschaltbild der gesamten Anordnung ein, so wird dieses gegenüber dem idealisierten Fall um Kapazitäten und Induktivitäten bereichert, die man als parasitäre Reaktanzen bezeichnet. Diese Ersatzgrößen kann man bei niedrigen Frequenzen fast immer vernachlässigen, mit steigender Frequenz machen sie sich jedoch immer mehr bemerkbar, und im Gigahertzbereich verändern sie das Verhalten der Schaltkreise wesentlich.

Grösse, Art (Kapazität bzw. Induktivität) und Lage dieser parasitären Reaktanzen kann man durch Wahl der räumlichen Anordnung der Bauteile sowie ihrer geometrischen Abmessungen in gewissem Grade beeinflussen. Es wird jedoch praktisch nie möglich sein, sie soweit zu unterdrücken, dass man ihren Einfluss vernachlässigen kann. Man ist deshalb gezwungen, sie bewusst in das Schaltkreiskonzept mit einzubeziehen, wenn man keine Enttäuschungen erleben will.

Aus dieser Erkenntnis lassen sich einige Faustregeln ableiten, die beim Entwurf solcher Schaltkreise nützlich sind:

a) Alle Widerstandswerte sind so zu wählen, dass sie durch die parasitären Reaktanzen möglichst wenig verfälscht werden, die günstigsten Verhältnisse bekommt man im Bereich $50 \dots 200 \Omega$.

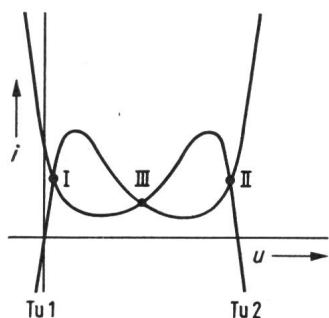


Fig. 7

Kennliniendiagramm des Tunnel-Diodenpaares bei Abwesenheit eines Eingangsimpulses
 u Spannung; i Strom
Weitere Bezeichnungen siehe Fig. 6

b) Durch geeignete Formgebung des felderfüllten Raumes kann man in gewissen Grenzen die parasitäre Induktivität verkleinern auf Kosten einer Erhöhung der Kapazität und umgekehrt.

c) Die parasitären Reaktanzen der Bauteile sind, soweit dies möglich ist, in die beabsichtigten Reaktanzen mit einzubeziehen. Bei der Realisierung eines RC -Gliedes kann z.B. durch Berücksichtigung der Erdkapazität des Widerstandes die Verwendung einer Widerstandbauform möglich werden, die an anderer Stelle in diesem Frequenzbereich untragbar wäre.

d) Bereits beim Schaltkreisentwurf muss die spätere Realisierungsmöglichkeit berücksichtigt werden. Eine theoretisch noch so elegante Lösung nützt nichts, wenn sich der praktische Aufbau nicht so anordnen lässt, dass die parasitären Reaktanzen in Grenzen gehalten werden können.

4.2 Leitungstechnologie

Auch bei günstigstem Aufbau kommt man im Gigahertzbereich nicht darum herum, an der einen oder anderen Stelle Signale über Entfernungen führen zu müssen, die nicht mehr klein sind gegenüber der kürzesten auftretenden Wellenlänge. In solchen Fällen müssen angepasste Übertragungsleitungen verwendet werden.

Koaxiale Leitungssysteme sind teuer, kompliziert im Aufbau und beanspruchen selbst in Miniaturausführung verhältnismässig viel Raum. Sie scheiden deshalb für Logiksysteme, die im allgemeinen sehr viele Einzelschaltkreise beinhalten, aus. Lediglich externe Verbindungsleitungen wird man vorteilhaft als Koaxialkabel ausführen.

Das zweckmässigste Leitungssystem für den vorliegenden Fall ist die unsymmetrische Streifenleitung, die man gewöhnlich als «Microstrip» bezeichnet. Solche Leitungen lassen sich sehr billig aus den üblichen doppelseitig kupferkaschierten Platten, die zur Herstellung gedruckter Schaltungen dienen, herstellen, sie können jedoch auch, falls erforderlich, auf Keramiksubstrate aufgedampft, bzw. gedruckt werden. Dies ist besonders dann sinnvoll, wenn die Schaltkreise in Dünn- oder Dickfilmentechnik hergestellt werden. Die Streifenleitungstechnik ermöglicht es, Wellenwiderstände im Bereich von $20 \dots 200 \Omega$ ohne Schwierigkeiten auf der gleichen Platte zu verwirklichen, ein Vorteil, der grosse praktische Bedeutung hat.

5. Schaltkreisanalyse

Zur Entwicklung von Gigahertz-Logik-Schaltungen sind technologische und messtechnische Mittel nicht hinreichend. Um die oft komplizierten Zusammenhänge beim Zusammenspiel mehrerer wesentlich nichtlinearer und zum Teil negativer Widerstände zu überblicken, ist es notwendig, eine quantitative Schaltkreisanalyse durchzuführen. Diese Notwendigkeit wird verstärkt durch die Schwierigkeiten beim praktischen Aufbau der Gigahertzlogik. Man muss deshalb durch Gegenüberstellen von Experiment und Rechnung klären, inwieweit Abweichungen vom gewünschten Ergebnis durch ungünstigen Aufbau oder bereits durch falsche Konzeption bedingt sind.

Eine quantitative Berechnung nichtlinearer Impulsschaltkreise in der Zeitebene wird am zweckmässigsten durch numerische Integration der nichtlinearen Differentialgleichungssysteme durchgeführt, die man erhält, wenn man die Nichtlinearitäten durch im gesamten Betriebsspannungsbereich einheitliche analytische Funktionen beschreibt. Entsprechende Verfahren sind in [3] und [4] beschrieben.

6. Einsatzmöglichkeiten, Zukunftsausblick

Die Gigahertz-Tunneldioden-Logik ist ein System mit speziellen Eigenschaften, dessen markantester Vorteil die extreme, sonst nicht erreichbare Arbeitsgeschwindigkeit ist.

Wie bereits unter 2. erwähnt, wird sich bei allen weiteren Fortschritten, die in der Halbleitertechnologie vielleicht noch zu erwarten sind, der relative Geschwindigkeitsvorsprung der reinen Tunneldiodenschaltungen vor den Transistorschaltkreisen nicht verringern, sondern er wird — infolge der unterschiedlichen physikalischen Effekte — erhalten bleiben, auch wenn die Absolutwerte der erreichbaren maximalen Schaltgeschwindigkeiten in Zukunft noch höher liegen. Auf der anderen Seite sind einem System, das lediglich mit reziproken Schaltkreisen arbeitet, in der Anwendbarkeit von vornherein Grenzen gesetzt.

Schon diese beiden Gesichtspunkte zeichnen klar den Einsatzbereich der Gigahertz-Tunneldioden-Logik ab. Sie ist bestimmt für hochwertige Spezialaufgaben, nicht aber als nächste Standardschaltkreistechnik, die etwa TTL ablösen könnte.

Einige Beispiele sollen dies verdeutlichen:

Typische Aufgaben für GTL sind u. a. schnellste Zähler, in weiterem Sinne alle Arten schnellster Eingangs- bzw. Eingabeanordnungen für irgendwelche Datenverarbeitungseinrichtungen.

In diesen schnellsten Stufen wird eine erste Datenaufbereitung und -reduktion durchgeführt; die Weiterverarbeitung der Informationen erfolgt dann mit geringerer Geschwindigkeit.

Es sind jedoch auch andere Anwendungsmöglichkeiten denkbar. Man könnte sich z. B. die Organisation eines Grossrechners folgendermassen vorstellen:

Kleine Gruppen von GTL-Gattern sind blockweise zusammengefasst und verarbeiten intern Taktfrequenzen im Gigahertzbereich. Nach aussen sind sie durch Transistorstufen gepuffert, um die notwendige Isolation und Verstärkung zu erreichen, die einzelnen schnellen Blöcke korrespondieren untereinander auf der Basis der niedrigeren Transistorschaltgeschwindigkeit. Ein solcher Computer wäre zwar in seiner logischen Vielfalt eingeschränkt, er könnte aber für Spezialfälle Vorteile bieten.

Zum Schluss sei noch ein nützlicher Nebeneffekt erwähnt, den die Beschäftigung mit Tunneldiodenschaltkreisen — abgesehen von den faszinierenden technischen Möglichkeiten — bietet:

Man wird infolge der hohen Geschwindigkeiten nachdrücklich an die dynamischen Vorgänge bei elektronischen Schaltern erinnert, die sich bei der Tunneldiode wesentlich einfacher auch quantitativ überblicken lassen als bei Hochfrequenztransistoren mit ihren komplizierten Ersatzschaltbildern. Dadurch werden wichtige Zusammenhänge wieder ins Gedächtnis gerufen, die beim Baukastenspiel mit fertigen integrierten Schaltkreisen leicht in Vergessenheit geraten.

Literatur

- [1] W. F. Chow: Principles of tunnel diode circuits, New York/London/Sidney, John Wiley, 1964.
- [2] H. G. Jungmeister: Eine bistabile Kippschaltung für den Gigahertz-Bereich. AEU 21(1967), S. 447...458.
- [3] H. G. Jungmeister: Berechnung der Schaltvorgänge in Tunneldiodenschaltkreisen bei Beschreibung der Nichtlinearitäten durch analytische Funktionen. Kurzfassung der Vorträge der NTG-Fachtagung «Analyse und Synthese von Netzwerken» 1966 in Stuttgart, S. 181...205.
- [4] H. G. Jungmeister und D. Schmidt: Die mathematische Behandlung von Speicherschaltkreisen und Impulsschaltkreisen mittels nichtlinearer analytischer Funktionen. NTZ 21(1968), S. 9...14.

Adresse des Autors:

Dr. H. G. Jungmeister, Zentrallaboratorium für Nachrichtentechnik der Siemens AG, Postfach, D-8000 München 25.