

# Gigahertzlogik mit Tunnelnioden

Autor(en): **Jungmeister, H.G.**

Objektyp: **Article**

Zeitschrift: **Bulletin des Schweizerischen Elektrotechnischen Vereins :  
gemeinsames Publikationsorgan des Schweizerischen  
Elektrotechnischen Vereins (SEV) und des Verbandes  
Schweizerischer Elektrizitätswerke (VSE)**

Band (Jahr): **60 (1969)**

Heft 10

PDF erstellt am: **05.07.2024**

Persistenter Link: <https://doi.org/10.5169/seals-916145>

## **Nutzungsbedingungen**

Die ETH-Bibliothek ist Anbieterin der digitalisierten Zeitschriften. Sie besitzt keine Urheberrechte an den Inhalten der Zeitschriften. Die Rechte liegen in der Regel bei den Herausgebern.

Die auf der Plattform e-periodica veröffentlichten Dokumente stehen für nicht-kommerzielle Zwecke in Lehre und Forschung sowie für die private Nutzung frei zur Verfügung. Einzelne Dateien oder Ausdrucke aus diesem Angebot können zusammen mit diesen Nutzungsbedingungen und den korrekten Herkunftsbezeichnungen weitergegeben werden.

Das Veröffentlichen von Bildern in Print- und Online-Publikationen ist nur mit vorheriger Genehmigung der Rechteinhaber erlaubt. Die systematische Speicherung von Teilen des elektronischen Angebots auf anderen Servern bedarf ebenfalls des schriftlichen Einverständnisses der Rechteinhaber.

## **Haftungsausschluss**

Alle Angaben erfolgen ohne Gewähr für Vollständigkeit oder Richtigkeit. Es wird keine Haftung übernommen für Schäden durch die Verwendung von Informationen aus diesem Online-Angebot oder durch das Fehlen von Informationen. Dies gilt auch für Inhalte Dritter, die über dieses Angebot zugänglich sind.

# Gigahertzlogik mit Tunnelnioden

Von H. G. Jungmeister, München

2600-2607

681.325.65:621.382.232

*Auf die Diskussion der Eigenschaften von Tunnelnioden im Hinblick auf die Voraussetzungen für eine Gigahertzlogik folgt eine Erörterung der speziellen Schaltkreistechnik; Tunnelniodengatter, 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-Schaltkreistechniken angewendet, vor allem TTL<sup>1)</sup> und ECL<sup>2)</sup>. 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 Tunnelnioden, die die Realisierung logischer Schaltungen selbst im Gigahertz-Bereich ermöglicht.

## 2. Vor- und Nachteile der Tunnelnioden

Die Tunnelnioden stellen 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 Tunnelnioden (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.

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

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

Silizium-Tunnelnioden wurden bisher nur mit relativ hohen Schaltzeiten und nicht sehr befriedigenden statischen Kennlinien hergestellt. Galliumarsenid-Tunnelnioden, 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-Tunnelnioden hergestellt; da der erzielbare Span-

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

Germanium-Tunnelnioden 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 Tunnelnioden 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 Tunnelnioden 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 Tunnelnioden nicht dazu berufen erscheint, die konventionelle Transistorschaltkreistechnik zu verdrängen, sondern vielmehr sie zu ergänzen. Die Domäne der Tunnelnioden 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. Schaltkreistechnik

Die Gigahertz-Tunnelnioden-Logik, im folgenden als GTL bezeichnet, erfordert ihre eigene Schaltkreistechnik, die erheblich von allen Transistor-Techniken abweicht. Aus der Vielfalt von digitalen Tunnelniodenschaltungen, über die [1]<sup>3)</sup> 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 Tunnelnioden selbst. Im Vordergrund stehen deshalb Anordnungen, die ausser den Tunnelnioden selbst im wesentlichen nur Ohmsche Widerstände und Leitungselemente enthalten; Kapazitäten und Induktivitäten sind nur unter bestimmten Voraussetzungen (hinreichend kleine Zeitkonstanten) zulässig.

<sup>1)</sup> TTL = Transistor Transistor Logic.

<sup>2)</sup> ECL = Emitter Coupled Logic.

<sup>3)</sup> Siehe Literatur am Schluss des Aufsatzes.

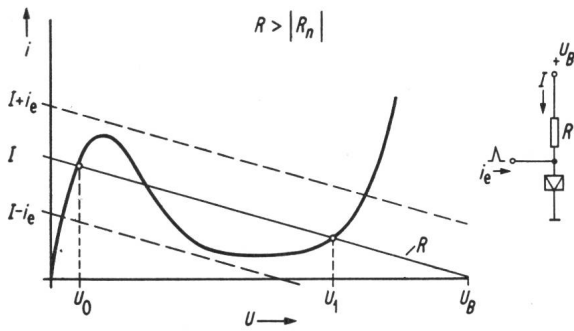


Fig. 1

**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 unbedeutende 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 Differenzglied 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

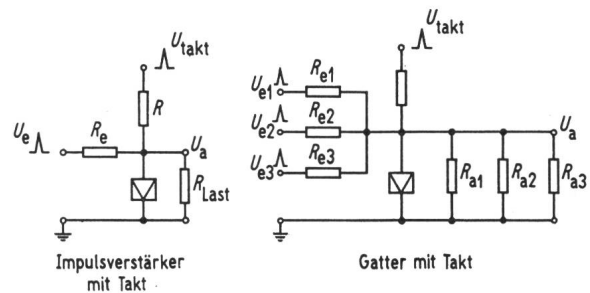


Fig. 2

**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

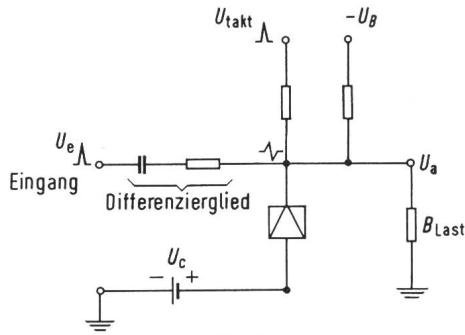


Fig. 3  
Inverter

$-U_B$  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 Grundschaltung. 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 Hilfsspeicher, der während des Umschaltvorganges die Information

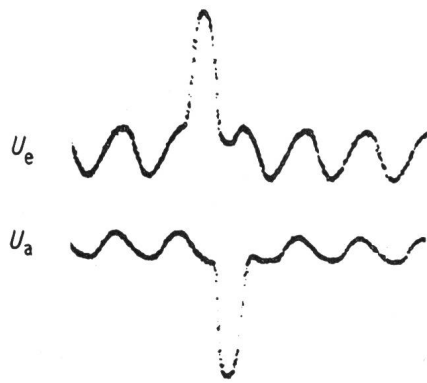


Fig. 4  
Spannungen an Inverter

$U_a$  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

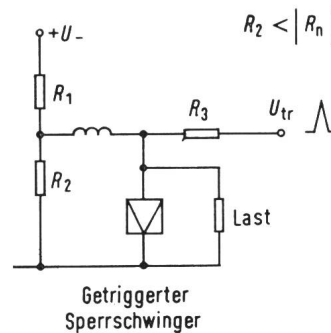


Fig. 5

### 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

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-

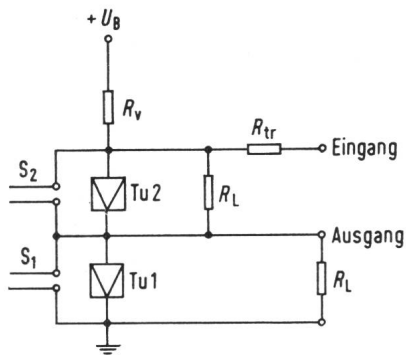


Fig. 6

**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 Differenzglied am Eingang der nächsten Stufe und stati-

chem 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 ( $f_T = 1,6...2$  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.

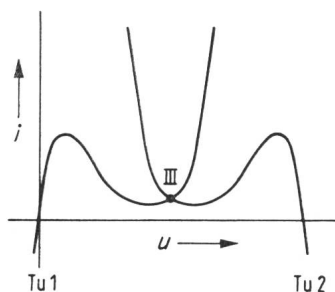


Fig. 8  
Kennliniendiagramm des Tunnel-Diodenpaares während des Zeitpunkts, in dem der Eingangsimpuls seinen Scheitelwert erreicht  
Bezeichnungen siehe Fig. 6 und Fig. 7

**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...200  $\Omega$ .

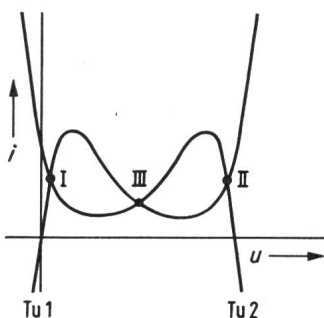


Fig. 7  
Kennliniendiagramm des Tunnel-Diodenpaares bei Abwesenheit eines Eingangsimpulses  
 $u$  Spannung;  $i$  Strom  
Weitere Bezeichnungen siehe Fig. 6

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 Dickfilmtechnik 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-Tunnelioden-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 Tunneliodenschaltungen 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-Tunnelioden-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 Tunneliodenschaltkreisen — 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 Tunneliode 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 Tunneliodenschaltkreisen 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 Speicherschaltioden 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.