

Desy-Notiz A 2.93

Hamburg, den 20. Juli 1962  
E-Dr. Stu/VM

## DIE TUNNELDIODE UND IHRE ANWENDUNG ALS SCHNELLES SCHALTELEMENT

### 1. Einführung

Im Jahre 1958 veröffentlichte der japanische Wissenschaftler Esaki seine Untersuchungen über den Tunnelmechanismus in dünnen Halbleiterschichten. Diese Forschungen führten zur Konstruktion eines Halbleiterelements, der Tunneldiode, auch Esakidiode genannt, das gegenüber dem Transistor eine Reihe von Vorteilen besitzt. So erreicht die Diode z. B. höhere Frequenzen und ist unempfindlicher gegen Strahlung als der Transistor.

Elektrisch ist die Tunneldiode ein spannungsgesteuerter negativer Widerstand, wodurch sie für viele Anwendungen sehr interessant ist, wie z. B. als Oszillator, Verstärker oder schneller Schalter.

### 2. Wirkungsweise des Tunnelmechanismus

In einem Isolator ist das höchste Energieband, das Elektronen enthält, gefüllt, und von dem leeren Leitfähigkeitsband durch einen verbotenen Bereich von einigen Elektronenvolt getrennt.

Es wird also eine beträchtliche Energie benötigt, um ein Elektron aus dem Valenzband in das Leitfähigkeitsband zu bringen. Ist das Elektron dort angelangt, so ist es frei bei seiner Bewegung durch das Kristallgitter. Als Fermi-Grenze wird diejenige Energie definiert, bei der die Wahrscheinlichkeit, daß ein verfügbarer Platz von einem Elektron besetzt ist, gerade 50 % beträgt. Da im Isolator die Wahrscheinlichkeit für ein Elektron im Leitfähigkeitsband Null ist und die im Valenzband 100 %, so ist im Isolator die Fermi-Grenze in der Mitte des verbotenen Bereiches. Dies ist im Bild 1 dargestellt.

In einem reinen (Intrinsic) Halbleiter sind die Verhältnisse sehr ähnlich. Der bedeutsamste Unterschied ist jedoch die Breite des verbotenen Bereiches, sie ist wesentlich geringer, etwa ein Elektronenvolt (vgl. Bild 2). Schon bei Raumtemperatur gelingt es daher einzelnen Elektronen, den verbotenen Bereich zu überspringen und einen Platz im Leitfähigkeitsband zu besetzen. Es entsteht also ein Elektron-Lochpaar, beide Teile können einen Trägerstrom darstellen.

Dotiertes (Extrinsic) Halbleitermaterial ist entweder vom n-Typ (Überschuß an Elektronen) oder vom p-Typ (Überschuß an Löchern). Wenn p- und n-Material zusammengebracht werden, so zeigt Bild 3, wie an der Verbindungs-(Junction-)Fläche eine normale Diode entsteht. Es beginnen zunächst zwei Diffusionsströme zu fließen, Löcher in das n-Material, Elektronen in das p-Material, bis die überschüssigen Ladungen abgebaut sind. Dabei bildet sich im Grenzgebiet eine Übergangszone aus, die frei von Elektronen und Löchern ist, die Sperrschicht. Durch das Feld der exponierten Ladungen ergibt sich zwischen dem n- und dem p-Material eine Potentialdifferenz, die verhindert, daß weitere Elektronen bzw. Löcher fließen. Wird die Diode in Leitrichtung vorgespannt, wird diese Potentialschwelle abgebaut, und der Strom kann fließen. Wird die Diode in Sperrichtung vorgespannt, so kann nur ein

sehr geringer Sperrstrom fließen, der sich jedoch bei Erreichen einer Durchbruchspannung lawinenartig vervielfältigt. Diese Durchbruchspannung fällt mit steigender Fremdatomkonzentration, sie liegt bei Silizium und etwa  $6 \times 10^{19}$  Fremdatomen pro Kubikzentimeter bei etwa Null Volt. Diese Dotierungen sind gültig für Tunneldioden, dort fließt also in Sperrichtung sofort Durchbruchstrom.

Für die Diskussion der Kennlinie in Durchlaßrichtung ist in Bild 4a die Übergangszone für eine hochdotierte pn-Junction gezeigt. Im thermischen Gleichgewicht und ohne angelegte Spannung sind die Fermi-Grenzen in beiden Materialien gleich, im n-Typ ist sie im Leitfähigkeitsband, im p-Typ im Valenzband. Ein Elektron, daß sich, vom n-Typ kommend, der verbotenen Zone nähert, hat nach der Quantenmechanik eine endliche Wahrscheinlichkeit, ohne Energieverlust durch die Zone durchzulaufen und in den p-Typ einzudringen, wenn dort ein Platz zum Besetzen frei ist. Diese Wahrscheinlichkeit wird um so größer, je dünner die Sperrschicht ist. Bei üblichen Tunneldioden beträgt diese Übergangszone etwa 100 Ångström und weniger. Oberhalb dieses Wertes ist die Tunnelwahrscheinlichkeit nicht mehr von praktischem Interesse.

Bei Anlegen einer äußeren Spannung (in Durchlaßrichtung gezeichnet) verschieben sich die Fermi-Energien, wie es in Bild 4b dargestellt ist. Mit zunehmender Spannung steigt zunächst der Tunnelstrom an, erreicht ein Maximum (in Bild 4b gezeigt) und nimmt dann wieder ab, da jetzt, wie aus Bild 4c zu ersehen, nur wenige Elektronen noch tunneln können. Bei weiterer Zunahme der Spannung geht dann der Tunnelstrom wieder auf Null zurück (Bild 4d), da jetzt keine Möglichkeit zum Tunneln mehr gegeben ist. Dieser Tunneleffekt spielt sich bei Spannungen zwischen etwa 50 und 200 mV je nach Material ab, oberhalb dieser Werte beginnt dann der normale Diodenleitungsstrom zu fließen.

Die sich daraus ergebende Kennlinie einer Tunneldiode ist im Bild 5 schematisch dargestellt. Tunneldioden werden heute vorwiegend aus Germanium, Gallium-Arsenid und Silizium hergestellt.

### 3. Messung der Kenndaten

Die wichtigsten Angaben, die man zur Schaltungsberechnung benötigt, sind die Spannungs- und Stromwerte des Höckers (Peak)  $U_p$ ,  $J_p$  sowie des Tals (Valley)  $U_v$ ,  $J_v$ . Zusätzlich interessieren die Schaltzeiten und die Kapazität der Junction. Am besten sind natürlich Kennlinienschreiber geeignet, z. B. der Tektronix 570. Jedoch ist es wegen der Instabilität der Tunneldioden im Bereich des negativen Widerstandes sehr schwierig, die ganze Kennlinie aufzuschreiben. Dies ist aus Bild 6 ersichtlich, in dem die Kurve für eine SEL-Diode Jk 21 B (General Electric) mit einem Peakstrom von 15 mA mit dem Typ 570 aufgenommen wurde. Durch eine besondere Brückenschaltung mit Stabilisierungseigenschaften und sorgfältigem Aufbau gelang es Narud und Fyfe im IBM Research Center, die gesamte Kurve sichtbar zu machen. Eine Aufnahme einer 25 mA IBM-Tunnelodiode ist im Bild 7 gezeigt. Um die  $U_p$ ,  $J_p$ - bzw.  $U_v$ ,  $J_v$ -Werte näherungsweise zu bestimmen, genügt eine einfache Strom-Spannungsmessung.

Zur Messung der Schaltzeiten kann in Verbindung mit einem Sampling-Oszillografen, z. B. dem Typ N von Tektronix erfolgen. In Bild 8 ist die Schaltung, in Bild 8a eine Messung der Diode Jk 21 B gezeigt. Man erkennt eine Schaltzeit von etwa einer Nanosekunde.

Die Tunneldiodenkapazität kann durch eine übliche Hochfrequenz-Brückenmessung bestimmt werden, wobei Gleichspannungszuführungen die Peak- oder Talströme liefern. Man muß aller-

dings dafür sorgen, daß die angelegte Hochfrequenz einige Millivolt nicht überschreitet, außerdem sollten die Gleichspannungszuleitungen verdrosselt sein.

#### 4. Netzteile für Tunneldioden

Da Tunneldioden nur sehr geringe Spannungen (bis etwa 1 Volt) bei Strömen bis zu 50 mA benötigen, kann man sie aus gewöhnlichen Netzteilen nur schlecht versorgen, eventuell über sehr niederohmige Spannungsteiler. Um Versuchsschaltungen aufzubauen, ist es jedoch günstiger, regelbare Spannungen von 0 bis 1 Volt zu haben. Als niederohmige Spannungsquelle könnte man Hg-Zellen mit einer Spannung von 1,34 Volt bei Strömen bis zu 200 mA benutzen, der Innenwiderstand solcher Zelle liegt bei 0,2 Ohm. Günstig sind auch Ni-Cd-Zellen, sie haben etwa 1,25 Volt und 10 m Ohm für Ströme bis zu 200 mA. Die Spannung muß dann über niederohmige Widerstände aufgeteilt werden.

Aber auch mit Zenerdioden können Schaltungen aufgebaut werden, aus denen sich regelbare Spannungen entnehmen lassen; in Bild 9 ist eine Schaltung gezeigt, die den Unterschied der Zenerspannung zweier Zenerdioden ausnutzt, die Schaltung in Bild 10 verwendet die Zenerdiode Z 1, deren Spannungsabfall je nach Strom etwa 0,7 bis 0,8 Volt beträgt.

Mit Transistoren kann man weitere Regelschaltungen aufbauen, das Beispiel einer Parallelstabilisierung mit Kollektorsättigung ist im Bild 11 gezeigt. Diese sowie die genannten Schaltungen haben Innenwiderstände von etwa 0,5 bis 1 Ohm. Die Schaltung nach Bild 11 kann verbessert werden, wenn man zwei Transistoren als Emittterverstärker hintereinander schaltet (Darlington-Schaltung), es ergibt sich ein entsprechend geringer Innenwiderstand.

## 5. Univibratorschaltungen mit Tunnelnioden

Die hier erläuterte Univibratorschaltung enthält die Induktivität  $L$  als zeitbestimmendes Element. Die Prinzipschaltung ist in Bild 12 gezeigt. Die statische Widerstandsgerade und der entsprechende stabile Arbeitspunkt A ist durch den Widerstand  $R_L$  bestimmt. Wird auf die Diode im Zustand A ein Stromimpuls der Amplitude  $J_{in}$  gegeben, der so groß sei, daß der Peakstrom  $J_p$  überschritten wird, so springt der Arbeitspunkt der Diode in den Zustand B (vgl. Bild 13). Hierbei ist die dynamische Widerstandsgerade durch die induktive Zeitkonstante  $\frac{L}{R_L}$  bestimmt; für die Fälle, in denen diese Zeitkonstante groß gegen die Schaltzeit der Diode ist, entspricht diese Widerstandsgerade der einer konstanten Stromquelle. Ist der Eingangsstromstoß  $J_{in}$  vorüber, wandert der Arbeitspunkt von B nach B'. Bevor die Diode in den Zustand A zurückkehren kann, muß die Energie aus der Spule abgebaut werden. Während diese abnimmt, geht der Arbeitspunkt nach C, von hier aus springt er entlang eines konstanten Stromweges nach D. Der Zyklus wird beendet durch den Recovery-Bereich, in dem die Energie in der Spule  $L$  wieder aufgebaut wird. Die Diode erreicht dabei wieder den Arbeitspunkt A. Der somit entstehende Spannungsimpuls ist in Bild 14 aufgetragen.

Um das Schalten der Tunnelnioden zu untersuchen, ist im Bild 15 das Ersatzschaltbild angegeben. Das induktive Glied ist vernachlässigt, da angenommen wurde, daß die induktive Zeitkonstante groß gegen die Schaltzeit der Diode ist. Es bedeuten:

- C = Tunnelnioden- und Streukapazität
- $R_D$  = Innenwiderstand der Tunnelnioden  $R_i = f(U_D)$
- $R_p$  = Gesamter Lastwiderstand, besteht aus der Parallelschaltung aller Eingangs- und Ausgangswiderstände
- $J_{in}$  = Amplitude des Stromimpulses am Eingang
- $J_{tot}$  = Gesamte Stromänderung in der Spule, also

$$J_{\text{tot}} = J_{\text{in}} + (J_A - J_D) \approx J_p + \frac{U_B - U_0}{R_L + R_D} \quad (\text{vgl. Bild 13})$$

Die Differentialgleichung für Bild 15 lautet:

$$C \frac{d U_D}{dt} + \frac{U_D}{R_T} = J(t), \quad \text{sie hat die Lösung}$$

$$U_D(t) = J_{\text{tot}} R_T \left( 1 - e^{-\frac{t}{R_T C}} \right)$$

Hierin ist  $R_T$  die Parallelschaltung aus  $R_p$  und  $R_D$ . Ist  $R_T$  positiv, so ist die Zeit, um den Spannungssprung  $\Delta U$  zu machen, gegeben durch

$$T_{\text{pos}} = R_T C \ln \frac{J_{\text{tot}} R_T}{J_{\text{tot}} R_T - \Delta U}$$

Ist  $R_T$  negativ, so folgt

$$T_{\text{neg}} = R_T C \ln \left( 1 + t \frac{\Delta U}{J_{\text{tot}} R_T} \right)$$

Für  $R_T = \infty$  gilt

$$T_{\infty} = \frac{\Delta U_{\infty} C}{J_{\text{tot}}}$$

Die Widerstände  $R_T$  folgen aus den jeweiligen Kennlinienabschnitten, wie sie in Bild 16 idealisiert sind. Für den Abschnitt  $R_{13}$  soll dann  $R_T = \infty$  gesetzt werden. Der Anstieg der Spannung an der Tunnelodiode kann ebenfalls in vier Ab-

Für

schnitte unterteilt werden entsprechend dem Einschalten der vier Widerstände  $R_{i1}$  bis  $R_{i4}$  nacheinander. Dies ist in Bild 17 aufgetragen. Übrigens kann in den meisten Fällen  $R_{i1} = R_{i4}$  gesetzt werden. Der Bereich über  $R_{i1}$  kann sehr lang werden, wenn der Eingangsstromimpuls den Peakstrom  $J_p$  nur geringfügig übersteigt. Dieser Effekt tritt bei allen normalen Trigger-schaltungen auf. In Bild 18 ist die Schaltzeit in Einheiten der Diodenzeitkonstante  $R_{i2} C$  (im negativen Widerstandsbereich) gegen den relativen Überschuss des Eingangsimpulses über den Peakstrom gezeichnet. Diese Kurve ist ohne Laststrom gezeichnet, mit voller Last sind die Schaltzeiten im allgemeinen höchstens um 20 % größer, wobei volle Last bei etwa  $4 |R_{i2}|$  gerechnet ist. Um die Zeit zu bestimmen, die die Diode braucht, um vom Zustand B nach C bzw. von D nach A zu wandern, kann das Ersatzschaltbild nach Bild 19 herangezogen werden.

Der Strom durch die Spule ist von der Form

$$J_L(t) = J_0 + J_2 e^{-\alpha_1 t} + J_3 e^{-\alpha_2 t}$$

wobei  $J_0$  die Stromänderung ist, die benötigt wird, um die Spule zu laden oder entladen,  $\alpha_1, 2$  sind die Wurzeln der Gleichung. Letztere sind gegeben durch

$$\alpha_{1, 2} = \frac{R_L}{2L} + \frac{1}{2R_D C} \pm \sqrt{\left(\frac{R_L}{2L} + \frac{1}{2R_D C}\right)^2 - \frac{1}{LC} \left(1 + \frac{R_L}{R_D}\right)}$$

Normalerweise gelten folgende Ungleichungen

$$\frac{1}{LC} \left(1 + \frac{R_L}{R_D}\right) < \left(\frac{R_L}{2L} + \frac{1}{2R_D C}\right)^2 \quad \text{und} \quad \frac{R_L}{L} < \frac{1}{R_D C}$$

Daher ist

$$\alpha_1 \approx \frac{1}{R_D C} ; \quad \alpha_2 \approx \frac{R_L + R_D}{L} , \quad J_2 < J_3$$

Der Wiederaufbau bzw. Abbau des Spulenfeldes ist daher durch die Zeitkonstante  $\frac{L}{R_L + R_D}$  bestimmt. Zu Beginn dieser Zeit (im Punkt D) ist

$$\begin{aligned} U_B &= J_p R_{i1} \\ R_D &= R_{i1} \\ U_D &\approx 0 \\ J_{Lo} &= J_v \end{aligned}$$

wobei  $J_{Lo}$  der Anfangsstrom in der Spule ist. Die Zeitdauer des Auf- bzw. Abbaus ist dann etwa drei Zeitkonstanten, also

$$T_{rec} \approx 3 \frac{L}{R_L + R_D}$$

Ist die Diode im anderen Zustand (Punkt B bzw. B'), so sind die Anfangsbedingungen

$$\begin{aligned} U_o &\approx J_p R_{i1} \\ R_D &\approx R_{i4} \approx R_{i1} \\ U_D &= U_2 + U_p \frac{J_p - J_v}{J_p} \\ J_{Lo} &= J_p \end{aligned}$$

Die gesamte Stromänderung in der Spule ist

$$J_{tot} \approx J_p + \frac{U_B - U_o}{R_L + R_D}$$

Die jedoch resultierende Stromänderung ist lediglich

$$J_{\text{wirk}} = J_p - J_v$$

Um auszurechnen, welche Zeit für diese Stromänderung benötigt wird, kann man das Ersatzbild heranziehen, das in Bild 20 gezeigt ist. Es ergibt sich eine Impulsdauer  $T_D$  am Ausgang von

$$T_D = \frac{L}{R_o + R_D} \ln \left( \frac{J_{\text{tot}}}{J_{\text{tot}} - J_{\text{wirk}}} \right)$$

Das Beispiel einer ausgeführten Schaltung mit der Philco-Diode 1 N 3562 (früher T 1976) ist in Bild 21 zu sehen. Mit den angegebenen Werten ergibt sich eine Impulsdauer  $T_D$  von etwa 100 nsec, die Recovery-Time ist etwa 700 nsec, wobei der Eingangsimpulsstrom etwa 10 mA für die Dauer von 40 nsec war. Diese Schaltung wurde bis zu Impulszeiten von 10  $\mu$ sec gebaut.

## 6. Tunnelndioden als Schmitt-Trigger

Um eine Tunneldiode als Diskriminator verwenden zu können, gibt man die zu untersuchende Amplitude über einen Widerstand  $R$  an die Diode. Die Schaltung in diesem einfachen Fall ohne zusätzliche Vorspannung ist in Bild 22 wiedergegeben. Der Widerstand  $R$  übernimmt hier die Rolle des Arbeitswiderstands, wobei die Widerstandsgerade so verlaufen muß, daß die Tunneldiode vom Zustand kleiner Spannung in den Zustand höherer Spannung springen kann. Hieraus ergibt sich die Minimalforderung für den Widerstand  $R$ . Man kann für jeden Wert  $U_{\text{in}}$  der Eingangsspannung eine Widerstandsgerade zeichnen und daraus die Werte der Ausgangsspannung  $U_{\text{aus}}$  entnehmen. In Bild 23 sind für eine Siliziumdiode Hoffman HT-16 diese Kurven

aufgezeichnet. Es sind sowohl die minimalen Widerstände zum Triggern als auch die jeweilige Spannungserhöhung bei weiterer Vergrößerung der Eingangsspannung oberhalb der Schwelle abzulesen. Die Schaltung triggert, wenn für die Eingangsspannung

$$U_{in} \geq U_p + R J_p$$

gilt. Aus Bild 22 kann das Ersatzbild zur Berechnung der Schaltzeiten gezeichnet werden, es ist in Bild 24 zu sehen. Es ergibt sich eine Differentialgleichung, die der im Univibratorfall völlig analog ist, das heißt

$$C \frac{dU_D}{dt} + \frac{U_D}{R_T} = J(t)$$

wobei  $J(t)$  jetzt durch  $\frac{U_{in}}{R}$  gegeben ist. Bei der Berechnung der Schaltzeiten erhält man für Anstiegs- und Abfallzeiten die gleichen Werte wie im Univibratorfall. Experimentell werden häufig auch beide Schaltungsarten kombiniert, um einheitliche Impulsbreiten zu erhalten. Die Triggerverzögerung in Abhängigkeit von dem Eingangsstrom ist ebenfalls wie im vorigen Abschnitt zu berechnen.

Im folgenden Bild 25 ist eine einfache Diskriminatorschaltung gezeigt, wobei die variable Vorspannung über einen Emitterverstärker zugeführt wird. Die Tunneldiode ist eine 5 mA-Type von Philco, die durch negative Photomultiplierimpulse von größer als 2 Volt getriggert wird. Die Transistoren Tr 2 bis Tr 4 dienen der Impulsverstärkung und Formung, die Impulsbreite wird zusätzlich durch ein Shape-Kabel festgelegt.

Eine andere Art der Definition der Impulsdauer ist im nächsten Bild 26 dargestellt. Der Eingangsimpuls triggert zunächst die Tunneldiode auf normale Art, das Signal läuft über einen Ver-

stärker mit nachfolgender Delay-Line zurück auf die Tunnel-diode, jedoch mit entgegengesetzter Phase und richtiger Amplitude, so daß die Diode nach einer bestimmten Verzögerung wieder zurückgestellt wird.

Bei sehr schnellen Dioden kann diese Rückstellung bereits nach etwa 5 nsec erfolgen, so daß die Diskriminatorschaltung für sehr hohe Zählraten geeignet ist. Mit einer 10 mA-Diode kann man Eingangsimpulse von etwa 2 bis 5 mA diskriminieren, diese Empfindlichkeit kann verbessert werden, wenn man zwei Tunnelioden hintereinander schaltet, wie es im Prinzip im Bild 27 gezeigt ist.

Ebenfalls zwei Dioden hintereinander verwendet die Schaltung in Bild 28, sie ist für Auflösungszeiten bis zu 10 nsec geeignet.

Abschließend soll noch ein Tunneliodendiskriminator in Brückenschaltung besprochen werden, die Schaltung ist in Bild 29 gezeigt. Zwischen Photomultiplier und Diskriminator ist ein kurzes Shape-Kabel angeordnet, der Impuls enthält nachher eine zunächst negative, dann positive Hälfte. Die Tunneliode ist so vorgespannt, daß sie in der Nähe des Nulldurchgangs in der Rückflanke des Signals triggert, dieser Punkt ist zeitlich recht gut definiert. Durch geeignete Wahl der Kabellänge oder auch Anwendung eines stark gedämpften Schwingkreises (abgestimmt auf etwa 80 MHz) anstelle des Kabels kann man erreichen, daß die zeitliche Schwankung des Triggereinsatzes weniger als 0,5 nsec bei einer Amplitudenschwankung von etwa 50 : 1 ist.

## 7. Flip-Flopschaltungen mit Tunnelnioden

Wegen der Kennlinie mit negativer Widerstandscharakteristik kann man Tunnelnioden sehr einfach auch in Flip-Flopschaltungen einsetzen, Bild 30 zeigt eine solche Schaltung. Der Eingangsimpuls liegt über beiden Nioden gegen Erde, der Ausgang wird über Diode D 2 abgenommen. Das Gleichspannungspotential ist so bemessen, daß nur eine der beiden Tunnelnioden im Zustand B (vgl. Bild 31, hohe Spannung, kleiner Strom) sein kann. Die Differenz zwischen den beiden Niodenströmen fließt durch die Induktivität zur Batterie. Im statischen Zustand besteht zwischen den Spulenenden keine Potentialdifferenz. Wenn ein Eingangsimpuls die nichtleitende Diode in den leitenden Zustand triggert (von A nach B), wird in der Spule eine Spannung induziert, die der anderen Diode hilft, von B über das Tal nach A zu springen. Ein zweiter Eingangsimpuls stellt dann den ursprünglichen Zustand wieder her. Die Schaltung kann wie folgt dimensioniert werden:

Statisch soll die Gleichspannung so verteilt sein, daß die Diode D 1 im Zustand B, D 2 im Zustand A ist. Die Kennlinie ist zur Vereinfachung in vier idealisierte Abschnitte eingeteilt (Bild 31), wobei angenommen werden soll, daß der Abschnitt (4) die gleiche Steigung hat wie Abschnitt (1).

Die Talspannung  $U_v$  wird als arithmetischer Mittelwert von  $U_1$  und  $U_2$  angenommen. Wenn man den negativen Niodenwiderstand im Abschnitt (2) mit  $-R_{i2}$  bezeichnet, so gilt

$$\begin{aligned}U_1 &= U_p + R_{i2} (J_p - J_v) \\U_2 &= 2U_v - (U_p + R_{i2} (J_p - J_v)) \\U_A &= U_p \frac{J_A}{J_p} \\U_B &= U_2 + U_p \frac{J_p - J_v}{J_p}\end{aligned}$$

Die Differenz zwischen den Diodenströmen,  $J_A - J_B$ , fließt durch die Spule  $L$ . Die Batteriespannung  $U_0$  muß so gewählt sein, daß eine der beiden Dioden ihren Peakstrom  $J_p$  auch ziehen kann, jedoch dürfen nicht, wie schon erwähnt, beide Dioden im Talpunkt  $U_v, J_v$  sich gleichzeitig befinden. Daraus folgt für  $U_0$

$$\left[ \left( \frac{U_p}{R} + J_p \right) R_0 + 2 U_p \right] < U_0 < \left[ \left( \frac{U_v}{R} + J_v \right) R_0 + 2 U_v \right]$$

Die Berechnung des Widerstands  $R_0$  erfolgt nach

$$(J_A - J_B) R_0 = U_B - U_p \frac{J_A}{J_p},$$

die zugehörige Batteriespannung  $U_0$  bestimmt sich dann zu

$$U_0 = R_0 \left( J_A - \frac{U_A}{R} \right) + U_A + U_B$$

Der Wert der Induktivität wird durch die Angabe des Schaltstromes  $dJ = J_p - J_v$  und der maximal zulässigen Recovery-Zeit  $dt$  bestimmt. Es ist

$$U_L \approx U_B - U_v = -L \frac{dJ}{dt}$$

Für das Schaltverhalten sind die Parameter  $R, L$  die Diodenkapazität  $C$  und die jeweiligen Diodeninnenwiderstände  $R_{iD1}$  und  $R_{iD2}$  in den Zuständen A und B wichtig. Im Bild 32 sind diese Parameter angegeben. Für das Einschalten der Tunnel-dioden kann der Weg über die Spule vernachlässigt werden, es ergibt sich also das Ersatzschaltbild 33. Daraus kann der erforderliche Triggerimpuls angegeben werden, wenn man einen Stromstoß  $J_{in}$  in die Schaltung schickt. Die Spannung an der Tunnel-diode in Abhängigkeit von der Zeit ist dann

$$U_D(t) = \frac{J_{in}}{R_{iD1} C^2} (L_0 + L_1 e^{-\alpha_1 t} + L_2 e^{-\alpha_2 t})$$

mit den Abkürzungen

$$L_0 = \frac{1}{ab}, \quad L_1 = \frac{1 - R_{iD1} C a}{a(a-b)}, \quad L_2 = \frac{R_{iD1} C b - 1}{b(a-b)}$$

$$a = \frac{1}{2} \left( \frac{R_p (R_{iD1} + R_{iD2}) + 2 R_{iD1} R_{iD2}}{R_p R_{iD1} R_{iD2} C} \right) +$$

$$+ \sqrt{\left( \frac{R_p (R_{iD1} + R_{iD2}) + 2 R_{iD1} R_{iD2}}{2 R_p R_{iD1} R_{iD2} C} \right)^2 - \frac{R_p + R_{iD1} + R_{iD2}}{R_p R_{iD1} R_{iD2} C^2}}$$

$$b = \frac{1}{2} ( \dots ) -$$

$$- \sqrt{( \dots )}$$

Hierin bedeutet  $R_p$  die Parallelschaltung von  $R_0$  mit  $2 R$ .

Um ein Beispiel zu betrachten, sei eine 1 mA-Tunnelodiode mit folgenden Werten gegeben:

$$R_0 = 300 \Omega, \quad R = 560 \Omega, \quad R_{iD1} = 3 \text{ k}\Omega, \quad R_{iD2} = 50 \Omega$$

$$C = 20 \text{ pF}, \quad U_p - U_A = 15 \text{ mV}$$

Das Einsetzen der Werte liefert das Ergebnis, daß ein Stromimpuls  $J_{in}$  von mindestens 0,5 mA mit 3 nsec Dauer die Schaltung triggern kann. Der maximale Ausgangsstrom ist bestimmt durch die Differenz im statischen Zustand  $J_p - J_v - \frac{U_v}{R}$ . Ist jedoch  $\frac{L}{RiD}$  groß gegen die Schaltzeit, so ist der Ausgangsstrom  $J_p - J_v$ .

Abschließend sollen noch zwei ausgeführte Beispiele gezeigt werden. In Bild 34 ist ein langsamer Flip-Flop mit Philco-Dioden 1 N 3560 (früher T 1925) gezeigt, der in dieser Dimensionierung für eine maximale Eingangsfrequenz von etwa 1 MHz gedacht ist, wobei  $C = 30$  pF angenommen wurde. Bei dieser Folgefrequenz kann der zweite Flip-Flop noch direkt vom ersten gesteuert werden.

Eine andere, wesentlich schnellere Schaltung ist von Higinbotham und Sugarman in Brookhaven angegeben worden. Der Eingang wird über einen Impulstransformator (vgl. Bild 35) angesteuert. Die Tunnelioden sind experimentelle RCA-Dioden mit sehr geringer Kapazität bei 10 mA Peakstrom. Diese Schaltung arbeitet sicher bis 100 MHz Folgefrequenz, mit besonders geformten Eingangssignalen bis zu 200 MHz. Die Transistoren 2 N 140 und 2 N 1091 treiben eine Anzeigelampe (10 V, 12 mA), der 2 N 1143 dient zur Rückstellung der Flip-Flops. In dieser Schaltung wird die zweite Stufe über einen Trenntransistor angekoppelt.

## 8. Zusammenfassung

Die Tunneliode mit ihrer negativen Widerstandcharakteristik ist hervorragend als einfacher elektronischer Schalter zu verwenden. Wegen der geringen Dicke der Übergangsschicht und der starken Dotierung sind die Schaltzeiten sehr gering, so daß die Tunneliode besonders für sehr schnelle Schaltungen im Piko- und Nanosekundenbereich geeignet ist.

## LITERATUR

- 1) Esaki, L., New Phenomenon in Narrow Germanium p-n Junctions, Phys. Rev. 109, 603, 1958
- 2) Sommers, H. S., Tunnel Diodes as High Frequency Devices, Proc. IRE, 47, 1201, July 1959
- 3) Hall, R. N., Tunnel Diodes, IRE-Trans. Electro Devices, ED-7, 1, Jan. 1960
- 4) Sklar, B., The Tunnel diode - Its Action and Properties, Electronics, 32, 54, Nov. 6, 1959
- 5) Lesk, J. A., Germanium and Silicon Tunnel Diodes-Design, Operation and Application, IRE Wescon Conv. Record, Part 3, 1959
- 6) Tunnel Diodes - A Special Report, Electrical Design News, 50, May 1960
- 7) Narud, J. A., Fyfe, T. A., Tunnel Diode Curve Tracer is Stable in Negative Resistance Region, Electronics, 34, 74, May 5, 1961
- 8) Todd, C. D., Simple Test Sets Measure Tunnel Diode Parameters, Electronics, 35, 43, April 6, 1962
- 9) Bergman, R. H., Tunnel Diode Logic Circuits, IRE Trans. Electronic Computer, EC-9, 430, 1960
- 10) Ur, H., Tunnel Diode High-Speed Circuits, Proc. Intern. Conf. Instrumentation for High-Energy Physics, 1960
- 11) Infante, C., Pandarese, F., The Tunnel Diode as a Threshold Device: Theory and Application, Laboratori Nazionali di Frascati del C.N.E.N., Nota interna Nr. 72, Marzo 4, 1961

- 12) Higinbotham, W. A., Instrumentation for Use with BeV-Accelerators, IRE Trans. Nuclear Science, NS-8, 4, 34, 1961
  - 13) Kerns, Q. A., Tunnel Diode Discriminator, Proc. Intern. Conf. Instrumentation for High-Energy Physics, 1960
  - 14) Kirsten, F. A., Mack, D. A., Instrumentation for Multi-Channel Counter Experiments, Conf. Proc. Nuclear Electronics, Belgrade, IAEA, Vol II, 127, 1962
  - 15) Chow, W. F., Tunnel Diode Digital Circuitry, IRE Trans. Electronic Computer, EC-9, 295, 1960
-

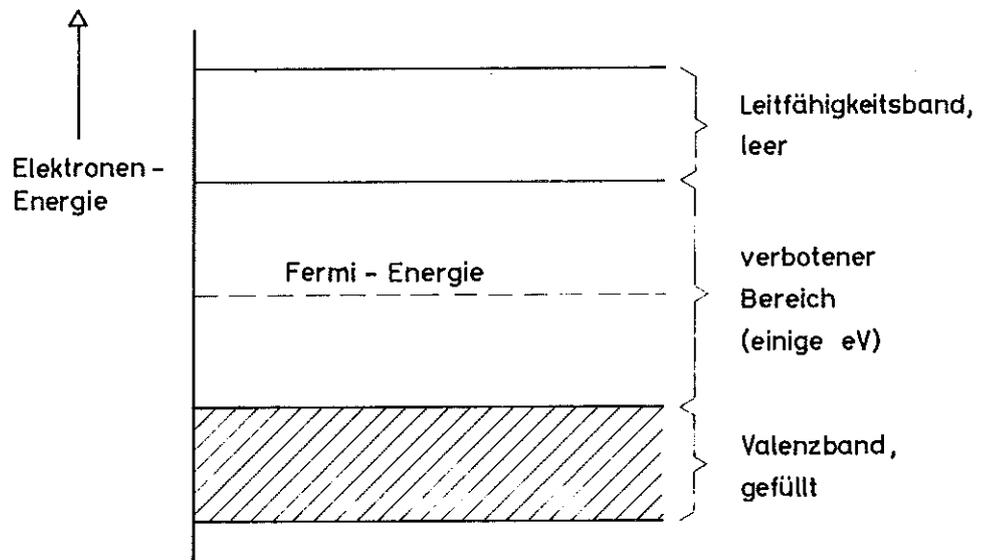


Bild 1

Elektronen - Energiebänder im Isolator

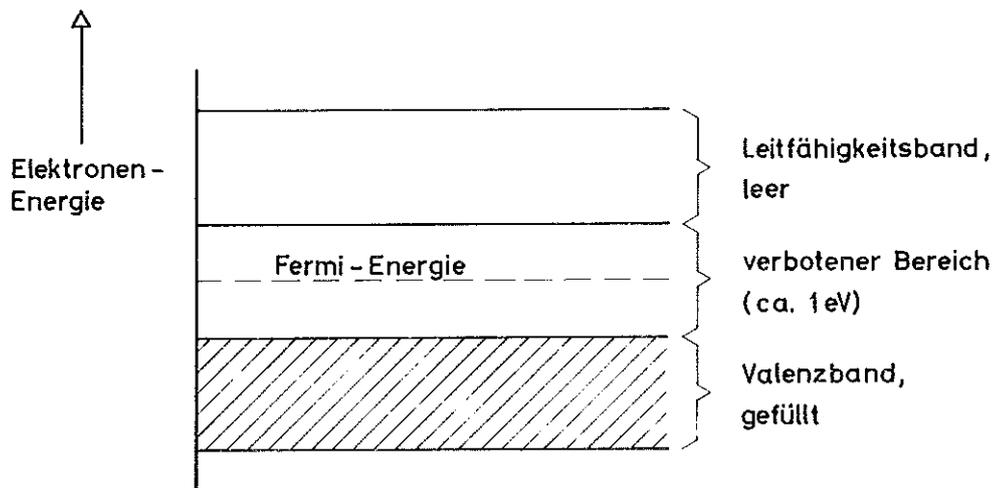


Bild 2

Elektronen - Energiebänder im Halbleiter

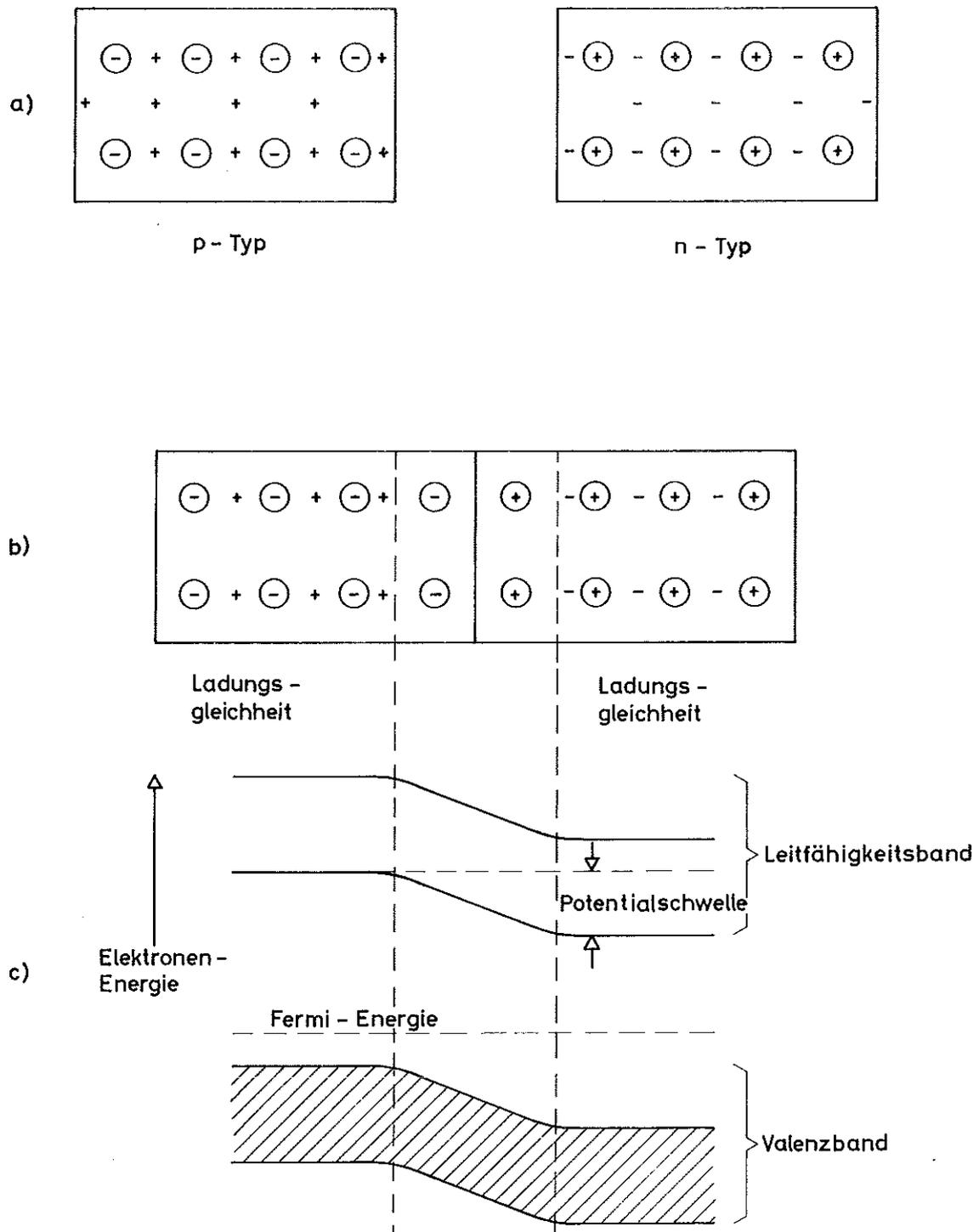


Bild 3

Dotiertes p- und n-Material (a) wird zusammengebracht (b) und erhält die Energiebänderverteilung (c).

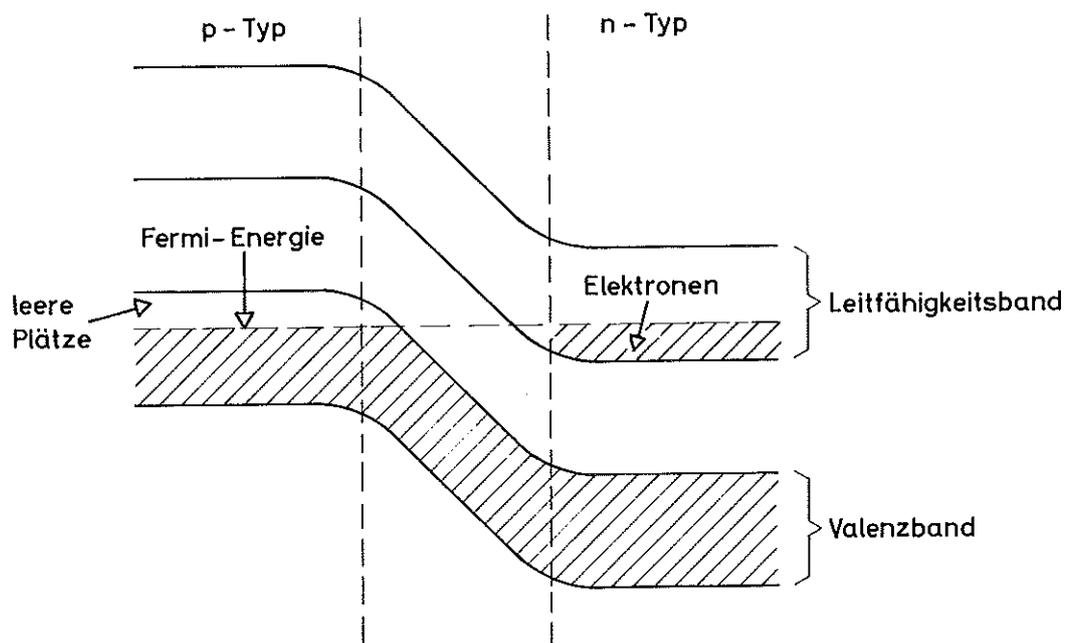


Bild 4a

Übergangszone für eine hochdotierte pn-Junction,  
Breite etwa  $50 - 100 \text{ \AA}$ .

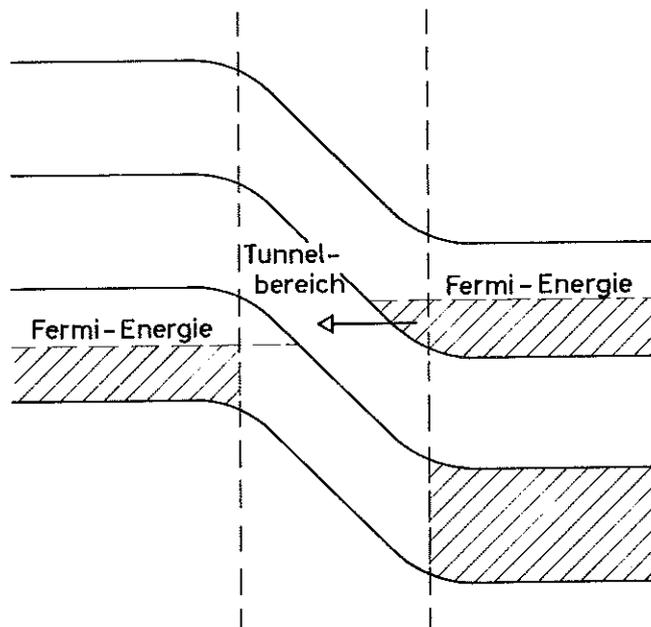


Bild 4b

Übergangszone mit angelegter Spannung

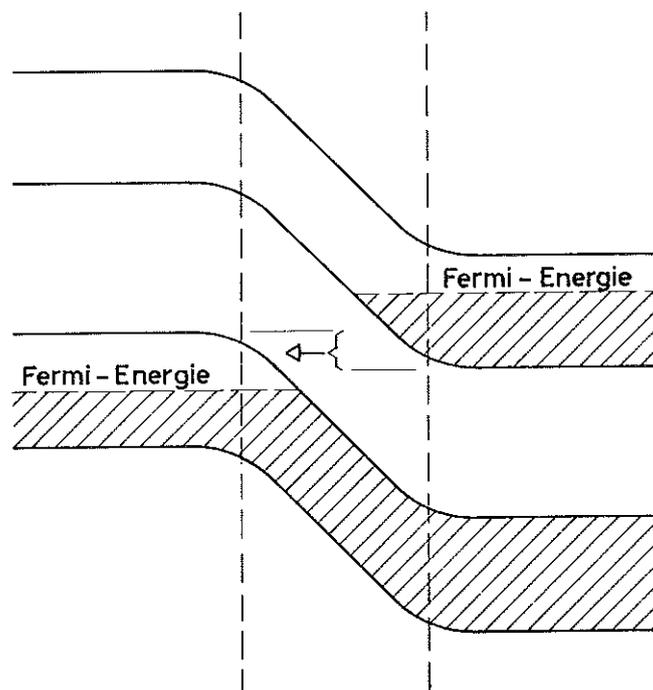


Bild 4c

Abnahme des Tunnelstroms

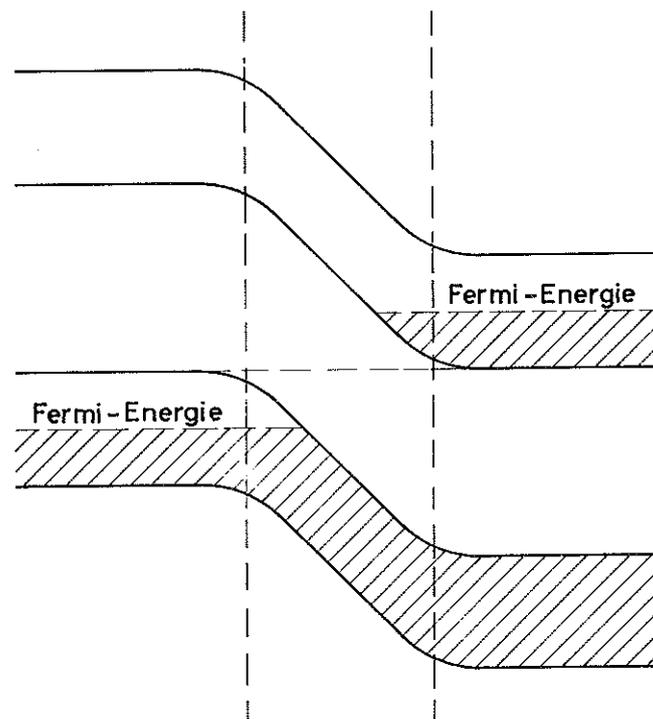


Bild 4d .

Ende des Tunnelbereiches

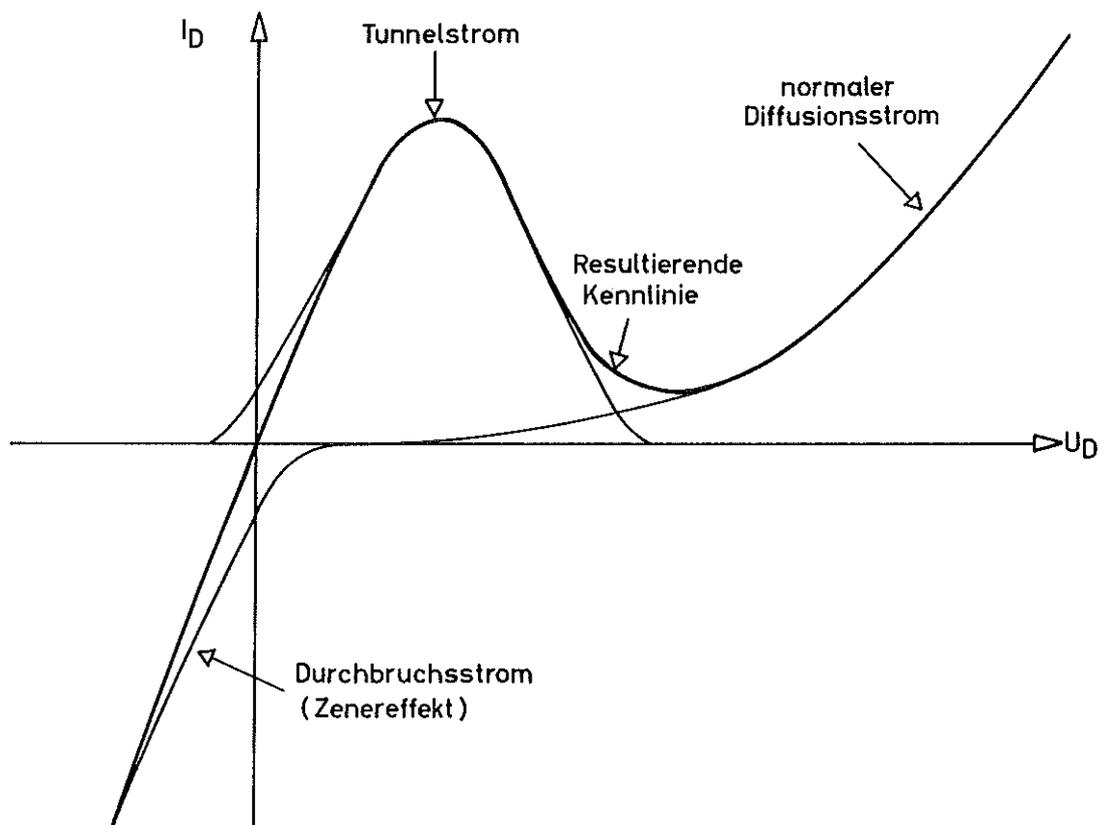


Bild 5

Zusammensetzung der Tunneldioden - Kennlinie

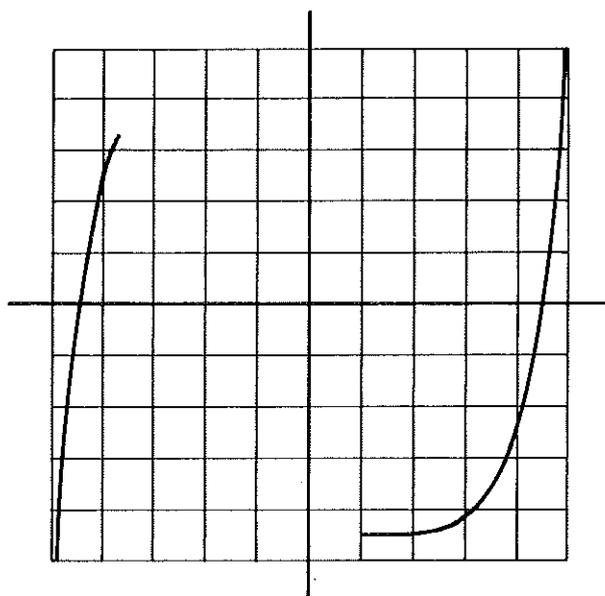


Bild 6

Kennlinie einer SEL - Diode Ik 21 B, Peakstrom 15 mA,  
Germanium, 50 mV/cm, 2 mA/cm

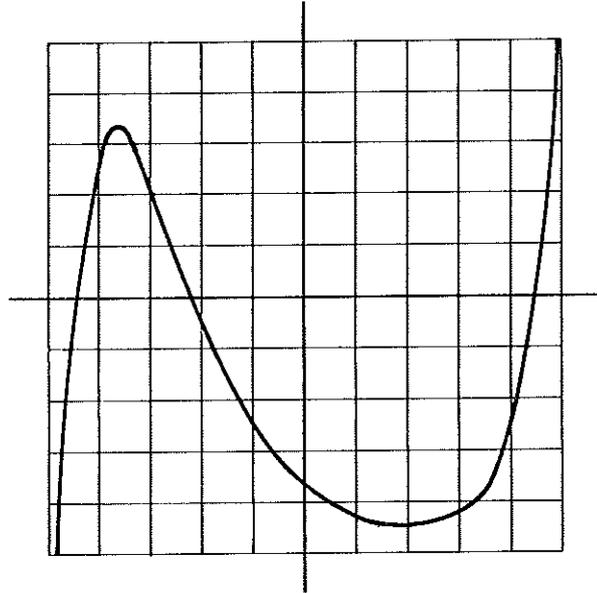


Bild 7

Kennlinie einer IBM - Diode, Peakstrom 25 mA,  
Germanium, 50 mV/cm, 4 mA/cm

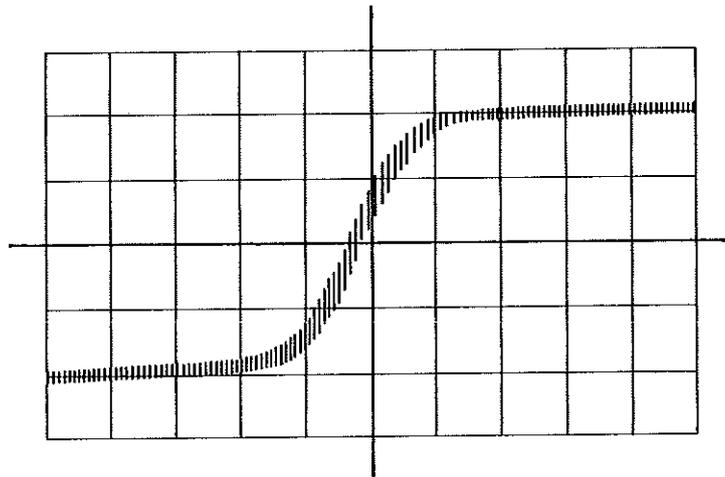


Bild 8a

Schaltzeitmessung einer 15 mA - Diode Ik 21 B,  
Kapazität 90 pF

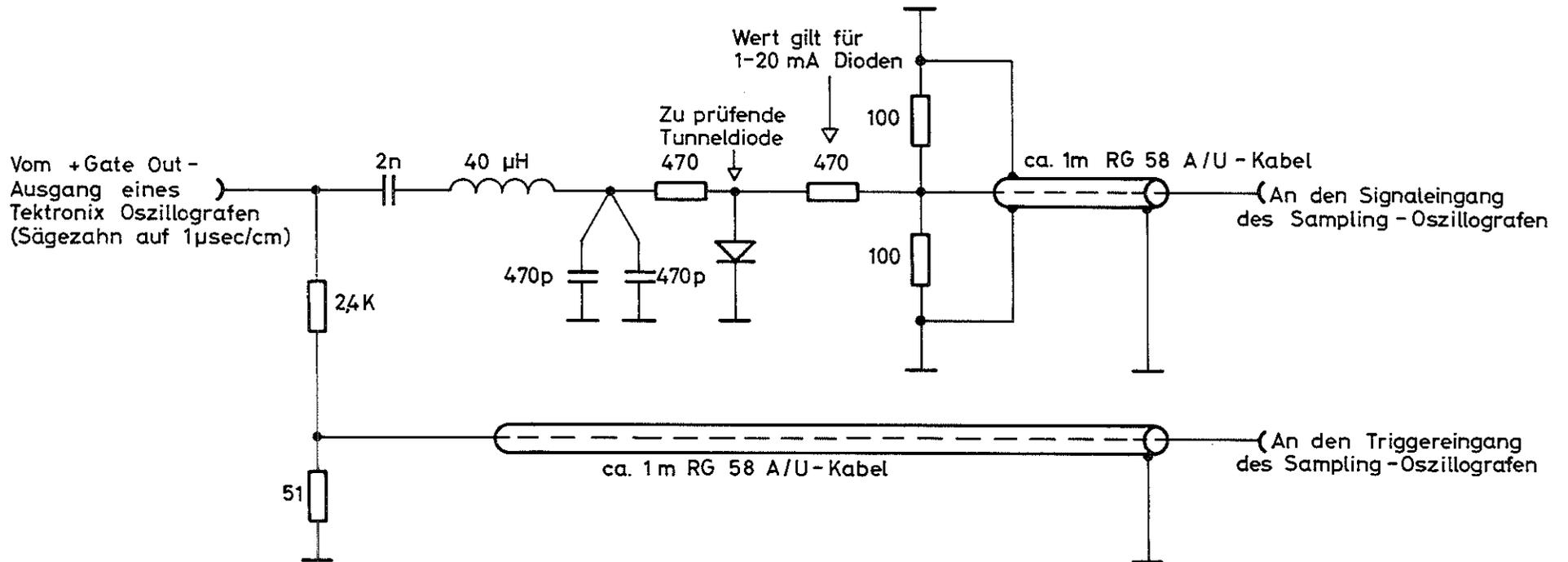


Bild 8

Messung der Schaltzeit von Tunneldioden nach

Tektronix - Angaben mit dem Sampling - Oszillografen

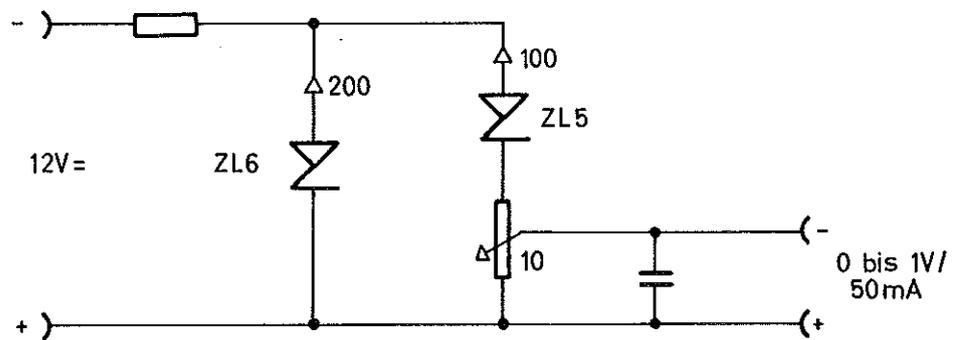


Bild 9

Netzgerät von 0 bis 1V für Tunnelioden

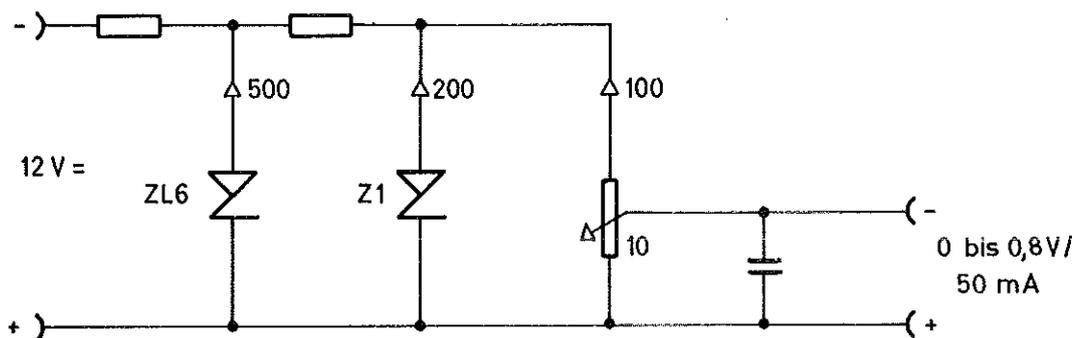


Bild 10

Netzgerät von 0 bis 0,8V für Tunnelioden

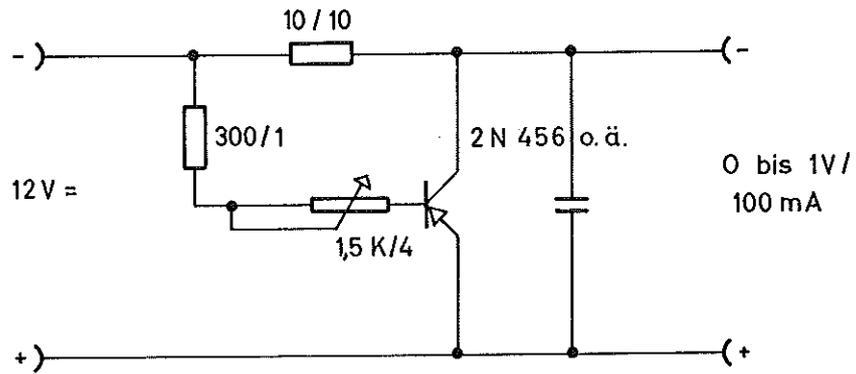


Bild 11  
Netzgerät mit Sättigungstransistor

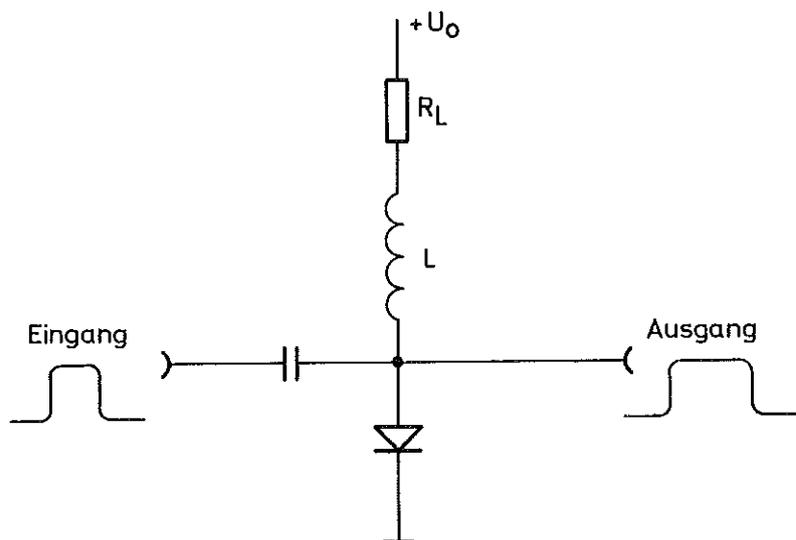


Bild 12  
Prinzip der Univibratorschaltung

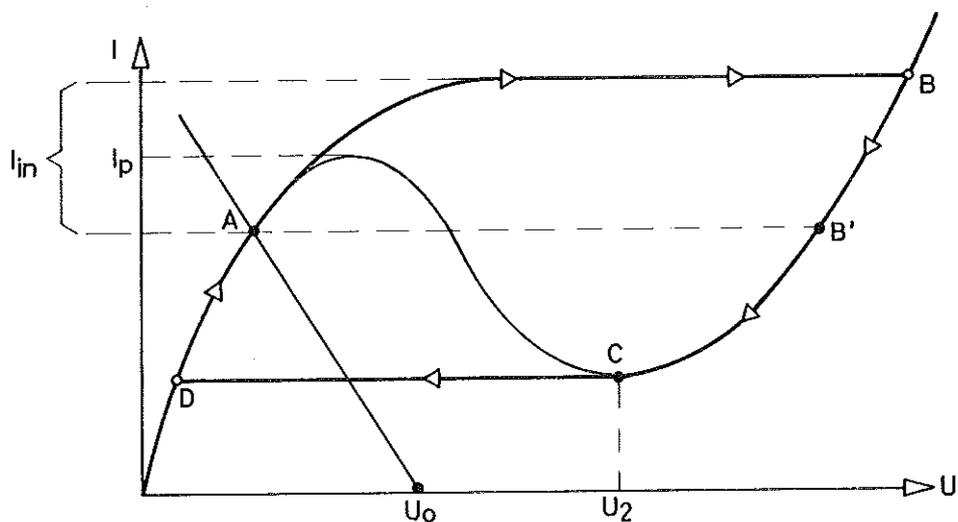


Bild 13  
Arbeitskennlinien des Univibrators

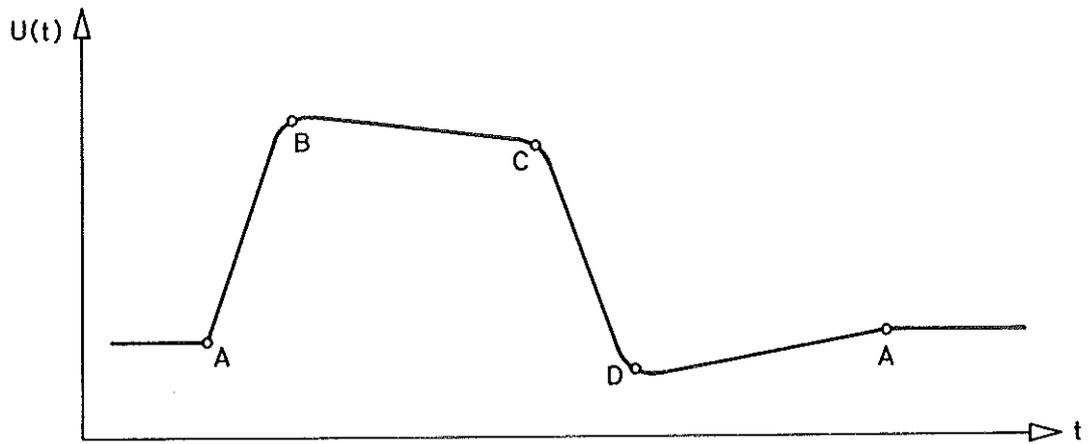


Bild 14

Ausgangssignal des Univibrators

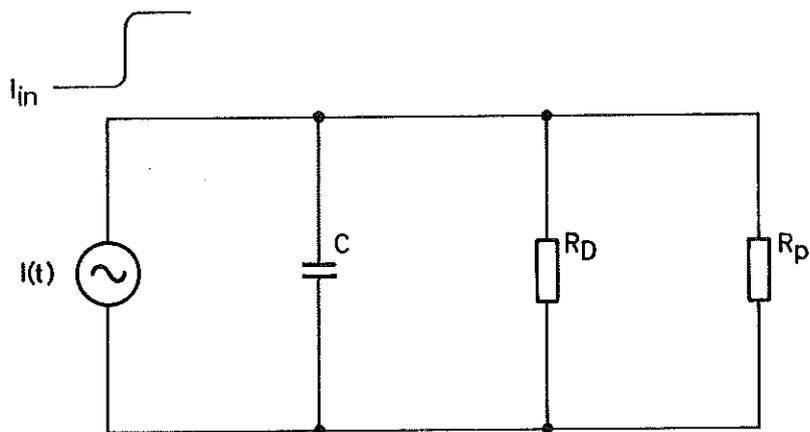


Bild 15

Ersatzschaltbild der Tunneldiode beim Schalten

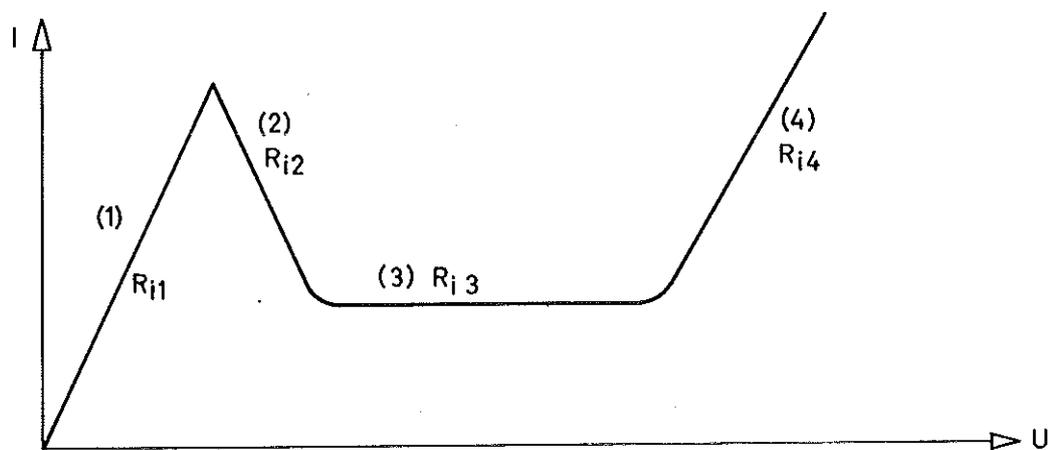


Bild 16

Idealisierte Kennlinie mit Ersatzwiderständen

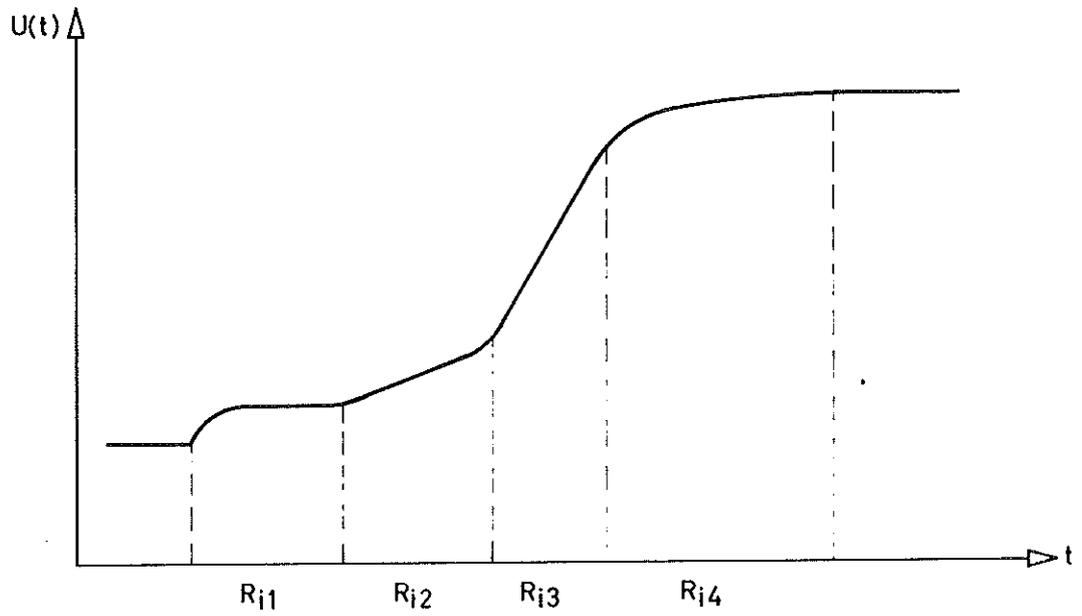


Bild 17

Anstieg des Ausgangssignals

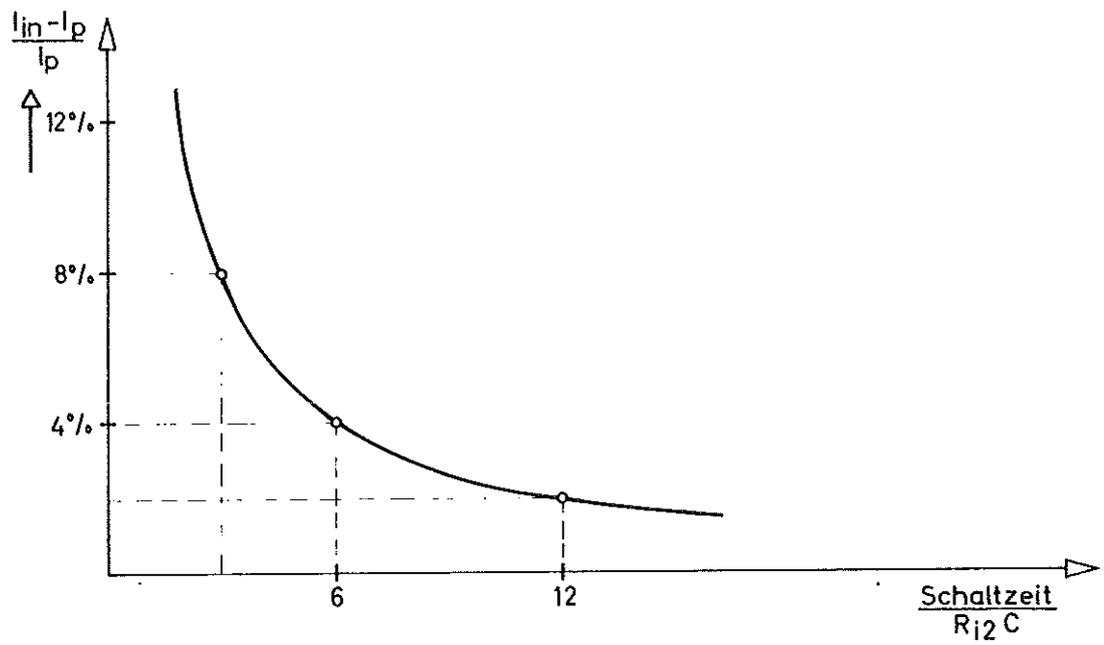


Bild 18

Triggerverzögerung als Funktion des Eingangsstromes

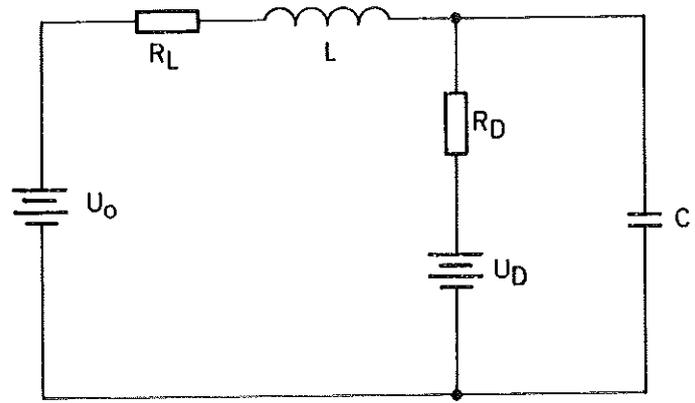


Bild 19  
Ersatzschaltung für die Recovery - Zeit

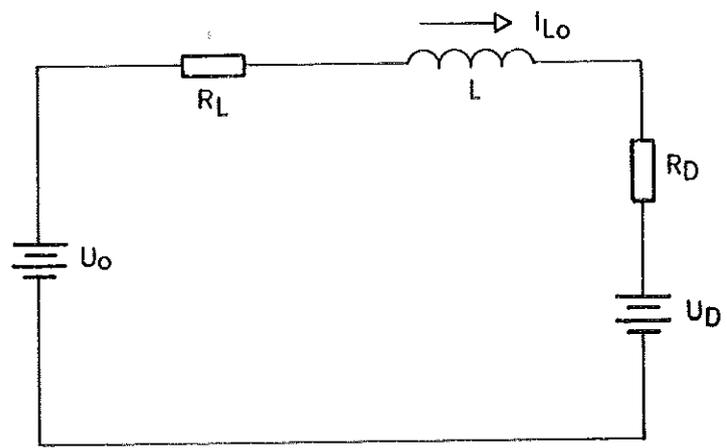


Bild 20  
Ersatzschaltung für die Impulsdauer

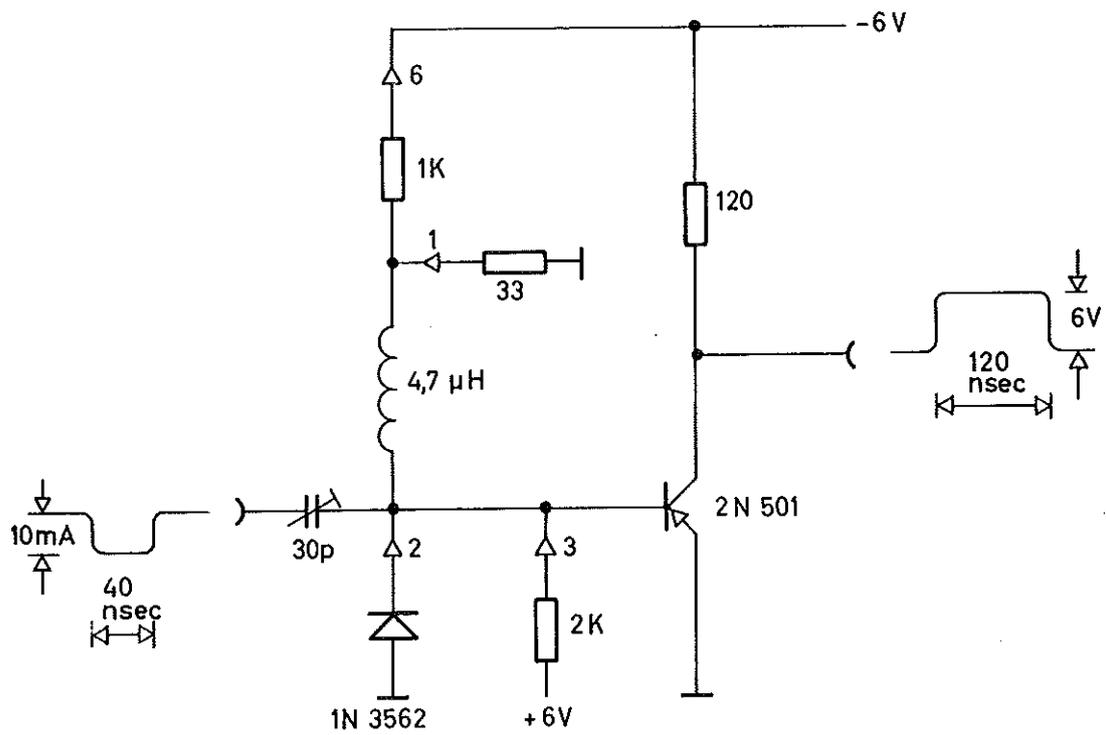


Bild 21

Univibrator mit einer 5mA - Ge - Diode

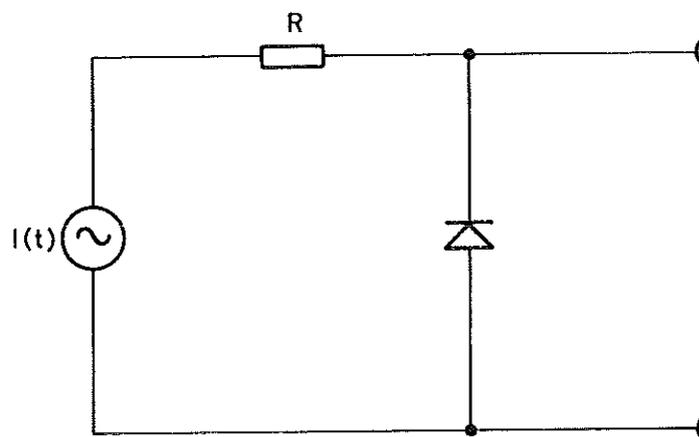


Bild 22

Prinzip des Schmitt - Triggers

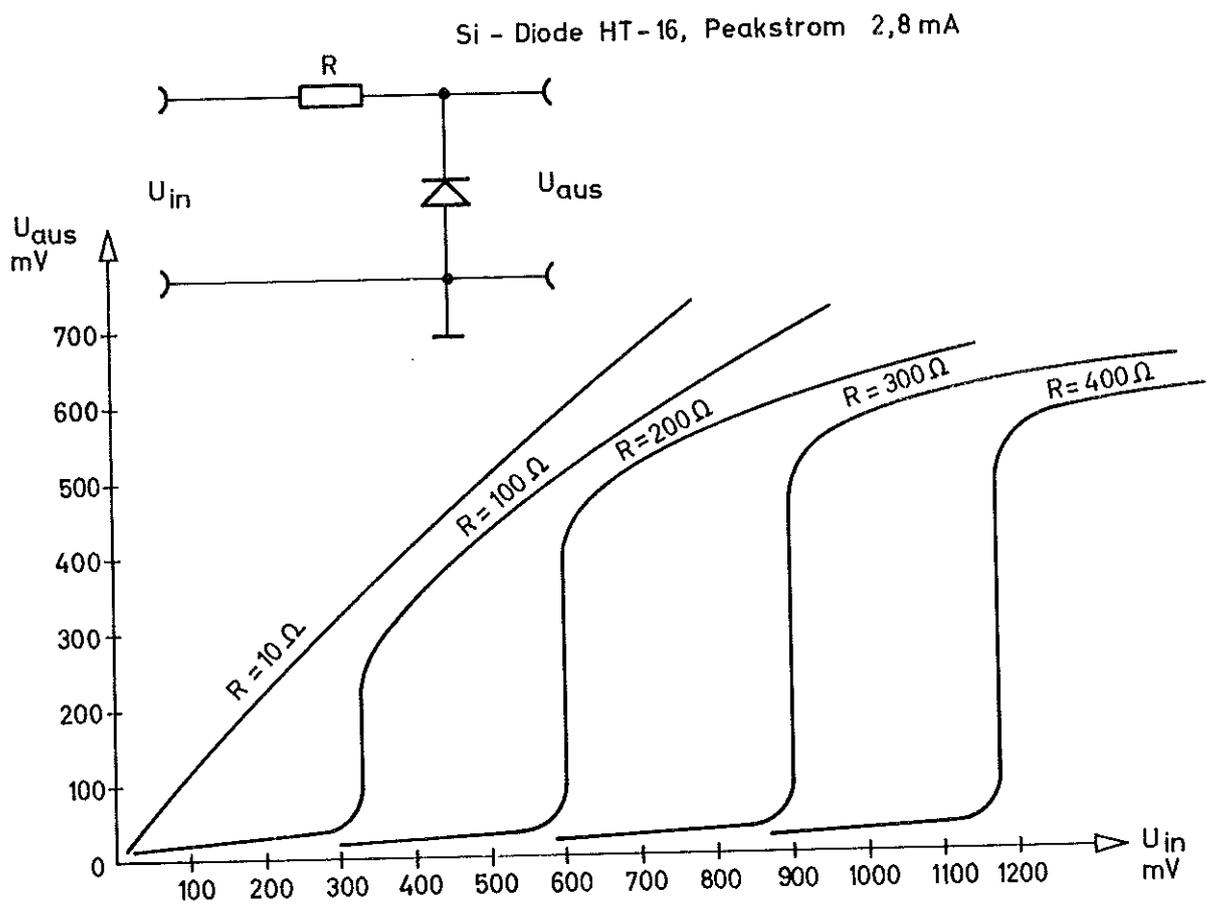


Bild 23

Eingang - Ausgangs - Charakteristik eines Schmitt - Triggers

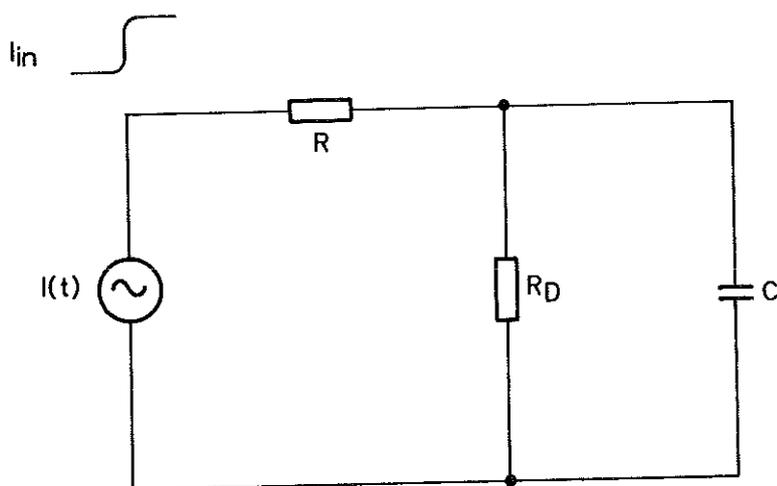


Bild 24

Ersatzbild des Schmitt - Triggers

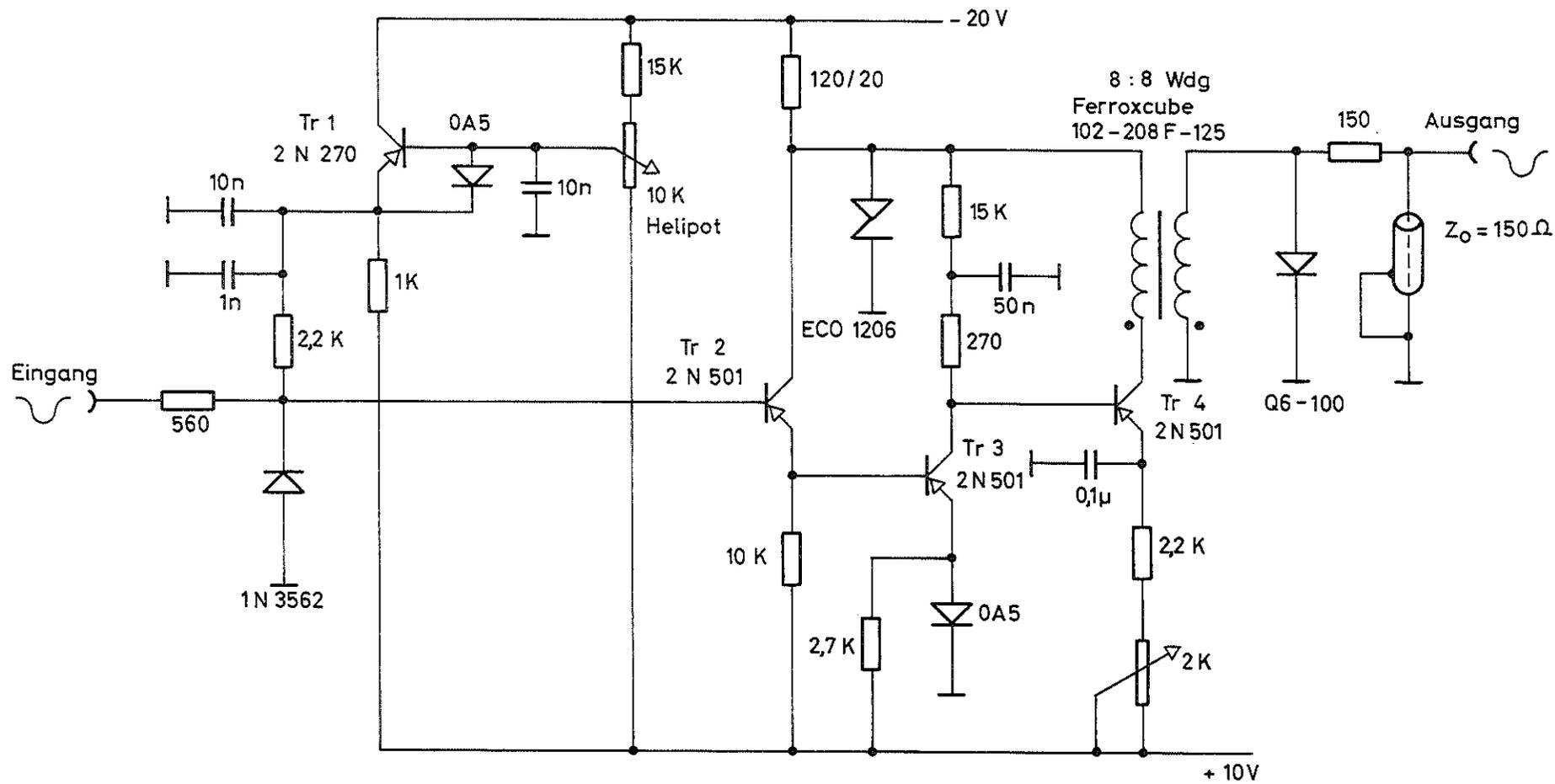


Bild 25

Schmitt - Trigger für Photomultiplierimpulse  $> 2$  Volt mit Impulsformer

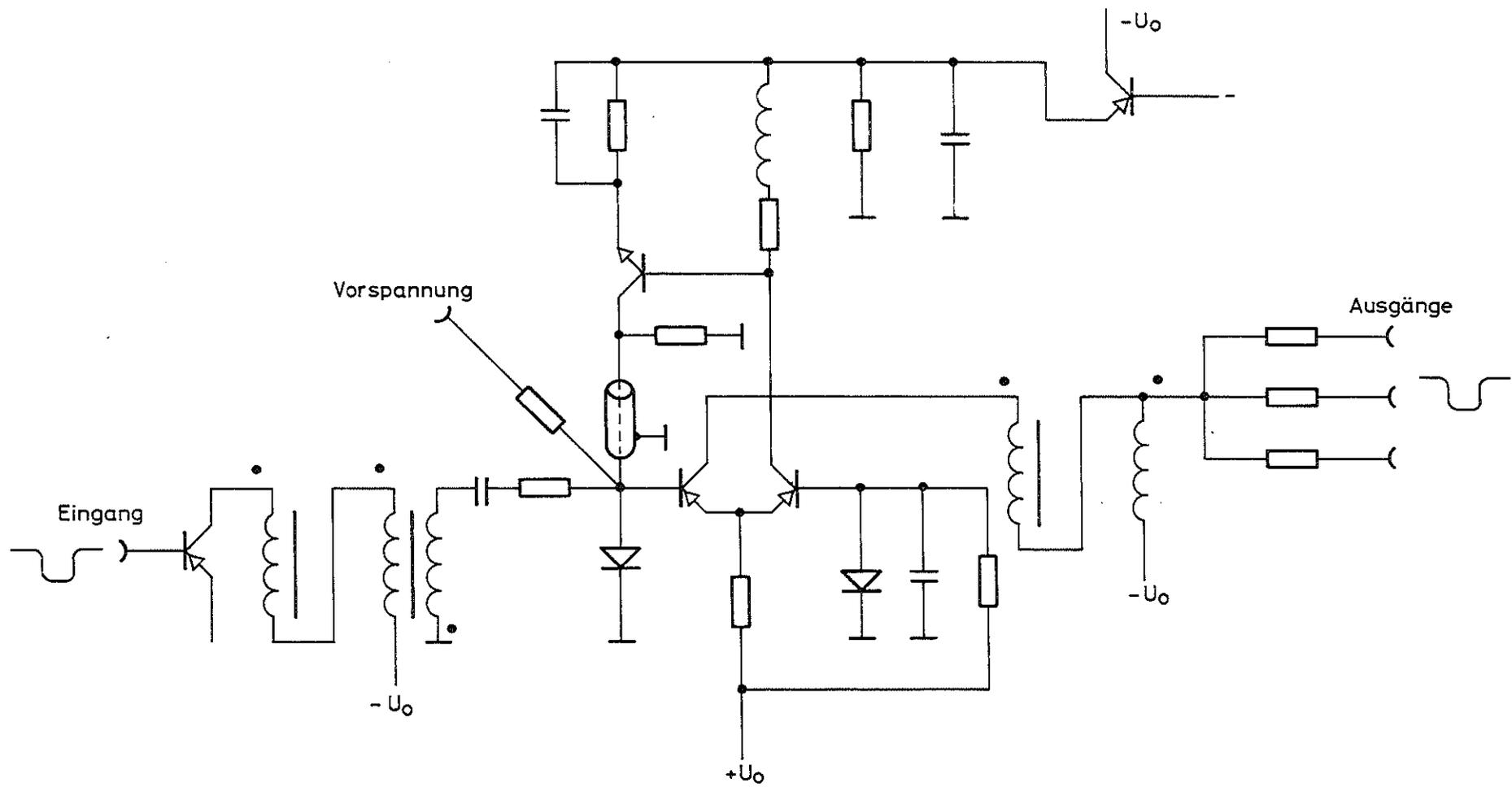


Bild 26

Dioden - Rückstellung nach Sugarman

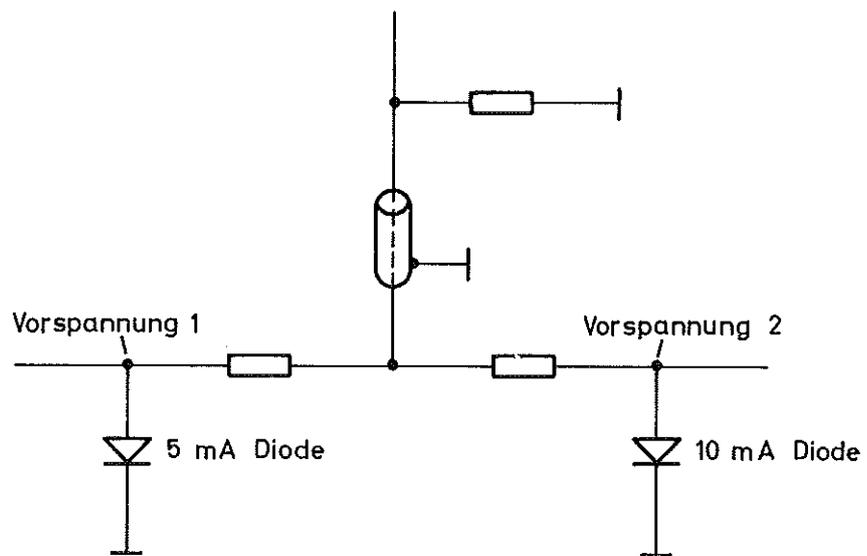


Bild 27

Erhöhung der Empfindlichkeit mit zwei Dioden  
zum Diskriminieren

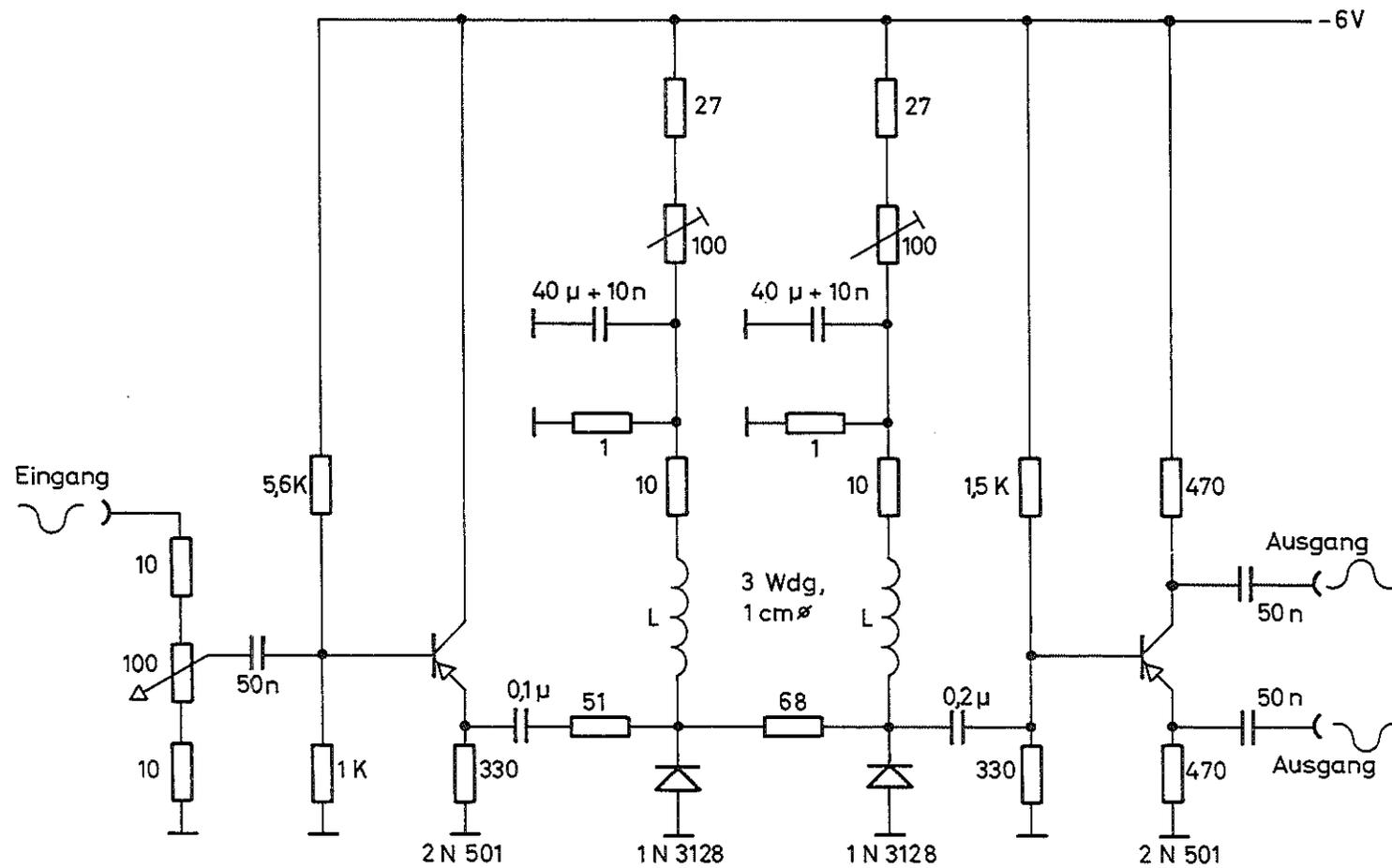


Bild 28

Diskriminator bis 100 MHz mit Tunnelioden kombiniert  
(Schmitt - Trigger und Univibrator)

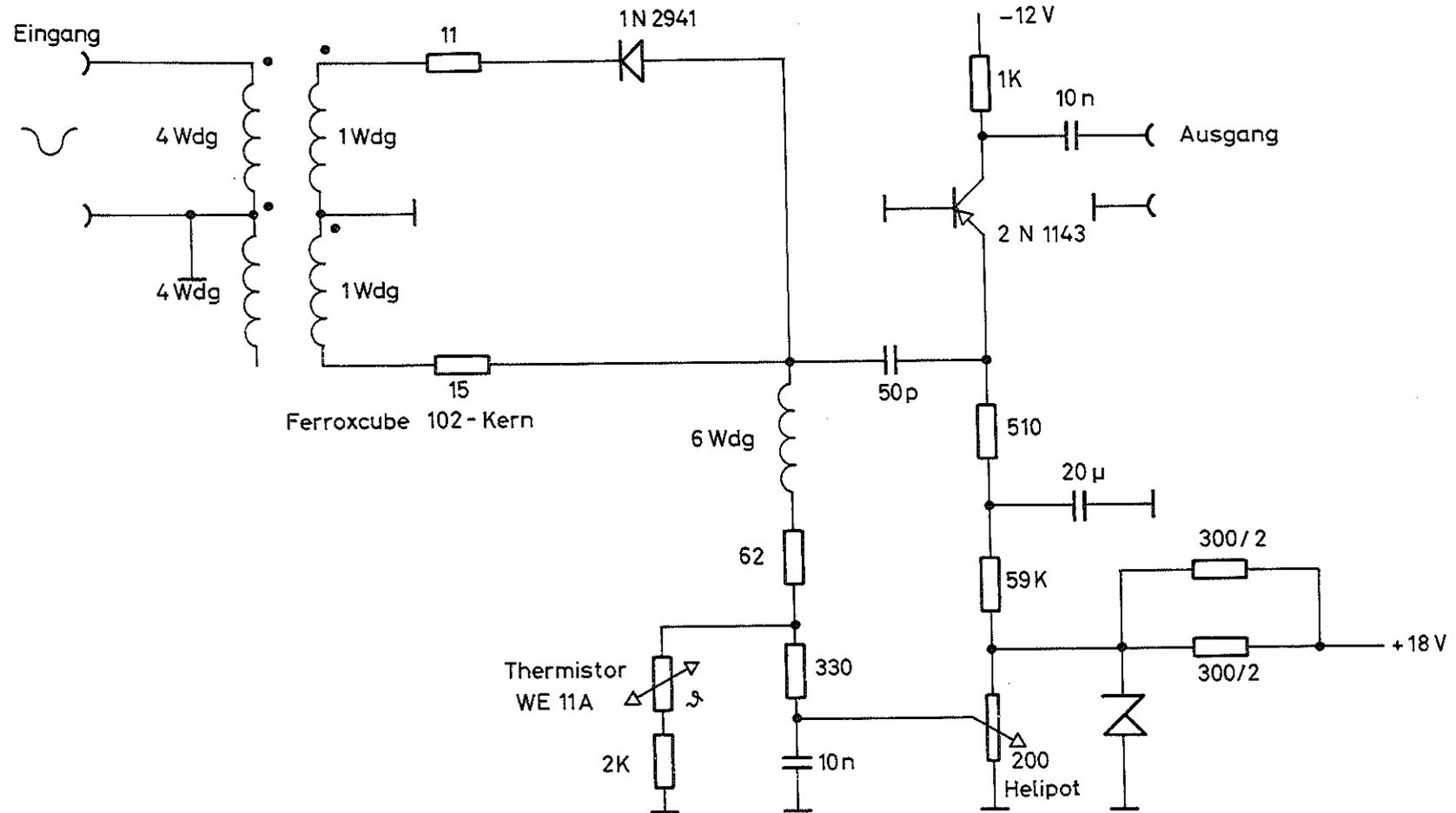


Bild 29

Tunneldioden - Diskriminator in Brückenschaltung nach Kerns

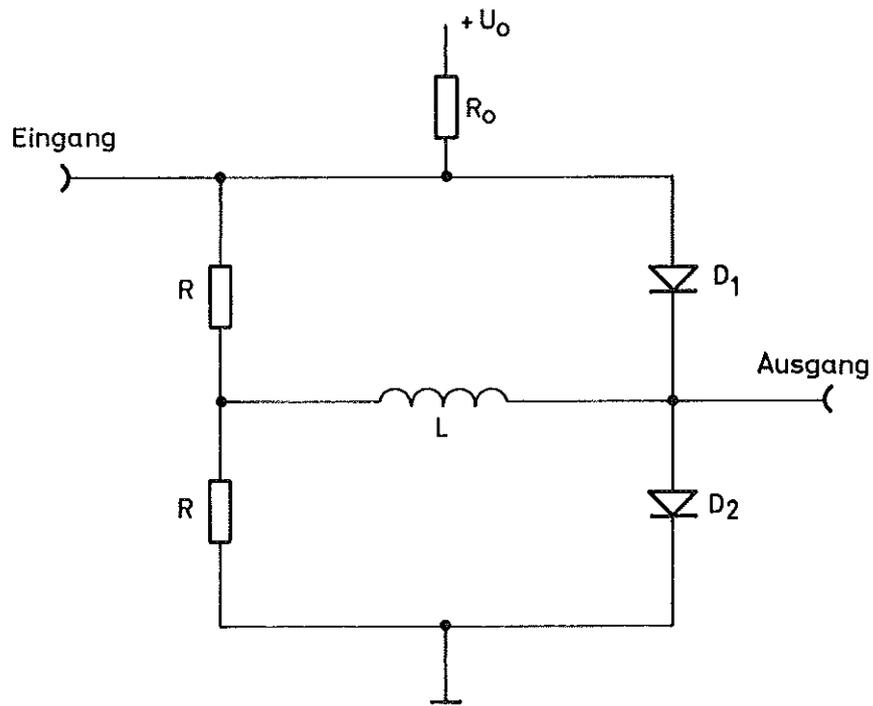


Bild 30

Prinzip des Flip - Flop

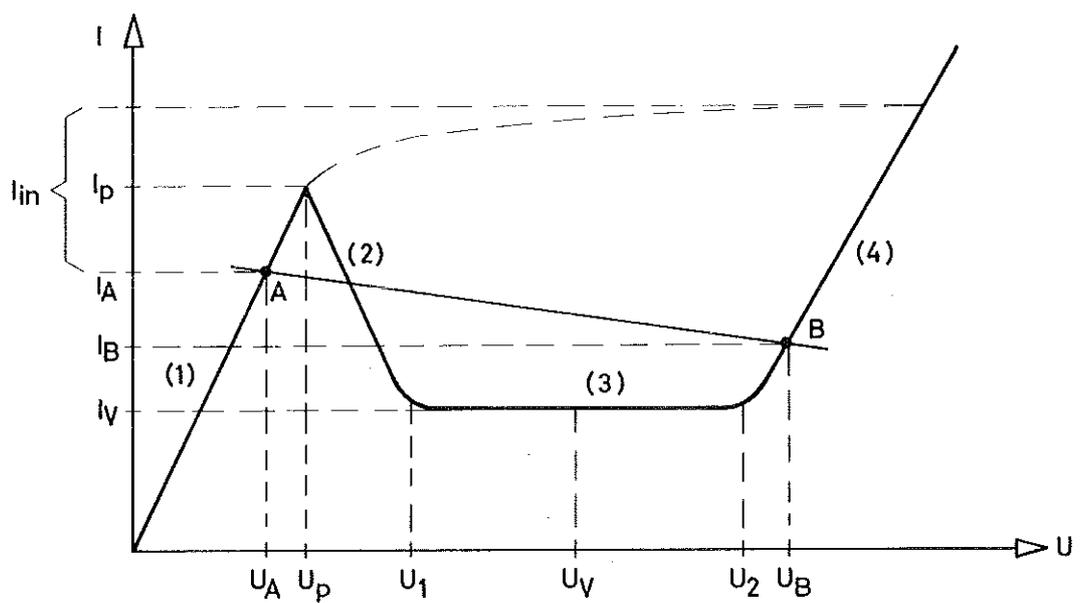


Bild 31

Arbeitspunkte in bistabiler Schaltung

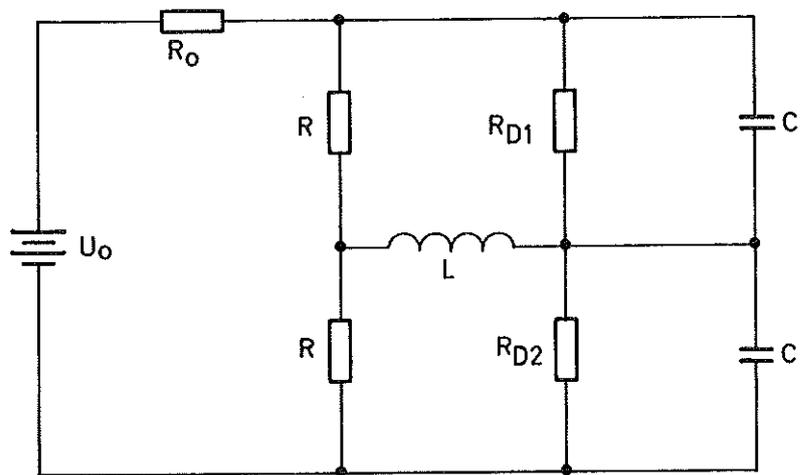


Bild 32

Ersatzschaltung des Flip - Flop

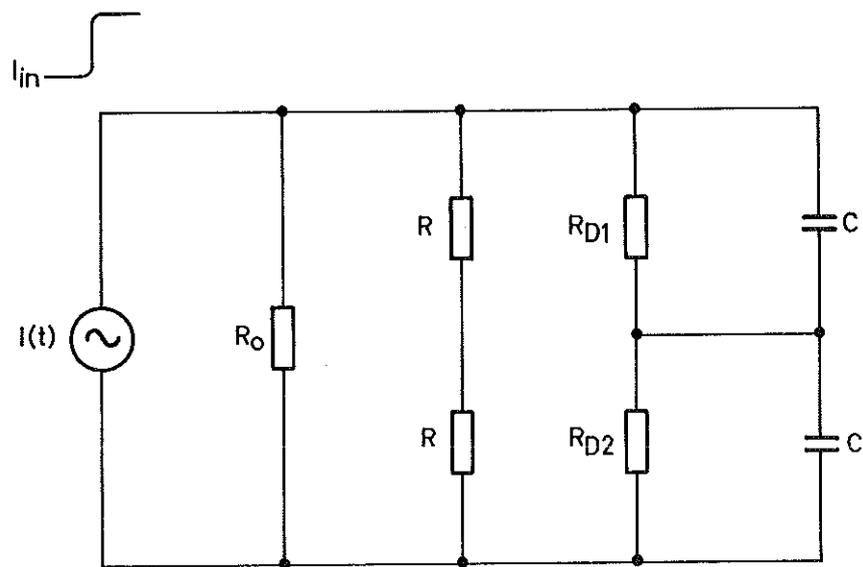


Bild 33

Ersatzbild des Flip - Flop beim Schalten

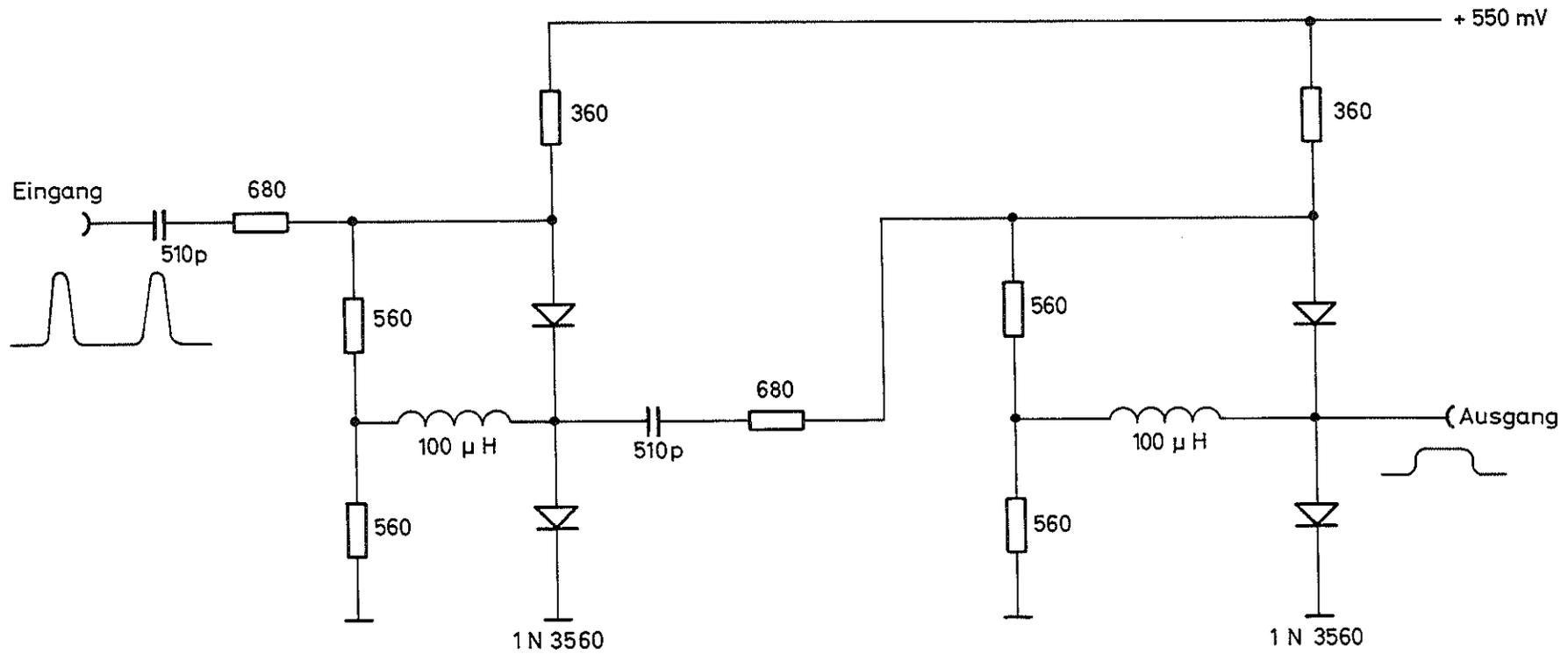


Bild 34

Flip - Flop - Schaltung für 1 MHz