

# Der Transistorschalter im analogen Rechenkreis

## *Transistor switches in analog computing circuits*

Elektron. Rechenanl. 8 (1966), H. 4, S. 186—191  
Manuskripteingang: 17. 5. 1966.

von E. D. GILLES  
und H. SCHUCHMANN  
Institut für Chemische Technologie  
der T. H. Darmstadt

*Zur Berechnung partieller Differentialgleichungen auf dem Analogrechner werden elektronische Schalter benötigt, um den Aufwand an analogen Rechenkomponenten herabzusetzen. Die hohen Anforderungen an diese Elemente werden am besten durch Transistorschalter erfüllt. Zur Realisierung kommen ausgesuchte Transistorpaare, integrierte Transistorchopper und Feldeffekttransistoren in Frage. In dieser Arbeit wird ein Transistorschalter beschrieben, der aus einem ausgesuchten Transistorpaar besteht.*

*To calculate partial differential equations by the analog computer electronic switches are needed in order to reduce the expense of analog components. Transistor switches satisfy the high demands on these elements in the best way. For realization matched transistorpairs, integrated transistorchoppers and field-effect-transistors come into question. In this paper a transistor switch is described, which consists of a matched transistorpair.*

Die Verwendung von Transistorschaltern als Zerhacker in analogen Rechenverstärkern und Time-Division-Multiplikatoren, als Modulatoren und Demodulatoren, als Phasengleichrichter usw. ist bekannt und bereits mehrmals beschrieben [2, 3, 4, 5]. Etwas ungewöhnlicher ist der Ge-

brauch von Transistorschaltern in analogen Rechenkreisen als genaue elektronische Schaltglieder. Besonders bei der Simulation von Systemen mit örtlich verteilten Parametern auf dem Analogrechner stellt der Transistorschalter ein geeignetes Bindeglied zwischen digitaler Steuerlogik und analogem Rechenkreis dar.

Systeme mit örtlich verteilten Parametern werden durch partielle Differentialgleichungen beschrieben. Zerlegt man die örtlichen Differentialquotienten in Differenzen, so entspricht dies physikalisch einer Unterteilung des Systems in einzelne Abschnitte, von denen jeder gewöhnlichen Differentialgleichungen genügt. Die zur Berechnung der einzelnen Abschnitte notwendigen analogen Rechenoperationen sind gleichartig und lassen sich daher in einer einzigen zentralen Recheneinheit durchführen. Jeder Abschnitt wird dann nur noch durch Integratoren repräsentiert, die nach geeigneter Zusammenschaltung mit der Recheneinheit sowohl die zeitliche Integration des betrachteten Abschnitts als auch die anschließende analoge Speicherung der Ergebnisse übernehmen. Um die zyklische Verbindung der Abschnitte mit der zentralen Recheneinheit schnell und mit hoher Genauigkeit zu gewährleisten, sind elektronische Schalter nötig, die ein Schalten auf Rechenverstärker und Integratoren zulassen.

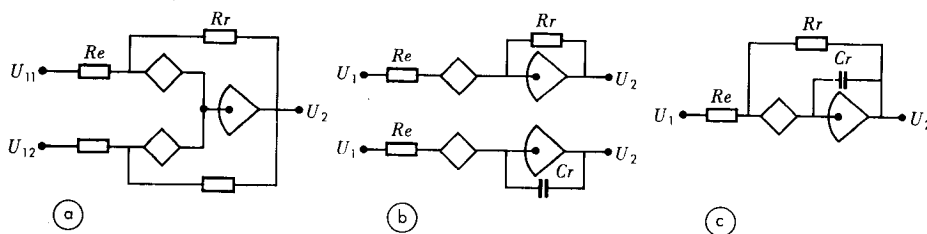


Bild 1. Anwendung von Diodenschaltern.

- a) Umschalter aus zwei Schaltelementen,  
 b) Ein-Aus-Schalter für Rechenverstärker und Integrator (großes  $R_e$ ),  
 c) Zwischenspeicher mit Diodenschalter (geringes  $R_e$ ).

Bisher wurde im analogen Rechenkreis in der Hauptsache der Diodenschalter verwendet. Dieser stellt ein fast ideales Schaltglied dar, wenn der Schaltstrom und die durchzuschaltende Spannung sehr klein sind. Um dies zu erreichen, legt man den Schalter zwischen Verstärkereingang und Summierpunkt von Eingangs- und Rückkopplungs-zweig. Bei dieser Anordnung läßt sich jedoch allein der Umschaltbetrieb realisieren, da, wie Bild 1a zeigt, stets ein Schalter geschlossen sein muß, um eine dauernde Rückkopplung des Verstärkers zu gewährleisten. Die selektive Schaltung von  $n$  Eingangssignalen auf einen Rechenverstärker erfordert neben  $n$  Diodenschaltern die gleiche Anzahl von Eingangs- und Rückkopplungswiderständen. Dies bedeutet einen erheblichen schaltungstechnischen und finanziellen Aufwand. Will man mit einem Diodenschalter eine einfache Ein-Aus-Schaltung schaffen, dann ist die Diodenbrücke vor den Summierpunkt zu legen (Bild 1b). Mit einem genügend großen Eingangswiderstand  $R_e$  läßt sich dann der statische Schaltfehler im Durchlaßzustand sehr klein halten, ein großes  $R_e$  hat jedoch für eine vorgegebene Integrationszeit  $T_I = R_e \cdot C_r$  beim Schalten auf Integratoren eine kleine Rückkopplungskapazität  $C_r$  zur Folge. Geringe Sperrströme  $I_{sp}$  bewirken daher wegen  $\Delta U_2 = I_{sp}/C_r \cdot \Delta t$  bereits bei einer kurzen Sperrperiode  $\Delta t$  unzulässig große Fehlerspannungen am Ausgang der Integratoren.

Somit stellt der Diodenschalter beim Umschalten zweier Signale ein nahezu ideales Schaltelement dar. Zum Aufbau analoger Zwischenspeicher ist er gleichfalls besonders gut geeignet (Bild 1c). Demgegenüber ist dieses Schaltelement für ein zyklisches Umschalten mehrerer Eingangsspannungen und zum Ein-Aus-Schalten von Integratoren, wie es speziell bei der Simulation von Systemen mit örtlich verteilten Parametern erforderlich ist, weniger günstig. Diese Schwierigkeiten können sehr gut durch den Transistorschalter behoben werden. Er erlaubt es, auch größere Spannungen und Ströme zu schalten, ohne daß unzulässige Fehler auftreten. Weiter gestattet er im Gegensatz zu der Diodenbrücke, die nur in Verbindung mit einem Verstärker einen befriedigenden Schaltbetrieb ermöglicht, ein verstärkerloses Arbeiten. Dadurch kann der Transistorschalter vielseitiger als der Diodenschalter eingesetzt werden. In Bild 2 ist im Prinzip gezeigt, wie er sich im selektiven Betrieb und als Steuerglied für Integratoren verwenden läßt.

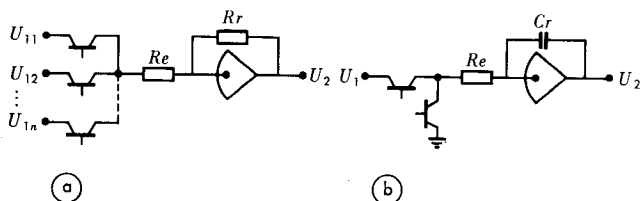


Bild 2. Einsatz von Transistorschaltern im analogen Rechenkreis.

- a) Umschalter für  $n$  Eingangsspannungen,  
 b) Ein-Aus-Schalten von einem Integrator.

## 2. Anforderungen an den Transistorschalter

Der Transistorschalter soll innerhalb der Grenzen  $-E_1 \leq U_1 \leq +E_1$  jedes beliebige Potential  $U_1$  schalten, wobei  $E_1$  durch die Maschineneinheit eines transistorisierten Analogrechners vorgegeben ist (z. B.  $E_1 = 10$  V). Man muß deshalb fordern, daß er die durch diesen Spannungsbereich gegebenen positiven und negativen Ströme durchläßt und sperrt.

Damit im Durchlaßzustand ein nahezu ideales Schalten erreicht wird, soll der Spannungsabfall über dem Durchlaßwiderstand des Schalters gering sein. Die damit erforderliche Begrenzung des durchzuschaltenden Stromes wird bereits durch den üblicherweise hohen Eingangswiderstand der nachgeschalteten analogen Rechenkomponente gewährleistet ( $R_e = 100$  k $\Omega$ ). Bei der Eingangsspannung  $U_1 = 0$  V soll die Restspannung des Schalters in der Größe von einigen  $\mu$ V liegen, um die Drift eines nachgestalteten Integrators nicht wesentlich zu erhöhen.

Im gesperrten Zustand wird der Schalter im ungünstigsten Fall durch eine Potentialdifferenz von  $2E_1$  beansprucht. Da im Umschaltbetrieb nie alle Schalter gleichzeitig sperren, sind die weiteren Anforderungen an den Sperrzustand weniger gering. Die Sperrströme können nämlich immer über den niedrigen Durchlaßwiderstand des gerade durchgeschalteten Transistorschalters abfließen.

In dynamischer Hinsicht soll der Schalter sowohl mit schnellen periodischen Pulsen als auch mit nichtperiodischen Signalen angesteuert werden können. Aus diesem Grund muß man ein zuverlässiges Arbeiten in einem weiten Frequenzbereich einschließlich  $f = 0$  verlangen. Um außerdem beim Umschaltbetrieb Überlappungen zwischen dem Sperr- und Durchlaßzustand verschiedener Schalter zu verhindern, müssen steile Umschaltflanken vorliegen, die vor allem beim Übergang in den Sperrzustand keine Verzögerung gegenüber dem Ansteuersignal besitzen.

## 3. Das Verhalten der Schalttransistoren

Um einen Transistorschalter mit den geforderten Eigenschaften entwickeln zu können, ist es angebracht, sich zunächst mit dem statischen und dynamischen Verhalten des Transistors vertraut zu machen, soweit es dessen Betrieb als Schalter betrifft. Für den stationären Zustand des Schalters ist der Sättigungs- und Sperrbereich des verwendeten Transistors maßgebend. Die Schaltdynamik wird durch die Abhängigkeiten der Transistorschaltzeiten von den Schalt- und Steuerströmen bestimmt.

Das Verhalten des Transistors im gesättigten Zustand ( $U_{EB}; U_{CB} > 0$ ) wird durch die in Bild 3 dargestellten Kennlinien vollständig beschrieben. Diese Kennlinien gelten für den inversen Betrieb des Transistors, bei dem die Rollen von Emitter und Kollektor gegenüber dem normalen Betrieb vertauscht sind. Der Basisstrom fließt nicht über den Emitter, sondern über den Kollektor. Bei diesem Betrieb ist die über dem durchgeschalteten Transistor abfallende Spannung  $U_{CE}$  wesentlich geringer als im Normalbetrieb. Man kann sich diesen Spannungsabfall  $U_{CE} =$

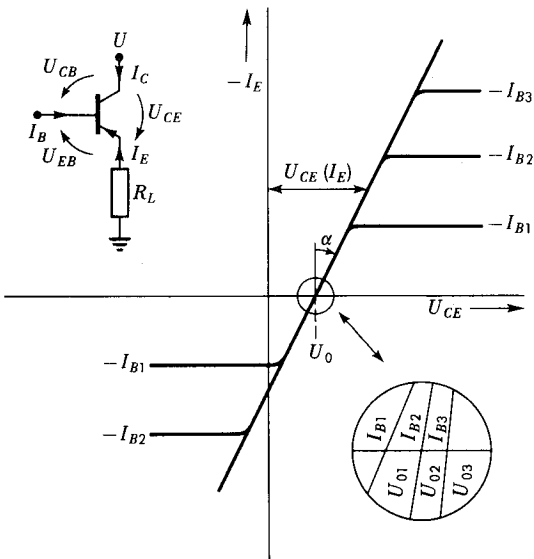


Bild 3. Prinzipieller Verlauf der Durchlaßkennlinien eines pnp-Transistors im inversen Betrieb.

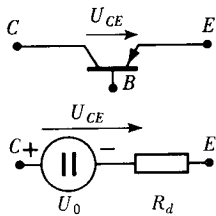


Bild 4. Ersatzbild für einen gesättigten pnp-Transistor bei inversem Betrieb.

$U_{CE}(I_E)$  längs der Sättigungskennlinie näherungsweise aus einer Restspannung  $U_0 = U_{CE}(0)$  und einem durch  $I_E$  hervorgerufenen Spannungsabfall an dem dynamischen Widerstand  $R_d = \tan \alpha = \left( \frac{\Delta U_{CE}}{\Delta I_E} \right) I_E; I_B$  zusammengesetzt denken.

Mit dieser Vorstellung kommt man leicht zu dem in Bild 4 dargestellten Ersatzbild des Transistors im gesättigten Zustand und bei inversem Betrieb. Die Restspannung  $U_0$  ist nicht konstant, sondern stark von dem Basisstrom abhängig. Aus Bild 5 ersieht man sehr deutlich, daß  $U_0$  über den Transferwiderstand  $R_t = \tan \beta = \left( \frac{\Delta U_0}{\Delta I_B} \right) I_B$  mit  $I_B$  verknüpft ist. Diese Eigenschaft läßt sich nutzbringend dazu verwenden, die Restspannung über den Basisstrom einzustellen, was für den Aufbau eines möglichst idealen Schalters im Bereich kleiner Eingangsspannungen  $U_1$  von großem Vorteil ist.

Aus den Kennlinien in Bild 3 kann man weiterhin erkennen, daß der Transistor wie ein mechanischer Schalter in beiden Richtungen Strom führen kann, sofern man einen gewissen Arbeitsbereich nicht überschreitet. Die Aussteuerungsgrenzen sind durch die Knickpunkte in den Kennlinien für  $I_B = \text{konst}$  gegeben. Dort befindet man sich nämlich an der Übersteuerungsgrenze zwischen aktivem und gesättigtem Bereich. Sie ist festgelegt durch die Gleichung

$$|I_E| \approx B_I(I_E) \cdot |I_B| \quad (1)$$

Hierin ist  $B_I$  die statische Stromverstärkung in Emitterschaltung bei inversem Betrieb.

Auch die Sperrung des Transistors ( $U_{EB}; U_{CB} < 0$ ) ist für Ströme in beiden Richtungen gewährleistet. Der Schaltung in Bild 3 kann man folgende Beziehung entnehmen:

$$U_{EB} = U_{CB} - U_{CE}. \quad (2)$$

Bei Sperrung gilt für die Steuerspannung  $U_{CB} < 0$ . Der Transistor befindet sich also immer dann im Sperrzustand, wenn

$$-U_{CE} < -U_{CB} \quad (3)$$

gilt.

Für das dynamische Verhalten eines elektronischen Schalters sind die Schaltzeiten des Transistors maßgebend, die in ihrer Abhängigkeit von den Strömen und den Transistoreigenschaften mit grober Näherung durch folgende Beziehungen beschrieben werden:

$$t_r = \tau_1' \cdot \ln \frac{m}{m-1} \quad \text{Anstiegszeit,} \quad (4)$$

$$t_s = \tau_s' \cdot \ln \frac{m+k}{k+1} \quad \text{Speicherzeit,} \quad (5)$$

$$t_f = \tau_1' \cdot \ln \frac{k+1}{k} \quad \text{Abfallzeit.} \quad (6)$$

Darin bedeuten

$$m = \frac{I_{Bx} \cdot B_I(I_{Ex})}{I_{Ex}} \quad \text{der Übersteuerungsfaktor} \quad (7)$$

und

$$k = \frac{I_{By} \cdot B_I(I_{Ex})}{I_{Ex}} \quad \text{der Abschaltfaktor,} \quad (8)$$

wobei der Durchlaßzustand durch den Index  $x$  und der Sperrzustand durch den Index  $y$  gekennzeichnet wird.  $\tau_1'$  ist die Emitterzeitkonstante und  $\tau_s'$  die Speicherzeitkonstante des Transistors bei inversem Betrieb.  $B_I$  ist im allgemeinen geringer als die Stromverstärkung  $B_N$  des normalen Betriebs. Damit ergeben sich im inversen Betrieb zwar ungünstigere Schaltzeiten; der Normalbetrieb wird jedoch den hohen Anforderungen an das statische Verhalten nicht gerecht.

#### 4. Transistorpaare

Die statische Genauigkeit des geschlossenen Schalters wird bei kleinen Strömen vor allem durch die Restspannung  $U_0$  sehr nachteilig beeinflusst. Verwendet man jedoch zwei in

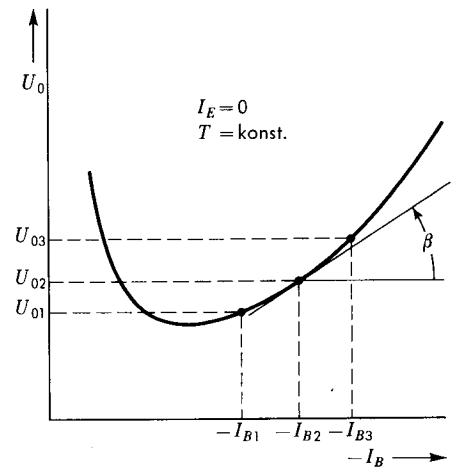


Bild 5.  $U_0 = U_0(I_B)$  beim inversen Transistorbetrieb.

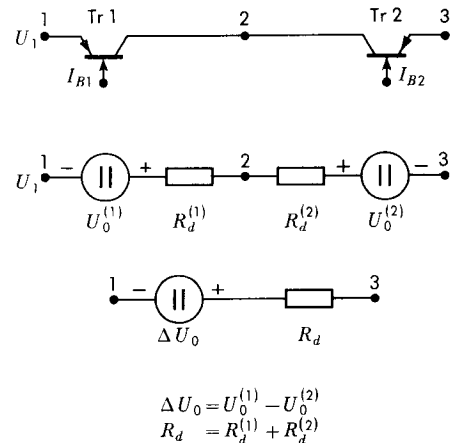


Bild 6. Transistorpaar mit Ersatzbild für den Durchlaß.

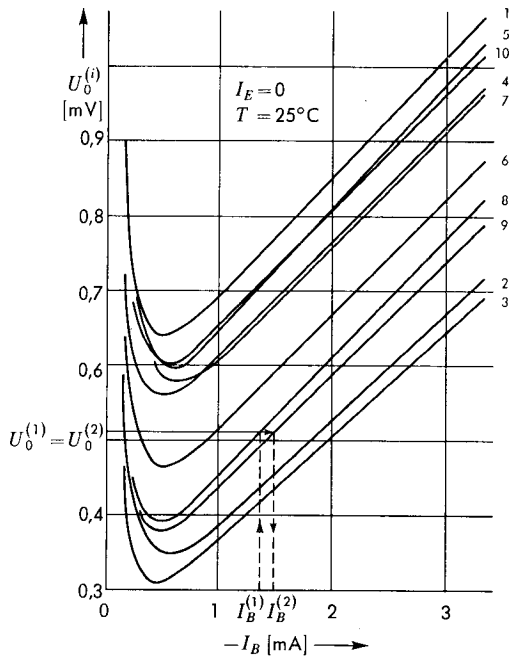


Bild 7. Kennlinien  $U_0^{(i)} = f(I_B)$  für verschiedene Transistoren ASY 27 im inversen Betrieb.

Serie geschaltete Transistoren (Bild 6), so subtrahieren sich deren Restspannungen  $U_0^{(1)}$  und  $U_0^{(2)}$ , so daß lediglich deren Differenz  $\Delta U_0 = U_0^{(1)} - U_0^{(2)}$  am Schalterausgang wirksam wird. Durch geeignete Einstellung der Basisströme eines ausgesuchten Transistorenpaares kann man erreichen, daß sich die beiden Restspannungen für sehr geringe Eingangsspannungen  $U_1$  vollständig kompensieren.

Die Auswahl des Transistorpaares kann mit Hilfe der für mehrere Exemplare gemessenen Beziehung  $U_0^{(i)} = f(I_B)$  erfolgen. Diese Kennlinien sind in Bild 7 für die pnp-Legierungstristoren ASY 27 angegeben. Man sieht, daß die Restspannungen  $U_0^{(1)}$  und  $U_0^{(2)}$  von zwei Exemplaren nur für ein ganz bestimmtes Verhältnis von  $I_B^{(1)}$  und  $I_B^{(2)}$  gleich sind, wenn man sich auf den ansteigenden Teil der Kennlinien beschränkt. Dieses Verhältnis ist bei konstanter Temperatur stark von dem ausgewählten Transistorpaar und dem vorgegebenen Basisstrom  $I_B^{(1)}$  abhängig. Im folgenden Abschnitt wird gezeigt, daß  $I_B^{(1)}$  durch die geforderten dynamischen Eigenschaften des Schalters festgelegt ist.

Die Temperaturabhängigkeit der Restspannung zeigt keine einheitliche Tendenz. Der Temperaturkoeffizient kann sowohl positive als auch negative Werte annehmen. Sein Betrag ist jedoch gering, so daß innerhalb der zu erwartenden Temperaturschwankungen die Fehlerschranken nicht überschritten werden.

Damit ergibt sich also, daß bei dem verwendeten Transistorpaar nur dann eine weitgehende Kompensation der beiden Restspannungen zu erreichen ist, wenn der Basisstrom beider Transistoren unabhängig von der Eingangsspannung  $U_1$  konstant bleibt. Dies läßt sich am besten dadurch erreichen, daß man den Sperr- und Durchlaßzustand des Schalters mit Hilfe einer erdfreien Spannungsquelle einstellt. Um inversen Betrieb der Transistoren zu gewährleisten, ist das Potential dieser Quelle auf die gemeinsame Kollektorspannung in Punkt 2 bezogen (Bild 8). Die Spannung  $U_{42}$  ist somit stets unabhängig von der durchzuschaltenden Spannung  $U_1$ . Verwendet man zur Realisierung der steuerbaren erdfreien Spannungsquelle  $Q$  einen Impulstransformator (Bild 9a), dann kann dieser nur in Verbindung mit einem astabilen Multivibrator eingesetzt werden, um den geforderten Frequenzbereich des Schalters einschließlich  $f = 0$  zu ermöglichen. Der Multivibrator zerhackt das Steuersignal konstanter Amplitude mit einer

hohen Frequenz ( $f_z > 1$  MHz). Auf der Sekundärseite des Impulstransformators wird der Steuertakt gleichgerichtet. Die gewünschte erdfreie Spannungsquelle steht damit für die Erzeugung der Basisströme zur Verfügung.

Auch mit einem Flipflop (Bild 9b) läßt sich leicht eine steuerbare erdfreie Spannungsquelle aufbauen und damit ein Schalter für den gewünschten Frequenzbereich realisieren. Vorteilhaft ist, daß man bei dieser Schaltung sehr konstante Basisströme erhalten kann. Dieses Verfahren erschien daher günstiger für den Aufbau des Schalters.

## 5. Der Transistorschalter mit Ansteuerflipflop

In Bild 10 ist der aus einem ausgesuchten Transistorpaar, einem erdfreien Steuerflipflop und dessen Stromversorgung bestehende elektronische Schalter gezeichnet. Das System besitzt zwei statisch stabile Zustände. Je nach Schaltzustand sorgt das Flipflop für eine positive ( $+\Delta\varphi_1$ ) oder eine negative ( $-\Delta\varphi_2$ ) Potentialdifferenz zwischen den Punkten 2 und 4.

Im durchgeschalteten Zustand haben die Punkte 1, 2 und 3 etwa gleiches Potential, und in Punkt 4 herrscht die Spannung  $U_{4x} = U_{2x} - \Delta\varphi_2$ . Die Potentialdifferenz  $\Delta\varphi_2$  bewirkt, daß über die Zweige mit den Dioden  $D_2$  und  $D_3$  die Basisströme  $I_{Bx}^{(1)}$  und  $I_{Bx}^{(2)}$  fließen. Um möglichst konstante  $I_{Bx}$  zu erhalten, wird  $\Delta\varphi_2$  mit Hilfe einer Zenerdiode stabilisiert.

Im Sperrzustand wird das Flipflop, sieht man einmal von dem kurzen Umschaltvorgang ab, nur durch die sehr kleinen Sperrströme belastet. Die Potentiale in den Punkten 4 sowie  $B_1$  und  $B_2$  sind dann ungefähr gleich ( $U_{4y} \approx U_{B1y} \approx U_{B2y}$ ), und ihre Höhe richtet sich nach den Spannungen  $U_1$  und  $U_3$ . Damit nämlich beide Exemplare des Transistorpaares gesperrt sind, muß  $U_{4y}$  größer oder mindestens etwa gleich  $\text{Max}(U_1, U_3)$ , dem jeweiligen größten Wert von

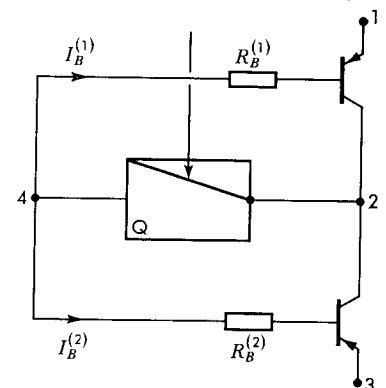


Bild 8. Prinzipschaltbild eines Transistorschalters mit erdfreier Ansteuerung.

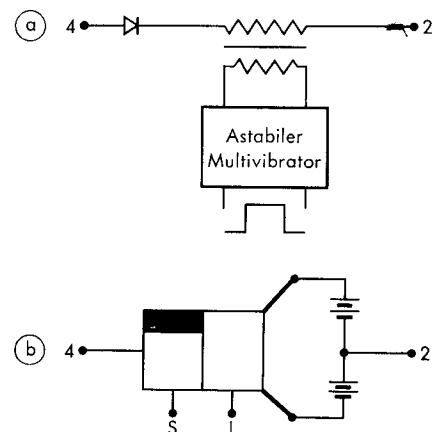


Bild 9. Realisierung der steuerbaren erdfreien Spannungsquelle  $Q$ . a) mit Impulstransformator, b) mit Flipflop.

$U_1$  und  $U_3$ , sein. Können  $U_1$  und  $U_3$  alle Werte zwischen  $-10\text{ V}$  und  $+10\text{ V}$  annehmen, so werden die beiden Schaltertransistoren maximal mit einer Basis-Emitter-Spannung von  $20\text{ V}$  beansprucht. Diese Tatsache erfordert die Verwendung von Ge-Legierungstransistoren, die bei hohen zulässigen Basis-Emitter-Sperrspannungen auch noch eine genügend große Grenzfrequenz besitzen. Da im Sperrzustand die Beziehung  $U_{4y} = U_{2y} + \Delta\varphi_1$  gilt, wird sich  $U_{2y}$  näherungsweise auf den Wert  $U_{2y} = \text{Max}(U_1, U_3) - \Delta\varphi_1$  einstellen.

Der Umschaltvorgang zwischen den beiden stabilen Zuständen wird durch negative Flanken an den Eingängen S und L ausgelöst. Die Flanken bewirken einen negativen Ladungsstoß. Dieser bringt den gerade angesteuerten Transistor in den Sperrzustand, wenn er vorher durchgeschaltet war. Der Ladungsstoß ist in seiner Größe außer von der Amplitude des Steuersignals auch von der Steilheit seiner Flanke sowie dem Wert der Triggerkondensatoren  $C_T$  abhängig. Neben diesen Triggerkondensatoren stellt die Kapazität der Sekundärwicklung des Trafos gegenüber dem geerdeten Schirm eine weitere kapazitive Verbindung des Schalters zur Erde dar. Da während eines Umschaltvorgangs das Potential des Punktes 2 unter Umständen eine große Spannungsdifferenz  $\Delta U_2 = U_{2y} - U_{2x}$  (maximal  $\Delta U_2 = 20\text{ V} - \Delta\varphi_1$ ) in kurzer Zeit durchläuft, haben diese Verbindungen kapazitive Entladeströme zur Folge. Sie belasten die durchzuschaltende Eingangsspannung  $U_1$  und fließen über den Eingangstransistor Tr 1 in das Schaltersystem hinein und über die kapazitiven Verbindungen wieder nach außen ab. Für Tr 1 bilden diese Ströme einen zusätzlichen Schaltstrom; der Ausgangstransistor Tr 2 wird dagegen nicht belastet. Setzen wir voraus, daß bei guter Auswahl des Transistorpaares nahezu gleiche Basisströme  $I_{Bx^{(1)}}$  und  $I_{Bx^{(2)}}$  vorliegen, so wird durch diese kapazitiven Entladeströme die Einschaltflanke von Tr 1 gegenüber der von Tr 2 verschlechtert. Die experimentellen Untersuchungen haben bestätigt, daß bei zeitgleicher Ansteuerung der beiden Schaltertransistoren das dynamische Verhalten des Schalters im wesentlichen durch den Transistor Tr 1 bestimmt wird (siehe Abschnitt 4).

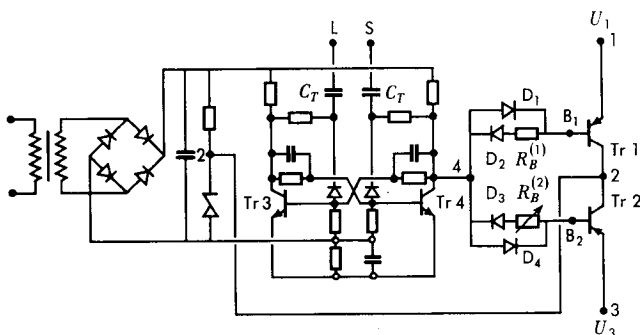


Bild 10. Transistorschalter.

Um einerseits die Schaltzeiten klein zu halten und zum anderen keine zu strengen Bedingungen an den Innenwiderstand und die Belastbarkeit der durchzuschaltenden Spannungsquellen stellen zu müssen, ist der zusätzliche kapazitive Schaltstrom über den Eingangstransistor Tr 1 soweit wie möglich zu verringern. Das läßt sich durch Verkleinerung der störenden Kapazitäten erreichen. In bezug auf die normalerweise recht große Wickelkapazität gewöhnlicher Transformatoren bedeutet dies die Verwendung von Spezialtrafos. Im Hinblick auf geringe Größe der Triggerkondensatoren muß man fordern, daß ein kleiner Ladungsstoß bereits zum Sperren der Transistoren Tr 3 und Tr 4 ausreicht. Man verwendet daher in dem Flipflop zweckmäßig sehr schnelle Transistoren, deren Speicherzeitkonstante  $\tau_S$  klein ist. Weiter ist auf einen niedrigen Übersteuerungsfaktor dieser Transistoren zu achten.

Schnelle Transistoren im Flipflop sind aus einem weiteren Grund unbedingt notwendig. Man muß verhindern, daß

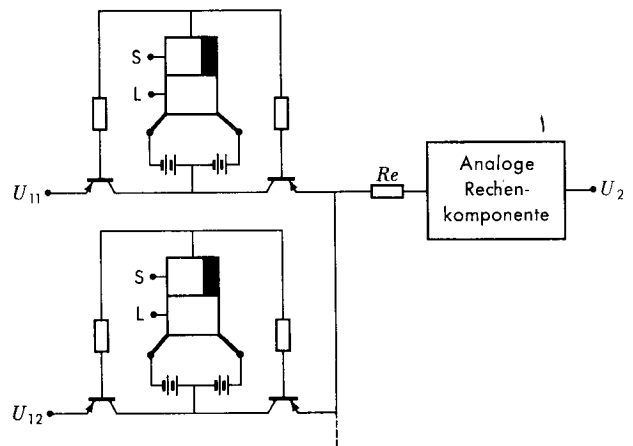


Bild 11. Transistorschalter im selektiven Betrieb.

der unerwünschte Entladestrom über die Triggerkondensatoren den bereits begonnenen Umschaltvorgang wieder rückgängig macht. Das läßt sich nur dann erreichen, wenn der gerade angesteuerte Transistor des Flipflops bereits im Sperrzustand ist, bevor sich die Potentialänderung auf Grund des Umschaltens des Transistorpaares bemerkbar macht.

Überlappungen zweier Transistorschalter während des Umschalt Augenblicks (siehe Bild 11) können zu unzulässigen Belastungen der Spannungsquellen und der Schaltertransistoren führen. Um diesen ungünstigen Einfluß zu beseitigen, ist die Speicher- und Abfallzeit möglichst klein zu halten. Aus diesem Grund wurden die Dioden  $D_1$  und  $D_4$  (Bild 10) eingeführt, über die beim Übergang in den Sperrzustand ein großer Abschaltbasisstrom  $I_{By}$  fließt. Er sorgt dafür, daß die Speicherzeit fast verschwindet und die Abfallzeit die Größe der Anstiegszeit erreicht. Dadurch ist ein einwandfreier Betrieb der Transistorschalter gewährleistet.

## 6. Zusammenfassung

In der vorliegenden Arbeit wird ein zur Verwendung in analogen Rechenkreisen geeigneter Transistorschalter beschrieben. Er arbeitet verstärkerlos und läßt sich als Schalter auf beliebige analoge Rechenkomponenten einsetzen. Bei der Simulation von Systemen mit örtlich verteilten Parametern ist der Transistorschalter daher besonders vorteilhaft und dem Diodeschalter überlegen.

Die hohen Anforderungen an die Genauigkeit eines solchen Schalters ergeben sich durch dessen Verwendung im analogen Rechenkreis. Die Eigenschaften der zur Realisierung des Schalters benötigten Transistoren werden dargelegt. Davon ausgehend zeigt sich die Notwendigkeit, zwei in Serie liegende Transistoren als Schaltelement zu benutzen. Das führt zu dem Transistorschalter aus einem ausgesuchten Transistorpaar mit erdfreier Spannungsquelle, die über ein Flipflop zu steuern ist.

Die Anforderungen im Sperrzustand sind weniger extrem, da beim stets vorgesehenen Umschaltbetrieb der Sperrstrom immer über ein geschlossenes Schaltelement abgeleitet wird. Man muß jedoch darauf achten, daß die zulässigen Sperrspannungen der Schaltertransistoren über den maximal auftretenden Betriebsspannungen liegen.

Es wird gezeigt, daß der Schalter im Durchlaßzustand durch die Reihenschaltung einer Spannungsquelle  $\Delta U_0$  und eines Durchlaßwiderstandes  $R_d$  nachgebildet werden kann. Für die hier eingesetzten pnp-Legierungstransistoren ASY 27 ergibt sich eine Restspannung  $\Delta U_0$  von etwa  $10\ \mu\text{V}$ . Der Durchlaßwiderstand  $R_d$  beträgt  $(10 \dots 20)\ \Omega$ . Diese Werte verursachen demnach einen auf den jeweiligen Wert der geschalteten Spannung bezogenen relativen Fehler von etwa  $(1 \dots 2) \cdot 10^{-4}$ .

Beim Umschaltvorgang ist die Verzögerungszeit des Schalters zu vernachlässigen; seine Flankensteilheit beträgt  $1 \mu\text{s}$ . Die charakteristischen Größen des Schalters, wie relativer Fehler, Restspannung, zulässige Sperrspannung, Flankensteilheit, sind abhängig vom verwendeten Transistortyp. Das Verhalten des Schalters könnte daher grundsätzlich durch Verwendung günstigerer Transistoren verbessert werden.

Andere Möglichkeiten zur Realisierung von genauen Transistorschaltern bieten sich durch den Einsatz von zwei in einem einzigen Halbleiterkristall integrierten Transistoren (sog. Transistorchoppem) und von Feldeffekttransistoren an (siehe Tabelle).

Transistorschalter aufgebaut aus	Restspannung $U_o$	Durchlaßwiderstand $R_d$
ausgesuchten Transistorpaaren	$10 \mu\text{V}^*$	$10 \dots 20 \Omega$
integrierten Choppem	$50 \mu\text{V}$	$10 \dots 100 \Omega$
Feldeffekttransistoren	$10 \mu\text{V}$	$30 \Omega$

\* nach Abgleich des des Transistorpaares.

Eine echte Verbesserung verspricht jedoch die Verwendung von Feldeffekttransistoren zu bringen, die im Durchlaß-

zustand nur eine sehr geringe Restspannung von  $U_o \leq 10 \mu\text{V}$  bei vernünftigen Durchlaßwiderstand von  $R_d \approx 30 \Omega$  besitzen. Mit weiterem Fortschritt in der Technologie von Feldeffekttransistoren werden sich diese Werte bestimmt noch verringern lassen. Transistorschalter aus Feldeffekttransistoren stellen dann ein nahezu ideales analoges Schaltelement dar.

#### Literatur

- [1] Ebers, J. J., Moll, J. L., Large-signal behaviour of junction transistors. Proc. IRE 42 (Dez. 1954).
- [2] Bright, R. L., Junction transistors used as switches. Trans. AIEE 74, Commun. and Electronics (März 1955).
- [3] Meyer-Brötz, G., Eigenschaften und Anwendungen von Flächentransistoren als Schalter. Telefunkenzeitung 33 (Juni 1960).
- [4] Schneider, W., Der Transistor als genauer elektronischer Schalter. Nachrichtentech. Fachber. 18 (1960).
- [5] VALVO, Technische Informationen für die Industrie 21 (Juli 1962).
- [6] EAI-Report Nr. 003 (Sept./Okt. 1965).
- [7] Mark Shipley, Analog switching circuits use fieldeffect devices. Electronics 37 (28. Dez. 1964).