

Die Erzeugung sehr kurzer Nadelimpulse

Autor(en): **Louis, H.P.**

Objektyp: **Article**

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

Band (Jahr): **51 (1960)**

Heft 20

PDF erstellt am: **12.07.2024**

Persistenter Link: <https://doi.org/10.5169/seals-917077>

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.

kann sowohl durch Einfügung des Verstärkers bei der Antenne, wie auch als Empfängervorstufe geschehen. Selbstverständlich hat ein höherer Verstärkungsfaktor des parametrischen Verstärkers ein besseres Auflösungsvermögen zur Folge. Bedenkt man aber, dass Schwankungen bei den verschiedenen Einflussgrößen einen erheblichen Fehler beim Messresultat bewirken können, so muss man im Einzelfall untersuchen, ob solche Schwankungen in einem Ausmass auftreten können, dass ein hohes Auflösungsvermögen illusorisch ist. Bei Verwendung eines parametrischen Verstärkers unmittelbar bei der Antenne bietet der Fall 5, wo für $T_A = 10^\circ\text{K}$, $T_A' = T_K$ gemacht wird, gewisse Vorteile,

indem dabei der Einfluss von Schwankungen einer Reihe von Einflussgrößen, insbesondere beim Empfänger, wegfällt oder doch klein wird. Der Leistungsverstärkungsfaktor des parametrischen Verstärkers braucht dazu übrigens nicht besonders gross zu sein. Die Verbesserung des Auflösungsvermögens ist dementsprechend natürlich auch nicht gross. Will man das Auflösungsvermögen weiter verbessern, so erscheint als Ideallösung die Verwendung eines zweiten parametrischen Verstärkers als Vorstufe beim Empfänger.

Adressen der Autoren:

Prof. Dr. W. Druetz, Büelweg 5, Winterthur (ZH), und H. Rickenbach, Standard Telephon und Radio AG, Seestrasse 395, Zürich 2/38.

Die Erzeugung sehr kurzer Nadelimpulse

Von H. P. Louis, Zürich

621.373.43

Einleitung

Nadelimpulse von einer zeitlichen Dauer von etwa 1 ns (10^{-9} s) und kürzer werden vielfach zur Untersuchung des Hochfrequenzverhaltens schneller Bauelemente wie Dioden, Transistoren und Photoelektronenvervielfacher verwendet. Eine zweite wichtige Anwendung dieser Impulse stellt die Messtechnik der Abtastoszillographen dar, mit deren Hilfe man ganz allgemein schnelle Umschaltvorgänge untersuchen kann [1; 2]¹⁾. Neuerdings ergeben sich ausgedehnte Anwendungsmöglichkeiten bei der Entwicklung schneller magnetischer Speicher und logischer Elemente für den Bau digitaler Rechenmaschinen.

Probleme der Impulserzeugung

Die Erzielung kurzer Impulse setzt die Erreichung einer genügend grossen Flankensteilheit voraus [3]. Soll beispielsweise ein Impuls von 1 ns Fussbreite eine Amplitude von 25 V erreichen, dann beträgt die minimale Flankensteilheit 50 V/ns. Mit dieser Geschwindigkeit müssen zunächst die schädlichen Leitungskapazitäten aufgeladen werden, wozu 50 mA/pF erforderlich sind. Beispielsweise muss eine Röhre mit einer Anodenkapazität von $C = 10$ pF einen Spitzenstrom von $I_{max} = 500$ mA aufbringen können. Im Gegensatz zur Breitbandverstärkung ist für eine leistungsfähige Röhrenschaltung nicht ein hohes Verhältnis S/C notwendig (S Steilheit), sondern ein hohes Verhältnis I_{max}/C . Damit der verfügbare Strom die Lastkapazitäten auch schnell genug aufladen kann, müssen in der Regel, von Filterkoppelungen [3] abgesehen, die Streuinduktivitäten vernachlässigbar klein sein.

Streukapazitäten und -induktivitäten werden in homogenen Wellenleitern weitgehend vermieden, doch muss man die Notwendigkeit reflexionsfreier Leitungsanpassung dafür in Kauf nehmen. Da sich Wellen in Luftleitern bekanntlich mit der Lichtgeschwindigkeit von 30 cm/ns fortpflanzen, darf eine offene Wellenleiterabzweigung von 3 cm Länge nicht mehr als offenes Klemmenpaar betrachtet werden, sondern als Reflexion, die nach der doppelten Laufzeit, also nach 0,2 ns, auf die Hauptleitung zurückwirkt.

¹⁾ Siehe Literatur am Schluss des Aufsatzes.

Wellenleiter dienen nicht nur der Fortpflanzung der Impulse, sondern auch der nachträglichen Formgebung. Laufzeitverzerrungen und Dämpfungsverzerrungen bestimmen die Grenzen ihrer Anwendung und erfordern gegebenenfalls die Benützung von dicken Koaxialkabeln mit Luftisolation. Bandleitungen besitzen gewöhnlich Impedanzen von nur einigen Ohm und erschweren dadurch die Anpassung an Röhren oder Transistoren. Sie gewinnen jedoch durch die Herstellung niederohmiger Halbleiterbauelemente, beispielsweise Tunnelioden, an Interesse.

Länge, Amplitude und Polarität eines Impulses können nachträglich in einem Netzwerk umgeformt werden; dagegen ist die Pulsrepetitionsfrequenz durch die Einschwingzeit und thermische Belastung der Generators allein gegeben. Bei periodischen Impulsen lässt sich eine höhere Wiederholungsfrequenz erreichen als bei einzeln ausgelösten Impulsen, die unter Umständen noch hohe Anforderungen an die zeitliche Konstanz der Auslöseverzögerung stellen.

Impulsgeneratoren

Der koaxiale mechanische Schalter mit quecksilberbenetzten, prellfreien Kontakten nach Fig. 1 ist ein billiger, vielseitiger und zuverlässiger Generator für positive und negative Impulse für Amplituden von einigen mV bis zu mehr als 500 V. Die Anstiegszeit von weniger als 0,1 ns wird von keiner anderen Anordnung erreicht. Die Impulslänge kann nach Fig. 2 in einfacher Weise durch die Länge l des Ladekabels zwischen etwa 0,2 ns und vielen hundert Nanosekunden verändert werden. Man erhält die in Fig. 2b gezeigten Impulsformen durch Fehlanpassung der Lastimpedanz Z an das Ladekabel Z_0 , durch eine zusätzliche Entladekapazität C oder durch Verzweigung eines Impulses und Wiedervereinigung nach unterschiedlicher Laufzeit.

Der mechanische Schalter gestattet nur eine maximale Wiederholungsfrequenz von einigen hundert Hertz und weist erhebliche zeitliche Schwankungen bei der Impulsauslösung auf, so dass seine Synchronisation unmöglich ist.

Röhren und Transistoren haben den Vorteil, dass sie mit zeitlichen Schwankungen von weniger als 0,1 ns angesteuert werden können. Es wurden Wiederholungsfrequen-

zen von über 100 MHz für periodische Impulse und von über 100 kHz für einzeln ausgelöste Impulse erreicht.

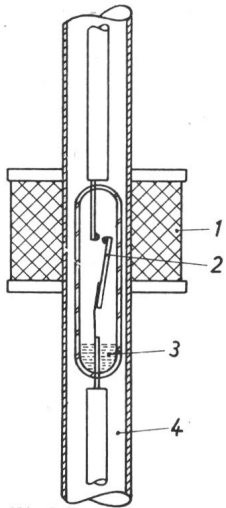


Fig. 1
Koaxialer Quecksilberschalter
1 Treibspule 50...200 Hz; 2 quecksilberbenetzter prellfreier Kontakt; 3 Quecksilbervorrat; 4 Koaxialkabel

Bei Einzelauslösung wird der Spannungsanstieg dU/dt an der Anodenkapazität C einer Röhre mit dem Anodenstrom I durch die Beziehung

$$\frac{dU}{dt} = \frac{I}{C}$$

beschrieben. Mit den charakteristischen Werten $C = 10$ pF und $I = 2$ A für Leistungspentoden vom Typ EL86 erhält man Flankensteilheiten von $dU/dt = 200$ V/ns. Eine Röhre

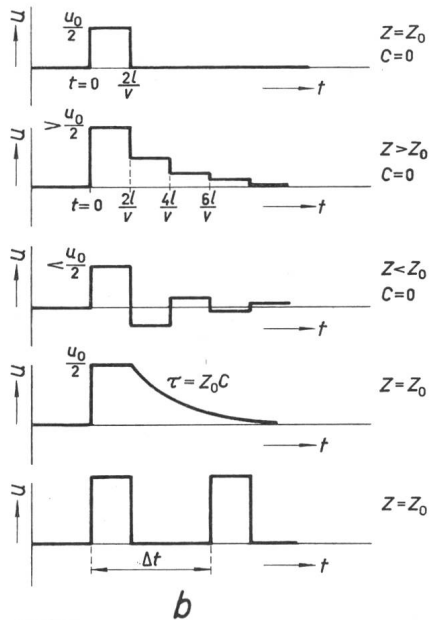
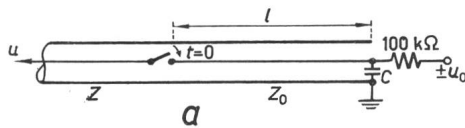


Fig. 2
Impulserzeugung durch Kabelentladung
a Anordnung des Entladekabels; b Impulsformen

u Impulsspannung; u_0 Ladespannung; t Zeit; Δt Laufzeitdifferenz; l Länge des Entladekabels; v Wellengeschwindigkeit im Leiter; Z Kabelimpedanz; C Entladekondensator; τ Abklingzeitkonstante

liefert diesen hohen Strom aber nur bei starker Übersteuerung, die zweckmässig in einer Schaltung nach Fig. 3 erreicht wird [3]. Die Schalt- und Röhrenkapazitäten sollen

dabei transformatorisch angepasst werden. Durch geeignete Vorspannung an der folgenden Röhre wird der langsame Impulsanlauf abgeschnitten.

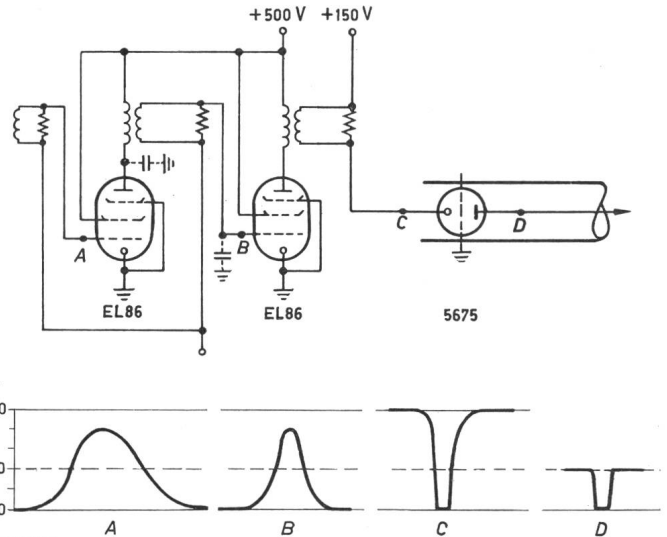


Fig. 3
Transformatorisch gekoppelter übersteuerter Impulsgenerator
A, B, C, D Impulsverläufe an den entsprechenden, in der Schaltung gekennzeichneten Messpunkten

Sekundäremissionspentoden vom Typ EFP60 weisen eine hohe Steilheit auf und können demzufolge mit kleineren oder langsameren Gitterimpulsen angesteuert werden. Jedoch zeigt die Pralldynode bei etwa 500 mA Sättigungserscheinungen und trägt zu einer weiteren Stromerhöhung nicht mehr wesentlich bei. Die Hauptinduktivität der Übertrager bestimmt vor allem die Impulslänge und den Impulsabfall, der in jedem Fall wesentlich langsamer als der Anstieg ist.

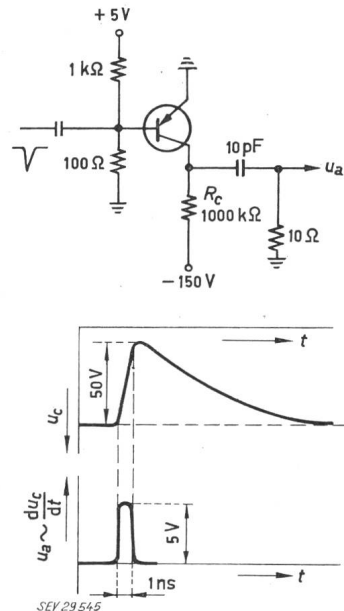


Fig. 4
Spannungsdurchbruch bei einem Flächentransistor
 R_c Kollektorwiderstand;
 u_a Spannung am Ausgang;
 u_c Spannung am Kollektor;
 t Zeit

Fig. 4 zeigt eine gebräuchliche Transistorschaltung, welche den Lawinendurchbruch am Kollektor eines Flächentransistors ausnützt. Bei gesperrter Emitterschleife wird durch den Kollektorwiderstand R_c ein Strom von etwa 1 mA erzwungen, so dass die Kollektorspannung nahezu die Durchbruchspannung erreicht. Sobald ein Auslöseimpuls die

Basisstrecke öffnet, bricht der Kollektor infolge Ladungsspeicherung bis auf das Emittierpotential zusammen [4].

Die bei Einzelimpulsauslösung erwähnten Einschwingvorgänge an den Röhren- und Schaltkapazitäten können für den Fall periodischer Impulse vermieden werden. Dadurch lassen sich höhere Wiederholungsfrequenzen, kür-

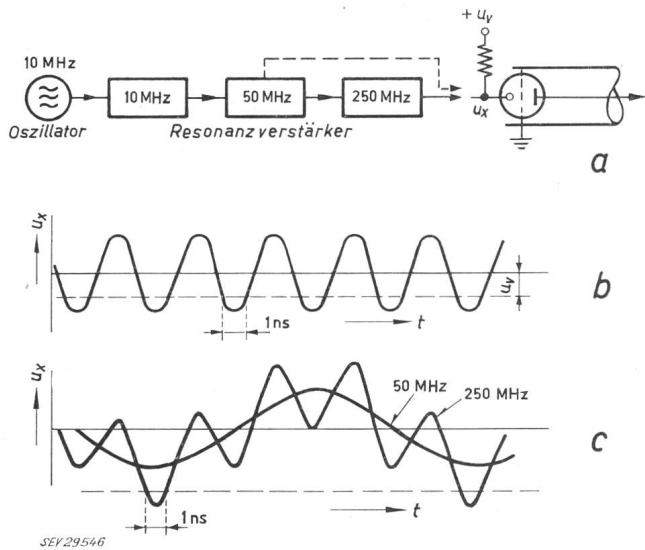


Fig. 5

Pulsgenerator mit harmonischer Vervielfachung und Resonanzverstärkung

a Blockschema; b Steuerspannung für 250 MHz Pulswiederholungsfrequenz; c Steuerspannung für 50 MHz Pulswiederholungsfrequenz u_x sinusförmige Steuerspannung; u_v Vorspannung; t Zeit

zere Impulslängen und steile Abfallflanken erzielen. In Fig. 5 wird beispielsweise eine in den Bell Laboratorien benützte Methode [6] für die Erzeugung von 1-ns-Impulsen mit 250 MHz bzw. 50 MHz Wiederholungsfrequenz schematisch dargestellt. Das Ausgangssignal eines Oszillators wird in abgestimmten Resonanzverstärkern verstärkt und seine Frequenz durch harmonische Vervielfachung bis auf 250 MHz erhöht. Die Röhrenkapazitäten werden durch die Resonanzkreise, Topfkreise oder Resonanzleitungen, kompensiert. Das 250-MHz-Signal steuert eine gesperrte Röhre aus, mit deren Vorspannung U_v ein Stromflusswinkel von 1 ns eingestellt wird. Um die Wiederholungsfrequenz auf 50 MHz zu erniedrigen, überlagert man die 250-MHz-Oberwelle mit der 50-MHz-Grundwelle derart, dass nur jede fünfte negative Halbwellen die Vorspannung U_v übersteigt und einen Impuls auslöst.

Die impulsmäßig betriebene letzte Röhre ist meistens eine UHF-Scheibentriode oder Bleistiftöhre, vorzugsweise in Gitterbasisschaltung, um die erforderliche Breitbandigkeit zu gewährleisten. Von der Anode kann man den Impuls über einen Wellenleiter abnehmen (Fig. 5).

Wenn die Wiederholungsfrequenz periodischer Impulse verändert werden muss, wird man mit Vorteil ein regeneratives Impulssystem nach Fig. 6 benützen [5]. Ein Teil der Impulsenergie wird von der Anodenleitung abgezweigt und verzögert dem Gitter wieder zugeführt, wo ein neuer Impuls ausgelöst wird. Die Länge der Verzögerungsleitung bestimmt die Wiederholungsfrequenz und lässt sich leicht verändern. Ein zusätzliches Korrektornetzwerk, dessen

Funktionen teilweise von der Röhre selbst übernommen werden können, begrenzt die Impulsamplitude, sperrt alle Störungen unterhalb eines Schwellwertes und regeneriert die Impulslänge durch ein Hochpassfilter.

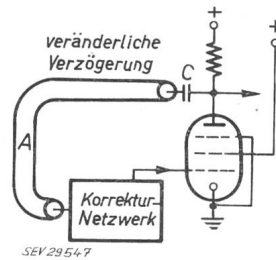


Fig. 6
Regenerativer Pulsgenerator
C Koppelkondensator; A Koaxialkabel als Verzögerungsleitung

Nachträgliche Impulsformung

In Fig. 3 wird eine Triode in Gitterbasisschaltung als Amplitudendiskriminator benützt, um den unerwünschten langsamen Anlauf eines Impulses zu unterdrücken und dadurch die Länge des übertragenen Impulses zu verkleinern. Dem gleichen Zweck, allerdings bei niedrigeren Spannungen, dienen vorgespannte Mikrowelldioden im Längszug eines Wellenleiters (Fig. 7). Sie werden vorwiegend im Anschluss an Differenznetzwerke verwendet, um störende Nachimpulse zu unterdrücken, sowie zur Begrenzung der

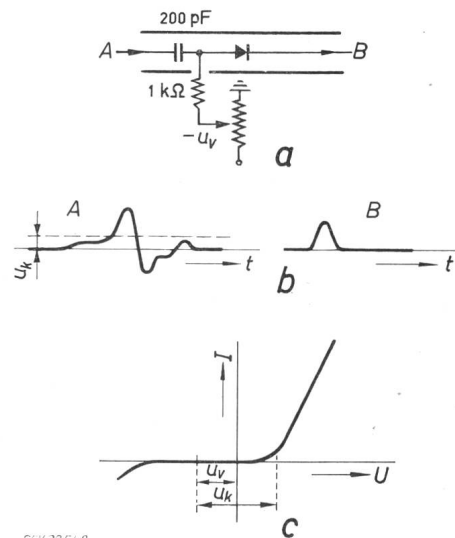


Fig. 7

Amplitudendiskriminierung mit Mikrowelldioden

a Schaltungsbeispiel; b Impulsverlauf vor (A) und nach (B) der Amplitudendiskriminierung; c Diodenkennlinie u_v äussere Vorspannung; u_k Diodenknicke-spannung

Impulslänge bei glockenförmigen Impulsen. Der Koppelkondensator soll so gross sein, dass er nicht differenziert. Der endliche Durchlasswiderstand der Diode dämpft den Nutzimpuls in unerwünschter Weise. Germaniumdioden haben allgemein einen kleineren Widerstand als Siliziumdioden und sind darum für diese Anwendung vorzuziehen. Nach bisher veröffentlichten Angaben über Gallium-Arsenid-Dioden ist zu erwarten, dass diese trotz ihrer hohen Sperrspannung von etwa 10 V einen noch günstigeren Durchlasswiderstand besitzen [7].

Dioden für Lawinendurchbruch und Tunnelioden haben im Augenblick ihres Durchbruches einen negativen Widerstand, durch den eine Impulsversteigerung möglich wird. Beide Schaltelemente besitzen Schaltzeiten von weniger als 0,1 ns und eignen sich darum vorzüglich für Kurzzeitimpulse, doch liegen nur wenige Erfahrungen über ihr Verhalten in Schaltungen vor.

Lineare Netzwerke, bestehend aus Leitungen, Reflexionsstellen, Dämpfungsgliedern und Kondensatoren, haben vor nichtlinearen Elementen den Vorteil, dass ihre impulsformenden Eigenschaften amplitudenunabhängig sind. Sie dienen vorwiegend als Differenziernetzwerke zur Impulsverkürzung (Fig. 4). Anstelle von Seriiekondensatoren lässt sich mit kurzgeschlossenen Leitungen eine ähnliche differenzierende Wirkung erzielen. In Fig. 8 wird gezeigt, wie

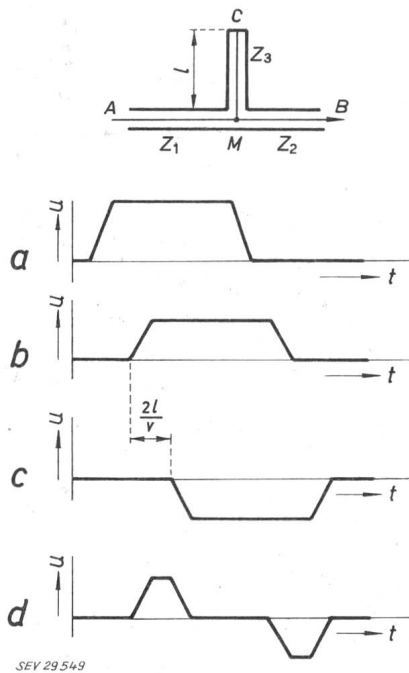


Fig. 8

Differenzierung mit einer kurzgeschlossenen Leitung

a Eingangsimpuls; b Teilwellen von M nach B und von M nach C; c verzögerte reflektierte Teilwellen von C nach M; d aus b und c überlagertes Ausgangsimpuls von M nach B

sich eine Wanderwelle von A (Fig. 8a) an der Abzweigung M in zwei Teilwellen nach B und C aufspaltet (Fig. 8b). Die Teilwelle nach C wird am kurzgeschlossenen Ende mit umgekehrter Polarität reflektiert und erscheint nach der doppelten Laufzeit $(M - C) = 2l/v$ wieder bei M (Fig. 8c), wo sie sich nach A und B aufteilt. Durch geeignete Wahl der Leitungsimpedanzen kann man erreichen, dass beide Teilwellen nach B die gleiche Amplitude besitzen und dass zwischen M und C keine mehrfachen Reflexionen auftreten. In Fig. 8d sieht man den Impuls, der aus der Überlagerung beider Teilwellen nach Fig. 8b und c entstanden ist.

Fig. 9 gestattet einen Vergleich beider Differenzierungsmethoden bei verschiedenen Zeitkonstanten. RC-Kombinationen ergeben höhere Impulsspitzen und lang auslaufende Abfallflanken. Mit Leitungen kann man flache Impulsdächer erreichen; trompetenartige Leitungen variabler

Länge gestatten eine kontinuierliche Änderung der Impulsdauer.

Wenn die Spannung einer angepassten Leitung mit der Impedanz Z in der Zeit T linear auf den Wert U_0 ansteigt, dann berechnet sich die Spannung U hinter dem Kondensator C aus den Gleichungen:

$$U = \frac{U_0}{T} \tau (1 - e^{-t/\tau}) \quad \text{für } t \leq T$$

$$U = \frac{U_0}{T} \tau e^{-t/\tau} (e^{T/\tau} - 1) \quad \text{für } t > T$$

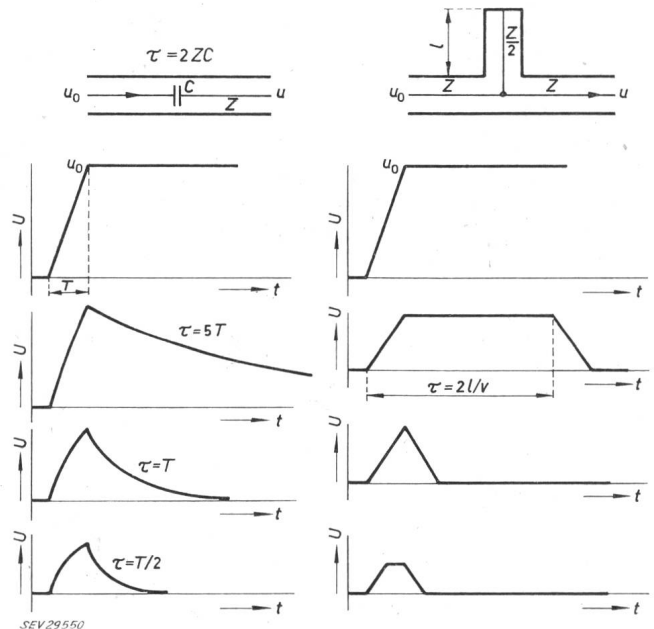


Fig. 9

Vergleich der Ausgangsimpulse zweier Differenziernetzwerke
 τ Abfallzeitkonstante bzw. Reflexionslaufzeit; T Anstiegszeit des Eingangsimpulses

Die Zeitkonstante $\tau = 2 Z C$. Die mit Leitungen erzeugten Kurvenformen erhält man durch Überlagerung der reflektierten und transmittierten Wellen unter Berücksichtigung der Laufzeitverzögerung $\tau = 2l/v$. Die Form der Impulsflanken bleibt erhalten. v ist die Fortpflanzungsgeschwindigkeit im Wellenleiter und ist für Luftleitungen gleich der Lichtgeschwindigkeit c .

Die Reflexionskoeffizienten r_1, r_3 und Transmissionskoeffizienten t_1, t_3 einer von der Leitung 1 (Punkt A) bzw. Leitung 3 (Punkt C) auf eine Verzweigung (Punkt M) zulaufenden Spannungswelle sind entsprechend Fig. 8:

$$r_1 = \frac{\frac{Z_2 Z_3}{Z_2 + Z_3} - Z_1}{\frac{Z_2 Z_3}{Z_2 + Z_3} + Z_1} \quad t_1 = 1 - r_1$$

$$r_3 = \frac{\frac{Z_1 Z_2}{Z_1 + Z_2} - Z_3}{\frac{Z_1 Z_2}{Z_1 + Z_2} + Z_3} \quad t_3 = 1 - r_3$$

Bei dem in Fig. 8 aufgeführten Beispiel wurde $Z_1 = Z_2$ gewählt und die Annahme gemacht, dass die Leitungen 1 und 2 reflexionsfrei angepasst sind. Damit keine störenden Nachimpulse durch mehrfache Reflexionen in der Leitung 3

auftreten, muss $r_3 = 0$ sein. Daraus folgt $Z_3 = Z_1/2$. Die transmittierte Wellenamplitude ist damit:

$$t_1 = 1 - r_1 = 0,5 \text{ oder } 50\%$$

Zur Entkopplung zweier Netzwerke und zur Verhinderung störender Reflexionen werden Dämpfungsglieder benötigt, die gewöhnlich als II- oder T-Glieder aus scheibenförmigen Querwiderständen und röhrenförmigen Längswiderständen aufgebaut sind. Sobald die Länge eines Impulsanstieges mit der Längenausdehnung der Widerstände vergleichbar wird, treten Reflexionen, meist kapazitiver Art auf, die nur durch eine allgemeine Verkleinerung der Kabelabmessungen oder durch kontinuierliche Verteilung des Dämpfungsbelages vermieden werden können.

Entwurf eines Differenziernetzwerkes

An Hand eines experimentell geprüften Beispiels soll die Dimensionierung eines impulsformenden Netzwerkes zur Erzeugung von einzeln ausgelösten Schaltimpulsen von 0,35 ns effektiver Länge erläutert werden. Die Impulse sollen eine Mikrowellendiode mit einer Knickspannung von etwa 0,2 V schalten können und während der Schaltzeit eine möglichst konstante Amplitude besitzen²⁾.

Für die Einzelauslösung von Impulsen eignet sich ein nichtlinearer Breitbandverstärker nach Fig. 3. Die Endpentode EL 86 soll bis zu einem Spitzenstrom von 2 A angesteuert werden, so dass der Spannungsanstieg an einer angenommenen Lastkapazität von 13 pF, Streukapazitäten inbegriffen, etwa 150 V/ns beträgt. Der langsame Impulsanlauf wird in einer vorgespannten Bleistiftöhre 5675 abgeschnitten. Die Steilheit S_g dieser Röhre in Gitterbasis-schaltung:

$$S_g = S_0 + 1/R_a$$

ist um den Anodenleitwert $1/R_a$ grösser als S_0 (Steilheit in Kathodenbasis-schaltung) und wird mit $S_g = 6 \text{ mA/V}$ der Berechnung zugrunde gelegt. Daraus folgt ein Anodenstromanstieg von 0,9 A/ns. Die Einschwingzeit der Anodenkapazität der Bleistiftöhre liegt bei etwa 0,1 ns und soll vernachlässigt werden.

Der Spannungsverlauf an der Anode der Bleistiftöhre ist in Fig. 10 a dargestellt. Die Anstiegflanke hat eine Länge von etwa 2 ns und soll mit einer kurzgeschlossenen Leitung entsprechend Fig. 8 differenziert werden. Eine von der Stoßstelle M nach A zurücklaufende Welle würde an der Anode A (Fig. 10), die ein offenes Leitungsende darstellt, reflektiert werden und im allgemeinen stören. Zunächst könnte man daran denken, ein Dämpfungsglied zwischen A und M einzuführen, doch wird dadurch die Nutzamplitude verkleinert und die Zuführung der Anodenspannung erschwert. Sodann ist es naheliegend, die Leitung von A nach M ganz fortzulassen und die Anode A direkt in die Abzweigung M zu verlegen. Diese Lösung war bei der verwendeten Bleistiftöhre 5675 nicht möglich. Also wird die Reflexion an A gemäss der in Fig. 10 gezeigten Anordnung für die Impulsformung nutzbringend verwendet, indem die

²⁾ Das hier beschriebene Netzwerk wurde für den von H. P. Schlaeppli und anderen entwickelten Abtastoszillographen entworfen und weist in der ursprünglichen Form [1] aus verschiedenen Gründen ein ungünstiges Verhältnis der Impedanzen auf.

Längen l_1, l_2 und Wellenleiterimpedanzen Z_1, Z_2, Z_3 geeignet gewählt werden.

Es soll eine Anordnung mit $l_1 = l_2 = 2,5 \text{ cm}$ und $Z_1 = Z_2 = 2 Z_3 = 100 \Omega$ betrachtet werden. Der Stromimpuls ($-0,9 \text{ A/ns}$ Flankensteilheit) an der Anode a erzeugt in dem Wellenleiter l_1 einen Spannungsimpuls (-90 V/ns), der sich bei f in zwei transmittierte Wellen nach b und nach c ($t = +0,5$ entsprechend -45 V/ns) sowie in eine reflektierte Welle nach a ($r = -0,5$ entsprechend $+45 \text{ V/ns}$) aufteilt. Die reflektierte Welle wird am offenen Leitungsende a mit gleicher Polarität ($+45 \text{ V/ns}$),

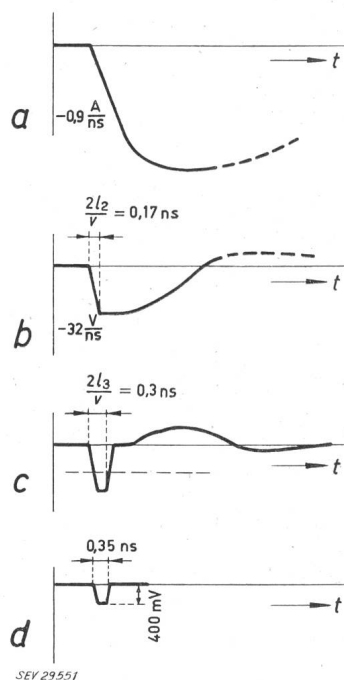
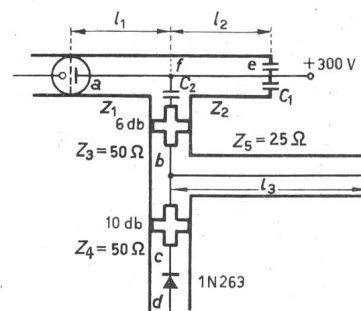


Fig. 10

Aufbau und Spannungsverlauf eines doppelten Differenziernetzwerkes

a, b, c, d Spannungsverlauf an den entsprechenden, in der Schaltung gekennzeichneten Messpunkten

$l_1 = l_2 = 2,5 \text{ cm}$; $l_3 = 5 \text{ cm}$; $Z_1 = Z_2 = 100 \Omega$; $Z_3 = Z_4 = 50 \Omega$; $Z_5 = 25 \Omega$; $C_1 = 10 \text{ nF}$; $C_2 = 400 \text{ nF}$; t Zeit

die transmittierte Welle nach e an dem durch einen Scheibenkondensator von 10 nF kurzgeschlossenen Ende mit umgekehrter Polarität ($+45 \text{ V/ns}$) reflektiert. Nach einer Verzögerung von $2 l_1/v = 2 l_2/v = 0,17 \text{ ns}$ treffen beide Reflexionen von a und e gleichzeitig in f ein und überlagern sich derart, dass sich ihre neuen Teilwellen nach a und e gegenseitig aufheben, nach b jedoch verstärken. Die nach b laufende gemeinsame Welle ($+45 \text{ V/ns}$ Flankensteilheit) die um $2 l_1/v = 2 l_2/v$ gegenüber der ersten Teilwelle nach b verzögert ist, überlagert sich mit der unverzögerten Wellenform (Fig. 10 a) zu der Wellenform

nach Fig. 10 b. Der röhrenförmige Seriendensator von 400 pF ist so gross, dass er nicht merklich differenziert. Diese erste Differentiation begrenzt den Impulsanstieg in b auf 0,17 ns, doch ist die Impulslänge selbst gleich der Länge des Anstieges in a und beträgt etwa 2 ns. Darum wird eine zweite Differentiation mit einer kurzgeschlossenen Leitung ($l_3 = 5$ cm) ausgeführt. Die Impedanz ist $Z_5 = Z_3/2 = Z_4/2$, damit keine Nachimpulse auftreten, wie zu Fig. 9 ausgeführt wurde. Die von b nach f zurücklaufende Reflexion ($r = -0,5$) wird in einem Dämpfungsglied von beispielsweise 6 db geschwächt, so dass die nochmals verzögert wieder nach b zurückkehrende Störung eine Amplitude von 12,5% des Nutzimpulses besitzt (12 db weniger als $r = 0,5$).

Nach der zweiten Differentiation besitzt der in Fig. 10c dargestellte Nutzimpuls eine Fussbreite von $0,17 + 0,3 = 0,47$ ns und eine Amplitude von 600 mV. Die verschiedenen Nachimpulse von positiver und negativer Polarität liegen unter 75 mV und werden durch die Knickspannung einer Diode von 200 mV abgeschnitten. Die Länge des Ausgangsimpulses in Fig. 10d wird gleichzeitig auf 0,35 ns verkleinert. Der so hergestellte Impuls von etwa 400 mV Amplitude, 0,35 ns Fussbreite und 0,13 ns Dachbreite wurde als Schaltimpuls für einen Abtastoszillographen von 0,35 ns Zeitauflösung benutzt [1; 2].

Schlussbetrachtungen

Die Resultate, die mit dem beschriebenen Differenziernetzwerk erzielt wurden, dürfen nicht als Grenze des Er-

reichbaren angesehen werden. Die bei Tunneldioden und Dioden für Lawinendurchbruch (Avalanchioden) gemessenen Umschaltzeiten, in Verbindung mit niederohmigen Wellenleitern, lassen es erwarten, dass man Anstiegszeiten von weniger als 0,1 ns erzeugen kann. Für die Formung von Nadelimpulsen, die nicht kürzer als diese Anstiegszeit von 0,1 ns sein sollen, genügt dann eine einmalige Differentiation. Der Fortfall einer zweiten Differentiation, wie sie in dem beschriebenen Netzwerk notwendig war, bedeutet einen Gewinn an Impulsamplitude.

Literatur

- [1] Schlaepfi, H. P. und H. P. Louis: Ein «Sampling Oszillograph» für $4 \cdot 10^{-10}$ sec Zeitauflösung. Helv. Phys. Acta Bd. 32 (1959), Nr. 4, S. 328...331.
- [2] Louis, H. P.: Messung von Signalen im Zeitbereich von Nanosekunden mittels Abtastoszillographen. Elektron. Rdsch. Bd. 14 (1960), Nr. 4, S. 137...144.
- [3] Kohn, G.: Die Erzeugung extrem steiler Impulsflanken in mehrstufigen nichtlinearen Verstärkern. AEÜ Bd. 12 (1958) Nr. 3, S. 109...118.
- [4] Guggenbühl, W.: Der Spannungsdurchbruch der Flächentransistoren in einer allgemeinen Schaltung. AEÜ Bd. 13 (1959), Nr. 11, S. 451...461.
- [5] Cutler, C. C.: The Regenerative Pulse Generator. Proc. IRE Bd. 43 (1955), Nr. 2, S. 140...148.
- [6] Dietrich, F. A. und W. M. Goodall: Solid State Generator for $2 \cdot 10^{-10}$ Second Pulses. Proc. IRE Bd. 48 (1960), Nr. 4, S. 791...792.
- [7] Sharpless, W. M.: High-Frequency Gallium Arsenide Point-Contact Rectifiers. Bell Syst. techn. J. Bd. 38 (1959), Nr. 1, S. 259...269.

Adresse des Autors:

Dr. H. P. Louis, International Business Machines Corp., Forschungslaboratorium, Adliswil (ZH).

Gleichspannungsstabilisatoren

Neue Lösungen in schaltungs- und fabrikationstechnischer Hinsicht

Von K. Witmer, Herrliberg

621.316.72.1.024 : 621.385 + 621.382.3

Schaltungsprobleme

Die folgenden Ausführungen beziehen sich auf röhren- bzw. transistorgeregelte Gleichspannungsstabilisatoren (stabilisierte Netzgeräte), wie sie vorzugsweise zur Speisung von elektronischen Geräten Verwendung finden. Das Regelorgan (Leistungsröhre bzw. -transistor) liegt bei diesen Geräten im allgemeinen in Serie zur Last, wogegen die sog. Parallel-Stabilisation nur ausnahmsweise zur Anwendung kommt.

Die Prinzipschaltung für solche Geräte gemäss Fig. 1 mit Röhren, und die analoge Schaltung nach Fig. 2 für transistorgeregelte Geräte kann als allgemein bekannt vorausgesetzt werden.

Die Vergleichsspannung (Referenzspannung) U_r wird im allgemeinen durch Glimmröhren bzw. Zenerdioden erzeugt. Für die sog. Referenzspannungsgeräte werden auch Normalelemente zusammen mit «chopper-» stabilisierten Verstärkern verwendet. Auf diese Spezialgeräte wird jedoch in diesem Zusammenhang nicht näher eingegangen.

Die zu stabilisierende Ausgangsspannung U_0 muss zum Vergleich mit U_r potentiometrisch werden, was folgendes zur Folge hat:

1. Durch diesen Spannungsteiler werden auch die Schwankungen ΔU_0 der Ausgangsspannung im gleichen Verhältnis herabgesetzt und ein Teil der nachfolgenden

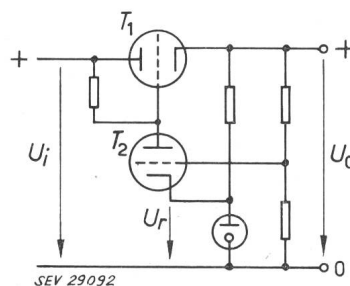


Fig. 1

Prinzipschaltung mit Röhren

U_i unregelte Eingangsspannung; U_0 geregelte Ausgangsspannung; U_r Referenzspannung (Glimmröhre); T_1 Serieröhre; T_2 Verstärker-röhre

Verstärkung nur zum Wettmachen dieses Verlustes aufgewendet.

2. Es ist sehr oft wünschenswert, die Ausgangsspannung annähernd bis auf 0 regeln zu können. Der Fusspunkt