

**Zeitschrift:** Bulletin des Schweizerischen Elektrotechnischen Vereins  
**Herausgeber:** Schweizerischer Elektrotechnischer Verein ; Verband Schweizerischer Elektrizitätswerke  
**Band:** 59 (1968)  
**Heft:** 7

**Artikel:** Eine neue Speicherschaltung zur Messung von Spannungsimpulsen  
**Autor:** Wiesinger, J.  
**DOI:** <https://doi.org/10.5169/seals-916034>

### Nutzungsbedingungen

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

### Conditions d'utilisation

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

### Terms of use

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

**Download PDF:** 08.01.2026

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

# BULLETIN

DES SCHWEIZERISCHEN ELEKTROTECHNISCHEN VEREINS

Gemeinsames Publikationsorgan des Schweizerischen Elektrotechnischen Vereins (SEV)  
und des Verbandes Schweizerischer Elektrizitätswerke (VSE)

## Eine neue Speicherschaltung zur Messung von Spannungsimpulsen

Von J. Wiesinger, München

621.374.5:621.317.326

Es wird eine neue, für viele messtechnische Aufgaben einsetzbare Impulsspeicherschaltung beschrieben, mit der Spannungsimpulse von einigen 10 bis zu einigen 100 V registriert werden können. Am Ausgang der Schaltung, die nur aus Bausteinen der Festkörperelektronik besteht, erscheint eine der Amplitude des Spannungsimpulses proportionale, auf einem Kondensator gespeicherte Gleichspannung, die maximal einige 100 mV beträgt. Diese Gleichspannung kann mit einem hochohmigen Leistungsverstärker gemessen werden. Auf Grund der Kennlinien einer in der Schaltung verwendeten schnellen Rechendiode und eines Feldeffekttransistors wird der Speichervorgang bei Impulsen mit einer Stirn- und Rückenzeit von 0,3  $\mu$ s und 30 ms berechnet und der auftretende Fehler ermittelt. Nach einer Diskussion der Einsatzmöglichkeiten der Schaltung wird ein batteriebetriebenes Messgerät beschrieben, das die Speicherschaltung beinhaltet und die Spannungsimpulshöhe auf einem Mikroampèremeter anzeigt. Das Gerät ist u. a. zur Messung voller oder abgeschnittener Normstoßspannungen und Langwellen geeignet.

L'auteur décrit un couplage intégrateur d'impulsions capable d'enregistrer des impulsions de tension de quelques 10 à quelques 100 V, applicable à beaucoup de tâches relatives à la technique des mesures. A la sortie du couplage, uniquement formé de blocs solides électroniques, apparaît une tension continue de quelques 100 mV au plus, qui proportionnelle à l'amplitude de l'impulsion de tension est accumulée sur un condensateur. Cette tension continue peut être mesurée à l'aide d'un amplificateur de puissance à résistance élevée. Sur la base des caractéristiques d'une diode de calcul rapide utilisée dans ce couplage et d'un transistor à effet de champ, l'accumulation des impulsions d'une durée de front et de dos de 0,3  $\mu$ s à 30 ms est calculée et l'erreur déterminée. Une discussion sur les facultés d'application du couplage est suivie de la description d'un appareil de mesure alimenté par batterie, renfermant le couplage d'accumulation. Cet appareil indique la hauteur des impulsions de tension sur un microampèremètre et s'adapte entre autres aux mesures des tensions de choc normalisées pleines ou coupées.

### 1. Einführung

Es ist bei vielen messtechnischen Aufgaben notwendig, den Scheitelwert von einmalig und kurzzeitig auftretenden Spannungsimpulsen für mehrere Sekunden als Messwert zu speichern. So soll z. B. in der Hochspannungstechnik der Scheitelwert einer über einen Stoßspannungsteiler übertragenen 1,2|50 Stoßspannung registriert werden.

Die Aufzeichnung von Spannungsimpulsen ist mit einem Oszilloskop möglich. Weniger aufwendig und leichter zu handhaben sind jedoch Messgeräte, die den Scheitelwert unmittelbar auf einem Messinstrument anzeigen. Diese Geräte besitzen eine Speicherschaltung, deren Grundprinzip Fig. 1 zeigt: Ein Kondensator  $C$  wird über eine Diode  $D$  auf den Scheitelwert des am Eingang 1...1' anstehenden Spannungsimpulses aufgeladen; eine Entladung von  $C$  nach dem Ende des Impulses soll durch den Sperrwiderstand von  $D$  verhindert werden. Die an  $C$  und damit am Ausgang 2...2' anliegende Gleichspannung kann mit einem elektrostatischen Voltmeter oder einem Leistungsverstärker mit hochohmigem Eingang, an den ein Drehspulinstrument oder dgl. angeschlossen ist, zur Anzeige gebracht werden.

Die Kapazität des Kondensators  $C$  soll auf Grund folgender Überlegungen möglichst klein gehalten werden:  $C$  belastet die Impulsspannungsquelle;  $C$  bestimmt den über

$D$  beim Anstieg des Spannungsimpulses fliessenden Strom:

$$i = C \frac{du}{dt} \quad (1)$$

$C$  legt die Bandbreite  $f_b$  des Eingangskreises fest, wenn die Impulsspannungsquelle einen Innenwiderstand  $R_i$  besitzt oder der Impuls über ein Kabel mit dem Wellenwiderstand  $\Gamma$  übertragen wird:

$$f_b = \frac{1}{2 \pi R C}$$

bzw.

$$f_b = \frac{1}{2 \pi \Gamma C} \quad (2)$$

Anderseits bestimmt die Grösse von  $C$  zusammen mit dem Sperrwiderstand der Diode  $R_{sp}$  die Entladzeitkonstante  $T_e$ :

$$T_e = R_{sp} C \quad (3)$$

Wenn  $C$  zu 100 pF gewählt wird, müsste  $R_{sp}$  für  $T_e = 1000$  s einen Wert von  $10^{13} \Omega$  annehmen. Da herkömmliche Dioden einen so hohen Sperrwiderstand nicht ohne weiteres aufweisen, wurden verschiedene Speicherschaltungen entwickelt, mit denen die Entladung von  $C$  verzögert werden kann (Fig. 2).

Ein Teil der Schaltungen basiert auf einer Umladung des Eingangskondensators  $C_e$  auf einen wesentlich grösseren Kondensator  $C_u$ . Die Umladung erfolgt über einen Schalter (Fig. 2a) oder einen Widerstand (Fig. 2b), wobei die Umladezeitkonstante wesentlich grösser sein muss als die Dauer des zu messenden Impulses. Bei weiteren Schaltungen wird die Diode durch einen Schalter oder einen elektronisch gesteuerten Relaiskontakt nach dem Impulsende vom Kon-

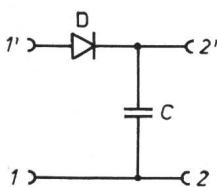


Fig. 1  
Prinzip einer Speicherschaltung  
 $C$  Kondensator;  $D$  Diode;  
Weitere Bezeichnungen siehe im Text

Fig. 2  
Speicherschaltungen

a Umladung über Schalter; b Umladung über Widerstand; c Abtrennung des Eingangskondensators durch Schalter  
C<sub>e</sub> Eingangskondensator; C<sub>u</sub> Umladekondensator; D Diode;  
R<sub>u</sub> Umladewiderstand; S Schalter

densator abgetrennt (Fig 2c). Auf die Vor- und Nachteile dieser Schaltungen, bei denen z. T. Röhren als Dioden verwendet werden müssen, kann hier nicht näher eingegangen werden.

## 2. Funktion der neuen Speicherschaltung

Um ein Messgerät erstellen zu können, das den Scheitelpunkt von Spannungsimpulsen mit einer Dauer in der Größenordnung von 100 ns bis zu Bruchteilen von Sekunden zu registrieren imstande ist, wurde eine neuartige Speicherschaltung entwickelt (Fig. 3), die gegenüber den bisher bekannten Schaltungen für viele Anwendungsgebiete eine Reihe von Vorteilen besitzt. Insbesondere enthält sie keine Schalter, Relaiskontakte oder Röhren, sondern ist nur mit Halbleiterelementen aufgebaut. Somit ist ein extrem kompakter Schaltungsaufbau möglich, Voraussetzung für die Messung sehr kurzer Impulse.

Der Erkenntnis zur Folge, dass Halbleiterdioden mit sehr guten Durchlassseigenschaften, wie geringer Durchlasswiderstand, hohe Strombelastbarkeit und geringe Erholzeit in Sperrrichtung keinen extrem hohen Sperrwiderstand besitzen, wurden die beiden Funktionen, das Aufladen eines Speicherkondensators C<sub>2</sub> und die Verhinderung der Entladung, zwei verschiedenen Diodentypen übertragen.

Die Aufladediode D<sub>1</sub> ist eine diffundierte Silizium-Diode, ausgesucht auf hohe Sperrspannung (etwa 140 V bei 0,1 μA Sperrstrom). Die Durchlasskennlinie, d. h. den Durchlassstrom I<sub>d1</sub> als Funktion der Durchlaßspannung U<sub>d1</sub>, zeigt Fig. 4, den Sperrwiderstand R<sub>sp1</sub> als Funktion der Sperrspannung U<sub>sp1</sub> Fig. 5. Diese Diode hat eine Erholzeit in Sperrrichtung von nur einigen Nanosekunden.

Als Sperrdiode D<sub>2</sub> wird die Gitter-Anoden- oder die Gitter-Kathodenstrecke eines N-Kanal-Feldefekttransistors verwendet. Diese Diodenstrecke ist auf kleinen Gitterleckstrom in Sperrrichtung ausgesucht (einige pA bei Sperrspannungen von etwa 1 V). Die Durchlasskennlinie dieser Diode zeigt Fig. 6.

Neben den Dioden besitzt die Speicherschaltung einen Ober- und einen Unterspannungskondensator mit C<sub>1</sub> = 100 pF

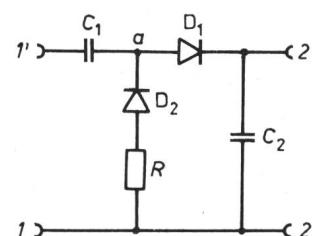


Fig. 3  
Neue Speicherschaltung  
C<sub>1</sub> Oberspannungskondensator (100 pF); C<sub>2</sub> Unterspannungskondensator (30 nF); D<sub>1</sub> Aufladediode; D<sub>2</sub> Sperrdiode; R Entladewiderstand (100 kΩ)

bzw. C<sub>2</sub> = 30 nF und einen Entladewiderstand R = 100 kΩ. Natürlich ist man bei der Dimensionierung der Schaltung für eine bestimmte Aufgabe nicht an die angegebenen Werte gebunden; sie sollen aber den weiteren Betrachtungen zugrundegelegt werden.

Im folgenden wird der Speichervorgang beim Anlegen eines linear ansteigenden und linear abfallenden Spannungsimpulses am Eingang 1...1' der Schaltung berechnet. Den zeitlichen Verlauf des Impulses mit dem Scheitelwert U<sub>0</sub>, der Stirnzeit T<sub>S</sub> und der Rückenzeit T<sub>R</sub> zeigt Fig. 7. Da die Vorgänge bei relativ raschen und langsamen Impulsen verschieden sind, wird die Berechnung für einen Impuls mit 0,3 μs Stirn- und Rückenzeit sowie mit 30 ms Stirn- und Rückenzeit durchgeführt. Hierbei werden die Vorgänge beim Anstieg, beim Abfall und nach dem Ende des Impulses behandelt. Im Laufe des Rechnungsganges wird auch die Funktion der Speicherschaltung erläutert und der Messfehler ermittelt.

### 2.1 Speichervorgang bei einem Kurzzeitimpuls

An den Eingang 1...1' der Schaltung wird ein Impuls gelegt: U<sub>0</sub> = +100 V, T<sub>S</sub> = T<sub>R</sub> = 0,3 μs. Zur Veranschaulichung ist in Fig. 8a der prinzipielle Spannungsverlauf am Punkt a der Schaltung (Fig. 3) dargestellt.

#### 2.1.1 Anstieg des Impulses

Der Berechnung kann die Ersatzschaltung in Fig. 9a zugrundegelegt werden. Der Zweig mit der in Sperrrichtung

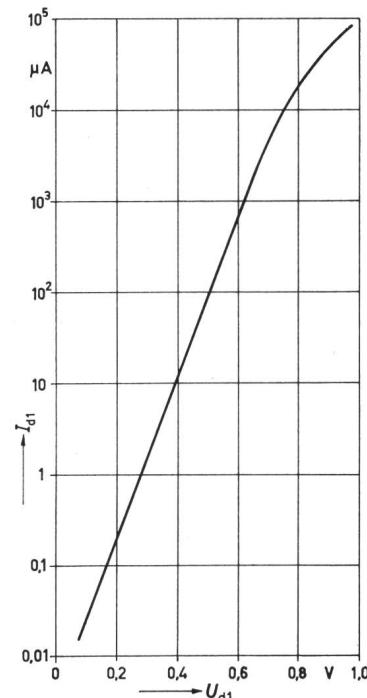


Fig. 4  
Durchlasskennlinie der Aufladediode  
I<sub>d1</sub> Diodendurchlaßstrom; U<sub>d1</sub> Diodendurchlaßspannung

beanspruchten Diode D<sub>2</sub> ist während des Anstiegs des Impulses ohne Bedeutung.

Für die Dämpfungszeitkonstante der Ersatzschaltung gilt:

$$T_d = \frac{L}{R_{d1}} = 5,56 \text{ ns} \quad (4)$$

wenn nach Fig. 4 bei Strömen von einigen zehn mA der Diodendurchlasswiderstand R<sub>d1</sub> = 3,6 Ω und die Schaltinduktivität L = 20 nH. Da T<sub>d</sub> ≪ T<sub>S</sub>, kann L für die weiteren

Betrachtungen ausser Acht gelassen werden.

Die Spannung

$$u = U_0 \frac{t}{T_S}, \quad 0 \leq t \leq T_S \quad (5)$$

bewirkt einen Strom

$$i = \frac{U_0}{T_S} \cdot \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2} \left( 1 - e^{-\frac{1}{T_1} (t - T_S) \frac{U_{s1}}{U_0}} \right)$$

wobei

$$T_1 = R_{d1} \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2}$$

$$T_S \frac{U_{s1}}{U_0} \leq t \leq T_S \quad (6)$$

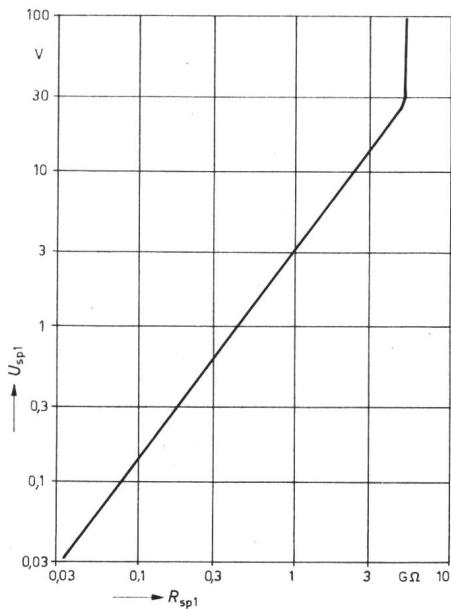


Fig. 5  
Sperrkennlinie der Aufladediode  
 $U_{sp1}$  Sperrspannung;  $R_{sp1}$  Sperrwiderstand

Die untere Zeitgrenze ist dadurch gegeben, dass zunächst die Schwellspannung  $U_{s1}$  von  $D_1$  überwunden werden muss, bevor der Stromfluss einsetzen kann.

Wenn  $t = T_s$ , ist die Spannung an  $C_2$ :

$$U_{c2} = \frac{U_0}{T_s} \cdot \frac{C_1}{C_1 + C_2} \left\{ T_s \left( 1 - \frac{U_{s1}}{U_0} \right) - T_1 \left[ 1 - e^{-\frac{T_s}{T_1} \left( 1 - \frac{U_{s1}}{U_0} \right)} \right] \right\} \quad (7)$$

Bei  $T_s = 0,3 \mu s$  ist  $U_{c2} = 0,3292 \text{ V}$ , wenn aus Fig. 4  $U_{s1} = 0,74 \text{ V}$  und  $R_{d1} = 3,6 \Omega$  bei  $i \approx 33 \text{ mA}$ .

Es sei darauf hingewiesen, dass  $D_2$  während der betrachteten Zeit nur mit einer sehr geringen Sperrspannung beansprucht wird. Diese beträgt zur Zeit  $t = T_s$ :

$$U_{sp2} = U_{c2} + U_{s1} + i R_{d1} = 1,08 \text{ V} \quad (8)$$

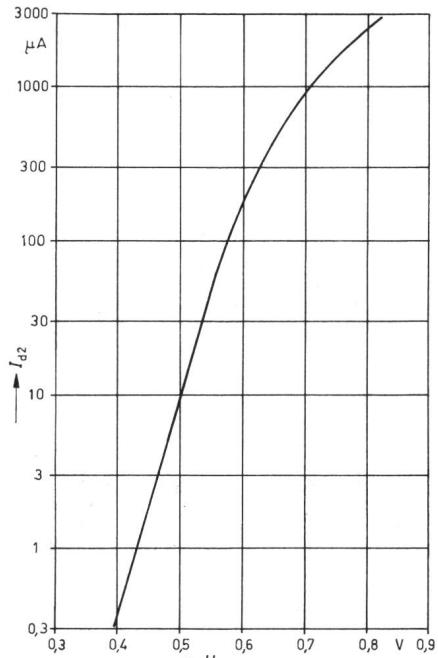


Fig. 6  
Durchlasskennlinie der Sperrdiode  
 $I_{d2}$  Diodendurchlaßstrom;  $U_{d2}$  Diodendurchlaßspannung

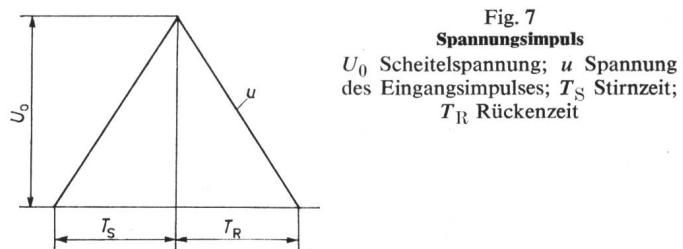


Fig. 7  
Spannungsimpuls  
 $U_0$  Scheitelspannung;  $u$  Spannung des Eingangsimpulses;  $T_s$  Stirnzeit;  $T_R$  Rückenzeit

### 2.1.2 Abfall des Impulses

Es wird die Ersatzschaltung der Fig. 9b herangezogen. Mit dem Rückgang der Spannung an 1...1' wird  $D_2$  in Durchlassrichtung beansprucht,  $D_1$  in Sperrrichtung. Da während des Spannungsrückgangs  $R_{sp1} \approx 1 \dots 5 \text{ G}\Omega$  (vgl. Fig. 5) und die Sperrsichtkapazität von  $D_1$ ,  $C_{sp1} = 1 \text{ pF}$ , gilt:

$$T_2 = R_{sp1} C_{sp1} \gg T_R \quad (9)$$

Somit kann der Einfluss von  $R_{sp1}$  während  $T_R$  ausser Acht gelassen werden. Da weiterhin über  $R$  während  $T_R$  keine wesentliche Entladung erfolgt, weil:

$$T_3 = \left( C_1 + \frac{C_{sp1} C_2}{C_{sp1} + C_2} \right) R \gg T_R \quad (10)$$

kann auch  $R$  als unendlich gross angesehen werden.

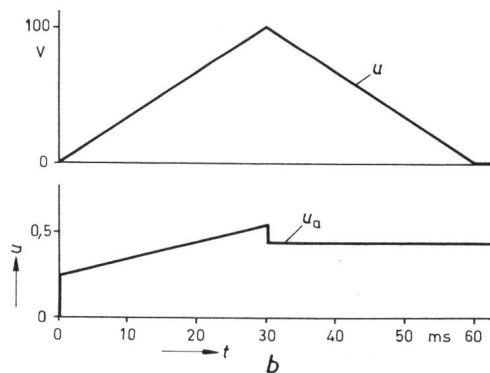
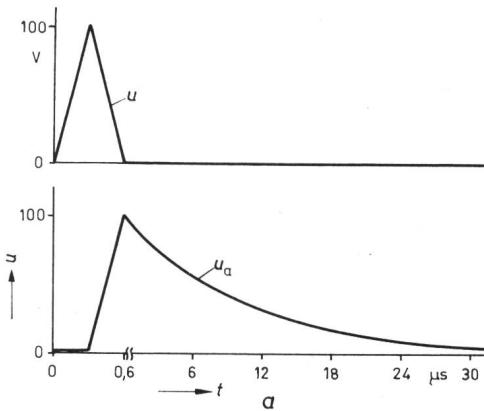


Fig. 8  
Spannungsverlauf am Punkt a der Fig. 3  
a Kurzzeitimpuls; b Langzeitimpuls;  $u$  Spannung des Eingangsimpulses;  $u_a$  Spannung am Punkt a der Speicherschaltung in Fig. 3;  $t$  Zeit

Während  $T_R$  wird  $C_{sp1}$  aufgeladen. Hierbei wird  $C_2$  Ladung entzogen:

$$\Delta Q = C_2 U_{c2} \left[ 1 - \frac{1}{1 + C_{sp1} \left( \frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2} \right)} \right] = 0,988 \cdot 10^{-10} \text{ C} \quad (11)$$

wenn  $U_{c2}$  nach Gl. (7) eingesetzt wird. Die am Ende der Aufladung an  $C_{sp1}$  anstehende Spannung ist:

$$U_{sp1} = \Delta Q \cdot C_{sp1} \approx 99 \text{ V} \quad (12)$$

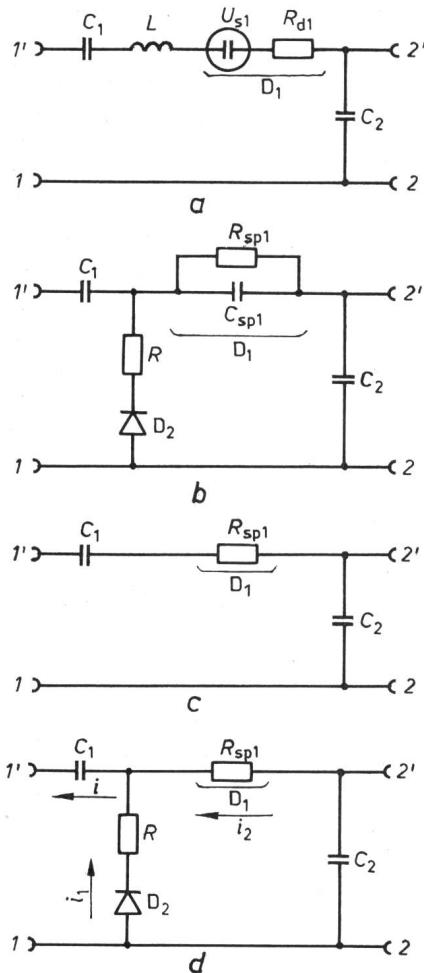


Fig. 9  
Ersatzschaltungen

a Anstieg des Impulses; b Abfall des Impulses; c Umladung des Oberspannungskondensators; d Abfall des Langzeitimpulses;  
 C<sub>1</sub> Oberspannungskondensator; C<sub>2</sub> Unterspannungskondensator;  
 D<sub>1</sub> Aufladdiode; D<sub>2</sub> Sperrdiode; C<sub>sp1</sub> Sperrsichtkapazität von D<sub>1</sub>;  
 R<sub>d1</sub> Durchlasswiderstand von D<sub>1</sub>; R<sub>sp1</sub> Sperrwiderstand von D<sub>1</sub>;  
 U<sub>s1</sub> Schwellspannung von D<sub>1</sub>; L Schaltinduktivität; R Entladewiderstand; i, i<sub>1</sub>, i<sub>2</sub> Ströme

Da die Erholzeit in Sperrrichtung von D<sub>1</sub> nur 1 bis 2 ns beträgt, kann der nicht auf C<sub>sp1</sub> gespeicherte und damit verlorene Ladungsanteil vernachlässigt werden.

### 2.1.3 Entladung der Oberspannungskapazität

Nach dem Ende des Spannungsimpulses werden die auf etwa 99 V aufgeladenen Kondensatoren C<sub>1</sub> und C<sub>sp1</sub> über R entladen mit der Zeitkonstanten T<sub>3</sub> nach Gl. (10). Da T<sub>3</sub> ≪ T<sub>2</sub> der Gl. (9) ist, kann R<sub>sp1</sub> für den Entladevorgang als unendlich angesehen werden. Die Entladung der Kondensatoren erfolgt bis auf die Diodendurchlaßspannung von D<sub>2</sub>, die kleiner als 1 V ist; somit wird C<sub>2</sub> nahezu die gesamte Ladung von C<sub>sp1</sub> wieder zugeführt und der unter Abschnitt 2.2.2 behandelte Ladungsverlust von C<sub>2</sub> praktisch ausgeglichen.

### 2.1.4 Umladung der Oberspannungskapazität

Wenn C<sub>1</sub> auf die Durchlaßspannung von D<sub>2</sub>, U<sub>d2</sub>, entladen ist, beginnt mit einer wesentlich grösseren Zeitkonstante die Umladung von C<sub>1</sub> auf U<sub>c2</sub> über R<sub>sp1</sub> und den an 1...1' angeschlossenen äusseren Kreis. Die Ersatzschaltung nach Fig. 9c gilt, wenn U<sub>d2</sub> auf ca. 0,2 V abgesunken ist und damit der Strom über R<sub>sp1</sub> den Strom über den Zweig mit R und D<sub>2</sub> zu überwiegen beginnt. Somit wird C<sub>1</sub> von etwa -0,2 V auf +U<sub>c2</sub> umgeladen mit der Zeitkonstanten:

$$T_4 = R_{sp1} \frac{C_1 C_2}{C_2 + C_{sp1}} = 1,5 \cdot 10^{-2} \text{ s} \quad (13)$$

wenn der mittlere Wert von R<sub>sp1</sub> ≈ 1,5 · 10<sup>8</sup> Ω nach Fig. 5 ist.

Während dieser Umladung wird C<sub>2</sub> Ladung entzogen und die endgültige Spannung an C<sub>2</sub> ergibt sich damit:

$$U_{c2} = \frac{U_{c2} C_2 - U_{d2} C_1}{C_1 + C_2} = 0,3274 \text{ V} \quad (14)$$

wenn U<sub>c2</sub> nach Gl. (7) eingesetzt wird.

### 2.1.5 Speicherzeit

C<sub>1</sub> und C<sub>2</sub> sind jetzt parallel geschaltet und haben die Spannung U<sub>c2</sub><sup>\*</sup>; sie werden durch den Sperrstrom I<sub>sp2</sub> über D<sub>2</sub> entladen. Da I<sub>sp2</sub> < 3 pA, erfolgt eine Entladung um 0,5 % in:

$$t = \frac{0,005 U_{c2}^* C_2}{I_{sp2}} \geq 16,5 \text{ s} \quad (15)$$

Somit ist die Forderung, den Messwert über mehrere Sekunden zu speichern, hinreichend erfüllt.

### 2.2 Speichervorgang bei einem Langzeitimpuls

An den Eingang 1...1' der Speicherschaltung wird wiederum ein Spannungsimpuls nach Fig. 7 gelegt: U<sub>0</sub> = +100 V, T<sub>S</sub> = T<sub>R</sub> = 30 ms. In Fig. 8b wird der prinzipielle Spannungsverlauf am Punkt a der Schaltung (Fig. 3) gezeigt.

#### 2.2.1 Anstieg des Impulses

Nach der Ersatzschaltung der Fig. 9a und Gl. (7) ergibt sich: U<sub>c2</sub> = 0,3314 V, wenn bei einem Strom von ca. 0,33 μA aus Fig. 4 U<sub>s1</sub> ≈ 0,2 V und R<sub>d1</sub> ≈ 1,2 · 10<sup>5</sup> Ω.

#### 2.2.2 Abfall des Impulses

Es ist die Ersatzschaltung der Fig. 9b zu betrachten. Während des Abfalles des Langzeitimpulses wird C<sub>sp1</sub> praktisch nicht aufgeladen, da T<sub>R</sub> ≫ C<sub>1</sub>R ist. Somit kann C<sub>sp1</sub> vernachlässigt werden und es gilt die Ersatzschaltung nach Fig. 9d. Bei einem Entladestrom i über C<sub>1</sub>, der etwa gleich dem Strom i<sub>1</sub> ist:

$$i_1 \approx C_1 \frac{U_0}{T_R} = 0,33 \mu\text{A} \quad (16)$$

ergibt sich aus Fig. 6:

$$U_{d2} = 0,4 \text{ V}$$

Während des Absinkens der Eingangsspannung fliesst nun, bedingt durch die Spannungsdifferenz an D<sub>1</sub>, über R<sub>sp1</sub> ein Strom i<sub>2</sub>, der eine Spannungssenkung an C<sub>2</sub> bewirkt:

$$\Delta U_{c2} = \frac{T_R}{C_2} \cdot \frac{U_{d2} + i_1 R + U_{c2}}{R_{sp1}} = 2,12 \cdot 10^{-3} \text{ V} \quad (17)$$

wenn (nach Fig. 5) R<sub>sp1</sub> = 3,6 · 10<sup>8</sup> Ω.

Somit wird U<sub>c2</sub> = 0,3293 V.

#### 2.2.3 Umladung der Oberspannungskapazität

Die Umladung erfolgt gemäss den Ausführungen unter Abschnitt 2.1.4. Nach Gl. (14) ergibt sich:

$$U_{c2}^* = 0,3275 \text{ V}$$

### 2.3 Messfehler

Die hier angegebenen Berechnungen für einen Scheitelwert des Eingangsimpulses U<sub>0</sub> = 100 V wurden auch für 30 und

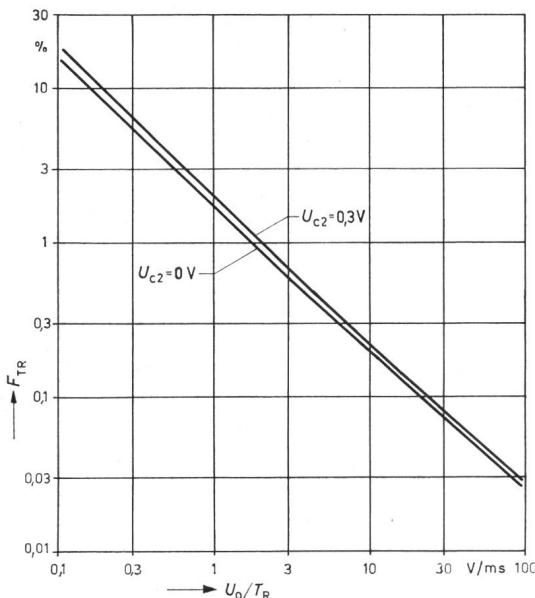


Fig. 10

**Messfehler, abhängig vom Spannungsrückgang des Eingangsimpulses**  
 $F_{TR}$  Messfehler;  $T_R$  Rückenzeit;  $U_{c2}$  Spannung an der Unterspannungskapazität;  $U_0$  Scheitelspannung des Eingangsimpulses

60 V durchgeführt. Das jeweils ermittelte Übersetzungsverhältnis

$$\ddot{u} = U_0/U_{c2} \quad (18)$$

ist in Tab. I zusammengestellt. Es wird auch bei den verschiedenen Spannungen  $U_0$  die Fehlspannung:

$$\Delta U = \frac{\ddot{u}(U_0=100 \text{ V}) - \ddot{u}(U_0)}{\ddot{u}(U_0=100 \text{ V})} U_0 \quad (19)$$

angegeben, bei der Annahme, dass bei  $U_0 = 100$  V richtig gemessen wird.

**Vergleich zwischen Kurz- und Langzeitimpulse**  
Tabelle I

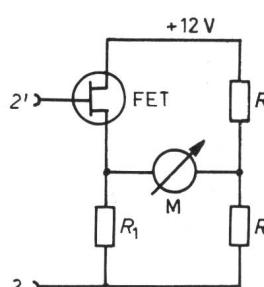
$U_0$ V	$T_S = T_R = 0,3 \mu\text{s}$		$T_S = T_R = 30 \text{ ms}$	
	$\ddot{u}$	$\Delta U$ V	$\ddot{u}$	$\Delta U$ V
30	312	-0,63	312	-0,66
60	307	-0,35	307	-0,35
100	305	—	305	—

$T_S$  Stirnzeit;  $T_R$  Rückenzeit;  $U_0$  Scheitelspannung;  $\Delta U$  Fehlspannung;  $\ddot{u}$  Übersetzungsverhältnis

Man erkennt, dass bei den beiden extrem unterschiedlichen Impulsen kaum Differenzen auftreten. Mit abnehmender Spannung ergibt sich — im wesentlichen bedingt durch den zunehmenden Einfluss der Schwellspannungen der Dioden — ein negativer Fehler.

#### 2.4 Besonderheiten der Speicherschaltung

##### 2.4.1 Größtmögliche Stirnzeit des Spannungsimpulses



Wenn die Stirnzeit  $T_S$  des Spannungsimpulses so gross wird, dass noch während des Anstiegs ein merklicher Ladungsteil über

Fig. 11  
**Prinzip eines Brückenvstärkers**  
FET Feldeffekttransistor; M Drehspulinstrument;  $R_1$ ,  $R_2$ ,  $R_3$  Brückenwiderstände

den Zweig mit  $R$  und der in Sperrrichtung beanspruchten Diode  $D_2$  abfließt (Fig. 3), wird  $C_2$  nicht auf die erforderliche Spannung aufgeladen. Bei  $I_{sp2} < 3 \text{ pA}$  ist der durch den Sperrstrom bedingte Fehler am Ende der Stirnzeit:

$$F_{TS} \approx \frac{T_S I_{sp2}}{U_0 C_1} \quad (20)$$

Für  $F_{TS} = 0,5 \%$  und  $U_0 = 100 \text{ V}$  ist die maximal zulässige Stirnzeit 16,6 s.

##### 2.4.2 Größtmögliche Rückenzeit des Spannungsimpulses

Es ist die Ersatzschaltung nach Fig. 9d zu betrachten. Während der Rückenzeit  $T_R$  des Spannungsimpulses soll der Strom  $i$ , der über  $C_1$  fließt, auch über den Zweig mit  $R$  und  $D_2$  fließen. Ein Fehlerstrom  $i_2$  über  $R_{sp1}$  bedingt eine teil-



Fig. 12  
**Impulsmessgerät**  
Abmessungen:  $19 \times 13 \times 9 \text{ cm}$

weise Entladung von  $C_2$  während der Rückenzeit. Als Fehler bei einem linear abfallenden Impuls ergibt sich:

$$F_{TR} = \frac{i_1}{i_1 + i_2} \quad (21)$$

$F_{TR}$  in Abhängigkeit von dem Spannungsrückgang  $U_0/T_R$  kann mit Hilfe der Fig. 5 und 6 und folgender Gleichungen ermittelt werden:

$$i = i_1 + i_2 \quad (22)$$

$$i \approx C_1 \frac{U_0}{T_R} \quad [\text{siehe Gl. (16)}]$$

$$i_1 = \frac{U_{d2} + i_1 R + U_{c2}}{R_{sp1}} \quad (23)$$

Somit ist:

$$F_{TR} = \frac{1}{1 + \frac{R_{sp1}}{R}} + \frac{U_{d2} + U_{c2}}{R + R_{sp1}} \cdot \frac{1}{C_1} \frac{U_0}{T_R} \quad (24)$$

$F_{TR}$  als Funktion von  $U_0/T_R$  ist in Fig. 10 aufgetragen. Man entnimmt dem Diagramm, dass für  $F_{TR} < 0,5 \%$   $U_0/T_R \geq 4 \text{ V/ms}$  sein muss, d. h. bei  $U_0 = 100 \text{ V}$ :  $T_R < 25 \text{ ms}$ .

Durch folgende Massnahmen — ersichtlich aus Gl. (24) — kann die Speicherschaltung auch für kleinere Werte von  $U_0/T_R$  eingesetzt werden:

- a) Erhöhung von  $R_{sp1}$  durch Einsetzen eines Feldeffekttransistors als  $D_1$ ;  
 b) Vergrösserung der Kapazität von  $C_1$ .

#### 2.4.3 Überschwingungen beim Spannungszusammenbruch

Überschwingungen bei zusammenbrechenden Spannungs-impulsen führen solange zu keiner Fehlmessung, als für ihre Dämpfungszeitkonstante  $T_d$  gilt:

$$T_d < C_1 R \quad (25)$$

Ist  $T_d > C_1 R$ , muss  $R$  erhöht werden, z.B. auf  $1 \text{ M}\Omega$ .

#### 2.4.4 Schaltung für höhere Eingangsimpulse

Bei Impulsspannungen mit einer max. Amplitude über etwa 100 V müssen als  $D_1$  mehrere Dioden in Reihe geschaltet werden. Da an  $D_2$  immer nur eine Sperrspannung in der Größenordnung von einigen Volt auftritt, kann diese Diode auch für höhere Spannungen beibehalten werden.

### 3. Messgerät mit der neuen Impulsspeicherschaltung

Die am Ausgang der Speicherschaltung anstehende Gleichspannung, die max. einige 100 mV beträgt, kann mit einem

Leistungsverstärker gemessen werden, dessen Eingangs-widerstand grösser als etwa  $100 \text{ G}\Omega$  ist. Der Verstärker kann z. B. ein Mikroampèremeter aussteuern.

Als Leistungsverstärker gut geeignet sind u. a. Brückenschaltungen mit Feldeffekttransistoren als Kathodenfolger, deren Prinzip Fig. 11 zeigt. Eine Spannung am Eingang  $2 \dots 2'$  bewirkt eine Brückenverstimmung und damit eine Anzeige auf dem Drehspulinstrument. Zweckmässigerweise wird die Brücke symmetrisch aufgebaut, also in jeden Brückenzweig ein Feldeffekttransistor geschaltet, um Temperaturdriften auszugleichen.

Mit dem geschilderten Prinzip ist es möglich geworden, ein batteriebetriebenes Messgerät für Spannungsimpulse zu erstellen mit Messbereichen für 100 und 300 V positiver und negativer Polarität, das bei der Messung voller oder bis zu  $0,3 \mu\text{s}$  abgeschnittener Normstoßspannungen sowie üblicher Langwellen einen Fehler von 1,5 % besitzt. Ein Bild des aus-führten Gerätes zeigt Fig. 12.

#### Adresse des Autors:

Dr.-Ing. Johannes Wiesinger, Institut für Hochspannungs- und Anlagentechnik der Technischen Hochschule München, Arcisstrasse 21, D-8 München 2.

## Dimensionierung von unsymmetrisch belasteten, einphasigen Transformatoren

Von D. Gronwald, Berlin

621.314.21

Es wird ein Verfahren zur graphischen Ermittlung der Primärströme in unsymmetrisch belasteten Gleichrichtertransformatoren angegeben. Die für diese Transformatoren allgemein gültigen Bedingungen für den Verlauf des Primärstromes in Abhängigkeit vom Laststrom und anderen Einflüssen sind dargestellt. Es zeigt sich, dass bei unsymmetrisch belasteten Transformatoren im Normalfall der aufgenommene Magnetisierungsstrom so weit vergrössert wird, bis der Primärstrom ein reiner Wechselstrom ist. Dabei erhöht sich der Effektivwert des Primärstromes bei rein induktiver Belastung, im ungünstigsten Belastungsfall, mindestens auf das 1,5fache des Laststromes. Diese Vergrösserung ist jedoch stark von der Auslegung und der Art der Belastung des Transformators abhängig.

L'auteur décrit un procédé de détermination graphique des courants primaires dans des transformateurs de redresseurs à charge asymétrique. Il expose les conditions valables d'une manière générale pour ces transformateurs au point de vue de l'allure du courant primaire en fonction du courant de charge et d'autres influences. Il s'avère que le courant magnétisant absorbé par des transformateurs à charge asymétrique peut être augmenté dans des conditions normales jusqu'à ce que le courant primaire ne constitue qu'un courant alternatif pur. Lors d'une charge purement inductive et de conditions de charge les plus défavorables, la valeur effective du courant primaire augmente pour atteindre au moins 1,5 fois la valeur du courant de charge. Cet accroissement dépend toutefois fortement de la disposition et de la nature de la charge appliquée au transformateur.

### 1. Einleitung

Wenn einpulsige Gleichrichterschaltungen über Transformatoren an das Netz angeschlossen werden, muss bei der Auslegung der Wicklungen die Gleichstromvormagnetisierung durch den Lastgleichstrom berücksichtigt werden. Eine genaue Kenntnis des durch diese Vormagnetisierung erhöhten Primärstromes ist zur richtigen Dimensionierung der Primärwicklung notwendig.

### 2. Berechnung der Ströme, Spannungen und Flüsse eines unsymmetrisch, speziell einpulsig, belasteten Transformators

Eine einpulsige Belastung kann z. B. aus einer Serieschaltung von einem Gleichrichterventil und der Belastung bestehen (Fig. 1). Dabei fliesst der Strom in der Sekundärwicklung nur in einer Richtung, der Transformator ist unsymmetrisch belastet [1]<sup>1)</sup>.

Für diesen Transformator kann man nicht, wie oft angegeben wird, davon ausgehen, dass in der Netzwicklung nur ein reiner Wechselstrom fliessen kann. Es gelten für einen Transformator im stationären Betrieb nur zwei Bedingungen:

<sup>1)</sup> Siehe Literatur am Schluss des Aufsatzes.

1. Im stationären Zustand muss die Flussänderung  $\Delta\Phi$  im Kern des Transformators in positiver und negativer Richtung den gleichen Scheitelwert haben. Damit kommt der mittlere Arbeitspunkt auf der Magnetisierungskennlinie zum Stillstand. Dann ist zu jedem Zeitpunkt  $t$  während der Periodendauer  $T$ :

$$\Delta\Phi = \Phi_{(t=t_1)} - \Phi_{(t=t_1+T)} = 0 \quad (1)$$

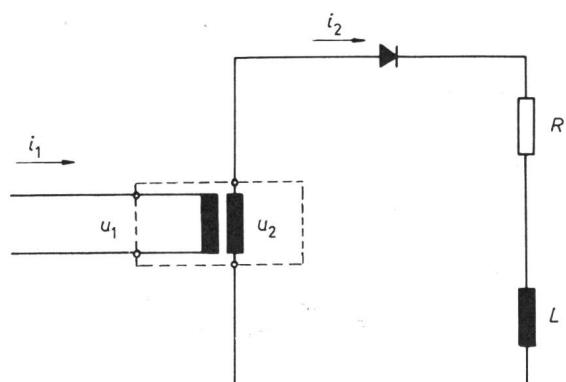


Fig. 1  
Transformator mit einpulsiger Belastung

$i_1, i_2$  primärer und sekundärer Transformatorstrom;  $u_1, u_2$  primäre und sekundäre Transformatorspannung;  $R, L$  Ohmisch-induktive Transformatorbelastung