

# Über Untersetzer

Autor(en): **Baldinger, E. / Casale, R.**

Objektyp: **Article**

Zeitschrift: **Helvetica Physica Acta**

Band (Jahr): **21 (1948)**

Heft II

PDF erstellt am: **12.07.2024**

Persistenter Link: <https://doi.org/10.5169/seals-111900>

## **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.

## Über Untersetzer

von E. Baldinger und R. Casale\*), Basel.

(2. II. 1948.)

*Zusammenfassung.* Zunächst wird nachgewiesen, dass jede Kippschaltung auf drei verschiedene Arten betrieben werden kann, nämlich als Generator, als „Flip-Flop“- und als Untersetzerstufe. Ein einfacher Untersetzer vom Multivibratortyp wird näherungsweise durchgerechnet und ferner eine Eingangsstufe beschrieben, welche die Zählung von Spannungsimpulsen beliebiger Form erlaubt. Nach einer kurzen Diskussion der Zählverluste folgt ein Schema eines Untersetzers mit einem Auflösungsvermögen von  $10^{-6}$  Sekunden.

### I. Kippschaltungen und ihre verschiedenen Betriebszustände.

Der erste Untersetzer wurde 1931 von WYNN-WILLIAMS<sup>1)</sup> gebaut, und Anordnungen dieser Art haben sich bald als wertvolles Hilfsmittel erwiesen. Man verwendet sie heute zu den verschiedensten Zwecken wie z. B. zur Zählung von Impulsen, zur Frequenzunterteilung, als Kurzzeitmesser, Frequenzmesser usw. Ein Untersetzer stellt also ein sehr vielseitiges Messgerät dar, dessen Bedeutung als bekannt vorausgesetzt werden darf.

Es besteht eine grosse Mannigfaltigkeit der verschiedensten Schaltungen und Ausführungen. Um einen besseren Überblick zu

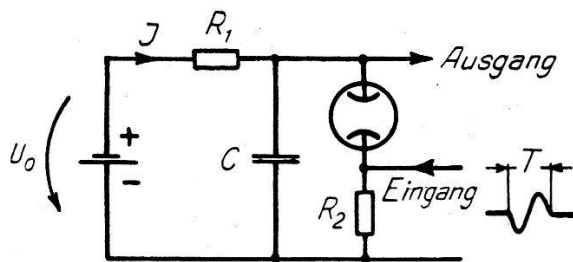


Fig. 1.

Kippschaltung mit einer Glimmlampe.

Die Signaldauer  $T$  sei klein gegenüber der Entladezeitkonstante des Kondensators  $C$ .

erhalten, ist es zweckmässig, zuerst den Zusammenhang der Untersetzerschaltungen mit Kippgeneratoren, ferner mit sogenannten „Flip-Flop“-Stufen und „trigger“-Schaltungen zu betrachten. Alle diese Anordnungen wollen wir unter der Bezeichnung Kippschaltungen zusammenfassen. Eine solche Kippschaltung besitzt min-

\*) Istituto di Fisica dell'Università di Roma.

destens zwei verschiedene Zustände, zwischen denen sie hin- und herkippt. Ist kein Zustand dauernd stabil, so handelt es sich um einen Kippgenerator. Sind alle Zustände dauernd stabil, so liegt eine Untersetzerschaltung vor; ist nur ein Teil der Zustände stabil, so wollen wir von einer „Flip-Flop“-Stufe sprechen. Jede Kipp-schaltung kann in diesen drei verschiedenen Arten, also als Generator, Flip-Flop-Stufe oder Untersetzstufe betrieben werden.

Ein einfaches Beispiel (Fig. 1), das die wesentlichen Eigenschaften einer Kippschaltung aufweist, soll diese Tatsache kurz erläutern.

Untersetzter: Damit beide Zustände (Löschen und Brennen der Glimmlampe) stabil sind, muss

a) die Batteriespannung  $U_0$  kleiner als die Zündspannung sein und

b) die Widerstandsgerade in Fig. 2 die Glimmlampencharakteristik rechts vom Minimum schneiden.

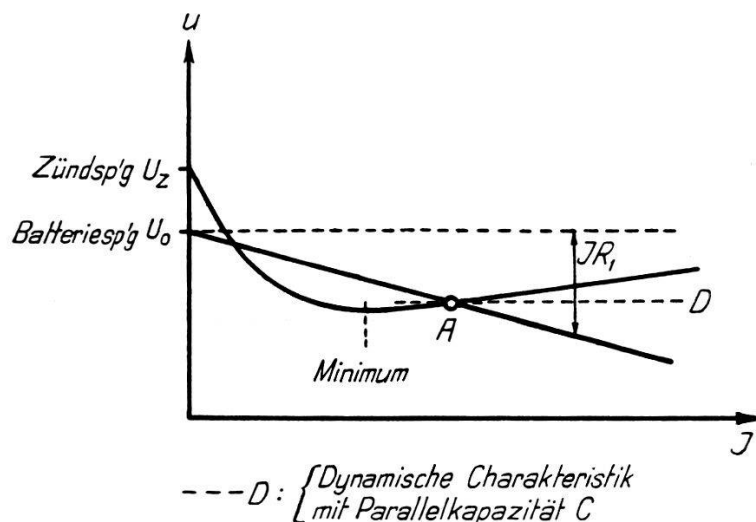


Fig. 2.

Glimmlampencharakteristik mit Widerstandsgeraden.

Der kleine Widerstand  $R_2$  wird vernachlässigt.

Wegen der zur Glimmlampe parallel geschalteten Kapazität  $C$  existiert links vom Minimum kein stabiler Arbeitspunkt<sup>20)</sup>. Am kleinen Widerstand  $R_2$  wird die Steuerspannung aufgedrückt. Wir wollen annehmen, dass die Glimmlampe Strom führe. Der erste Steuerimpuls bringt die Glimmlampe zum Erlöschen. Sie wird durch den nächsten Steuerimpuls wieder zum Zünden gebracht. Zum Zünden ist in diesem Beispiel ein negativer Impuls erforderlich. Die unmittelbar folgende positive Spitze des Steuerimpulses (Fig. 1) ist wegen der Kapazität  $C$  solange zulässig, als diese Spannungsspitze einen kritischen Wert nicht überschreitet. Die Kapazität ist

somit notwendig, wenn diese Untersetzerstufe mit gleichartigen Eingangsimpulsen gesteuert werden soll. Durch zweimaliges Differenzieren der Ausgangsspannung kann bei jedem Zünden der Glimmlampe ein dem Eingangsimpuls ähnlicher Ausgangsimpuls erzeugt werden, womit eine Division durch zwei erreicht ist.

Kippgenerator und Flip-Flop-Stufe:

Erhöht man die Batteriespannung und verkleinert den Widerstand  $R_1$ , so wird die Schaltung in Fig. 1 zu einem Kippgenerator mit sägezahnförmiger Ausgangsspannung. Durch geeignete Dimensionierung können wir aber auch einen unselbständigen Kippgenerator realisieren, der bei jedem Steuerimpuls nur einmal hin- und herkippt (Flip-Flop-Stufe).

Die Dimensionierungsvorschriften zur Erreichung der drei verschiedenen Betriebszustände sind im folgenden Abschnitt zusammengestellt.

a) Kippgenerator: Kein dauernd stabiler Zustand

$$U_0 > U_z$$

Schnittpunkt  $A$  links vom Minimum in Fig. 2.

b) Flip-Flop-Stufe: Ein dauernd stabiler Zustand.

Es sind zwei Fälle zu unterscheiden:

1. Glimmlampe sperrt im Ruhezustand

$$U_0 < U_z$$

Schnittpunkt  $A$  links vom Minimum.

2. Glimmlampe brennt im Ruhezustand

$$U_0 > U_z$$

Schnittpunkt  $A$  rechts vom Minimum.

c) Untersetzerstufe: Zwei dauernd stabile Zustände

$$U_0 < U_z$$

Schnittpunkt  $A$  rechts vom Minimum.

## II. Weitere Schaltungstypen: Sperrschwinger, Transitron und Multivibrator.

Die Glimmlampenschaltung in Fig. 1 ist für Demonstrationszwecke durchaus geeignet, weist aber im praktischen Gebrauch erhebliche Nachteile auf. Edelgasgefüllte Thyratrons sind solchen Glimmlampen vorzuziehen, und überdies ist eine vollkommen symmetrische Schaltung wie sie bereits WYNN-WILLIAMS<sup>1)</sup> verwendete, betriebssicherer zu bauen. Um das Auflösungsvermögen zu ver-

bessern, ist man aber bald zur Verwendung von Hochvakuumröhren übergegangen. Es ist bemerkenswert, dass der erste mit Hochvakuumröhren gebaute Untersetzer der Sperrschwingergruppe angehört.

Bereits im Jahre 1934 haben ALFÉN und OHLIN ihre Arbeit „Eine schwingende Elektronenröhre als Thyatronersatz“<sup>5)</sup> publiziert. Fig. 3 zeigt eine Untersetzerschaltung dieser Art.

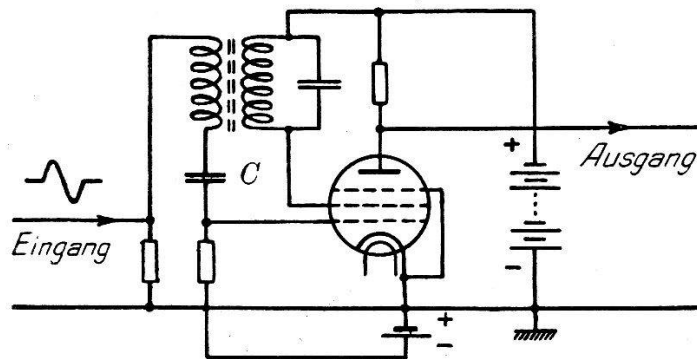


Fig. 3.

Untersetzer vom Sperrschwingertyp.

Die Gittervorspannung muss so gross sein, dass ohne Hochfrequenzschwingung noch kein Anodenstrom fliesst (erster stabiler Zustand). Wenn die hochfrequente Schwingung durch den positiven Steuerimpuls gestartet wird, soll der Schwingungszustand dauernd stabil sein. (Zweiter stabiler Zustand). Infolge des dann auftretenden Gitterstroms wird die negative Gittervorspannung derart vergrössert, dass der nächste Steuerimpuls die Schwingung zum Abreissen bringt. Die Kopplungskapazität zum Steuergitter ist notwendig, damit beim Starten des Oszillators der negative Teil des Steuerimpulses die Hochfrequenzschwingung nicht wieder abstoppt.

Ein weiterer Typ einer Kippschaltung stellt das Transitron\*) dar, das nach REICH<sup>9)</sup> hingegen für Untersetzer nicht sehr geeignet ist. Ein Transitron kann mit jeder Röhre gebaut werden, die eine Verstärkung ohne Phasenumkehr ermöglicht. Dies ist beispielsweise der Fall, wenn man das Bremsgitter einer Pentode als Steuergitter benützt und die verstärkte Spannung an einem Seriewiderstand zum Schirmgitter abnimmt. Auch bei einer Sekundäremissionsröhre ist eine phasenrichtige Verstärkung in einer Röhre ohne Verwendung eines Transformators möglich. Im allgemeinen werden für Untersetzer Multivibratorschaltungen und insbesondere solche vollkommen symmetrischer Anordnungen bevorzugt. Alle Kippschal-

\*) Das Transitron ist im Buche von O. S. PUCKLE „Time Bases“ ausführlich beschrieben.

tungen, die sich auf einen normalen  $R$ - $C$ -Verstärker mit positiver Rückkopplung zurückführen lassen, können unter der Bezeichnung „Multivibratorschaltungen“ zusammengefasst werden. Der Multivibrator als Kippgenerator geht auf ABRAHAM und BLOCH<sup>22)</sup> und als Schaltung mit zwei stabilen Zuständen auf ECCLES und JORDAN<sup>23)</sup> zurück (in der amerikanischen Literatur als „Eccles-Jordan trigger circuit“ bezeichnet), deren Anordnung im wesentlichen der in Fig. 4 dargestellten Untersetzerstufe entspricht. Durch Erweiterung dieses Prinzips ist es möglich, Kippschaltungen mit einer beliebigen Zahl stabiler Zustände zu entwerfen. Infolgedessen kann

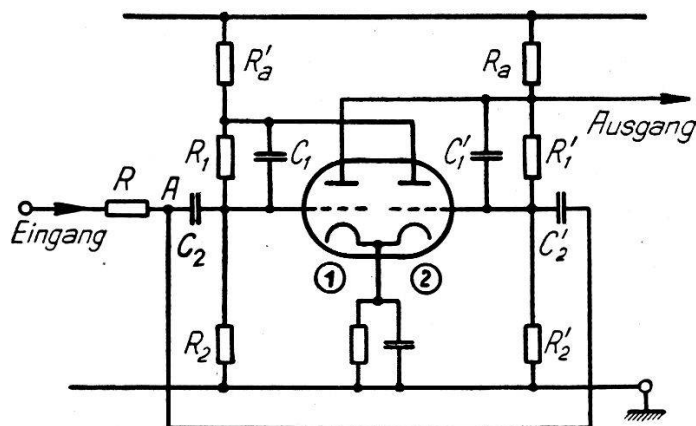


Fig. 4.

Einfache Untersetzerstufe vom Multivibratortyp.

auch jede Untersetzung pro Stufe realisiert werden. Da wir gewohnt sind, im Dezimalsystem zu rechnen, ist eine Zehner-Unterteilung am bequemsten, wobei allerdings gegenüber dem Dualsystem eine grössere Zahl von Röhren erforderlich ist. Man kann aber auch intern von einer Zweier-Unterteilung auf eine Zehner-Unterteilung umrechnen, indem z. B. ein 16-fach Untersetzer jedesmal bei Erreichung der Zahl 10 durch eine Zusatzröhre automatisch auf „Null“ gestellt wird<sup>12), 18)</sup> oder indem durch geeignete Rückführungen, die überflüssige Zahl von Stellungen übersprungen wird.

### III. Dimensionierung einer Untersetzerstufe nach Fig. 4.

Die in Fig. 4 gezeichnete Schaltung wurde von verschiedenen Autoren<sup>8), 10), 11)</sup> fast gleichzeitig als Untersetzer vorgeschlagen. Sie wird normalerweise unter Verwendung von Entkopplungsröhren oder Dioden benützt. Bei richtiger Dimensionierung lässt sich aber ohne solche Zusatzelemente eine genügende Betriebssicherheit erreichen.

Zur Vereinfachung der Rechnung seien Röhren mit scharfem Einsatzzpunkt des Anodenstromes und annähernd linearer Kennlinie vorausgesetzt. Bei der leitenden Röhre soll im Dauerzustand kein Gitterstrom fließen und die andere Röhre soll vollständig gesperrt sein. Die Schaltung werde durch eine vorangehende gleich gebaute Stufe gesteuert, so dass am Eingang und am Ausgang gleiche Spannungssprünge auftreten. Der am Eingang auftretende Spannungssprung gelangt auf das Gitter der Röhre 1 und wird unter der Annahme, dass diese Röhre gerade leitet, mit umgekehrtem Vorzeichen auf deren Anode übertragen. Dieser Spannungsschoss steuert zusammen mit demjenigen über die Kapazität  $C_2'$  das Gitter der Röhre 2. Bei richtiger Dimensionierung wird der erste Anteil überwiegen. Ein negativer Spannungssprung am Eingang wird somit die Röhre 1 sperren und die Röhre 2 einschalten. Ein positiver Spannungssprung erhöht nur den Anodenstrom der leitenden Röhre, mindestens solange, als bei dieser noch kein Gitterstrom fließt. Die Unter-setzerstufe spricht somit nur auf negative Spannungssprünge an.

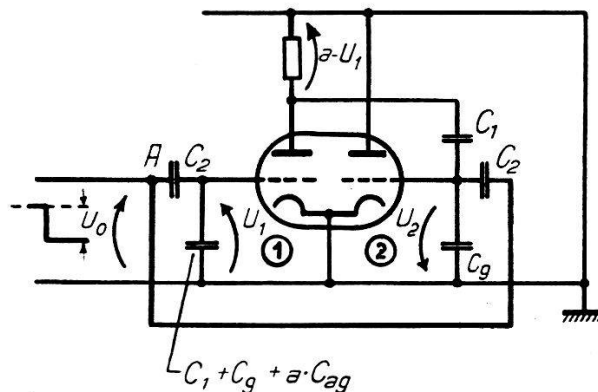


Fig. 5.

Ersatzbild. Röhre 1 leitend.

 $C_{ag}$ : Gitter-Anodenkapazität.

Unter der Annahme, dass Röhre 1 leitet, wollen wir die infolge eines negativen Eingangssignals an den beiden Gittern auftretenden Spannungssprünge bestimmen. Bei sehr grossen Widerständen  $R_1$  und  $R_2$  und kleinen Anodenwiderständen  $R_a$  gilt dann näherungsweise das vereinfachte Ersatzbild Fig. 5.

Der negative Spannungssprung am Gitter 1 hat den Wert

$$U_1 = \frac{U_0 C_2}{C_1 + C_2 + C_g + a \cdot C_g} \quad (1)$$

wobei  $a$  die Spannungsverstärkung des leitenden Rohres und  $C_g$  die Kapazität des Gitters gegenüber sämtlichen Elektroden be-

deutet. Solange die Röhre 2 sperrt, tritt an ihrem Gitter ein Spannungsschoss vom Betrage

$$U_2 = \frac{a \cdot U_0 C_2}{[C_1 + C_2 + C_g + a C_{ag}]} \cdot \frac{C_1}{[C_1 + C_2 + C_g]} - \frac{U_0 C_2}{C_1 + C_2 + C_g} \quad (2)$$

auf. Der Anodenstrom und damit Umkippen setze beim kritischen Werte  $\bar{U}_2$  ein.

$$\bar{U}_2 = U_0 \frac{R_2}{R_1 + R_2} - U_3 \quad (3)$$

$\frac{U_0 R_2}{R_1 + R_2}$  entspricht der Potentialdifferenz der Gitter der beiden Röhren im Ruhezustand;  $U_3$  gibt an, um welchen Betrag die Gitterspannung des leitenden Rohres über den Einsatzzpunkt des Anodenstromes liegt. Umkippen tritt ein, wenn

$$U_2 > \bar{U}_2 \quad (4)$$

wird. Unter Vernachlässigung von  $C_g$  und  $C_{ag}$  gegenüber  $C_1 + C_2$  und mit der Abkürzung

$$b = \frac{R_2}{R_1 + R_2} - \frac{U_3}{U_0} \quad (5)$$

muss somit folgende Bedingung erfüllt sein:

$$\frac{C_2}{C_1 + C_2} \left[ \frac{a C_1}{C_1 + C_2} - 1 \right] > b. \quad (6)$$

Dies führt zur Beziehung

$$\frac{(a-1) - \sqrt{(1-a)^2 - 4ab}}{2b} - 1 < \frac{C_1}{C_2} < \frac{(a-1) + \sqrt{(1-a)^2 - 4ab}}{2b} - 1. \quad (7)$$

Die zulässigen Werte für das Verhältnis  $C_1:C_2$  sind daher stark eingeschränkt. Aus Fig. 5 ist auch direkt ersichtlich, dass sowohl bei zu kleinen wie zu grossen Kopplungskapazitäten  $C_2$  die Röhre 2 durch den Spannungssprung  $U_0$  nicht zum Leiten gebracht werden kann.

Im weiteren interessiert uns vor allem das Auflösungsvermögen der Untersetzerstufe. Dazu müssen wir drei Zeitabschnitte unterscheiden, nämlich die Zeit  $t_1$ , die sich vom Beginn des Steuerimpulses am Eingang bis zum Einsetzen des Anodenstromes der gesperrten Röhre erstreckt, die Umkippszeit  $t_2$  der Stufe und die Zeit  $t_3$ , die verstreicht, bis der stationäre Zustand erreicht wird.

Zeit  $t_1$ : An der Stelle  $A$  (Fig. 4) ist die Kapazität  $C_A$

$$C_A = \frac{C_2 (C_1 + C_g + a C_{ag})}{C_1 + C_2 + C_g + a C_{ag}} + C_2 \left[ 1 + \frac{C_2}{C_1 + C_2 + C_g} \left( \frac{a C_1}{C_1 + C_2 + C_g + a C_{ag}} - 1 \right) \right] \quad (8)$$

gegen Erde wirksam. Bei einem negativen Einheitsstoss am Eingang



sinkt somit das Potential des Punktes  $A$  entsprechend der Zeitkonstante  $RC_A$  und hat beim Einsetzen des Anodenstromes der gesperrten Röhre den Wert  $\bar{U}_A$  erreicht.  $\bar{U}_A$  lässt sich aus den Gleichungen (2) und (3) leicht bestimmen. Die Zeit  $t_1$  berechnet sich somit zu

$$t_1 = RC_A \ln \left( \frac{U_0}{U_0 - \bar{U}_A} \right). \quad (9)$$

Mit den Werten für  $C_A$  und  $\bar{U}_A$  und unter Vernachlässigung von  $C_g$  und  $C_{ag}$  folgt daraus:

$$t_1 = \frac{RC_1C_2}{C_1+C_2} \left[ 2 + \frac{aC_2}{C_1+C_2} \right] \ln \left[ 1 - \frac{b}{\frac{C_2}{C_1+C_2} \left( \frac{aC_1}{C_1+C_2} - 1 \right)} \right]^{-1}. \quad (10)$$

Die Umkippszeit  $t_2$ : Sie ist von der Grössenordnung  $R_a[C_a + C_g + C_2 + aC_{ag}]$ , wobei  $C_a$  die Ausgangskapazität (Schalt- und Röhrenkapazität) bedeutet. Damit die Kapazität  $C_A$  (Formel 8) der nächsten Stufe den Ausgang nicht unnötig belastet, soll der Serienwiderstand  $R$  genügend gross sein.

Zeit  $t_3$ : Während der Zeit  $t_1 + t_2$  haben sich die Gitterspannungen der beiden Röhren um den Betrag  $U_0$  geändert. Dem stationären Wert entspricht jedoch wegen des OHM'schen Spannungsteilers  $R_1$ ,  $R_2$  lediglich eine Spannungsänderung vom Betrage  $\frac{U_0 R_2}{R_1 + R_2}$ , die in der Zeit  $t_3$  praktisch erreicht wird. Mit unseren am Anfang getroffenen Voraussetzungen wird die Zeit  $t_1 + t_2$  klein gegenüber der Zeit  $t_3$ .

Die Abweichung  $\Delta U_g$  der Gitterspannung vom stationären Wert berechnet sich somit zum

$$\Delta U_g = \frac{U_0 R_2}{R_1 + R_2} e^{-\frac{t}{\frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} (C_1 + C_2 + C_g)}}. \quad (11)$$

Der dem negativen folgende positive Eingangsstoss erniedrigt über die Röhre 2 die Spannung des Gitters 1 von neuem. Wenn beim Eintreffen des nächsten negativen Eingangsstosses die Spannung des Gitters 1 noch nicht ihren stationären Wert erreicht hat, ist die Bedingungsgleichung (4) für das Umkippen abzuändern. Um die gesperrte Röhre zum Leiten zu bringen, ist entsprechend der Abweichung der Gitterspannung vom stationären Wert ein grösserer Spannungsschoss erforderlich. Durch Dioden kann die Störung durch den positiven Spannungssprung beseitigt und somit das Auflösungsvermögen etwas erhöht werden. Um ein gutes Auflösungsvermögen zu erreichen, soll der linke Teil der Ungleichung (6) mög-

lichst gross und nach Beziehung (11) die Zeitkonstante  $\frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}$  ( $C_1 + C_2 + C_g$ ) klein sein. Die erste Forderung wird jedoch durch eine weitere Bedingung eingeschränkt. Positive Spannungsschüsse am Eingang erzeugen am Ausgang der leitenden Röhre ebenfalls negative Spannungsschüsse. Diese müssen so klein sein, dass die nächste Untersetzerstufe nicht anspricht. Dies kann erreicht werden, indem das Verhältnis  $\frac{C_2}{C_1}$  nicht zu gross gewählt wird. Man kann den positiven Spannungsschuss auch mit Hilfe des Gitterstromes abschwächen, oder bei Verwendung einer Pentode, dadurch, dass man ihren kleinen Innenwiderstand bei niedriger Anodenspannung ausnützt. Eine weitere Möglichkeit, das Ansprechen auf diese „falschen“ Spannungssprünge zu vermeiden, liegt darin, die Zeit  $t_1 \approx RC_A$  der Zeitkonstante

$$\frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} (C_1 + C_2 + C_g) \approx t_3$$

anzunähern. Unsere vereinfachenden Annahmen sind dann nicht mehr erfüllt, und die Berechnung wird umständlicher, so dass sich ein experimenteller Abgleich empfiehlt. Durch geeignete Kopplung mittels Dioden kann übrigens der Einfluss der positiven Spannungssprünge vermieden werden.

Damit die Untersetzerstufe über lange Zeit betriebssicher arbeitet, sind genügende Toleranzen bezüglich Änderungen der verwendeten Schaltelemente und der Speisespannung unbedingt erforderlich ( $b$  in Formel 5 darf nicht zu klein sein). Es empfiehlt sich, nach Zusammenbau die Zulässigkeit von Unsymmetrien in der Schaltung experimentell zu überprüfen. Dies kann auf einfache Weise durch Einführung einer Zusatzspannung in Serie zu einem Gitterableit-Widerstand erfolgen.

#### IV. Die Eingangsstufe.

Die erste Untersetzerstufe wird nicht von einer gleichartigen Stufe gesteuert. Es ist nach der bisherigen Diskussion leicht einzusehen, dass Form, Höhe und Dauer ihres Eingangsimpulses weitgehend vorgeschrieben sind. Um Spannungsimpulse beliebiger Form zählen zu können, ist es deshalb erforderlich, diese zuerst umzuformen. Das geschieht am zweckmässigsten mit der in Fig. 6 dargestellten Flip-Flop-Stufe.

In dieser Stufe werden Eingangsspannungen beliebiger Form in Rechteckimpulse definierter Höhe und Flankensteilheit umge-

wandelt, so dass die erste Untersetzterstufe gleichartige Steuerimpulse erhält wie die nachfolgenden Stufen und demnach ebenso dimensioniert werden kann.

Die Eingangsstufe\*) weicht insofern von den Untersetzterstufen ab, als ein Rückkopplungsweg durch den gemeinsamen, unüber-

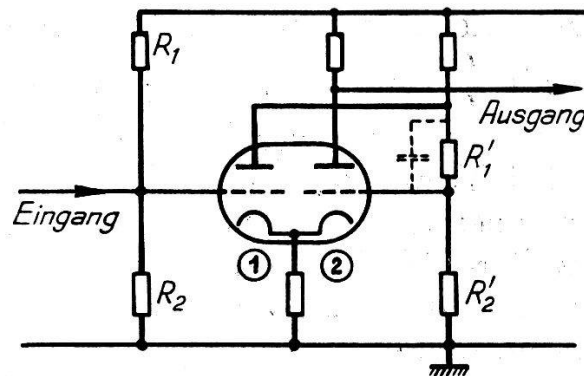


Fig. 6.  
Eingangsstufe.

brückten Kathodenwiderstand ersetzt ist und keine Kapazitäten erforderlich sind. Ohne Eingangssignal leitet nur eine der beiden Röhren, und zwar je nach Wahl der Widerstände  $R_1$ ,  $R_2$ ,  $R'_1$ ,  $R'_2$  die erste oder die zweite. Bei negativen Eingangssignalen muss Röhre 1 Strom führen.

Unterschreitet die Eingangsspannung (Fig. 7) den Schwellwert  $U_I$ , so kippt die Schaltung um und kippt zurück, wenn die Span-

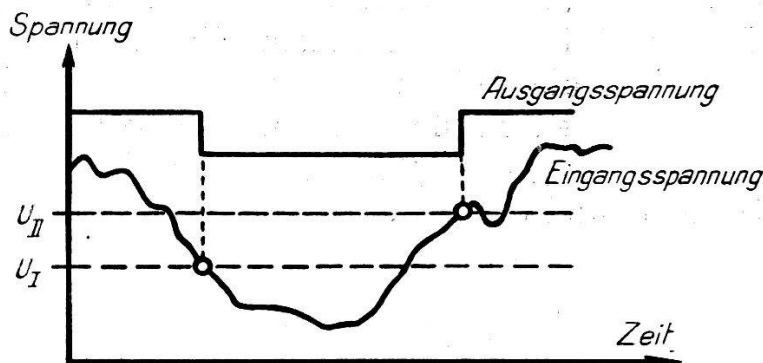


Fig. 7.  
Wirkungsweise der Eingangsstufe.

nung den Wert  $U_{II}$  überschreitet. Um zu verhindern, dass dem Eingangssignal überlagerte Störspannungen gezählt werden, ist ein genügender Unterschied der beiden Schwellwerte  $U_I$  und  $U_{II}$  erforderlich.

\*) Eine ausführliche Beschreibung solcher Schaltungen ist im Buch von O. S. PUCKLE, „Time Bases“, S. 57 enthalten.

## V. Zählverluste.

Eine allgemeine Diskussion der Berechnung der Zählverluste ist in der Arbeit von Jost<sup>24)</sup> enthalten. Wir wollen hier nur einige Spezialfälle betrachten und auf verschiedene Umstände hinweisen, die prinzipiell zu beachten sind.

Zunächst sei angenommen, dass die Eingangsimpulse zeitlich statistisch verteilt sind und Zählverluste nur in der ersten Untersetzerstufe auftreten. Diese ist nach einem gezählten Ereignis während der Zeit  $T$  unempfindlich. Von den  $n$  im Mittel pro Sekunde eintreffenden Impulsen werden  $n'$  registriert, was einem relativen Zählverlust von

$$\frac{n - n'}{n} = n' T = \frac{n T}{1 + n T} \quad (12)$$

entspricht. Dieser Fall tritt z. B. ein, wenn Impulse eines Multipliers gezählt werden und das Auflösungsvermögen des verwendeten Verstärkers hinreichend gut ist. Es sei noch bemerkt, dass eine Untersetzerstufe wegen der immer vorhandenen kleinen Unsymmetrien in ihren beiden Stellungen nicht exakt dasselbe Auflösungsvermögen aufweist.

Wird ein Zählrohr verwendet, und ist das Auflösungsvermögen des Untersetzers besser als dasjenige des Zählrohrs, so verliert der Untersetzer überhaupt keine Impulse. Dieser Fall ist wegen seiner Übersichtlichkeit anzustreben und auch möglich, da ein Auflösungsvermögen  $T$  von  $10^{-6}$  Sekunden und bei besonderer Sorgfalt bis  $10^{-7}$  Sekunden erreicht werden kann.

Wir wollen im weiteren noch den Fall diskutieren, dass nur im Zählwerk Verluste auftreten, was bei Verwendung weniger Untersetzerstufen mit gutem Auflösungsvermögen ohne weiteres möglich ist.

Am Ausgang des Untersetzers sind die Impulse regelmässiger, so dass das Zählwerk besser ausgenutzt werden kann. Das Zählwerk verliert alle Stösse, welche innerhalb der Zeit  $T$  aufeinanderfolgen. Dabei sind jedoch zwei Fälle zu unterscheiden.

- a) Die letzte Untersetzerstufe steuert direkt die Endröhre, welche das Zählwerk betreibt. Dann verdoppelt die letzte Untersetzerstufe lediglich das Auflösungsvermögen des Zählwerks. Dabei liegt die Voraussetzung zugrunde, dass das Zählwerk zum Anziehen und zum Abfallen dieselbe Zeit benötigt. Zählwerk und letzte Untersetzerstufe sind als Zähleinrichtung mit dem Auflösungsvermögen  $T/2$  aufzufassen und nur die  $q$  vorangehenden Untersetzerstufen tragen zum Ausgleich der statistischen

Schwankungen bei. Nach  $(q + 1)$ facher Untersetzung kommen im Mittel  $n/q$  Impulse auf den Eingang der letzten Untersetzerstufe. Es tritt ein prozentualer Zählverlust von

$$\frac{\frac{n}{q} - n_a'}{\frac{n}{q}} = 1 - e^{-\bar{z}} \sum_0^{q-1} \frac{\bar{z}^k}{k!} = \frac{\Gamma(q, \bar{z})}{\Gamma(q)} \quad (13)$$

ein. Dabei bedeuten  $\frac{n_a'}{2}$  die vom Zählwerk im Mittel registrierten Impulse,  $\bar{z}$  die am Eingang des Untersetzers im Mittel während der halben Auflösungszeit des Zählwerkes eintreffenden Ereignisse und  $\Gamma(q, \bar{z})$  die unvollständige Gammafunktion der mit oberen Grenze  $\bar{z}^*$ .

- b) Die letzte Untersetzerstufe steuert über eine Flip-Flop-Schaltung mit definierter Impulsdauer die Endröhre. Die Impulsdauer sei derart eingestellt, dass jeder Impuls der Flip-Flop-Stufe tatsächlich vom Zählwerk registriert wird. Die Flip-Flop-Schaltung ist nach jedem gezählten Ereignis für die Zeit  $\tau$  unempfindlich.

Die Anordnungen a) und b) verlieren bei geringen Zählverlusten gleich viel Stösse. Bei grossen Zählverlusten ist die Anordnung b) überlegen. Allerdings sind wegen der Flip-Flop-Stufe zwei weitere Röhren erforderlich. Grosse Zählverluste sind jedoch unerwünscht und auch zu vermeiden, so dass also die am Ausgang des Untersetzers manchmal verwendete Flip-Flop-Stufe unnötig ist und besser durch eine weitere Untersetzerstufe ersetzt wird.

## VI. Ein 128-fach Untersetzer mit gutem Auflösungsvermögen.

Das Schaltschema Fig. 8 zeigt einen 128-fach Untersetzer, der entsprechend den Vorschriften des Abschnittes III dimensioniert wurde und eine Eingangsstufe nach Abschnitt IV aufweist. Um eine grössere Unterteilung zu erhalten, können mehrere solcher Untersetzter in Serie geschaltet werden. Die 1. Stufe besitzt ein

\*) Entsprechend der Poisson-Verteilung ist die Wahrscheinlichkeit  $W_k(T)$ , dass in der Zeit  $T$ ,  $k$  Impulse auftreten, gegeben durch

$$W_k(T) = \frac{\bar{z}^k \cdot e^{-\bar{z}}}{k!}$$

wobei  $\bar{z}$  die mittlere Impulszahl in der Zeit  $T$  bedeutet.  $\frac{n_a'}{n}$  kann als Wahrscheinlichkeit aufgefasst werden, dass in der Zeit  $T$  nicht mehr als  $(q - 1)$  Impulse stattfinden und daraus folgt unmittelbar

$$\frac{n_a'}{n} = e^{-\bar{z}} \sum_0^{q-1} \frac{\bar{z}^k}{k!}.$$

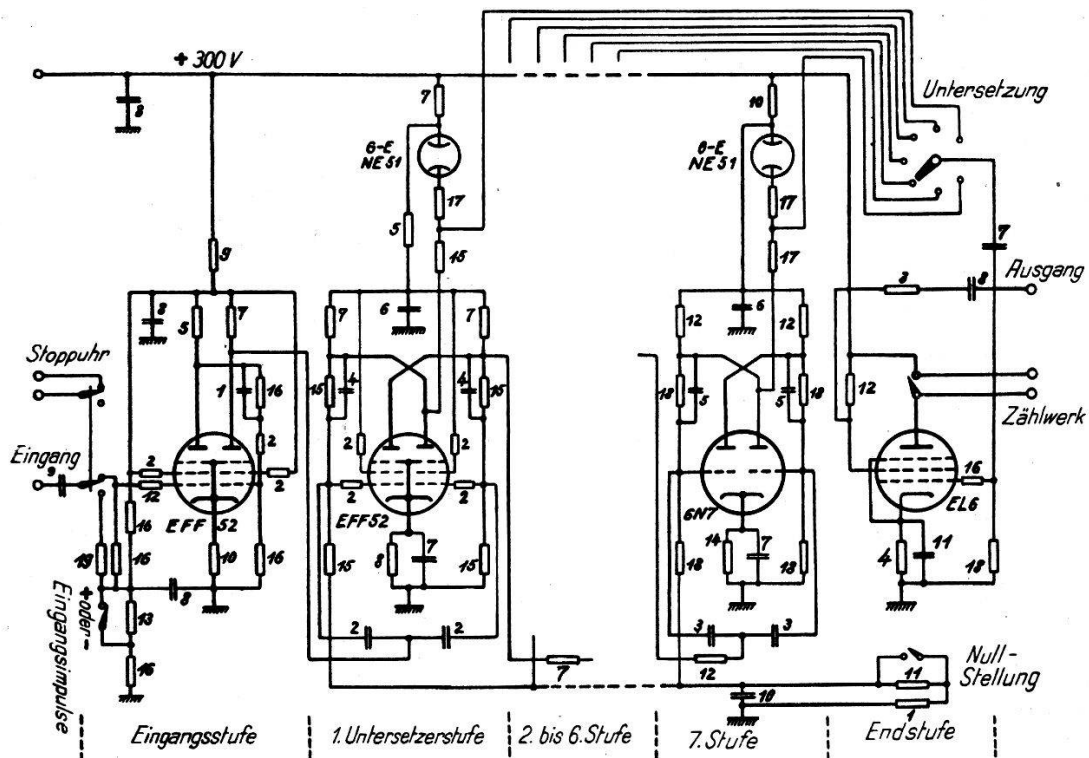


Fig. 8.

128-fach Untersetzer.  
 Auflösungsvermögen  $10^{-6}$  Sek.

Kondensatoren		Widerstände	
Pos. 1	10 pF	Pos. 1	10 $\Omega$
2	15 pF	2	50 $\Omega$
3	25 pF	3	500 $\Omega$
4	50 pF	4	1,1 k $\Omega$
5	100 pF	5	2 k $\Omega$
6	0,01 $\mu$ F	6	2,5 k $\Omega$
7	0,05 $\mu$ F	7	5 k $\Omega$
8	0,1 $\mu$ F	8	5,5 k $\Omega$
9	0,25 $\mu$ F	9	7 k $\Omega$
10	100 $\mu$ F	10	10 k $\Omega$
11	200 $\mu$ F	Pos. 11	15 k $\Omega$
		12	20 k $\Omega$
		13	25 k $\Omega$
		14	40 k $\Omega$
		15	50 k $\Omega$
		16	100 k $\Omega$
		17	200 k $\Omega$
		18	500 k $\Omega$
		19	1 M $\Omega$

Auflösungsvermögen von  $10^{-6}$  Sekunden. Dieses gute Auflösungsvermögen war zur Untersuchung von Multipliern und zum Studium des Auflösungsvermögens von Zählrohren mit hoher Stosszahl notwendig.

Eine elektrische Stoppuhr und ein Hilfsrelais dienen dazu, eine am Untersetzer einzustellende Impulszahl abzuzählen, wodurch sich eine Interpolation erübrigt und nur noch die benötigte Zeit abgelesen werden muss.

Die Speisespannung braucht nicht stabilisiert zu sein. Ihre zulässigen Schwankungen sind lediglich durch die Interpolationsglühlämpchen eingeschränkt. Es sei noch bemerkt, dass dieser Untersetzer bereits während eines Jahres in Betrieb ist. Eine solche Dauerprüfung liefert die beste Gewähr für genügende Toleranzen der Schaltung.

Herrn Prof. Dr. P. HUBER sind wir für zahlreiche anregende Diskussionen zu Dank verpflichtet. Der Kommission des Bundes zur Förderung der wissenschaftlichen Forschung danken wir für finanzielle Hilfe.

#### Literatur.

Schaltungen mit Thyratrons.

- 1) C. E. WYNN-WILLIAMS, Proc. Roy. Soc. A **132**, 295 (1931) und A **136**, 312 (1932).
- 2) W. B. LEWIS, Proc. Camb. Phil. Soc. **30**, 543 (1934).
- 3) W. G. SHEPHERD and R. O. HAXBY, Rev. Sci. Inst. **7**, 425 (1936).
- 4) J. GIARRATANA, Rev. Sci. Inst. **8**, 390 (1937).

Schaltungen mit Hochvakuumröhren.

- 5) H. ALFÉN und P. OHLIN, Zs. f. Phys. **89**, 826 (1934).
- 6) W. B. LEWIS, Proc. Camb. Phil. Soc. **33**, 549 (1937).
- 7) E. C. STEVENSON and J. A. GETTING, Rev. Sci. Inst. **8**, 414 (1937).
- 8) H. LIFSCHUTZ and J. L. LAWSON, Rev. Sci. Inst. **9**, 83 (1938).
- 9) H. J. REICH, Rev. Sci. Inst. **9**, 222 (1938).
- 10) H. ALFÉN, Proc. Phys. Soc. **50**, 358 (1938).
- 11) K. E. FORSMAN, Phys. Zeitschr. **39**, 410 (1938).
- 12) H. LIFSCHUTZ, Phys. Rev. **57**, 243 (1940).
- 13) O. PICCIONI, Il Nuovo Cimento **1**, 56 (1943).
- 14) V. H. REGENER, Rev. Sci. Inst. **17**, 180 (1946).
- 15) V. H. REGENER, Rev. Sci. Inst. **17**, 185 (1946).
- 16) V. H. REGENER, Rev. Sci. Inst. **17**, 375 (1946).
- 17) E. BALDINGER, Helv. Phys. Acta **19**, 203 (1946).
- 18) H. BERTHELOT, J. Phys. Rad. **8**, 185 (1946).

Lehrbücher.

- 19) W. B. LEWIS, Electrical Counting, Cambridge 1942.
- 20) H. RICHTER, Elektrische Kippschwingungen, Leipzig 1940.
- 21) O. S. PUCKLE, Time Bases, London 1945.

Weitere Literaturangaben.

- 22) H. ABRAHAM und E. BLOCH, Ann. de Phys. **12**, 237 (1919).
- 23) W. H. ECCLES und F. W. JORDAN, Radio Rev. **1**, Nr. 3, 1920.
- 24) R. JOST, Helv. Phys. Acta **10**, 173, 1947.