Zeitschrift: Bulletin des Schweizerischen Elektrotechnischen Vereins, des Verbandes Schweizerischer Elektrizitätsunternehmen = Bulletin de l'Association suisse des électriciens, de l'Association des entreprises électriques suisses

Herausgeber: Schweizerischer Elektrotechnischer Verein ; Verband Schweizerischer Elektrizitätsunternehmen

Band: 69 (1978)

Heft: 6

Artikel: Erzeugung grosser Spannungen mit annähernd rechteckförmigem Verlauf bei hohen Frequenzen

Autor: Märki, M.

DOI: https://doi.org/10.5169/seals-914856

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: 10.12.2025

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

Erzeugung grosser Spannungen mit annähernd rechteckförmigem Verlauf bei hohen Frequenzen

Von M. Märki

621.3.029.5 : 621.3.015;

Die hier geschilderte Methode zur Erzeugung einer Spannung mit annähernd rechteckförmigem Verlauf ist besonders geeignet, wenn eine induktive oder kapazitive Belastung vorliegt. Das Verfahren zeichnet sich durch geringen Leistungsbedarf und grosse Stabilität der Kurvenform aus. Die gewünschte Trapezform entsteht durch Überlagerung der Spannungen einer Grundwelle und derer ungeradzahliger Harmonischer nach dem Prinzip einer Fourier-Synthese. Entwickelt wurde die Schaltung zur Ansteuerung einer grossen Verstärkerröhre mit einer Spannung von einigen 100 V und einer Betriebsfrequenz von einigen 100 kHz.

La méthode de production d'une tension d'allure approximativement rectangulaire, décrite dans cet article, convient particulièrement dans le cas d'une charge inductive ou capacitive. Le procédé se distingue par une faible consommation d'énergie et par une courbe de forme très stable. La forme trapézoïdale requise résulte de la superposition des tensions d'une onde fondamentale et de ses harmoniques impaires, selon le principe d'une synthèse de Fourier. Ce montage a été mis au point pour la commande d'un grand tube amplificateur avec une tension de quelques 100 V et une fréquence de service de quelques 100 kHz.

1. Einleitung

Die Erzeugung einer Spannung mit annähernd rechteckförmigem Verlauf erfolgt in der Regel mit Hilfe von Röhren oder Halbleitern durch plötzliche Änderung der Polarität. In jeder Schaltung sind Blindwiderstände in Form von Induktivitäten und Kapazitäten vorhanden, in denen Energie gespeichert wird. Beim Polaritätswechsel wird diese Energie am Innenwiderstand der Spannungsquelle in Wärme umgesetzt. Solange die Spannungsamplituden klein sind, sind diese Verluste nicht nennenswert. Bei grossen Spannungen und hohen Frequenzen können sie jedoch stark ansteigen.

Deshalb kommt hier das Prinzip des Parallelschwingkreises zur Anwendung. Die in der Lastkapazität C_L gespeicherte Energie pendelt innerhalb des Netzwerkes II zwischen den dort vorhandenen Blindwiderständen hin und her. Die wegen der Spulenwiderstände auftretenden geringen Leistungsverluste werden von der Pulsformerdiode stets nachgeliefert. Besitzt die Last neben der Blindkomponente noch einen geringen ohmschen Anteil, so werden die dadurch entstehenden Verluste ebenso gedeckt. Sind diese aber zu gross, so führt dies zu grosser Dachschräge und damit zur Verzerrung der Pulsform.

Aus diesem Grund ist dieses Verfahren nur für jene Fälle von Vorteil, in welchen eine weitgehend induktive oder kapazitive Last vorliegt. Es zeichnet sich aber dort aus durch geringen Leistungsbedarf und grosse Stabilität der Kurvenform.

Die gewünschte Trapezform entsteht durch direkte Umwandlung einer Sinusschwingung. Sie ergibt sich durch die bekannte Überlagerung der Spannungen einer Grundwelle und derer ungeradzahliger Harmonischer (Fourier-Synthese). Eine solche Zusammensetzung ergibt eine symmetrische Kurvenform.

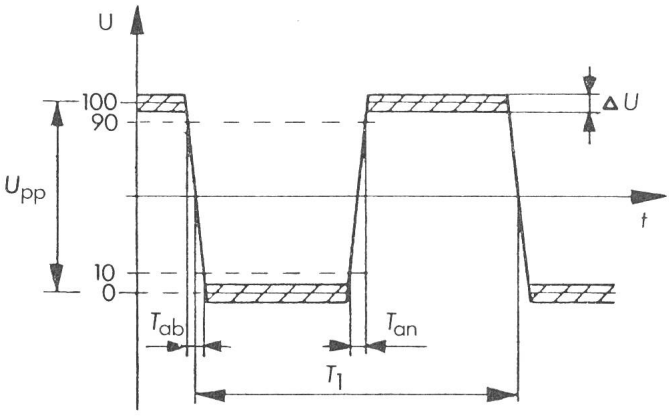

Fig. 1 Verlauf der Spannungsform

2. Spannungsform und Schaltung

Die Impulsform muss folgende Spezifikationen erfüllen (Fig. 1):

Max. Welligkeit	w	$= \Delta U / U_{pp} \leq 0{,}1$
Anstiegzeit	T_{an}	$\leq 0{,}1\ T_1$
Abfallzeit	T_{ab}	$\leq 0{,}1\ T_1$
Pulsdauer	T_1	$= 1/f_1$
Grundfrequenz	f_1	

Die dafür geeignete Schaltung ist in Fig. 2 dargestellt. Die sinusförmige Spannung u_1 wird im Oszillator erzeugt und gelangt zum Eingang A. Um Reflexionen zu vermeiden, müssen Eingangswiderstand und Quellenwiderstand aufeinander abgestimmt sein; ein in der HF-Technik üblicher Wert ist 50 Ω.

An der Last soll aber eine wesentlich grössere Spannung $\pm U_V$ entstehen. Wie noch gezeigt wird, ist bei reellem Abschlusswiderstand des Netzwerkes auch dessen Eingangswiderstand rein reell. Das Netzwerk besteht aus verlustarmen Blindwiderständen (Reaktanzen), und die zu übertragende Grundwellenleistung erfährt somit praktisch keine Dämpfung.

Infolge der Gleichrichtung entsteht die Spannung U_V. Sinkt die Spannung an der Stelle C unter den Pegel der Vorspannung U_V, so wird die Diode leitend und dadurch der Kondensator angeschaltet. Bei geringer Spannungsdifferenz fliesst nun ein Strom vom Kondensator über die Diode ins Netzwerk. Dieser Kondensator besitzt eine sehr grosse Kapazität und ist für die gegebenen Frequenzen sehr niederohmig. Deshalb ändert sich die Kondensatorspannung und damit das untere Kurvendach der Ausgangsspannung U_C nur unwesentlich (Dachschräge). Somit hat man die untere trapezförmige Pulshälfte erzeugt.

Damit auch die positive Pulshälfte entsteht und sich ein symmetrischer Kurvenverlauf einstellt, darf die Ausgangsspannung nur die ungeradzahligen Harmonischen aufweisen. Zu diesem Zweck ist das 2. Netzwerk entsprechend ausgeführt. Betrachtet man es von der Aufbereitungsstelle C her, so stellt es einen Zweipol dar, dessen Impedanz bei den ungeradzahligen Harmonischen hochohmig (Polstelle) und bei den geradzahligen Harmonischen niederohmig (Nullstelle) ist. Man hat damit den Impedanzverlauf gemäss Fig. 3.

Die infolge der Gleichrichtung erzeugten harmonischen Komponenten des Stromes treffen nun auf die jeweiligen Impedanzen; dabei bildet sich bei den geraden Harmonischen ($Z \approx 0$) keine Spannung, sondern lediglich bei den ungeraden. Während der Aufbereitungsphase wird das untere Pulsdach festgehalten und die ungeraden Harmonischen gezwungen, in Amplitude und Phasenlage so zu liegen, dass deren Umhüllende die untere Trapezhälfte bildet.

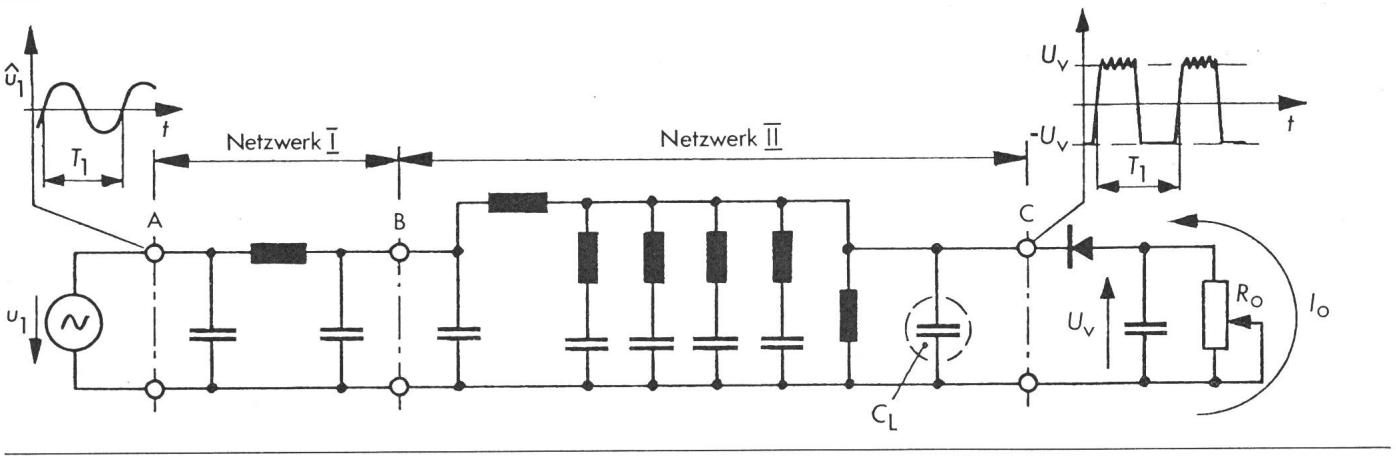

Fig. 2 Schaltung zur Umwandlung der Kurvenform
C_L Lastkapazität

Von der Stelle C her gesehen stellt das 2. Netzwerk für jede der ungeraden Harmonischen wegen der Polstelle einen korrekt abgestimmten Parallelschwingkreis dar. Die Spannungen der angeregten Harmonischen sind einander überlagert und bilden so auch die gewünschte positive Impulshälfte. Klingen die Amplituden wegen der ohmschen Verluste inzwischen etwas ab, so erfahren sie während der nächsten Aufbereitungsphase wieder eine Korrektur.

Je grösser die Anforderungen bezüglich Flankensteilheit und Welligkeit des Pulsdaches sind, um so mehr Harmonische müssen verwendet werden. Eine Addition der harmonischen Komponenten für die gewünschte Trapezform [1][1]) über eine ganze Periode der Grundschwingung zeigt, dass es für den vorliegenden Fall der Überlagerung der 1., 3., 5., 7. und 9. Harmonischen bedarf.

[1]) Siehe Literatur am Schluss des Aufsatzes.

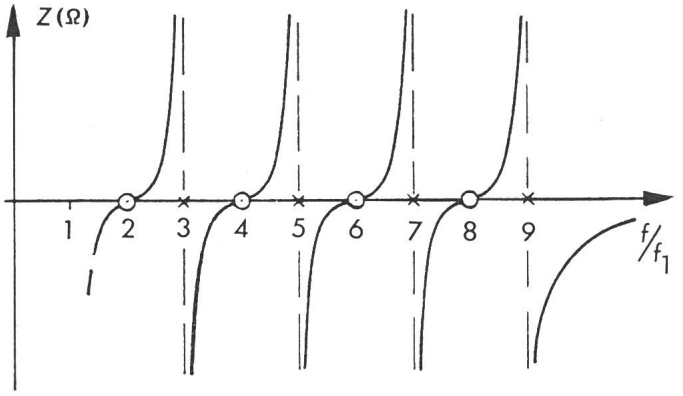

Fig. 3 Impedanzverlauf des Netzwerkes an der Stelle C
1...9 Harmonische der Grundfrequenz f_1

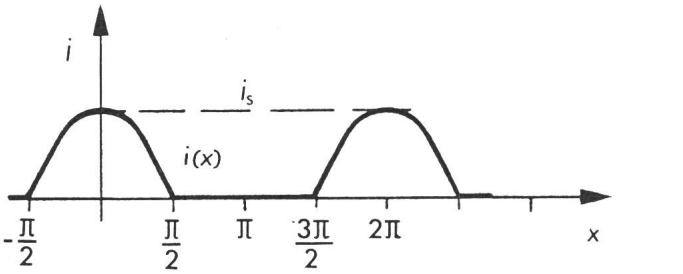

Fig. 4 Stromverlauf bei Einweggleichrichtung

3. Dimensionierung der Kreise

3.1 Strom-, Spannungs- und Impedanzverhältnisse

Die Grundwellenspannung u_1 wird an der Stelle A angelegt (Fig. 2). Die dadurch eingespeiste Leistung durchläuft die beiden Netzwerke und erscheint praktisch ungedämpft an der Stelle C. Somit gilt $P_C = P_A$ oder durch Spannung und Widerstand ausgedrückt

$$\hat{U}_C^2/2\,R_{C1} = \hat{U}_A^2/2\,R_A \tag{1}$$

$\hat{U}_A$ Scheitelwert der Sinusschwingung an der Stelle A
$\hat{U}_C$ Grundwellenanteil der Spannung $\pm\,U_V$ an der Stelle C
R_{C1} der an der Stelle C für die Grundfrequenz f_1 erscheinende reelle Widerstand

Umgeformt ergibt sich für die Grundwelle ein Übersetzungsverhältnis von

$$U_C/U_A = \sqrt{R_{C1}/R_A} \tag{2}$$

Die Netzwerke stellen für die *Grundwelle* somit einen Transformator dar.

An der Stelle C fliesst ein gleichgerichteter Wechselstrom. Dieser setzt sich nach Fourier aus verschiedenen Komponenten zusammen. Wegen der Impedanz des Netzwerkes können aber nur der Gleichstrom sowie die Ströme der Grundwelle und der geradzahligen Harmonischen fliessen. Es muss sich daher eine ähnliche Zusammensetzung ergeben, wie sie von der Einweggleichrichtung bei sinusförmigem Wechselstrom bekannt ist (Fig. 4).

$$i(x) = \frac{i_s}{\pi}\left[1 + \frac{\pi}{2}\cdot\cos x + \frac{2}{1\cdot 3}\cdot\cos 2x - \frac{2}{3\cdot 5}\cdot \cos 4x + \frac{2}{5\cdot 7}\cdot\cos 6x - + \ldots\right] \tag{3}$$

Im Gegensatz zum Strom hat die Spannung einen symmetrischen und annähernd rechteckförmigen Verlauf (Fig. 5).

$$u(x) = \frac{4\,U_V}{\pi}\left(\cos x - \frac{1}{3}\cos 3x + \frac{1}{5}\cos 5x - + \ldots\right) \tag{4}$$

Wegen der steilen Flanken der Trapezform unterscheiden sich die ersten Ausdrücke unwesentlich von jenen bei genau rechteckförmigem Kurvenverlauf, so dass mit jenen gerechnet werden darf.

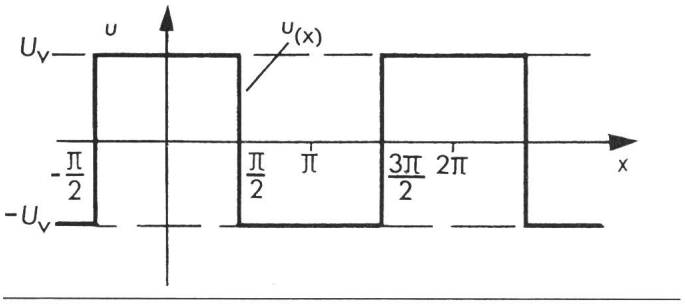

Fig. 5 Symmetrischer rechteckförmiger Kurvenverlauf

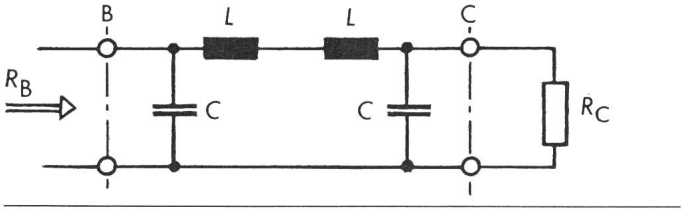

Fig. 6 Symmetrisches π-Glied

Sinkt die Spannung an der Stelle C, wie erwähnt, etwas unter die Spannung U_V, so fliesst ein Strom vom Kondensator ins Netzwerk. Der Kondensator erscheint kurzgeschlossen, und der Diodenstrom hängt praktisch nur vom Diodenwiderstand und dem kleinen Spannungsabfall an der Diode ab. Verläuft die Spannung nach Fig. 5, so stellt sich ein Strom nach Fig. 4 ein. Die beiden Fourier-Komponenten der Grundwelle haben dieselbe Phasenlage, und somit ergibt sich für die Grundwelle an der Stelle C ein reeller Widerstand R_{C1}.

$$R_{C1} = \hat{u}_1 \cos x / \hat{i}_1 \cos x = \hat{u}_1 / \hat{i}_1 \tag{5}$$

Aus Gl. (3) ergibt sich zwischen Grundwellenstrom $\hat{i}_1$ und Gleichstromanteil I_0 ein Verhältnis von $\hat{i}_1 = \pi \cdot I_0/2$. Aus Gl. (4) für die Grundwellenamplitude $\hat{u}_1 = 4\, U_V/\pi$. Setzt man ferner $U_V = R_0 \cdot I_0$, so ergibt sich für den Lastwiderstand

$$R_{C1} = \frac{\hat{u}_1}{\hat{i}_1} = \frac{8}{\pi^2} \cdot \frac{U_V}{I_0} = \frac{8}{\pi^2} R_0 \tag{6}$$

Dieser verläuft somit proportional zum Gleichrichterbelastungswiderstand R_0 und lässt sich mit diesem leicht einstellen.

Wie erwähnt, müssen die beiden Netzwerke für die Grundwelle einen Trafo darstellen. Sie haben ferner die Aufgabe, ein Austreten der erzeugten Harmonischen aus den Netzwerken zu verhindern. Diese beiden Forderungen lassen sich mit Hilfe von π-Gliedern (Tiefpass) erfüllen. Deshalb seien hier die für den vorliegenden Fall wesentlichen Merkmale der π-Glieder kurz erwähnt [2; 3].

Der Nennwert Z_0 des Wellenwiderstandes eines π-Gliedes ist durch die Elemente L und C des Halbgliedes gegeben (Fig. 6).

$$Z_0 = \sqrt{L/C} \tag{7}$$

Dessen Grenzfrequenz beträgt

$$\omega_g = 1/\sqrt{L\,C} \tag{8}$$

Der wirksame Wellenwiderstand Z_L ist aber zudem noch frequenzabhängig (Fig. 7):

$$Z_L = \frac{Z_0}{\sqrt{1 - (\omega/\omega_g)^2}} \tag{9}$$

An der Stelle $\omega = \omega^*$ und nur dort besitzen solche symmetrische Vierpole die Transformationsgleichung

$$R_B = Z_L^2/R_C = 2 Z_0^2/R_C \tag{10}$$

Der Lastwiderstand wird also invertiert. Damit sich der Eingangswiderstand linear mit der Last ändert, ist noch einmal zu invertieren und demzufolge ein weiteres π-Glied (1. Netzwerk) dazwischenzuschalten. Für dieses gilt entsprechend:

$$R_A = Z_{LI}^2/R_B \tag{11}$$

oder (10) und (6) eingesetzt

$$R_A = \frac{Z_{LI}^2}{Z_{LII}^2} R_C = \frac{8}{\pi^2} \frac{Z_{LI}^2}{Z_{LII}^2} R_0 \tag{12}$$

Mit dem variablen Widerstand R_0 im Gleichstromkreis lässt sich der Eingangswiderstand R_A auf den gewünschten Wert (50 Ω) abgleichen. Für die Ermittlung des Wertes von R_0 spielt die Art der Last eine Rolle. Im vorliegenden Fall liegt parallel zur Lastkapazität C_L eine geringe, aber nicht konstante ohmsche Last R_L, herrührend vom Eingangswiderstand der Verstärkerröhre. Der Widerstand R_0 ($\approx$ 750 Ω) wird zu etwa 25 % des Wertes R_L ($\approx$ 3 kΩ) gewählt, damit der Abgleich gut erfolgen kann.

Bei einer Ausgangsspannung $\pm\, U_V$ ist die notwendige HF-Steuerleistung gleich der an den Lastwiderständen R_0 und R_L auftretenden Leistung und bei Annahme von Netzwerkverlusten von 5 %

$$P_{HF} = 1{,}05\, U_V^2/R_p \approx 1{,}3\, U_V^2/R_0 \tag{13}$$

wobei R_p die Parallelschaltung von R_0 mit R_L bedeutet.

3.2 Berechnung der Elemente

Elemente des Netzwerkes I (Fig. 8): Wie Gl. (12) zeigt, verschwindet der mittlere Ersatzwiderstand R_B wieder. Dieser ist somit frei wählbar und wird gleich dem Lastwiderstand R_C gesetzt. Damit ergibt sich für die Grundwelle für das Netzwerk II ein Übersetzungsverhältnis von 1 : 1. Der Wellenwiderstand Z_{LI} wird zu

$$Z_{LI} = \sqrt{R_A \cdot R_C} \tag{14}$$

Der Arbeitspunkt liegt an der in Fig. 7 erwähnten Stelle ω^*. Für die Elemente des π-Gliedes ergibt sich aus (7) und (8)

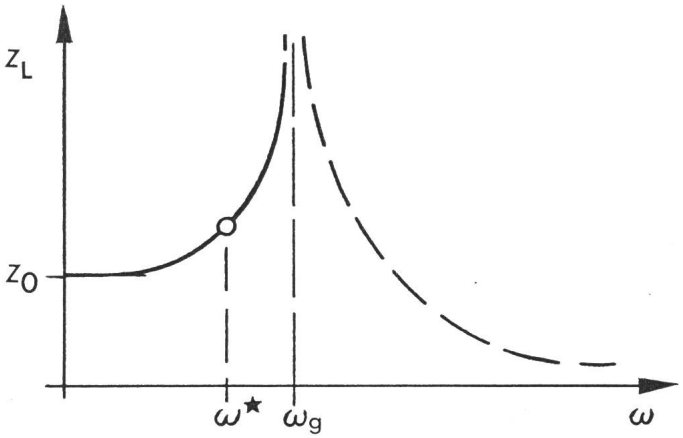

Fig. 7 Verlauf des Wellenwiderstandes eines Tiefpasses in π-Schaltung
$\omega^* = \omega_g/\sqrt{2}$
$Z_L(\omega^*) = \sqrt{2}\, Z_0$

$$L_I = 2Z_{0I}/\omega_g = Z_{LI}/\omega_1 = \sqrt{R_A \cdot R_C}/\omega_1 \tag{15}$$

$$C_I = \frac{1}{\omega_g \cdot Z_{0I}} = \frac{1}{\omega_1 \sqrt{R_A \cdot R_C}} \tag{16}$$

Elemente des Netzwerkes II: Aus dem Ersatzschema für die Grundwelle (Fig. 9) folgt für den Wellenwiderstand Z_{LII} entsprechend

$$Z_{LII} = \sqrt{R_C \cdot R_C} = R_C \tag{17}$$

und die Elemente ergeben

$$L_{II} = Z_{LII}/\omega_1 = R_C/\omega_1 \tag{18}$$

$$C_{II} = \frac{1}{\omega_1 Z_{LII}} = \frac{1}{\omega_1 R_C} \tag{19}$$

Die gestrichelt gezeichnete Kapazität C_{II} ist nicht als konzentriertes Element vorhanden, sondern wird durch die resultierende Reaktanz der übrigen Netzwerkelemente gebildet.

Damit wären die Bedingungen zur Übertragung und Anpassung für die Grundwelle erfüllt. Dieses Netzwerk II muss nun aber für die Harmonischen noch mehrere Bedingungen erfüllen. Von Punkt C aus gesehen (Fig. 10) muss seine Impedanz bei den geradzahligen Harmonischen sehr niederohmig sein (Nullstelle), also gilt

$$\mathrm{j}\, X_{\omega n} = 0 \quad \text{bei } n = 2, 4, 6, 8 \tag{20}$$

Für jede Nullstelle ist ein Serieresonanzkreis vorgesehen, der auf diese Harmonische abgestimmt ist. Dies führt zu den vier parallelliegenden Seriekreisen mit den Elementen L_n und C_n. Das Netzwerk besteht nun aus den Elementen C_{II}, L_{II} und den acht Elementen der vier Seriekreise. Im Netzwerk integriert werden ebenfalls die Lastkapazität C_L sowie die Induktivität L_0, die erforderlich ist, um den Gleichstromkreis zu schliessen.

Bei den ungeradzahligen Harmonischen hat der Impedanzverlauf an der Stelle C eine Polstelle, also

$$\mathrm{j}\, X_{\omega k} = \infty \quad \text{bei } k = 3, 5, 7, 9 \tag{20a}$$

oder als Admittanz ausgedrückt

$$\mathrm{j}\, B_{\omega k} = 0 \tag{20b}$$

Der Reaktanzverlauf eines einzelnen Seriekreises ist $\mathrm{j}X = \mathrm{j}(\omega L - 1/\omega C)$ und mit der ihm eigenen Resonanzfrequenz $\omega_n^2 = 1/L_n \cdot C_n$

$$\mathrm{j}\, X_n = \mathrm{j}\frac{1}{\omega C_n}\left(\frac{\omega^2}{\omega_n^2} - 1\right) \tag{21a}$$

Der Admittanzverlauf dieses Zweiges beträgt entsprechend

$$\mathrm{j}\, B_n = \mathrm{j}\, \omega\, C_n \left(\frac{\omega_n^2}{\omega_n^2 - \omega^2}\right) \tag{21b}$$

Für die gesamte Admittanz des Netzwerkes lautet der Ausdruck

$$\mathrm{j}\, B_{\omega k} = \sum \mathrm{j}\, B_{\text{zweige}} = 0$$

und damit wird (20b) zu

$$\mathrm{j}\, B_{\omega k} = \mathrm{j}\, \omega_k\, C_L - \mathrm{j}\frac{1}{\omega_k L_0} + \sum \mathrm{j}\, \omega_k\, C_n \left(\frac{\omega_n^2}{\omega_n^2 - \omega_k^2}\right) = 0 \tag{22}$$

und vereinfacht mit $\omega_n = n \cdot \omega_1$ und $\omega_k = k \cdot \omega_1$

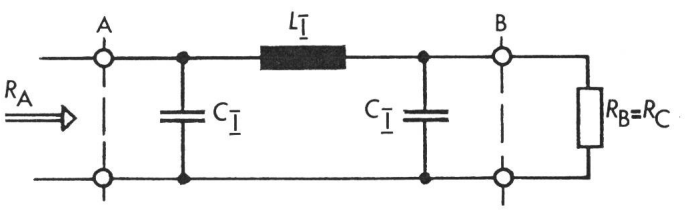

Fig. 8 Ersatzschema für das Netzwerk I

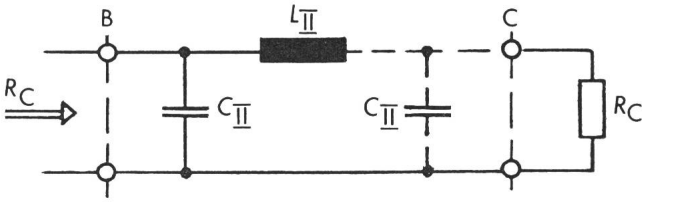

Fig. 9 Ersatzschema für das Netzwerk II (Grundwelle)

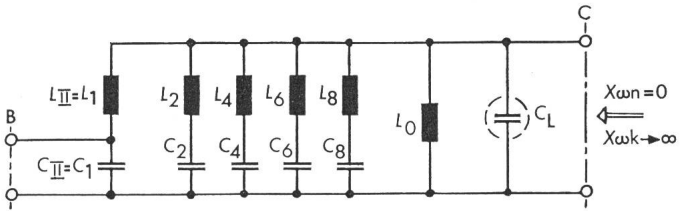

Fig. 10 Das komplette Netzwerk II

$$k \cdot C_L - \frac{1}{k\, \omega_1^2 L_0} + \sum_{n = 1, 2, 4, 6, 8} k \cdot C_n \left(\frac{n^2}{n^2 - k^2}\right) = 0 \tag{23}$$

Dies ergibt für $k = 3, 5, 7$ und 9 ein Gleichungssystem, bestehend aus 4 Gleichungen mit 5 Unbekannten. Die 5. Gleichung ist von früher bei der Berechnung von C_{II} gegeben. Die Reaktanz dieser Kapazität ist gleich der resultierenden Reaktanz des rechten Teiles des Netzwerkes und damit

$$\mathrm{j}\, \omega_1\, C_{II} = \mathrm{j}\, \omega_1\, C_L - \mathrm{j}\frac{1}{\omega_1 L_0} + \sum_{n = 2, 4, 6, 8} \mathrm{j}\, \omega_1\, C_n \left(\frac{\omega_n^2}{\omega_n^2 - \omega_1^2}\right) \tag{24}$$

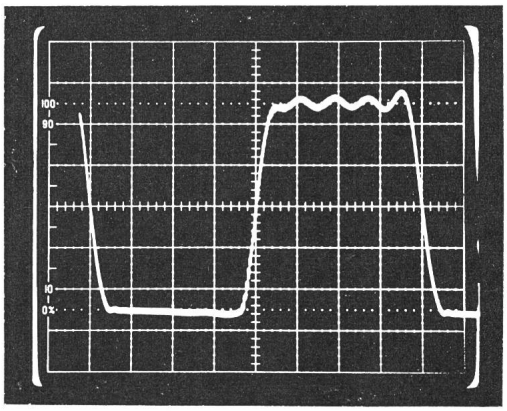

Fig. 11 Trapezform bei einer Frequenz von 200 kHz
$U = \pm 300$ V
$C_L = 600$ pF
$T_1 = 5$ µs
$T_{an} \approx T_{ab} \approx 0{,}4$ µs

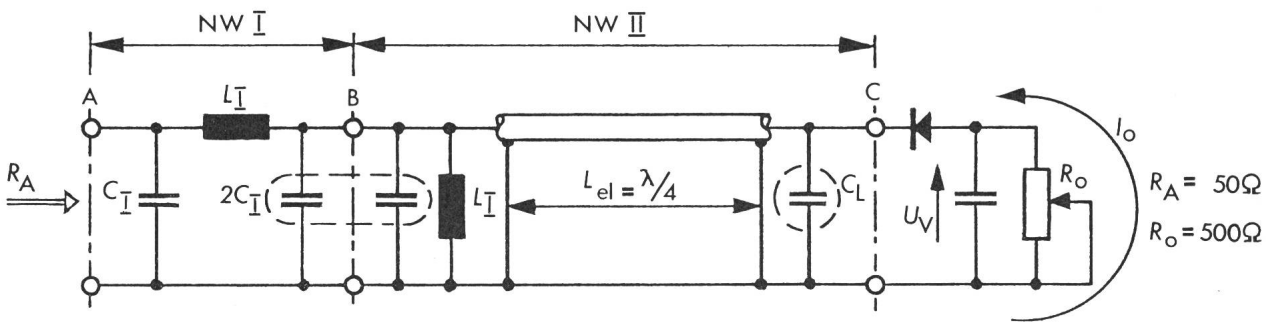

Fig. 12 Schaltung bestehend aus π-Glied und λ/4-Leitung

$\lambda = c_0/f$ λ Wellenlänge
c_0 Lichtgeschwindigkeit
f Frequenz

$L_{mech} = L_{el}/\sqrt{\varepsilon_r}$ L_{el} elektrische Kabellänge
L_{mech} mechanische Kabellänge
ε_r Dielektrizitätskonstante der Kabelisolation

und vereinfacht, wobei nach Fig. 10 $C_{II} = C_1$ ist, wird

$$C_L - \frac{1}{\omega_1^2 L_0} + \sum_{n=2,4,6,8} C_n \left(\frac{n^2}{n^2-1}\right) - C_1 = 0 \qquad (25)$$

Bekannt sind die Lastkapazität C_L und die Kapazität C_1. Nun kann das Gleichungssystem nach den 5 Unbekannten L_0, C_2, C_4, C_6 und C_8 aufgelöst werden. Die Werte der Induktivitäten L_2, L_4, L_6 und L_8 ergeben sich über die Resonanzbeziehungen $L_n = 1/\omega_n^2 C_n$.

Die Dimensionierung erfolgte für eine Grundfrequenz von 200 kHz für die in Fig. 2 dargestellte Schaltung. Speist man den Eingang mit einer sinusförmigen Spannung, so entsteht am Ausgang der gewünschte trapezförmige Verlauf, wobei die letzte (9.) der verwendeten Harmonischen sowie auch die Dachschräge sichtbar sind (Fig. 11).

4. Vereinfachte Schaltung bei höheren Frequenzen

Der in Fig. 3 dargestellte Impedanzverlauf ist ähnlich dem einer für die Grundwelle λ/4-langen, am Ende kurzgeschlossenen Leitung. Hat die Kurvenumformung bei einer viel höheren Frequenz zu erfolgen, so lässt sich anstelle des aufwendigen Netzwerkes II ein solches Kabel verwenden.

Der Einfluss der in diesem Fall sehr kleinen Lastkapazität C_L auf die Polstellen lässt sich durch geringe Verkürzung des Kabels kompensieren. Liegt eine etwas grössere Kapazität vor, was zu einer unzulässigen Verkürzung führen würde, so kann die Kompensation mit Hilfe eines symmetrischen π-Gliedes erfolgen, um dessen elektrische Länge das Kabel aber zu verkürzen ist. Der Wellenwiderstand Z_L des π-Gliedes muss dabei dem Wellenwiderstand des Kabels entsprechen.

Im Falle einer Grundfrequenz von 5 MHz und kleiner Lastkapazität C_L hat man die etwas einfachere Schaltung nach Fig. 12. Da sich eine elektrisch λ/4-lange Leitung gleich verhält wie ein π-Glied, das bei $\omega^* = (1/\sqrt{2})\,\omega_g$ betrieben wird, gelten dieselben Berechnungsgrundlagen. Anstelle von Z_{LII} in Gl. (12) steht hier der Wellenwiderstand der verwendeten Leitung. Wie gezeigt wurde, ist dieser Wert frei wählbar und beträgt hier 75 Ω (normierter Kabeltyp RG 11-A/U). Gl. (12) umgeformt liefert den Wellenwiderstand des Netzwerkes I:

$$Z_{LI} = \pi \cdot Z_{LII} \sqrt{\frac{R_A}{8 \cdot R_0}} = 26.3\ \Omega$$

und die Elemente ergeben

$$L_I = Z_{LI}/\omega_1 = 0.84\ \mu H$$
$$C_I = 1/\omega_1 Z_{LI} = 1.2\ nF$$

Die zur Schliessung des Gleichstromkreises erforderliche Spule ist weitgehend frei wählbar, und so wird deren Induktivität gleich L_I gemacht. Um die dadurch entstehende Beeinflus-

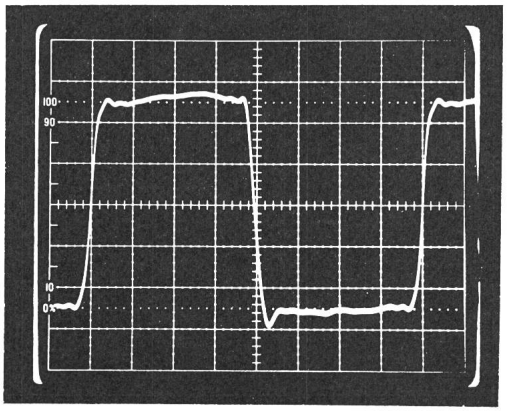

Fig. 13 Trapezform bei einer Frequenz von 5 MHz
$T_1 = 200$ ns
$T_{an} \approx T_{ab} \approx 8$ ns

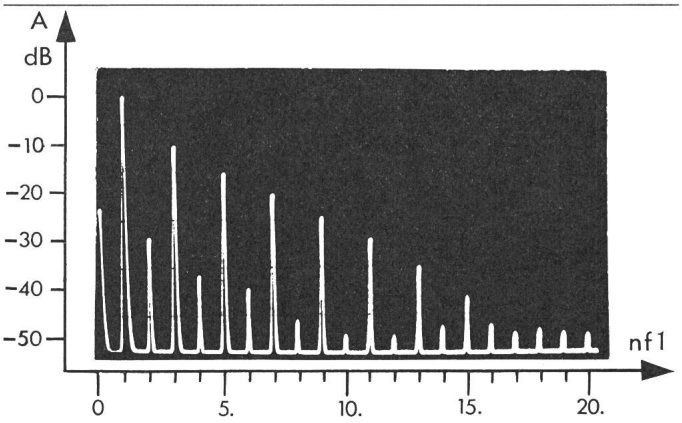

Fig. 14 Frequenzspektrum (Fourier-Analyse) der Trapezform gemäss Fig. 13
A Amplitude
nf_1 Harmonische der Grundfrequenz

sung der Grundwelle wieder aufzuheben, muss die Parallelschaltung einer Kapazität vom Betrage C_I erfolgen, was auf der rechten Seite des π-Gliedes zur doppelten Kapazität führt. Diese Schaltung stellt nun für die ankommende Speiseleitung (50 Ω Kabel) wiederum einen idealen Abschluss dar. Das erzeugte Trapez (Fig. 13) besitzt etwas steilere Flanken, weil durch den Impedanzverlauf des Kabels automatisch eine grössere Anzahl ungerader Harmonischer erzeugt wird. Das Frequenzspektrum ist in Fig. 14 dargestellt.

Literatur

[1] *H.J. Bartsch:* Mathematische Formeln. 4. Auflage. Leipzig, VEB Fachbuchverlag, 1962.

[2] *H. Schröder:* Elektrische Nachrichtentechnik. 1. Band: Grundlagen, Theorie und Berechnung passiver Übertragungsnetzwerke. Berlin-Borsigwalde, Verlag für Radio-Foto-Kintotechnik GmbH, 1959.

[3] *H. Weber* und *C. Dubois:* Leitungstheorie. Zürich, Verlag des Akademischen Maschinen- und Elektro-Ingenieur-Vereins an der ETH, 1968.

Adresse des Autors

Max Märki, Schweiz. Institut für Nuklearforschung, 5234 Villigen.

Literatur – Bibliographie

DK: 621.391 : 53.08 SEV-Nr. A 660

Méthodes et techniques de traitement du signal et applications aux mesures physiques. Principes et appareillage de traitement en temps réel. Par *Jacques Max.* Deuxième édition. Paris e.a., Masson, 1977; 8°, X/379 p., 234 fig. Prix: bro. fr.fr. 150.–.

L'ouvrage a pour tâche ambitieuse de présenter en l'espace de 350 pages un panorama complet du traitement du signal tel qu'on l'applique aujourd'hui en physique expérimentale; l'intérêt du livre, il faut le dire, n'est pas restreint à la physique, et l'électricien y trouvera aussi des enseignements précieux.

Les trente dernières années ont vu apparaître la théorie mathématique du signal, qui présente un grand nombre de concepts nouveaux (spectre de puissance, fonctions de corrélation, signaux aléatoires). Parallèlement, on assiste à la mise en application de cette discipline, tout d'abord en télécommunications, et – avec un certain retard – en physique et dans l'étude des systèmes complexes. Le livre comporte à la fois une brève introduction aux concepts du traitement du signal (dont beaucoup sont déjà familiers à l'électricien de formation récente), une description souvent très poussée de la mesure réelle des paramètres des signaux, et enfin une série d'applications.

Les premiers chapitres – où sont établies les bases du traitement du signal – sont brefs, concis et d'une belle clarté. Pour l'ingénieur pratique, ils présentent une introduction rapide aux concepts essentiels permettant de décrire un signal. La seconde partie traite de la mesure des fonctions de corrélation; on y trouve aussi bien les bases théoriques que le traitement des erreurs, et que la réalisation de corrélateurs électroniques. Cette partie centrale est souvent complexe, mais paraîtra essentielle à tout utilisateur des nouvelles techniques de traitement du signal. De plus, une description aussi complète de la mesure des fonctions de corrélation n'existait pas jusqu'ici dans un seul ouvrage. Une troisième partie décrit une série d'applications de la mesure de corrélation en technique nucléaire, dans l'analyse des vibrations et dans d'autres domaines; on y voit principalement que le traitement du signal trouve des applications dans les domaines les plus variés. Une dernière partie, enfin, décrit les techniques pratiques de mesure du signal autres que la corrélation (détection synchrone, analyse multicanaux, filtrage adapté).

L'ouvrage est une contribution importante, d'orientation pratique, à la discipline du traitement du signal, et peut être recommandé comme livre de référence sur le traitement du signal et la métrologie. *R. Lagadec*

DK: 62-52/-53 : 621.317.39 : 681.322 : 681.332 SEV-Nr. A 663

Process control instrumentation technology. Par *Curtis D. Johnson.* New York a.o., John Wiley & Sons, 1977; 8° XVI/428 p., fig., tab. Price: cloth $ 19.50.

Das Buch verspricht seinem Titel nach die Behandlung der Technik der Prozess-Regelgeräte, und man erwartet eigentlich ein Handbuch, in dem verschiedene, handelsübliche Geräte zusammengestellt und beschrieben sind. Schon beim Durchblättern stellt man jedoch fest, dass es sich um ein ausgesprochenes Lehrbuch handelt, was auch durch viele eingestreute Beispiele mit den zugehörenden Lösungen bestätigt wird.

Dementsprechend werden für die verschiedenen Geräte die physikalischen Grundlagen angegeben, wobei oft eine gewisse wissenschaftliche Vertiefung vermisst wird. Darauf aufbauend wird der prinzipielle Aufbau der Geräte angegeben, ohne jedoch besondere konstruktive Einzelheiten aufzuzeigen.

In den ersten drei Abschnitten gibt der Autor eine elementare Einführung in die Prozessregelung und die analoge und digitale Signalverarbeitung. In drei weiteren Abschnitten werden thermische, mechanische und optische Messgeber beschrieben, wie sie z. B. zur Temperaturmessung, zur Messung von Verschiebungen, Beschleunigungen und Drücken sowie zur Erkennung von Kennzeichen, Trübungsmessung und Abstandsmessung verwendet werden. Ein weiterer Abschnitt behandelt kurz die Stellglieder, welche elektrisch, pneumatisch oder hydraulisch auf die Regelstrecke einwirken. In den folgenden drei Abschnitten werden verschiedene Regler besprochen, wobei zuerst einige allgemeine Grundlagen angegeben und alsdann elektronische und pneumatische Analogregler untersucht werden. Ebenso werden digitale Regelungen mit Prozessrechnern behandelt (direkte digitale Regelung DDC). Schliesslich gibt der letzte Abschnitt eine Einführung in die Struktur der Regelkreise und deren Stabilitätsuntersuchung mit Hilfe des Bode-Diagramms.

Entsprechend dem Inhalt und der Darstellung der Materie kann das Buch vor allem Studenten empfohlen werden oder Personen, die sich neu in das Gebiet der Prozessregelung einarbeiten wollen. Die Beispiele mit den vollständigen Lösungen können dabei die Einarbeitung in den Stoff erleichtern. Leider ist das Literaturverzeichnis mit nur 12 Angaben etwas kurz ausgefallen, so dass hier keine Hinweise auf weitergehende Literatur gefunden werden können, was vor allem wichtig ist für denjenigen, der sich praktisch auf dem Gebiet der Prozessregelung und seiner Instrumentierung beschäftigen will. *H. Bühler*