Zeitschrift: Bulletin des Schweizerischen Elektrotechnischen Vereins

Herausgeber: Schweizerischer Elektrotechnischer Verein ; Verband Schweizerischer Elektrizitätswerke

Band: 63 (1972)

Heft: 20

Artikel: Die Step-recovery-Diode

Autor: Henne, W.

DOI: https://doi.org/10.5169/seals-915746

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: 25.12.2025

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

Die Step-recovery-Diode

Von *W. Henne*

Nach einem einleitenden Vergleich zwischen der herkömmlichen pn-Sperrschichtdiode und der hier zu beschreibenden Step-recovery-Diode wird gezeigt, dass sich letztere sehr gut als aktives Element eines Frequenzvervielfachers eignet. Es werden die einzelnen für diesen Frequenzvervielfacher benötigten Bauelemente und deren Berechnung aufgezeigt. Das Ausführungsbeispiel eines Frequenzvervielfachers in Koaxialtechnik beschliesst den Aufsatz.

Après une comparaison entre la diode à jonction pn usuelle et la diode step-recovery faisant l'objet de cet article, on montre que celle-ci convient très bien comme élément actif d'un multiplicateur de fréquence. Pour ces multiplicateurs, les divers composants nécessaires et leur calcul sont indiqués. L'article se termine par un exemple d'exécution d'un multiplicateur de fréquence en technique coaxiale.

1. Einleitung

Für die verschiedensten Anwendungsgebiete wird heute die benötigte Mikrowellenleistung mit Hilfe von primären oder sekundären Generatoren erzeugt. Dabei soll unter einem primären Generator ein Bauelement verstanden werden, das imstande ist, mit Hilfe bestimmter elektronischer Effekte aus der zugeführten Gleichleistung die geforderte Mikrowellenleistung zu erzeugen. Aus der Röhrentechnik sei hier das Reflexklystron, das Magnetron oder das Carcinotron als Beispiel genannt, aus der Halbleitertechnik sowohl die Gunn-, Impatt- und Tunneldiode als auch der Transistor-Oszillator.

Als sekundäre Generatoren werden die sog. Frequenzvervielfacher bezeichnet, die auf Grund der nichtlinearen Kennlinie ihrer aktiven Elemente (resistive oder kapazitive Diodenkennlinie) oder auf Grund eines bestimmten Speicherverhaltens der Minoritätsträger (Step-recovery-Diode) eine Oberwellenbildung ermöglichen und deren selektive Heraussiebung gestatten.

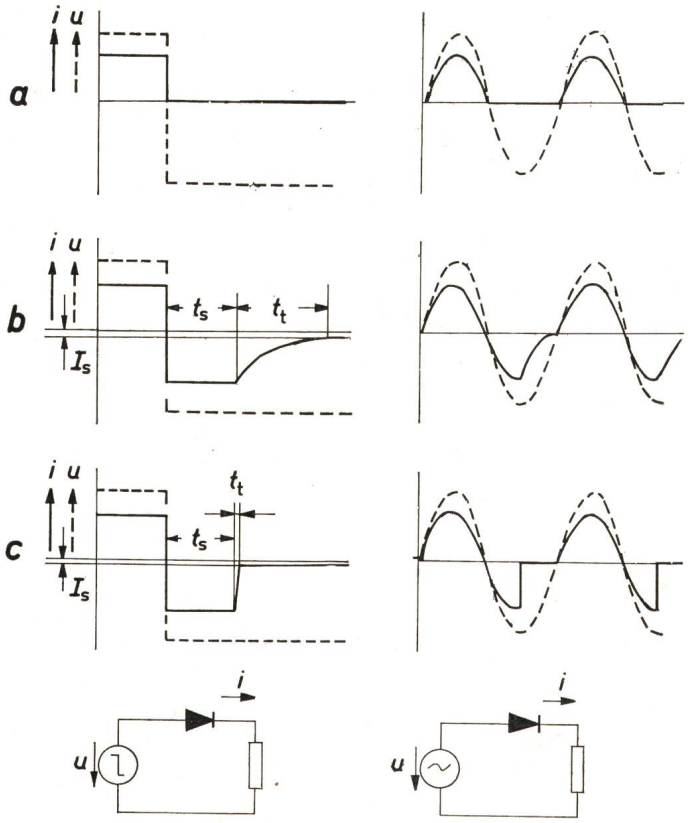

Fig. 1
Schaltverhalten der idealen Diode (*a*), der herkömmlichen Sperrschichtdiode (*b*) und der Step-recovery-Diode (*c*)
i Strom — t_s Speicherzeit
u Spannung — t_t Übergangszeit
I_s Sperrstrom

Widerstandsdioden werden heute wegen ihres relativ schlechten Wirkungsgrades kaum noch zur Frequenzvervielfachung herangezogen. Ihr Vervielfältigungsverlust beträgt etwa pro Verdopplung 10 dB. Günstigere Eigenschaften weisen hier die sog. Kapazitätsdioden auf, bei denen zur Vervielfachung die Nichtlinearität der $C(U)$-Kennlinie ausgenutzt wird. Strebt man aber eine möglichst grosse Ausgangsleistung bei maximalem Wirkungsgrad an, so wird die Anfälligkeit dieser mit Kapazitätsdioden bestückten Vervielfacher gegen Störschwingungen und Hysterese-Erscheinungen sehr lästig.

Hier bietet nun die Verwendung eines relativ neuen Halbleiterelements als aktives Element in einer Vervielfacherschaltung, nämlich die sog. Step-recovery-Diode, erhebliche Vorteile. Als Richtwert sei z. B. angegeben, dass sich in einem Vervielfacher mit ihrer Hilfe die 20. Oberwelle noch mit einem Wirkungsgrad von 20% erzeugen lässt. (In der Literatur werden als weitere Namen für die hier zu beschreibende Step-recovery-Diode die Boff-Diode, Snap-Off-Diode, Charge-Storage-Diode, Löschsprung-Diode oder Speicher-Schalt-Diode angegeben.)

2. Das Schaltverhalten der Step-recovery-Diode

Der Unterschied zwischen der herkömmlichen Sperrschichtdiode und der hier zur Diskussion stehenden Step-recovery-Diode tritt besonders deutlich bei der Betrachtung des Schaltverhaltens beider Dioden hervor. Deren Beschreibung sei daher dem Kapitel über die Physik dieses Bauelements und dem Einsatz der Diode in der Schaltung vorangesetzt.

Fig. 1 zeigt nun folgenden Sachverhalt bei der idealen Diode, der Sperrschichtdiode und der Step-recovery-Diode:

Während bei der sog. idealen Diode (Fig. 1a) bei Anlegen einer negativen Spannung u kein Strom i fliesst, ändert er bei der Sperrschichtdiode während der Speicherzeit t_s sein Vorzeichen, um dann während der Übergangszeit t_t exponentiell auf den Wert des Sperrstromes abzuklingen (Fig. 1b).

Bei der Step-recovery-Diode (Fig. 1c) liegen dagegen folgende Verhältnisse vor: Bei negativer Spannung u fliesst während der Speicherzeit t_s ein negativer Strom, der während der ausserordentlich kurzen Übergangszeit t_t (Grössenordnung

etwa 100 ps [1][1]) auf den Sperrstrom abnimmt. Dieses plötzliche Abreissen des Rückstromes ermöglicht nun den so wirkungsvollen Einsatz der Step-recovery-Diode als aktives Element in Frequenzvervielfacherschaltungen.

Das beschriebene Schaltverhalten beider Diodentypen lässt sich wie folgt erklären:

2.1 Schaltverhalten der pn-Sperrschichtdiode

Bei der Polung der pn-Sperrschichtdiode in Durchlassrichtung erfolgt eine Wanderung von Ladungsträgern; und zwar wandern die Elektronen aus dem n-Gebiet, wo sie Majoritätsträger sind, durch die Sperrschicht in das p-Gebiet, in dem sie Minoritätsträger werden. Weiter wandern die Löcher oder Defektelektronen aus dem p-Gebiet, wo sie Majoritätsträger sind, durch die Sperrschicht in das n-Gebiet, in dem sie ihrerseits Minoritätsträger werden. Beide Minoritätsträgerarten vermehren in den jeweiligen Gebieten die bereits vorhandenen Minoritätsträgerdichten n_p und p_n [2] und zwar nach dem bekannten Massenwirkungsgesetz

$$n_p = \frac{n_i^2}{p_p} \quad \text{und} \quad p_n = \frac{n_i^2}{n_n} \tag{1}$$

Mit zunehmendem Abstand vom pn-Übergang nehmen die Minoritätsträger etwa exponentiell infolge Rekombination ab. Masszahl für diese Rekombination ist die «mittlere Lebensdauer τ»; τ gibt diejenige Zeit an, nach der die Anzahl der Minoritätsträger auf den $^1/e$-fachen Teil abgeklungen ist. τ ist bei gegebener Diode abhängig von der Umgebungstemperatur und dem Flußstrom [3] und liegt in der Grössenordnung τ = 0,5...500 ns (Fig. 2).

Wird nun z. Z. $t = 0$ (Fig. 3) die Spannung an der Diode umgepolt, so diffundieren die Minoritätsträger durch die Sperrschicht zurück. Und zwar gilt jetzt für die einzelnen Zeitabschnitte:

$0 < t < t_s$: Die Minoritätsträger in unmittelbarer Umgebung des pn-Überganges halten während der Zeit $0 < t < t_s$ den Rückstrom (Ausräumstrom) I_R nahezu konstant.

$t_s < t < t_t$: Nachdem die unmittelbare Umgebung des pn-Überganges infolge des Rückstromes und auch durch Rekombination vollkommen an Minoritätsträgern verarmt ist, können auch weiter entfernte Minoritätsträger durch den pn-Übergang zurückdiffundieren. Innerhalb dieser sog. Übergangszeit t_t sinkt der Rückstrom I_R etwa exponentiell auf den statischen Sperrstrom I_s [1].

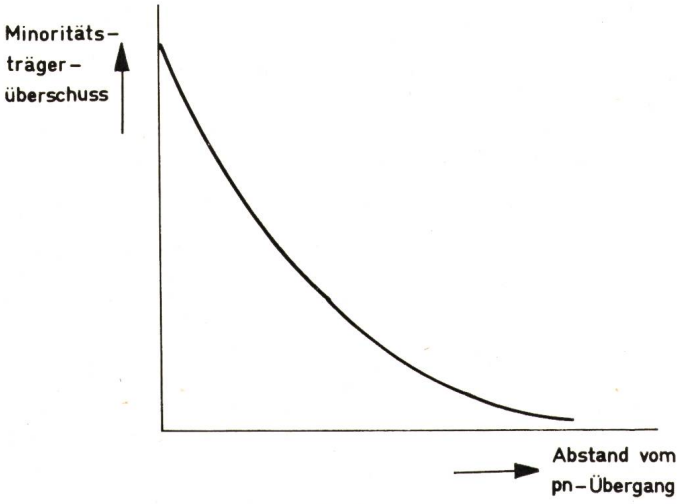

Fig. 2
Abhängigkeit des Minoritätsträgerüberschusses im Abstand vom pn-Übergang

[1]) Siehe Literatur am Schluss des Aufsatzes.

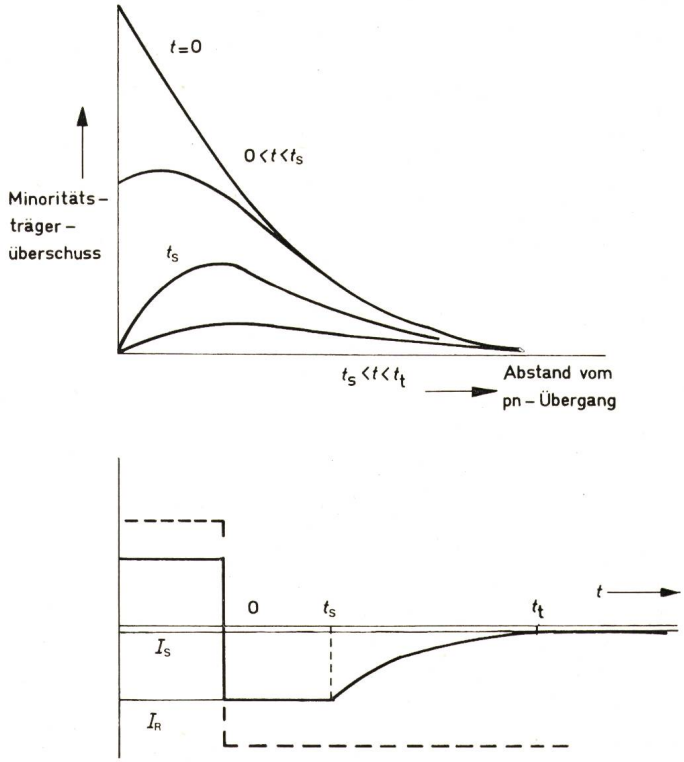

Fig. 3
Zur Erklärung des Schaltverhaltens einer pn-Sperrschichtdiode

t Zeit
t_s Speicherzeit
t_t Übergangszeit
I_s Sperrstrom
I_R Rückstrom

2.2 Schaltverhalten der Step-recovery-Diode

Wird die Step-recovery-Diode in Durchlassrichtung gepolt, so erfolgt ähnlich wie bei der pn-Sperrschichtdiode eine Wanderung von Ladungsträgern. Infolge des speziellen Dioden-aufbaus, den Fig. 4 zeigt, bleiben hier aber die aus dem Ladungstransport resultierenden Minoritätsträger in unmittelbarer Nähe des pn-Übergangs.

In Fig. 4 ist der Aufbau des aktiven Teils einer Step-recovery-Diode von Hewlett-Packard [1] schematisch dargestellt. Auf dem n^+-Träger, d. h. einem n-dotierten Material besonders hoher Leitfähigkeit, befindet sich eine in Epitaxialtechnik aufgebrachte, etwa 1 nm dicke n-leitende Schicht, darüber die etwa 5 nm starke p-Schicht. Diese p-Schicht wird abweichend von der üblichen Technik durch eine Golddiffusionsschicht begrenzt. Diese sorgt nun dafür, dass die Minoritätsträger bei der in Durchlassrichtung gepolten Diode in unmittelbarer Nähe des pn-Überganges verharren [4]. Polt man nun die Diode in Sperrichtung, so fliesst wie bei der pn-Sperrschichtdiode ein Rückstrom. Ist aber als dessen Folge die in der Nähe der Sperrschicht gespeicherte Ladung abgeflossen, so sinkt der Rückstrom in ausserordentlich kleiner Zeit (Grössenordnung t_t = 100...300 ps) auf den statischen Wert des Sperrstromes I_s ab (vgl. Fig. 1), wobei die Ladung bei positiver Polung ($+Q$) gleich der Ladung bei negativer Polung ($-Q$) der Diode sein muss.

Die Vorspannung der Diode wird nun zweckmässig so gewählt, dass der Strom im Schaltmoment gerade sein Maximum erreicht. Dieser Zeitpunkt wird, wie Fig. 5 zeigt, gerade dann erreicht, wenn die negative Vorspannung der Diode etwa gleich dem 3. Teil der angelegten Wechselspannungsamplitude ist. In diesem Fall wird der Strom im Schaltmoment etwa gleich dem 1,26fachen Wert des in Durchlassrichtung vorhandenen Spitzenwertes.

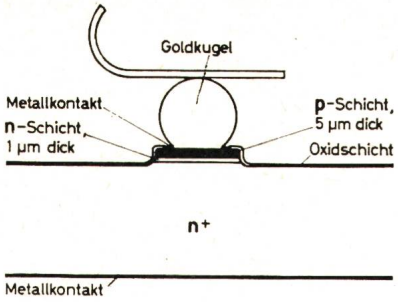

Fig. 4
Aufbau einer Step-recovery-Diode

3. Die Step-recovery-Diode als Frequenzvervielfacher

3.1 Blockschaltbild

Fig. 6 zeigt das Blockschaltbild eines Frequenzvervielfachers mit der als Impulserzeuger eingesetzten Step-recovery-Diode. Auf den Oszillator mit der Eingangsfrequenz f_i folgt ein Netzwerk, das den mit der Step-recovery-Diode bestückten Impulserzeuger an den Generator anpasst. Auf den Impulserzeuger folgt aus Anpassungszwecken ein zunächst breitbandiges Ausgangsfilter, das neben der gewünschten Ausgangsfrequenz $f_0 = n f_i$ noch deren Nachbarfrequenzen durchlässt. Ein Bandpass grosser Güte kann an dieses angekoppelt werden und liefert an die Last Z nur noch die gewünschte Vielfache $f_0 = n f_i$.

Die in Fig. 6 dargestellten Blöcke sollen nun im einzelnen näher erklärt werden.

3.2 Der Impulserzeuger

3.2.1 Impulserzeugung. Der Signalgenerator liefert an den Impulsformer eine Spannung der Frequenz $f_i = 1/T_i$, wobei T_i die Periodendauer dieser Eingangsfrequenz ist. In Abhängigkeit von der Zeit t liegen dabei folgende Verhältnisse vor:

$0 < t < (T_i/2 + t_s)$:

Die Diode ist geöffnet. Es fliesst Strom und die Induktivität L speichert die Energie

$$W = \frac{1}{2} L i^2 \tag{2}$$

(L = Speicherinduktivität; driving inductance)

$t = T_i/2 + t_s$:

Es fliesst der Augenblicksstrom I_p. Damit speichert die Induktivität L in diesem Augenblick die Energie

$$W_p = \frac{1}{2} L I_p^2 \tag{3}$$

$(T_i/2 + t_s) < t < T_i$:

Die Diode ist gesperrt und der Ladestrom verschwindet. Damit liegt die gesamte vorher in der Induktivität gespeicherte Energie als elektrische Energie an der Sperrschichtkapazität C_j der Step-recovery-Diode.

$$\frac{1}{2} L I_p^2 = \frac{1}{2} C_j U_p^2 \tag{4}$$

Wie in [6] und einem noch folgenden Beispiel begründet, wird der Wirkungsgrad der Frequenzvervielfachung besonders gross, wenn mit Hilfe der Vorspannung (vgl. dazu Fig. 5) die Länge des Stromimpulses t_p (vgl. Fig. 7) zwischen den Werten

$$\frac{1}{2f_0} < t_p < \frac{1}{f_0} \tag{5}$$

zu liegen kommt, wobei $f_0 = n f_i$ die Ausgangsfrequenz ist.

3.2.2 Diodenauswahl. Die Diode wird nach ihrer Sperrschichtkapazität ausgesucht; und zwar soll bei einem 50-Ω-System sein [6]:

$$10\ \Omega < X_j < 20\ \Omega \tag{6}$$

wobei

$$X_j = \frac{1}{2\pi f_0 C_j} \tag{7}$$

Für die Sperrschichtkapazität der Step-recovery-Diode ergibt sich damit die zugeschnittene Grössengleichung

$$C_j = \frac{1}{2\pi f_0 X_j} = \frac{159\ \mathrm{p\,F}}{(f_0/\mathrm{GHz})(X_j/\Omega)} \tag{8}$$

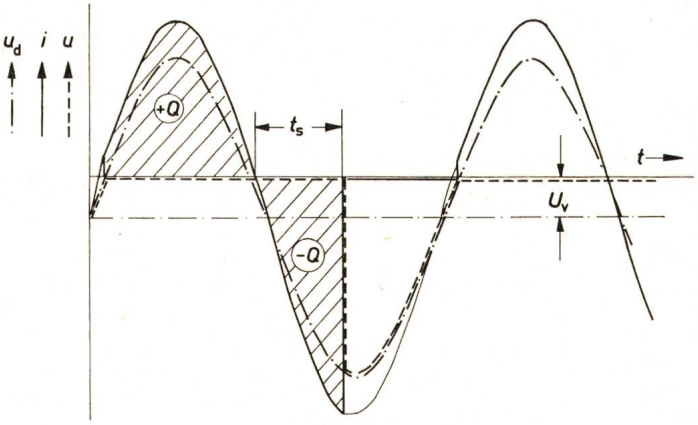

Fig. 5
Stromverlauf in der negativ vorgespannten Step-recovery-Diode

u_d Spannung an der Diode
u Spannung
i Strom
t Zeit
t_s Speicherzeit
U_v Vorspannung
Q Ladung

3.2.3 Speicherinduktivität. Der Kreis, bestehend aus Speicherinduktivität L und Sperrschichtkapazität C_j, wird auf die zu erzielende Oberwelle abgeglichen. Damit wird:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi} \cdot \frac{1}{\sqrt{L C_j}} \tag{9}$$

Mit Gl. (5) wird nun

$$f_0 = \frac{1}{2t_p} = \frac{1}{2\pi} \cdot \frac{1}{\sqrt{L C_j}} \tag{10}$$

womit sich schliesslich eine Bestimmungsgleichung für die Speicherinduktivität L ergibt:

$$L = \left[\frac{t_p}{\pi}\right]^2 \frac{1}{C_j} = \frac{t_p^2}{\pi^2} \cdot \frac{1}{C_j} \tag{11}$$

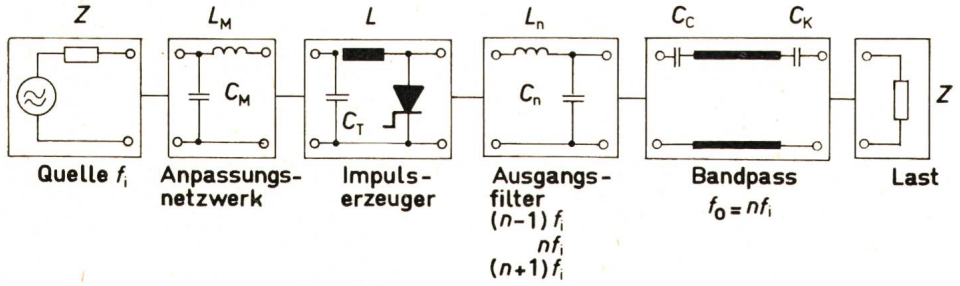

Fig. 6
Blockschaltbild eines Frequenzvervielfachers

Z Lastwiderstand = Systemwiderstand
L_M Anpassungsinduktivität
L Speicherinduktivität
L_n Filterinduktivität
C_c Koppelkapazität
C_M Anpassungskapazität
C_n Filterkapazität
C_T Abstimmkondensator
f_i Eingangsfrequenz
f_0 Ausgangsfrequenz
n Vervielfachungsgrad
C_k Ankoppelkondensator

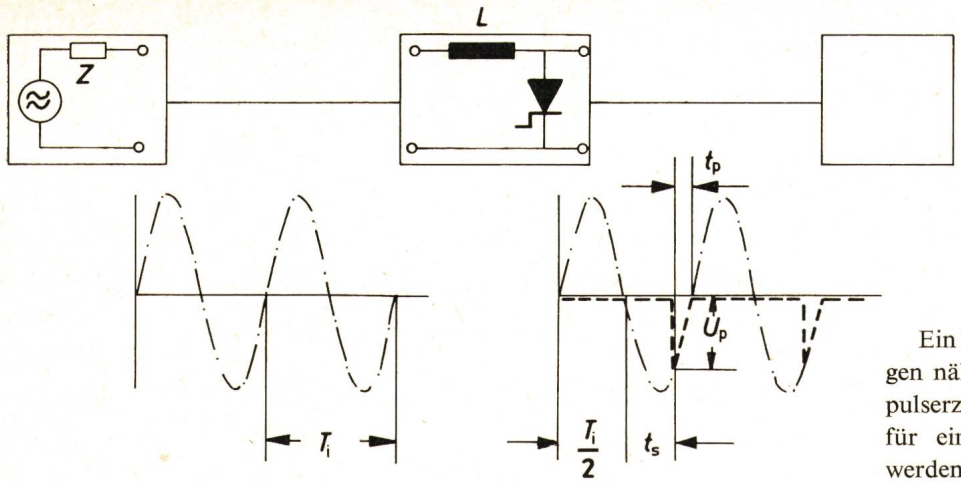

Fig. 7
Impulserzeuger einer Vervielfacherstufe
Z Systemwiderstand
L Speicherinduktivität
T_i Periodendauer der Eingangsfrequenz
t_p Impulsdauer
t_s Speicherzeit
U_p Spannungsimpuls

3.2.4 Abstimmkondensator C_T. Der Abstimmkondensator C_T stimmt bei geöffneter Diode die Speicherinduktivität auf die Eingangsfrequenz f_i ab.

$$C_T = \frac{1}{4\pi^2} \cdot \frac{1}{f_i^2} \cdot \frac{1}{L} = \frac{1}{4\pi^2} \cdot \frac{1}{f_i^2} \cdot \frac{\pi^2}{t_p^2} C_j = \frac{1}{(2 f_i t_p)^2} C_j \tag{12}$$

3.2.5 Eingangswiderstand des Impulserzeugers. Nach [5] beträgt der Eingangswiderstand des Impulserzeugers:

$$R_{in} = w_i L \tag{13}$$

Er ist reell.

3.3 Das Anpassungsnetzwerk

Das Anpassungsnetzwerk berechnet sich unter der Voraussetzung, dass der Generatorwiderstand R_g gegenüber dem Eingangswiderstand R_{in} gross ist, d. h. für

$$R_g \geqq 10\, R_{in} \tag{14}$$

zu:

$$X_M = w_i L_M = \frac{1}{w_i C_M} = \sqrt{R_g R_{in}} \tag{15}$$

Damit wird

$$L_M = \frac{1}{2\pi f_i} \sqrt{R_g R_{in}} \tag{16}$$

$$C_M = \frac{1}{2\pi f_i} \cdot \frac{1}{\sqrt{R_g R_{in}}} \tag{17}$$

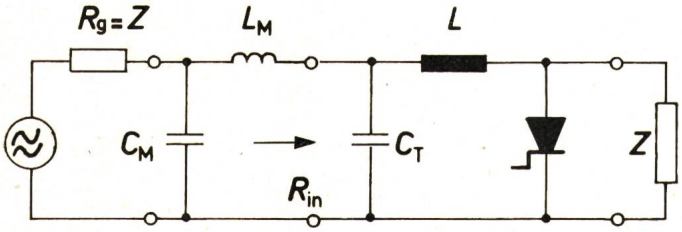

Fig. 8
Impulserzeuger mit Step-recovery-Diode
R_g Generatorwiderstand
R_{in} Eingangswiderstand
L Speicherinduktivität
L_M Anpassungsinduktivität
C_T Abstimmkondensator
Z Lastwiderstand = Systemwiderstand
C_M Anpassungskapazität

Ein Beispiel soll die angegebenen Gleichungen näher erläutern; und zwar möge ein Impulserzeuger und ein Anpassungsnetzwerk für einen Frequenzverfünffacher berechnet werden, bei dem die Eingangsfrequenz f_i = 60 MHz, die Ausgangsfrequenz f_0 = 300 MHz und der Wellenwiderstand (Systemwiderstand) des Vervielfachers $Z = 50\ \Omega$ betragen soll. Fig. 8 zeigt die der Berechnung zugrunde gelegte Schaltung.

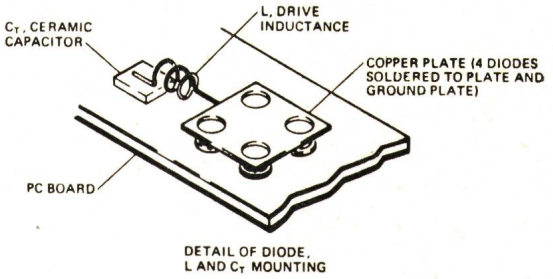

Fig. 9
Mechanischer Aufbau eines Impulserzeugers eines Frequenzverfünffachers
f_i = 60 MHz; f_0 = 300 MHz

Für die erforderliche Kapazität erhält man nach Gl. (8):

$$C_j = \frac{159\ \text{pF}}{0{,}3\ (10...20)}$$

C_j = (53...26,5) pF gewählt: C_j = 35 pF (4 Dioden parallel)

während für die Stromimpulsdauer t_p hier mit Gl. (5)

$$t_p = \frac{1}{2 f_0} = \frac{1}{2 \cdot 0{,}3\ \text{GHz}} = 1{,}66\ \text{ns}$$

gewählt wird. Für die Grösse der Speicherinduktivität erhält man mit Gl. (11)

$$L = \frac{2{,}75}{\pi^2} \cdot \frac{1000\ \text{nH}}{35} = 7{,}95\ \text{nH} \qquad L = 8\ \text{nH}$$

und für den Abstimmkondensator C_T aus Gl. (12):

$$C_T = \frac{35\ \text{pF}}{4 \cdot 3{,}6 \cdot 10^{-3} \cdot 2{,}75} = 865\ \text{pF} \qquad C_T = 865\ \text{pF}$$

Der Eingangswiderstand des Impulserzeugers wird mit Gl. (13):

$$R_{in} = 2\pi \cdot 0{,}06 \cdot 8\ \Omega = 3\ \Omega \ll Z = 50\ \Omega \qquad R_{in} = 3\ \Omega$$

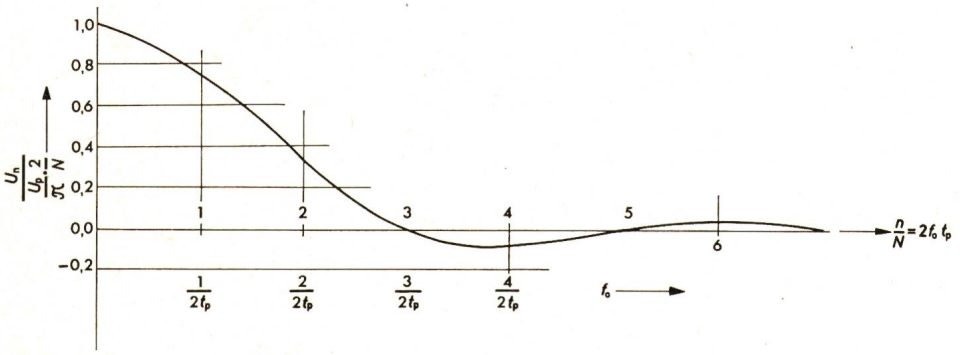

Fig. 10
Amplitudenspektrum der von der Step-recovery-Diode erzeugten Impulsfolge
U_n Spannung beim Vervielfachungsgrad n
U_p Spannungsimpuls
n Vervielfachungsgrad
N Zeitverhältnis $N = T_i/2t_p$
f_0 Ausgangsfrequenz
t_p Impulsdauer

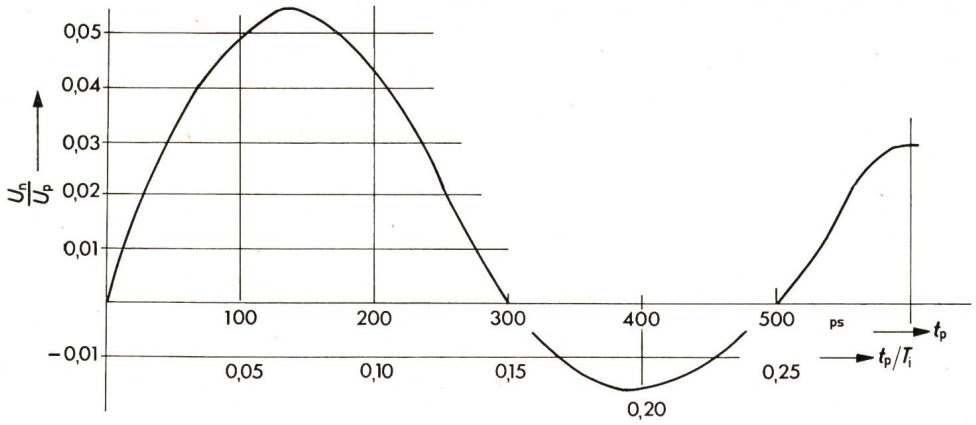

Fig. 11
Abhängigkeit des Spannungsverhältnisses U_n/U_p von der Impulsdauer t_p
U_n Spannung beim Vervielfältigunggrad n
U_p Spannungsimpuls
T_i Periodendauer der Eingangsfrequenz

Das Anpassungsnetzwerk mit den Elementen L_M und C_M wird mit den Gln. (16) und (17) bestimmt. Und zwar ergibt sich nach Gl. (16) für die Anpassungsinduktivität L_M:

$$L_M = 159 \text{ nH} \frac{\sqrt{50 \cdot 3}}{60} = 32{,}5 \text{ nH} \qquad L_M = 32{,}5 \text{ nH}$$

und nach Gl. (17) für die Anpassungskapazität C_M:

$$C_M = \frac{159 \text{ pF}}{60} \cdot \frac{1}{\sqrt{50 \cdot 3}} = 0{,}216 \text{ nF} \qquad C_M = 216 \text{ pF}$$

Fig. 9 zeigt einen Schaltungsaufbau, wie er in [6] für die Zusammenschaltung der Abstimmkapazität C_T, der Speicherinduktivität L und der im Beispiel mit $C_j = 35$ pF erhaltenen 4 Dioden vorgeschlagen wurde.

3.4 Amplitudenspektrum des Impulserzeugers

Die Fourier-Zerlegung der mit der Step-recovery-Diode erzeugten Impulsfolge nach Fig. 5 und 7 ergibt [5]:

$$U_n = \frac{U_p}{\pi} \cdot \frac{2}{N} \cdot \frac{1}{1-(n/N)^2} \cos\frac{\pi}{2} \cdot \frac{n}{N} \tag{18}$$

mit

$$N = \frac{T_i}{2t_p} \tag{19}$$

Die graphische Auswertung der Gl. (18) zeigt Fig. 10.

Die beiden hier gewählten Abszissen lassen sich wie folgt ineinander überführen:

$$\frac{n}{N} = \frac{f_0/f_i}{N} = \frac{f_0 \cdot 2\,t_p}{f_i\,T_i} = 2\,f_0\,t_p \tag{20}$$

Die 1. Nullstelle des in Fig. 10 dargestellten Spektrums befindet sich bei

$$\frac{n}{N} = 3 \text{ bzw. } f_0 = \frac{3}{2\,t_p}$$

Ein Zahlenbeispiel soll den Gebrauch des in Fig. 10 dargestellten Amplitudenspektrums erläutern: Und zwar sei als Ausgangsfrequenz eines Frequenzverzehnfachers $f_0 = 10 f_i = 5000$ MHz gefordert. Gesucht ist das Verhältnis der Spannungsamplituden U_n/U_p, wenn z. B. die Impulsdauer $t_p = 150$ ps beträgt. Ausserdem sei die Abhängigkeit dieses Verhältnisses von der Impulslänge t_p gesucht. Man erhält zunächst mit Hilfe der Fig. 10:

$$\frac{n}{N} = 2f_0\,t_p = 2 \cdot 5 \cdot 10^9 \cdot 0{,}15 \cdot 10^{-9} = 1{,}5 \rightarrow \frac{U_n}{\frac{U_p}{\pi} \cdot \frac{2}{N}} = 0{,}56$$

$$\frac{U_n}{U_p} = 0{,}56\,\frac{1}{\pi} \cdot \frac{2}{N} = \frac{1{,}12}{\pi} \cdot \frac{2t_p}{T_i} = \frac{2{,}24 \cdot 0{,}15 \cdot 10^{-9}}{\pi \cdot 2 \cdot 10^{-9}} = 0{,}0535$$

Fasst man nun die Impulsdauer t_p als Variable auf, so erhält man für dieses gegebene Beispiel die in Fig. 11 dargestellte Abhängigkeit des Spannungsverhältnisses von dieser Impulsdauer. Das Maximum liegt zwischen

$$100 < t_p < 200 \qquad (t_p \text{ in ps})$$

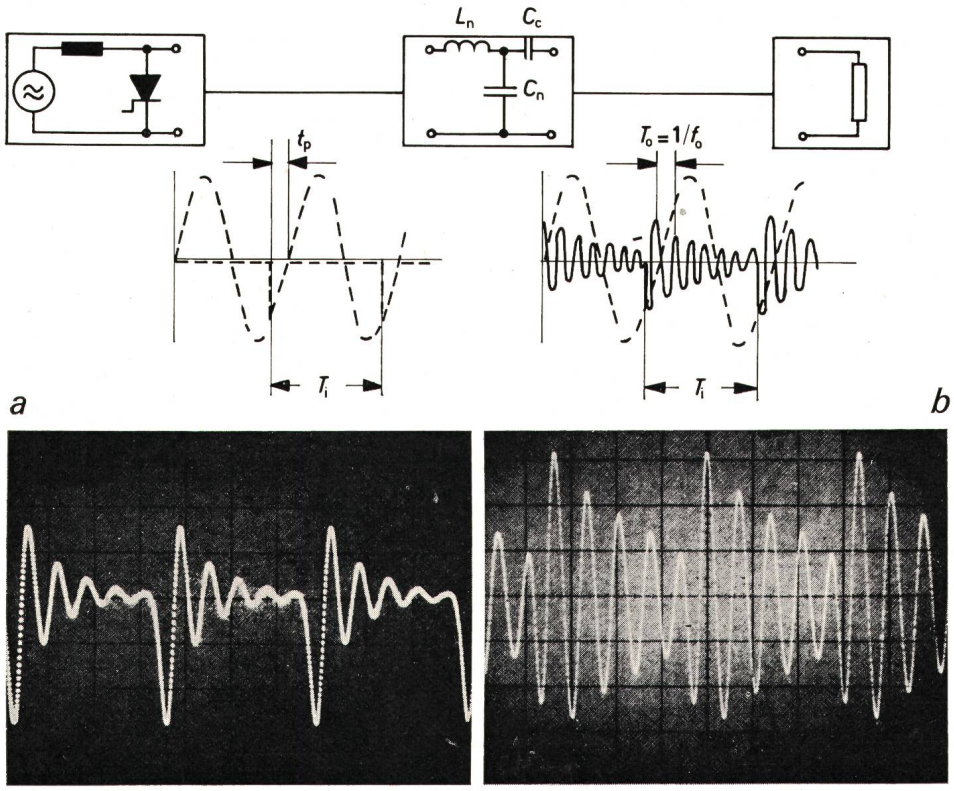

Fig. 12
Ausgangsfilter eines mit einer Step-recovery-Diode bestückten Frequenzvervielfachers mit den dazugehörenden Oszillogrammen
a
gedämpfte Wellenform für $t_p = 1/2\,f_0$
Skala:
vertikal 10 V/cm, horizontal 5 ns/cm
b
gedämpfte Wellenform für $t_p = 1/f_0$
Skala:
vertikal 5 V/cm, horizontal 5 ns/cm

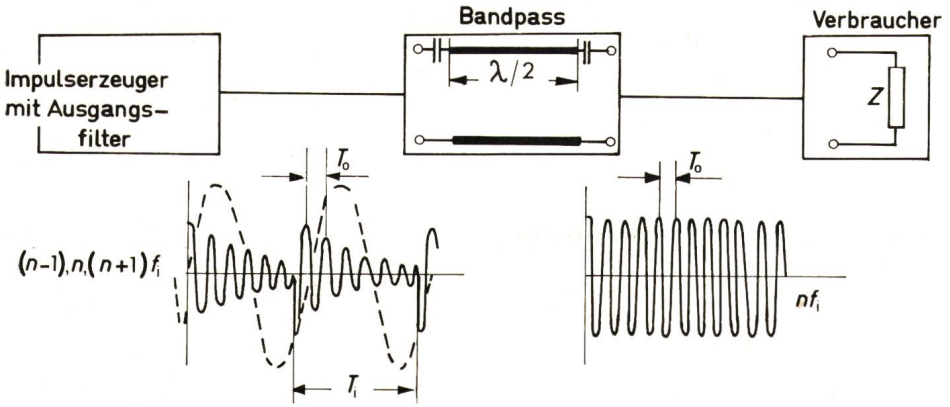

Fig. 13
Ausgangsnetzwerk eines Frequenzvervielfachers

T_0 Periodendauer der Ausgangsfrequenz
T_i Periodendauer der Eingangsfrequenz
λ Wellenlänge
n Vervielfachungsgrad
f_i Eingangsfrequenz
Z Systemwiderstand

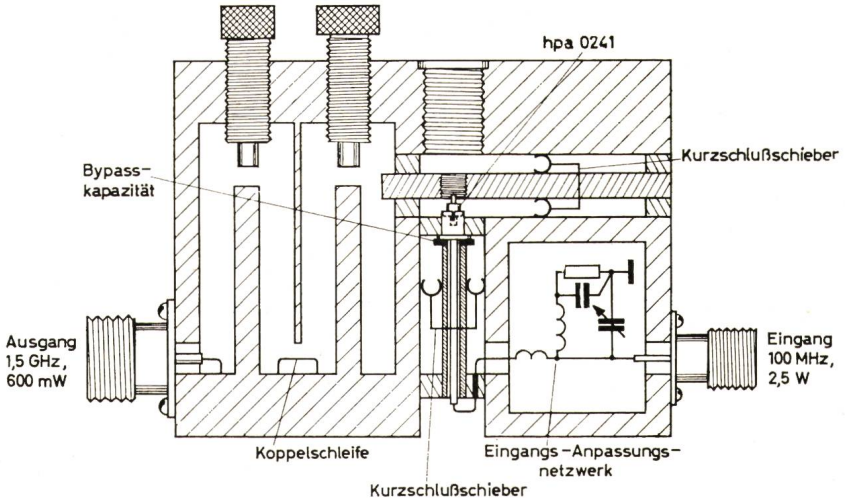

Fig. 14
Querschnitt durch einen Frequenzvervielfacher

was genau der durch Gl. (5) gemachten Aussage für $f_0 = 5000$ MHz entspricht

$$\frac{1}{2f_0} < t_p < \frac{1}{f_0} \tag{5}$$

3.5 *Ausgangsfilter*

Wie bereits Fig. 6 zeigte, folgt auf den Impulserzeuger das Ausgangsfilter. Fig. 12 zeigt dieses in der Blockschaltung mit den dazugehörigen Zeitverläufen von Eingangs- und Ausgangsspannung.

Die Elemente dieses Filters lassen sich nach folgenden Gleichungen [6] berechnen:

$$C_c = \frac{1}{w_0 Z \cdot 2n} \tag{21}$$

$$C_n = \frac{1}{w_0^2 L_n} - C_c \tag{22}$$

$$L_n = L \tag{23}$$

3.6 *Bandpass*

Auf das Ausgangsfilter, das ausser der gewünschten Frequenz $f_0 = nf_i$ noch die beiden Seitenfrequenzen $(n-1)f_i$ und $(n+1)f_i$ durchlässt, folgt nun der schmalbandige Bandpass, der z. B. als $\lambda/2$-Leitung ausgebildet sein kann, wie in Fig. 13 schematisch dargestellt ist.

Der Ankoppelkondensator C_k errechnet sich mit Hilfe der Gl. (24) zu

$$C_k = \frac{1}{w_0 Z} \cdot \frac{\pi/4}{2n} \tag{24}$$

Abschliessend zum Kapitel 3 seien noch die fehlenden Elemente L_n, C_c, C_n und C_k des Frequenzverfünffachers mit $f_i = 60$ MHz und $f_0 = 300$ MHz zahlenmässig berechnet

Nach Gl. (23): $L_n = L = 8\,n$

Nach Gl. (21): $C_c = \dfrac{159\text{ pF}}{0{,}3 \cdot 50} = 10{,}6\text{ pF}$ $\quad C_c = 10{,}6\text{ pF}$

Nach Gl. (22): $C_n = \dfrac{25{,}33\text{ pF}}{0{,}09 \cdot 8} - 10{,}6\text{ pF}$ $\quad C_n = 24{,}4\text{ pF}$

Nach Gl. (24): $C_k = \dfrac{159\text{ pF}}{0{,}3 \cdot 50} \cdot \dfrac{\pi/4}{10}$ $\quad C_k = 3\text{ pF}$

4. Schaltungsausführungen

Fig. 14 zeigt den Querschnitt durch einen Frequenzvervielfacher, bestückt mit der Step-recovery-Diode hpa 0241 [1].

Bei einer Eingangsfrequenz $f_i = 100$ MHz und der Eingangsleistung $P_i = 2{,}5$ W wird bei Frequenzver*fünfzehn*fachung, d. h. bei einem $\times$ 15-Multiplier, eine Ausgangsleistung $P_0 = 0{,}6$ W bei $f_0 = 1{,}5$ GHz erzielt. Der Ausgangskreis dieses Vervielfachers besteht aus einem magnetisch gekoppelten Zweikreisfilter und lässt sich mit Hilfe der beiden Abstimmschrauben über den Frequenzbereich von 1,1...1,6 GHz durchstimmen.

Literatur

[1] *W. Henne:* Die Step-recovery-Diode als Frequenzvervielfacher. Internat. Elektron. Rdsch. 21(1967)4, S. 87...90.
[2] *W. Henne:* Das Bändermodell von Halbleiterdioden. Bull. SEV 63 (1972)12, S. 632...642.
[3] *G. Oswald:* Eigenschaften und Anwendungsmöglichkeiten der Speicher-Schalt-Diode. Siemens Z. 38(1964)3, S. 164...168.
[4] *P. Bobisch* und *C. Sondhauss:* Die Speicher-Schaltdiode und ihre Wirkungsweise als Frequenzvervielfacher. Internat. Elektron. Rdsch. 23 (1969)8, S. 213...215.
[5] *S. Hamilton* and *R. Hall:* Shunt-mode harmonic generation using step recovery diodes. Microwave J. 10(1967)5, p. 69...78.

Adresse des Autors:
Dr.-Ing. *W. Henne,* Professor an der Fachhochschule Augsburg, Haferstrasse 20d, D-8903 Haunstetten.