Zeitschrift: Bulletin des Schweizerischen Elektrotechnischen Vereins

Herausgeber: Schweizerischer Elektrotechnischer Verein ; Verband Schweizerischer Elektrizitätswerke

Band: 51 (1960)

Heft: 20

Artikel: Das Betriebsübertragungsmass eines allgemeinen linearen Vierpols : eine didaktische Studie

Autor: Weber, H.

DOI: https://doi.org/10.5169/seals-917057

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: 09.07.2025

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

materials increase rapidly. The complexity and sophistication of materials research are growing. Teams of scientists with the required diverse talents handle the three-fold aspects of materials research. True "molecular engineering", the ultimate goal of materials research, lies still far in the future. Much more knowledge has to be accumulated on the basic properties of matter before engineering on the molecular level will be possible. Long-range fundamental investigations are expected to produce the required new insight and thereby provide broad scientific guidance in today's accelerated search for improved materials.

The present explosive expansion of electronics will continue into the future, gradually affecting all branches of technology. The dependence on materials advances will grow further, and materials research will rapidly become the key to progress in electronics.

Author's address:
Dr. *R. W. Peter*, Director, Physical and Chemical Research Laboratory, RCA Laboratories, Princeton N.J., (USA).

Das Betriebsübertragungsmass eines allgemeinen linearen Vierpols

Eine didaktische Studie

Von *H. Weber*, Zürich

621.372.5

Im allgemeinen wird das Betriebsübertragungsmass als zweckmässige Grösse für das Betriebsverhalten eines Vierpols zwischen Quelle und Verbraucher behandelt und seiner Definition gemäss aus den Vierpolkonstanten und den Abschlussimpedanzen berechnet. Damit verliert diese Grösse ihre Anschaulichkeit. Erst mit der Darstellung aus den Wellenparametern des Vierpols und den Abschlussimpedanzen gewinnt das Betriebsübertragungsmass wieder etwas Vorstellbares. Man kann aber, wie das im folgenden gezeigt wird, das Betriebsübertragungsmass direkt aus den Wellenvorgängen auf verallgemeinerten Leitungen herleiten. Dazu benötigt man nur die Kenntnis der Vorgänge an der Stossstelle zweier Leitungen mit verschiedener Wellenimpedanz und die Beschreibung eines Vierpols durch seine Wellenparameter. Sinngemäss lässt sich diese Vorstellung auch auf die Mikrowellenvierpole anwenden. Die Betriebs- und Echoübertragungsmasse erhalten damit eine enge Beziehung zur Streumatrix.

1. Vorgänge an einer Stoßstelle (Fig. 1) für eine andauernde Sinusschwingung mit der Kreisfrequenz ω:

Einfallende Welle: U_1, I_1,

Scheinleistung: $S_1 = U_1 I_1$; $\dfrac{U_1}{I_1} = Z_1$

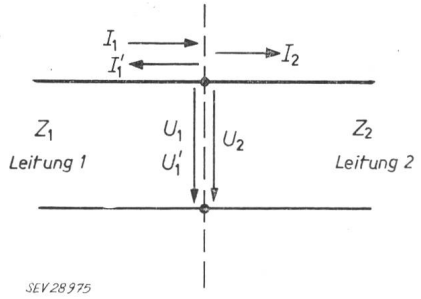

Fig. 1

Kettenschaltung zweier Leitungen, Stoßstelle

U_1, I_1 Einfallende Welle
U_2, I_2 durchlaufende Welle
U_1', I_1' reflektierte Welle
Z_1, Z_2 Wellenimpedanzen

Durchlaufende Welle: U_1, I_2,

Scheinleistung: $S_2 = U_2 I_2$; $\dfrac{U_2}{I_2} = Z_2$

Reflektierte Welle: U_1', I_1',

Scheinleistung: $S_1' = U_1' I_1'$; $\dfrac{U_1'}{I_1'} = Z_1$

Es gelten folgende Zusammenhänge:

$$\begin{matrix} U_2 = d_u U_1 \\ I_2 = d_i I_1 \end{matrix}; \quad S_2 = d_s S_1 \qquad d_s = d_u d_i \tag{1}$$

$$\begin{matrix} U_1' = r U_1 \\ I_1' = r I_1 \end{matrix} \quad S_1' = r^2 S_1 \tag{2}$$

Reflexionskoeffizient r:

$$r_u = r_i = r$$

$$r = \frac{Z_2 - Z_1}{Z_2 + Z_1} \tag{3}$$

Durchlasskoeffizient d:

$$d_u = 1 + r, \; d_i = 1 - r$$

$$d_s = 1 - r^2 = \frac{4 Z_1 Z_2}{(Z_2 + Z_1)^2} \tag{4}$$

Wellenimpedanzen der Leitungen: Z_1, Z_2:

2. Vorgänge an einem zwischen zwei verschiedenen Leitungen eingeschalteten allgemeinen, linearen Vierpol. (Bezeichnungen siehe Fig. 2):

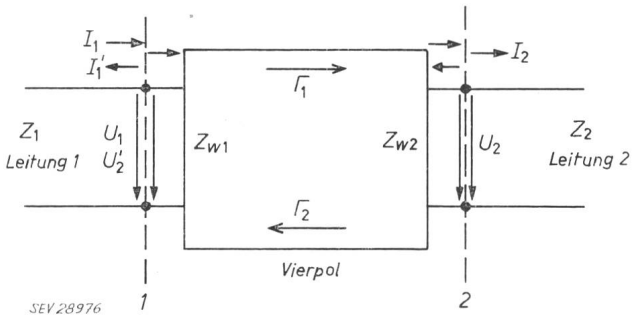

Fig. 2

Vierpol mit vorgegebenen Wellenparametern zwischen zwei Leitungen

Z_{w1}, Z_{w2} Wellenimpedanzen
Γ_1, Γ_2 Wellenübertragungsmasse
Weitere Bezeichnungen siehe Fig. 1

Würde an den Klemmenpaaren *1* und *2* Anpassung herrschen, d. h. $Z_1 = Z_{w1}$ und $Z_2 = Z_{w2}$, so würde für eine von *1* nach *2* laufende Leistungsübertragung gelten:

$$\frac{S_1}{S_2} = e^{2\Gamma_1} \qquad \frac{U_1}{U_2} = \sqrt{\frac{Z_{w1}}{Z_{w2}}}\, e^{\Gamma_1} \qquad \frac{I_1}{I_2} = \sqrt{\frac{Z_{w2}}{Z_{w1}}}\, e^{\Gamma_1} \tag{5}$$

Für eine von *2* nach *1* wirksame Leistungsübertragung dagegen:

$$\frac{S_2'}{S_1'} = e^{2\Gamma_2}; \quad \frac{U_2'}{U_1'} = \sqrt{\frac{Z_{w2}}{Z_{w1}}}\, e^{\Gamma_2}; \quad \frac{I_2'}{I_1'} = \sqrt{\frac{Z_{w1}}{Z_{w2}}}\, e^{\Gamma_2} \qquad (6)$$

Wendet man nun im allgemeinen Fall die Zusammenhänge an der Stoßstelle auf jede einzelne Welle an und berücksichtigt für den Vierpol die für jede Einzelwelle gültigen Beziehungen (5) und (6) je nach Durchlaufsinn, so erhält man in der Leitung *2* eine aus unendlich vielen Teilwellen zusammengesetzte Welle. Die Addition muss für die Spannungs- und Stromwellen separat durchgeführt werden (Fig. 3).

An der *Stoßstelle 1* gelten folgende Definitionen für die nach rechts laufenden Wellen:

$$r_1 = \frac{Z_{w1} - Z_1}{Z_{w1} + Z_1}; \quad d_1 = 1 \pm r_1 \begin{Bmatrix} + \text{Spannungswelle} \\ - \text{Stromwelle} \end{Bmatrix} \qquad (7)$$

Für die nach links laufenden Wellen gelten:

$$r_1' = -r_1; \quad d_1' = 1 \pm r_1' \begin{Bmatrix} + \text{Spannungswelle} \\ - \text{Stromwelle} \end{Bmatrix} \qquad (7a)$$

An der *Stoßstelle 2* gelten analoge Beziehungen:

$$r_2 = \frac{Z_2 - Z_{w2}}{Z_2 + Z_{w2}}; \quad d_2 = 1 \pm r_2 \begin{Bmatrix} + \text{Spannungswelle} \\ - \text{Stromwelle} \end{Bmatrix} \qquad (8)$$

Die in die Leitung *2* ablaufende resultierende Gesamtwelle berechnet sich zu:

Spannung: $U_2 = U_1\, d_{u1}\, d_{u2}\, \ddot{u}_u\, e^{-\Gamma_1}[1 + q + q^2 + \ldots]$ (9a)

Strom: $I_2 = I_1\, d_{i1}\, d_{i2}\, \ddot{u}_i\, e^{-\Gamma_1}[1 + q + q^2 + \ldots]$ (9b)

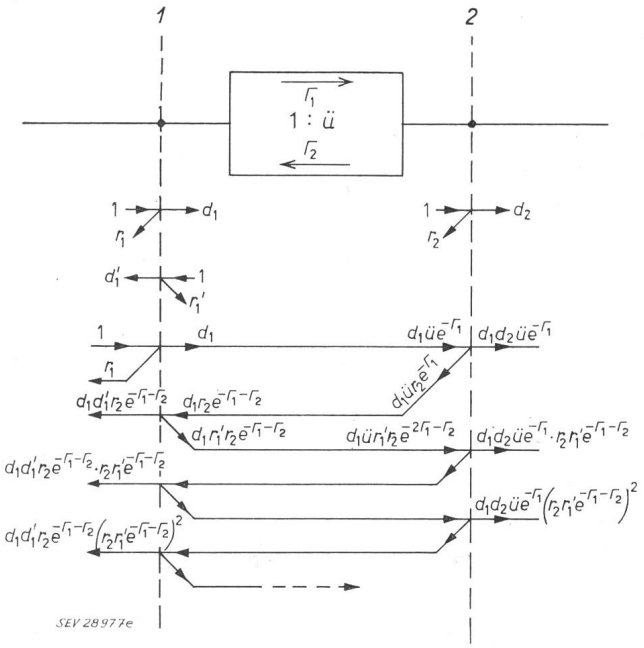

Fig. 3

Darstellung der Teilwellen zu Fig. 2

d_1, d_2 Durchlasskoeffizienten
r_1, r_2 Reflexionskoeffizienten

$$\ddot{u} = \sqrt{\frac{Z_{w2}}{Z_{w1}}}$$

Weitere Bezeichnungen siehe Fig. 1 und 2

$$\ddot{u}_u = \ddot{u}_i^{-1} = \sqrt{\frac{Z_{w2}}{Z_{w1}}}; \quad q = -r_1 r_2 e^{-\Gamma_1 - \Gamma_2}$$

$$[1 + q + q^2 + \ldots] = \frac{1}{1 - q} \qquad (9c)$$

Die an Leitung *2* abgegebene Scheinleistung ist unter Berücksichtigung von Gl. (9c):

$$S_2 = U_2 I_2 = S_1 \frac{d_{s1}\, d_{s2}\, e^{-2\Gamma_1}}{[1 + r_1 r_2 e^{-\Gamma_1 - \Gamma_2}]^2} \qquad (10)$$

S_1 ist aber die im angepassten Fall $Z_{w1} = Z_1$, $Z_{w2} = Z_2$ von der Leitung *1* an den Vierpol abgegebene Scheinleistung, entspricht also der Bezugsleistung in der Definition des Betriebsübertragungsmasses von links nach rechts Γ_{m1}.

$$e^{2\Gamma_{m1}} = \frac{S_1}{S_2} = \frac{(1 + r_1 r_2 e^{-\Gamma_1 - \Gamma_2})^2}{(1 - r_1^2)(1 - r_2^2)}\, e^{2\Gamma_1} \qquad (11)$$

Betrachtet man eine einfallende Welle (der Leitung *2* von rechts her und berücksichtigt, dass $r_1' = -r_1$ und $r_2' = -r_2$, so berechnet sich das Betriebsübertragungsmass von rechts nach links Γ_{m2} zu:

$$e^{2\Gamma_{m2}} = \frac{(1 + r_1 r_2 e^{-\Gamma_1 - \Gamma_2})^2}{(1 - r_1^2)(1 - r_2^2)}\, e^{2\Gamma_2} \qquad (12)$$

Man sieht, dass $\Gamma_{m1} - \Gamma_{m2} = \Gamma_1 - \Gamma_2$ ist, d. h. der Korrekturfaktor ist in beiden Richtungen derselbe.

In der Form von *Zobel* geschrieben:

$$\Gamma_{m1} = \Gamma_1 + \Gamma_{s1} + \Gamma_{s2} + \Gamma_w \qquad (11a)$$

$$\Gamma_{m2} = \Gamma_2 + \Gamma_{s1} + \Gamma_{s2} + \Gamma_w \qquad (12a)$$

$$\Gamma_{s1} = \ln \frac{1}{d_{s1}}; \quad \Gamma_{s2} = \ln \frac{1}{d_{s2}}; \quad \Gamma_w = \ln(1 + r_1 r_2 e^{-\Gamma_1 - \Gamma_2})$$

Mit den Definitionen (3) und (4) angewandt auf die Stossstellen *1* und *2*:

Γ_{s1}, Γ_{s2} Stossübertragungsmasse
Γ_w Wechselwirkungsübertragungsmass

Auch die Echoübertragungsmasse lassen sich analog durch Aufsummieren aller, an den beiden Stoßstellen reflektierten Teilwellen berechnen. Man erhält:

$$e^{\Gamma_{e1}} = \sqrt{\frac{S_1}{S_1'}} = \frac{1 + r_1 r_2 e^{-\Gamma_1 - \Gamma_2}}{r_1 + r_2 e^{-\Gamma_1 - \Gamma_2}} \qquad (13)$$

und

$$e^{\Gamma_{e2}} = \frac{1 + r_1' r_2' e^{-\Gamma_1 - \Gamma_2}}{r_2' + r_1' e^{-\Gamma_1 - \Gamma_2}} = -\frac{1 + r_1 r_2 e^{-\Gamma_1 - \Gamma_2}}{r_2 + r_1 e^{-\Gamma_1 - \Gamma_2}} \qquad (14)$$

Insbesondere lassen sich die zwei Sonderfälle des impedanzsymmetrischen bzw. des antimetrischen Vierpols sehr leicht darstellen.

Es gilt:

$r = r_1 = r_2' = -r_2$ *impedanzsymmetrisch*

$$e^{\Gamma_{m1}} = \frac{1 - r^2 e^{-\Gamma_1 - \Gamma_2}}{1 - r^2}\, e^{\Gamma_1}; \quad e^{\Gamma_{e1}} = e^{\Gamma_{e2}} = \frac{1 - r^2 e^{-\Gamma_1 - \Gamma_2}}{r(1 - e^{-\Gamma_1 - \Gamma_2})} \qquad (15)$$

und $r = r_1 = r_2$ *antimetrisch*

$$e^{\Gamma_{m1}} = \frac{1 + r^2 e^{-\Gamma_1 - \Gamma_2}}{1 - r^2}\, e^{\Gamma_1}; \quad e^{\Gamma_{e1}} = -e^{\Gamma_{e2}} = \frac{1 + r^2 e^{-\Gamma_1 - \Gamma_2}}{r(1 + e^{-\Gamma_1 - \Gamma_2})} \qquad (16)$$

Daraus gewinnt man leicht die Bedingungen, welche notwendig sind, damit das Betriebsübertragungsmass gleich dem Wellenübertragungsmass ist. Z. B. muss für den impedanzsymmetrischen Vierpol gelten:

$$\frac{1 - r^2 e^{-\Gamma_1 - \Gamma_2}}{1 - r^2} = 1 \quad \begin{matrix} \text{a) } r = 0, \text{ trivial, Anpassung} \\ \text{b) } e^{-\Gamma_1 - \Gamma_2} = 1, \text{ d. h. } \Gamma_1 + \Gamma_2 = j\,2n\pi \\ (n \text{ ganze Zahl}) \end{matrix} \qquad (15a)$$

und für den antimetrischen Vierpol:

$$\frac{1 + r^2 e^{-\Gamma_1 - \Gamma_2}}{1 - r^2} = 1 \quad \begin{array}{l} \text{a) } r = 0, \text{ Anpassung} \\ \text{b) } e^{+\Gamma_1 + \Gamma_2} = -1, \text{ d. h. } \Gamma_1 + \Gamma_2 = \\ \quad j(2n-1)\pi \quad (n \text{ ganze Zahl}) \end{array} \tag{16a}$$

Besonders einfach werden die Beziehungen (15) und (16), wenn Z_1 und Z_2 reelle Werte haben und der betrachtete Vierpol nur aus Reaktanzen besteht. Dann sind die Reflexionskoeffizienten r entweder reell oder imaginär. Ausserdem sind die Wellenübertragungsmasse in beiden Richtungen gleich.

Ebenso zwanglos lässt sich die Darstellung anwenden auf Hohlleitersysteme bei Mikrowellen, wobei die Scheinleistungen gleich den Wirkleistungen an den eingangs- bzw. ausgangseitigen Bezugsquerschnitten werden. Der Zusammenhang der Betriebs- und Echoübertragungsmasse mit den Koeffizienten der Streumatrix wird dann offensichtlich.

Adresse des Autors:

Prof. *H. Weber*, Institut für Fernmeldetechnik der Eidg. Technischen Hochschule, Sternwartstrasse 7, Zürich 7/6.

Eine Solenoid-Verzögerungsleitung mit konstanter Laufzeit

Von *A. J. Giger*, Murray Hill

621.372.5

1. Einleitung

Verzögerungsleitungen finden heute in der Elektrotechnik eine verbreitete Anwendung. Sie dienen vorwiegend als Verzögerungs- und Speicherelemente für elektrische Impulse. Je mehr Impulse auf einer Leitung gespeichert werden können, um so besser ist die Leitung. Gute Verzögerungsleitungen besitzen deshalb ein hohes Bandbreite-Verzögerungs-Produkt. Im Durchlassbereich der Leitung wünscht man eine möglichst konstante Laufzeit, kleine Dämpfung und einen konstanten Wellenwiderstand. Sehr gute Verzögerungselemente werden erhalten durch Verwendung von ausgedehnten Netzwerkketten. Solche Netzwerke sind aber kompliziert, teuer und haben eine beträchtlich räumliche Ausdehnung.

Es fehlte deshalb nicht an Versuchen, ein einfacheres und billigeres Verzögerungselement zu entwickeln. Dieses wurde gefunden in der langen, einlagigen Spule in Verbindung mit einer richtigen kapazitiven Belastung. Es sind etliche Methoden zur Laufzeitequalisierung von Solenoid-Verzögerungsleitungen entwickelt worden. Ein Überblick über diese Methoden gibt eine Arbeit von *M. J. DiToro* [1][1]). Verschiedene Autoren haben die Solenoid-Verzögerungsleitung theoretisch analysiert und zu diesem Zwecke die Leitung als Zusammenschaltung einer grossen Anzahl konzentrierter Schaltelemente aufgefasst. Eine Laufzeitkompensation wird zum Beispiel erhalten durch Auflegen von isolierten, axialgerichteten Metallstreifen auf die Wicklung oder durch Aufspritzen von Metallpulver auf die Spule.

In der folgenden Arbeit soll eine Solenoid-Verzögerungsleitung beschrieben werden, bei der durch richtige Wahl der geometrischen Dimensionen die Laufzeit über theoretisch unbegrenzte Bandbreiten praktisch unabhängig von der Frequenz gemacht werden kann. Die Leitung zeichnet sich ebenfalls aus durch eine hohe Verzögerungszeit pro Einheitslänge und durch ihre einfache Herstellungsmethode. Die Brauchbarkeit der Leitung wird allein begrenzt durch die mit der Frequenz ansteigenden Verluste. Anstelle der Laufzeit wird die Phasengeschwindigkeit der Leitung berechnet, welche ebenfalls möglichst unabhängig von der Frequenz sein soll. Die Berechnungsmethode besteht in der Lösung des elektro-magnetischen Randwertproblems, wobei die Spule vereinfachend durch eine dünne Stromschicht ersetzt wird. Diese Methode ist sehr exakt und besonders geeignet zur Lösung von Spulenproblemen bei tieferen Frequenzen.

[1]) Siehe Literatur am Schluss des Aufsatzes.

2. Analyse der neuen Solenoid-Verzögerungsleitung

Bei der Berechnung der Phasengeschwindigkeit einer langen runden Spule findet man, dass für tiefe Frequenzen eine Welle sich praktisch mit Lichtgeschwindigkeit längs der Spule fortpflanzt, um erst bei sehr hohen Frequenzen im Wesentlichen den Windungen der Spule entlang zu folgen. Durch Anbringen von konzentrischen Metallzylindern ausserhalb und/oder innerhalb der Spule kann die Phasengeschwindigkeit bei tiefen Frequenzen so stark herabgesetzt werden, dass im Falle eines sehr geringen Abstandes zwischen Spule und Metallzylinder die Phasengeschwindigkeit unabhängig von der Frequenz würde. Eine solche Leitung mit konstanter Laufzeit hat aber grosse Wirbelstromverluste. Eine bessere Lösung wäre die Verwendung eines längsgeschlitzten Metallzylinders, um welchen die Spule in einem kleinen Abstand gewickelt wird. Dadurch können Wirbelstromverluste verhindert werden; durch richtige Wahl des Radienverhältnisses von Spule und Zylinder kann auch die Phasengeschwindigkeit ziemlich unabhängig von der Frequenz gemacht werden. Eine solche Spule ist aber des geschlitzten Innenzylinders wegen nicht einfach herzustellen.

Fig. 1 zeigt eine neue Anordnung, bestehend aus einem Rohr aus hochdielektrischem keramischem Material, auf welches die Spule gewickelt ist, und das im Inneren einen metallenen Zylinder trägt. Durch richtige Wahl des Radienverhältnisses R_a/R_i kann die Phasengeschwindigkeit v_z praktisch unabhängig von der Frequenz gemacht werden. Ein günstiges Verhältnis der Radien ist ≈ 3; bei diesem fallen die Wirbelstromverluste im Innenzylinder nicht mehr stark ins Gewicht. Das keramische Material, auf das die Spule gewickelt wird, hilft ganz beträchtlich mit zur Vergrösserung der Laufzeit dieser Verzögerungsleitung. Die hohe Dielektrizitätskonstante des Keramikrohres bewirkt zudem, dass die charakteristische Impedanz der Leitung nicht zu hoch wird.

Nun soll gezeigt werden, wie die Phasengeschwindigkeit einer Welle längs der Spulenachse (Fig. 1) berechnet werden