Periodische Störstellen auf Leitungen

Transmission Lines with Periodic Discontinuities

Von Harald Dalichau*

Übersicht:

Es werden Gleichungen angegeben zur direkten Berechnung der Streuparameter einer Kettenschaltung N identischer Zweitore aus den Streuparametern des einzelnen Zweitors. Leitungen mit gleichabständigen Störstellen, die sich durch ein diskretes Bauelement beschreiben lassen, und Leitungen mit periodischen Wellenwiderstandssprüngen werden näher untersucht. Dafür werden einfache, reelle Gleichungen abgeleitet, mit denen sich Lage und Breite des Sperrbereichs sowie die Extremwerte von S_{11} und S_{21} berechnen lassen. Die charakteristischen Übertragungseigenschaften solcher periodisch gestörter Leistungen werden anschaulich beschrieben und physikalisch interpretiert.

Abstract:

Formulas are given for the direct calculation of the scattering parameters of N cascaded, identical two-ports with the scattering parameters of the single two-port. Transmission lines loaded at regular intervals with a discontinuity, which may be modeled by a discrete component, and transmission lines with periodic steps in characteristic impedance are treated in detail. Simple, real formulas are derived, to calculate location and width of stop-bands as well as the peak-values of the reflection and the transmission coefficients. The characteristic transmission properties of such periodically loaded lines are descriptively presented and a physical interpretation is given.

Für die Dokumentation:

Periodische Störstellen auf Leitungen / Kettenschaltung identischer Zweitore / Periodische Wellenwiderstandssprünge / Gleichabständige Störstellen

Verwendete Formelzeichen

$\underline{A}$, $\underline{D}$, $\underline{E}$, $\underline{F}$	Abkürzungen
C	äquivalente Querkapazität zur Beschreibung einer Störstelle (bezogen auf $1/Z_L$)
L	äquivalente Querinduktivität zur Beschreibung einer Störstelle (bezogen auf Z_L)
N	Anzahl der Störstellen; Anzahl der Glieder einer Kettenschaltung
$\underline{S}_{21} = S_{21} \cdot e^{j\varphi_{21}}$	Streuparameter eines Kettenglieds
$\underline{S}_{11}(N) = S_{11}(N) \cdot e^{j\varphi_{11}(N)}$	Streuparameter der Kettenschaltung mit N Gliedern
$\underline{Y} = G + jB$	äquivalente Queradmittanz zur Beschreibung einer Störstelle (bezogen auf $1/Z_L$)
Z_L	Leitungswellenwiderstand einer homogenen Leitung
Z_0	Bezugswiderstand der Streuparameter
$\underline{Z}_2$	Abschlußimpedanz der Kettenschaltung
$\underline{Z}_i$	Innenwiderstand der Quelle
f_{sperr}	Frequenzabstand zwischen zwei Sperrstellen
f_0	Näherung für f_{sperr}, bei der die Phasendrehung durch die Störstelle nicht berücksichtigt wurde
δf	Differenz zwischen f_0 und f_{sperr}
Δf	Bandbreite eines Sperrbereichs
$\underline{g}$	Fortpflanzungsmaß einer unendlich ausgedehnten periodischen Struktur
h, u, w, x, y	Abkürzungen
l	Abstand zwischen zwei Störstellen; Länge der räumlichen Periode
n	ganzzahlige Laufvariable für die Störstellen; $1 \leqq n \leqq N$
$\underline{r}_i$	Reflexionsfaktor der Quelle
$\underline{r}_2$	Reflexionsfaktor der Abschlußimpedanz $\underline{Z}_2$
r_1	Reflexionsfaktor eines einzelnen Querschnittsprungs
$\underline{t}$	Transmissionsfaktor
t_g	Gruppenlaufzeit
v_p	Phasengeschwindigkeit der homogenen Leitung
φ	Phasendrehung von $\underline{S}_{21}$ durch eine Störstelle
α_G	durch Verluste in den Störstellen hervorgerufenes Dämpfungsmaß
$\underline{\gamma} = \alpha + j\beta$	Fortpflanzungsmaß einer Welle auf einer homogenen Leitung
$\lambda = 2\pi/\beta$	Wellenlänge
$\omega = 2\pi f$	Kreisfrequenz

1. Einleitung

Leitungen mit periodischen Störstellen treten in den verschiedensten Bereichen der Elektrotechnik auf. Isolierstützen in Koaxialleitungen, Flanschverbindungen in Hohlleiterstrecken und periodischen Störungen in offenen Wellenleitern (z. B. durch die Befestigung an gleichständigen Masten) erzeugen unerwünschte Beeinflussungen des Übertragungsverhaltens einer Leitung. Bevor eine solche Leitung eingesetzt wird, sollten Art und Größe der Beeinflussung bekannt sein bzw. berechnet werden.

Für CCITT-Koaxialkabel existieren umfangreiche theoretische und experimentelle Untersuchungen über die Auswirkungen fertigungsbedingter systematischer Kabelfehler [1–3] u. a. auf die Übertragung von Digitalsignalen [4–7] und von TV-Signalen [8, 9]. Fastperiodische und

* Dr.-Ing. Dr.-Ing. habil. H. Dalichau, Lehrstuhl für Theoretische Elektrotechnik, Universität der Bundeswehr München, 8014 Neubiberg

statistisch verteilte Störungen werden ebenfalls behandelt [1, 4, 6, 7]. Die Berechnungen gehen meist von Näherungen aus, die auf die speziellen Bedingungen der Weitverkehrstechnik zugeschnitten sind.

Neben diesen unerwünschten Effekten gibt es eine Vielfalt technischer Anwendungen, bei denen die speziellen Eigenschaften periodischer Strukturen gezielt eingesetzt werden. Die Filterwirkung solcher Leitungsstrukturen wird genutzt bei Bandsperren aus Leitungen mit periodischen Wellenwiderstandssprüngen [10] und bei akustischen Oberflächenwellenfiltern (SAW-Filtern) [11]. Die Verringerung der Phasengeschwindigkeit einer elektromagnetischen Welle in einer solchen Kammstruktur findet technische Anwendungen z. B. bei Wanderfeldröhren und Magnetrons. Weitere Anwendungsbeispiele sind Hohlleiter-Schlitzantennen, abstrahlende Schlitzkabel (Leckkabel) und spezielle Resonatoren für Mikrowellen-Oszillatoren [12].

Durch Zurückführen auf das Ersatzschaltbild einer Leitung mit periodischen Störstellen werden u. a. künstliche Dielektrika berechnet, wie sie z. B. bei Linsen-Antennen eingesetzt werden, und Keramik-Vielschicht-Kondensatoren für den Mikrowellenbereich [21].

Die Berechnung periodisch gestörter Leitungen wird häufig auf die Berechnung der Wellenausbreitung auf einer unendlich ausgedehnten Struktur zurückgeführt [13, 14]. Solche Wellen nennt man Blochwellen, und mit Hilfe der Kettenparameter kann man das Fortpflanzungsmaß und den Leitungswellenwiderstand $\underline{Z}_w$ des unendlich langen Kettenleiters ermitteln. Da sich $\underline{Z}_w$ nicht mit diskreten Bauelementen realisieren läßt, fehlt jedoch der meßtechnische Zugang zu derartigen theoretischen Problemen.

Eine andere Vorgehensweise besteht darin, das Wellenfeld entlang eines unendlich ausgedehnten Kettenleiters in eine Fourier-Reihe zu entwickeln, deren einzelne Glieder Raumharmonische genannt werden, und die Durchlaß- und Sperrbereiche im k_0-β-Diagramm (Brillouin-Diagramm) zu diskutieren.

Im Unterschied dazu werden im folgenden ausschließlich die dem Hochfrequenz- und Mikrowellentechniker vertrauten Streuparameter benutzt. Der praktischen Fragestellung eines Entwicklungsingenieurs entspricht in der Regel eine Schaltung wie in **Bild 1:** N identische Zweitore (N ganzzahlig) sind in Kette geschaltet. Die Kettenschaltung wird von einer Quelle gespeist und ist mit einer beliebigen Impedanz $\underline{Z}_2$ abgeschlossen. Gesucht ist der Zusammenhang zwischen den Streuparametern $\underline{S}$ des Einzelzweitors und den Streuparametern $\underline{S}(N)$ der Kettenschaltung und zwar entweder zur Analyse einer vorgegebenen Anordnung oder zur Dimensionierung einer neu zu entwickelnden Schaltung.

Da meist nicht die notwendige Zeit vorhanden ist, um nur zur Lösung dieser Fragestellung die gesamte umfangreiche Theorie der periodischen Strukturen durchzuarbeiten, ist im folgenden ein vollständiger Satz von Gleichungen zusammengestellt, mit dem dieses Problem unmittelbar berechnet werden kann.

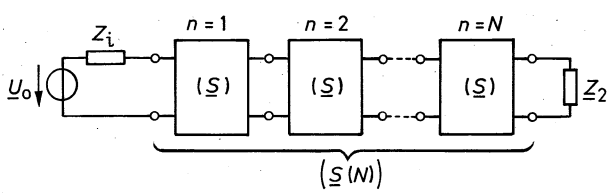

Bild 1: Kettenschaltung N identischer Zweitore

Die Zweitore werden generell als reziprok ($\underline{S}_{12} = \underline{S}_{21}$) und symmetrisch ($\underline{S}_{11} = \underline{S}_{22}$) voraussetzt. Mit den Streuparametern $\underline{S}(N)$ der Kettenschaltung kann dann der Reflexionsfaktor $\underline{r}$ der Schaltung in Bild 1,

$$\underline{r} = \underline{S}_{11}(N) + \frac{\underline{S}_{21}(N)\underline{r}_2}{1 - \underline{S}_{11}(N)\underline{r}_2} \tag{1}$$

mit

$$\underline{r}_2 = (\underline{Z}_2 - Z_0)/(\underline{Z}_2 + Z_0),$$

und der Transmissionsfaktor

$$\underline{t} = \frac{\underline{S}_{21}(N)}{1 - \underline{S}_{11}(N)(\underline{r}_i + \underline{r}_2) + \underline{r}_i\underline{r}_2(\underline{S}_{11}{}^2(N) - \underline{S}_{21}{}^2(N))} \tag{2}$$

mit

$$\underline{r}_i = (\underline{Z}_i - Z_0)/(\underline{Z}_i + Z_0)$$

berechnet werden.

Z_0 ist der den Streuparametern zugrundegelegte Bezugswiderstand. Er kann beliebig gewählt werden. Zweckmäßigerweise nimmt man den Wellenwiderstand der Leitungen an Ein- und Ausgang des Zweitors, also z. B. $Z_0 = 50\,\Omega$ in einem Koaxialsystem. Für den üblicherweise angestrebten Betriebszustand der allseitigen Anpassung mit $\underline{Z}_i = Z_0$ und $\underline{Z}_2 = Z_0$ wird $\underline{r} = \underline{S}_{11}(N)$ und $\underline{t} = \underline{S}_{21}(N)$.

Die Vorteile der Beschreibung von Zweitoren mit Streuparametern sind allgemein bekannt: Sie können unmittelbar gemessen werden, und die Bezugsebene solcher gemessener oder berechneter Werte kann durch einfaches Multiplizieren mit $e^{\pm\gamma l}$ entlang einer homogenen Leitung verschoben werden.

Bei höheren Frequenzen ist darauf zu achten, ob die in Kette zu schaltenden Leitungsteilstücke auch wirklich als Zweitor beschrieben werden können; dazu muß erfüllt sein, daß in den Bezugsebenen nur jeweils ein Wellentyp existiert. Das nachfolgende Berechnungsverfahren ist nur anwendbar, wenn alle am Ort der Störstelle angeregten höheren Wellentypen in den Bezugsebenen auf vernachlässigbar kleine Amplituden abgeklungen sind. Periodische Störstellen mit mehreren Wellentypen in der Bezugsebene werden in [15, 16] berechnet.

2. Streuparameter der Kettenschaltung N identischer Zweitore

Bei der Herleitung der Streuparameter $\underline{S}(N)$ einer Kettenschaltung sind mehrere Wege möglich. Dabei ergeben sich unterschiedlich aussehende Formelsätze. Alle drei im folgenden angegebenen Formelsätze sind exakt und insofern mathematisch identisch. Bei der numerischen Auswertung oder bei der analytischen Weiterverarbeitung für eine bestimmte Schaltung kann die eine Darstellungsart eventuell vorteilhafter sein als die andere.

Über eine in [13] angegebene Gleichung für die N-te Potenz einer Matrix, deren Determinante gleich 1 ist, läßt sich folgender *Formelsatz I* aus der Transmissionsmatrix ableiten:

$$\underline{S}_{21}(N)=\frac{\sqrt{1-\underline{A}^2}}{\frac{1}{\underline{S}_{21}}\sin(N\,\mathrm{Arccos}\,\underline{A})-\sin((N-1)\,\mathrm{Arccos}\,\underline{A})}$$

$$\underline{S}_{11}(N)=\underline{S}_{11}\Big/\left(1-\frac{\underline{S}_{21}\cdot\sin((N-1)\,\mathrm{Arccos}\,\underline{A})}{\sin(N\,\mathrm{Arccos}\,\underline{A})}\right) \tag{3}$$

mit $\underline{A}=\dfrac{1-\det(\underline{S})}{2\underline{S}_{21}}$ und $\det(\underline{S})=\underline{S}_{11}{}^2-\underline{S}_{21}{}^2$.

In dieser Art der Darstellung treten die Tschebyscheff-Polynome 2. Art

$$U_N(\underline{A})=\sin((N+1)\,\mathrm{Arccos}\,\underline{A})/\sqrt{1-\underline{A}^2}$$

auf.

Über eine Ähnlichkeitstransformation der Kettenmatrix auf Diagonalform läßt sich *Formelsatz II* ableiten [17, 18]:

$$\underline{S}_{21}(N)=\frac{\underline{D}^N(1-\underline{F}^2)}{1-\underline{F}^2\,\underline{D}^{2N}} \tag{4}$$

$$\underline{S}_{11}(N)=\frac{\underline{F}(1-\underline{D}^{2N})}{1-\underline{F}^2\,\underline{D}^{2N}}$$

mit $\underline{E}=2\underline{S}_{11}/(1+\det(\underline{S}))$

$$\underline{F}=\frac{1}{\underline{E}}+\sqrt{\frac{1}{\underline{E}^2}-1}$$

$$\underline{D}=\underline{A}+\sqrt{\underline{A}^2-1}\,.$$

Aus der Theorie der Kettenleiter (Wellenparametertheorie) läßt sich *Formelsatz III* ableiten:

$$\underline{S}_{21}(N)=\frac{1/\cosh(N\underline{g})}{1+\tanh(N\underline{g})/\sqrt{1-\underline{E}^2}} \tag{5}$$

$$\underline{S}_{11}(N)=\frac{\underline{E}}{1+\sqrt{1-\underline{E}^2}\,\coth(N\underline{g})}$$

mit $\underline{g}=\mathrm{Arcosh}\,\underline{A}=\ln(\underline{A}+\sqrt{\underline{A}^2-1})$.

Dabei ist $\underline{g}$ das Fortpflanzungsmaß der unendlich ausgedehnten periodischen Struktur. Deren Wellenwiderstand wird zu

$$\underline{Z}_\mathrm{w}/Z_0=\sqrt{\frac{1+\underline{E}}{1-\underline{E}}}\,.$$

3. Störstellen, die durch ein diskretes Parallelelement beschrieben werden können

Bei einer großen Gruppe in der Praxis anzutreffender, gleichabständiger Störstellen, z. B. bei Flanschverbindungen oder Isolierstützen, ist die räumliche Ausdehnung der Störstelle im interessierenden Frequenzbereich klein gegen die Wellenlänge. In diesem Fall kann man die Störung näherungsweise durch ein diskretes Bauelement entweder in Serie oder parallel zur Leitung beschreiben. Da beide Ersatzschaltbilder ineinander umrechenbar sind, wird im folgenden nur die Beschreibung mit einer Parallel-Admittanz $\underline{Y}$ benutzt.

Als Ersatzschaltbild für ein Teilstück der periodisch gestörten Leitung ergibt sich dann eine homogene, verlustbehaftete Leitung mit dem Querelement $\underline{Y}$ in der Mitte

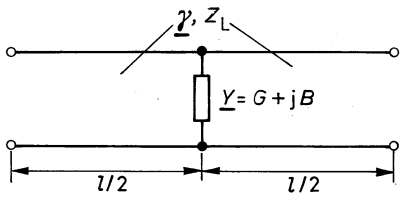

Bild 2: Ersatzschaltbild für ein Leitungsteilstück mit einer Störstelle, deren räumliche Ausdehnung klein gegen die Wellenlänge ist

(Bild 2). $\underline{Y}$ ist auf den Kehrwert des Leitungswellenwiderstandes Z_L bezogen und somit dimensionslos. Die Streuparameter des Teilstücks sind

$$\underline{S}_{21}=\frac{2}{2+\underline{Y}}\,\mathrm{e}^{-\underline{\gamma}l} \tag{6}$$

$$\underline{S}_{11}=-\frac{\underline{Y}}{2+\underline{Y}}\,\mathrm{e}^{-\underline{\gamma}l}$$

mit $\underline{\gamma}=\alpha+\mathrm{j}\beta$ (Fortpflanzungsmaß der Leitung)
und $\underline{Y}=G+\mathrm{j}B$ (bezogene Queradmittanz der Störstelle).

Bezugswiderstand der S-Parameter ist der Leitungswellenwiderstand Z_L. Die Streuparameter einer Kettenschaltung N identischer Teilstücke lassen sich mit den Gleichungen in Abschnitt 2 berechnen.

Ohmsche Störstelle: $\underline{Y}=G$

Wenn sich eine elektromagnetische Welle entlang einer Leitung mit einer Vielzahl periodisch angeordneter, ohmscher Störstellen ausbreitet, so wird an jeder Störstelle ein Teil dieser Welle reflektiert. Ebenso wird von allen diesen reflektierten Teilwellen beim Durchlaufen der Struktur an jeder Störstelle wiederum ein Teil reflektiert. Alle reflektierten Teilwellen und alle Mehrfachreflexionen ungerader Ordnung ergeben in ihrer Summe die reflektierte Welle am Eingang; die durchgehende Welle und alle Mehrfachreflexionen gerader Ordnung ergeben die am Ausgang austretende Welle.

Sofern der Abstand l zwischen benachbarten Störstellen gerade eine halbe Wellenlänge bzw. Vielfache davon beträgt, addieren sich alle reflektierten Wellen gleichphasig. Bei dieser Frequenz $f_0=v_\mathrm{p}/(2l)$ bzw. Vielfachen davon tritt ein Maximum des Reflexionsfaktors **(Bild 3** und **Bild 4c)** auf. Bei allen anderen Frequenzen sind die reflektierten Wellen untereinander phasenverschoben und löschen sich in ihrer Gesamtheit weitgehend aus. Je größer die Zahl der miteinander interferierenden Wellen ist, um so mehr nähert sich ihre Summe dem Wert 0. Dieses Phänomen ist allgemein bekannt z. B. aus der Theorie der Fourier-Reihe oder von den Strahlungsdiagrammen der Gruppen-Antennen.

Aufgrund der periodischen Parallelwiderstände bilden sich bei der Frequenz f_0 am Ort der Widerstände Spannungsminima aus. Damit wird der Strom durch die Parallelwiderstände besonders klein und die Verlustleistung auf der Leitung minimal. Demzufolge hat der Transmissionsfaktor bei dieser Frequenz ebenfalls ein Maximum (Bild 3).

Außerhalb des Frequenzbereiches um f_0, dort wo die reflektierten Teilwellen sich nicht gleichphasig addieren, bewirken die ohmschen Querwiderstände eine frequenz-

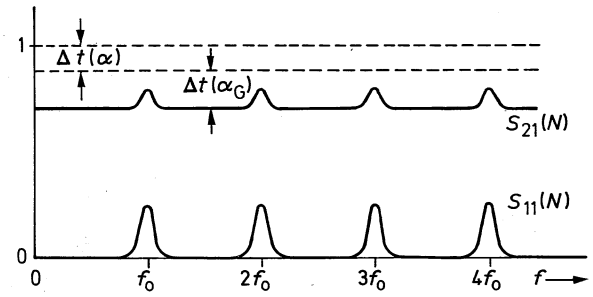

Bild 3: Typischer Verlauf von Reflexionsfaktor $S_{11}(N)$ und Transmissionsfaktor $S_{21}(N)$ bei beidseitiger Anpassung für eine Leitung mit N gleichabständigen, ohmschen Störstellen ($\underline{Y}=G$)
$\Delta t(\alpha)$: Durchgangsdämpfung aufgrund der Leitungsverluste
$\Delta t(\alpha_G)$: Durchgangsdämpfung aufgrund der ohmschen Parallelwiderstände

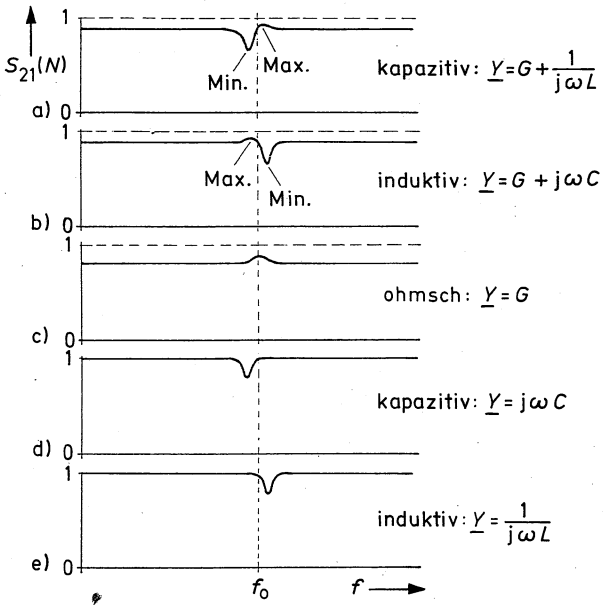

Bild 4: Prinzipieller Verlauf des Transmissionsfaktors bei Anpassung am Ausgang, $S_{21}(N)$, als Funktion der Art der Störstellenadmittanz $\underline{Y}$ bei kleinen Störungen

unabhängige Zusatzdämpfung. Verteilt man die Verlustleistung rechnerisch gleichmäßig entlang der Leitung, so erhält man ein zusätzliches Dämpfungsmaß α_G:

$$\alpha_G = \frac{\ln(1+G/2)}{l}. \tag{7}$$

Allgemeine Störstelle: $\underline{Y}=G+\mathrm{j}B$

Im Fall der allgemeinen Störstelle treten die Spitzen im Frequenzgang des Reflexionsfaktors nicht mehr bei f_0 und Vielfachen davon auf, sondern etwas versetzt, jeweils dann, wenn die Phasendrehung einer Welle nach Durchlaufen eines Teilstücks (die elektrische Länge) gleich Vielfachen von π ist:

$$\varphi_{21} = -\beta l - \mathrm{Arctan}\,\frac{B}{2+G} = -m\pi \tag{8}$$

mit $m=1, 2, 3, \ldots$

Aufgrund der Phasendrehung durch die Queradmittanz $\underline{Y}$ wirken kapazitive Störstellen leitungsverlängernd, d.h. die Spitze liegt unterhalb von f_0, und induktive Störstellen verkürzend **(Bild 4a, b).** Anders ausgedrückt: Die Phasengeschwindigkeit der homogenen Leitung,

$$v_\mathrm{p} = 1/\sqrt{L'C'},$$

wird durch parallelgeschaltete Zusatzkapazitäten verringert und durch parallele Zusatzinduktivitäten vergrößert. Bei der aus (8) berechenbaren Frequenz

$$f_\mathrm{sperr} = \frac{v_\mathrm{p}}{2l}\left(1 - \frac{1}{\pi}\,\mathrm{Arctan}\,\frac{B}{2+G}\right) \tag{9}$$

überlagern sich alle zum Eingang zurücklaufenden Wellen gleichphasig. Es tritt ein Maximum des Reflexionsfaktors auf. Durch diese Fehlanpassung nimmt die periodische Struktur entsprechend weniger Leistung auf; die Leitung sperrt analog zu einem reflektiven Filter, und der Transmissionsfaktor hat ein Minimum **(Bild 4d, e).**

Blindanteil B und Wirkanteil G einer Störstelle beeinflussen das Übertragungsverhalten also in unterschiedlicher Weise. Durch die Überlagerung beider Einflüsse wird der Frequenzgang im Bereich der Sperrfrequenz unsymmetrisch. Dies läßt sich zur Interpretation gemessener Frequenzgänge benutzen: Die Maxima von $S_{21}(N)$ treten bei mf_0 auf. Liegen die Minima von $S_{21}(N)$ jeweils etwas niedriger in der Frequenz als die Maxima, dann ist die Störstelle kapazitiv; liegen sie höher, dann ist sie induktiv (Bild 4a, b).

In der Praxis ist die Periodizität mit der Frequenz als Folge der räumlich periodisch angeordneten Störstellen nur näherungsweise gegeben. Das Dämpfungsmaß α der Leitung und der Wert der Störstellenadmittanz $\underline{Y}$ sind stets frequenzabhängig. Weiterhin ist bei Leitungen mit Dispersion die Periodizität nur bezüglich der Wellenlänge gegeben und nicht bezüglich der Frequenz.

Bei den meisten technischen Anwendungen sind die ohmschen Komponenten der Störstelle wesentlich kleiner als die Blindkomponenten. In diesem Fall läßt sich die Berechnung vereinfachen, indem man die Verluste in den Störstellen durch einen konstanten Zuschlag α_G bei der Leitungsdämpfung berücksichtigt, Gleichung (7), und anschließend mit einer verlustlosen Störstelle weiterrechnet:

$$\underline{Y}=G+\mathrm{j}B \quad \text{mit} \quad G \ll B \Rightarrow \alpha' = \alpha + \alpha_G \quad \text{und} \quad \underline{Y}=\mathrm{j}B.$$

Verlustlose Störstelle: $\underline{Y}=\mathrm{j}B$

Die Streuparameter eines Leitungs-Teilstücks sind

$$\begin{aligned} \underline{S}_{21} &= \cos\varphi \cdot \mathrm{e}^{-(\underline{\gamma} l - \mathrm{j}\varphi)} \\ \underline{S}_{11} &= \mathrm{j}\sin\varphi \cdot \mathrm{e}^{-(\underline{\gamma} l - \mathrm{j}\varphi)} \end{aligned} \tag{10}$$

mit $\varphi = -\mathrm{Arctan}(B/2)$.

Für die häufig vorkommenden, kleinen Störstellen mit $S_{11} < 0{,}1$ gilt näherungsweise $\sin\varphi \approx -B/2$, $\cos\varphi \approx 1 - B^2/8$ und $\varphi \approx -B/2$.

Die zur Auswertung der Gleichungen in Abschnitt 2 benötigten Größen $\underline{A}$ und $\underline{E}$ werden im Fall des verlustlosen Parallelblindelementes zu

$$\begin{aligned} \underline{A} &= \cosh(\underline{\gamma} l - \mathrm{j}\varphi)/\cos\varphi \\ \underline{E} &= \mathrm{j}\sin\varphi/\sinh(\underline{\gamma} l - \mathrm{j}\varphi). \end{aligned}$$

Als Beispiel für den Amplitudengang einer Leitung mit periodischen Störstellen zeigt **Bild 5** zunächst den Einfluß der Größe der Störstelle. Bei $N=8$ Störstellen mit sehr

geringem Reflexionsfaktor ($\hat{=} -20$ dB, Bild 5a) ist die Leitung breitbandig durchlässig. ($S_{21}=1$). Nur in einem schmalen Frequenzbereich in der Nähe der Frequenz $f_0 = v_p/(2l)$ ergibt sich ein Anstieg der Durchgangsdämpfung. Bei

$$f_{\text{sperr}} = \frac{v_p}{2\pi l}(\pi - \varphi)$$

und Vielfachen davon überlagern sich die an den einzelnen Störstellen reflektierten Wellen gleichphasig. Die (im eingeschwungenen Zustand) am Eingang der Struktur reflektierte Leistung nimmt ihren Größtwert an und dementsprechend wird die am Ausgang austretende Leistung minimal. Mit zunehmendem Reflexionsfaktor der Störstelle (Bild 5b, c) wird der Sperrbereich immer breiter und ausgeprägter, und der Durchlaßbereich nimmt ab. In Bild 5d ist dann der Fall erreicht, daß die Struktur breitbandig sperrt und nur in der Nähe der Frequenz f_0 schmalbandig durchlässig ist. Aus der ehemals durchgehenden Leitung ist jetzt eine Kette von lose gekoppelten Leitungsresonatoren geworden.

Allen Kurven ist gemeinsam, daß der Amplitudengang innerhalb eines Frequenzbereichs der Breite f_0 bei N Störstellen $N-1$ Maxima aufweist. Aus der Bedingung, daß bei diesen Frequenzen das Phasenmaß des Kettenleiters Vielfache von π beträgt,

$$\operatorname{Im}(N\underline{g}) = n\pi \quad \text{mit} \quad n = 1, 2, \ldots N-1,$$

ergibt sich die Lage der Maxima bei einer verlustfreien Struktur zu

$$f_{n\,\text{Max}}(N) = \frac{v_p}{2\pi}\left\{\varphi + \operatorname{Arccos}\left(\cos\varphi \cdot \cos\frac{n\pi}{N}\right)\right\} \tag{11}$$

und damit die Bandbreite Δf des Sperrbereichs, d.h. der Abstand zwischen den der Sperrfrequenz f_{sperr} benachbarten Maxima, zu

$$\Delta f = \frac{v_p}{l\pi}\operatorname{Arccos}\left(\cos\varphi\cos\frac{\pi}{N}\right). \tag{12}$$

Mit zunehmendem N nähert sich die Bandbreite Δf dem Grenzwert

$$\Delta f\,(N \to \infty) = v_p\varphi/(l\pi). \tag{13}$$

Bei den Frequenzen $f_{n\,\text{Max}}$ überlagern sich die an den Störstellen reflektierten Wellen phasenmäßig so, daß ihre Summe am Eingang der Leitung zu Null wird. Der Transmissionsfaktor S_{21} der verlustfreien Leitung wird dann jeweils gleich 1. Bei verlustbehafteter Leitung entstehen Maxima von S_{21} (Bild 5), deren Amplitude mit zunehmender Größe der Störstelle abnimmt. Mit zunehmendem Reflexionsfaktor auf einer Leitung steigen die Leitungsverluste an. Bei resonanzartig überhöhten Strömen auf der Leitung (Bild 5d) beträgt die Verlustleistung ein Vielfaches des Wertes, der bei einer laufenden Welle auftritt (Bild 5a).

Bild 6 zeigt ein Beispiel für den Amplitudengang einer Leitung, wenn die Anzahl N der Störstellen variiert wird. Von Interesse ist in der Regel der Minimalwert von $S_{21}(N)$ bei der Sperrfrequenz f_{sperr}. Er ergibt sich aus Formelsatz III mit $\beta l - \varphi = \pi$ zu

$$S_{21\,\text{Min}}(N) = \frac{1}{\cosh(Nh) + \sinh(Nh)/\sqrt{1+\sin^2\varphi/\sinh^2\alpha l}} \tag{14}$$

mit $h = \operatorname{Arcosh}(\cosh\alpha l/\cos\varphi)$

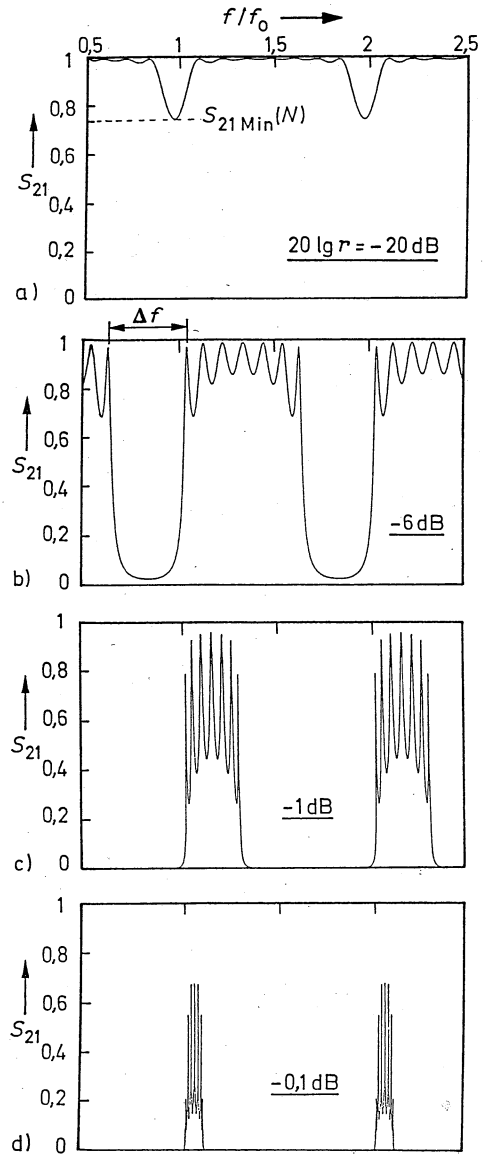

Bild 5: Kettenschaltung von 8 Leitungsteilstücken entsprechend Bild 2
$G=0$; Leitungsdämpfung zwischen zwei Störstellen: $\alpha l = 0{,}01$ dB

oder aus Formelsatz I zu

$$S_{21\,\text{Min}}(N) = \frac{2\cos\varphi\sqrt{y^2-1}}{e^{\alpha l}(x^N - x^{-N}) - \cos\varphi\,(x^{N-1} - x^{1-N})} \tag{15}$$

mit $y = \cosh\alpha l/\cos\varphi$

und $x = y + \sqrt{y^2-1}$.

Aus der Darstellung dieser Funktion im logarithmischen Maßstab **(Bild 7)** sieht man, daß die Kurve für große N in eine Gerade übergeht. Der Verlauf entsteht, weil sich die Fehlanpassung des Kettenleiters aufgrund des ohmschen Abschlußwiderstands mit zunehmender Länge immer weniger auswirkt. Um sich einen Überblick über das Verhalten einer konkreten Anordnung zu verschaffen, reicht die Kenntnis des Verlaufs der Asymptote aus. Diese hat die Steigung $20\lg x$ und ist um

$$20\lg[2\sqrt{y^2-1}/(x - \exp(\alpha l)/\cos\varphi)]$$

aus dem Nullpunkt verschoben.

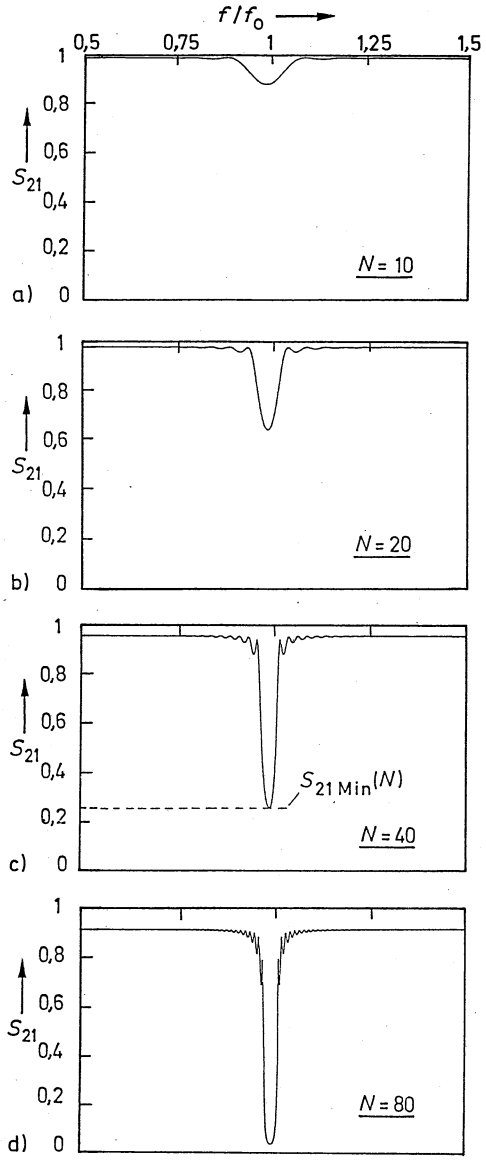

Bild 6: Kettenschaltung von N Leitungsteilstücken entsprechend Bild 2
$20\lg r = -26\,\mathrm{dB}$; $G = 0$; $\alpha l = 0{,}01\,\mathrm{dB}$

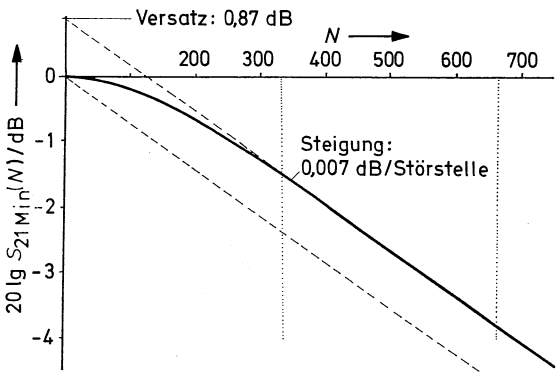

Bild 7: Verlauf des Minimalwertes von S_{21} als Funktion der Störstellenanzahl N
Verlustlose Störstelle mit $B = 0{,}005$ ($20\lg r = -52\,\mathrm{dB}$) und $\alpha l = 0{,}03\,\mathrm{dB}$

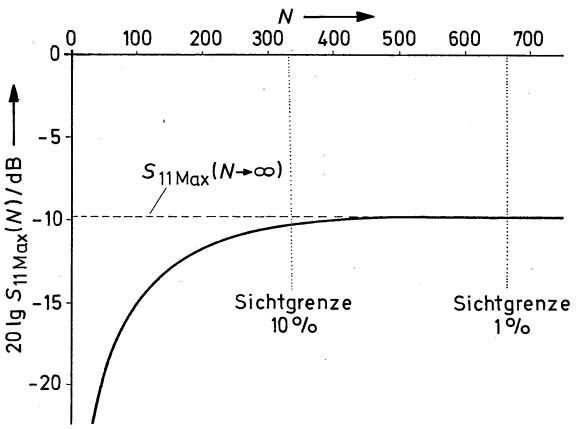

Bild 8: Verlauf des Maximalwertes von S_{11} als Funktion der Störstellenanzahl N
Daten wie in Bild 7

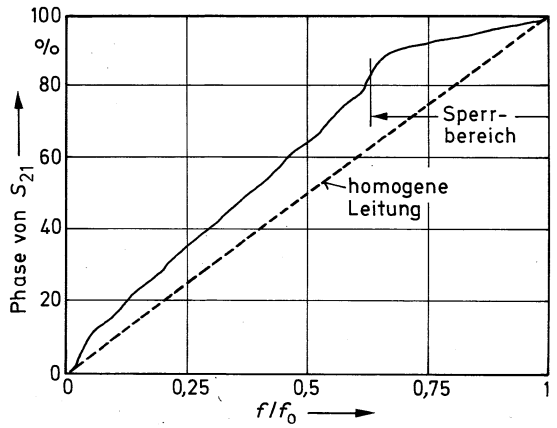

Bild 9: Auf den Endwert bei $f = f_0$ bezogener Phasenwinkel von $\underline{S}_{21}$ als Funktion der Frequenz
8 Störstellen mit $20\lg r = -6\,\mathrm{dB}$; $l = 2\,\mathrm{m}$; $\alpha l = 0{,}01\,\mathrm{dB}$

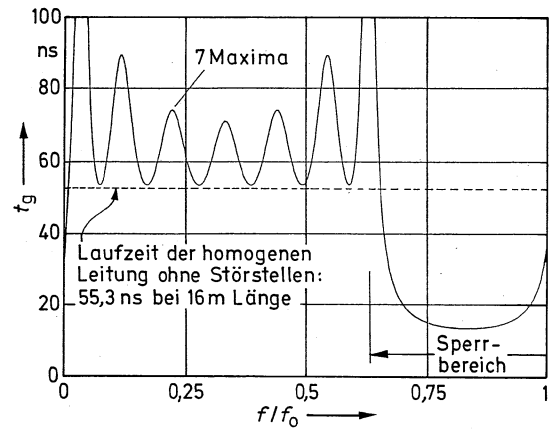

Bild 10: Gruppenlaufzeit t_g als Funktion der Frequenz
Leitungsdaten wie in Bild 9

Gleichzeitig mit dem Minimum des Transmissionsfaktors tritt bei f_{sperr} das Maximum des Reflexionsfaktors auf:

$$S_{11\,\mathrm{Max}} = \frac{\sin\varphi/\sinh\alpha l}{1 + \sqrt{1 + \sin^2\varphi/\sinh^2\alpha l}/\tanh(Nh)}\,. \qquad (16)$$

Mit zunehmender Anzahl N der Störstellen geht diese Funktion gegen einen Grenzwert **(Bild 8):**

$$S_{11\,\mathrm{Max}}(N \to \infty) = \frac{\sin\varphi}{\sinh\alpha l + \sqrt{\sinh^2\alpha l + \sin^2\varphi}}\,. \qquad (17)$$

Aufgrund der Leitungsdämpfung αl wirken sich die an den Störstellen reflektierten Wellen um so weniger aus, je weiter diese vom Eingang entfernt sind. Setzt man z. B. fest, daß der Endwert näherungsweise erreicht ist, wenn die Differenz zum Grenzwert nur noch 1% beträgt, so läßt sich eine „Sichtgrenze" definieren. Sie ist spätestens dann erreicht, wenn $8{,}686 n\alpha l = 20$ dB beträgt; d.h. nur solche Störstellen wirken sich am Leitungseingang aus, bei denen die Leitungsdämpfung zwischen Eingang und Störstelle weniger als 20 dB beträgt. Für 10% Abweichung vom Grenzwert ergeben sich 10 dB Dämpfung bis zur Sichtgrenze (Bild 7, 8).

Weitere Übertragungskenngrößen von praktischer Bedeutung sind die Phasendrehung und die Gruppenlaufzeit des Kettenleiters als Funktion der Frequenz. **Bild 9** zeigt die Phase des Transmissionsfaktors für das Beispiel in Bild 5b. Die Phasendrehung einer homogenen Leitung mit konstanter Gruppenlaufzeit ist gestrichelt eingetragen. Die Gruppenlaufzeit $t_g = \mathrm{d}\varphi/\mathrm{d}\omega$ läßt sich aus der Phasenkurve durch numerische Differentation gewinnen **(Bild 10).** Wie beim Betrag von S_{21} treten auch hier $N-1$ Maxima auf. Im Durchlaßbereich ist die Gruppenlaufzeit größer als bei einer entsprechenden, ungestörten Leitung. Im Sperrbereich ist die Gruppenlaufzeit verringert.

4. Leitungen mit periodischen Wellenwiderstandssprüngen

Betrachtet werden Kettenschaltungen von N identischen Leitungsteilstücken entsprechend **Bild 11.** Die sprunghafte Änderung des Wellenwiderstandes wird entweder durch eine Änderung der Leitungsabmessungen oder bei gleichbleibender Leitergeometrie durch eine Änderung der Dielektrizitätszahl erreicht. Leitungen dieser Art werden z. B. als Bandsperre oder als Verzögerungsleitung eingesetzt. Beispiele für technische Anwendungen sind Filterschaltungen verschiedenster Art (wie z. B. in [10]), nicht-kontaktierende Kurzschlußschieber in Hohlleitern, Verzögerungsleitungen in Laufzeitröhren und periodisch geschichtete Dielektrika bei ebenen Wellen bzw. bei optischen Anwendungen [19].

Zur Berechnung der Übertragungseigenschaften werden die Streuparameter $\underline{S}_{11}$ und $\underline{S}_{21}$ eines Teilstücks in die Gleichungen von Abschnitt 2 eingesetzt; Bezugswiderstand der S-Parameter ist Z_{L1}:

$$\underline{S}_{21} = \frac{(1-r_1^2)\,\mathrm{e}^{-\underline{\gamma}_2 l_2}}{1-r_1^2\,\mathrm{e}^{-2\underline{\gamma}_2 l_2}}\,\mathrm{e}^{-\underline{\gamma}_1 l_1} \tag{18}$$

$$\underline{S}_{11} = \frac{r_1(1-\mathrm{e}^{-2\underline{\gamma}_2 l_2})}{1-r_1^2\,\mathrm{e}^{-2\underline{\gamma}_2 l_2}}\,\mathrm{e}^{-\underline{\gamma}_1 l_1}$$

mit

$$r_1 = \frac{Z_{L2}-Z_{L1}}{Z_{L2}+Z_{L1}}.$$

Die Phasendrehung entlang eines Teilstücks (die elektrische Länge) beträgt für verlustlose Leitungen

$$\varphi_{21} = -\beta_1 l_1 - \beta_2 l_2 - \mathrm{Arctan}\,\frac{r_1^2 \sin(2\beta_2 l_2)}{1-r_1^2\cos(2\beta_2 l_2)}. \tag{19}$$

Während die ersten beiden Terme der rechten Seite die Phasendrehung aufgrund der physikalischen Leitungslängen l_1 und l_2 wiedergeben, berücksichtigt der dritte Term die zusätzliche Phasendrehung aufgrund der transformierenden Eigenschaften des Wellenwiderstandssprunges. Im Unterschied zu (8) des vorangegangenen Abschnitts tritt

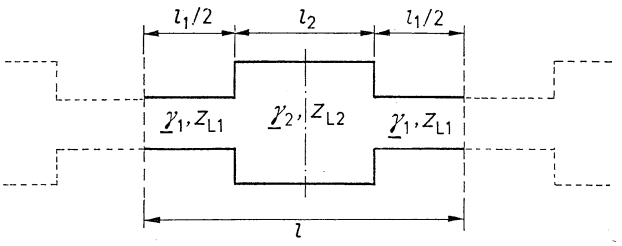

Bild 11: Leitungsteilstück mit Wellenwiderstandssprung, dargestellt am Beispiel einer Microstrip-Leitung, bei der sich der Streifenleiter sprungartig verbreitert

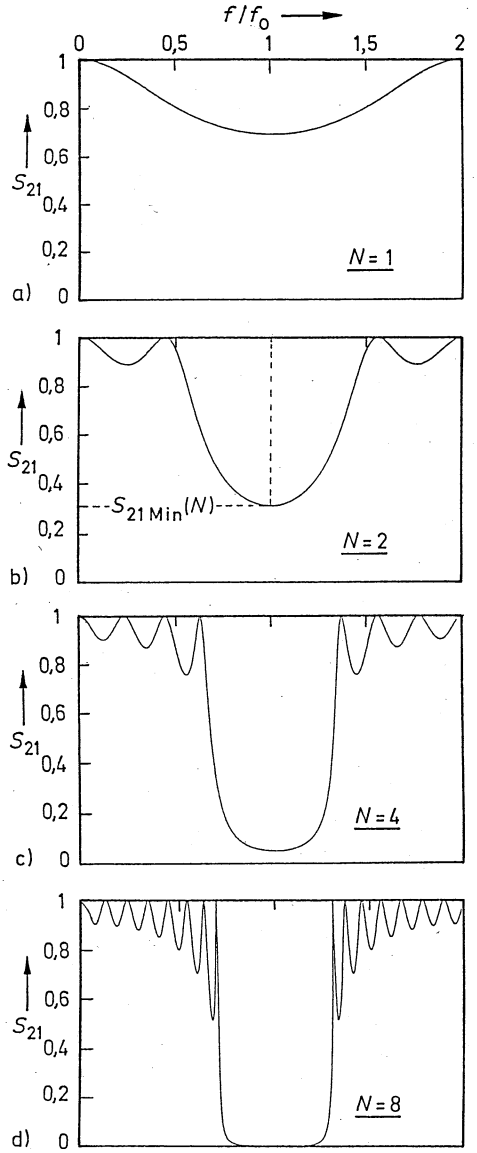

Bild 12: Kettenschaltung von N Leitungsteilstücken entsprechend Bild 11
Verlustlose Leitungen mit $Z_{L2} = 0{,}4\,Z_{L1}$ und $l_2 = l_1$

hier unabhängig davon, ob Z_{L2} höherohmiger als Z_{L1} (r_1 kleiner 1 und positiv) oder niederohmiger als Z_{L1} ist (r_1 kleiner 1 und negativ), stets nur eine Verlängerung der Leitung bzw. eine Verringerung der Phasengeschwindigkeit auf.

Wie den Gleichungen für die S-Parameter weiterhin zu entnehmen ist, haben Schaltungen mit gleichem Betrag von

r_1 (abgesehen vom Vorzeichen von $\underline{S}_{11}$) gleiche Übertragungseigenschaften; d.h. ein periodischer Sprung von 50 Ω auf 25 Ω ($r_1 = -1/3$) hat die gleichen Auswirkungen wie ein Sprung von 50 Ω auf 100 Ω ($r_1 = +1/3$).

Die Streuparameter in (18) berücksichtigen nur den Wellenwiderstandssprung. Bei hohen Frequenzen bzw. bei großen Querschnittsprüngen müssen zusätzlich noch die Energieanteile der inhomogenen Felder einbezogen werden, z. B. durch zusätzliche Parallelblindelemente an beiden Enden der Leitung 2.

Sonderfall: $l_1 = l_2 = l/2$

Bild 12 zeigt den Transmissionsfaktor als Funktion der Frequenz für verschiedene Werte von N. Bei $f/f_0 = 2$ sind die homogenen Teillängen l_1 bzw. l_2 jeweils $\lambda/2$ lang. Damit transformiert jede Teillänge ihre Abschlußimpedanz unverändert an den Leitungseingang. Bei angepaßtem Ausgang ergibt sich ein ebenfalls angepaßter Eingang, der Transmissionsfaktor erreicht einen Maximalwert bzw. ist gleich 1 bei verlustlosen Leitungen.

Bei $f/f_0 = 1$ sind die Teillängen l_1 bzw. l_2 jeweils $\lambda/4$ lang. Die an den Wellenwiderstandssprüngen reflektierten Wellen addieren sich gleichphasig und verhindern mit zunehmendem N immer stärker die Leistungsübertragung vom Eingang zum Ausgang. Die Transformationswege im Smith-Diagramm sind aufeinanderfolgende Halbkreise, die die Eingangsimpedanz mit wachsendem N immer weiter aus dem Anpassungspunkt heraustransformieren (progressive hochohmig-niederohmig Transformation). Der Minimalwert des Transmissionsfaktors (Bild 12b) ergibt sich für verlustlose Leitungen bei $f = f_0$ zu

$$S_{21\,\mathrm{Min}}(N) = \frac{2r_1}{(1-r_1^2)\sinh((N-1)\cdot \ln u) - (1+r_1^2)\sinh(N\cdot \ln u)} \tag{20}$$

bzw.

$$S_{21\,\mathrm{Min}}(N) = \frac{4r_1}{(1-r_1^2)\,(u^{N-1}-u^{1-N}) - (1+r_1^2)\,(u^N - u^{-N})}$$

mit $u = w + \sqrt{w^2-1}$

und $w = \dfrac{1+r_1^2}{1-r_1^2}$.

Bei vorgegebener Sperrdämpfung $\alpha_{\max} = -20\lg S_{21\,\mathrm{Min}}(N)$ läßt sich damit die notwendige Mindestanzahl Leitungsteilstücke berechnen.

Die Breite des Sperrbereichs ist abhängig von r_1, d.h. von der Höhe des Wellenwiderstandssprungs. Mit wachsendem N wird der Übergang zwischen Durchlaß- und Sperrbereich steiler. Der Durchlaßbereich ist wellig mit N Maxima des Transmissionsfaktors. Für verlustlose Leitungen wird in diesen Maxima jeweils $t = 1$ und $r = 0$. Bei den Frequenzen der Nebenmaxima kompensieren sich nicht wie bei $f_0 = 2$ bereits die beiden reflektierten Wellen innerhalb eines Teilstücks sondern erst die Überlagerung aller entlang der gesamten Kettenschaltung reflektierten Wellen ergibt die Auslöschung.

Die Frequenz f_0 ergibt sich für $\beta_1 = \beta_2 = \omega/v_p$ zu $f_0 = v_p/(2l)$. Bei f_0 und Vielfachen davon verschwindet der dritte Term in (19), und die elektrische Länge der Anordnung ergibt sich ausnahmsweise aus der Summe der Teillängen.

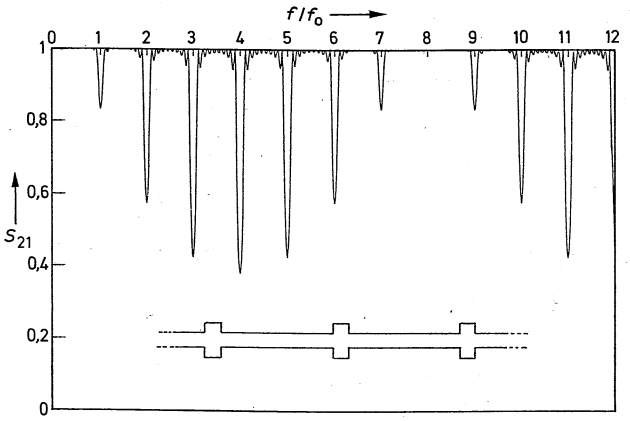

Bild 13: Kettenschaltung von 10 verlustlosen Leitungsteilstücken entsprechend Bild 11
$Z_{L2} = 0{,}85\,Z_{L1}$; $l_2 = l/8$

Im Unterschied zu den Kettenleitern im vorangegangenen Abschnitt, bei denen reale Schaltungen nur näherungsweise einen periodischen Frequenzgang aufweisen, erzeugt hier die als Funktion des Ortes periodische Struktur ein über der Frequenz periodisches Übertragungsverhalten. Leichte Abweichungen ergeben sich durch das frequenzabhängige Dämpfungsmaß α realer Leitungen; stärkere Abweichungen treten u. U. bei frequenzabhängigem Phasenmaß β in Hohlleitern oder Microstrip-Leitungen auf.

Allgemeiner Fall: $l_1 \neq l_2$

Für $l_1 \neq l_2$ liegt die Mitte des Sperrbereichs, d.h. der Minimalwert des Transmissionsfaktors, jeweils bei $f_{\mathrm{sperr}} = f_0 - \delta f$ und bei Vielfachen dieser Frequenz. Der exakte Wert für die Frequenz f_{sperr} ergibt sich als Lösung von (19) für $\varphi_{21} = -\pi$. Im Unterschied zum Fall $l_1 = l_2$ schwankt jedoch die Amplitude der Minimalwerte periodisch – wie aus Bild 13 ersichtlich – mit der Periodendauer $f_2 = v_{p2}/(2l_2)$. Bei den Frequenzen, bei denen die Leitungslänge l_2 eine halbe Wellenlänge bzw. Vielfache davon beträgt, geht die Hüllkurve der Minimalwerte im verlustlosen Fall durch $t = 1$. Sofern diese Frequenz ein ganzzahliges Vielfaches von f_{sperr} ist, verschwindet der dort liegende Sperrbereich. Wenn l_2 Vielfache von $\lambda/4$ beträgt, treten jeweils die Sperrbereiche mit der größten Durchgangsdämpfung auf.

Für ein konkretes Beispiel mit $l_2 = l/8$ bedeutet dies, daß die Sperrstellen bei $f = 4f_0$, $12f_0$, $20f_0$, ... die größte Sperrdämpfung aufweisen und daß die Sperrstellen bei $f = 0, 8f_0, 16f_0, \ldots$ verschwinden (Bild 13). Dies Verhalten steht in Übereinstimmung mit dem im vorangegangenen betrachteten Fall $l_1 = l_2$ bzw. $l_2 = l/2$. Dort verschwinden die Sperrstellen bei $f = 0, 2f_0, 4f_0, \ldots$

5. Zusammenfassung

Mit den angegebenen Gleichungen lassen sich die S-Parameter von Leitungen mit periodisch angeordneten Störstellen exakt berechnen. Die Anzahl N der Störstellen

kann beliebige Werte zwischen eins und unendlich annehmen. Für die am häufigsten anzutreffenden periodischen Strukturen, nämlich für die Leitung mit periodischen Wellenwiderstandssprüngen und für die reale, homogene Leitung mit periodischen Störstellen, die durch verlustlose, diskrete Bauelemente beschrieben werden können, sind weitere, einfach auszuwertende, reelle Gleichungen abgeleitet worden, mit denen sich Lage und Breite der Sperrbereiche sowie die Extremwerte des Reflexions- und des Transmissionsfaktors bestimmen lassen.

Die Beschäftigung mit diesem Themenbereich ergab sich mehrfach in den vergangenen Jahren aus konkreten praktischen Fragestellungen heraus, so z. B. bei der Dimensionierung einer sehr langen Hohlleiterstrecke mit periodisch angeordneten Flanschverbindungen [20].

Bei den hier betrachteten Problemen führen einfache physikalische Näherungen in der Regel nicht zu zufriedenstellenden Ergebnissen: Beschränkt man sich z. B. auf die Addition von Reflexionen erster Ordnung, so wird der Reflexionsfaktor für große N größer als 1; rechnet man vereinfachend nur mit dem Betrag des Reflexionsfaktors einer Störstelle, so lassen sich die Unterschiede zwischen einem parallelen Wirkwiderstand und einem parallelen Blindwiderstand und ihre Auswirkung auf den Transmissionsfaktor einer Leitung nicht erfassen (Bild 4).

Bei einigen technischen Anwendungen periodischer Strukturen erweist es sich als besonders vorteilhaft, daß die Sperrfrequenz durch die Anzahl N der Kettenglieder nicht beeinflußt wird. Die Sperrfrequenz wird nur durch die Geometrie bzw. den Aufbau eines Einzelelementes vorgegeben, und die Einfügungsdämpfung bzw. der Reflexionsfaktor sind unabhängig davon nur mit dem Parameter N einstellbar.

Literatur:

[1] Peltier, Y.: Influence des irrégularités internes d'impédance sur l'affaiblissement des paires coaxiales. Cables & Transmission 23 (1969) 2, S. 139—164.
[2] Erdel, K.: Auswirkungen periodischer Kabelstörstellen auf die Übertragung von Breitbandsignalen. Siemens Forschungs- u. Entwicklungsber. 5 (1976) 4, S. 187—193.
[3] Domorazek, G.: Rückflußdämpfung bei Koaxialkabeln. Frequenz 31 (1977) 8, S. 236—242.
[4] Peltier, Y.; Boulvin, J.: Influence des irrégularités d'impedance sur la transmission par cable des systèmes numériques. Cables & Transmission 28 (1974) 1, S. 50—74.
[5] Bellato, J.; Corti, G.; Silvestri, L.: Theoretical and experimental study of coaxial cable irregularities for high speed digital systems. EUROCON, Venezia, 1977, S. 409—419.
[6] Karbowiak, A. E.: Investigation of signal distortion in cables caused by imperfections in cable manufacture. Proc. IEE Vol. 121 (1974) 6, S. 419—431.
[7] Johansson, U.: Reflexion phenomena in coaxial digital line links. Ericsson Technics Vol. 30 (1974) 3, S. 109—183.
[8] Bärfuss, Chr.; Amman, H.: Einfluß periodischer Kabelunregelmäßigkeiten auf die Bildqualität im VHF-Bereich. Techn. Mitt. PTT 6 (1974) S. 229—235.
[9] Krick, W.: Einfluß der Kabeleigenschaften auf die Übertragungsqualität in Kabelfernsehanlagen. ntz Archiv (1979) 3, S. 63—70.
[10] Webb, K.; Mittra, R.: Dielectric Waveguide Grating Filter. Arch. el. Übertr. 38 (1984) 1, S. 51—54.
[11] Schoenwald, J. S.: Model the response of periodic mismatches. Microwaves (Nov. 1980) S. 85—88.
[12] Hofmann, H.: mm-wave Gunn-oscillator with distributed feedback fin-line circuit. IEEE Symp. Digest MTT-S (1980) S. 59—61.
[13] Born, M.; Wolf, E.: Principles of optics. Pergamon Press, 1970.
[14] Collin, R. E.: Grundlagen der Mikrowellentechnik. Berlin: VEB Verlag Technik, 1973.
[15] Bräckelmann, W.: Wellenausbreitung in periodischen Wellenleitern. Arch. el. Übertr. 23 (1969) 9, S. 439—444.
[16] Muhn, H.: Wellenausbreitung in geschirmten Streifenleitungen mit periodischen Streifenunterbrechungen. Frequenz 39 (1985) H. 1—2, S. 40—44.
[17] Pöschl, K.: Mathematische Methoden der Hochfrequenztechnik. Berlin: Springer, 1956.
[18] Paul, M.: Schaltungsanalyse mit S-Parametern. Heidelberg: Hüthig, 1977.
[19] Elachi, Ch.: Waves in active and passive periodic structures: A review. Proc. IEEE Vol. 64 (1976) 12, S. 1666—1698.
[20] Dalichau, H.: Offene Wellenleiter für die Nachrichtenübertragung zu spurgeführten Fahrzeugen. Düsseldorf: VDI-Verlag, 1981.
[21] Ingalls, M.; Kent, G.: Monolithic capacitors as transmission lines. IEEE Trans. on MTT Vol. 35 (1987) 11, S. 964—970.

Dr. Ing. Dr. Ing. habil. H. Dalichau, Alpspitzstr. 3, 8011 Vaterstetten

(Eingegangen am 14. 12. 1987)

Persönliches

Ehrung für Professor Werner Endres

Die Acoustical Society of America hat im Mai 1988 Herrn Professor Dr. rer. nat. Werner Endres zum Fellow gewählt. Professor Endres wurde damit für seine Beiträge zur Sprachanalyse, Sprachsynthese und Sprachkodierung ausgezeichnet. Durch diese Ehrung haben seine Forschungsarbeiten, die in vielen Veröffentlichungen dokumentiert sind, erneut internationale Anerkennung gefunden.

Professor Endres war bis zu seiner Pensionierung im Jahre 1980 Leitender Oberpostdirektor am Forschungsinstitut der Deutschen Bundespost beim Fernmeldetechnischen Zentralamt in Darmstadt. Dort unterstand ihm eine Forschungsgruppe, die sich mit Fragen der Sprachakustik, vor allem der Redundanzminderung, der Sprechererkennung und der Sprachsynthese, befaßte. Als renommierter Fachmann auf dem Gebiet der Informationstechnik wirkt Herr Endres auch in zahlreichen nationalen und internationalen Gremien und Gutachterausschüssen mit und ist Mitherausgeber mehrerer Fachzeitschriften.

Daneben ist Werner Endres auch der Technischen Hochschule Darmstadt seit mehr als 20 Jahren verbunden und wurde 1971 zum Honorarprofessor im Fachbereich Elektrische Nachrichtentechnik ernannt. Zu seinen nach wie vor vielseitigen Tätigkeiten an dieser Hochschule gehört die Abhaltung einer zweisemestrigen Vorlesung mit dem Titel „Nachrichtenübertragung durch Sprache".

G. M. Sessler

Dr. Karlheinz Kaske neuer ZVEI-Präsident

Dr.-Ing. Karlheinz Kaske (60), Vorstandsvorsitzender der Siemens AG, München, wurde vom Vorstand des Zentralverbandes Elektrotechnik- und Elektronikindustrie (ZVEI) einstimmig zum neuen Vorsitzer des Verbandes gewählt. Kaske, seit 1984 Mitglied des Präsidiums und Vizepräsident des ZVEI, tritt die Nachfolge von Dr. Helmut Lohr, Vorstandsvorsitzender der Standard Elektrik Lorenz AG (SEL), Stuttgart, an, der das Amt vor vier Jahren übernommen hatte und turnusgemäß ausschied.

Zu stellvertretenden Vorsitzern des ZVEI wurden Heinz Dürr, Vorsitzender des Vorstandes der AEG Aktiengesellschaft, Frankfurt am Main, und Dr. Oswald Hager, Geschäftsführender Gesellschafter der Hager Elektro GmbH & Co., Ensheim/Saar, gewählt. Dürr ist seit 1984 Mitglied des ZVEI-Präsidiums; Hager gehört dem ZVEI-Vorstand seit 1982 an.

Tagung

08.—12. 11. 1988 München

electronica 88 — 13. Internationale Fachmesse für Bauelemente und Baugruppen der Elektronik
(Münchener Messe- und Ausstellungsgesellschaft mbH, Postfach 121009, 8000 München 12)