Das hartnäckige Mysterium der „Totalreflexion" auf HF-Leitungen

Luitjens Popken *Senior Member, IEEE*

In Amateurfunk-Publikationen gibt es einen gravierenden unaufgelösten Konflikt. Er führt seit vielen Jahren zu kontroversen Debatten. Der Streit gilt mitunter als „die Gretchenfrage"; man scheint ihrer mittlerweile überdrüssig zu sein und möchte sie beiseite schieben, obwohl diese Gretchenfrage fundamental ist.
Es kursiert das Phänomen der sogenannten „Totalreflexion" (engl. *total re-reflection*) auf HF-Leitungen. Solange die Verwirrungen nicht einer eindeutigen und publizierten Klärung zugeführt werden, sollte es nicht überraschen, dass immer wieder Konfusion und insbesondere auch eklatante Widersprüche in Verlust- und Effizienzberechnungen für HF-Leitungen auftauchen.
Es ist bemerkenswert, dass der Konflikt sich auf das Gebiet des Amateurfunks beschränkt; er existiert nicht in der professionellen Hochfrequenz- und Mikrowellentechnik.
Es ist also Zeit, der Verwirrung entgegenzutreten und der Sache auf den Grund zu gehen. Der nachfolgende Beitrag sorgt für eine Klärung der tatsächlichen Sachverhalte.

Einleitung

Im Magazin FUNKAMATEUR (FA) und anderen Publikationen [1-8,14] erschienen seit 2007 mehrere Beiträge, die kontroverse Diskussionen auslösten bezüglich einer fundamentalen Frage zum Verhalten von HF-Leitungen. Der Disput betrifft den Verbleib von Reflexionsleistung, wenn diese zurück zum Eingang einer Leitung gelangt, die mit ihrem Wellenwiderstand auf den Generator angepasst ist.

Im Kern besteht Uneinigkeit darüber, ob eine zum Eingang der Leitung zurückfließende Reflexionsleistung per sogenannter „Totalreflexion" in der Leitung verbleibt oder in den Generator zurückkehrt. Es dürfte unbestritten sein, dass in solchem Disput über Grundlagen es nur eine korrekte Antwort geben kann. Die Auflösung sollte sowohl mit der in Fachliteratur etablierten Leitungstheorie vereinbar sein als auch anhand von praktischen Messungen und Simulationen verifizierbar sein.
In anschaulicher Darstellung und mit möglichst wenig Mathematik beabsichtigt dieser Beitrag die Auflösung des Konflikts und die Ausräumung einer immerhin seit zehn Jahren auch im FA schwelenden, beharrlichen Verunsicherung der Leser über das HF-Leitungsverhalten.

All rights reserved. - Alle Rechte vorbehalten.
E-Mail: Luitjens.Popken [at] yahoo.com

Die These der „Totalreflexion"

Im Dezember 2007 veröffentlichte Prof. Dipl.-Ing. Lorenz Borucki (DL8EAW) in der Weihnachtsausgabe des FA den Artikel [1] „Was geschieht auf nicht angepassten HF-Leitungen?" Der Beitrag war Auslöser eines Ketteneffekts und bis heute andauernder Konfusion in Publikationen. Noch im November 2017 wurden in einem FA-Artikel mit dem widersprüchlich anmutenden Titel „Warum verlustarme Speiseleitungen große Verluste aufweisen können" [14] die „Gesamtdämpfungen" gemäß den in [1-4] vorgestellten Berechnungen angewandt.
Prof. Borucki vertritt in [1-4] die These, dass Reflexionsleistung nicht in den Generator zurückfließen kann sondern per sogenannter „Totalreflexion" in der Leitung verbleiben muss; dieses gelte insbesondere auch dann, wenn die Generatorausgangsimpedanz R_i gleich dem Wellenwiderstand Z_w der Leitung ist. Als Folge der These zur „Totalreflexion" sind wichtige Leistungsbilanzen und Verlustberechnungen in der leitungsgebundenen Übertragung zwischen Sender und Antenne ebenfalls betroffen. Häufig tauchen abstruse Unstimmigkeiten und Widersprüche in Resultaten auf.
Die Gegenthese zur „Totalreflexion", dass nämlich Reflexionsleistung in den angepassten Generator zurückfließt, findet Unterstützung beispielsweise durch einige Experimente an HF-Leitungen, die in [16] vorgestellt werden.

Im Zuge der jahrelangen Kontroverse publizierten Prof. Borucki und Dr. Kalocsay (DL3FF) in 2012 eine 74-seitige Abhandlung mit dem Titel „Reflexionen und stehende Wellen auf HF-Leitungen" [4]. Darin und in Vorträgen [5] trugen sie unermüdlich ihre These der „Totalreflexion" in die Gemeinschaft der Radioamateure.

Als Einstieg in diese „Totalreflexion" betrachten wir den Fall $R_i{=}Z_w$ und zitieren den Kernpunkt der in [1-4] stets wiederkehrenden Argumentation aus [3; 4, S. 28]:

> „Die Eingangsspannung und der Eingangsstrom der Leitung werden nur von Generatorspannung U_g, Innenwiderstand R_i [*des Generators; Anm. d. Autors*] und Eingangswiderstand Z_1 der Leitung gebildet. Damit die Eingangsgrößen vom Ein- bis zum Ausschalten des Generators konstant geliefert werden könnten, müssten alle drei Größen konstant bleiben. Ist aber der Lastwiderstand $Z_a \neq Z_w$, dann ändert sich der Eingangswiderstand Z_1 nach $2 \cdot T_L$ mit dem Eintreffen der reflektierten Signale am Eingang. Der Eingangswiderstand Z_1 ist also nicht konstant. Dadurch werden auch die Eingangsgrößen

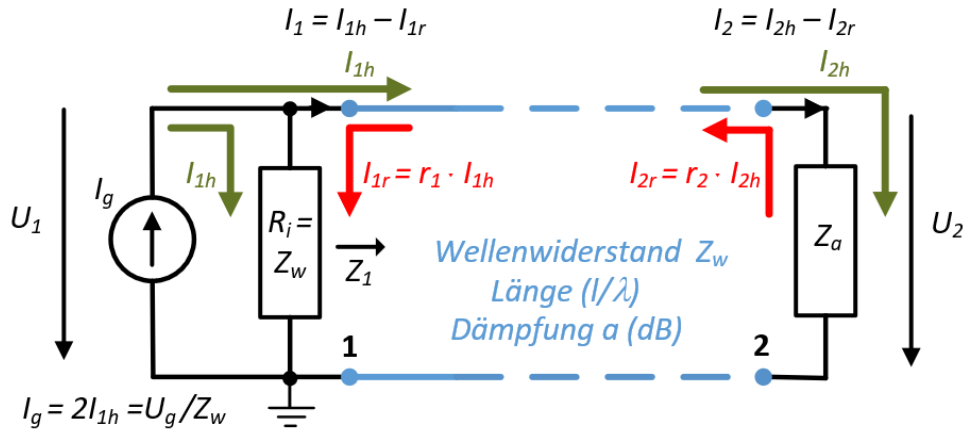


Bild 1: Modell einer HF-Leitung mit externer Beschaltung und Generator als Stromquelle.

> der Leitung $U_1 = U_g{\cdot}Z_1/(R_i{+}Z_1)$, $I_1 = U_g/(R_i{+}Z_1)$ und $P_1 = U_1 \cdot I_1$ verändert. Sie werden also nicht vom Ein- bis Ausschalten des Generators konstant geliefert." [1]

Die Autoren stellen korrekterweise fest, dass mit dem Eintreffen der reflektierten Komponenten sich am Leitungseingang die Größen U_1, I_1, und P_1 ändern. Diese Größen sind jeweils **Überlagerungen** von vorlaufenden und zum Leitungseingang zurückkehrenden Komponenten.

Die hinlaufenden Wellen U_{1h}, I_{1h} und die auf der Leitung hinlaufende Leistung P_{1h} bleiben unverändert auch nachdem die reflektierten Komponenten am Leitungseingang eintreffen. Auch hierüber besteht offensichtliche Einigkeit [2; 4, S. 31].

Allerdings folgern die Autoren [1-4] aus der Änderung der Größen am Eingang der Leitung sehr unklar:

> „Beim Eintreffen der reflektierten Signale am Eingang muss also noch etwas Zusätzliches auf der Leitung geschehen." [4, S. 16]

Gleichermaßen nebulös ist ihre Aussage [3, 4] mit Bezug auf etwas, das sie nur als das „Andere" umschreiben:

> „Es muss also nach $2{\cdot}T_L$ etwas anderes passieren, damit in der Leitung die Vorlaufgrößen U_{1h}, I_{1h} und P_{1h} konstant bleiben. Dieses Andere ist die Totalreflexion und Negation der reflektierten Wellen am Leitungseingang bei vorhandener Generatorspannung." [4, S. 28].

Man gewinnt hier den Eindruck, dass die Autoren sich selbst nicht sicher sind, wie sie ein Phänomen der „Totalreflexion" für den rücklaufenden Strom und trotz der vorliegenden Anpassung ($R_i{=}Z_w$) physikalisch erklären könnten.

Aus den Tatsachen (a) der Änderung der Eingangsgrößen der Leitung, und (b) der Konstanz der Vorlaufgrößen folgern Prof. Borucki und Dr. Kalocsay die Notwendigkeit für eine „Totalreflexion und Negation der reflektierten Wellen am Leitungseingang". Diese Schlussfolgerung ist die Ursache hartnäckiger Kontroversen in Publikationen.

Für das Leitungsverhalten und zur Klärung, ob am Leitungseingang so etwas wie eine „Totalreflexion" für rückfließende Größen existieren könnte, ist es vollkommen äquivalent, den Generator entweder als Spannungs- oder als Stromquelle zu repräsentieren.

Bild 1 zeigt den Generator als Stromquelle am Eingang der Leitung. Diese für das Leitungsverhalten äquivalente Darstellung hat zur Auflösung des Disputs drei Vorteile:

1) Es ist intuitiver nachvollziehbar, dass die Leitung am Eingang 1 mit dem Wellenwiderstand der Leitung abgeschlossen ist ($R_i{=}Z_w$). Entlang der Leitung sind die rücklaufenden Wellen von Spannung (U_r) und Strom (I_r) verknüpft über den Wellenwiderstand Z_w; genau diesen Widerstand finden die Wellen auch am Leitungseingang mit $R_i{=}Z_w$ vor; es gibt dort für sie keinerlei Diskontinuität. Dort gilt $U_{1r}{=}Z_w \cdot I_{1r}$ genau wie $U_r{=}Z_w \cdot I_r$ überall entlang der Leitung gilt und ohne dass die rücklaufenden Wellen irgendwo entlang der gesamten Leitung eine Reflexion erfahren würden.
2) Der vom Generatormodell eingespeiste Strom I_g (Kurzschlussstrom oder „Urstrom" genannt) ist konstant gleich (U_g/Z_w). Bei Eintreffen der reflektierten Signale am Leitungseingang verändert sich dort der Transversalstrom auf der Leitung und damit der Eingangsstrom zu $I_1{=}I_{1h}(1{-}r_1)$. Daraus folgen unmittelbar der Strom $I_{1h}(1{+}r_1)$ durch den Generatorinnenwiderstand und damit die Änderung von U_1. Der Strom durch $R_i{=}Z_w$ verändert sich also bei Ein-

[1] Zur Vereinheitlichung der Notation in diesem Beitrag wurden die Parameter U_G und Z_W in [1-4] hier geändert in U_g bzw. Z_w.

treffen der reflektierten Signale um die zurücklaufende Komponente $I_{1r}{=}r_1 I_{1h}$ des Transversalstroms am Leitungseingang.
Denselben Sachverhalt können wir auch anders und äquivalent formulieren: Wenn U_1 und I_1 sich ändern (diesbezüglich besteht Einigkeit), dann muss die Komponente I_{1r} aus der Leitung heraus und durch R_i abfließen, weil der „Urstrom" I_g konstant ist. (Siehe auch nachfolgende Diskussion zur Kontinuität.)

3) Zur Auflösung der Kontroverse erscheint der dritte Vorteil der Darstellung ebenfalls nennenswert: Es „liegt der Innenwiderstand R_i auf der Generatorseite an Null, sodass der rücklaufende Strom I_{1r} nun über ihn am Anschluss 1 nach Null abfließt", wie Prof. Borucki und Dr. Kalocsay in [4, S. 29] selbst feststellen.

Im Anhang 1 werden zwei sehr einfache SPICE Simulationen genutzt, welche den oben geschilderten Sachverhalt bestätigen.

Damit ändert sich der Strom durch den Generatorinnenwiderstand R_i um den Reflexionsstrom I_{1r}, ohne dass „noch etwas Zusätzliches auf der Leitung geschehen" [4, S. 16] würde, ohne dass der Generator abgeschaltet werden müsste [3,4], ohne das vermeintlich „Andere" d.h. ohne eine physikalisch unsubstanziierte „Totalreflexion und Negation".

Entlang HF-Leitungen breiten sich vor- und rücklaufende sogenannte transversal-elektromagnetische (TEM) Wellen aus [17-20]. Diskontinuitäten entlang der Leitung oder Fehlanpassungen an den Leitungsenden verursachen Reflexionen dieser Wellen. Entgegengesetzt laufende Wellen lassen sich einzeln messen z.B. mit Richtkopplern.

Für die TEM-Mode können an jeder Stelle entlang der Leitung im dortigen Leitungsquerschnitt (in der sogenannten Transversalebene) elektrische Größen von Spannung und Strom definiert werden. Diese transversalen Größen von Spannung und Strom sind Überlagerungen von vor- und rücklaufenden Spannungs- bzw. Stromwellen, und sie lassen sich messen und simulieren entsprechend den üblichen Methoden für diskrete Schaltungen.
Die auf der Leitung vor- und rücklaufenden Spannungs- und Stromwellen werden assoziiert mit ebenfalls vor- bzw. rücklaufenden Leistungen [18-21].

Die Überlagerung der vor- und rücklaufenden Wellen gilt insbesondere auch an beiden Enden der Leitung, wo sie in der erforderlichen Kontinuität koppeln mit der externen diskreten Beschaltung der HF-Leitung.

Die Autoren [1-5] akzeptieren dieses Superpositionsprinzip auf HF-Leitungen mit sich überlagernden Wellen. Aus ganz unerfindlichen Gründen verweigern sie aber dasselbe Prinzip in diskreten Schaltungen (wie z.B. in Bild 2(A)) und damit der externen Beschaltung der HF-Leitung. Stattdessen erfinden sie schöpferisch die „Totalreflexion" (Bild 2(B)) und nennen solche Erscheinung das „Andere" [3; 4, S. 28].

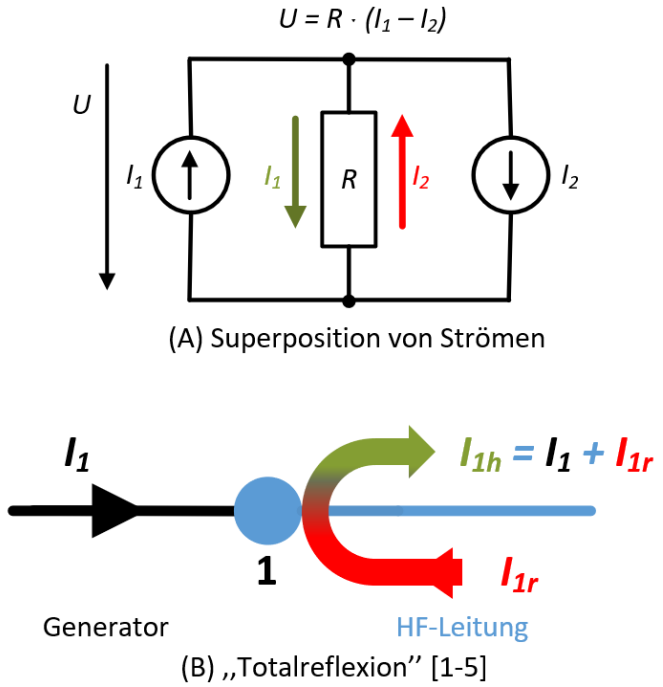


Bild 2: (A): Superposition in diskreter Schaltung. (B): Die ersonnene „Totalreflexion".

Konsistenz und Kontinuität

Schaltungsanalysen sollten konsistent und folgerichtig bleiben insbesondere auch in Grenzfällen. Es wird gleich deutlich, was hier gemeint ist. Es sei eine HF-Leitung angenommen, deren physikalische Länge l wesentlich kürzer ist als die auf der Leitung gegebene Wellenlänge λ des übertragenen HF-Signals und deren Leitungsverlust vernachlässigbar ist. Eine solche Leitung wird irrelevant für das elektrische Verhalten der Schaltung. Dementsprechend folgt aus Bild 1 das Diagramm in Bild 3 ohne die Leitung und nur mit diskreten Schaltungselementen. Die Leitung schrumpft zur Länge Null, und die Lastimpedanz Z_a rückt direkt an den Generatorausgang 1.

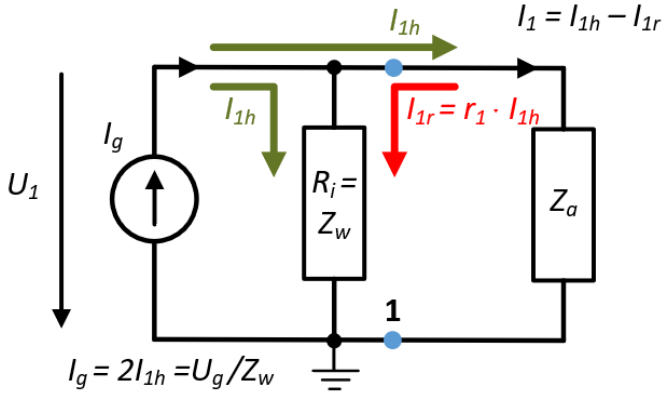


Bild 3: Modell aus Bild 1 mit Länge der HF-Leitung verkürzt auf Null.

Die Beschreibung der Ströme in der Schaltung anhand der Komponenten I_{1h} und I_{1r} ist auch in diesem Grenzübergang beizubehalten. Aus der Notwendigkeit der Erfüllung der Kirchhoffschen Regeln folgt das Verhältnis $r_1{=}(I_{1r}/I_{1h})$ als Funktion von R_i und Z_a.
Es gilt in Bild 3:

$$(U_1 =) \quad I_{1h} \cdot (1 + r_1) \cdot R_i = I_{1h} \cdot (1 - r_1) \cdot Z_a \quad ;$$

daraus folgt:

$$r_1 = \frac{Z_a - R_i}{Z_a + R_i} \quad .$$

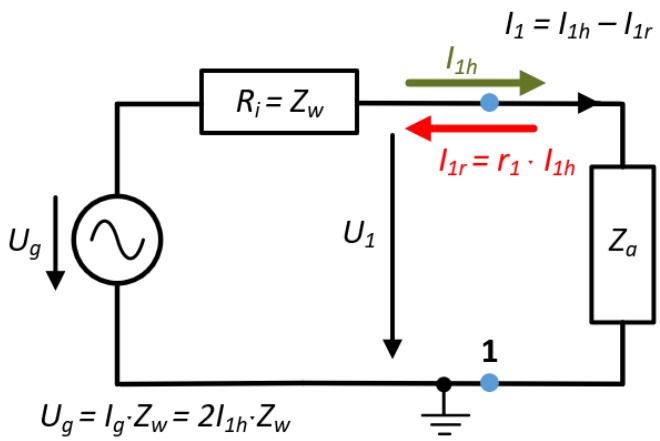


Bild 4: Modell aus Bild 3 mit Generator ersetzt durch äquivalente Spannungsquelle.

Bezüglich der Lastimpedanz in Bild 3 mit $Z_a{=}(U_1/I_1)$ kann die Stromquelle durch eine äquivalente Spannungsquelle ersetzt werden (Bild 4). Jetzt gilt die Maschengleichung

$$(U_g =) \quad 2I_{1h} \cdot R_i = I_{1h} \cdot (1 - r_1) \cdot (Z_a + R_i) \quad ,$$

woraus erneut folgt:

$$r_1 = \frac{Z_a - R_i}{Z_a + R_i} \quad .$$

Der Koeffizient r_1 folgt also aus der notwendigen Erfüllung der Kirchhoffschen Regeln in den bzgl. der Lastimpedanz Z_a äquivalenten Schaltungen (Bild 3 und Bild 4). Er beschreibt eine Fehlanpassung zwischen Generator und Lastimpedanz.

Falls dieselbe Leitung aus Bild 1 in Bild 4 zwischen Generator und Z_a eingefügt wird, dann folgt bzgl. des Leitungsverhaltens die elektrisch äquivalente Darstellung mit Spannungsquelle als Generatormodell. Die obige Gleichung für r_1 wäre entsprechend anzupassen, indem Z_a ersetzt wird durch den (im Allgemeinen komplexen) Eingangswiderstand Z_1 der Leitung in Bild 1.

Die Superposition von hin- und rücklaufenden Komponenten zur jeweiligen Transversalgröße gilt also nicht nur auf der Leitung, sondern sie kann – und muss – konsistent fortgeführt werden in die externen diskreten Beschaltungen der Leitung.

Die folgenden Aussagen in [3, 4]:

> „ . . . außerhalb der Leitung endet die Gültigkeit der Leitungsgleichungen mit der Überlagerung von hin- und rücklaufenden Signalen. Die Berechnung des Generatorteils erfolgt völlig normal nach Ohm und Kirchhoff!" [4, S. 16]
> „Daher gibt es im Generatorkreis keine Überlagerung von gegenläufigen Spannungs- und Stromwellen." [4, S. 28]

sind also völlig unzutreffend; sie stehen in eklatantem Widerspruch zur Methodik der Streuparameter und Netzwerkanalyse [17-21] in Mikrowellen- und Hochfrequenztechnik auch für diskrete Schaltungen.

Zwischen-Fazit

Am Leitungseingang ändern sich die Eingangsgrößen U_1, I_1 und Z_1, sobald dort die Reflexionsgrößen eintreffen. Aus dieser (unumstrittenen) Tatsache leiten Prof. Borucki und Dr. Kalocsay [1-5] die Notwendigkeit ab, dass die Reflexionsgrößen im Sinne der „Totalreflexion" in der Leitung verbleiben müssten. Diese Schlussfolgerung stellt den Kern ihres Irrtums dar. Weder liefern die Autoren [1-5] irgendeine überzeugende physikalische Erklärung für ein solches Phänomen, noch folgt die „Totalreflexion" zwingend aus der Änderung der Eingangsgrößen. Genau das Gegenteil ist nämlich korrekt: Die Änderung der Eingangsgrößen erfordert den physikalisch erklärbaren Abfluss des Reflexionsstroms aus der Leitung in den aus Sicht der Leitung angepassten Generator ($R_i{=}Z_w$).

Die These der „Totalreflexion und Negation" ist also nicht nur physikalisch unbegründet, sie ist auch vollkommen unnötig für das Verständnis sowohl des tatsächlichen Leitungsverhaltens als auch des Generatorverhaltens.

Generatormodelle

In der Praxis wird wohl nur höchst selten ein Generator intern so etwas wie eine Urspannungs- oder Urstromquelle mit einem Innenwiderstand aufweisen. Die Ersatzschaltbilder für Spannungs- und Stromquellen sind Modelle, die äquivalent und vollständig sind für die eindeutige Beschreibung des Verhaltens der externen Beschaltung des Generators.

Zwar kann man fragen, wo im Generator die zurückfließenden Größen von Strom und Leistung verbleiben. Allerdings hängen die Antworten offensichtlich von der internen Schaltung ab; sie sind deshalb auch verschieden für die Modelle der

Spannungs- und Stromquellen.[2]

Für das Leitungsverhalten einschließlich der Tatsache, dass Reflexionsstrom in den Generator zurückfließt, ist die technische Implementierung des Generators irrelevant.[3]

Nach dieser Vorbemerkung nehmen wir einmal an, dass der Generator intern tatsächlich so aufgebaut sei wie die Spannungsquelle in Bild 4; zur Vereinfachung werden alle Impedanzen zunächst als reell angenommen. Für $R_i{=}Z_a$ liegt Anpassung vor, und die an die Lastimpedanz Z_a abgegebene Leistung P_{Z_a} wird maximal:

$$P_{Z_a} = \frac{1}{8} \cdot \frac{\hat{U}_g^2}{R_i} = P_{max} \quad ,$$

wobei $\hat{U}_g$ die Amplitude der sinusförmigen Urspannungsquelle U_g ist.[4] Im Anpassungsfall wird auch in R_i derselbe Leistungsbetrag P_{max} verbraucht. Die Urspannungsquelle liefert also die Gesamtleistung $2P_{max}$.
Bei offenem Generator ($Z_a{\to}\infty$, also $r_1{=}1$) fließt kein Strom; die im Generatorinnenwiderstand R_i verbrauchte Leistung ist Null. Bei kurzgeschlossenem Generator ($Z_a{=}0$, also $r_1{=}{-}1$) liefert die Urspannungsquelle die Leistung $4P_{max}$, die vollständig in R_i verbraucht wird. Je nach externer Beschaltung Z_a variieren die von der Urspannungsquelle gelieferte Leistung und die im Innenwiderstand R_i verbrauchte Leistung zwischen Null und $4P_{max}$.
Relativ zum Anpassungsfall ($Z_a{=}R_i$, also $r_1{=}0$) wird die Urspannungsquelle bei Fehlanpassung entweder mehr ($>2P_{max}$) oder weniger ($<2P_{max}$) Leistung abgeben.

In Bild 4 kann man für den allgemeinen Fall $R_i{\neq}Z_a$ die Leistung P_{Z_a} in der Lastimpedanz leicht ermitteln:

$$P_{Z_a} = \frac{\hat{U}_g^2}{2(R_i + Z_a)^2} \cdot Z_a \quad .$$

Dieselbe Leistung können wir darstellen in Abhängigkeit der maximalen Leistung P_{max} und des Koeffizienten r_1:

$$P_{Z_a} = P_{max} \; - \; r_1^2 \cdot P_{max} \quad .$$

Entsprechend kann man auch die im Innenwiderstand R_i verbrauchte Leistung P_{R_i} und die von der Urspannungsquelle bereitgestellte Leistung P_{U_g} darstellen als

$$\begin{aligned} P_{R_i} &= P_{max} \; - \; r_1 \cdot 2P_{max} \; + \; r_1^2 \cdot P_{max} \\ P_{U_g} &= 2P_{max} \; - \; r_1 \cdot 2P_{max} \quad . \end{aligned}$$

Damit sind für alle Leistungen die jeweiligen Variationen zu erkennen relativ zum Anpassungsfall und in Abhängigkeit von r_1. Bei Fehlanpassung des Generators ($Z_a{\neq}R_i$) verändern sich sowohl die abgegebene Leistung P_{U_g} der Urquelle als auch die im Innenwiderstand R_i verbrauchte Leistung in gleichem Sinn um $r_1{\cdot}2P_{max}$. Zusätzlich wird die von der Lastimpedanz nicht angenommene Leistung $r_1^2{\cdot}P_{max}$ dem Innenwiderstand R_i zugeschlagen.

Komplementäre Betrachtungen lassen sich auch an dem äquivalenten Modell der Stromquelle in Bild 3 durchführen. Die Leistungsresultate entsprechen den obigen Gleichungen, in denen allerdings r_1 durch $(-r_1)$ zu ersetzen wäre.

■ P_1 und P_2 sind Differenzleistungen

Wir kehren zum Bild 1 zurück. Der Generator hat häufig einen reellen Innenwiderstand R_i (z.B. 50Ω oder 75Ω). Er sieht an seinem Ausgang die Impedanz $Z_1{=}(U_1/I_1)$ und liefert die Leistung P_1. Wir beziehen diese Leistung P_1 entsprechend den obigen Ausführungen auf P_{max} des Generators:

$$\frac{P_1}{P_{max}} = 1 \; - \; |r_1|^2 \quad , \tag{1}$$

wobei wir mit $|r_1|^2$ den Fall einer komplexen[5] Lastimpedanz Z_1 berücksichtigen in

$$r_1 = \frac{Z_1 - R_i}{Z_1 + R_i} \quad . \tag{2}$$

Das Verhältnis (P_1/P_{max}) in (1) repräsentiert den Wirkungsgrad für die Leistungsübertragung zwischen Generator und seiner Lastimpedanz Z_1 (d.h. der Eingangsimpedanz der Leitung).[6]

Die vom Generator in Bild 1 permanent in die Leitung eingespeisten vorlaufenden Größen *fühlen* entlang der Leitung den Wellenwiderstand Z_w; sie *wissen* noch gar nichts von einer Fehlanpassung, die sie erst am Ende der Leitung wahrnehmen können. Für den Generator mit $R_i{=}Z_w$ gilt Anpassung bzgl. der eingespeisten vorlaufenden Größen, und er pumpt permanent die maximal verfügbare Leistung P_{max} in Vorwärtsrichtung in die Leitung.
Eine am Leitungsausgang gegebene Fehlanpassung ($Z_a{\neq}Z_w$) führt zu einer in Z_a absorbierten Leistung $P_2{=}P_{Z_a}$, die kleiner ist als die am Leitungsende eintreffende Leistung. Die von Z_a nicht angenommene (reflektierte) Leistung fließt zurück zum Leitungseingang und dort in den (aus Sicht der Leitung) angepassten Generator ($R_i{=}Z_w$).

Es ist wichtig zu erkennen, dass aufgrund der zurückkehrenden Reflexionsleistung die Leistung P_1 am Leitungseingang eine Differenzleistung ist. Bei verlustfreier Leitung ($a{=}0dB$) wird P_1 identisch mit der am Ausgang abgegebenen Leistung P_2. Das Verhältnis (P_2/P_1) wird dann vollkommen unabhängig

[2] Die Modellierung des Generators hängt auch vom Betriebsmodus ab. Zum Beispiel gilt eine im eingeschalteten Betrieb gegebene Ausgangsimpedanz im Allgemeinen nicht für den ausgeschalteten Zustand.

[3] Die Toleranz des Generators bzgl. des Rückflusses von Leistung wird technisch als seine Fehlanpassungs-Toleranz und maximales SWV am Ausgang spezifiziert. Bei hohem SWV wird der Generator in den meisten Fällen die Ausgangsleistung herunterregeln.

[4] Falls nicht explizit anders angegeben, sind in diesem Beitrag alle Leistungen als mittlere d.h. zeitlich gemittelte Leistungen zu betrachten.

[5] Mit $|x|$ bezeichnen wir den Betrag einer komplexen Variablen $x{=}y{+}j{\cdot}z$.

[6] Falls die Innenimpedanz Z_i des Generators komplex ist, wäre in Gleichung (2) das R_i im Zähler durch Z_i^* und im Nenner durch Z_i zu ersetzen. Dabei ist Z_i^* die konjugiert-komplexe Impedanz von Z_i.

von Fehlanpassung am Leitungsausgang. Es sagt also nichts darüber aus, welcher Anteil der vom Generator eingespeisten Leistung P_{max} in der Lastimpedanz verbraucht wird.

In Effizienz- oder Verlustberechnungen ist es ein häufig anzutreffender methodischer Fehler, wenn das Verhältnis (P_2/P_1) als eine Gesamteffizienz der Leistungsübertragung interpretiert wird. Es wird dabei implizit unterstellt, dass der Generator nur die Differenzleistung P_1 einspeisen bräuchte. Wir werden dieses Problem eingehender betrachten.

Leistungen auf der Leitung

Im Folgenden benötigen wir nur wenige Formeln, die hier zusammengestellt werden. Dazu gehören Gleichungen für die Leistungen am Eingang und Ausgang der HF-Leitung. Zugehörige Herleitungen findet man in der Fachliteratur [18-20]. Nicht die Korrekheit dieser Formeln sondern deren Anwendung und Interpretation sind Grund von Unstimmigkeiten in Publikationen [1-8,11-13] und deshalb Gegenstand dieses Beitrags.

Der Wellenwiderstand der Leitung sei gleich dem Innenwiderstand des Generators. Weil R_i oft reell ist, folgt aus der Identität $Z_w{=}R_i$, dass der Wellenwiderstand Z_w ebenfalls als reell angenommen wird. Man beachte aber, dass in Bild 1 die Eingangsimpedanz Z_1 der Leitung und damit der Koeffizient r_1 in (2) im Allgemeinen komplexe Größen sind.

Die vom Generator bei Anpassung maximal verfügbare Leistung wurde bereits angegeben als

$$P_{max} = \frac{1}{8} \cdot \frac{\hat{U}_g^2}{R_i} = \frac{1}{8} \cdot \hat{I}_g^2 \cdot R_i \quad , \tag{3}$$

wobei $\hat{U}_g$ bzw. $\hat{I}_g$ die Amplitude der Leerlaufspannung bzw. des Kurzschlussstroms des Generators ist, der als Modell einer sinusförmigen Spannungs- bzw. Stromquelle repräsentiert wird.

Die Leistung P_1 am Eingang 1 der Leitung ist

$$P_1 = P_{max} - P_{max} \cdot 10^{-0.2 \cdot a} |r_2|^2 \quad . \tag{4}$$

Dabei ist a (in dB) die Dämpfung der Leitung mit gegebener Länge und bei der relevanten Frequenz. Der Parameter r_2 ist der (im Allgemeinen komplexe) Reflexionskoeffizient für die Lastimpedanz Z_a am Ausgang der Leitung

$$r_2 = \frac{Z_a - Z_w}{Z_a + Z_w} \tag{5}$$

oder

$$|r_2| = \frac{s_2 - 1}{s_2 + 1} \tag{6}$$

mit s_2 als Stehwellenverhältnis ($SWV{=}s_2{:}1$) am Ausgang der Leitung.

Für die Leistung P_2 am Ausgang der Leitung gilt

$$P_2 = P_{max} \cdot 10^{-0.1 \cdot a} \cdot (1 - |r_2|^2) \quad . \tag{7}$$

Die Differenz aus Eingangsleistung P_1 und Ausgangsleistung P_2 ergibt den Leitungsverlust $P_{Ltg}{=}(P_1{-}P_2)$, der z.B. auf P_{max} bezogen werden kann. Für verlustlose Leitungen mit a=0dB folgt $P_1{=}P_2$ und damit $P_{Ltg}{=}0$.

„Totalreflexion" – und wundersame Folgen

Der Fehlschluss der „Totalreflexion" führt zu gravierend fehlerhaften Effizienz- und Verlustbetrachtungen für die Übertragung zwischen Generator und Lastimpedanz.

Dabei ist die Interpretation der Eingangsleistung P_1 in (4) von entscheidender Bedeutung. Es wurde bereits ausgeführt, dass P_1 die Differenz aus zwei Leistungen ist:
(a) Die in Vorwärtsrichtung in die Leitung eingespeiste Leistung P_{1h}; diese ist gleich P_{max}, wenn der Generator mit Innenwiderstand R_i auf den Wellenwiderstand der Leitung angepasst ist ($R_i{=}Z_w$).
(b) Die zum Leitungseingang zurückfließende (und ggfs. gedämpfte) Reflexionsleistung P_{1r}.

Wenn man der These der „Totalreflexion" [1-5] am Leitungseingang formal folgt, dann wird die Leistung P_{1r} vollständig re-reflektiert; sie verbleibt also in der Leitung (Bild 2(B)) und trägt zur Leistung in Vorwärtsrichtung bei. Der Generator würde nur noch die Differenzleistung P_1 gemäß (4) in die Leitung einspeisen müssen, um in der Summe die Konstanz der Leistung $P_{1h}{=}P_{max}$ zu bewirken.

Entsprechend definieren Prof. Borucki und Dr. Kalocsay das Verhältnis (P_1/P_2) als die „Gesamtdämpfung a_{ges}" [1-4, 14] bzgl. der Leistungsübertragung zwischen Generator und Lastimpedanz:

$$\left(\frac{P_1}{P_2}\right) = \frac{1 - 10^{-0.2 \cdot a} \cdot |r_2|^2}{a^{-0.1 \cdot a} \cdot (1 - |r_2|^2)} \geq 1 \tag{8}$$

Es muss hier betont werden, dass ein Leistungsverhältnis entsprechend Gleichung (8) auch in ARRL-Publikationen [8] und -Handbooks [6-7] seit vielen Jahren als „Total Loss" zu finden ist (Anhang 3); ebenso in [12-13].

Zur Plausibilitätsüberprüfung von Gleichungen sind Grenzbetrachtungen im Allgemeinen nützlich. Wir nehmen hier den Fall einer Leitung mit vernachlässigbarem Verlust ($a{\approx}$0dB) an. Aus Gleichung (8) berechnen wir eine vermeintliche „Gesamtdämpfung" von $a_{ges}{=}(P_1/P_2){\approx}1$, also 0dB. Dieses Resultat folgt unabhängig von jeglicher Fehlanpassung ($SWV{=}s_2{:}1$) am Ausgang der Leitung. Bei P_1 in (4) – wie bereits ausgeführt – handelt es sich nämlich um die Differenz aus der eingespeisten vorlaufenden Leistung ($P_{1h}{=}P_{max}$) und der zum Leitungseingang zurückfließenden Reflexionsleistung. Bei einer verlustlosen Leitung ist diese

Differenz P_1 gleich der Leistung P_2, die bei gegebenem SWV in der Lastimpedanz absorbiert wird (Gleichung (7)). Deshalb wird das Verhältnis (P_1/P_2) in (8) stets gleich 1, unabhängig von jeglicher Fehlanpassung am Ausgang der verlustfreien Leitung.

Dementsprechend führte M. Walter Maxwell [9] in einer ausschweifenden 7-teiligen ARRL-Artikelserie (1973-1976) aus, dass eine große Fehlanpassung am Ausgang der Leitung irrelevant sei für die Gesamtübertragungsverluste, falls nur die Dämpfung a der HF-Leitung genügend klein sei. Mehr als vierzig Jahre später vermittelt ein QST-Artikel [8] erneut dieselbe verwirrende Schlussfolgerung. Eine fundamentale Grundannahme wird dabei nämlich verschwiegen [8]: Die verlustlose konjugiert-komplexe Anpassung am Eingang der Leitung (Anhang 3).
Maxwells Artikelserie [9] „Another Look at Reflections" (dtsch. *‚Eine andere Sicht auf Reflexionen'*) und sein Buch „Reflections" [10] mit seiner Theorie des „Total Re-Reflection" (Anhang 4) und dann „Totalreflexion" sind die Ursache hartnäckiger Kontroversen und Verwirrungen unter Funkamateuren.

Die Irritationen sollen stellvertretend an einem weiteren detaillierten Beispiel aufgezeigt werden. Ein Generator mit Leistung P_{max}=250mW und 50Ω Ausgangsimpedanz speise über eine verlustlose Leitung (a=0dB) mit Wellenwiderstand von ebenfalls 50Ω einen am Leitungsende angeschlossenen Widerstand von 200Ω. Dieses sehr einfache System lässt sich per Taschenrechner oder z.B. mit dem Reflexionsrechner des AppCAD Programms [23] berechnen, siehe Bild 5. Die Impedanz von 200Ω impliziert ein SWV=4:1 und dementsprechend eine Leistung P_2=160mW an der Lastimpedanz. Daraus folgt eine Gesamtdämpfung von $10\log$(250mW/160mW)=1.94dB, was ebenfalls in Bild 4 als „Mismatch Loss" angegeben ist.

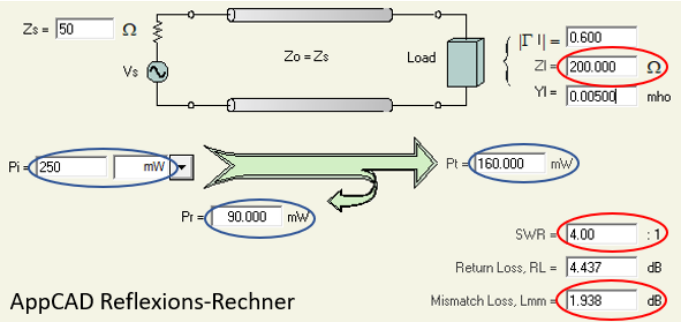


Bild 5: Anwendung des AppCAD Programms [23] zur Berechnung des Reflexionsverlustes und damit der Gesamtdämpfung auf einer verlustlosen Leitung (a=0dB) und für R_i=Z_w.

Im nächsten Schritt dieses Beispiels nutzen wir mit Bild 6 ein Diagramm, das ursprünglich von J. Reisert [11] erarbeitet und 2017 erneut in [8] publiziert wurde. Es ist die grafische Darstellung von (P_1/P_2) in Gleichung (8) als Funktion von SWV und mit der Leitungsdämpfung a(dB) als Parameter.

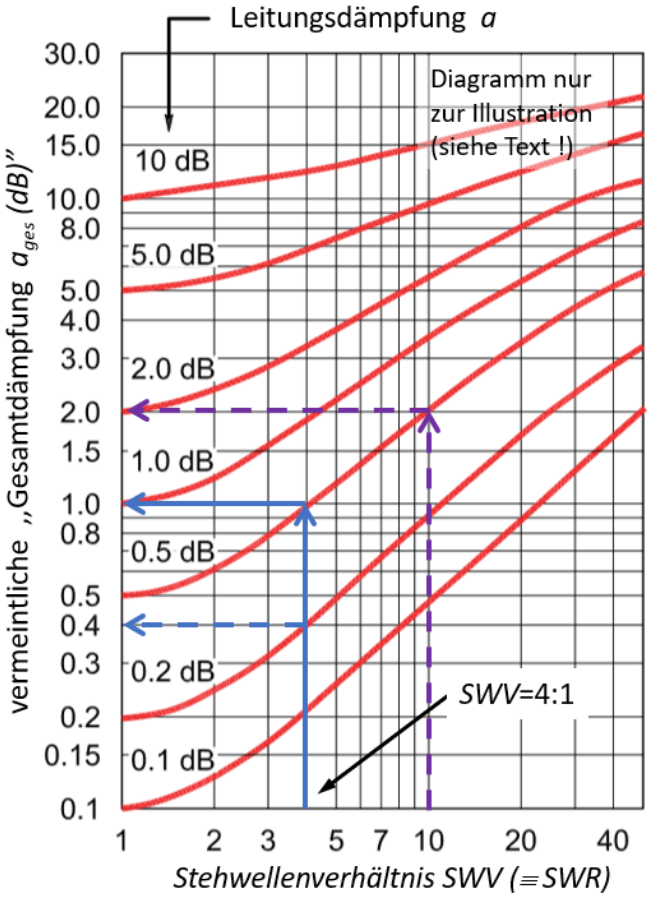


Bild 6: „Gesamtdämpfung a_{ges}" („Total Loss" [8]) als Funktion von SWV und mit Leitungsdämpfung $a(dB)$ als Parameter. Quellen: H.W. Silver [8], J. Reisert [11].

Damit repräsentiert das Diagramm die vermeintliche „Gesamtdämpfung a_{ges}" in [1-4,14]. In Bild 6 gehen wir aus von demselben SWV=4:1 wie oben. Die verlustlose Leitung in Bild 5 wird ersetzt durch eine verlustbehaftete Leitung mit demselben Wellenwiderstand aber mit a=0.5dB.
Entlang den Pfeilen in Bild 6 ermitteln wir eine vermeintliche „Gesamtdämpfung a_{ges}" von nur noch 1.0dB gegenüber den 1.94dB in Bild 5. Falls die Dämpfung der Leitung noch geringer gewählt wird, dann folgt z.B. für a=0.2dB eine „Gesamtdämpfung" von nur 0.4dB, also eine Verringerung um mehr als 1.5dB relativ zur verlustlosen Leitung in Bild 5. Ein hohes SWV=10:1 impliziert am Leitungsausgang einen Reflexionsverlust von immerhin 4.8dB (leicht nachzurechnen z.B. mit AppCAD). Falls die Speiseleitung eine Dämpfung von a=0.5dB aufweist, dann wäre gemäß Bild 6 die vermeintliche „Gesamtdämpfung a_{ges}" [1-4,14] nur noch 2dB und damit wesentlich geringer als der Reflexionsverlust von 4.8dB am Ausgang der Leitung.

Wenn also das Diagramm in Bild 6 und damit Gleichung (8) eine „Gesamtdämpfung" repräsentieren sollen, dann

dürfte man folgern, dass am Leitungsausgang gegebene Reflexionsverluste sich beliebig reduzieren ließen durch das Einfügen einer möglichst verlustarmen Leitung zwischen Generator und Lastimpedanz. Genau dieses wird in [1-4] impliziert durch die „Totalreflexion" – die allerdings und insbesondere für $R_i{=}Z_w$ gar nicht existiert.

Wir können hier nur wenige Beispiele der weitverbreiteten Konfusion und fehlerhaften Schlussfolgerungen aufzeigen, die zurückzuführen sind auf:

- einen Mangel an Bewusstsein, dass es sich bei P_1 am Eingang einer Leitung um die Differenzleistung aus hin- und rücklaufenden Leistungen handelt und dass die vom Generator in Vorwärtsrichtung tatsächlich eingespeiste Leistung viel größer sein kann als P_1; oder
- den Trugschluss der „Totalreflexion" und die daraus resultierende Fehlinterpretation des Verhältnisses (P_1/P_2) als „Gesamtdämpfung a_{ges}" bzgl. der Leistungsübertragung zwischen Generator und Lastimpedanz [1-4,14].

■ Gesamtverlust und Leistungsfluss

Die Gründe liegen nun offen, weshalb Gleichung (8) für die Leistungsübertragung zwischen Generator und Lastimpedanz die tatsächlichen Gesamtverluste bezüglich der maximal verfügbaren Leistung P_{max} nicht repräsentiert.[7]

Bei $R_i{=}Z_w$ speist der Generator seine maximale Leistung P_{max} in die Leitung ein. Aus den bisherigen Betrachtungen können wir bereits hier folgern, dass der tatsächliche Gesamtverlust in der Leistungsübertragung gegeben ist als

$$D_{ges} = \frac{P_{max}}{P_2} = \frac{1}{10^{-0.1\cdot a}\cdot(1-|r_2|^2)} \geq 1 \qquad (9)$$

oder logarithmisch

$$D_{ges}(dB) = a(dB) - 10\cdot\log(1-|r_2|^2) \geq 0dB \quad . \qquad (10)$$

Dabei repräsentiert der erste Term den Leitungsverlust und der zweite den Reflexionsverlust am Leitungsausgang. Bzgl. D_{ges} ist der reflexionsbedingte Zusatzverlust selbst nicht abhängig von der Grunddämpfung a(dB) der Leitung. (Für $R_i{\neq}Z_w$ gilt dieses nicht mehr; siehe Anhang 2.)

Bild 7 zeigt den detaillierten Leistungsfluss für $R_i{=}Z_w$ und mit allen leitungs- und reflexionsbedingten Verlusten für die Übertragung zwischen Generator (z.B. Sender) und Lastimpedanz (z.B. Antenne). Es ist deutlich, dass es sich bei beiden Leistungen P_1 und P_2 jeweils um Differenzen aus vor- und rücklaufenden Leistungen handelt. Dabei ist P_2 die am Leitungsausgang in Z_a absorbierte Leistung.

[7]Das Verhältnis (P_1/P_2) in Gleichung (8) gilt bei reellem Wellenwiderstand Z_w und unabhängig vom Generatorinnenwiderstand R_i, d.h. $R_i{=}Z_w$ ist keine Voraussetzung für die Gültigkeit von (8).

Weil der Generator die Leistung P_{max} einspeist und aufgrund von Reflexion die Leistung P_{1r} zurückerhält, muss auch P_{1r} als Verlust erkannt werden bzgl. der Leistungsübertragung an die Lastimpedanz.

Wir verallgemeinern nun die Betrachtungen und definieren den Gesamtverlust D_{ges} als das Verhältnis

$$D_{ges} = \frac{P_{max}}{P_2} \geq 1 \quad . \qquad (11)$$

Die im Verbraucher absorbierte Leistung P_2 wird bezogen auf die maximal verfügbare Leistung P_{max} des Generators. Gleichung (11) ist also eine sinnvolle und praktisch relevante Definition des Gesamtverlustes D_{ges} in einem Übertragungssystem.[8]

Wir können D_{ges} ermitteln mit einer Messung von P_2 am Leitungsausgang und der Kenntnis (oder Messung) der Generatorleistung P_{max}. Falls nicht P_2 sondern P_1 am Generatorausgang bekannt ist, folgt der Gesamtverlust gemäß

$$D_{ges} = \frac{P_{max}}{P_2} = \frac{P_{max}}{P_1}\cdot\left(\frac{P_1}{P_2}\right) \quad . \qquad (12)$$

Für $R_i{=}Z_w$ liefern die Gleichungen (9) und (10) den Gesamtverlust D_{ges}. Gleichung (8) liefert das Verhältnis (P_1/P_2), das um den Faktor (P_{max}/P_1) von D_{ges} abweicht (siehe Gleichung (12)).
Anhang 2 stellt D_{ges} bereit fur den allgemeineren Fall $R_i{\neq}Z_w$.

Bezüglich des Verhältnisses (P_{max}/P_1) in Gleichung (12) kehren wir zum Bild 1 zurück. Der Generator sieht an seinem Ausgang eine Impedanz Z_1, die im Allgemeinen komplex ist und von seiner Ausgangsimpedanz R_i abweicht. Es besteht also Fehlanpassung aus Sicht des Generators mit $P_1{<}P_{max}$ oder $(P_{max}/P_1){>}1$ in (12).

Das Verhältnis (P_{max}/P_1) erfasst diese Fehlanpassung, die in Gleichung (1) als Funktion von r_1 bereits vorgestellt wurde.[9] Wir können (P_{max}/P_1) also darstellen als Funktion des Stehwellenverhältnisses $SWV{=}s_1{:}1$ am Generatorausgang:

$$\frac{P_{max}}{P_1} = \frac{1}{1-|r_1|^2} = \frac{(s_1+1)^2}{4\cdot s_1} \qquad (13)$$

Damit folgt für den Gesamtverlust

$$\begin{aligned} D_{ges} &= \frac{1}{1-|r_1|^2}\cdot\left(\frac{P_1}{P_2}\right) \\ &= \frac{(s_1+1)^2}{4\cdot s_1}\cdot\left(\frac{P_1}{P_2}\right) \geq \left(\frac{P_1}{P_2}\right) \end{aligned} \qquad (14)$$

mit

$$r_1 = \frac{Z_1 - R_i}{Z_1 + R_i} \quad ,$$

[8]In der Fachliteratur [18,20-21] wird D_{ges} in (11) als „Transducer Power Loss" bezeichnet.

[9]Bei r_1 handelt es sich um einen Reflexionskoeffizienten aus Sicht des Generators (siehe auch Bild 3 und Bild 4); er pumpt P_{max} und erhält unmittelbar $|r_1|^2{\cdot}P_{max}$ zurück.

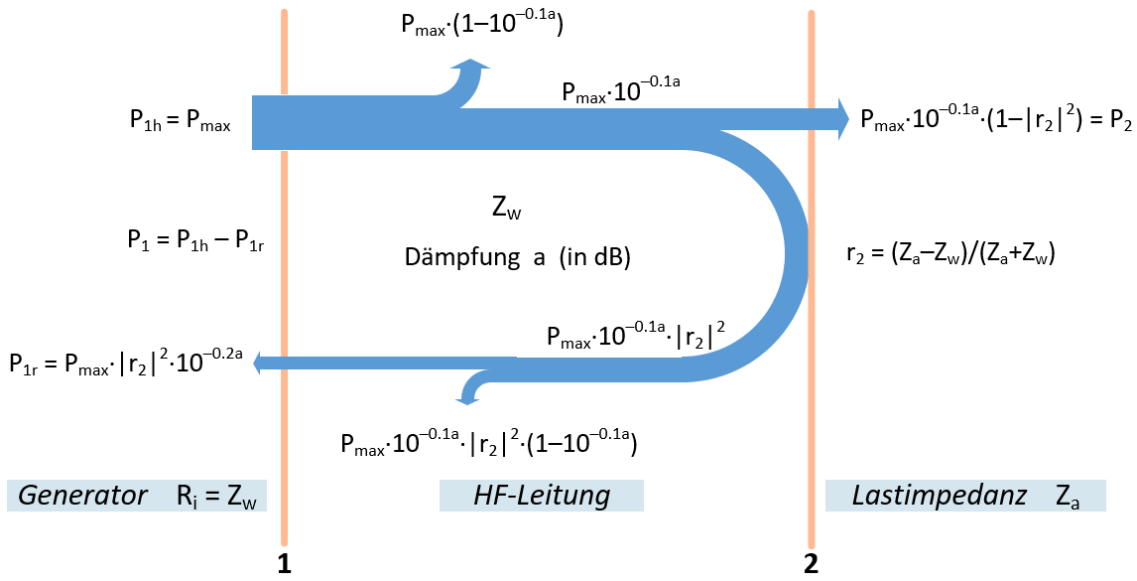


Bild 7: Diagramm des Leistungsflusses auf einer HF-Leitung für den Fall, dass der Generatorinnenwiderstand R_i gleich dem Wellenwiderstand Z_w der Leitung ist.

wobei Z_1 die Eingangsimpedanz der Leitung ist.

Programme zur Auslegung von Antennen, z.B. EZNEC [24], ermöglichen die Berechnung der Leistungen P_1 und P_2 am Leitungseingang bzw. -ausgang (Antennenfußpunkt). Falls der Anwender zur Ermittlung des Gesamtverlustes D_{ges} diese Werte P_1 und P_2 benutzen möchte, dann wird gemäß (14) die Berücksichtigung der Fehlanpassung am Generatorausgang wichtig. (Dazu liefert EZNEC die relevante SWV Information d.h. s_1 für typische Ausgangsimpedanzen von 50Ω oder 75Ω des Generators.) Wenn diese Fehlanpassung unberücksichtigt bleibt, kommt es zu einer Unterschätzung des Gesamtverlustes in (14).

Messungen

Theorien sind um so nachhaltiger, wenn sie durch praktische Messungen bestätigt werden. Es ist aufschlussreich, die Gültigkeit der Gleichungen für die Gesamtdämpfung nachzuvollziehen in einfach zu realisierenden Experimenten an verschiedenen HF-Leitungen und für variierende Fehlanpassungen. Solche Experimente können beitragen, der weitverbreiteten Konfusion bzgl. der Effizienz der Leistungsübertragung auf HF-Leitungen entgegenzuwirken.

Zusammenfassung

Die vermeintliche „Totalreflexion und Negation" auf HF-Leitungen [1-4] ist eine isolierte und gänzlich unsubstanziierte These. Aufgrund ihrer Unbegründetheit lässt sie sich auch nicht in der maßgebenden und außerordentlich umfangreichen Fachliteratur zur Hochfrequenz- und Mikrowellentechnik wiederfinden geschweige denn bestätigen. Selbst Prof. Borucki und Dr. Kalocsay räumen in [4, S. 3] ein, dass sie „weder in der Amateurfunkliteratur noch in Hochschullehrbüchern fündig geworden" sind. Und genau das sollte hier am Ende dieses Beitrags die Leser eigentlich nicht mehr verwundern.

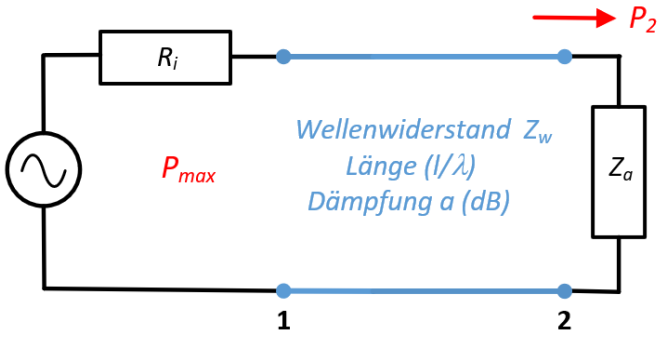


Bild 8: Leistungsübertragung von Sender über HF-Leitung zur Antenne mit Impedanz Z_a am Fußpunkt.

In der Praxis der Leistungsübertragung zwischen Sender und Antenne ist der Gesamtverlust $D_{ges}{=}10\log(P_{max}/P_2)$ (in dB) von offensichtlich großer Bedeutung. Er erlaubt die Bestimmung der am Antennenfußpunkt (mit Impedanz Z_a) eingespeisten Leistung P_2 bei Vorgabe der Senderparameter (d.h. maximal verfügbare Leistung P_{max} bei Anpassung;

Ausgangsimpedanz R_i) und der Parameter der Speiseleitung (Wellenwiderstand Z_w; Länge (l/λ); und Dämpfung a(dB)) in Bild 8. Der Gesamtverlust ist gegeben in den Gleichungen (9) und (10) für den Fall, dass $R_i{=}Z_w$ gilt.
Anhang 2 liefert ergänzend den Gesamtverlust D_{ges} für den allgemeineren Fall, dass in Bild 8 die Generatorausgangsimpedanz R_i verschieden ist vom (reellen) Wellenwiderstand Z_w der Leitung, also $R_i{\neq}Z_w$.
Anhang 3 erläutert den Einfluss einer konjugiert-komplexen Impedanzanpassung auf D_{ges}.

Dieser Beitrag liefert in keiner Weise irgendeine neue These. Er ist stattdessen bemüht, eine seit langem bestehende und offensichtliche Konfusion in Amateurfunk-Publikationen aufzuarbeiten und tatsächliches Übertragungsverhalten von HF-Leitungen entsprechend der etablierten Hochfrequenztechnik und mit einfachen Mitteln darzustellen.

■ Leistungsberechnungen an HF-Leitungen

Zur Berechnung von Verlusten und Leistungen für Leitungen mit reellem oder komplexem Wellenwiderstand wurde eine Tabellenkalkulation (MS-Excel Spreadsheet) entwickelt; in der Anlage zu diesem Artikel ist ein *Screenshot*. Weitere Angaben und ein Download sind auf den Webseiten www.totalreflexion.net und www.rfclb.space.

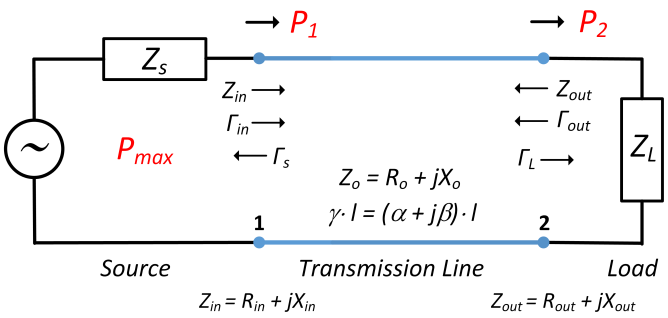


Bild 20: Leistungsberechnungen am Leitungssystem.

References

[1] Borucki, L., DL8EAW: Was geschieht auf nicht angepassten HF-Leitungen?, FUNKAMATEUR 56 (2007) H. 12, S. 1292-1297.

[2] Borucki, L., DL8EAW: Leistungsbilanz in einer fehlabgeschlossenen HF-Leitung, FUNKAMATEUR 58 (2009) H. 11, S. 1164-1165.

[3] Borucki, L., DL8EAW: Können reflektierte Wellen eine HF-Leitung am Eingang verlassen? FUNKAMATEUR 60 (2011) H. 7, S. 1292-1297.

[4] Borucki, L., Kalocsay, R.: Reflexionen und stehende Wellen auf HF-Leitungen, beam-Verlag, 2012.

[5] Kalocsay, R., DL3FF: Totalreflexion und andere Vorgänge auf HF-Leitungen mit Hilfe von 3D-Modellen erklärt, 34. Interradio, Hannover, 24. Oktober 2015.

[6] Silver, H. W., N0AX (Ed.): The ARRL Handbook. 2017 edition; Item 0628. ARRL, Newington.

[7] Silver, H. W., N0AX (Ed.): The ARRL Antenna Book. 23rd edition; Item 0444. ARRL, Newington, 2017.

[8] Silver, H. W., N0AX: Feed Line Comparison, Experiment #177, ARRL Magazine QST, October 2017, p. 71.

[9] Maxwell, M. Walter: Another Look at Reflections, ARRL Magazine QST, April, June, August, October 1973; April, December 1974; August 1976.

[10] Maxwell, M. Walter: Reflections III, Transmission Lines and Antennas, CQ Communications, Inc., 2010.

[11] Reisert, J., W1JR: VHF/UHF World, Ham Radio, October 1987, pp. 27-38.

[12] Carr, Joseph J.: Practical Radio Frequency Test & Measurement, A Technician's Handbook. Newnes, 1999, pp. 310-311.

[13] Carr, Joseph J., Hippisley, George W.: Practical Antenna Handbook, Fifth Edition. McGraw-Hill, 2012, pp. 135-138.

[14] Hegewald, W., DL2RD: Warum verlustarme Speiseleitungen große Verluste aufweisen können. FUNKAMATEUR 66 (2017) H. 11, S. 1026.

[15] Rüegger, M., HB9ACC: Praxisbuch Antennenbau, (2007). „Rund um die Antenne, Teil 2: Speisekabel, SWR", Seiten 31-33.

[16] Sichla, F., DL7VFS: HF-Leitungen verstehen und nutzen, DARC Verlag, 2012.

[17] Gustrau, F.: Hochfrequenztechnik. Carl Hanser Verlag, 2011.

[18] Ludwig, R., Bretchko, P., RF Circuit Design, Theory and Applications. Prentice Hall, 2000.

[19] Ulaby, F.T., Michielssen, E., Ravaioli, U.: Fundamentals of Applied Electromagnetics, 6th edition. Prentice Hall, 2010.

[20] Joines, W. T., Microwave Transmission Line Circuits. Artech House, Norwood, 2013.

[21] Vizmuller, P., RF Design Guide, Systems, Circuits, and Equations. Artech House, Norwood, 1995.

[22] Müller, J., Praxiseinstieg in die Vektorielle Netwerkanalyse. beam-Verlag, 2011.

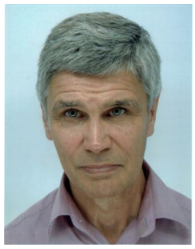
[23] Avago Technologies: AppCAD Version 4.0.0, www.hp.woodshot.com; auch enthalten auf der FA-Jahrgangs-CD 2015, Rubrik Software.

[24] Lewallen, R., W7EL: Programm EZNEC+ Ver. 6.0.12. www.eznec.com

[25] Maguire, D., AC6LAR: "Additional Loss Due to SWR" is in Quotes for a Reason. April 2015. www.ac6la.com/swrloss.html

[26] LTspice Simulator, Linear Technology Corporation, www.linear.com.

[27] AD5GG: Antenna Tuners, Matching, and SWR. 2 April 2018. www.ad5gg.com/2018/04/02/antenna-tuners-matching-and-swr/



Luitjens Popken (Life Senior Member, IEEE) is an RF communication systems consultant and university lecturer for Software-Defined Radio, Electromagnetic Waves and Transmission Lines.

Luitjens was a Senior Staff Member of the European Space Agency (ESA). He was a key member of an ESA/NASA Mission Recovery Task Force; his contribution was the vital element for the space probe named *Huygens* to be rescued from an almost mission-fatal implementation flaw in the communications subsystem. The recovery enabled ESA's 350 million Euro mission of *Huygens* to become in January 2005 the first spacecraft to land on a moon in the outer solar system (Saturn's moon Titan). – From 2005 to 2008, Luitjens was System Engineer at the European Organisation for Astronomical Research (ESO) for the Atacama Large Millimetre Array (ALMA), which is a radio astrophysics interferometer in the Atacama Desert of the Republic of Chile.

He authored about 60 journal or conference publications and was Associate Guest Editor for two issues of the Proceedings of the IEEE on Deep-Space Communications.

Anhang 1: Simulation

Das Leitungsverhalten einschließlich der Tatsache, dass der zum Leitungseingang zurückfließende Reflexionsstrom I_{1r} (Bild 1) in den Generator zurückfließt, ist vollkommen unabhängig von der Modellierung des Generators entweder als Strom- oder als Spannungsquelle. Dieser Sachverhalt soll hier anhand von zwei einfachen Simulationen aufgezeigt werden. Wir benutzen das empfehlenswerte, auch professionell genutzte und kostenfreie Simulationsprogramm LTspice [26] von Linear Technology.

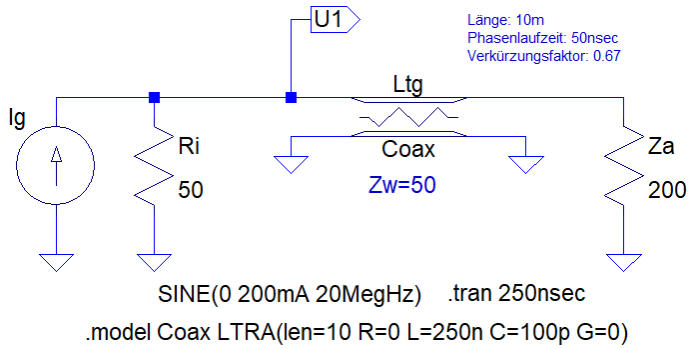


Bild 9: Leitungssimulation mit Stromquelle als Generator. (Die Leitungsbeläge [17-20] sind L'=250nH/m und C'=100pF/m.)

Bild 9 definiert eine Problemstellung so einfach wie möglich, um das Leitungsverhalten zu demonstrieren. Die verlustlose Leitung ist 10m lang, hat einen Wellenwiderstand Z_w=50Ω und einen Verkürzungsfaktor VF=0.67. Die Lastimpedanz ist Z_a=200Ω; der Reflexionskoeffizient am Leitungsausgang beträgt demnach

$$r_2 = \frac{200\Omega - 50\Omega}{200\Omega + 50\Omega} = 0.6 \quad .$$

Der Generator wird als Stromquelle repräsentiert mit Ausgangsimpedanz R_i=50Ω, „Urstrom" I_g=200mA und Frequenz 20MHz. Damit ist die Länge l der Leitung gleich λ, d.h. (l/λ)=1; die Phasenlaufzeit ist 50nsec.
Die Reflexionsgrößen erscheinen nach 100nsec am Leitungseingang und sind unverändert im Vergleich zum Leitungsausgang, weil (l/λ)=1 gewählt wurde und die Leitung verlustlos ist. Es gilt hier also r_1=r_2 für t>100nsec.

Bild 10 zeigt die Simulationsresultate.[10] Für Zeiten t<100nsec haben die Reflexionsgrößen den Leitungseingang noch nicht erreicht. Der Generator sieht die Leitung mit Eingangswiderstand Z_1=Z_w=50Ω. Die Amplitude von U_1 ist demnach 200mA·$(Z_w||R_i)$=200mA·25Ω=5V. Die Ströme I_1 in die Leitung und I_{R_i} durch R_i sind gleich mit jeweils 100mA Amplitude.

Für t>100nsec erscheint der Reflexionsstrom I_{1r} am Leitungseingang. Die resultierende Amplitude des

[10] Für die Grafiken wurden die LTspice Resultate nach MS-Excel exportiert.

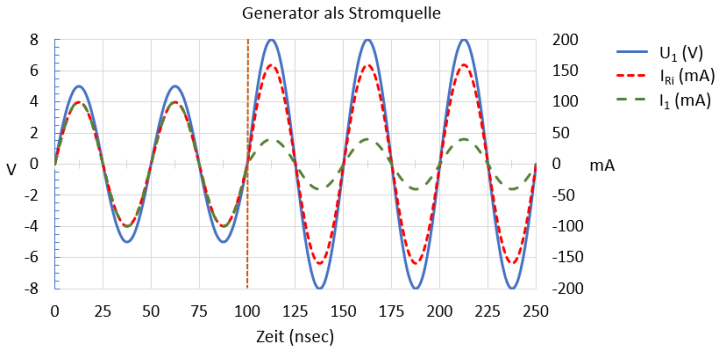


Bild 10: Ergebnisse der Simulation in Bild 9.

Eingangsstroms ist I_1=100mA−r_2·100mA=40mA.
Offensichtlich nimmt die Amplitude des Stroms I_{R_i} durch R_i um I_{1r}=r_2·100mA=60mA auf 160mA zu. Dementsprechend erhöht sich die Amplitude der Eingangsspannung U_1 auf 160mA·50Ω=8V.
Die Summe der Ströme I_{R_i} und I_1 ist gleich dem „Urstrom" I_g mit stets konstanter Amplitude 200mA vor und nach t=100nsec.

Wir fügen noch eine Leistungsbetrachtung hinzu. Der Generator speist zu jeder Zeit die Leistung P_{max}=250mW in Vorwärtsrichtung in die Leitung ein (weil R_i=Z_w).
Für t>100nsec und aufgrund der Fehlanpassung r_2=0.6 fließt die Leistung r_2^2·P_{max}=90mW aus der Leitung heraus und zurück in den Generator. Die Differenzleistung P_1 am Eingang der Leitung ist also (250mW–90mW)=160mW.
Die Urquelle im Generator liefert 800mW. Die in R_i verbrauchte Leistung ist (800–250+90)mW=640mW, was in Bild 10 durch U_1 mit Amplitude 8V bestätigt wird.[11]

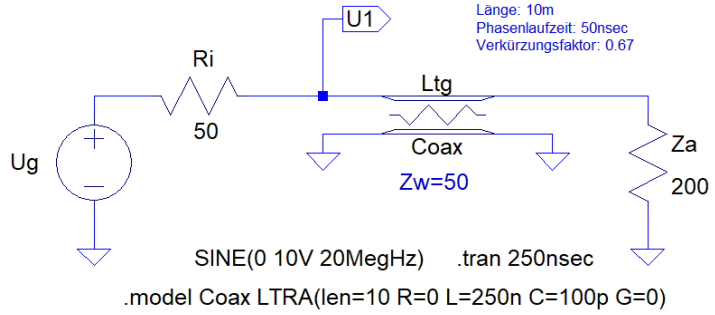


Bild 11: Leitungssimulation wie in Bild 9 aber mit Spannungsquelle als Generator.

Die sehr einfach gewählte Simulation bestätigt erneut, dass ein Verhältnis (P_1/P_2) in Gleichung (8) im Allgemeinen keine

[11] Diese (formalen) Leistungsberechnungen innerhalb der Stromquelle in Bild 10 sind konsistent mit der Diskussion im Abschnitt „Generatormodelle". Dort wurde allerdings eine Spannungsquelle betrachtet; deshalb wäre in den relevanten Gleichungen r_1 durch $(-r_1)$ zu ersetzen, wobei in der obigen Simulation r_1=r_2 gilt.

„Gesamtdämpfung a_{ges}" repräsentiert bzgl. der maximal verfügbaren Leistung P_{max} und deren Übertragung zwischen Generator und Lastimpedanz. Aufgrund der verlustlosen Leitung ist die in der Lastimpedanz Z_a absorbierte Leistung P_2 gleich der Eingangsleistung P_1 der Leitung; diese ist eine Differenzleistung und mit 160mW kleiner als die maximal verfügbare Leistung P_{max}=250mW des Generators. Zwar gilt (P_1/P_2)=1 (0dB), aber der Übertragungsverlust ist (P_{max}/P_2)=10 log(250mW/160mW)=1.94dB.

Die Stromquelle in Bild 9 wird nun ersetzt durch die äquivalente Spannungsquelle in Bild 11. Dementsprechend führen wir eine Kontroll-Simulation durch und erhalten die Resultate in Bild 12. Erwartungsgemäß ergeben sich für die Größen U_1 und I_1 am Eingang der Leitung keinerlei Unterschiede zu Bild 10.

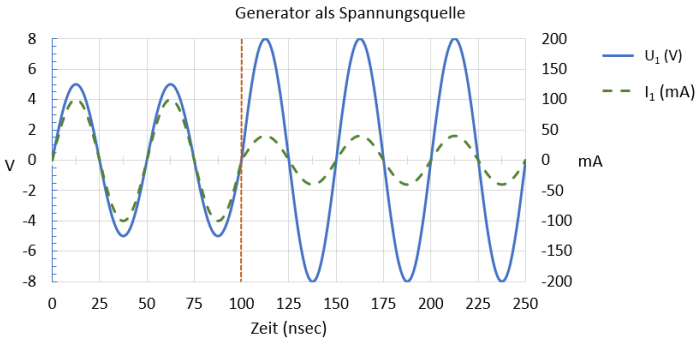


Bild 12: Ergebnisse der Simulation in Bild 11.

Die SPICE Simulationen sowohl in [1-4] als auch in Bild 9 und Bild 11 erfassen die Größen U_1, I_1 und I_{R_i} als die Überlagerungen von Spannungs- bzw. Stromwellen. Deshalb können solche Simulationen allein nicht hinreichend sein, die These der „Totalrefexion" in Bild 2(B) zu bestätigen oder auszuschließen.

Die aufgezeigten SPICE Simulationen sind für den Zweck dieses Anhangs ausreichend. Es muss allerdings angemerkt werden, dass die korrekte Simulation von Leitungen mit SPICE im Allgemeinen schwierig sein kann. Die Modellierung der Leitungen (z.B. deren Dispersionsverhalten) anhand der Komponenten in SPICE ist eingeschränkt (was der allgemeinen Nützlichkeit von LTspice [26] als Simulationsprogramm aber keinen Abbruch tut).

■ Anhang 2: Gesamtverlust allgemeiner

In den Gleichungen (9) und (10) wurde die generatorseitige Anpassung an den Wellenwiderstand Z_w angenommen (R_i=Z_w).

Bei Fehlanpassung auch am Eingang der Leitung, d.h. $R_i \neq Z_w$, treten für die zurücklaufenden Signalkomponenten am Eingang der Leitung Reflexionen auf. Die entsprechenden Berechnungen werden aufwendiger [18-21]. Wir geben für diesen allgemeineren Fall und einer Vollständigkeit halber das in der Praxis nützliche Resultat für den Gesamtverlust an:

$$\begin{aligned} D_{ges} &= \frac{P_{max}}{P_2} \\ &= \frac{1}{10^{-0.1\cdot a}\cdot(1-|r_2|^2)}\cdot \\ &\quad \frac{|1-r_g\cdot r_2\cdot 10^{-0.1\cdot a}\cdot e^{-j4\pi\cdot(l/\lambda)}|^2}{(1-|r_g|^2)} \\ &\geq 1 \end{aligned} \tag{15}$$

mit den Reflexionskoeffizienten r_2 an der Lastimpedanz aus Gleichung (5) und r_g auf der Generatorseite

$$r_g = \frac{R_i - Z_w}{R_i + Z_w} \tag{16}$$

mit R_i als Ausgangsimpedanz des Generators und reellem Wellenwiderstand Z_w der verlustbehafteten Leitung. Interessanterweise wird für $r_g \neq 0$ der Gesamtverlust D_{ges} nun auch abhängig von der elektrischen Länge (l/λ) der Leitung. Für R_i=Z_w und damit r_g=0 werden die Gesamtverluste D_{ges} in (9) und (15) erwartungsgemäß identisch.

Die Bezugsleistung P_{max} ist erneut die maximal verfügbare Generatorleistung, welche im Anpassungsfall

$$R_i = Z_w = Z_a$$

bei verlustloser Leitung (a=$0dB$) in der Lastimpedanz Z_a verbraucht wird.

Der Gesamtverlust D_{ges} stellt sich logarithmisch dar als

$$\begin{aligned} D_{ges}(dB) = \quad & a(dB) \\ - \quad & 10\cdot\log(1-|r_2|^2) \\ - \quad & 10\cdot\log(1-|r_g|^2) \\ + \quad & 10\cdot\log(|1-r_g\cdot r_2\cdot 10^{-0.1\cdot a}\cdot e^{-j4\pi\cdot(l/\lambda)}|^2) \end{aligned} \tag{17}$$

Deutlich sind die reflexionsbedingten Zusatzverluste zu erkennen, die für $R_i \neq Z_w$ abhängig sind von der Länge und der Grunddämpfung a(dB) der Leitung. Der in Gleichung (17) von der Leitungslänge (l/λ) abhängige, letzte Summand variiert zwischen dem Minimum

$$20\cdot\log(1-|r_g|\cdot|r_2|\cdot 10^{-0.1\cdot a}) \leq 0dB$$

und dem Maximum

$$20\cdot\log(1+|r_g|\cdot|r_2|\cdot 10^{-0.1\cdot a}) \geq 0dB \quad .$$

Diese Grenzfälle sind für Abschätzungen von D_{ges} bei unbekannter oder variabler Leitungslänge (l/λ) nützlich.

■ Anhang 3: Impedanzanpassung (ATU)

In amerikanischen Publikationen [6-13] wird für Leitungen mit reellem Wellenwiderstand das Verhältnis (P_1/P_2) in Gleichung (8) häufig als sogenanntes „Line Attenuation" oder

$$(Total\ Loss) = \left(\frac{P_1}{P_2}\right) = \frac{1-10^{-0.2\cdot a}\cdot|r_2|^2}{a^{-0.1\cdot a}\cdot(1-|r_2|^2)} \tag{18}$$

angeführt mit dem zugehörigen Diagramm [8] in Bild 6. Dieser „Total Loss" steht zu $D_{ges}{=}(P_{max}/P_2)$ in Beziehung gemäß

$$\left(\frac{P_{max}}{P_2}\right) = \left(\frac{P_{max}}{P_1}\right)\cdot\left(\frac{P_1}{P_2}\right) = \left(\frac{P_{max}}{P_1}\right)\cdot(Total\ Loss)\ \ .$$

Demnach beschreibt der „Total Loss" – entgegen seinem Namen – im Allgemeinen nicht den Gesamtverlust $D_{ges}{=}(P_{max}/P_2)$ in Gleichung (15) bezüglich der Leistungsübertragung zwischen Generator und Lastimpedanz.

Falls der Generator an seinem Ausgang eine Lastimpedanz wahrnimmt, die konjugiert-komplex zu seiner eigenen Ausgangsimpedanz ist, dann liefert er als P_1 seine maximale Ausgangsleistung, also $(P_{max}/P_1){=}1$. In diesem Fall folgt

$$\left(\frac{P_{max}}{P_2}\right) = \left(\frac{P_1}{P_2}\right) = (Total\ Loss)\ \ . \tag{19}$$

Wenn also der „Total Loss" als Gesamtverlust interpretiert wird [6-13], dann wird generatorseitig eine verlustlose, konjugiert-komplexe Impedanzanpassung („Match-Point") implizit angenommen, so dass $P_1{=}P_{max}$ gilt. Nur dann gelten solche Aussagen wie:

> „If the line were lossless (zero attenuation) no loss whatever would result because of reflections."
>
> „[ ] reflected power by itself is an unimportant factor in determining how efficiently power is being delivered to the antenna." [9, April 1973]

Bei konjugiert-komplexer Anpassung und verlustloser Speiseleitung (a=0dB) folgt aus den Gleichungen (18) und (19)

$$P_1 = P_2 = P_{max}\ \ .$$

Das bedeutet allerdings nicht, dass für die vorlaufende Signalkomponente am Ausgang der Leitung keine Reflexion auftreten würde. Stattdessen ist es die vektorielle Überlagerung mit bereits zuvor auf der Leitung re-reflektierten Komponenten, welche im stationären Betrieb für P_2 die maximale Leistung P_{max} bewirkt.

Die Gleichungen für den Gesamtverlust $D_{ges}{=}(P_{max}/P_2)$ in Anhang 2, Gleichungen (15) und (17), sind allgemein gültig; sie sind nicht gebunden an die Voraussetzung der konjugiert-komplexen Anpassung.

Die Leistungsoptimierung per Impedanzanpassung kann mit einer „Antenna Tuner Unit" (ATU; „Matchbox") vorgenommen werden. Sie impliziert allerdings Nachteile: Für die zum Generator zurücklaufenden Wellen, die aufgrund von Fehlanpassung an der Lastimpedanz auftreten, kommt es zu wiederholten Re-Reflexionen auf beiden Seiten der Speiseleitung. Je nach Länge der Leitung und damit der Laufzeiten sind erhebliche Verzerrungen der Modulation des HF-Signals die mögliche Folge.

Das Fazit ist also nicht überraschend: Minimale Reflexionen am Ein- und Ausgang einer verlustarmen HF-Leitung bleiben der Garant für die Erhaltung der Signalintegrität (Modulation) und für effektive Leistungsübertragung zwischen Generator und Lastimpedanz.

■ Anhang 4: Walter Maxwells „Re-Reflection"

Für $R_i{=}Z_w$ und deshalb

$$r_g = \frac{R_i - Z_w}{R_i + Z_w} = 0$$

tritt weder eine „Totalreflexion" noch irgendeine Reflexion auf, wenn reflektierte Signalkomponenten zurück zum Eingang der Leitung gelangen. Für den Fall $R_i{\neq}Z_w$ und $0{<}|r_g|{<}1$ wäre es deshalb erstaunlich, wenn nicht nur eine partielle sondern eine „Totalreflexion" vorliegen würde.

Dieser Frage soll hier im Zusammenhang der konjugiert-komplexen Anpassung nachgegangen werden. Solche Anpassung wird häufig mit Begriffen wie „Total Re-Reflection" [9-10], „Spiegelung" oder „Totalreflexion" [15] in Verbindung gebracht. Wie kommt es zu dieser Begriffsbildung und daraus resultierender Verwirrung?

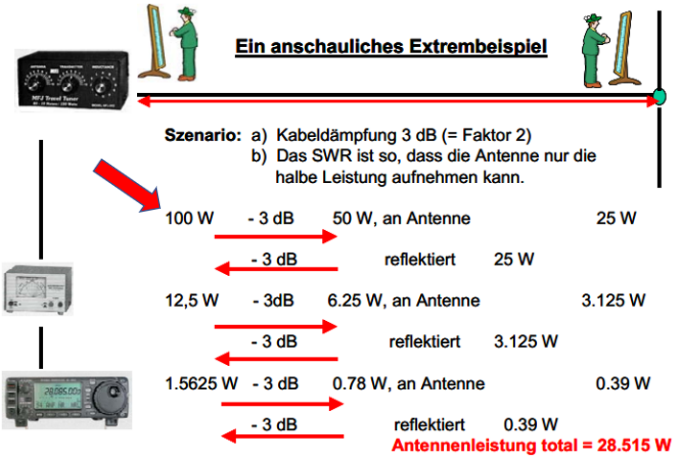


Bild 13: Illustration der „Totalreflexion" bei konjugiert-komplexer Anpassung. Quelle: M. Rüegger [15].

Bild 13 zeigt ein Diagramm aus [15], das den Gedankengang der vermeintlichen „Totalreflexion" veranschaulicht. Der Generator liefere eine Ausgangsleistung von $P_{max}{=}100$W und speise über einen als verlustlos angenommenen Koppler eine Leitung, die selbst einen Verlust von $a{=}3$dB aufweist. Am Leitungsausgang besteht Fehlanpassung derart, dass nur 50% der ankommenden Leistung absorbiert wird, also $|r_2|^2{=}0.5$. Die Reflexionsleistung kehrt gedämpft zum Leitungseingang zurück, wird dort vollständig re-reflektiert, verbleibt also in der Leitung und fließt unter erneuter Dämpfung wiederum zur Lastimpedanz. Dieses Hin- und Herpendeln von Leistung setzt sich fort, bis sich eine stationäre Ausgangsleistung in Bild 13 von etwa 28.515W eingestellt hat. Soweit der Vorgang

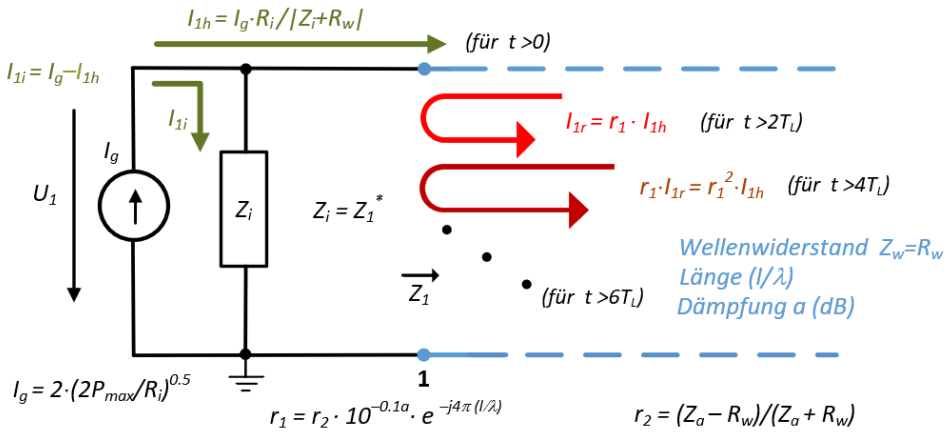


Bild 14: Der Trugschluss der vermeintlichen „Totalreflexion" bei konjugiert-komplexer Anpassung $Z_i{=}Z_1^*$ am Leitungseingang.

der angeblichen „Totalreflexion" in Bild 13 und Bild 14.

Bei genauerer Auswertung eines solchen Pendel-Vorgangs mit „Totalreflexion" von Leistungen (und einer zugehörigen unendlichen Reihe) stellt man fest, dass die stationäre Ausgangsleistung P_2 sich darstellen lässt als

$$P_2(t \to \infty) = P_{max} \cdot \frac{10^{-0.1 \cdot a} \cdot (1 - |r_2|^2)}{1 - 10^{-0.2 \cdot a} \cdot |r_2|^2} = 28.57W \quad .$$

Genau dasselbe Resultat ergibt sich aus den Gleichungen (18) und (19) im Anhang 3 unter Vorgabe des Kopplers. Aus solcher Übereinstimmung der stationären Resultate in einem Umkehrschluss zu folgern, dass es eine „Totalreflexion" wie in Bild 14 und Bild 15 geben müsse, ist allerdings ein Irrtum.

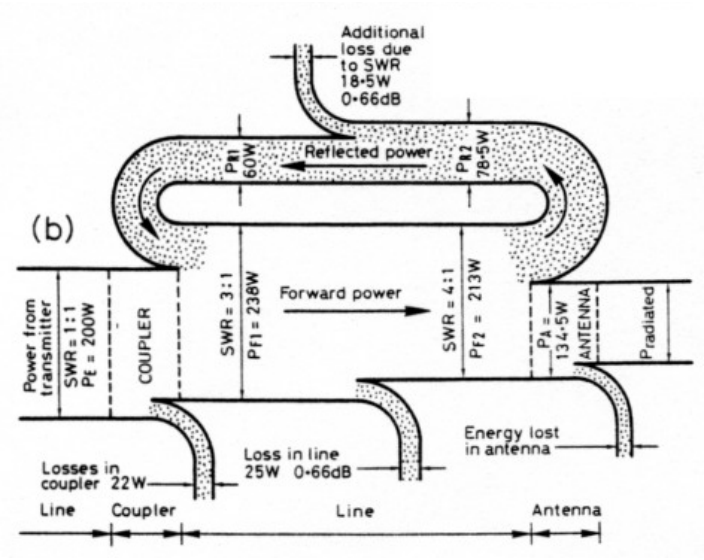


Bild 15: „Re-Reflection" bei konjugiert-komplexer Anpassung $Z_i{=}Z_1^*$ am Leitungseingang; Quelle: [27].

Das tatsächliche Reflexionsverhalten der zum Leitungseingang zurücklaufenden Signalkomponenten ist gravierend anders; auch hier gibt es weder „Total Re-Reflection" [9-10] noch „Totalreflexion" [15] der Signalkomponenten. Dieses lässt sich durch Rechnung, Messung und Simulation eindeutig bestätigen.

Die Ausgangsimpedanz eines Tuners, oder Kopplers, ist konjugiert-komplex zur Eingangsimpedanz der Speiseleitung und ist deshalb im Allgemeinen verschieden vom Wellenwiderstand Z_w der Speiseleitung. Die Relation zwischen der Ausgangsimpedanz des Tuners und Z_w bestimmt den Reflexionskoeffizienten $|r_g|{<}1$, der relevant ist für die Re-Reflexion der zum Leitungseingang zurückkehrenden Signalkomponenten.

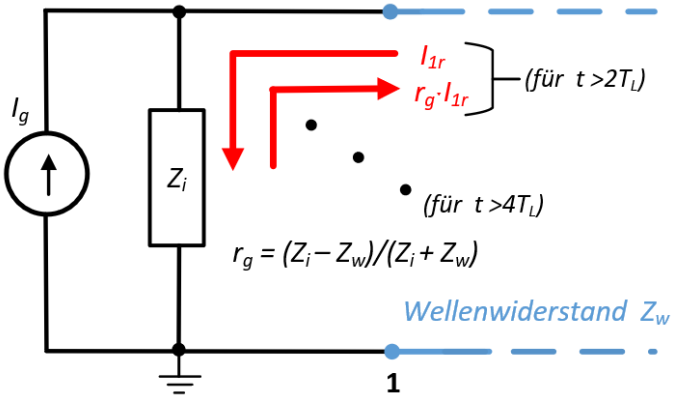


Bild 16: Re-Reflexionsverhalten der zum Leitungseingang zurückfließenden Signalkomponente I_{1r}.

Bild 16 zeigt für das Zeitintervall $2T_L{<}t{<}4T_L$, wobei T_L die Phasenlaufzeit der Leitung ist, den am Leitungseingang eintreffenden Reflexionsstrom I_{1r} und den re-reflektierten Strom $r_g \cdot I_{1r}$. Die Änderung der Transversalspannung ΔU_1 am Eingang der Leitung muss identisch sein der Spannungsänderung an der Ausgangsimpedanz Z_i des Generators, also:

$$\Delta U_1 = (\Delta U_1)_h + (\Delta U_1)_r =$$

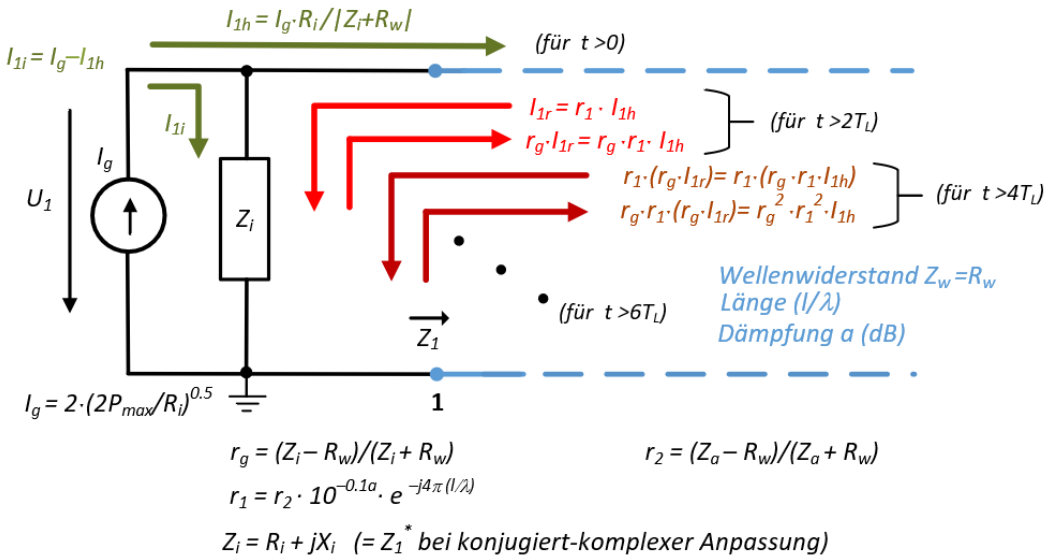


Bild 17: Die tatsächlichen Reflexionsvorgänge am Leitungseingang, in Abhängigkeit der Phasenlaufzeit T_L.

$$r_g \cdot I_{1r} \cdot Z_w + I_{1r} \cdot Z_w = Z_i \cdot (I_{1r} - r_g \cdot I_{1r}) \quad ,$$

woraus der Reflexionskoeffizient folgt:

$$r_g = \frac{Z_i - Z_w}{Z_i + Z_w} \quad .$$

Für spätere Zeiten $t{>}4T_L$ treffen weitere re-reflektierte Signalkomponenten am Leitungseingang ein, für die aus derselben Kontinuitätsbedingung jeweils derselbe Koeffizient r_g folgt. Die Überlagerung der Reflexionskomponenten ist in Bild 17 dargestellt.

Entsprechend dem Beispiel in Bild 13 sei eine Speiseleitung mit Z_w=50Ω gegeben. Die Kabeldämpfung ist a=3dB. Zur Vereinfachung der Berechnung wird die elektrische Länge als ganzzahliges Vielfaches von $(\lambda/2)$ angenommen. Die reelle Lastimpedanz $Z_a{>}Z_w$ am Leitungsausgang verursache dort Fehlanpassung mit dem Reflexionskoeffizienten $|r_2|^2$=0.5. Per Rechnung [17-21] oder mit Hilfe eines Smith-Diagramms bestimmen wir die resultierende Eingangsimpedanz der verlustbehafteten Speiseleitung zu Z_1=104.9Ω.
Zwecks Anpassung habe der als verlustlos angenommene Koppler eine Ausgangsimpedanz von ebenfalls 104.9Ω. Der Generator liefere eine maximale Leistung von P_{max}=100W.

Zeit	Dämpfung a=3dB Realität	Dämpfung a=3dB „Totalreflexion"	Dämpfung a=0dB Realität	Dämpfung a=0dB „Totalreflexion"
$0<(t/T_L)<1$	0	0	0	0
$1<(t/T_L)<3$	21.87	25.00	25.00	50.00
$3<(t/T_L)<5$	27.69	28.12	56.25	75.00
$5<(t/T_L)<7$	28.46	28.52	76.56	87.50
$7<(t/T_L)<9$	28.56	28.56	87.89	93.75
$9<(t/T_L)<11$	28.57	28.57	93.85	96.88
$11<(t/T_L)<13$	28.57	28.57	96.90	98.44
$13<(t/T_L)<15$	28.57	28.57	98.44	99.22
$15<(t/T_L)<17$	28.57	28.57	99.22	99.61
$17<(t/T_L)<19$	28.57	28.57	99.61	99.80
...	...	...	...	...
$t \to \infty$	28.57	28.57	100.00	100.00

Tabelle 1: Ausgangsleistung $P_2(t)$ (in W), P_{max}=100W.

Für dieses Beispiel zeigt Tabelle 1 (a=3dB) den transienten Verlauf der Ausgangsleistung P_2 der Speiseleitung als Funktion der Zeit, die normiert ist auf die Phasenlaufzeit T_L der Leitung. Das tatsächliche Verhalten wird gegenübergestellt dem vermeintlichen Verlauf von P_2 gemäß „Totalreflexion" als Trugschluss.

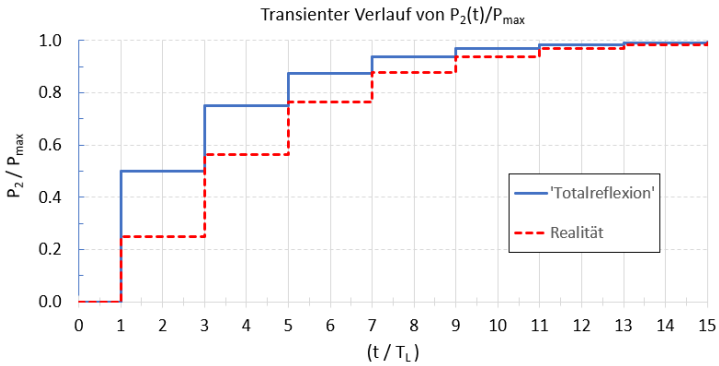


Bild 18: Transientes Verhalten von $P_2(t)$ bei Leistungsanpassung des Generators; Vergleich mit „Totalreflexion"; Dämpfung a=0dB. (Siehe auch Tabelle 1.)

Die Abweichungen der „Totalreflexion" von der Realität sind um so größer, je geringer die Kabeldämpfung ist; Bild 18 zeigt den Vergleich für a=0dB.

Nur formal und für den stationären Betrieb $(t{\to}\infty)$ liefert eine Berechnung gemäß vermeintlicher „Totalreflexion" dasselbe Resultat für $P_2(t{\to}\infty)$; physikalisch existiert eine „Totalreflexion" wie in Bildern 13-15 nicht.
Stattdessen zeigt Bild 19 nochmals das tatsächliche Reflexions- und Transmissionsverhalten an beiden Enden der Speiseleitung.

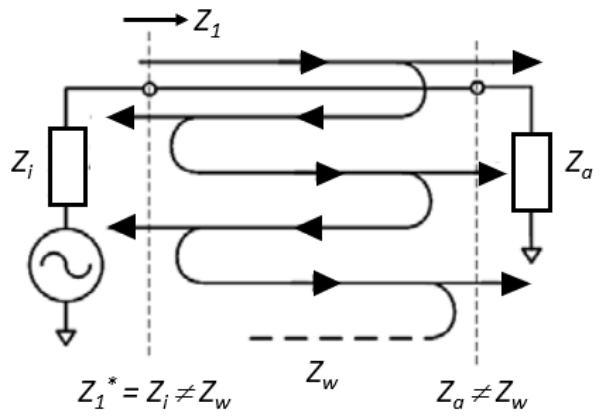


Bild 19: Reflexions- und Transmissionsverhalten am Leitungs-Eingang und -Ausgang bei konjugiert-komplexer Anpassung $Z_i{=}Z_1^*$ und $Z_a{\neq}Z_w$, oder allgemein bei $Z_i{\neq}Z_w{\neq}Z_a$.

———————————-

RF Transmission Line Loss Calculator — System Level

SOURCE			
Z_s	OUTPUT IMPEDANCE, seen from TL, real, R_s	Ω	75.00
	OUTPUT IMPEDANCE, seen from TL, imag, X_s	Ω	0

TRANSMISSION LINE (TL)			
	PHYSICAL LENGTH, l	feet	100.000
	RF-FREQUENCY, f	MHz	3.500
	VELOCITY FACTOR, VF		0.800
	ATTENUATION, a	dB/100ft	0.538
Z_o	CHARACTERISTIC IMPEDANCE, real, R_o	Ω	51.140
	CHARACTERISTIC IMPEDANCE, imag, $\lvert X_o \rvert \leq 1.133$ Ω	Ω	-1.100

☑ Auto

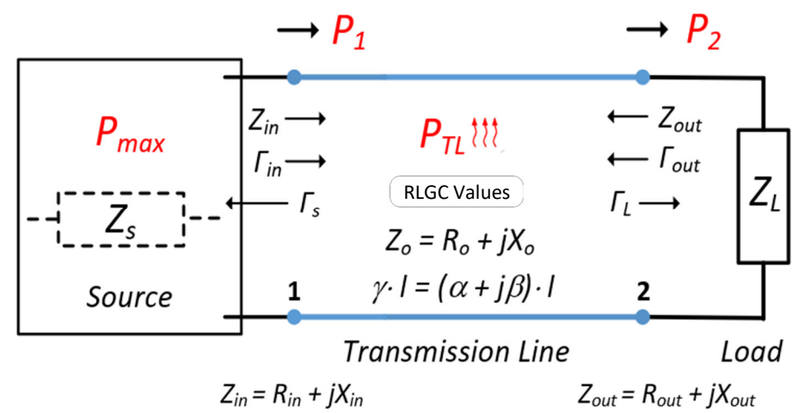
LOAD			
Z_L	LOAD IMPEDANCE, seen from TL, real, R_L	Ω	54.52
	LOAD IMPEDANCE, seen from TL, imag, X_L	Ω	62.84

DETAILED RESULTS (Nominal Case)		
REFLECTION COEFFICIENT @ LOAD, real, $Re(\Gamma_L)$		0.287
REFLECTION COEFFICIENT @ LOAD, imag, $Im(\Gamma_L)$		0.437
REFLECTION COEFFICIENT @ LOAD, abs, $\lvert\Gamma_L\rvert=\rho_L$		0.523
STANDING WAVE RATIO @ LOAD, SWR_L	:1	3.195
REFLECTION COEFFICIENT @ TL-Input, real, $Re(\Gamma_{in})$		-0.052
REFLECTION COEFFICIENT @ TL-Input, imag, $Im(\Gamma_{in})$		0.459
REFLECTION COEFFICIENT @ TL-Input, abs, $\lvert\Gamma_{in}\rvert=\rho_{in}$		0.462
TRANSMISSION LINE INPUT IMPEDANCE, real, R_{in}	Ω	31.30
TRANSMISSION LINE INPUT IMPEDANCE, imag, X_{in}	Ω	35.02
REFLECTION COEFFICIENT @ SOURCE, real, $Re(\Gamma_s)$		0.189
REFLECTION COEFFICIENT @ SOURCE, imag, $Im(\Gamma_s)$		0.010
REFLECTION COEFFICIENT @ SOURCE, abs, $\lvert\Gamma_s\rvert=\rho_s$		0.189
REFLECTION COEFFICIENT @ TL-Output, real, $Re(\Gamma_{out})$		0.123
REFLECTION COEFFICIENT @ TL-Output, imag, $Im(\Gamma_{out})$		0.114
REFLECTION COEFFICIENT @ TL-Output, abs, $\lvert\Gamma_{out}\rvert=\rho_{out}$		0.167
TRANSMISSION LINE OUTPUT IMPEDANCE, real, R_{out}	Ω	63.82
TRANSMISSION LINE OUTPUT IMPEDANCE, imag, X_{out}	Ω	13.51
EFFICIENCIES & LOSSES		
MATCHED EFFICIENCY (Γ_L=0), η_1		0.88
MATCHED LOSS	dB	**0.54**
SWR-INDUCED SCALING of MATCHED EFFICIENCY, δ_2		0.92
SWR ADDITIONAL LOSS	dB	**0.34**
TOTAL LINE EFFICIENCY, $(P_2/P_1)=\eta_1\delta_2$		0.82
TOTAL LINE LOSS, (P_2/P_1)	**dB**	**0.88**
IMPEDANCE MISMATCH FACTOR, $(P_1/P_{max})=\eta_3$		0.75
IMPEDANCE MISMATCH LOSS, (P_1/P_{max})	dB	**1.25**
POWER DISSIPATED in TRANSMISSION LINE, (P_{TL}/P_{max})		13.7 %
POWER DISSIPATED in TRANSMISSION LINE, (P_{TL}/P_1)		18.3 %
(EXCESS-POWER @ SOURCE)/P_{max} , see comment		- 21.4 %
TRANSDUCER POWER EFFICIENCY, $(P_2/P_{max})=\eta=\eta_1\delta_2\eta_3$		0.61
TRANSDUCER POWER LOSS, (P_2/P_{max})	**dB**	**2.13**

SUPPLEMENTARY RESULTS (for real Characteristic Impedance, X_o=0)		
Transducer Power Efficiency, (P_2/P_{max}), linear		0.61
Transducer Power Loss, (P_2/P_{max})	dB	2.12
'Available-Power' Efficiency, $(P_{2,max}/P_{max})$, linear		0.87
'Available-Power' Loss, $(P_{2,max}/P_{max})$	dB	0.58
Insertion Power Efficiency, $(P_{2,with\ TL}/P_{2,w/o\ TL})$, linear		0.78
Insertion Power Loss, $(P_{2,with\ TL}/P_{2,w/o\ TL})$	dB	1.09

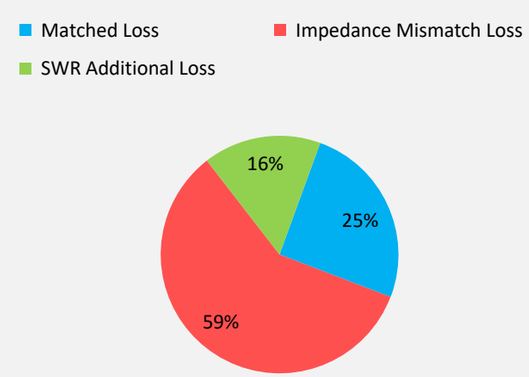
Home

ATTENTION
Read Me
First !



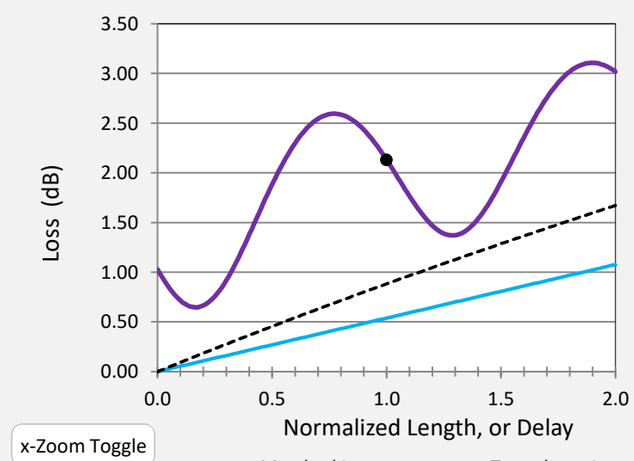
System
P_2/P_{max}
-2.13 dB
≡ 61.22 %
$\lvert U_2/U_1 \rvert$
1.68 dB

Contributions to Transducer Loss (P_2/P_{max})
(in percentages of **Transducer** Power Loss (in dB))



Transducer Power Loss = 2.13dB (38.8% of Pmax)

Loss as function of TL Length, or Delay



x-Zoom Toggle

Recalculate

Read Me

Impedance Matching

☐ No Matching is applied (Reset)

☐ Complex Conjugate Matching (CCM) @ TL Input (Source Side)

☐ Complex Conjugate Matching (CCM) @ TL Output (Load Side)

☐ If checked, the CCM Circuit is changed when the Length, or Attenuation, of the TL is varied; CCM applies for all values of TL length, or TL attenuation, (not only for the Nominal Case).

☐ 2 Matchings: CCM @ TL Input, and zero Reflection @ Load Input (SWR=1:1)

☐ 2 Matchings: CCM @ TL Output, and zero Re-Reflection @ Source Output

☐ 2 Matchings: CCM @ TL Input, and CCM @ TL Output (*)

☐ Matching for zero Reflection @ Load Input (SWR=1:1)

☐ Matching for zero Re-Reflection @ Source Output

☐ 2 Matchings: Zero Reflection Coefficients @ Source Output and Load Input

Note: Matching is automatically reset, if any of the ten (orange-, blue-, or green-filled) cells for input values (under SOURCE, TRANSMISSION LINE (TL), or LOAD) is selected. -
(*) Requires Excel Add-in *Solver* installed, if Z_o is complex.

Read Me

Rev. 1.2.2 © 2020 Luitjens Popken https://nl.linkedin.com/in/popken