

# Auslegung und Vergleich von Adaptern zur direkten Stromspeisung für leitungsgebundene Störfestigkeitsprüfungen

M. Sc. Jan Ückerseifer, B. Sc. Jan-Christian Schweitzer, Prof. Dr. Frank Gronwald  
Universität Siegen, Lehrstuhl für Zuverlässigkeit Technischer Systeme und Elektrische Messtechnik, jan.ueckerseifer@uni-siegen.de

## 1 Einleitung

Feldgebundene Störfestigkeitsprüfungen generieren auf der Oberfläche elektrisch leitfähiger Prüflinge Oberflächenströme. Ähnliche Stromverteilungen können alternativ durch direkte Stromspeisung über galvanisch an den Prüfling gekoppelte Stromquellen mit geeignetem Rückleiter nachgebildet werden. In der Luftfahrtindustrie wird ein solches Testprozedere unter dem Begriff DCI (engl. *direct current injection*) geführt. In [4] findet sich ein exemplarischer DCI-Aufbau am Beispiel eines Flugzeugs mit Adaptern zur Stromspeisung bzw. –entnahme, wobei der Rückleiter als Massefläche realisiert ist. Andere Prüfaufbauten verwenden stattdessen einen koaxialen Rückleiter, der den Prüfling vollständig umschließt. Eine Übersicht beider Ansätze gibt [9].

Ziel dieses Beitrags ist es, DCI-Adapter zur Stromspeisung zu entwerfen und messtechnisch zu untersuchen, inwieweit verschieden dimensionierte Adapter geeignet für eine direkte Stromspeisung unterschiedlicher Prüflinge sind. Als Kriterien dienen Grad der Impedanzanpassung an den Prüfling, ihre wirksame Bandbreite sowie Stromtragfähigkeit. Entgegen den in einschlägiger Literatur vornehmlich betrachteten koaxialen Einspeisungen werden zusätzlich nicht-koaxiale Systeme analysiert. Da beiden Varianten meist keine quantitativen Entwurfsvorschriften beiliegen, erfolgen numerisch basierte Dimensionierungsbeispiele. Die langfristige Zielsetzung in der Entwicklung von DCI-Adaptern besteht darin, DCI-Tests aus der Luftfahrt auf die Automobilindustrie zu übertragen.

## 2 Problemstellung

Um bei EMV-Tests hochfrequente Ströme auf ein Testobjekt einzuspeisen, finden Generatoren mit Innenwiderständen von  $50\ \Omega$  Verwendung. Wird der Prüfling direkt an den Generator angeschlossen, kommt es bei Fehlanpassung zu Reflexionen. Insbesondere im Fall hoher Einspeiseleistungen besteht hierbei das Risiko einer Zerstörung des Generators. Aus diesem Grund ist die Verwendung geeigneter Anpassglieder notwendig, die zwischen Generator und Prüfling eingefügt werden.

Hierfür stehen diverse Möglichkeiten zur Verfügung, die beispielsweise in [10], [3] und [11] diskutiert sind. Diese umfassen einerseits Schaltungen aus diskreten Bauelementen mit Widerständen, Kondensatoren und/oder Spulen, die eine Impedanztransformation bewirken. Selbige kann ebenfalls mit Hilfe von Streifenleitungen realisiert werden, wobei Mikrostreifenleitungen am einfachsten herstellbar sind.

Derartige Anpassglieder werden für eine ausgewählte Frequenz dimensioniert, bei der theoretisch optimale Anpassung erreicht wird. Da bei EMV-Tests zudem ein weiterer Frequenzbereich abzudecken ist, spielt die Bandbreite dieser Anpassglieder eine wesentliche Rolle. Als Kriterium dient jener Frequenzbereich, in dem der Reflexionsfaktor  $\underline{S}_{11}$  betragsmäßig einen vorgegebenen Wert unterschreitet; häufig wird  $|\underline{S}_{11}| \leq -10\ \text{dB}$ , mitunter auch  $|\underline{S}_{11}| \leq -5\ \text{dB}$  im Hinblick auf DCI-Einspeisungen gefordert.

### 3 Charakterisierung des Prüflings

Zwecks Dimensionierung geeigneter Anpassglieder ist zuerst die Eingangsimpedanz  $\underline{Z}_{\text{DUT}}$  des Prüflings (engl. *device under test*, DUT) zu ermitteln. Diese kann [8] zufolge unter Verwendung eines Netzwerkanalysators (NWA) mit Innenwiderstand  $Z_i$  durch Messen von S-Parametern bestimmt werden zu

$$\underline{Z}_{\text{DUT}} = Z_i \frac{(1 + \underline{S}_{11})(1 - \underline{S}_{22}) + \underline{S}_{12}\underline{S}_{21}}{(1 - \underline{S}_{11})(1 - \underline{S}_{22}) - \underline{S}_{12}\underline{S}_{21}} \quad (1)$$

Einen entsprechenden Aufbau zur S-Parameter-Messung illustriert Abbildung 1 am Beispiel einer kupfernen Platte als generisches Testobjekt, welche via BNC-Buchsen mit einem Netzwerkanalysator verbunden ist. Alleinig ihre Innenleiter sind mit der Platte kontaktiert, als Rückstrompfad dient eine separate Massefläche.

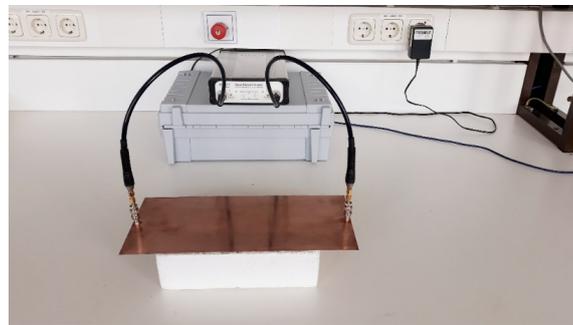


Abbildung 1: Testaufbau zur Messung der Eingangsimpedanz.

Wie Abbildung 2 verdeutlicht, ist im Frequenzbereich  $1 \text{ MHz} \leq f \leq 1 \text{ GHz}$  die Eingangsimpedanz stark veränderlich und nimmt für eine Messfrequenz  $f_M = 430 \text{ MHz}$  den Wert  $\underline{Z}_{\text{DUT}} = (17 - j25) \Omega$  an. Vorstehende Frequenz wurde exemplarisch herausgegriffen und korreliert bezüglich ihrer Wellenlänge mit den Prüflingsabmessungen. Der Reflexionsfaktor  $|\underline{S}_{11}(f_M)| \approx -4,6 \text{ dB}$  ist im Folgenden mittels geeigneter Anpassglieder zu optimieren.

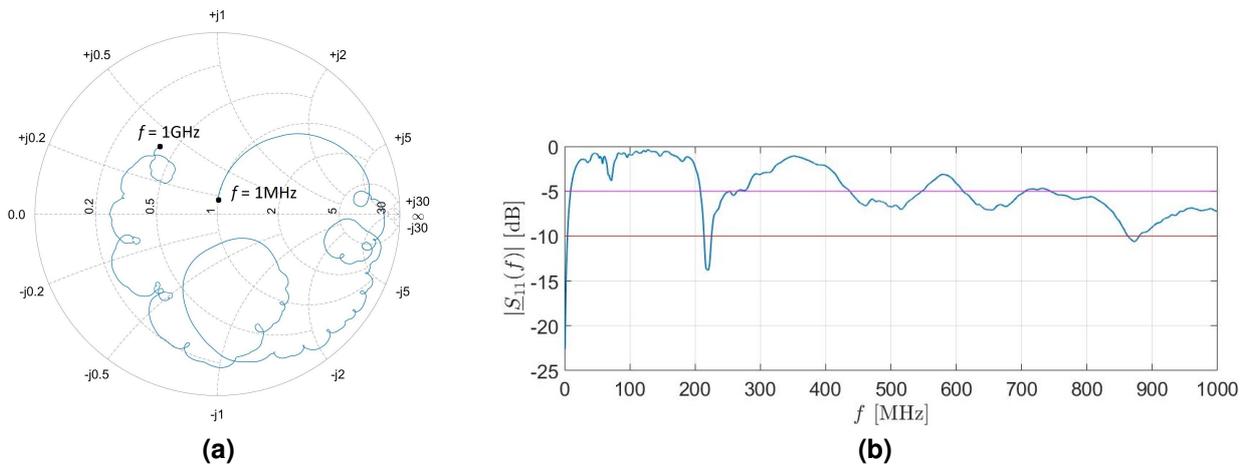


Abbildung 2: (a) Eingangsimpedanz  $\underline{Z}_{\text{DUT}}(f)$  im Smith-Diagramm. (b) Reflexionsfaktor  $|\underline{S}_{11}(f)|$ .

#### 4 Anpassglieder mit Streifenleitungsschaltungen

Bei der Dimensionierung von Anpassgliedern wird gefordert, dass ihre Reihenschaltung mit dem Prüfling aus Generatorsicht eine reelle Eingangsimpedanz  $Z_i = 50 \Omega$  aufweist. Für ein LC-Filter als Anpassglied, siehe Abbildung 3, ist selbige Forderung mathematisch formuliert über

$$\frac{jX_C(\underline{Z}_{\text{DUT}} + jX_L)}{\underline{Z}_{\text{DUT}} + j(X_C + X_L)} \stackrel{!}{=} Z_i \quad . \quad (2)$$

Trennen in separate Gleichungen für Real- und Imaginärteil sowie Auflösen nach den Reaktanzen  $X_C, X_L$  ergibt  $C = 10 \text{ pF}$  respektive  $L = 18 \text{ nH}$ . Aufgrund der Tatsache, dass angesichts hoher Prüffrequenzen parasitäre Effekte im praktischen Aufbau von SMD-Schaltungen eine Anpassung erschweren, ist eine Realisierung mit Streifenleitungen vorzuziehen.

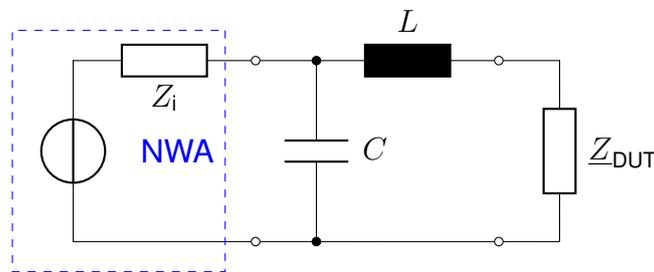


Abbildung 3: LC-Filter als Anpassglied.

Gemäß der Leitungstheorie ist die Eingangsimpedanz einer am Ende mit  $\underline{Z}_{\text{out}}$  abgeschlossenen Leitung der Länge  $l$  mit Wellenwiderstand  $Z_L$  gegeben durch

$$\underline{Z}_{\text{in}} = Z_L \frac{\underline{Z}_{\text{out}} + jZ_L \tan(\beta l)}{Z_L + j\underline{Z}_{\text{out}} \tan(\beta l)} \quad . \quad (3)$$

Darin bezeichnet  $\beta = 2\pi/\lambda$  die Phasenkonstante bezüglich  $\lambda = c/f_M \approx 32 \text{ cm}$  als Wellenlänge eines mit der Geschwindigkeit  $c = c_0/\sqrt{\epsilon_r}$  im Leiterplattensubstrat ( $\epsilon_r = 4,8$ ) propagierenden Signals. Der Kondensator des LC-Filters ist am einfachsten als leerlaufende ( $\underline{Z}_{\text{out}} = \infty$ ) Parallelstichleitung realisierbar. Gleichung (3) geht damit über in

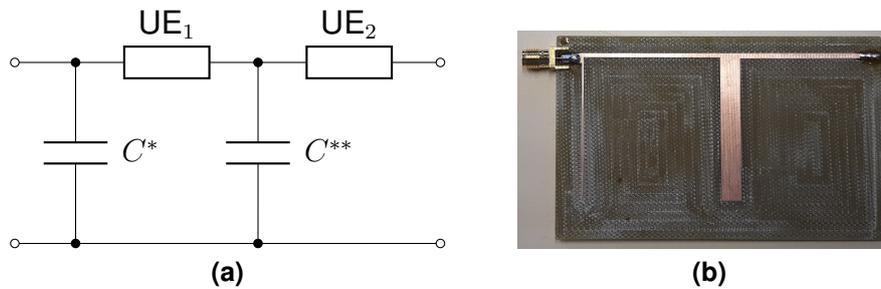
$$\underline{Z}_{\text{in}} = -jZ_L \cot(\beta l) \quad . \quad (4)$$

Für Leitungslängen  $0 < l < \lambda/4$  verhält sich die Stichleitung folglich kapazitiv, dagegen für  $\lambda/4 < l < \lambda/2$  induktiv. Die übliche Wahl  $l = \lambda/8$  für sämtliche Streifenleitungen (engl. *commensurate line circuits*) führt auf

$$\underline{Z}_{\text{in}} = -jZ_L \quad . \quad (5)$$

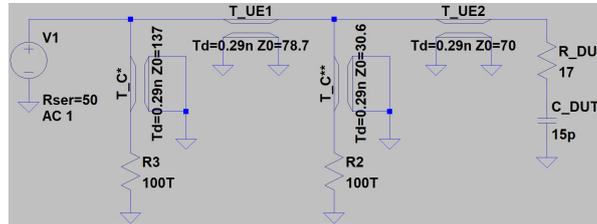
Damit ist die Eingangsimpedanz direkt proportional zum Leitungswellenwiderstand, der bei Mikrostreifenleitungen durch die Leiterbahnbreite bestimmt ist.

Die Längsinduktivität des LC-Filters wird mit Hilfe der Kuroda-Identitäten nach [8] in eine parallel liegende Kapazität umgerechnet mit dem Ergebnis in Abbildung 4. Sie ist dann ebenfalls als leerlaufende Parallelstichleitung realisierbar, die von ihrer Umgebung durch Serienstreifenleitungen, sog. Einheitselemente (engl. *unit element*, UE), zu trennen ist. Ihre errechneten Wellenwiderstände sind  $Z_{UE_1} \approx 78,7 \Omega$ ,  $Z_{UE_2} \approx 70 \Omega$ , diejenigen der Parallelstichleitungen  $Z_{C^*} \approx 137 \Omega$ ,  $Z_{C^{**}} \approx 30,6 \Omega$ .



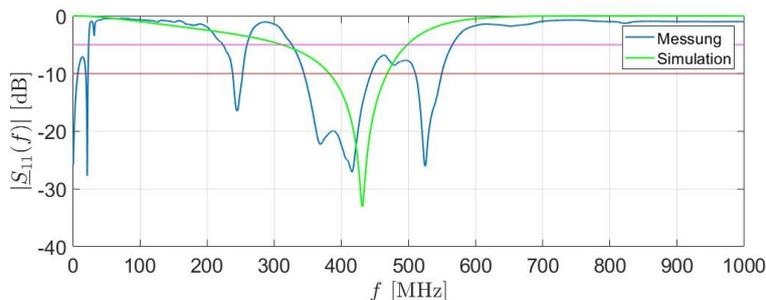
**Abbildung 4:** (a) LC-Filter nach Anwenden der Kuroda-Identitäten. (b) Zugehörige Mikrostreifenleitungsschaltung.

Die ordnungsgemäße Funktion der Gesamtschaltung mit eingefügtem Anpassglied wird vor ihrem Aufbau durch Simulation in LTspice [5] verifiziert, siehe Abbildung 5. Alle Streifenleitungen sind darin als verlustlose Leitungen nachgebildet, im Falle von Parallelstichleitungen ist ihr leerlaufendes Ende durch hochohmige Widerstände modelliert.



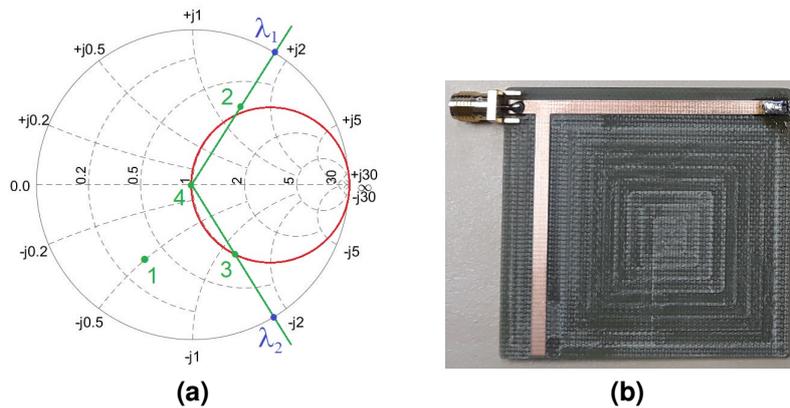
**Abbildung 5:** Simulationsmodell in LTspice.

Die Anpasswirkung im vorgesehenen Frequenzpunkt belegen reduzierte Reflexionen von  $|\underline{S}_{11}(f_M)| \approx -33 \text{ dB}$  bei einer  $-10 \text{ dB}$ -Bandbreite von  $86 \text{ MHz}$  gemäß Abbildung 6. Am realen Prüfling verschiebt sich die Anpasswirkung zu geringfügig niedrigeren Frequenzen bei gleichzeitig vergrößerter Bandbreite von  $100 \text{ MHz}$  mit  $|\underline{S}_{11}(f_M)| \approx -16 \text{ dB}$ . Simulation und Messung sind wegen  $\underline{Z}_{DUT} = \underline{Z}_{DUT}(f_M)$  lediglich an der Stelle  $f = f_M$  direkt vergleichbar.



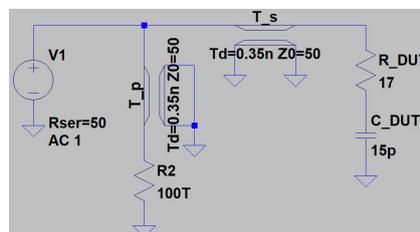
**Abbildung 6:** Reflexionsfaktor  $|\underline{S}_{11}(f)|$ .

Anpassschaltungen können ebenfalls grafisch mit Hilfe des Smith-Diagramms entwickelt werden, siehe Abbildung 7. Hierzu ist zunächst die auf  $50\ \Omega$  normierte Prüflingsimpedanz  $Z'_{DUT} = 0,34 - j0,5$  einzutragen (Punkt 1). Sie wird anschließend durch Spiegelung am Mittelpunkt in eine Admittanz umgewandelt (Punkt 2) und im Uhrzeigersinn bis zum zweiten Schnittpunkt mit dem Anpassungskreis gedreht (Punkt 3). Diese Drehung entspricht physikalisch einer Serienstreifenleitung der Länge  $l_s = \lambda_2 - \lambda_1 \approx 0,15\lambda$ . Aus Beziehung (4) kann mit dem in Punkt 3 abgelesenen Blindleitwert  $B \approx -28\ \text{mS}$  die Leitungslänge  $l_p = 1/\beta \operatorname{arccot}(-1/Z_L B) \approx 0,15\lambda$  einer parallel zu schaltenden Leerlaufstichleitung berechnet werden, die in den Anpassungspunkt 4 führt.



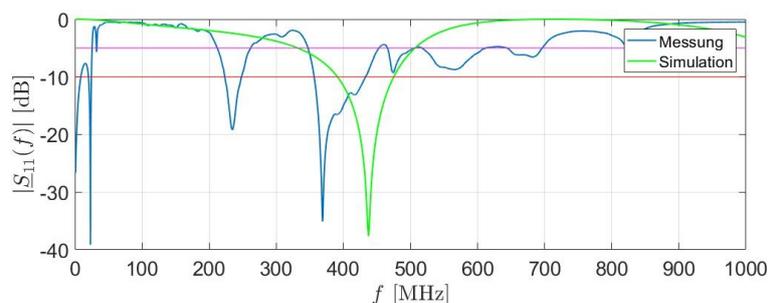
**Abbildung 7:** (a) Schaltungssynthese im Smith-Diagramm. (b) Zugehörige Mikrostreifenleitungsschaltung.

Anpassglied nebst Prüfling sind entsprechend Abbildung 8 in LTspice modelliert. Abbildung 9 legt die korrekte Funktion der Streifenleitungsschaltung nahe, die ein Minimum von  $|\underline{S}_{11}(f_M)| \approx -37\ \text{dB}$  bei  $84\ \text{MHz}$  Bandbreite hervorruft.



**Abbildung 8:** Simulationsmodell in LTspice.

Messungen am realen Prüfling offenbaren eine verglichen zum LC-Filter ausgeprägtere Verschiebung der Anpassung zu kleineren Frequenzen. Dem erreichten Reflexionsfaktor  $|\underline{S}_{11}(f_M)| \approx -11\ \text{dB}$  sind  $77\ \text{MHz}$  Bandbreite zugehörig.

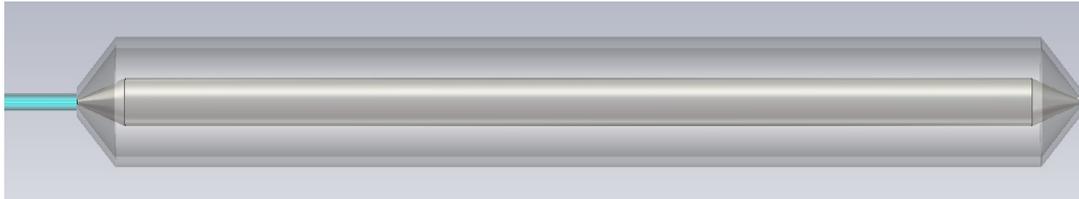


**Abbildung 9:** Reflexionsfaktor  $|\underline{S}_{11}(f)|$ .

## 5 Anpassglieder mit Konusleitungen

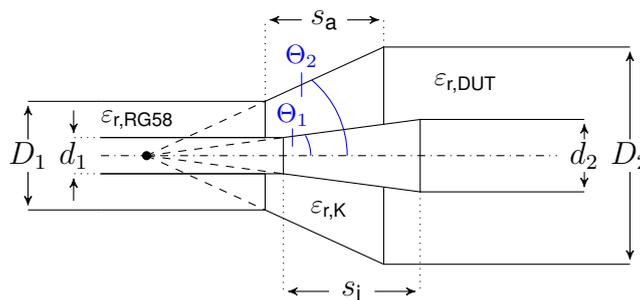
Wird der Prüfling als Innenleiter eines coaxialen Leitersystems betrieben, kann die Anpassung an ein ebenfalls coaxiales Speisekabel durch Anpassglieder konischer Formgebung erreicht werden.

Abbildung 10 zeigt eine solche Testanordnung für einen zylinderförmigen Prüfling mit Konusübergang als Anpassglied auf beiden Seiten. Die Anordnung wird linker Hand mit RG58-Kabel gespeist und am rechten Ende mit  $50\ \Omega$  abgeschlossen. Der den Prüfling umgebende Rückleiter weist mit ihm ebenfalls einen Wellenwiderstand von  $50\ \Omega$  auf. In praktischen Aufbauten besteht er häufig aus Drähten oder Metallbändern.



**Abbildung 10:** Koaxiales Leitersystem mit Konusübergängen.

Die Dimensionierung beider konischer Übergänge geht anhand Abbildung 11 hervor. Zunächst ist der horizontale Abstand  $s_i$  zwischen Speisekabelinnenleiter (Durchmesser  $d_1$ ) und Prüfling (Durchmesser  $d_2$ ) vorzugeben.



**Abbildung 11:** Geometrie am Konusübergang [7].

Damit berechnet sich der erste Steigungswinkel am Innenkonus aus geometrischen Überlegungen zu

$$\Theta_1 = \arctan\left(\frac{d_2 - d_1}{2s_i}\right) \quad . \quad (6)$$

Der Wellenwiderstand einer Konusleitung ist entlang ihrer Symmetrieachse konstant und beträgt allgemein

$$Z_K = \frac{Z_0}{2\pi\sqrt{\epsilon_{r,K}}} \ln\left(\frac{\tan(\Theta_2/2)}{\tan(\Theta_1/2)}\right) \stackrel{!}{=} 50\ \Omega \quad , \quad (7)$$

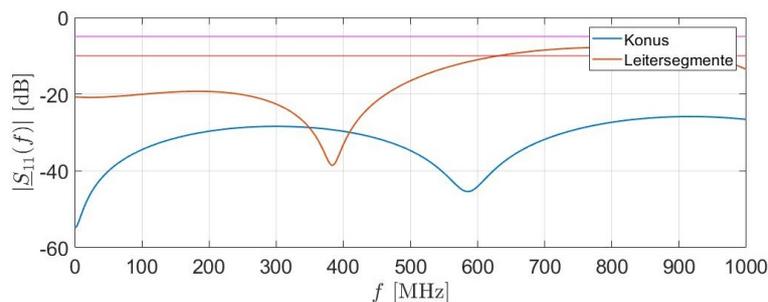
worin  $Z_0 \approx 377 \Omega$  den Freiraumwellenwiderstand und  $\varepsilon_{r,K}$  die Materialpermittivität zwischen Innen- und Außenkonus meinen [7]. Daraus lässt sich der zweite Steigungswinkel bestimmen gemäß

$$\Theta_2 = 2 \arctan \left[ \tan(\Theta_1/2) \exp \left( \frac{Z_K}{Z_0} 2\pi \sqrt{\varepsilon_{r,K}} \right) \right] \quad (8)$$

Beide Außenleiter mit Innendurchmessern  $D_1$  (Speisekabel) und  $D_2$  (Prüfling) sind somit im Abstand

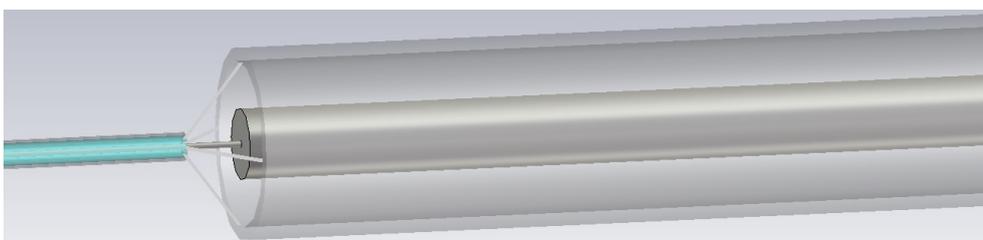
$$s_a = \frac{D_2 - D_1}{2 \tan(\Theta_2)} \quad (9)$$

voneinander entfernt anzuordnen. Das in Abbildung 10 dargestellte Modell mit Parametern  $s_i = 10 \text{ mm}$ ,  $d_1 = 0,9 \text{ mm}$ ,  $D_1 = 3,2 \text{ mm}$ ,  $d_2 = 10 \text{ mm}$ ,  $D_2 = 23 \text{ mm}$  und  $\varepsilon_{r,K} = \varepsilon_{r,\text{DUT}} = 1$ ,  $\varepsilon_{r,\text{RG58}} = 2,3$  liefert bei S-Parameter-Analyse in CST [1] den Verlauf entsprechend Abbildung 12.



**Abbildung 12:** Reflexionsfaktor  $|\underline{S}_{11}(f)|$ .

Er ist darin zusammen mit einer Vergleichskurve aufgetragen, deren zugehöriger Prüfaufbau im Rückleiter anstelle konischer Übergänge einzelne Leitersegmente vorsieht, siehe Abbildung 13. In Bezug auf die aus Konusleitungen bestehenden Übergänge ist breitbandige Anpassung bei verschwindend kleinem Reflexionsgrad über den gesamten Frequenzbereich erkennbar. Wird der Strom über mehrere Leitersegmente rückgeführt, ist zwar der Reflexionsfaktor bis etwa 630 MHz akzeptabel, oberhalb davon überschreitet er jedoch die  $-10 \text{ dB}$ -Grenze.



**Abbildung 13:** Koaxiales Leitersystem mit vier Leitersegmenten.

## 6 Zusammenfassung und Ausblick

Es ist festzuhalten, dass sich Streifenleitungsschaltungen zur verhältnismäßig schmalbandigen Anpassung von Prüflingen eignen, etwa im für EMV-Tests relevanten Resonanzbereich. Der erreichte Reflexionsfaktor ist zufriedenstellend und die Anpassung umso breitbandiger, je geringer die Prüflingsimpedanz um die gewählte Dimensionierungsfrequenz herum fluktuiert. Ursächlich Parameter toleranzen im praktischen Aufbau sowie Abweichungen von idealisierten Annahmen wird diese Frequenz nicht exakt getroffen. Hier erscheinen abstimmbare Anpassglieder hinsichtlich zukünftiger Entwicklungen von DCI-Adaptoren sinnvoll, vgl. [2], [6].

Signifikant größere Bandbreiten bei kleinen Reflexionsfaktoren ermöglichen koaxiale Einspeisungen, wie am Beispiel eines Zylinders gezeigt. Sie sind überdies für kleine Prüffrequenzen praktikabel, bei denen Anpassglieder aus Leitungsabschnitten unverhältnismäßig lange Leiter erfordern. Geometrisch komplexere Prüflinge implizieren allerdings aufwendige Rückleiterkonstruktionen zur Aufrechterhaltung konstanter Wellenwiderstände.

## 7 Danksagung

Dieses Forschungsprojekt wird vom Bundesministerium für Verkehr und digitale Infrastruktur (BMVI) im Rahmen des Forschungsprogramms „Automatisiertes und vernetztes Fahren“, LINKTEST finanziert. Den Herren Dr. Martin Aidam und Dr. Markus Rothenhäusler wird für unterstützende Hinweise gedankt.

## Literatur

- [1] COMPUTER SIMULATION TECHNOLOGY : *CST Studio Suite 2018*. Version 2018.06, <https://www.cst.com>
- [2] DIEDHIOU, D. L. ; SAULEAU, R. ; BORISKIN, A. V.: Microfluidically Tunable Microstrip Filters. In: *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques* 63 (2015), July, Nr. 7, S. 2245–2252
- [3] JANSSEN, W.: *Streifenleiter und Hohlleiter*. Hüthig, 1992
- [4] LEAT, C.: *The Safety of Aircraft Exposed to Electromagnetic Fields: HIRF Testing of Aircraft using Direct Current Injection*. Australian Government Department of Defence, 2007
- [5] LINEAR TECHNOLOGY : *LTspice IV*. Version 4.23, <https://www.analog.com/en/design-center/design-tools-and-calculators/ltspice-simulator.html>
- [6] LUNG-HWA HSIEH ; KAI CHANG: Tunable microstrip bandpass filters with two transmission zeros. In: *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques* 51 (2003), Feb, Nr. 2, S. 520–525
- [7] MEINKE, H.H. ; LANGE, K. ; GUNDLACH, F.W. ; LÖCHERER, K.H.: *Taschenbuch der Hochfrequenztechnik: Band 2: Komponenten*. Springer, 1992
- [8] POZAR, D.M.: *Microwave Engineering*. 4.Auflage, Wiley, 2011
- [9] ROTHENHÄUSLER, M. ; RUHFASS, A. ; LEIBL, T.: Broadband DCI as a multi usable EMC-test method. In: *2008 IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility*, 2008. – ISSN 2158–110X, S. 1–5
- [10] TIETZE, U. ; SCHENK, C.: *Halbleiter-Schaltungstechnik*. 12.Auflage, Springer, 2002
- [11] ZINKE, O. ; BRUNSWIG, H. ; VLCEK, A. ; HARTNAGEL, H.L.: *Hochfrequenztechnik 1: Hochfrequenzfilter, Leitungen, Antennen*. Springer, 1995