



440.320

Nachrichtentechnik Labor

Übung A: HF-Leitungen

Barbara Süsser-Rechberger
Jasmin Grosinger

Vorwort

Liebe Studierende,

dieses Skriptum sowie das Dokument „AWR Software – Einführung“ dienen als Unterlagen zur Laborübung "HF-Leitungen" für das Labor "Nachrichtentechnik", ersetzt jedoch nicht die Grundlagenvorlesung zu diesem Thema. Das Skriptum gibt in gestraffter Form einen Überblick über die wichtigsten Begriffe, Berechnungen und Herleitungen und soll als Hilfe zur Durchführung der Laborübung dienen.

Die für die Übung notwendigen Formeln und Beziehungen sind doppelt eingerahmt. Formeln, die nur dem Verständnis der Zusammenhänge dienen, aber nicht unmittelbar für die Durchführung der Übung gebraucht werden, sind einfach eingerahmt.

Im Kapitel 1 des Skriptums werden die wichtigsten theoretischen Grundlagen zusammengefasst. Das Kapitel 2 beschreibt im Detail den Versuchsaufbau zu den Messaufgaben, während die zu verwendende Software für die Durchführung der Simulationsaufgaben im Dokument „AWR Software - Einführung“ beschrieben ist. Im Kapitel 3 sind die Mess- und Simulationsaufgaben sowie deren Auswertung im Detail aufgelistet.

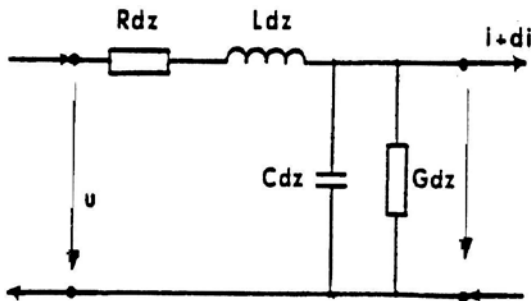
Gutes Gelingen wünscht Ihnen,
Barbara Süsser-Rechberger und Jasmin Grosinger

Inhaltsverzeichnis

1. LEITUNGEN	4
1.1. LEITUNGSGLEICHUNGEN	4
1.2. VERLUSTLOSE LEITUNG	5
1.2.1. <i>Allgemeine Lösung</i>	5
1.2.2. <i>Sinusförmige, harmonische Vorgänge auf verlustlosen Leitungen</i>	6
1.3. SPANNUNGS- UND STROMVERTEILUNG AUF EINER LEITUNG	7
1.4. GRAPHISCHE DARSTELLUNG (REFLEXIONSFAKTOR- ODER SMITH-DIAGRAMM)	10
1.4.1. <i>Beispiel zur Konstruktion einer Abschlussimpedanz im Smith-Diagramm</i>	10
2. ÜBUNG	11
2.1. MESSAUFBAU	12
2.1.1. <i>Mess-Schaltung</i>	12
2.1.2. <i>Vektor Signal Generator</i>	12
2.1.3. <i>Messleitung</i>	13
2.1.4. <i>Detektor</i>	13
2.1.5. <i>Messverstärker</i>	14
2.1.6. <i>Belastungswiderstände</i>	14
3. LABORÜBUNGEN	15
3.1 MESSPROGRAMM	15
3.2 SIMULATION MIT AWR SOFTWARE	16
3.2.1 <i>Schaltungsaufbau und Parameter</i>	16
ANHANG A	18

1. Leitungen

1.1. Leitungsgleichungen



$$u = u(z, t) \quad i = i(z, t)$$

$$R, L \quad \dots \text{Längswiderstands} - \left[\frac{\Omega}{m} \right], \text{Längsinduktivitätsbelag} \left[\frac{H}{m} \right]$$

$$G, C \quad \dots \dots \text{Querleitwerts} - \left[\frac{S}{m} \right], \text{Querkapazitätsbelag} \left[\frac{F}{m} \right]$$

Bild 1: ESB einer Zweidraht - (Koax) - Leitung

Der Längswiderstandsbelag bewirkt die Wärmeverluste entlang der Leitung, der Querleitwerts-belag die Wärmeverluste in der Isolierung zwischen den beiden Leitungen.

Durch Anwendung der Maschenregel und einige Umformungen (siehe NT-Skriptum) gelangt man zur Wellengleichung (1.1). Es ist naheliegend, einen harmonischen Lösungsansatz mit Hilfe von komplexen Zeigern zu machen.

Wählt man die Form $u(z, t) = \text{Re}(\underline{U}(z)e^{j\omega t})$, wird die Ortsabhängigkeit in $\underline{U}(z)$ berücksichtigt, die (sinusförmige) Zeitabhängigkeit steckt in $e^{j\omega t}$.

$$(1.1) \quad \boxed{\frac{d^2 \underline{U}(z)}{dz^2} = \gamma^2 \cdot \underline{U}(z)}$$

$$(1.2) \quad \boxed{\gamma = \sqrt{(R + j\omega L)(G + j\omega C)} = \alpha + j\beta}$$

γ : Ausbreitungskonstante

α : Dämpfungskonstante [Np/m]

1 Neper = 8,68 dB

β : Phasenmaß [rad/m]

(1.3) Lösung der DGL ohne explizite Zeitabhängigkeit:

$$\boxed{\underline{U}(z) = \underline{A}e^{-\gamma z} + \underline{B}e^{\gamma z}}$$

Wird für Gleichung (1.3) eine zeitliche Sinusabhängigkeit ($e^{j\omega t}$) berücksichtigt, ergibt sich als Lösung für die Spannung als Funktion von Ort und Zeit die Gleichung (1.4).

$$(1.4) \quad \boxed{u(z, t) = \text{Re}[\underline{A}e^{-\alpha z} e^{j(\omega t - \beta z)} + \underline{B}e^{\alpha z} e^{j(\omega t + \beta z)}]}$$

Der Term $\underline{A}e^{-\alpha z}e^{j(\omega t - \beta z)}$ beschreibt die vorlaufende (in positive z-Richtung) Welle,
 der Term $\underline{B}e^{\alpha z}e^{j(\omega t + \beta z)}$ beschreibt die rücklaufende (negative z-Richtung) Welle.

Die Phasenfront bewegt sich mit der Phasengeschwindigkeit $v_p = \frac{dz}{dt} = \frac{\omega}{\beta}$ entlang der

Leitung. Es handelt sich hier um eine vorlaufende Welle, d.h. eine Welle, die sich in positiver z Richtung ausbreitet. Für die rücklaufende Welle (negative z Richtung) gilt $-v_p$. Die Phasengeschwindigkeit wird durch die Kenngrößen der Leitung bestimmt.

Als Wellenlänge λ wird der kleinste Abstand zweier Stellen mit gleicher Phase bezeichnet, wobei folgende Beziehungen gelten:

$$\beta = \frac{2\pi}{\lambda}$$

$$c = f * \lambda$$

c Lichtgeschwindigkeit $2,9979248 * 10^8$ m/s

f Frequenz [1/s]

λ Wellenlänge [m]

Als Wellenwiderstand wird der Quotient von Spannung und Strom für eine Welle, d.h. für den hin - oder - rücklaufenden Teil, bezeichnet.

$$(1.5) \quad \underline{Z}_w = \sqrt{\frac{R + j\omega L}{G + j\omega C}} = \frac{R + j\omega L}{\underline{\gamma}}$$

1.2. Verlustlose Leitung

1.2.1. Allgemeine Lösung

Es wird hier wieder eine Zweidrahtleitung (z.B. auch Koaxialleitung) im TEM-Mode (das Feldbild entspricht frequenzunabhängig dem statischen Feldbild) vorausgesetzt. Dies ist der Fall, wenn die Querabmessungen der Leitung wesentlich kleiner als die Wellenlänge sind. Im ESB (Bild 1) kann im Falle der verlustlosen Leitung $R = G = 0$ angenommen werden. Es sei an dieser Stelle noch angemerkt, dass der Wellenwiderstand \underline{Z}_w im Allgemeinen eine komplexe Größe darstellt, die aber in einigen Fällen "nur" einen Realteil besitzt.

Damit ergeben sich folgende Gleichungen: (genaue Herleitung siehe NT-Skriptum)

$$(1.6) \quad \frac{\partial^2 u(z, t)}{\partial z^2} = LC \frac{\partial^2 u(z, t)}{\partial t^2}$$

Die Lösung dieser DGL besteht aus dem Teil einer vorlaufenden und dem Teil einer rücklaufenden Welle.

$$(1.7) \quad \boxed{v_p = \frac{1}{\sqrt{LC}}} \Rightarrow \boxed{Z_w = \sqrt{\frac{L}{C}}} \quad v_p: \text{Phasengeschwindigkeit, } Z_w: \text{Wellenwiderstand}$$

Für eine Koaxleitung lässt sich der Wellenwiderstand auch aus den Abmessungen annähern:

$$\boxed{Z_w = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}} \ln \frac{D_a}{D_i}} \quad D_a \dots \text{Außendurchmesser, } D_i \dots \text{Innendurchmesser des}$$

Isolators

$$\begin{aligned} \mu &= \mu_r * \mu_0 \quad \dots \text{Permeabilität des Isolators} \\ \epsilon &= \epsilon_r * \epsilon_0 \quad \dots \text{Dielektrizitätszahl des Isolators} \\ \epsilon_0 &= 8,85 * 10^{-12} \text{ As/Vm} \\ \mu_0 &= 4\pi * 10^{-7} \text{ Vs/Am} \end{aligned}$$

Die Bedeutung des Wellenwiderstands ist das Verhältnis Spannung zu Strom einer Teilwelle (vor - oder - rücklaufend). Die Überlagerung der Teilwellen hat aber ein anderes Verhältnis von Spannung zu Strom.

1.2.2. Sinusförmige, harmonische Vorgänge auf verlustlosen Leitungen

Es gilt die Gleichung (1.1), wobei aber γ durch $j\beta$ zu ersetzen ist, da auch in diesem Falle $R = G = 0$ vorausgesetzt wird.

Damit ergibt sich folgende Lösung der DGL (1.1):

$$(1.8) \quad \boxed{\underline{U}(z) = \underline{A}e^{-j\beta z} + \underline{B}e^{j\beta z}} \quad \boxed{\underline{I}(z) = \frac{\underline{A}}{Z_w} e^{-j\beta z} - \frac{\underline{B}}{Z_w} e^{j\beta z}}$$

$$(1.9) \quad \boxed{v_p = \frac{1}{\sqrt{LC}}} \quad \boxed{Z_w = \sqrt{\frac{L}{C}}} \quad \boxed{\gamma = j\omega\sqrt{LC}} \quad \boxed{\beta = \omega\sqrt{LC} = \frac{\omega}{v_p} = \frac{2\pi}{\lambda}}$$

Ist die Leitung mit Z_0 abgeschlossen, kann man die entsprechende Impedanz als Verhältnis Spannung zu Strom bei der Entfernung $z = 0$ angeben:

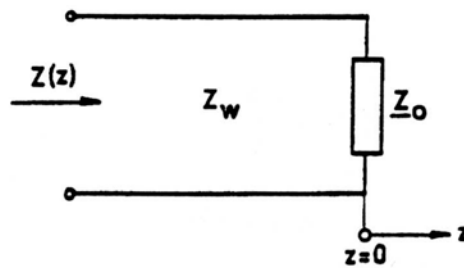


Bild 2: Leitung mit Abschlussimpedanz

$$(1.10) \quad \underline{Z}_0 = \frac{\underline{U}(z)}{\underline{I}(z)_{z=0}} = \frac{\underline{A} + \underline{B}}{\underline{A} - \underline{B}} \underline{Z}_w$$

Der "Reflexionsfaktor" ist allgemein als Verhältnis der rück- zur vorlaufenden Spannungswelle definiert. Mit (1.8) ergibt sich als Reflexionsfaktor $\underline{\rho}_0$ am Ort $z = 0$ das Verhältnis der Konstanten \underline{B} zu \underline{A} .

$$(1.11a) \quad \underline{\rho}_0 = \frac{\underline{B}}{\underline{A}} = \frac{\underline{Z}_0 - \underline{Z}_w}{\underline{Z}_0 + \underline{Z}_w} = |\underline{\rho}_0| e^{j\delta_0}$$

Die Verallgemeinerung von (1.11a) führt zum Reflexionsfaktor an einem beliebigen Ort z :

$$(1.11b) \quad \underline{\rho}(z) = \underline{\rho}_0 e^{2j\beta z} \quad \text{mit} \quad |\underline{\rho}(z)| = |\underline{\rho}_0|$$

$$(1.12a) \quad \underline{U}(z) = \underline{A} \left(e^{-j\beta z} + \underline{\rho}_0 e^{j\beta z} \right)$$

$$(1.12b) \quad \underline{I}(z) = \frac{\underline{A}}{\underline{Z}_w} \left(e^{-j\beta z} - \underline{\rho}_0 e^{j\beta z} \right)$$

1.3. Spannungs- und Stromverteilung auf einer Leitung

Auch in diesem Kapitel werden nur die wichtigsten Punkte für die Laborübung wiedergegeben. Die genauen Ableitungen der Beziehungen sind dem NT-Skriptum zu entnehmen.

Im allgemeinen Fall eines beliebigen Abschlusswiderstands setzen sich Spannung und Strom auf der Leitung aus ihren hin- und rücklaufenden Wellen zusammen. Am Ende der Leitung wird das Verhältnis der beiden durch den Abschlusswiderstand bestimmt (dieses Verhältnis ist der Reflexionsfaktor $\underline{\rho}_0$, siehe Gleichung 1.11a). Ist dieser Reflexionsfaktor $\underline{\rho}_0 \neq 0$, dann spricht man von stehenden Wellen, die durch die Überlagerung von hin- und rücklaufenden Wellen entstehen.

Der Spannungs- bzw. Stromverlauf entlang einer Leitung ergibt sich aus (1.12a) und (1.12b):

$$(1.13a) \quad |U(z)| = |A| \sqrt{1 + |\underline{\rho}_o|^2 + 2|\underline{\rho}_o| \cos(2\beta z + \delta_0)}$$

$$(1.13b) \quad |I(z)| = \frac{|A|}{Z_w} \sqrt{1 + |\underline{\rho}_o|^2 - 2|\underline{\rho}_o| \cos(2\beta z + \delta_0)}$$

Strom und Spannung sind unabhängig von Reflexionsfaktor $\underline{\rho}_0$ und Abschlussimpedanz \underline{Z}_0 immer um $\frac{\lambda}{4}$ räumlich verschoben.

Der *Spannungsverlauf* hat ein Minimum bei $\cos(2\beta z + \delta_0) = -1$ und ein Maximum bei $\cos(2\beta z + \delta_0) = 1$.

Das Spannungsminimum entspricht dem Impedanzminimum, welches im Smith-Diagramm (darauf wird in Kapitel 1.4 näher eingegangen) auf der reellen Achse links vom Punkt $\underline{\rho} = 0$ liegt.

Damit lässt sich nun das Argument von $\underline{\rho}_0$, nämlich $\delta_0 = \pi + \frac{4\pi}{\lambda} l_0$ aus dem Smith-Diagramm ablesen, wobei $l_0 > 0$ der Abstand von der Last bis zum ersten Spannungsminimum ist.

Es wird im Smith-Diagramm für diese Übung nicht mit dem Reflexionsfaktor gearbeitet, sondern mit folgender Definition (Gleichung 1.14), da oftmals nur eine relative Messung (siehe 2.1.5. Messverstärker) möglich ist.

$$(1.14) \quad m = \frac{|U_{\min}|}{|U_{\max}|} = \frac{1 - |\underline{\rho}_0|}{1 + |\underline{\rho}_0|} \quad \text{Stehwellenverhältnis ("deutsche" Definition)}$$

$$\frac{1}{m} = S = VSWR \quad \text{Voltage Standing Wave Ratio (anglo-amerikanische Definition)}$$

$$(1.15) \quad |\underline{\rho}_0| = \frac{1 - m}{1 + m}$$

Kennt man also aus der Messung das Stehwellenverhältnis m , dann kennt man auch $|\underline{\rho}|$. Für den Wert von m gibt es im Smith-Diagramm eine eigene Skala, wo dieser Wert mit dem Zirkel abzuschlagen ist und für die Konstruktion verwendet werden kann. (siehe 1.4.3.) Somit kann man m und l_0 messen und damit $\underline{\rho}_0$ und in weiterer Folge \underline{Z}_0 ermitteln.

Das ist die Grundlage der sogenannten Leitungsmesstechnik, d.h. der Ermittlung oder Messung komplexer Impedanzen bei höheren Frequenzen.

Sonderfälle:

a) Kurzschluss: $\rho_0 = -1$; $|\rho_0| = 1$; $\delta_0 = \pi$

In diesem Fall (stehende Welle mit $\rho_0 = -1$) wird die vorlaufende Welle vollkommen reflektiert. Die reflektierte (rücklaufende) Welle ist an der Reflexionsstelle (Kurzschluss) zur vorlaufenden Welle um 180° phasenverschoben ($\delta_0 = \pi$). Es addieren sich die Ströme am Ende der Leitung, während sich die Spannungen vollständig aufheben. Das heißt, die Kurzschlussbelastung erzwingt ein Verschwinden der Spannung, welche durch die negative Spannungsreflexion erzielt wird.

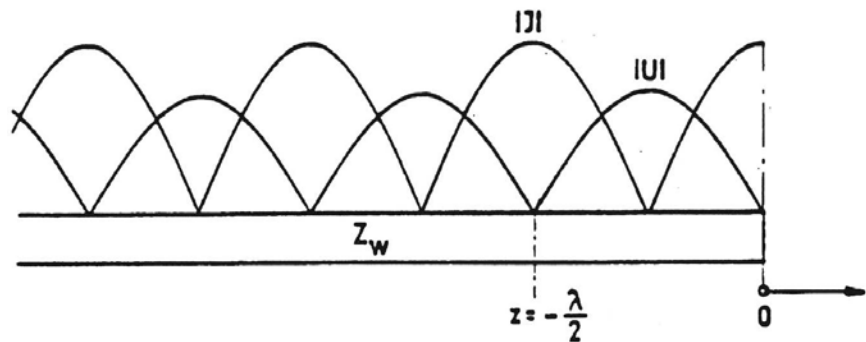


Bild 3: Spannungs- und Stromverteilung auf einer kurzgeschlossenen Leitung

b) Leerlauf: $\rho_0 = 1$; $|\rho_0| = 1$; $\delta_0 = 0$

Auch im Leerlauf (stehende Welle mit $\rho_0 = 1$) wird die vorlaufende Welle vollständig reflektiert. Beim Leerlauf auf der Leitung ist die reflektierte Welle am Ende in Phase mit der vorlaufenden Welle. Es heben sich die Ströme am Ende gegenseitig auf, und die Spannungen addieren sich.

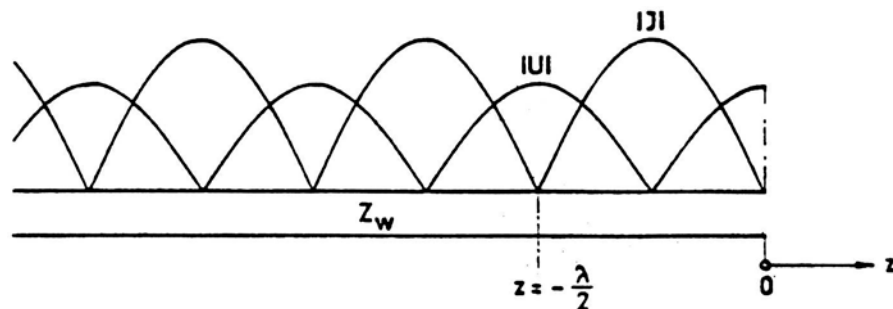


Bild 4: Spannungs- und Stromverteilung auf einer leerlaufenden Leitung

c) Reine Blindlasten:

Diese haben, weil sie keine Leistung verbrauchen, ebenfalls $|\underline{\rho}_0| = 1$, d.h. es wird alles reflektiert. Dementsprechend ist die Form der stehenden Welle gleich wie bei Kurzschluss oder Leerlauf, die Lage jedoch je nach Blindlast mehr oder weniger verschoben. Das heißt, die Nullstelle von Strom oder Spannung liegt nicht genau im Lastpunkt.

d) Anpassung: $\rho_0 = 0$; $|\underline{\rho}_0| = 0$

$$|\underline{U}(z)| = |\underline{A}| = \text{const.} \quad |\underline{I}(z)| = \frac{|\underline{A}|}{\underline{Z}_w} = \text{const.}$$

Von Anpassung spricht man, wenn die Leitung am Ende mit $\underline{Z} = \underline{Z}_w$ abgeschlossen ist. In diesem Fall existiert nur eine vorlaufende Welle, d.h. $\rho_0 = 0$, da der Abschlusswiderstand die Welle vollkommen absorbiert. Es ist keine Reflexion notwendig, um das Verhältnis Spannungswelle zu Stromwelle dem Lastwiderstand gleich zu machen.

Dieser Fall ist in der Praxis von großer Bedeutung, da keine Reflexionen auf der Leitung vorhanden sind, die das Nutzsignal (die Welle) stören könnten. Außerdem können in diesem Fall keine Spannungs- und Stromspitzen auf der Leitung auftreten, die dem Generator gefährlich werden könnten. Zusätzlich erfolgt eine optimale Leistungsanpassung, d.h. die ganze verfügbare Leistung wird an den Verbraucher abgegeben.

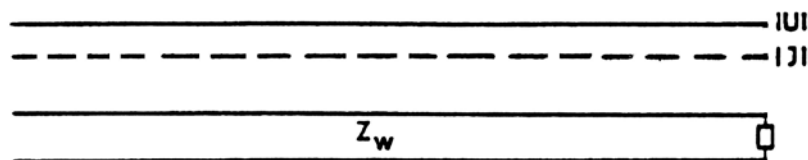


Bild 5: Spannungs- und Stromverteilung auf einer angepassten Leitung

1.4. Graphische Darstellung (Reflexionsfaktor- oder Smith-Diagramm)

Auch in diesem Kapitel wird nur auf die für die Übung notwendigen Anwendungen der graphischen Darstellung im Smith-Diagramm eingegangen. Für weiterführende Informationen sei im NT-Skriptum nachzusehen.

1.4.1. Beispiel zur Konstruktion einer Abschlussimpedanz im Smith-Diagramm

Gegeben seien folgende gemessenen Werte:

l_0 positiver Abstand Last - Spannungsminimum [m]
 m Stehwellenverhältnis
 λ Wellenlänge [m], z.B. doppelter Abstand zweier Minima

Zuerst nimmt man auf der m -Skala den Wert von 1 ausgehend bis m in den Zirkel und schlägt diesen Abstand auf der ρ -Skala ab. Dadurch erhält man den Betrag des Reflexionsfaktors.

Dann zieht man vom Anpassungspunkt als Mittelpunkt einen Kreis mit diesem Radius.

Nun durchläuft man den Wert $\frac{l_0}{\lambda}$ ausgehend vom Kurzschlusspunkt in Richtung Last

(gegen den Uhrzeigersinn) und zieht eine Linie vom ermittelten Punkt zum Anpassungspunkt.

Der Schnittpunkt zwischen Linie und Kreis ergibt den Reflexionsfaktor ρ_0 . Mit Hilfe der Parameterscharen $\text{Re}(\underline{Z}) = \text{const.}$ und $\text{Im}(\underline{Z}) = \text{const.}$ kann sofort die zugehörige normierte Abschlussimpedanz ermittelt werden.

2. Übung

- Demonstration der Ausbildung von stehenden Wellen entlang einer belasteten, näherungsweise verlustlosen koaxialen Schlitzleitung
- Erster Einstieg in das "Denken in Wellen" statt in Spannung und Strom an diskreten Klemmen. Dies ist wichtig für die schaltungstheoretische Beschreibung von Hohlleitern und Funkwellen im freien Raum.
- Verwendung der Leitung als Messinstrument ("Messleitung") für die Ermittlung komplexer Abschlussimpedanzen im Umweg über die Form des Stehwellenbildes (Stehwellenverhältnis m ; Abstand des Spannungsminimums von der Last ; Wellen-länge λ) und des Reflexionsfaktors ρ (grundlegende Methode der Impedanzmessung bei höheren Frequenzen).
- Praktische Anwendung des Smith-Diagramms.
- Demonstration der Anpassung eines vom Wellenwiderstand abweichenden Last-widerstandes mittels reaktiver (d.h. selbst keine Wirkleistung verbrauchender) Admittanzen (parallel geschalteter Kapazitätstrimmer)
- Bestimmung der Übertragungsdämpfung eines Zweitores (Dämpfungsglied) im Wege über die Reflexionsfaktormessung.
- Mit AWR Software HF-Schaltungen zu simulieren und auszuwerten

2.1. Messaufbau

2.1.1. Mess-Schaltung

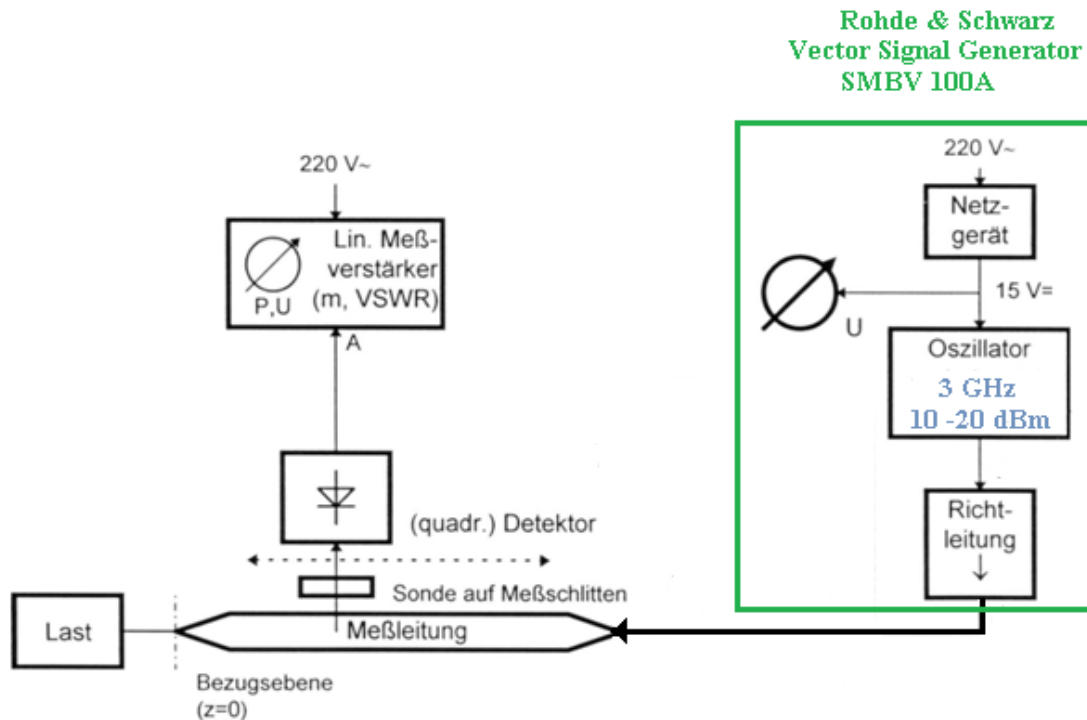


Bild 9: Blockschaltbild des Messaufbaus

Bild 9 stellt den Messaufbau dar. Auf die Komponenten wird im Folgenden näher eingegangen.

2.1.2. Vektor Signal Generator

Die Anspeisung der Leitung erfolgt durch einen Transistoroszillator mit fester Betriebsfrequenz (in der Nähe von 3 GHz). Die Ausgangsleistung des Oszillators beträgt rund 10 ~ 20dBm an 50Ω. Das HF-Signal ist mit einer niederfrequenten Rechteckspannung (1 kHz) 100% amplitudenmoduliert. Dadurch tritt nach der Detektordiode eine 1 kHz Wechselspannung auf, die für die Verwendbarkeit des Messverstärkers notwendig ist (Bem.: Dieser ist ein Wechselspannungsverstärker, welcher wesentlich leichter linear und offset-frei realisierbar ist als ein Gleichspannungsverstärker, bei dem zusätzlich noch störende Einflüsse von Kontaktpotentialen zu erwarten sind).

Nach dem Oszillator ist noch ein sogenannter "Isolator" (Einwegleitung) geschaltet. Dieser hat idealisiert eine Streumatrix

$$S = \begin{pmatrix} 0 & 0 \\ e^{j\phi} & 0 \end{pmatrix}$$

das heißt, dass ein Signal vom Oszillator ungeschwächt die Messleitung erreicht (abgesehen von einer Phasenverschiebung $-\Phi$), jedoch Reflexionen von der Messleitung im Isolator absorbiert werden und daher keine Rückwirkung auf den Oszillator erfolgt.

2.1.3. Messleitung

Die Messleitung besteht aus einer in Längsrichtung geschlitzten koaxialen Leitung. Ein Drahtstift welcher auf dem Schlitten befestigt werden kann, ragt in das Innere der Leitung und dient zur Abtastung der elektrischen Feldstärkenverteilung. Das vom Stift aufgenommene Signal gelangt über eine Detektordiode an das VSWR Meter. Die Lage des Schlittens und damit der Sonde kann mit Hilfe einer an dem Messschlitten angebrachten Skala (Nonius) abgelesen werden.



Bild 10: Koaxiale Schlitzleitung

Mit dieser Messleitung ist es möglich, Abschlussimpedanzen bzw. Reflexionsfaktoren durch die Messung von Stehwellenverhältnissen und der Lage des Stehwellenbildes zu bestimmen.

Der Wellenwiderstand dieser Messleitung beträgt 50Ω .

2.1.4. Detektor

Direkt am N-Stecker des Messschlittens wird eine Koaxialfassung für eine Detektordiode angeschlossen. Die darin befindliche Germanium-Spitzendiode ist in Serie mit dem Innenleiter geschaltet und hat bis zu höchsten Frequenzen (ca. 12 GHz) eine sehr gut angenäherte quadratische Kennlinie.

Der Strom, der durch die Diode von der von der Leitung abgegriffenen Messspannung getrieben wird, erzeugt am Eingangswiderstand des nachgeschalteten Messverstärkers (siehe 2.1.5) eine Spannung, die proportional dem Quadrat der Messspannung und somit der Feldstärke und der Spannung in der Messleitung ist. Anders ausgedrückt ist die Spannung am Eingang des Messverstärkers proportional der Leistung auf der Leitung.

2.1.5. Messverstärker

Dieser ist ein linearer Wechselspannungsverstärker und durch die Verfügbarkeit spezieller "wurzelziehender" Skalen an die Verwendung gemeinsam mit dem quadratischen Detektor angepasst. Das Signal von der Diode wird an Eingang A gelegt und der Auswahlschalter auf die Stellung A gebracht. Dem Eingang nachgeschaltet sind drei geeichte Abschwächer (siehe Bild 11), welche durch drei Drehknöpfe am Gerät zwischen 0 und 41 dB verstellt werden können.

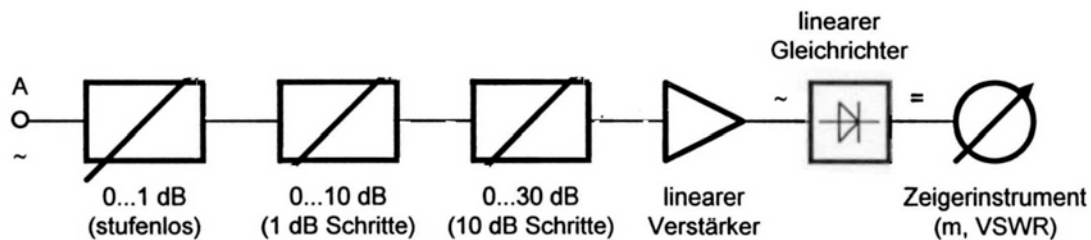


Bild 11: Prinzipschaltbild des Messverstärkers

Nach diesen Abschwächern befindet sich der lineare Messverstärker, dessen Ausgangssignal einem analogen Anzeigeinstrument zugeführt wird (dieses ist für das Suchen von Maxima und Minima besser geeignet als eine numerische Anzeige).

Wegen der quadratischen Kennlinie der Detektordiode zeigt die oberste, linear geteilte Skala des Anzeigeinstruments Ausschläge proportional dem Quadrat der elektrischen Feldstärke oder der Leistung in der Leitung an.

Die restlichen Skalen (Voltage Standing Wave Ratio Skalen) zeigen spannungsproportional an, d.h. die Wurzel wird durch die Skalenteilung gezogen und gestattet daher ein direktes Ablesen von Stehwellenverhältnissen, welche ja als Spannungsverhältnisse auf der Leitung definiert sind (allerdings immer im Vertrauen darauf dass die Kennlinie der Detektordiode quadratisch und die Übertragungsfunktion des Messverstärkers linear ist). Die dabei anwendbaren Ablesevorgänge werden in der Übung erklärt.

Es sei noch angemerkt, dass die abgelesenen Spannungswerte nicht absolut kalibriert sind. Das ist auch nicht notwendig, da für die Ermittlung des Stehwellenverhältnisses eben nur das Verhältnis zweier Spannungen (Minimum und Maximum; siehe Gleichung 1.14) benötigt wird und sich der Kalibrierungsfehler dabei herauskürzt.

2.1.6. Belastungswiderstände

Die Impedanzen werden am lastseitigen (linken) Ende der Messleitung an der SMA-Buchse angeschlossen.

- Offenes Leitungsende (nicht gleich Leerlauf !)

- Kurzschluss (metallische, gut leitende Verbindung zwischen Innen- und Außenleiter)
- Anpassung (handelsüblicher 50 Ω Abschlusswiderstand)
- Dämpfungsglied in Serie mit Kurzschluss

3. Laborübungen

3.1 Messprogramm

- 3.1.1.** Aufnahme der Spannungsverteilung über die ganze Messleitung bei kurzgeschlossenem Leitungsende. Diese gemessene Spannungsverteilung ist graphisch in Prozenten vom Maximalwert darzustellen. Im gleichen Diagramm ist die ideale (berechnete) Spannungsverteilung bei Kurzschluss einzuzeichnen.

Aus der gemessenen Spannungsverteilung ist zu ermitteln:

- Ersatzimpedanz für den Kurzschluss und Offset-Länge zum Kurzschluss, Konstruktion im Smith Diagramm
- Die Betriebsfrequenz des Oszillators

- 3.1.2.** Für die folgenden Messungen wird die Messleitung als ideal angenommen, d.h. verlustlos.

Um die Voraussetzungen möglichst gut erfüllen zu können, sind die Stehwellenverhältnisse möglichst nahe an der Last abzugreifen!

- Bestimmung der Ersatzimpedanzen für das offene Leitungsende und den handelsüblichen 50 Ω Abschluss, Konstruktion im Smith-Diagramm.
- Bestimmung der Impedanz des Dämpfungsglieds in Serie mit Kurzschluss, Konstruktion im Smith-Diagramm, Berechnung des Dämpfungswertes in dB aus dem Betrag des Reflexionsfaktors.

Anmerkung: Die Dämpfung [dB] berechnet sich aus

$$d \text{ [dB]} = \frac{1}{2} 20 \log \left(\frac{|\underline{\rho}_0|_{KS}}{|\underline{\rho}_0|_{KS, \text{Abschwächer}}} \right).$$

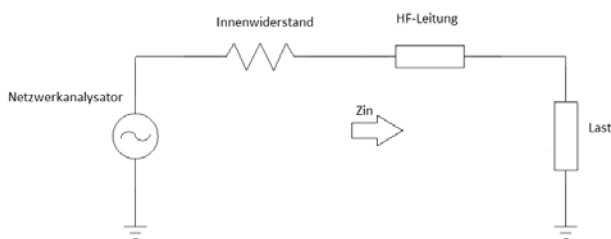
Der Faktor $\frac{1}{2}$ resultiert aus dem zweifachen Durchlaufen der Welle des Dämpfungsgliedes.

3.2 Simulation mit AWR Software

Simulieren Sie die gegebenen Aufgaben mittels der AWR Software (siehe Dokument AWR Software – Einführung). Die mit dem Simulationsprogramm ermittelten Ergebnisse sollen auch nochmals in Papierform überprüft werden. Der Laborbericht soll für jede Simulationsaufgabe folgendes beinhalten:

- Bild von der Schaltung und des Smith Diagramms (Screenshots)
- Das Smith Diagramm in Papierform und eine dafür nachvollziehbare Beschreibung der einzelnen durchgeführten Schritte.

3.2.1 Schaltungsaufbau und Parameter



Die Schaltung wird mit einer Frequenz von 3GHz betrieben.

Innenwid. des Netzwerkanalysator $Z_i = 50\Omega$

Leitung: TLINP mit Wellenwid. $Z_0 = 50\Omega$

Hinweis: Bitte geben Sie bei den Projekt-Optionen die Frequenz und die verwendeten Einheiten korrekt an.

Zeichnen Sie für jede Aufgabe eine eigene Schaltung und ermitteln Sie den Eingangswiderstand Z_{in} vor der HF-Leitung.

- Aufgabe 1

Leitung: $l = 15\text{mm}$

Die Last ist eine Serienschaltung von Widerstand und Induktivität: $R = 100\Omega$, $L = 2.5\text{nH}$

- Aufgabe 2

Leitung: $l = 25\text{mm}$

Die Last ist eine Serienschaltung von Widerstand und Kapazität: $R = 200\Omega$, $C = 1.5\text{pF}$

- Aufgabe 3

Leitung: $l = 45\text{mm}$

Die Last ist eine Parallelschaltung von Widerstand und Induktivität: $R = 150\Omega$, $L = 5\text{nH}$

- Aufgabe 4

Leitung: $l = 35\text{mm}$

Die Last ist eine Parallelschaltung von Widerstand und Kapazität: $R = 50\Omega$, $C = 3\text{pF}$

Anhang A

Einstellungen am Vektor Signal Generator:

MENU: Modulationsgrad und Frequenz des Nutzsignals

LEVEL: Ausgangsleistung ~ 10- 20dBm

FREQ: Mittenfrequenz von 3 GHz

RF OFF: drücken um auf RF ON zu stellen

MOD ON: drücken um auf MOD ON zu stellen



Bild: Rohde & Schwarz Vektor Signal Generator