Zürcher Hochschule für Angewandte Wissenschaften
School of Engineering

Kapitel 1:
Pegel - Verstärkung - Abschwächung

Inhaltsverzeichnis

1.1 Das Zweitor

In Kommunikationssystemen können die einzelnen Systemkomponenten als elektrische Zweitore beschrieben und analysiert werden. Deshalb wollen wir uns das in Abbildung 1 dargestellte Zweitor genauer ansehen.

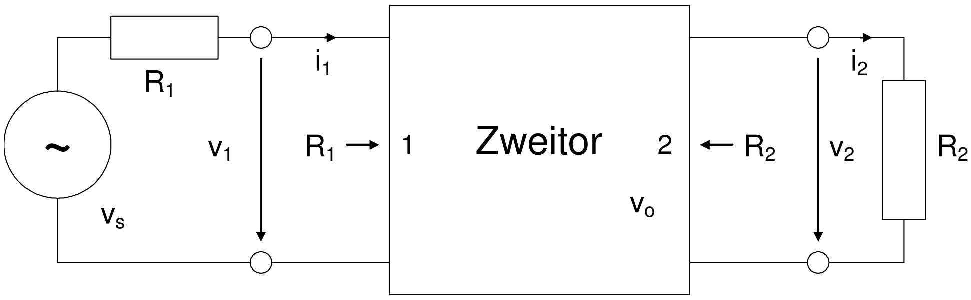


Abbildung 1: Beidseitig angepasstes Zweitor.

In unseren Betrachtungen beschränken wir uns auf den speziellen, in der Praxis aber häufigen Fall des zweiseitig angepassten Zweitors, das wie folgt definiert ist:

> Durch Abschliessen des Tors 2 mit dem Lastwiderstand R_2 erscheint am Tor 1 der reelle Eingangswiderstand R_1. Die am Tor 1 angelegte Spannungsquelle mit dem Innenwiderstand R_1 ist damit optimal angepasst und kann ihre maximal verfügbare Leistung an das Zweitor abgeben. In der Gegenrichtung bewirkt das Anlegen einer Quelle mit Innenwiderstand R_1 am Tor 1, dass am Tor 2 eine Ausgangsspannung U_2 und ein Ausgangswiderstand R_2 erscheint und damit das Tor 2 seinerseits an die Last R_2 optimal angepasst ist.

Ein Zweitor ist vollständig charakterisiert durch die an den Klemmen seiner beiden Tore 1 und 2 auftretenden Spannungen v_1 und v_2 Schreibweise: v für Kleinsignalwechselspannung, V für DC Spannung), sowie Ströme i_1 und i_2. Da wir die Widerstände R_1 und R_2 vorgeben, schreiben wir unter Zuhilfenahme des Ohm'schen Gesetzes:

$$i_1 = \frac{v_1}{R_1} \text{ sowie } \quad i_1 = \frac{v_1}{R_1}. \tag{1.1}$$

Die von der Quelle an das Tor 1 abgegebene Leistung P_1 berechnet sich als

$$P_1 = v_1 i_1 = \frac{v_1^2}{R_1} = \frac{v_s^2}{4R_1} \tag{1.2}$$

wobei v_s die Quellen- oder Leerlaufspannung ist (englisch Source).
Die vom Tor 2 an die Last abgegebene Leistung P_2 schreibt sich analog als

$$P_2 = v_2 i_2 = \frac{v_2^2}{R_2} = \frac{v_o^2}{4R_2} \tag{1.3}$$

Mit v_o als Leerlaufspannung des Tor 2.

Da wir Leistungen berechnen, müssen wir in die Formeln (1.2) und (1.3) für die Spannung v_1, respektive v_2, Effektivwerte (identisch mit rms Werte) einsetzen.

Unter der Annahme sinusförmiger Spannungen, d.h. $v(t) = v_{peak} \cos(2\pi ft)$, lautet die Beziehung zwischen Spitzenwert und Effektivwert

$$v_{1\ peak} = \sqrt{2} v_1 \quad \text{respektive} \quad v_{2\ peak} = \sqrt{2} v_2 \tag{1.4}$$

1.2 Verstärkung / Dämpfung eines Zweitors

Die **Leistungsverstärkung *G*** (engl. *gain*) eines Zweitors wird als Verhältnis von Ausgangsleistung P_2 zu Eingangsleistung P_1 definiert:

$$G = \frac{P_2}{P_1} = \frac{R_1 \cdot v_2^2}{R_2 \cdot v_1^2} = \frac{R_1 \cdot v_{2\ peak}^2}{R_2 \cdot v_{1\ peak}^2} \ . \tag{1.5}$$

Wie man sieht, hängt die Leistungsverstärkung nicht nur vom Spannungsverhältnis v_2 / v_1 im Quadrat ab, sondern auch von den Impedanzen, an denen die Spannungen gemessen werden. Dies bestätigt sich am Beispiel des verlustlosen Transformators, der eine Spannungsübersetzung v_2 / v_1 durchführt, aus Energieerhaltungsgründen die Ausgangsleistung gleich der Eingangsleistung sein muss. Der Transformator nimmt also auch eine Impedanzwandlung im Verhältnis $R_2 / R_1 = v_2^2 / v_1^2$ vor, damit $G = 1$ gewährleistet bleibt.

Beim Design der Sende- und Empfangspfade von Kommunikationssystemen wird meist durchgehend mit einer festen reellen Bezugsimpedanz $Z_0 = R_0$ gearbeitet, die normalerweise 50 Ohm beträgt. Die Messgerätehersteller haben sich darauf eingerichtet und bieten ihre Signalgeneratoren, Netzwerk- und Spektrumanalyzer standardmässig mit 50 Ω Schnittstellen an. Auch viele Systemkomponenten, wie zum Beispiel Verstärker, Mischer, Filter usw. sind auf ein 50 Ω Bezugssystem[1] ausgelegt und weisen zumindest bei der Mittenfrequenz eine Eingangs-, respektive Ausgangsimpedanz von annähernd 50 Ω auf. Auch Leitungen besitzen eine solche Bezugsimpedanz und verhindern damit Reflexionen wenn Quelle und Last dieselbe Bezugsimpedanz haben. Die Bezugsimpedanz R_0 wird deshalb auch oft mit Wellenwiderstand bezeichnet (R_w)

Mit $R_1 = R_2 = Z_0 = R_0$ vereinfacht sich die Formel (1.5) für die **Verstärkung** zu

$$G = \frac{P_2}{P_1} = \frac{v_2^2}{v_1^2} = \frac{v_{2\ peak}^2}{v_{1\ peak}^2} \tag{1.6}$$

Passive Komponenten wie Kabel, Dämpfungsglieder oder Filter, aber auch aktive Komponenten wie z.B. Diodenmischer, schwächen das Eingangssignal ab, d.h. für die Verstärkung gilt $G < 1$. In diesen Fällen wird häufig eine **Dämpfung *A*** (engl. *attenuation* oder *insertion loss*) definiert, die dem Kehrwert der Verstärkung entspricht:

$$A = \frac{P_1}{P_2} = \frac{v_1^2}{v_2^2} = \frac{v_{1\ peak}^2}{v_{2\ peak}^2} = \frac{1}{G} \tag{1.7}$$

Es hat sich als praktisch erwiesen, Verstärkungen und Dämpfungen als logarithmische Werte in der dimensionslosen Einheit Dezibel [dB] anzugeben.

[1] Eine Ausnahme bilden CATV-Komponenten, die meist auf eine Impedanz $R_W = 75\ \Omega$ ausgelegt sind.

Durch beidseitiges Anwenden des Zehnerlogarithmus und anschliessender Skalierung mit dem Faktor 10 (Dezi), gewinnen wir aus (1.6) und (1.7) die Ausdrücke

$$G[dB] = 10 \cdot \log\ G = 10 \cdot \log\ \frac{P_2}{P_1} = 20 \cdot \log\ \frac{v_2}{v_1} \tag{1.8}$$

$$A[dB] = 10 \cdot \log\ A = 10 \cdot \log\ \frac{P_1}{P_2} = 20 \cdot \log\ \frac{v_1}{v_2} = -G[dB] \tag{1.9}$$

wobei wir alle logarithmischen Werte mit dem Zusatz [dB] versehen, um sie von den linearen Werten zu unterscheiden. Die Tabelle 1 zeigt den Zusammenhang zwischen den linearen und logarithmischen Werten von Verstärkung und Dämpfung:

Verstärkung G **linear**	**Verstärkung** G **in Dezibel**	**Dämpfung** A **in Dezibel**	**Dämpfung** A **linear**
1000	30 dB	-30 dB	0.001
100	20 dB	-20 dB	0.01
10	10 dB	-10 dB	0.1
8	9 dB	-9 dB	0.125
5	7 dB	-7 dB	0.2
4	6 dB	-6 dB	0.25
2.5	4 dB	-4 dB	0.4
2	3 dB	-3 dB	0.5
1	0 dB	0 dB	1
0.5	-3 dB	3 dB	2
0.4	-4 dB	4 dB	2.5
0.25	-6 dB	6 dB	4
0.2	-7 dB	7 dB	5
0.125	-9 dB	9 dB	8
0.1	-10 dB	10 dB	10
0.01	-20 dB	20 dB	100
0.001	-30 dB	30 dB	1000

Tabelle 1: Leistungs-Verstärkung und -Dämpfung: Linear und in Dezibel.

Beispiel:

Das in Abbildung 2 dargestellte Zweitor dient der breitbandigen Anpassung eines 50 Ω und eines 75 Ω Bezugssystems. Die Einfügedämpfung beträgt A = 5.7 dB.

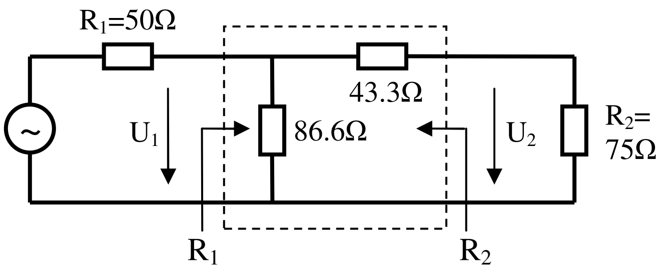


Abbildung 2: Breitbandige 50Ω- / 75Ω- Anpassung.

1.3 Leistungspegel

Kommunikationssysteme weisen meistens eine Signaldynamik von mehreren Zehnerpotenzen auf. Darum ist es naheliegend, auch Leistungspegel in logarithmischen Grössen anzugeben. Leistung besitzt die Einheit Watt [W]. Da Logarithmen dimensionslos sein müssen, beziehen wir Leistungen auf eine Referenzleistung, d.h. wir bilden ein **Leistungsverhältnis**. Als Bezugsgrösse für Leistungen hat sich in der Nachrichtentechnik **1 Milliwatt** durchgesetzt. Logarithmische Leistungspegel werden dem entsprechend in dB Milliwatt [dBm] angegeben:

$$P\,[\mathrm{dBm}] = 10 \cdot \log \frac{P}{1\,\mathrm{mW}} \tag{1.10}$$

Seltener werden Leistungen auch auf 1 Watt bezogen und in dB Watt [dB W] angegeben:

$$P\,[\mathrm{dBW}] = 10 \cdot \log \frac{P}{1\mathrm{W}} \tag{1.11}$$

Die Umrechnung zwischen diesen beiden Leistungseinheiten erfolgt mit der Formel

$$\boxed{P\ [\mathrm{dBm}] = P\ [\mathrm{dBW}] + 30\ \mathrm{dB}} \tag{1.12}$$

Einige Beispiele von Leistungswerten in den Einheiten [W], [dBm] und [dB W] sind in Tabelle 2 zusammengestellt.

Leistung P in Watt	**Leistung P in dB Watt**	**Leistung P in dB Milliwatt**
10 W	10 dB W	40 dBm
1 W	**0 dB W**	**30 dBm**
100 mW	-10 dB W	20 dBm
10 mW	-20 dB W	10 dBm
8 mW	-21 dB W	9 dBm
5 mW	-23 dB W	7 dBm
4 mW	-24 dB W	6 dBm
2.5 mW	-26 dB W	4 dBm
2 mW	-27 dB W	3 dBm
1 mW	**-30 dB W**	**0 dBm**
100 μW	-40 dB W	-10 dBm
10 μW	-50 dB W	-20 dBm
1 μW	-60 dB W	-30 dBm
1 nW	-90 dB W	-60 dBm
1 pW	-120 dB W	-90 dBm

Tabelle 2: Leistung in [W],[dB W] und [dBm].

Durch Umformen von Gleichung (1.6) können wir nun folgende lineare Beziehung zwischen Ein- und Ausgangsleistung eines Zweitors herstellen:

$$P_2 = G\,P_1 \tag{1.13}$$

Teilen wir beide Seiten durch den Referenzpegel von 1 mW erhalten wir

$$\frac{P_2}{1\,\mathrm{mW}} = G\ \frac{P_1}{1\,\mathrm{mW}}.$$

Mit dem Übergang auf logarithmische Grössen kommen wir so zu den Summenformeln:

$$\boxed{P_2\ [\mathrm{dBm}] = P_1\ [\mathrm{dBm}] + G\ [\mathrm{dB}]} \quad \boxed{P_2\ [\mathrm{dBW}] = P_1\ [\mathrm{dBW}] + G\ [\mathrm{dB}]} \qquad (1.14)\ (1.15)$$

1.4 Spannungspegel

Spannung hat die Einheit Volt [V]. Analog zu den Leistungspegeln werden Spannungen in den logarithmischen Grössen dB Volt [dB V] bei hohen Pegeln:

$$\mathrm{v}[\mathrm{dB\ V}] = 20 \cdot \log\ \frac{\mathrm{v}}{1\ \mathrm{V}} \qquad (1.16)$$

respektive dB Mikrovolt [dBµV] bei kleinen Pegeln angegeben:

$$\mathrm{v}[\mathrm{dB}\ \mu\mathrm{V}] = 20 \cdot \log\ \frac{\mathrm{v}}{1\ \mu\mathrm{V}} \qquad (1.17)$$

Vorsicht: Es gilt zu beachten, dass die Spannung **quadratisch** in die Leistungsverstärkung (1.6) eingeht, darum "**20** log x". Die Umrechnung zwischen diesen beiden logarithmischen Spannungseinheiten erfolgt mit der Formel

$$\mathrm{v}[\mathrm{dB}\ \mu\mathrm{V}] = \mathrm{v}[\mathrm{dB\ V}] + 120\ \ \mathrm{dB} \qquad (1.18)$$

Einige Beispiele von Spannungswerten in den Einheiten [V], [dBµV] und [dBV] sind in Tabelle 3 zusammengestellt.

Spannung v in Volt	Spannung v in dB Volt	Spannung v in dB Microvolt
1 V	**0 dB V**	**120 dBµV**
100 mV	-20 dB V	100 dBµV
10 mV	-40 dB V	80 dBµV
1 mV	-60 dB V	60 dBµV
100 µV	-80 dB V	40 dBµV
10 µV	-100 dB V	20 dBµV
8 µV	-102 dB V	18 dBµV
5 µV	-106 dB V	14 dBµV
4 µV	-108 dB V	12 dBµV
2.5 µV	-112 dB V	8 dBµV
2 µV	-114 dB V	6 dBµV
1 µV	**-120 dB V**	**0 dBµV**

Tabelle 3: Spannung in [V], [dB V] und [dBµV].

Analog zu (1.14) und (1.15) gilt für die logarithmischen Beziehungen zwischen Eingangs- und Ausgangsspannung von Zweitoren:

$$v_2[\mathrm{dB}\ \mu\mathrm{V}] = v_1[\mathrm{dB}\ \mu\mathrm{V}] + G[\mathrm{dB}] \tag{1.19}$$

$$v_2[\mathrm{dB}\ \mathrm{V}] = v_1[\mathrm{dB}\ \mathrm{V}] + G[\mathrm{dB}] \tag{1.20}$$

1.5 Kaskadierung von Zweitoren

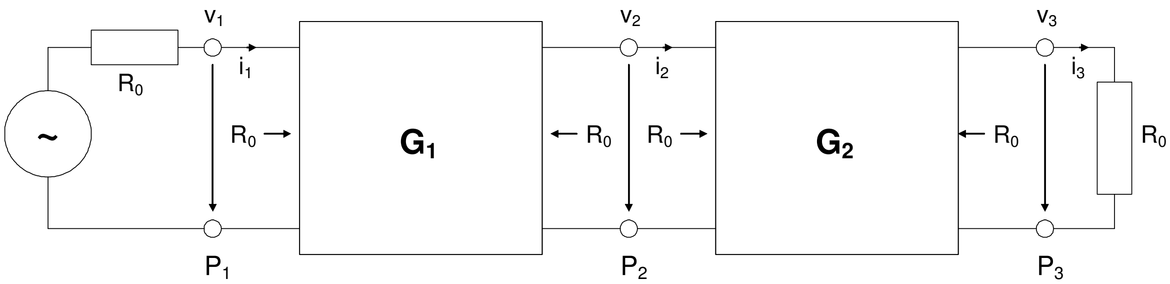


Abbildung 3: Kaskadierung von zwei Zweitoren mit Verstärkungen G_1, respektive G_2.

Durch eine Kaskadierung werden mehrere Zweitore hintereinander geschaltet. Wir nehmen wie bisher an, dass alle Zweitore beidseitig an eine feste Impedanz R_0 angepasst sind. Der einfachste Fall mit zwei Zweitoren ist in Abbildung 3 dargestellt. Unter Zuhilfenahme von (1.13) können wir folgende Leistungsbeziehungen aufschreiben:

$$P_2 = G_1\, P_1, \quad \text{sowie} \quad P_3 = G_2\, P_2 = G_1\, G_2\, P_1$$

Damit können wir die Gesamtverstärkung G als Produkt der Verstärkungen G_i der einzelnen Zweitore ausdrücken:

$$G = \frac{P_3}{P_1} = G_1\, G_2 \tag{1.21}$$

Die Produktformel (1.21) lässt sich für n kaskadierte Zweitore verallgemeinern zu:

$$G = \frac{P_{n+1}}{P_1} = G_1\, G_2 \cdots G_{n-1}\, G_n \tag{1.22}$$

Gibt man die Verstärkungen in Dezibel an, wird die Produktformel (1.22) zur Summenformel:

$$\boxed{G[\mathrm{dB}] = G_1[\mathrm{dB}] + \cdots + G_n[\mathrm{dB}]} \tag{1.23}$$

Diese Additionseigenschaft macht die Eleganz der logarithmischen Grössen aus und erleichtert uns die Planung und Dimensionierung von Übertragungssystemen.

1.6 Pegelplan eines Übertragungssystems

Zur Darstellung der Funktionsweise von Übertragungssystemen werden oft Blockschaltbilder verwendet. Abbildung 4 zeigt als Beispiel den Hochfrequenzteil eines Empfängers:

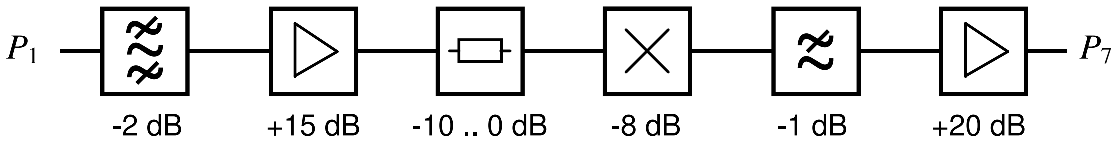


Abbildung 4: Blockschaltbild eines HF-Empfangsteils.

Eine Auswahl in Blockschaltbildern häufig verwendeter Systemkomponenten ist in Tabelle 4 zusammengestellt. Jede Komponente stellt aus Sicht des Nutzsignals ein Zweitor mit einer Verstärkung G_i oder Dämpfung A_i dar, wobei in Abbildung 4 konsequent nur Verstärkungen aufgeführt sind.

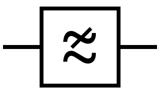
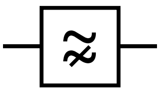
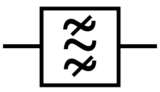
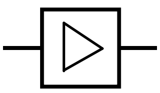
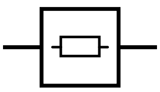
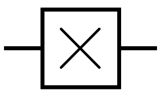
Symbol	Element	Dämpfung A [dB]	Verstärkung G [dB]	Zusatzinformation
	**Tiefpassfilter** low pass filter	**A [dB]**	-A [dB]	- Eckfrequenz, - Sperrdämpfung
	**Hochpassfilter** high pass filter	**A [dB]**	-A [dB]	- Eckfrequenz, - Sperrdämpfung
	**Bandpassfilter** band pass filter	**A [dB]**	-A [dB]	- Mittenfrequenz, - Durchlassbandbreite, - Sperrdämpfung
	**Verstärker** amplifier	-G [dB]	**G [dB]**	- Max. Ausgangspegel, - Intercept-Punkte - Rauschzahl
	**Abschwächer** attenuator	**A [dB]**	-A [dB]	- Max. Verlustleistung
	**Mischer** mixer	**A [dB]**	-A [dB]	- Max. Eingangspegel, - Optimaler LO-Pegel, - Rauschzahl

Tabelle 4: Auswahl von Systemkomponenten.

Ein wichtiger Parameter in einem Uebertragungssystem ist die **Signaldynamik**

$$S_{\max}[\mathrm{dB}] - S_{\min}[\mathrm{dB}] \ ,$$

d.h die Differenz in Dezibel zwischen dem grössten Eingangssignalpegel $S_{\max}[\mathrm{dB}]$, bei dem die Signalverzerrungen im System gerade noch tolerierbar sind und dem kleinsten Eingangssignalpegel $S_{\min}[\mathrm{dB}]$, bei dem noch ein genügender Abstand zum Rauschen erzielt wird.

Abbildung 5 zeigt ein einfaches Beispiel eines 10 dB Verstärkers mit einem maximalen Ausgangspegel von +5 dBm und einem nachgeschalteten Bandpassfilter mit einer Einfügungsdämpfung von 20 dB. Der Minimalpegel, der an keinem Punkt des Signalpfads unterschritten werden soll, beträgt -90 dBm. Das Eigenrauschen des Verstärkers ist in diesem einfachen Modell nicht berücksichtigt.

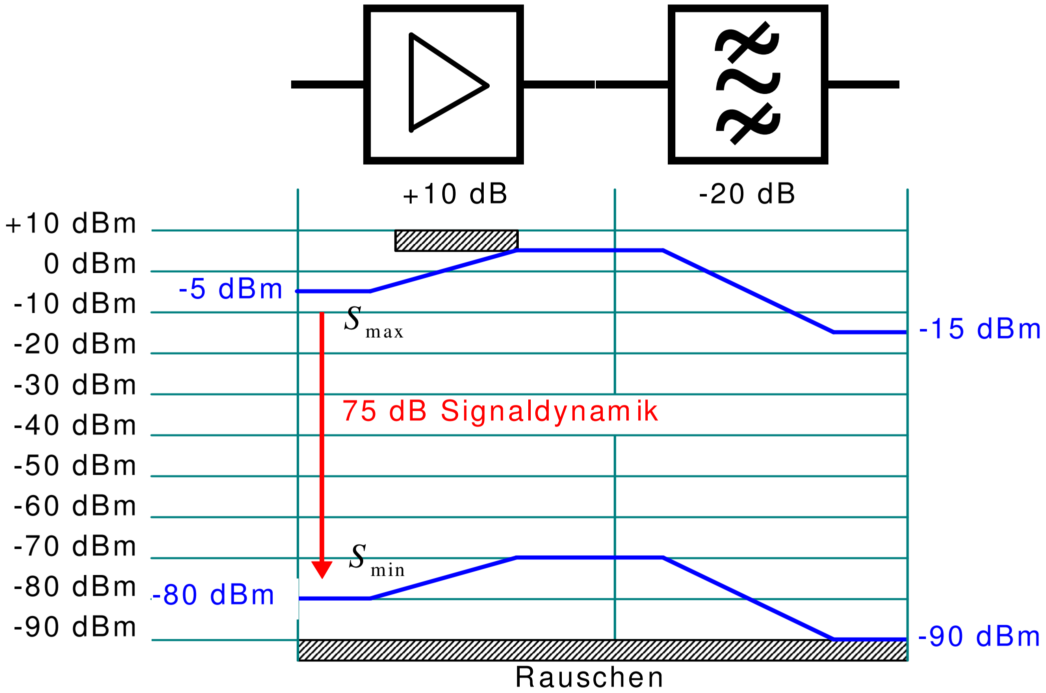


Abbildung 5: Beispiel eines Pegelplans.

1.7 Dämpfungsglieder

In Systemen mit Bezugsimpedanz Z_0 möchte man vielfach definierte Abschwächer einfügen. Manchmal liefert ein Verstärker für die nachfolgende Stufe einen etwas zu hohen Pegel, aber auch in geregelten Verstärkern wird oft mit festem Gain und vor oder nach geschaltetem variablen Dämpfungsglied gearbeitet. Zudem lässt sich bei Quellen und Lasten mit von Z_0 stark abweichender und/oder variabler Impedanz (Fehlanpassung) durch ein solches Dämpfungslied eine bessere Annäherung an Z_0 erreichen, so dass Ketten von Verstärkern weniger schwinganfällig sind und weniger Reflexionen auf Leitungen zwischen Quelle und Last entstehen. Allerdings entspricht die Dämpfung dann nicht mehr dem theoretischen Wert.

In Abbildung 6 sind die bekanntesten Schaltungen für solche Dämpfungsglieder abgebildet. Tabelle 5 zeigt die Berechnung der Widerstände und Tabelle 6 gibt einige Bestückungen für den Fall Z_0 = 50 Ohm

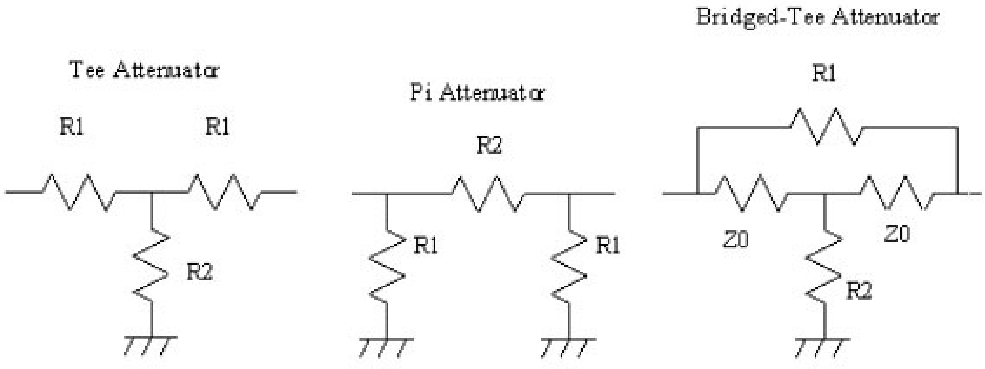


Abbildung 6a. Attenuatoren in T- und π- Struktur

Abbildung 6b: Beispiel 10 dB Attenuator in koaxialem Gehäuse (SMA)

Attenuator equations

Configuration	R_2 vs. R_1	R_1 vs. Attenuation	R_2 vs. Attenuation
Tee Attenuator	$R_2 = \frac{Z_0^2 - R_1^2}{2R_1}$	$R_1 = Z_0 \cdot \left[\frac{10^{A/20} - 1}{10^{A/20} + 1}\right]$	$R_2 = 2Z_0 \cdot \left[\frac{10^{A/20}}{10^{A/10} - 1}\right]$
Pi Attenuator	$R_2 = 2 \cdot \left[\frac{Z_0^2 R_1}{R_1^2 - Z_0^2}\right]$	$R1 = Z_0 \left[\frac{10^{\frac{ATT}{20}} + 1}{10^{\frac{ATT}{20}} - 1}\right]$	$R_2 = \frac{Z_0}{2} \cdot \left[\frac{10^{A/10} - 1}{10^{A/20}}\right]$
Bridged Tee Attenuator	$R_2 = \frac{Z_0^2}{R_1}$	$R_1 = Z_0 \cdot \left[10^{A/20} - 1\right]$	$R_2 = \left[\frac{Z_0}{10^{A/20} - 1}\right]$

Tabelle 5: Berechnungsformeln für Attenuatoren in Z_0 Systemen

Die Version *Bridged Tee* hat den Vorteil, dass für verstellbare Dämpfungsglieder nur 2 variable Widerstände benötigt werden

	Tee Attenuator		Pi Attenuator		Bridged Tee Atten.	
dB	R1	R2	R1	R2	R1	R2
0	0.0	open	open	0.0	0.0	open
1	2.9	433.3	869.5	5.8	6.1	409.8
2	5.7	215.2	436.2	11.6	12.9	193.1
3	8.5	141.9	292.4	17.6	20.6	121.2
4	11.3	104.8	221.0	23.8	29.2	85.5
5	14.0	82.2	178.5	30.4	38.9	64.2
6	16.6	66.9	150.5	37.4	49.8	50.2
7	19.1	55.8	130.7	44.8	61.9	40.4
8	21.5	47.3	116.1	52.8	75.6	33.1
9	23.8	40.6	105.0	61.6	90.9	27.5
10	26.0	35.1	96.2	71.2	108.1	23.1
11	28.0	30.6	89.2	81.7	127.4	19.6
12	29.9	26.8	83.5	93.2	149.1	16.8
13	31.7	23.6	78.8	106.1	173.3	14.4
14	33.4	20.8	74.9	120.3	200.6	12.5
15	34.9	18.4	71.6	136.1	231.2	10.8
16	36.3	16.3	68.8	153.8	265.5	9.4
17	37.6	14.4	66.4	173.5	304.0	8.2
18	38.8	12.8	64.4	195.4	347.2	7.2
19	39.9	11.4	62.6	220.0	395.6	6.3
20	40.9	10.1	61.1	247.5	450.0	5.6
30	46.9	3.2	53.3	789.8	1531.1	1.6
40	49.0	1.0	51.0	2499.8	4950.0	0.5
50	49.7	0.3	50.3	7905.6	15761.4	0.2
100	50.0	0.0	50.0	open	open	0.0

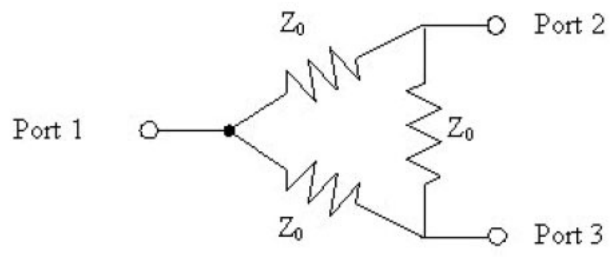
Tabelle 6: Dämpfungsglieder für Quellen- und Lastimpedanzen von 50 Ohm

Ein ebenfalls sehr nützliches Dämpfungsglied ist der Leistungsteiler (engl. Power Splitter).

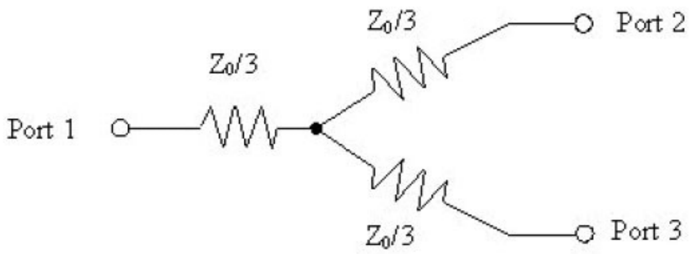
In Systemen mit Bezugsimpedanz Z_0 kann man nicht einfach mehrere Lasten mit Z_0 Impedanz parallel schalten, wie dies innerhalb einer elektronischen Schaltung gemacht wird. Ein Generator mit 50 Ω Quellenimpedanz kann nicht einfach mit einem Verstärker mit 50 Ω Eingangswiderstand und einem Spektrumanalyzer (Z_{in} = 50 Ω) parallel verbunden werden. Erstens stimmt der Pegel am Verstärker nicht mehr mit der Anzeige des Generators überein und zweitens können auf dem Koaxkabel Reflexionen auftreten.

Abb. 7 zeigt die richtige Lösung, ein Netzwerk gebildet aus 3 Widerständen mit der Impedanz $R = Z_0/3$. Man kann zeigen, dass diese Splitter eine Dämpfung von 6 dB von Port 1 nach Port 2 und auch Port 3 aufweisen. Das heisst 3 dB werden in Wärme umgewandelt und es muss jeweils die Verlustleistung beachtet werden. Die anderen 3 dB begründen sich in der Teilung der Leistung auf 2 Ausgänge. Die Schaltung ist im Unterschied zu Transformatoren breitbandig.

Die Schaltung lässt sich rückwärts betrieben auch zur Addition zweier Signale in einem Z_0 System verwenden. Dieselbe Komponente heisst dann Leistungsaddierer (engl. Power Combiner). Beispielsweise können zwei Signale von zwei Generatoren mit Z_0 = 50 Ω auf einen gemeinsame Last geführt werden. Solche Power Splitter sind als Laborzubehör erhältlich, können aber auch einfach selber hergestellt werden. Für Z_0 = 50 Ω kann mit den Schaltungen in Abb. 7 im Eigenbau ein gutes Ergebnis mit 47 Ω bzw. 18 Ω erzielt werden.



Delta 6 dB resistive splitter



Wye 6 dB resistive splitter

Abbildung 7: Power Splitter für Z_0 Systeme

Abb. 8 zeigt die Anwendung von Power Splitter und Combiner.

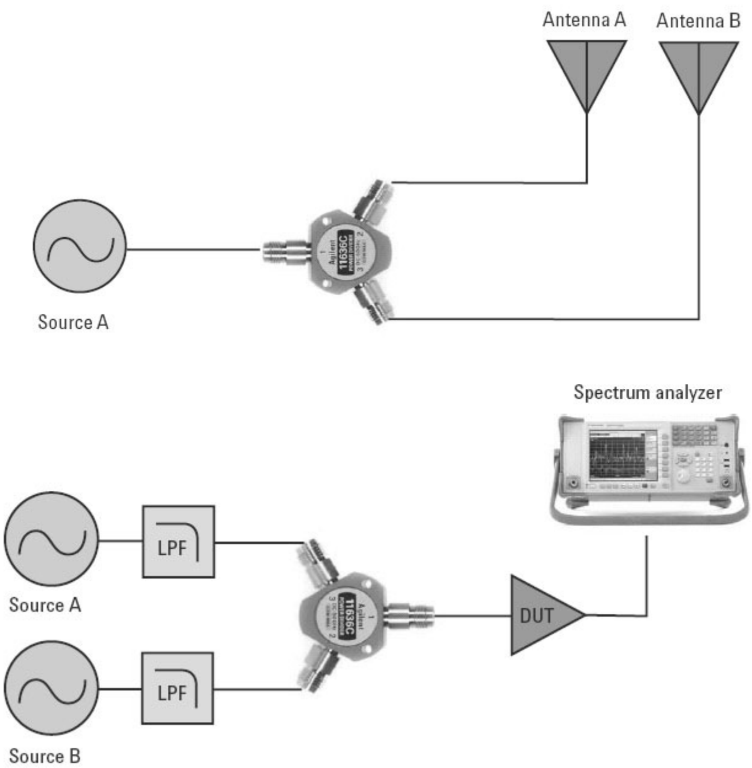


Abbildung 7: oben Splitter für 1 Quelle auf 2 Lasten (Antennen), unten Combiner für 2 Quellen auf ein DUT (DUT = 50 Ω Device under Test)

1.8 Literatur

[1] Kurzes Tutorial und Calculator für Abschwächer:
http://www.microwaves101.com/encyclopedia/attenuators.cfm

[2] Kurzes Tutorial für Power Splitter
http://www.microwaves101.com/encyclopedia/Resistive_splitters.cfm

[3] Tutorial über dB's: http://engr.nmsu.edu/~etti/fall96/communications/db/db.html

[4] Rechner für dB's: http://www.sengpielaudio.com/Rechner-db-volt.htm

[5] Dieses Kapitel ist teilweise aus der Vorlesung „Signale und Übertragung" von Prof. Dr. A. Steffen ZHAW übernommen und ergänzt worden

Anhang A: V - dB Conversion Table (50 Ω)

signull technologies

dBm - volts - watts conversion chart

dBm	V	Po	dBm	V	Po	dBm	mV	Po
+53	100.0	200W	+14	1.15	25mW	-22	17.9	
+50	70.7	100W	+13	1.00	20mW	-23	15.9	
+49	64.0	80W	+12	.9	16mW	-24	14.1	
+48	58.0	64W	+11	.8	12.5mW	-25	12.8	
+47	50.0	50W	+10	.71	10mW	-26	11.5	
+46	44.5	40W	+9	.64	8mW	-27	10.0	
+45	40.0	32W	+8	.58	6.4mW	-28	8.9	
+44	32.5	25W	+7	.500	5.0mW	-29	8.0	
+43	32.0	20W	+6	.445	4.0mW	-30	7.1	.001mW
+42	28.0	16W	+5	.400	3.2mW	-31	6.25	
+41	26.2	12.5W	+4	.355	2.5mW	-32	5.8	
+40	22.5	10W	+3	.320	2.0mW	-33	5.0	
+39	20.0	8W	+2	.280	1.6mW	-34	4.5	
+38	18.0	6.4W	+1	.252	1.25mW	-35	4.0	
+37	16.0	5W	0	.225	1.0mW	-36	3.5	
+36	14.1	4W	-1	.200	.8mW	-37	3.2	
+35	12.5	3.2W	-2	.180	.64mW	-38	2.85	
+34	11.5	2.5W	-3	.160	.50mW	-39	2.5	
+33	10.0	2W	-4	.141	.40mW	-40	2.25	.1uW
+32	9.0	1.6W	-5	.125	.32mW	-41	2.0	
+31	8.0	1.25W	-6	.115	.25mW	-42	1.8	
+30	7.1	1.0W	-7	.100	.20mW	-43	1.6	
+29	6.4	800mW	-8	.090	.16mW	-44	1.4	
+28	5.8	640mW	-9	.080	.125mW	-45	1.25	
+27	5.0	500mW	-10	.071	.10mW	-46	1.18	
+26	4.45	400mW	-11	.064		-47	1.00	
+25	4.0	320mW	-12	.058		-48	0.90	
+24	3.55	250mW	-13	.050		-49	0.80	
+23	3.2	200mW	-14	.045		-50	0.71	.01uW
+22	2.8	160mW	-15	.040		-51	0.64	
+21	2.52	125mW	-16	.0355		-52	0.57	
+20	2.25	100mW	**dBm**	**mV**		-53	0.50	
+19	2.0	80mW	-17	31.5		-54	0.45	
+18	1.8	64mW	-18	28.5		-55	0.40	
+17	1.6	50mW	-19	25.1		-56	0.351	
+16	1.41	40mW	-20	22.5	.01mW	-57	0.32	
+15	1.25	32mW	-21	20.0		-58	0.286	

signull technologies

Signull Technologies
62 Elm St.
Salisbury, MA 01952
1-888-signull
sales@signull.com
www.signull.com