

# HF-Technik I

## 3 n-pole, Eintore, Zweitore und n-Tore

3.1 von der Wellenbetrachtung zum n-Tor

3.2 Die Wellenquelle

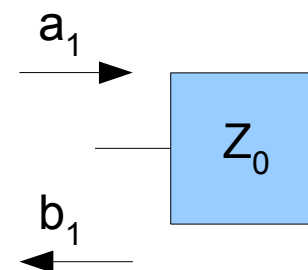
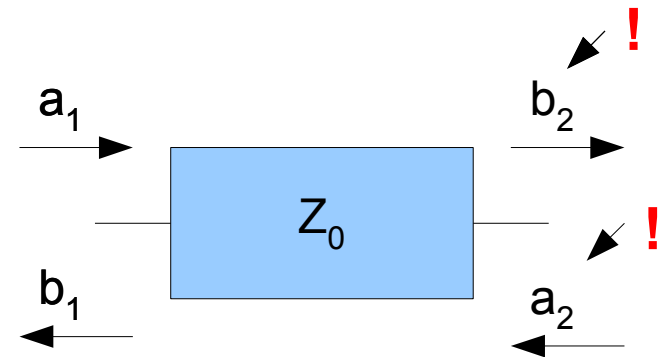
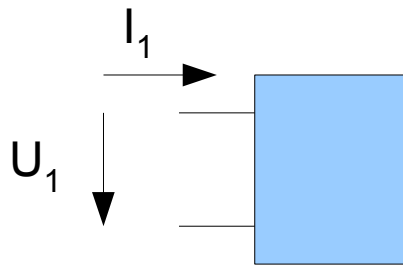
3.3 Die Streumatrix

3.4 Berechnungen über Alles

# 3 n-pole, Eintore, Zweitore und n-Tore

## 3.1 Von der Wellenbetrachtung zum n-Tor (1)

- Die Betrachtung über Tore ist z. B. im Hinblick auf Anordnungen interessant, die Leitungen nicht vom Typ Lecherleitung oder Koaxialkabel enthalten
- Die Betrachtung über Tore ist allgemein für HF-Anordnungen interessant. Sie werden im Zusammenhang mit der Betrachtung von ..... verwendet.
- Verfahren auf Basis von Toren können allgemein angewendet werden und bringen teilweise Vorteile.
- Äquivalenzen:



# 3.1 Von der Wellenbetrachtung zum n-Tor (2)

---

- Darstellung von Leitungen:

als Vierpol (2 Leiter)



als Zweitor



oder



für Lecherleitungen

für Lecherleitungen  
für Hohlleiter  
für dielektrische Wellenleiter

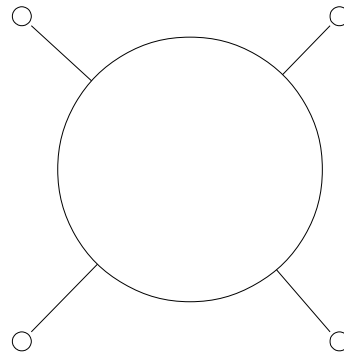
...

# 3.1 Von der Wellenbetrachtung zum n-Tor (3)

---

- Vom Zweitor zum n-Tor

hier: Viertor

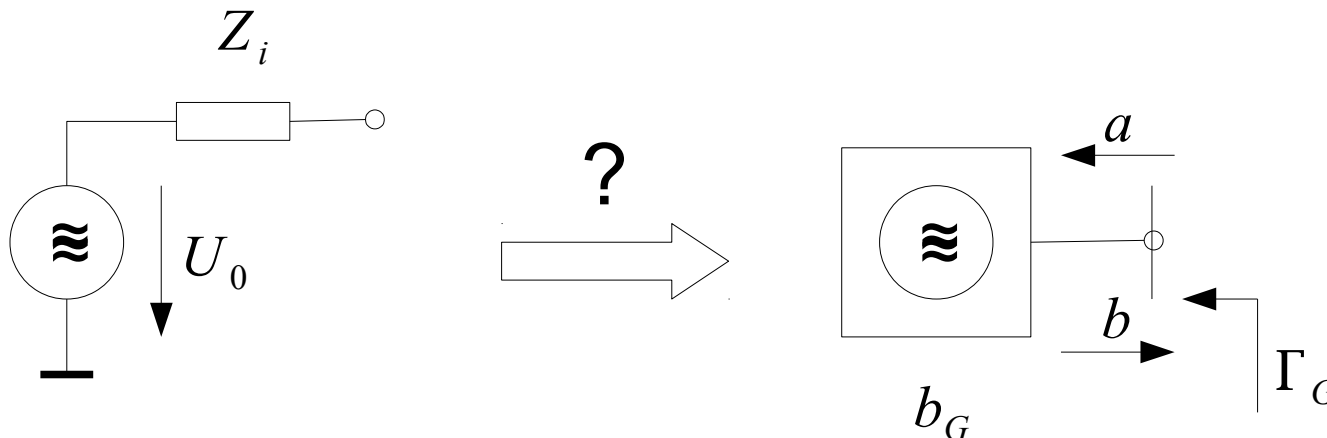


Beispiel: Richtkoppler

## 3.2 Die Wellenquelle (1)

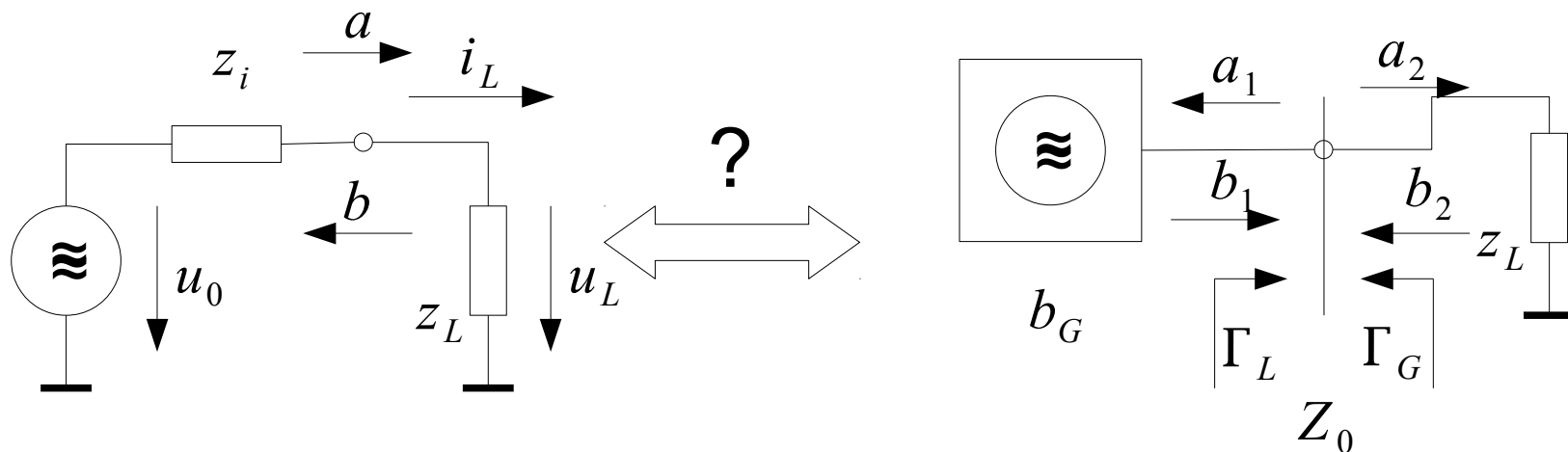
---

- Bisher:
  - Leitungen
  - Lasten – allgemein konzentrierte Bauelemente mit ihren Impedanzen  $Z$
- Es fehlen noch Quellen (und n-Tore allgemein)
  - Spannungs- und Stromquellen sind bekannt
  - Wellenquellen? - Was sonst, wenn mit Toren gearbeitet werden soll?!



## 3.2 Die Wellenquelle (2)

- Erste Frage: Kann die Spannungsquelle die Wellen a und b verursachen?



- Arbeit mit normierter Spannung u und normiertem Strom i im Frequenzbereich, Normierung auf Bezugsimpedanz  $\sqrt{Z_0}$  (kompatibel zu Wellen)
- Arbeit mit normierten Impedanzen  $z_i$  und  $z_L$ , Normierung auf Bezugsimpedanz  $Z_0$

$$u_L = u_0 \cdot \frac{z_L}{z_L + z_i} \quad i_L = u_0 \cdot \frac{1}{z_L + z_i}$$

$$a + b = \frac{1}{2}(u_L + i_L) + \frac{1}{2}(u_L - i_L)$$

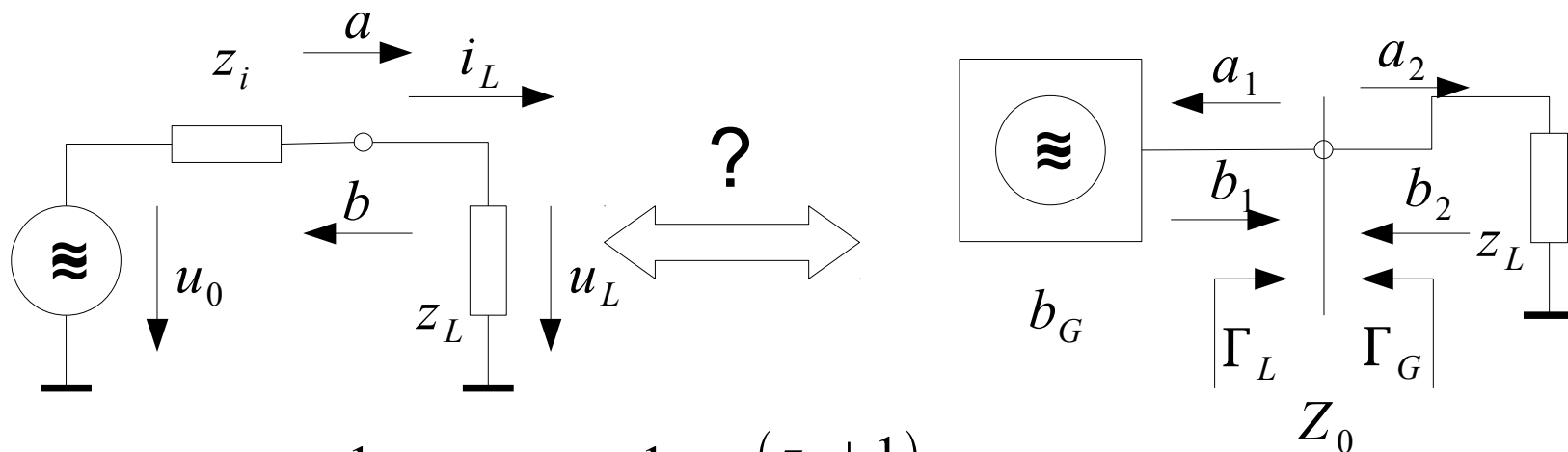
u, i sind Amplituden!

1. Term: a bzw.  $a_2$
2. Term: b bzw.  $b_2$

**Ja**

## 3.2 Die Wellenquelle (3)

- Zweite Frage: Von welchen Parametern der Spannungsquelle hängen die Wellen ab?



$$a = \frac{1}{2}(u_L + i_L) = \frac{1}{2} \cdot u_0 \frac{(z_L + 1)}{(z_L + z_i)}$$

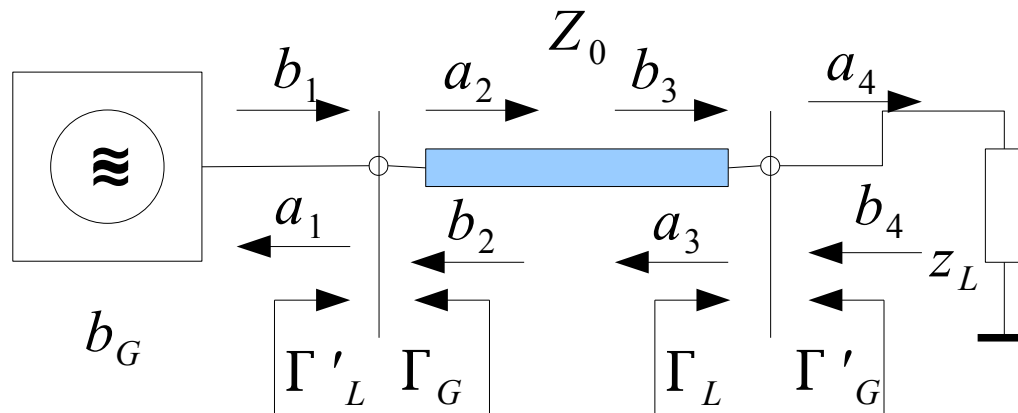
$$b = \frac{1}{2}(u_L - i_L) = \frac{1}{2} \cdot u_0 \frac{(z_L - 1)}{(z_L + z_i)}$$

$$\Gamma_L = \frac{b}{a} = \frac{z_L - 1}{z_L + 1}$$

- Nach dem jetzigen Stand hängen  $a$  und  $b$  von  $u_0$ ,  $z_i$  und  $z_L$  ab.
- Um aus den realen Daten diese Werte ermitteln zu können, wird noch  $Z_0$  benötigt.

## 3.2 Die Wellenquelle (4)

- Dritte Frage: Kann die Beschreibung der Wellenquelle von der Lastimpedanz unabhängig gemacht werden?

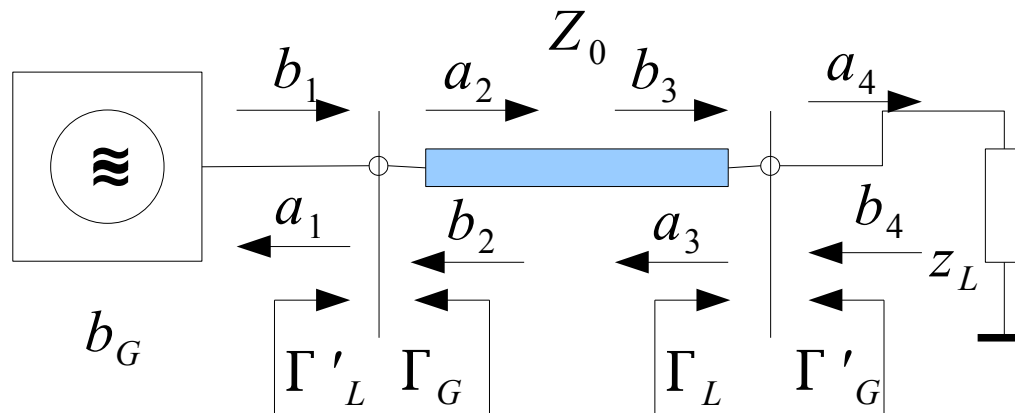


- Leitung soll (keine Dämpfung oder) nur eine unerhebliche Dämpfung aufweisen
- Die Leitung ist zuerst wellenfrei und die Quelle sendet dann einen kurzen Impuls oder einen kurzen Wellenzug. Ehe eine reflektierte Welle zurückkommt, ist die Sendung beendet.  $b_G$  ist die an Tor 2 abgegebene Welle
- Am Tor 4 ( $Z_L$ ) erfolgt im Allgemeinen eine Reflexion, beschrieben durch  $\Gamma_L$ .
- Die zurücklaufende Welle wird am Tor 1 wieder reflektiert. Es entsteht eine Ping-Pong-Bewegung eines Teils der Energie.



## 3.2 Die Wellenquelle (5)

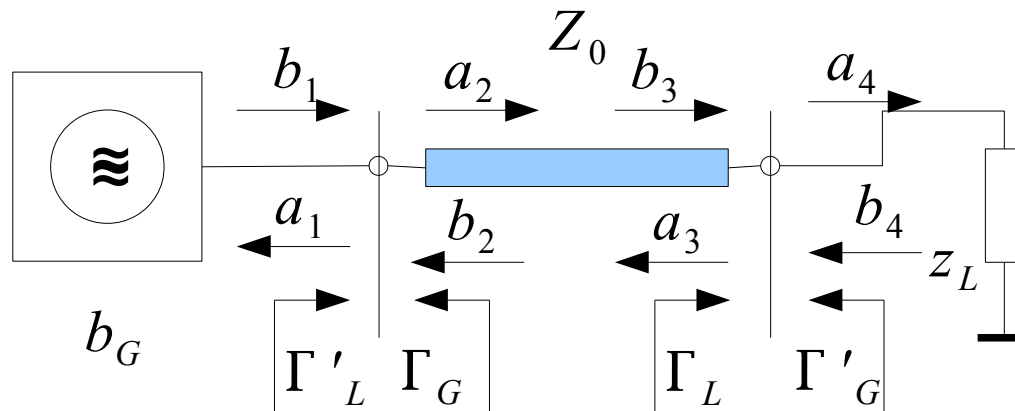
- Dritte Frage: Kann die Beschreibung der Wellenquelle von der Lastimpedanz unabhängig gemacht werden (Fortsetzung)?



- Die zurücklaufende Welle wird am Tor 1 wieder reflektiert. Es entsteht eine Ping-Pong-Bewegung eines Teils der Energie.
- Die Wellenquelle kann jetzt beschrieben werden durch die ursprünglich austretende Welle  $\mathbf{b}_G$ , den Reflexionsfaktor  $\Gamma_G$  am Tor 1 und  $\mathbf{Z}_0$  als Normierungsgröße und zur Bestimmung des ursprünglichen Sendeimpulses.
- Somit ist die Wellenquelle **unabhängig von der Lastimpedanz beschreibbar**.

## 3.2 Die Wellenquelle (6)

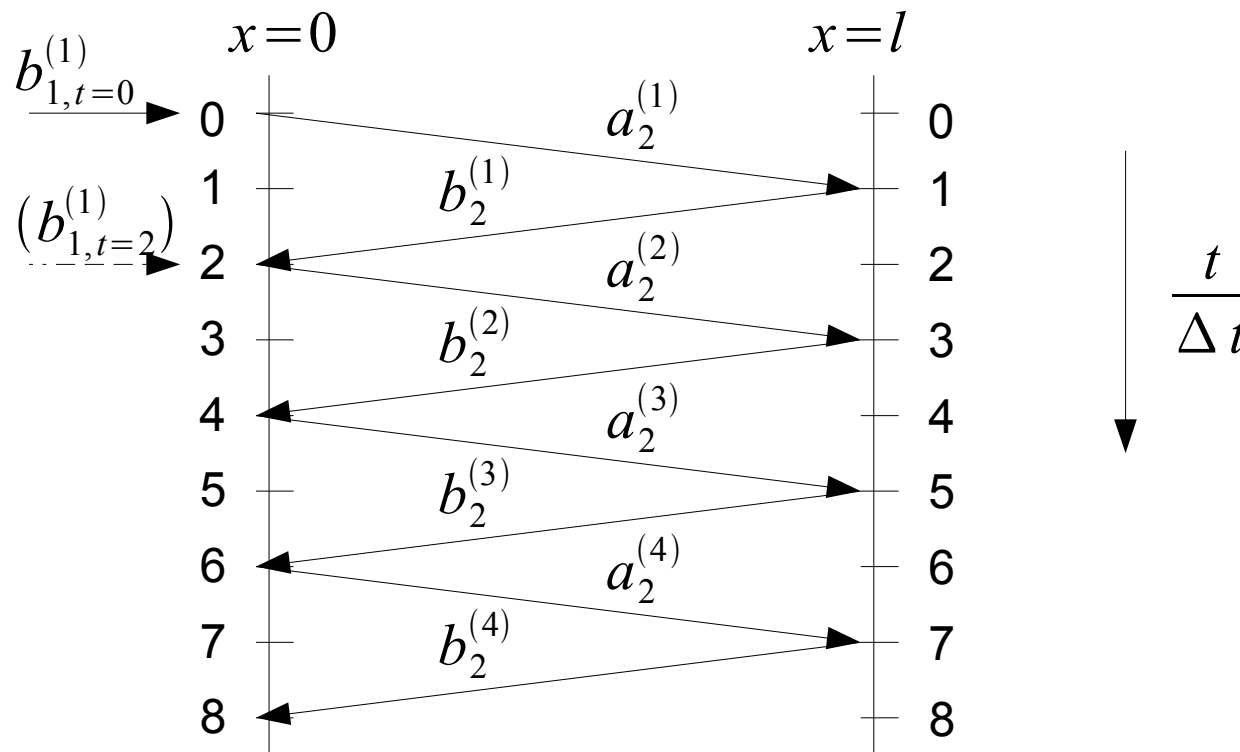
- Dritte Frage: Kann die Beschreibung der Wellenquelle von der Lastimpedanz unabhängig gemacht werden (Fortsetzung)?



- Somit ist die Wellenquelle unabhängig von der Lastimpedanz beschreibbar.
  - Zur Verallgemeinerung ist vorstellbar, daß die Länge der Leitung gegen 0 gehen kann.
  - Zeitlich längere Vorgänge können in linearen Systemen in kurze Stücke zerlegt und getrennt behandelt werden. Am „Ende“ werden die Teilergebnisse addiert.
  - Bei Sendedauern  $\gg$  Laufzeit auf der Leitung (auch bei Leitungslänge  $\rightarrow 0$ ) ergibt sich  $b_1$  aus der Summation aller  $b_1$  der entsprechend zurückliegenden Urwellen  $b_G$ . Hier spielt die Lastimpedanz wieder eine Rolle.  $b_1 \neq b_G$

## 3.2 Die Wellenquelle (7)

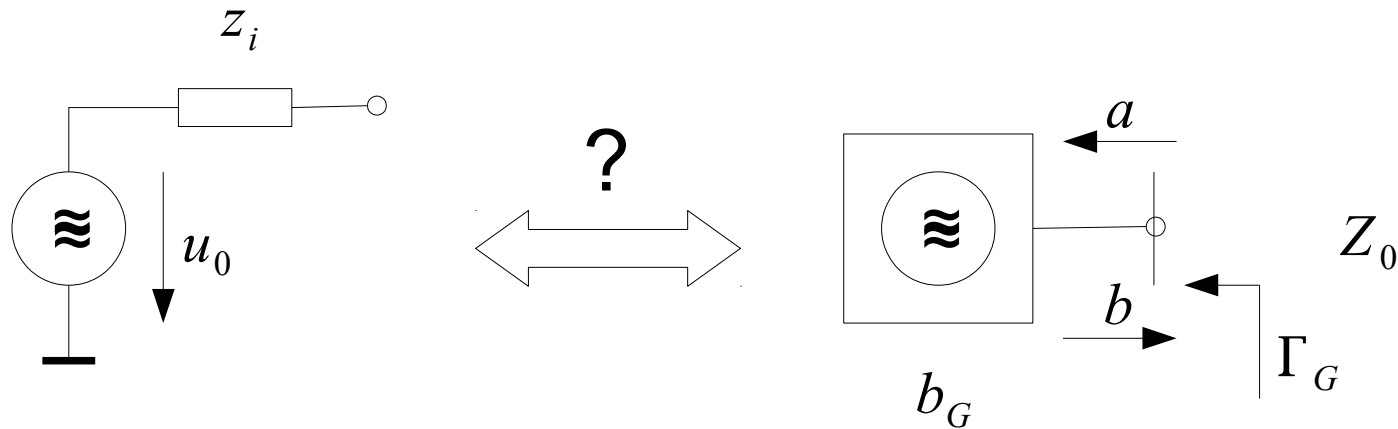
- Vierte Frage: Was liefert die Ping-Pong-Betrachtungsweise noch?
  - Mittels Weg-Zeit-Diagramm können Einschwingvorgänge behandelt werden
  - Mittels Weg-Zeit-Diagramm können zeitlich sehr kurze (aperiodische und periodische) Vorgänge behandelt werden



$\Delta t$ : Laufzeit über Länge  $l$

## 3.2 Die Wellenquelle (8)

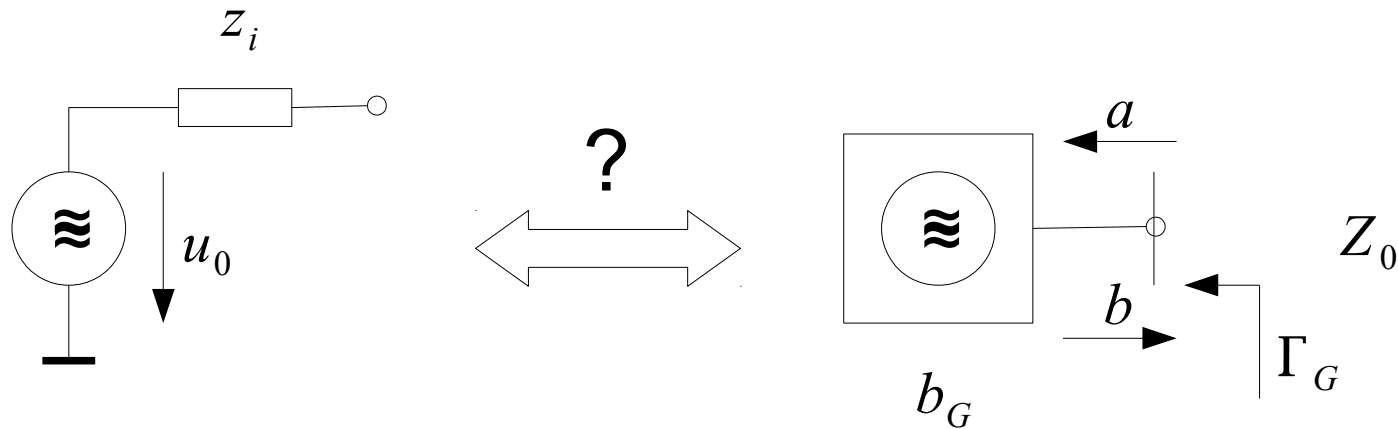
- Fünfte Frage: Wie steht es um die Bezüge zwischen den Parametern und deren Messung?



- $u_0$  ist „die treibende Kraft“
- $Z_i$  ist immer vorhanden, auch bei  $u_0 = 0$
- $Z_i$  ist der komplexe Innenwiderstand der realen Spannungsquelle
- $b_G$  ist „die treibende Kraft“
- $\Gamma_G$  ist immer vorhanden, auch bei  $b_G = 0$
- $\Gamma_G$  ist abhängig von  $Z_i$  und  $Z_0$ .

## 3.2 Die Wellenquelle (9)

- Fünfte Frage: Wie steht es um die Bezüge zwischen den Parametern und deren Messung (Fortsetzung)?

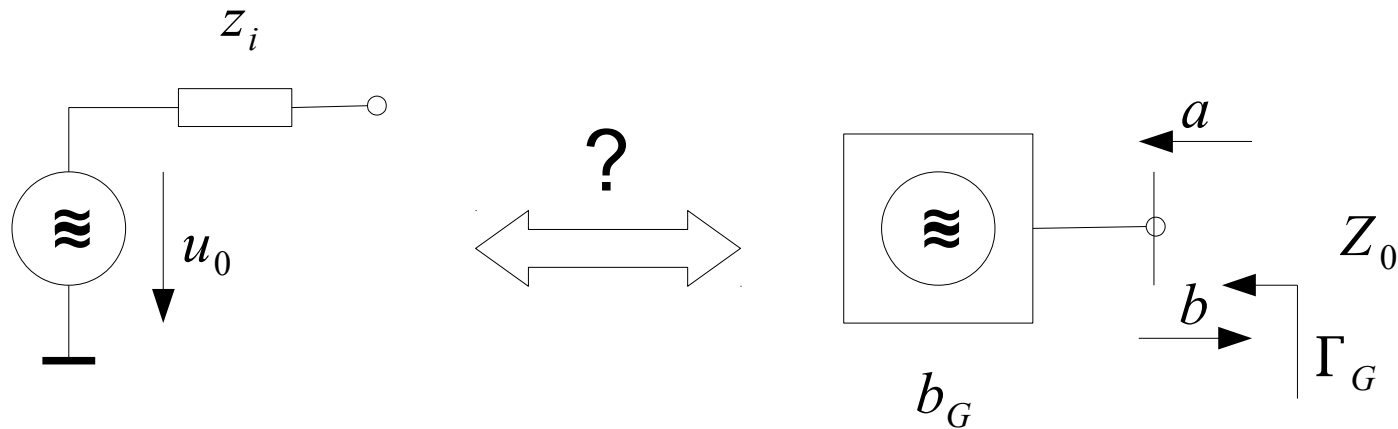


- $u_0$  ist im Leerlauf messbar
- $Z_i$  ist über Messungen im Lastfall und  $u_0$  ermittelbar

- $b_G$  ist die unter allen Umständen an  $Z_0$  abgegebene Welle (normierte Welle)
- $b_G$  ist beim Anschluß einer Meßleitung mit  $Z_0$  und eines ..... bestimmbar.  $b_G$  ist abhängig von  $u_0$  und  $Z_i$  (und somit von  $U_0$ ,  $Z_i$  und  $Z_0$ ).

## 3.2 Die Wellenquelle (10)

- Fünfte Frage: Wie steht es um die Bezüge zwischen den Parametern und deren Messung (Fortsetzung)?



- $\Gamma_G$  über Messungen von  $a$  und  $b$  bei Fehlanpassung ermittelbar:

$$\Gamma_G = \frac{b}{a} \Big|_{b_G=0}$$

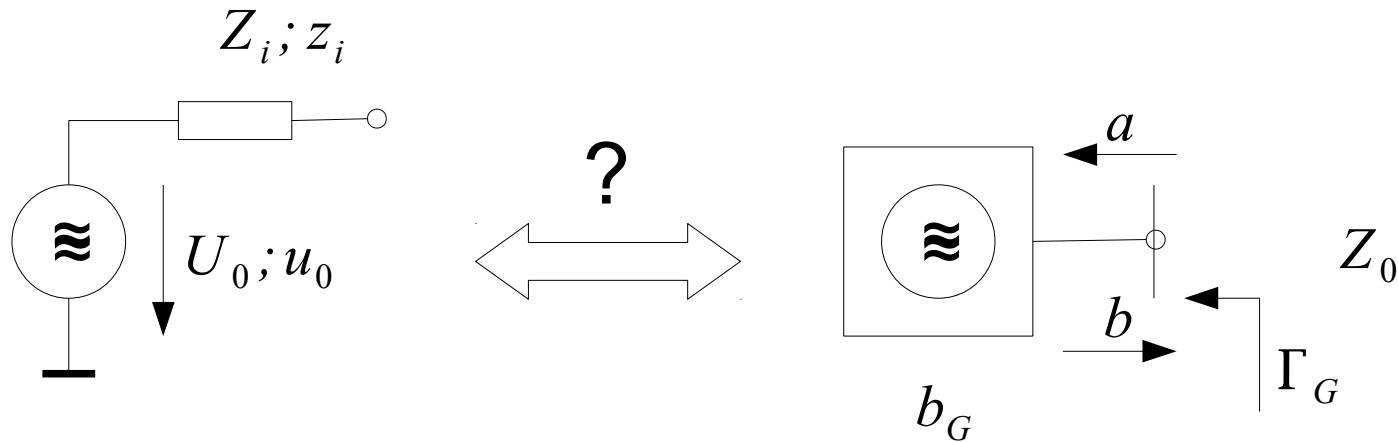
$$b = a \cdot \Gamma_G \Big|_{b_G=0}$$

- $b$  besteht aus Urwelle  $b_G$  und reflektierter Welle  $a \cdot \Gamma_G$

$$b = a \cdot \Gamma_G + b_G \Big|_{\text{allgemein}}$$

## 3.2 Die Wellenquelle (11)

- Fünfte Frage: Wie steht es um die Bezüge zwischen den Parametern und deren Messung (Fortsetzung)?



$U_0$ : Ursprung, Amplitude!

$u_0$ : normierte Ursprung, Amplitude!

$Z_i$ : Innenwiderstand, Impedanz!

$z_i$ : normierter Innenwiderstand, Impedanz!

$$u_0 = \frac{U_0}{\sqrt{Z_0}}$$

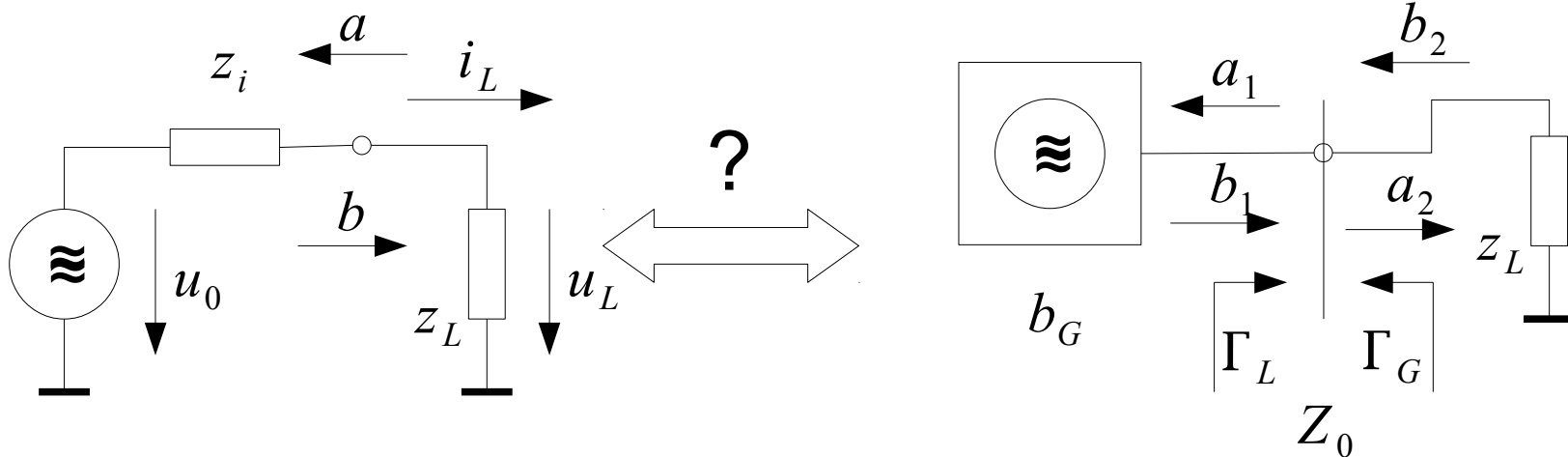
$$z_i = \frac{Z_i}{Z_0}$$

$$\Gamma_G = \frac{Z_i - Z_0}{Z_i + Z_0} = \frac{z_i - 1}{z_i + 1}$$

$$b_G = \frac{u_0 Z_0}{Z_i + Z_0} = \frac{u_0}{z_i + 1}$$

## 3.2 Die Wellenquelle (12)

- An die Last abgegebene Wirkleistung  $P_L$  (delivered to load)



- Die mittlere Leistung  $P_L$

$$P_L = \frac{1}{2} \cdot U_L \cdot I_L = \frac{1}{2} \cdot u_L \cdot i_L$$

$$P_L = \frac{1}{2} \cdot u_0^2 \cdot \frac{z_L}{(z_i + z_L)^2}$$

- Die mittlere Leistung  $P_L$

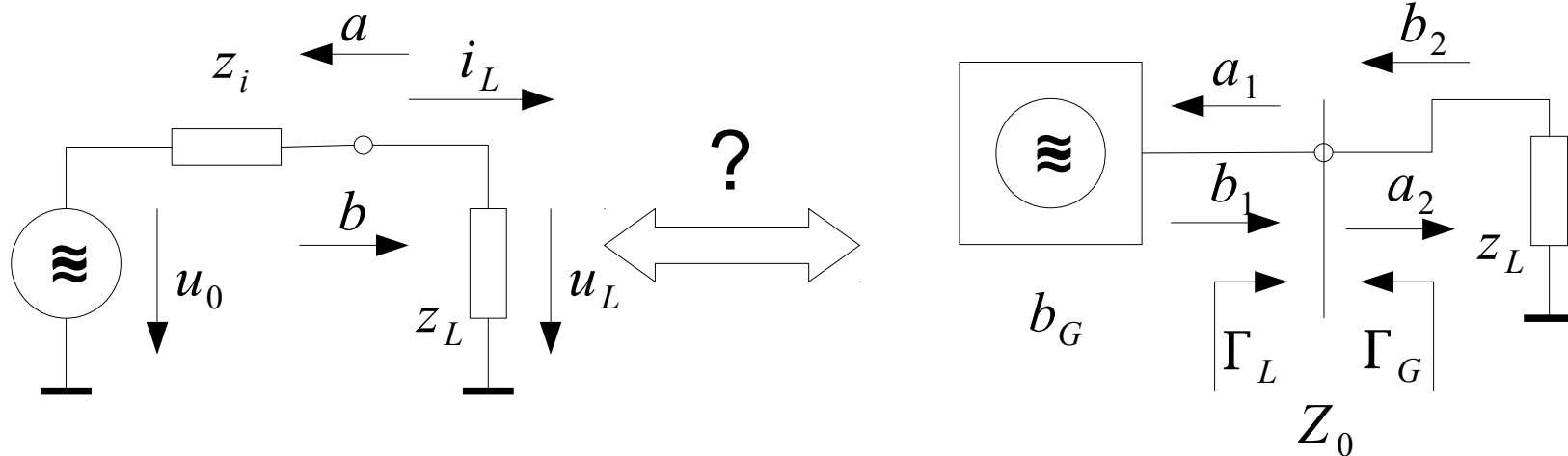
$$P_L = \frac{1}{2} (|a_2|^2 - |b_2|^2) = \frac{1}{2} \cdot \frac{(1 - |\Gamma_L|^2) \cdot |b_G|^2}{|1 - \Gamma_L \Gamma_G|^2}$$

(U, u, I und i sind Amplituden und  $P_L$  ist die mittlere Leistung!)



## 3.2 Die Wellenquelle (13)

- An die Last abgebbare maximale Wirkleistung  $P_A$  (available Power)



- Die max. Wirkleistung  $P_L$  kann bei  $|z_i| = |z_L|$  entnommen werden.
- Hat  $z_i$  einen imaginären Anteil, so hat  $i_L$  auch einen imaginären Anteil. Dieser kann für  $P_L$  verloren gehen.
- Für maximales  $P_L$  muß  $z_L$  diesen Blindstrom kompensieren.

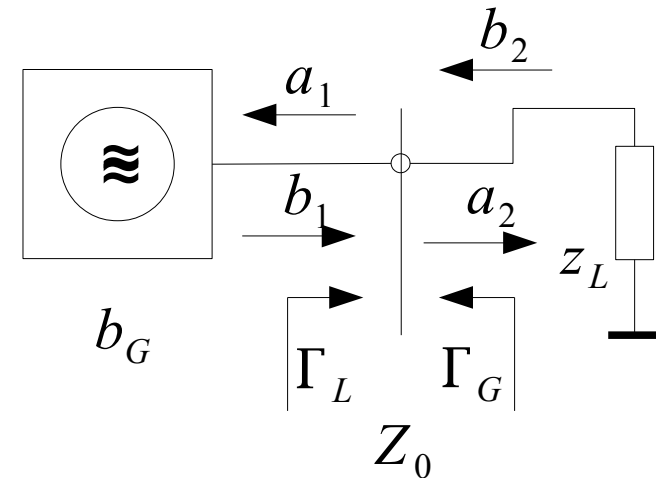
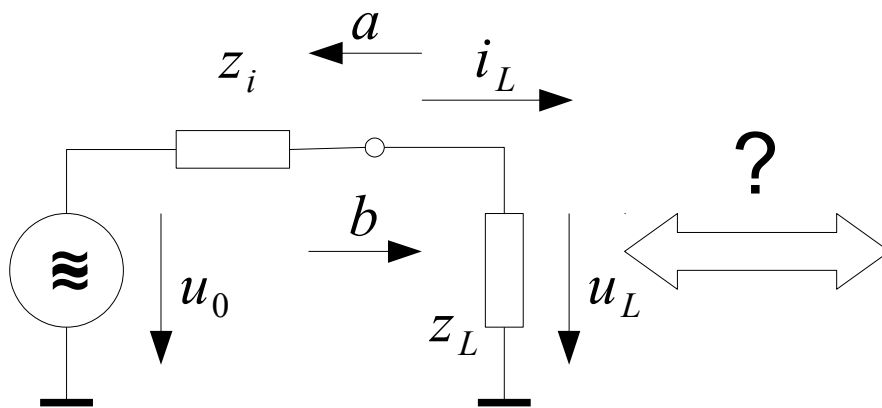
- Die max. mittlere Wirkleistung  $P_L$  kann bei welchen Bedingungen entnommen werden?

$$P_L = \frac{1}{2} (|a_2|^2 - |b_2|^2) = \frac{1}{2} \cdot \frac{(1 - |\Gamma_L|^2) \cdot |b_G|^2}{|1 - \Gamma_L \Gamma_G|^2}$$

Definition:  $P_{L \max} = P_A$

## 3.2 Die Wellenquelle (14)

- An die Last abgebbare maximale Wirkleistung  $P_A$  (available Power)



- Hat  $z_L$  ursächlich einen Blindanteil, so kann  $P_L$  maximal werden, wenn  $z_i$  einen gleichgroßen Blindstrom umgekehrter Richtung bewirkt.
- Für maximales  $P_L$  müssen also  $z_L$  und  $z_i$  einen gleichgroßen Realanteil haben und einen zueinander konjugiert komplexen Blindanteil besitzen.

$$P_L = \frac{1}{2} (|a_2|^2 - |b_2|^2) = \frac{1}{2} \cdot \frac{(1 - |\Gamma_L|^2) \cdot |b_G|^2}{|1 - \Gamma_L \Gamma_G|^2}$$

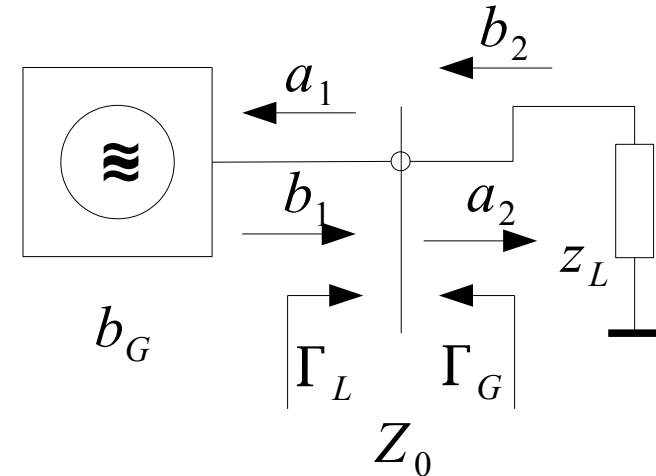
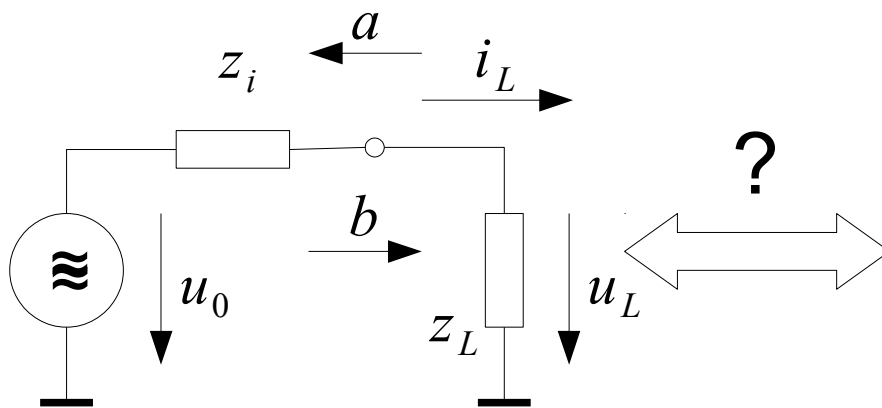
$$|1 - \Gamma_L \Gamma_G|^2 = 1$$

$$-2 |\Gamma_L| |\Gamma_G| \cos(\varphi(\Gamma_L) + \varphi(\Gamma_G)) + |\Gamma_L|^2 |\Gamma_G|^2$$

- 1. Minimierung bei  $\varphi(\Gamma_L) = -\varphi(\Gamma_G) \rightarrow \cos\text{-Fkt. wird } 1$

## 3.2 Die Wellenquelle (15)

- An die Last abgebbare maximale Wirkleistung  $P_A$  (available Power)



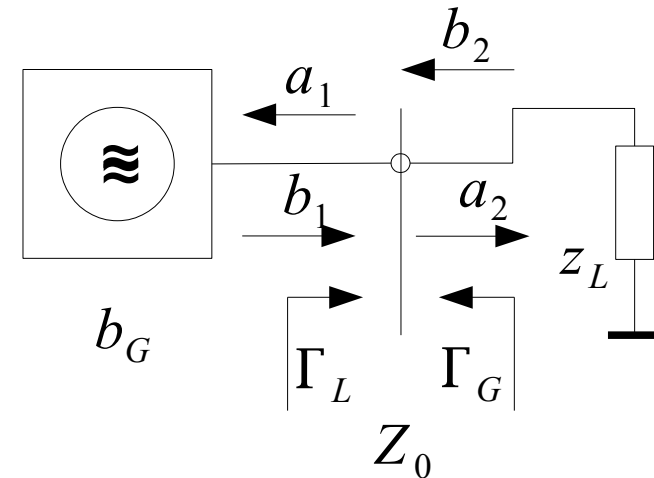
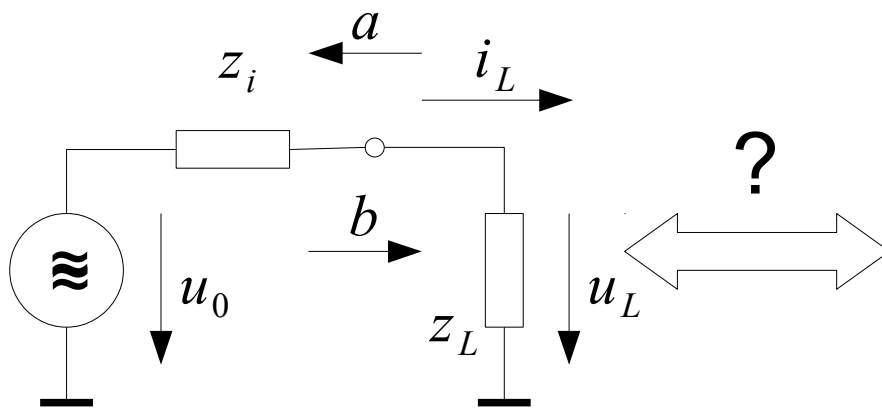
- bei  $\varphi(\Gamma_L) = -\varphi(\Gamma_G) \rightarrow \cos\text{-Fkt. wird } 1$

$$P_L = \frac{1}{2} (|a_2|^2 - |b_2|^2) = \frac{1}{2} \cdot \frac{(1 - |\Gamma_L|^2) \cdot |b_G|^2}{|1 - \Gamma_L \Gamma_G|^2}$$

- 2. Minimierung: bei  $|\Gamma_L| = |\Gamma_G|$   
 $\Gamma_L$  und  $\Gamma_G$  sind nicht unabhängig!
- Beide Bedingungen:  $\Gamma_L = \Gamma_G^*$

## 3.2 Die Wellenquelle (16)

- An die Last abgebbare maximale Wirkleistung  $P_A$  (available Power)



- Die maximal entnehmbare mittlere Wirkleistung  $P_{L_{\max}} = P_V = P_A$  berechnet sich wie folgt:

$$P_A = \frac{1}{2} \cdot U_L \cdot I_L = \frac{1}{2} \cdot u_L \cdot i_L$$

$$P_A = \frac{1}{2} \cdot u_L \cdot i_L = \frac{1}{2} \cdot \frac{u_0^2}{4 \cdot \Re(z_i)} = \frac{1}{2} \cdot \frac{u_0^2}{4 \cdot r_i}$$

bei  $z_i = z_L^*$  - komplex konjugiert

$$P_A = \frac{1}{2} \cdot \frac{|b_G|^2}{1 - |\Gamma_G|^2}$$

nur bei reellem Normierungswiderstand  $Z_0 = R_0$  gilt:

$$P_A = \frac{1}{2} \cdot \frac{|b_G|^2}{1 - |G_G|^2}$$

Diskussion:  $|G_G| = 1$

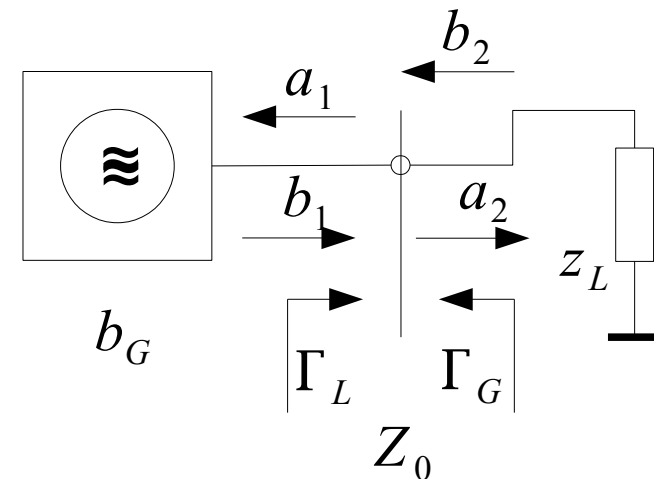
## 3.2 Die Wellenquelle (17)

- An die Last abgebbare maximale Wirkleistung  $P_A$  (available Power)

$$P_A = \frac{1}{2} \cdot \frac{|b_G|^2}{1 - |\Gamma_G|^2}$$

nur bei reellem Normierungswiderstand  $Z_0 = R_0$  gilt:

$$P_A = \frac{1}{2} \cdot \frac{|b_G|^2}{1 - |\Gamma_G|^2}$$



Diskussion  $|\Gamma_G| = 1$ : bringt maximale  $P_A$  ! - ?

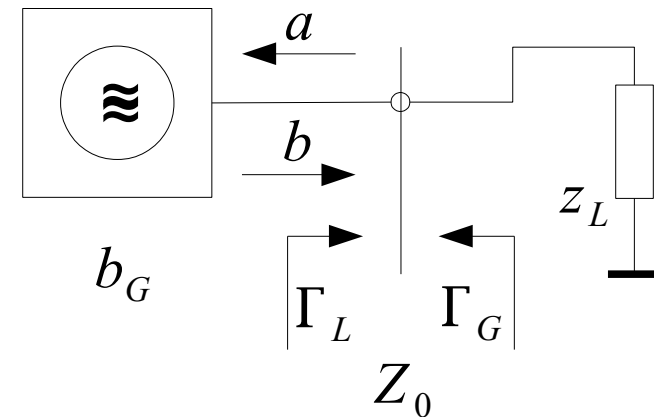
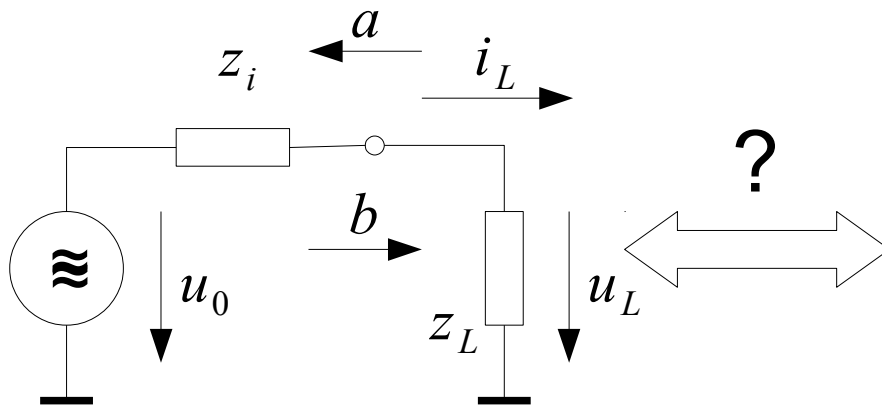
$$b_1 = b_G + \Gamma_G a_1 \quad \longrightarrow \quad \text{unendliche hohe } P \text{ kann sich sammeln oder } b_G = 0 \rightarrow \dots\dots\dots$$

Diskussion  $|\Gamma_G| > 0$ : bringt hohe  $P_A$  ! - ?

Bei konstanter Urspannung und konstantem Innenwiderstand der Quelle und steigendem Normierungswiderstand steigt zwar auch  $\Gamma_G$ , aber die normierten Größen  $u_0$  und  $z_i$  fallen und führen zu einem geringeren Wert  $b_G$ .

## 3.2 Die Wellenquelle (18)

- Fehlanpassungsverlust M



- Der Fehlanpassungsverlust ist der Quotient aus  $P_{Lmax} = P_A$  zu  $P_L$ .

$$\frac{P_{Lmax}}{P_L} = \frac{u_0^2 / (4 \cdot r_i)}{u_L \cdot i_L} = \frac{(r_L + r_i)^2}{4 \cdot r_L \cdot r_i}$$

$$\frac{P_{Lmax}}{P_L} = \frac{1}{4\eta(1-\eta)}$$

Diskussion

- Der Fehlanpassungsverlust ist der Quotient aus  $P_A$  zu  $P_L$ .

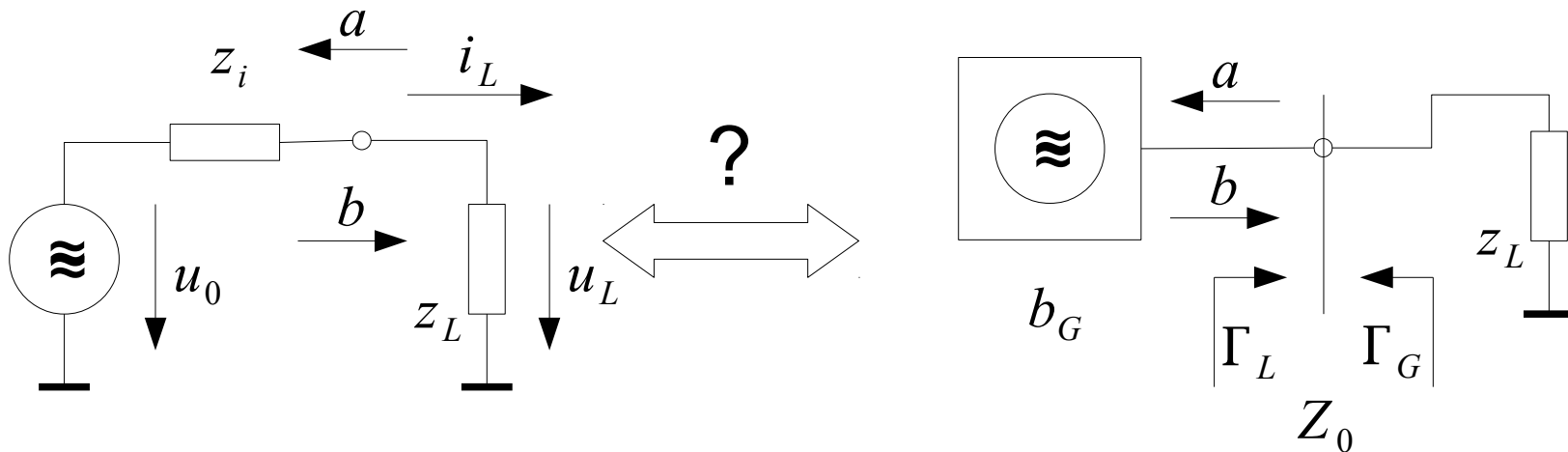
$$M_{res} = \frac{P_A}{P_L} = \frac{(r_L + r_i)^2}{4 \cdot r_L \cdot r_i}$$

$M_{res}$  – M bei Resonanzabstimmung  
Imaginärteile heben sich auf

Diskussion

## 3.2 Die Wellenquelle (19)

- Wirkungsgrad



- Der Wirkungsgrad  $\eta$  ist der Quotient aus Wirkleistung  $P_L$  und Summe von  $P_L$  und  $P_i$ .

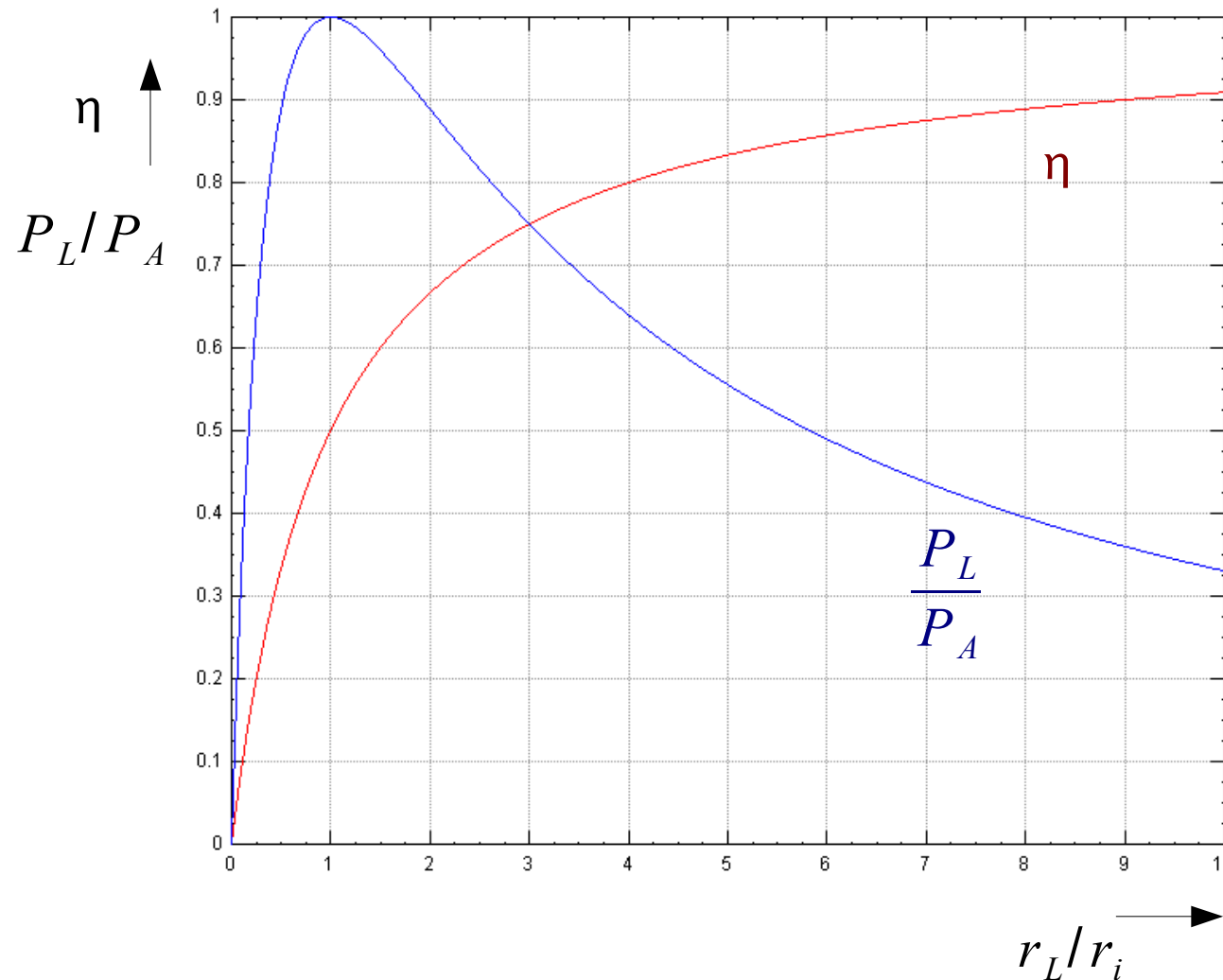
$$\eta = \frac{P_L}{P_L + P_i} = \frac{u_L \cdot i_L}{u_0 \cdot i_L} = \frac{r_L}{(r_L + r_i)}$$

$$r_i = r_L \cdot \left( \frac{1}{\eta} - 1 \right) \quad r_L = r_i \cdot \frac{\eta}{(1 - \eta)}$$

Je größer  $r_L$  gegenüber  $r_i$  wird, um so größer wird der Wirkungsgrad. (Diskussion)

## 3.2 Die Wellenquelle (20)

- Wirkungsgrad und Fehlanpassungsverlust (hier: 1 / Fehlanpassungsverlust)



Praxisrelevanz!?!

Randbedingung!!!

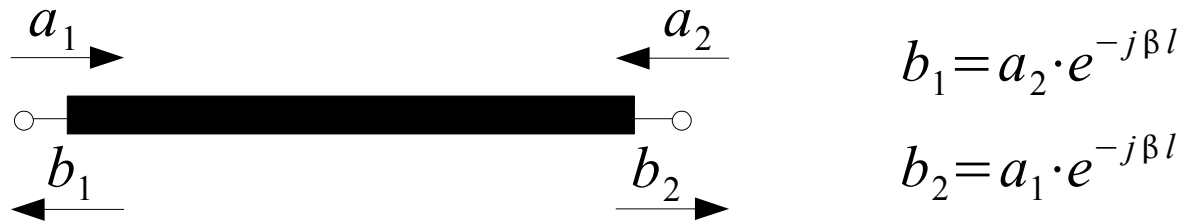


## 3.3 Die Streumatrix (1)

---

- Eine Funktion zur Beschreibung von N-Toren

- Beispiel: .....



- Funktion zur Beschreibung:  $\vec{b} = \vec{S} \cdot \vec{a}$       $\vec{b} := \begin{pmatrix} b_1 \\ b_2 \end{pmatrix}$       $\vec{a} := \begin{pmatrix} a_1 \\ a_2 \end{pmatrix}$

Faktor, um von Vektor a auf Vektor b zu kommen, ist Vektor S

Beispiel für die Leitung:

$$\vec{S} := \begin{pmatrix} 0 & e^{-j\beta l} \\ e^{-j\beta l} & 0 \end{pmatrix}$$

## 3.3 Die Streumatrix (2)

---

- Übertragung der Erkenntnis auf lineare N-Tore
  - Funktion, die für jedes Tor k den Einfluss der einlaufenden Wellen an allen Toren auf die austretende Welle am Tor k beschreibt:

$$b_1(j\omega) = s_{11}(j\omega) \cdot a_1(j\omega) + s_{12}(j\omega) \cdot a_2(j\omega) + \dots + s_{1N}(j\omega) \cdot a_N(j\omega)$$

$$b_2(j\omega) = s_{21}(j\omega) \cdot a_1(j\omega) + s_{22}(j\omega) \cdot a_2(j\omega) + \dots + s_{2N}(j\omega) \cdot a_N(j\omega)$$

$$\vdots \qquad \qquad \qquad \vdots \qquad \qquad \qquad \vdots \qquad \qquad \qquad \vdots \qquad \qquad \qquad \dots \qquad \qquad \qquad \vdots \qquad \qquad \qquad \vdots$$

$$b_N(j\omega) = s_{N1}(j\omega) \cdot a_1(j\omega) + s_{N2}(j\omega) \cdot a_2(j\omega) + \dots + s_{NN}(j\omega) \cdot a_N(j\omega)$$

- Die Faktoren sind die  $s_{lk}$ . Diese Faktoren werden die Streuparameter genannt. Sowohl Reflexion als auch Transmission zählt zur Streuung (Analogie zur Optik).
  - $s_{lk}$  mit  $l = k$ : Reflexion – b am Tor l, von a her am selben Tor
  - $s_{lk}$  mit  $l \neq k$ : Transmission – b am Tor l, von a her an anderem Tor
- Mit Reflexion ist die „im Inneren“ des N-Tores gemeint, nicht die „äußere“. Die „äußere“ entsteht durch den Anschluss einer Leitung mit anderen Eigenschaften als die Leitungseigenschaften des Tors.



### 3.3 Die Streumatrix (4)

- Methode zur Ermittlung der  $s_{kl}$ 
  - alle Tore außer Tor  $k$  und Tor  $l$  werden reflexionsfrei abgeschlossen (Wellensumpf)  $\rightarrow$  alle  $a$  außer  $a_k$  werden zu 0 —
  - Beispiel unten:  $k = 2$   $l = 3$
  - an Tor  $k$  wird eine Wellenquelle mit  $\Gamma_G = 0$  angeschlossen  $\rightarrow a_k \neq 0$   $b_k = 0 \rightarrow a_k = b_G$  (Urwelle der Wellenquelle) —
  - an Tor  $l$  wird ein reflexionsfreies Meßgerät angeschlossen  $\rightarrow a_l = 0$   $b_l$  wird gemessen ( $a_3$  im Beispiel nicht dargestellt)

- Beispiel: gestrichen bedeutet, ist = 0!!!

$$b_1(j\omega) = s_{11}(j\omega) \cdot \cancel{a_1(j\omega)} + s_{12}(j\omega) \cdot \underline{a_2(j\omega)} + \dots + s_{1N}(j\omega) \cdot \cancel{a_N(j\omega)}$$

$$\underline{b_2(j\omega)} = s_{21}(j\omega) \cdot \cancel{a_1(j\omega)} + s_{22}(j\omega) \cdot \underline{a_2(j\omega)} + \dots + s_{2N}(j\omega) \cdot \cancel{a_N(j\omega)}$$

$$\boxed{b_3(j\omega)} = s_{31}(j\omega) \cdot \cancel{a_1(j\omega)} + \boxed{s_{32}(j\omega) \cdot \underline{a_2(j\omega)}} + \dots + s_{3N}(j\omega) \cdot \cancel{a_N(j\omega)}$$

$$\begin{array}{ccccccc} \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \dots & \vdots & \vdots \\ b_N(j\omega) = s_{N1}(j\omega) \cdot \cancel{a_1(j\omega)} + s_{N2}(j\omega) \cdot \underline{a_2(j\omega)} + \dots + s_{NN}(j\omega) \cdot \cancel{a_N(j\omega)} \end{array}$$

$$b_3 = s_{32} \cdot a_2 \quad s_{32} = \frac{b_3}{a_2}$$

Beispiel: Leitung und 2 Leitungen

## 3.3 Die Streumatrix (5)

---

- Festlegungen und Interpretationen
  - Die S-Matrix beschreibt Reflexionen (Wirkung von  $a_k$  auf  $b_k$ ) und Transmissionen (Wirkung  $a_k$  auf  $b_l$ ,  $k \neq l$ ).
  - Torpaare mit gleichen gegenseitigen Transmissionsparametern ( $s_{kl} = s_{lk}$ ) heißen Transmissionssymmetrisch oder Übertragungssymmetrisch oder reziprok .  
Bei reflexionsfreiem Abschluss aller Tore kann Leistung in beiden Richtungen mit dem gleichen Faktor übertragen werden.  
Bei zusätzlich gleichen Leitungseigenschaften der Tore können diese vertauscht werden.
  - Torpaare mit gleichen Eigenreflexionsfaktoren ( $s_{kk} = s_{ll}$ ) heißen (eigen-)reflexionssymmetrisch.  
Bei reflexionsfreiem Abschluss aller Tore und zusätzlich gleichen Leitungseigenschaften der Tore können diese vertauscht werden.
  - Sind alle Tore paarweise transmissionssymmetrisch heißt das N-Tor übertragungssymmetrisch bzw. reziprok.  
Die Streumatrix ist gleich der transponierten Streumatrix.
  - Sind alle Tore paarweise reflexionssymmetrisch heißt das N-Tor reflexionssymmetrisch.

## 3.3 Die Streumatrix (6)

---

- Festlegungen und Interpretationen (2)
  - Gelten die beiden vorherigen Aussagen und sind alle Tore reflexionsfrei abgeschlossen und haben gleiche Leitungseigenschaften, so sind die Tore vertauschbar.

## 3.3 Die Streumatrix (7)

---

- Leistungsbeziehungen
  - Über einige Mathematik, speziell der Matrizenrechnung, kommt man zu Aussagen über die Wirkleistungsbeziehungen, auch bei komplexen  $s$ -Parametern. Aus formalen Eigenschaften der  $S$ -Matrix kann auf grundsätzliche Eigenschaften bei den Leistungsbeziehungen geschlossen werden.

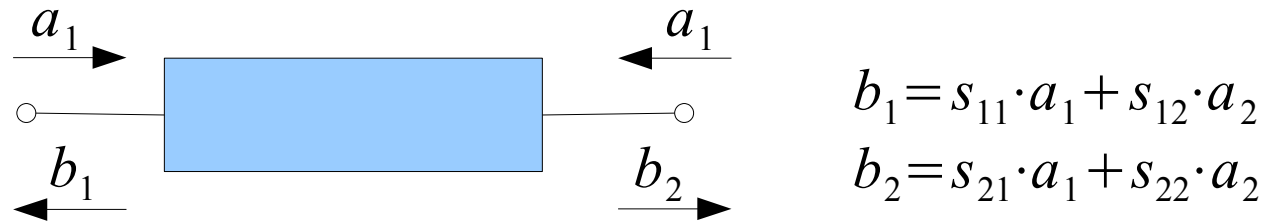
Weitere Informationen dazu können der Literatur entnommen werden.

- Hier noch einige Definitionen:
  - Ein  $N$ -Tor heißt passiv, wenn die zugeführte Nettowirkleistung größer oder gleich 0 ist.
  - Ein  $N$ -Tor heißt verlustfrei, wenn für alle Frequenzen die zugeführte Nettowirkleistung gleich 0 ist.
  - Ein  $N$ -Tor heißt aktiv, wenn für wenigstens eine Frequenz die zugeführte Nettowirkleistung kleiner 0 ist.
  - Ein  $N$ -Tor heißt bedingt aktiv bzw. bedingt passiv, wenn es nur für bestimmte Betriebsbedingungen aktiv bzw. passiv ist.
  - Ein  $N$ -Tor heißt unbedingt aktiv bzw. unbedingt passiv, wenn es für alle Betriebsbedingungen aktiv bzw. passiv ist.



### 3.3 Die Streumatrix (8)

- Leistungsbeziehungen (2)
  - Behandlung des verlustlosen N-Tores am Beispiel von  $N = 2$



- Ein N-Tor heißt verlustfrei, wenn für alle Frequenzen die zugeführte Nettowirkleistung gleich 0 ist.

$$|a_1|^2 + |a_2|^2 - |b_1|^2 - |b_2|^2 = 0$$

$$|a_1|^2 + |a_2|^2 = |b_1|^2 + |b_2|^2 = |s_{11} \cdot a_1 + s_{12} \cdot a_2|^2 + |s_{21} \cdot a_1 + s_{22} \cdot a_2|^2$$

$a_1, a_2$  sind unabhängige Variable

für  $a_1 \neq 0$  und  $a_2 = 0$ :  $|a_1|^2 = |s_{11} \cdot a_1|^2 + |s_{21} \cdot a_1|^2$

für  $a_1 = 0$  und  $a_2 \neq 0$ :  $|a_2|^2 = |s_{12} \cdot a_2|^2 + |s_{22} \cdot a_2|^2$

$$|s_{11}|^2 + |s_{21}|^2 = 1$$

$$|s_{12}|^2 + |s_{22}|^2 = 1$$

$$\sum_{n=1}^N s_{ni} \cdot s_{ni}^* = 1$$

Aussage zur Hauptdiagonale

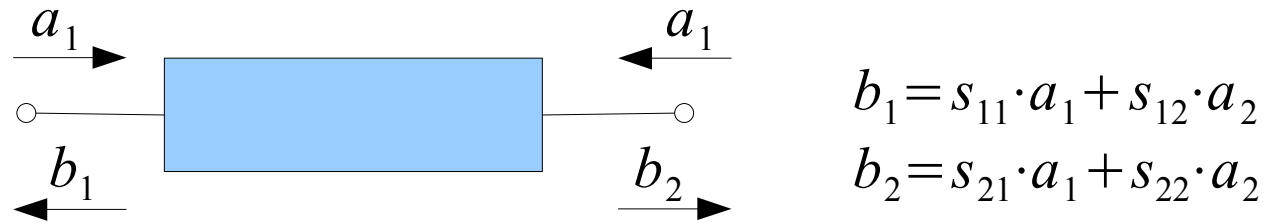
unitäre Matrix

$$A^{-1} = A^*$$

$A^*$  ist die konjugiert – transponierte zu  $A$

### 3.3 Die Streumatrix (9)

- Leistungsbeziehungen (3)
  - Behandlung des verlustlosen N-Tores am Beispiel von  $N = 2$



$$b_1 = s_{11} \cdot a_1 + s_{12} \cdot a_2$$

$$b_2 = s_{21} \cdot a_1 + s_{22} \cdot a_2$$

$$|a_1|^2 + |a_2|^2 = |s_{11} \cdot a_1 + s_{12} \cdot a_2|^2 + |s_{21} \cdot a_1 + s_{22} \cdot a_2|^2 \quad \text{ausmultiplizieren}$$

$$|a_1|^2 + |a_2|^2 = |s_{11} \cdot a_1|^2 + |s_{12} \cdot a_2|^2 + s_{11} \cdot a_1 \cdot s_{12}^* \cdot a_2^* + s_{11}^* \cdot a_1^* \cdot s_{12} \cdot a_2 + |s_{21} \cdot a_1|^2 + |s_{22} \cdot a_2|^2 + s_{21} \cdot a_1 \cdot s_{22}^* \cdot a_2^* + s_{22} \cdot a_2 \cdot s_{21}^* \cdot a_1^*$$

$$\sum_{n=1}^N (s_{n1} \cdot s_{n2}^* \cdot a_1 \cdot a_2^* + s_{n2} \cdot s_{n1}^* \cdot a_2 \cdot a_1^*) = 0$$

*hier  $N = 2$*

über die Fälle:  
 $a_1 = a_2$  und  
 $a_1 = j a_2$

$$\sum_{n=1}^N s_{nr} \cdot s_{ns}^* = 0 \quad \text{mit } r \neq s$$

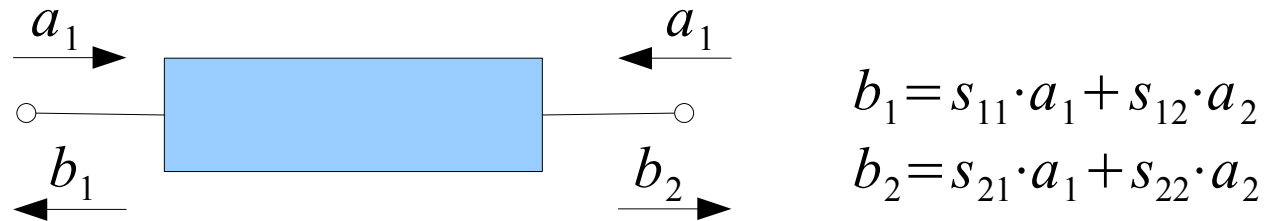
*hier  $N = 2$*

alles = 0, außer  
 Hauptdiagonale

Aussage zu den Plätzen außerhalb der Hauptdiagonale

## 3.3 Die Streumatrix (10)

- Leistungsbeziehungen (4)
  - Behandlung des verlustlosen N-Tores am Beispiel von  $N = 2$



$$S^{*T} \cdot S = (1)$$

Unitarität

für das 2-Tor

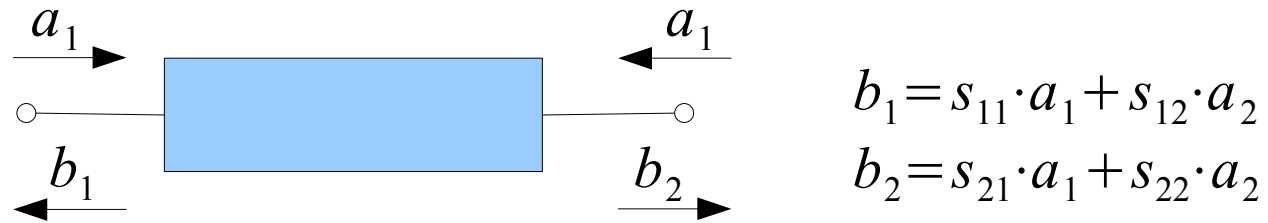
$$\begin{pmatrix} s_{11}^* & s_{21}^* \\ s_{12}^* & s_{22}^* \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} s_{11} & s_{12} \\ s_{21} & s_{22} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{pmatrix}$$

- Eine äquivalente und verwandte Betrachtungsweise nutzt die mathematische Theorie der hermiteschen Matrizen (siehe z. B. Hoffmann: Hochfrequenztechnik)

## 3.3 Die Streumatrix (11)

---

- Leistungsbeziehungen (5)
  - Behandlung des reziproken N-Tores am Beispiel von  $N = 2$



$$\begin{aligned} & s_{12} = s_{21} \\ \text{allgemein} \quad & s_{mn} = s_{nm} \end{aligned}$$

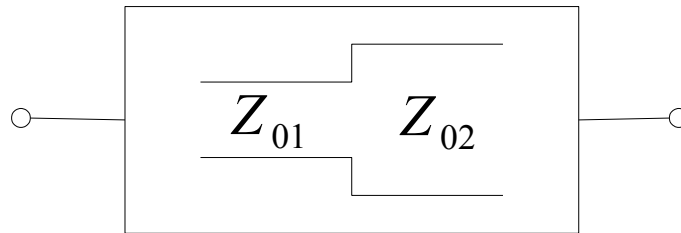
- verlustfreies und reziproken N-Tor

Durch die Kombination der jeweiligen Randbedingungen entstehen immer mehr ..... Letztendlich gibt es nur mehr eine unabhängige Größe, aus der sich die anderen ergeben.

### 3.3 Die Streumatrix (12)

---

- Nutzung der nun bekannten Bedingungen am Beispiel des .....



praktisches Vorkommen ...

Länge der inneren Leitungen  $\rightarrow 0$

$$s_{11} = \frac{Z_{02} - Z_{01}}{Z_{02} + Z_{01}} = \Gamma_{\text{Sprung}}$$

Z reell

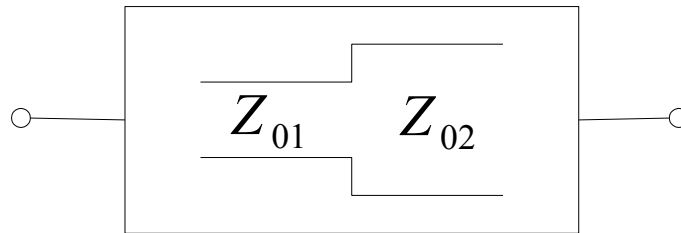
$$s_{22} = \frac{Z_{01} - Z_{02}}{Z_{01} + Z_{02}} = -\Gamma_{\text{Sprung}}$$

$$|s_{11}| = |s_{22}| \quad \text{im Betrag .....$$

jetzt weiter mit zwei Betrachtungsweisen:

## 3.3 Die Streumatrix (13)

- Nutzung der nun bekannten Bedingungen am Beispiel des Wellenwiderstandssprunges (2)



praktisches Vorkommen ...

Länge der inneren Leitungen  $\rightarrow 0$

### – 1. Betrachtungsweise:

- augenscheinlich reziprok, da im Betrag eigenreflexionssymmetrisch, Wenn beim 2-Tor jeweils der gleiche Betrag der Welle reflektiert wird, dann wird auch jeweils der gleiche Betrag der Welle übertragen. Somit wird jeweils der gleiche Anteil der Wirkleistung übertragen.

$$|s_{12}| = |s_{21}|$$

- augenscheinlich keine Phasendrehung durch Laufzeit, da die Länge der Leitungen  $\rightarrow 0$   $\varphi(s_{12}) = 0$   $\varphi(s_{21}) = 0$

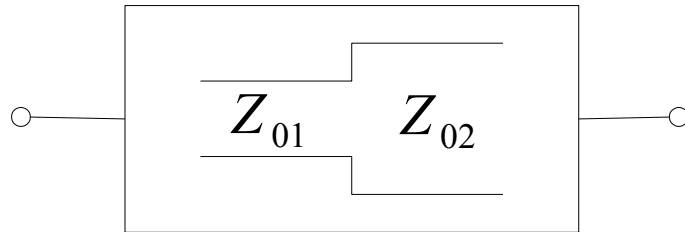
- augenscheinlich passiv und verlustlos; somit ergibt sich

$$\begin{vmatrix} \Gamma_S & s_{12} \\ s_{12} & -\Gamma_S \end{vmatrix} \cdot \begin{vmatrix} \Gamma_S & s_{12} \\ s_{12} & -\Gamma_S \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{vmatrix}$$

## 3.3 Die Streumatrix (14)

---

- Nutzung der nun bekannten Bedingungen am Beispiel des Wellenwiderstandssprunges (3)



- 1. Betrachtungsweise:

$$\begin{vmatrix} \Gamma_S & s_{12} \\ s_{12} & -\Gamma_S \end{vmatrix} \cdot \begin{vmatrix} \Gamma_S & s_{12} \\ s_{12} & -\Gamma_S \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{vmatrix}$$

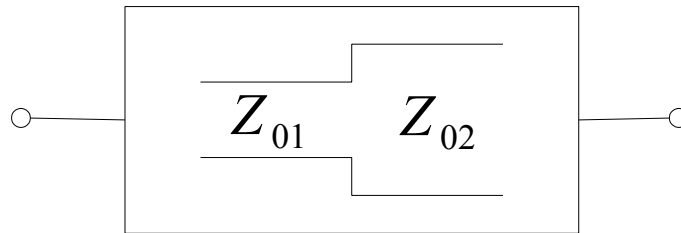
$$s_{12} = s_{21} = \sqrt{1 - \Gamma_S^2}$$

damit wird

$$S_{\text{Sprung}} = \begin{vmatrix} \Gamma_S & \sqrt{1 - \Gamma_S^2} \\ \sqrt{1 - \Gamma_S^2} & -\Gamma_S \end{vmatrix}$$

### 3.3 Die Streumatrix (15)

- Nutzung der nun bekannten Bedingungen am Beispiel des Wellenwiderstandssprunges (4)



praktisches Vorkommen ...

Länge der inneren Leitungen  $\rightarrow 0$

- 2. Betrachtungsweise:

- augenscheinlich passiv und verlustlos;  
somit ergibt sich

$$\begin{vmatrix} \Gamma_S & s_{21}^* \\ s_{12}^* & -\Gamma_S \end{vmatrix} \cdot \begin{vmatrix} \Gamma_S & s_{12} \\ s_{21} & -\Gamma_S \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{vmatrix}$$

$$\Gamma_S^2 + s_{21}^* s_{21} = 1$$

$$\Gamma_S s_{12} - \Gamma_S s_{21}^* = 0$$

$$\Gamma_S s_{12}^* - \Gamma_S s_{21} = 0$$

$$s_{12}^* s_{12} + \Gamma_S^2 = 1$$

$$\Re(s_{21}) = \Re(s_{12})$$

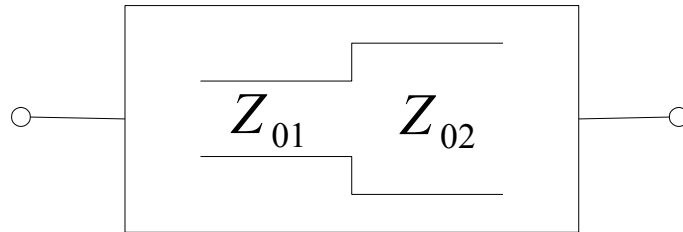
$$s_{12}^* = s_{21}$$

$$s_{12} = s_{21}^*$$



## 3.3 Die Streumatrix (16)

- Nutzung der nun bekannten Bedingungen am Beispiel des Wellenwiderstandssprunges (5)



- 2. Betrachtungsweise:

- augenscheinlich keine Phasendrehung, da die Länge der Leitungen  $\rightarrow 0$

$$\varphi(s_{12})=0 \quad \varphi(s_{21})=0$$

$$\longrightarrow s_{12} = s_{21} = \sqrt{1 - \Gamma_S^2}$$

$$\Gamma_S^2 + s_{21} s_{21} = 1$$

$$s_{21} = s_{12} = \sqrt{1 - \Gamma_S^2}$$

damit wird

$$S_{\text{Sprung}} = \begin{vmatrix} \Gamma_S & \sqrt{1 - \Gamma_S^2} \\ \sqrt{1 - \Gamma_S^2} & -\Gamma_S \end{vmatrix} \quad (\text{Interpretation})$$

# 3.3 Die Streumatrix (17)

- Einige wichtige N-Tore und ihre Streumatrizen

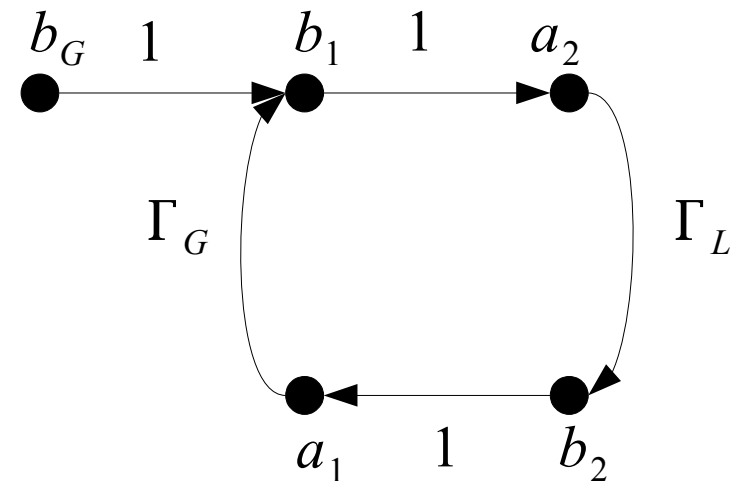
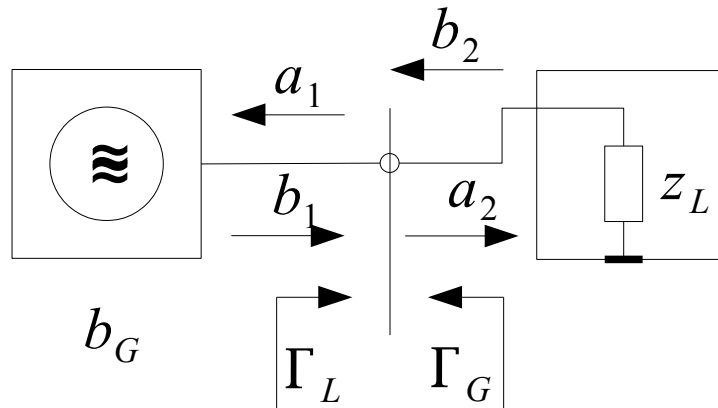
Tabene 6.1 : Einige wichtige N-Tore und ihre Streumatrizen

Name	Blockschaltbild	Streumatrix
Wellensumpf, Absorber		$(s_{11}) = (0)$
Kurzgeschlossene Leitung		$(s_{11}) = (-e^{-2\gamma l})$
Leitung		$\begin{pmatrix} 0 & e^{-\gamma l} \\ e^{-\gamma l} & 0 \end{pmatrix}$
Richtungsleitung		$\begin{pmatrix} 0 & 0 \\ e^{-\gamma l} & 0 \end{pmatrix}$
Serienimpedanz		$\begin{pmatrix} w & 2 \\ w+2 & w+2 \\ 2 & w \\ w+2 & w+2 \end{pmatrix}$
Paralleladmittanz		$\begin{pmatrix} -y & 2 \\ y+2 & y+2 \\ 2 & -y \\ y+2 & y+2 \end{pmatrix}$
Wellenwiderstandssprung		$\begin{pmatrix} \frac{Z_{02} - Z_{01}}{Z_{02} + Z_{01}} & \frac{2\sqrt{Z_{01}Z_{02}}}{Z_{02} + Z_{01}} \\ \frac{2\sqrt{Z_{01}Z_{02}}}{Z_{02} + Z_{01}} & -\frac{Z_{02} - Z_{01}}{Z_{02} + Z_{01}} \end{pmatrix}$
idealisierter Y-Zirkulator (Dreitor-Zirkulator)		$\begin{pmatrix} 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \end{pmatrix}$
idealisierter Richtkoppler		$\begin{pmatrix} 0 & 0 & \sqrt{1-k^2} & \pm jk \\ 0 & 0 & \pm jk & \sqrt{1-k^2} \\ \sqrt{1-k^2} & \pm jk & 0 & 0 \\ \pm jk & \sqrt{1-k^2} & 0 & 0 \end{pmatrix}$

Quelle: Hoffmann: Hochfrequenztechnik

## 3.4 Berechnungen über Alles (1)

- Beispiel: Wellenquelle mit Last

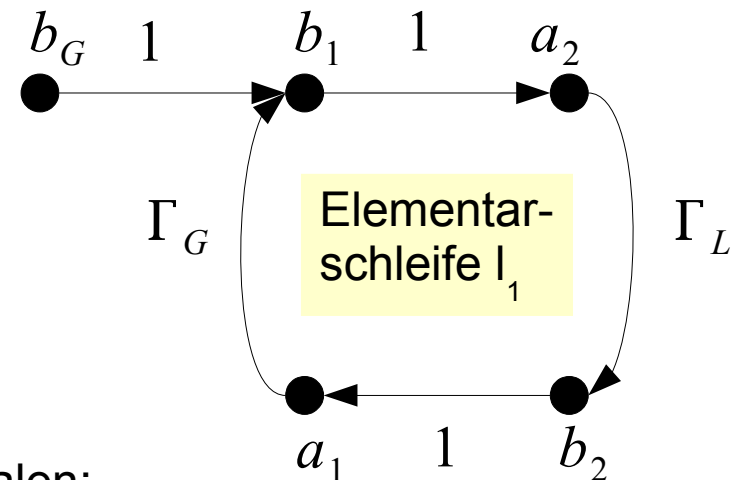
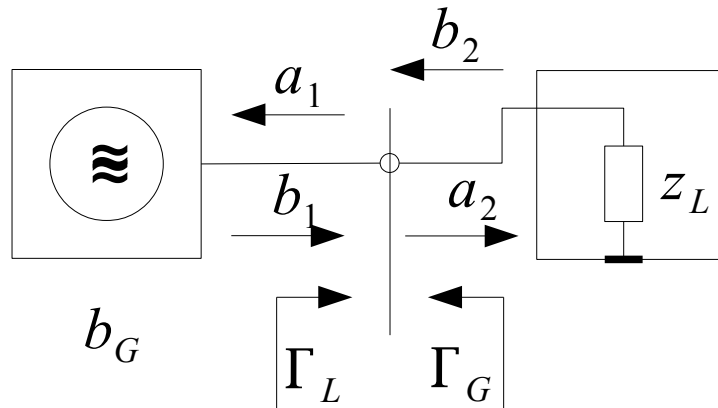


### Knoten

- abhängiger Knoten (Variable ist mathematische Abbildung anderer Variablen)
- Quellknoten (unabhängiger Knoten)
- Zielknoten (Variable geht aus anderer Variablen hervor)
- Senkenknoten (Zielknoten, der nicht weiter abgebildet wird)
- Summierstelle (innere, wenn keine Senke)

## 3.4 Berechnungen über Alles (2)

- Beispiel: Wellenquelle mit Last (2)

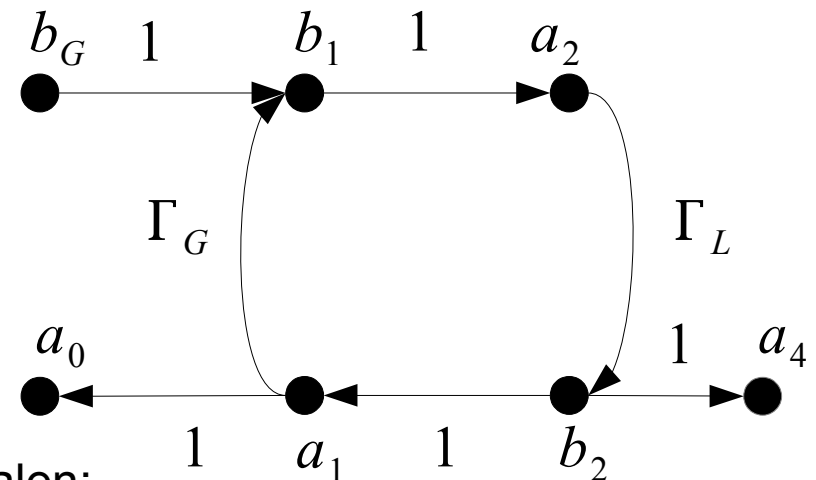
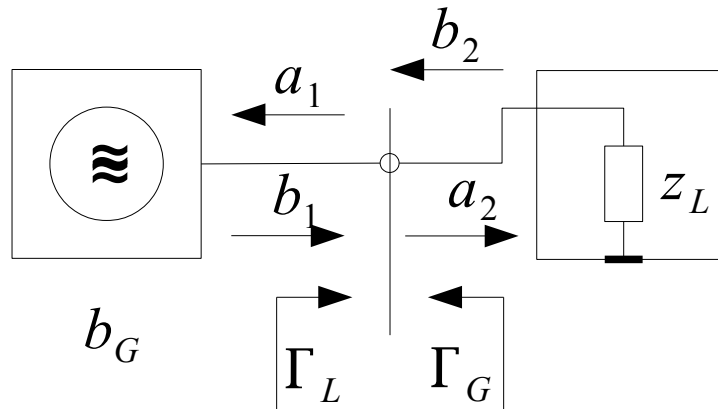


bei linearen Abbildungen zwischen den Signalen:

- linearer Signalflußgraph
- Produkt der Übertragungsfaktoren der am (offenen) Pfad beteiligten Bögen ist der Übertragungsfaktor des (offenen) Pfades
- Produkt der Übertragungsfaktoren der an der Elementarschleife beteiligten Bögen ist der Übertragungsfaktor der Elementarschleife (Schleifenprodukt 1. Ordnung)
- Verhältnis der Werte eines Senkenknotens zu einem Quellknoten ist der Übertragungsfaktor des Signalflußgraphen (bezogen auf diese Knoten)

## 3.4 Berechnungen über Alles (3)

- Beispiel: Wellenquelle mit Last (3)



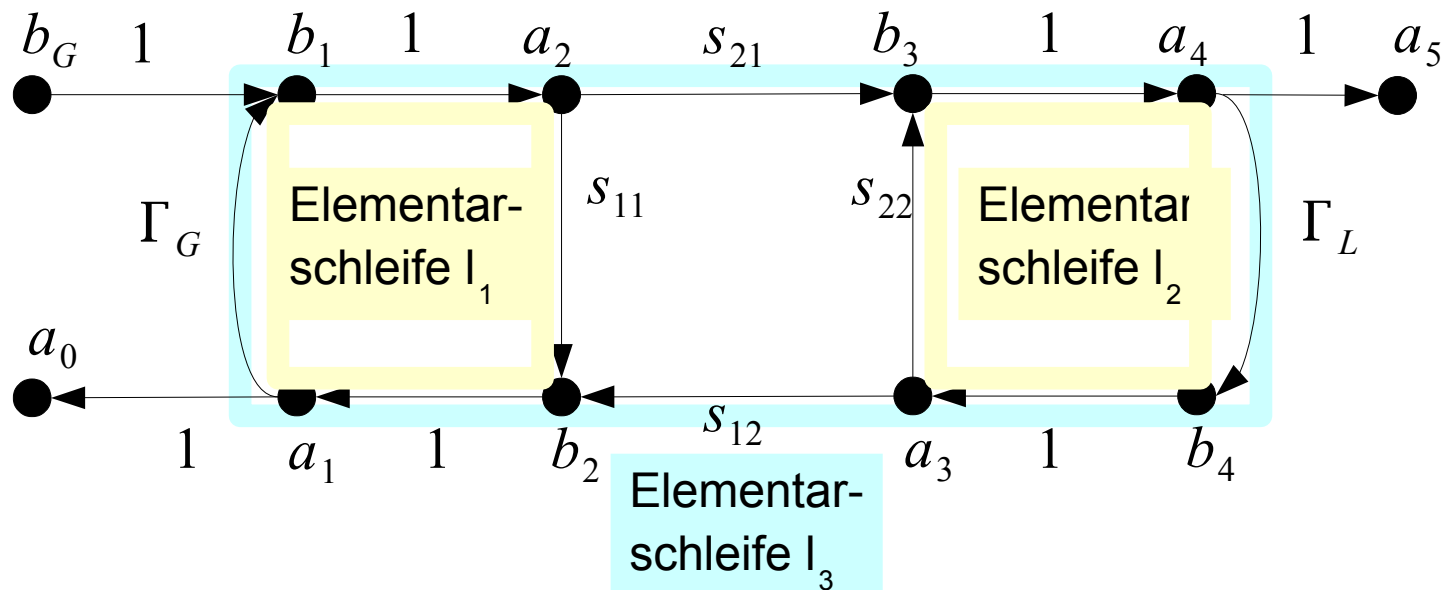
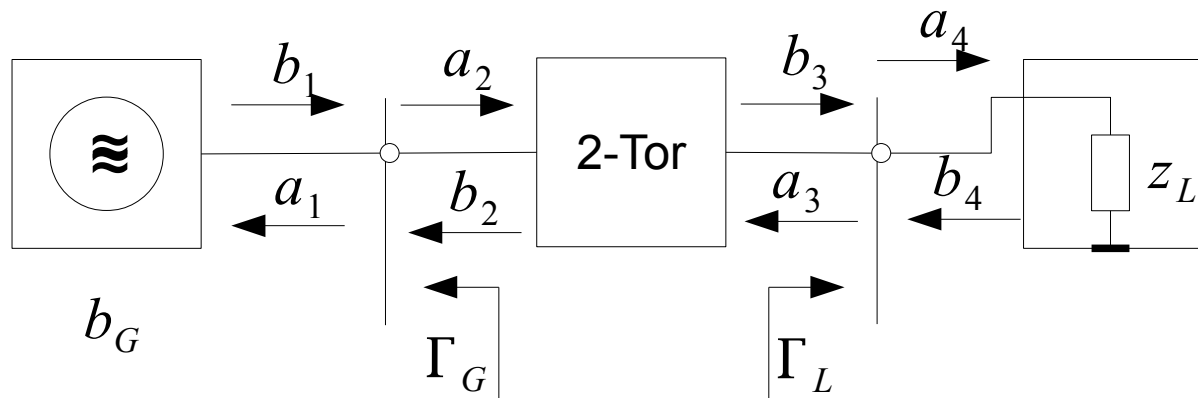
bei linearen Abbildungen zwischen den Signalen:

- Verhältnis der Werte eines Senkenknotens zu einem Quellknoten ist der Übertragungsfaktor des Signalflußgraphen (bezogen auf diese Knoten)
- Ein Senkenknoten kann rein formal eingeführt werden, z. B.  $a_0$  oder  $a_4$
- Durch Lösung des Gleichungssystems erhält man:

$$H_{0G} = \frac{a_0}{b_G} = \frac{\Gamma_L}{(1 - \Gamma_G \cdot \Gamma_L)} \quad H_{4G} = \frac{a_4}{b_G} = \frac{\Gamma_L}{(1 - \Gamma_G \cdot \Gamma_L)}$$

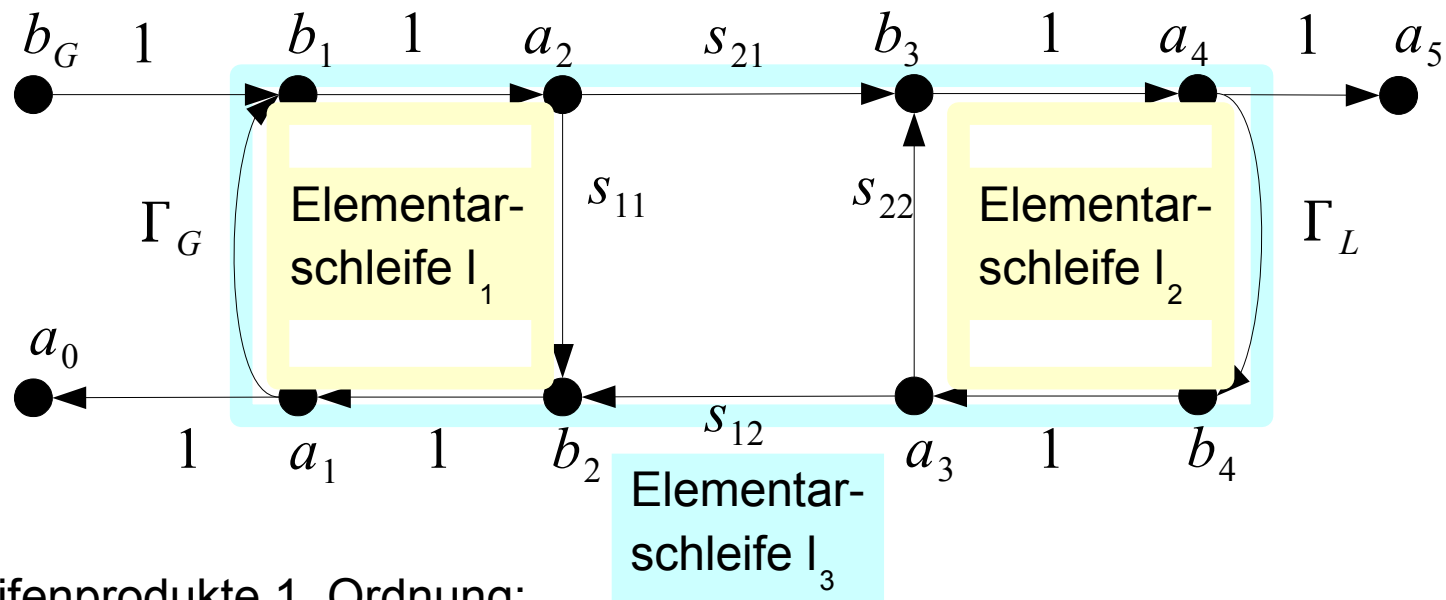
## 3.4 Berechnungen über Alles (4)

- Beispiel: Wellenquelle mit Last und zwischengeschaltetem 2-Tor



## 3.4 Berechnungen über Alles (5)

- Beispiel: Wellenquelle mit Last und zwischengeschaltetem 2-Tor (2)



Schleifenprodukte 1. Ordnung:

$$L_1^{(1)} = 1 \cdot s_{11} \cdot 1 \cdot \Gamma_G$$

$$L_2^{(1)} = 1 \cdot \Gamma_L \cdot 1 \cdot s_{22}$$

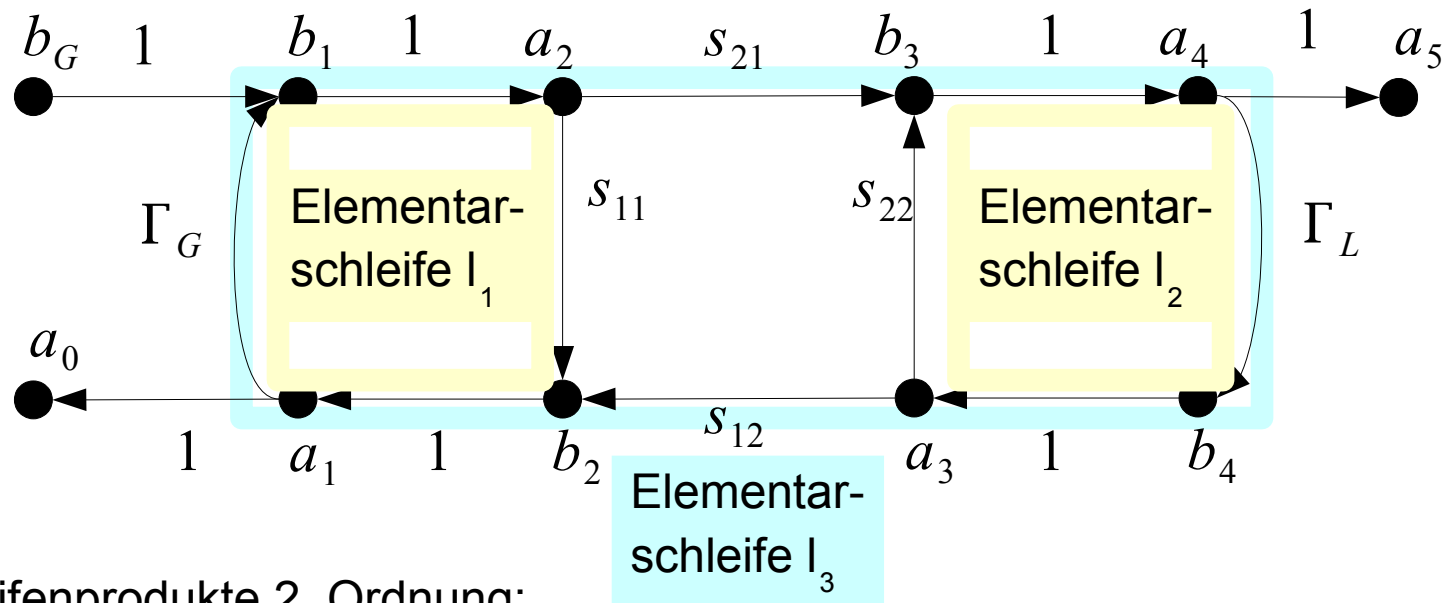
$$L_3^{(1)} = 1 \cdot s_{21} \cdot 1 \cdot \Gamma_L \cdot 1 \cdot s_{12} \cdot 1 \cdot \Gamma_G$$

I1 und I2 sind disjunkt (keine gemeinsamen Knoten).

Produkt der Schleifenübertragungsfaktoren von n paarweise disjunkten Elementarschleifen  $\rightarrow$  Schleifenprodukt n-ter Ordnung (siehe nächstes Bild)

## 3.4 Berechnungen über Alles (6)

- Beispiel: Wellenquelle mit Last und zwischengeschaltetem 2-Tor (2)



Schleifenprodukte 2. Ordnung:

$$L_1^{(2)} = \Gamma_G \cdot s_{11} \cdot s_{22} \cdot \Gamma_L$$

Nun der Nutzen der formalen Festlegungen: die Masonregel  
 eine formale Regel, nach der durch relativ einfache mathematische Verknüpfung  
 der bisher gewonnenen Teilszusammenhänge der Gesamtzusammenhang – der  
 Übertragungsfaktor des Gesamtsystems – ermittelt werden kann



## 3.4 Berechnungen über Alles (7)

---

- Die Masonregel

$$H_{zq} = \frac{\text{Summe der gewichteten Pfadübertragungsfaktoren}}{1 + \text{Korrekturfunktionen}}$$

$$H_{zq} = \frac{\sum_m g_m P_m}{1 + \sum_N f_N} \quad \text{mit} \quad H_{zq} = \frac{a_z}{b_q} = \frac{\text{Zielknoten}}{\text{Quellknoten}}$$

mit

$$g_m = 1 - \sum \text{Schleifenprodukte 1. Ordnung von zu } p_m \text{ disjunkten Schleifen} \\ + \sum \text{Schleifenprodukte 2. Ordnung von zu } p_m \text{ disjunkten Schleifen} \\ \vdots \\ (-1)^n \sum \text{Schleifenprodukte } n. \text{ Ordnung von zu } p_m \text{ disjunkten Schleifen}$$

$$f_1 = - \sum \text{Schleifenprodukte 1. Ordnung}$$

$$f_2 = + \sum \text{Schleifenprodukte 2. Ordnung}$$

⋮

$$f_N = (-1)^N \sum \text{Schleifenprodukte } N. \text{ Ordnung}$$

Quelle: Hoffmann: Hochfrequenztechnik

## 3.4 Berechnungen über Alles (8)

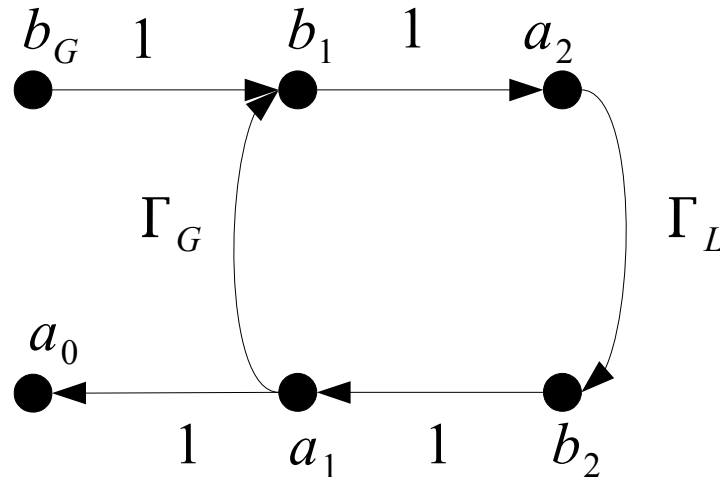
---

- Die Masonregel (2)
  - M 1  $H_{zq}$  ist der Übertragungsfaktor vom Quellknoten  $b_k$  zum Zielknoten  $a_z$ .
  - M 2 Alle verschiedenen offenen Pfade  $p$  von der Quelle zum Ziel werden durchnummeriert.  $P_m$  ist der Übertragungsfaktor von  $p_m$ .
  - M 3 Alle verschiedenen Elementarschleifen  $I$  mit gemeinsamen Knoten zu einem  $p_m$  werden durchnummeriert.  $L_k^{(1)}$  ist das Schleifenprodukt 1. Ordnung von  $I_k$ .
  - M 4 Alle Schleifenprodukte  $n$ -ter Ordnung ( $n > 1$ ), die aus diesen Schleifen gebildet werden können, werden durchnummeriert und mit  $L_k^{(n)}$  bezeichnet.
  - M 5 Alle Übertragungsfaktoren von verschiedenen Elementarschleifen 1. Ordnung, welche  $p_m$  nicht berühren werden durchnummeriert.  $S_{r,m}^{(1)}$  ist das Schleifenprodukt 1. Ordnung einer zu  $p_m$  disjunkten Schleife.
  - M 6 Alle Schleifenprodukte  $n$ -ter Ordnung ( $n > 1$ ), die aus aus den Schleifen  $I_k$  gebildet werden können, welche  $p_m$  nicht berühren, werden mit Laufindex  $r$  durchnummeriert.  $S_{r,m}^{(n)}$  ist das Schleifenprodukt  $n$ . Ordnung von zu  $p_m$  disjunkten Schleifen.

Quelle: Hoffmann: Hochfrequenztechnik

## 3.4 Berechnungen über Alles (9)

- Beispiel 1:



$$\text{M1: } H_{0G} = \frac{a_0}{b_G}$$

$$\text{M2: } P_1 = 1 \cdot 1 \cdot \Gamma_L \cdot 1 \cdot 1 = \Gamma_L$$

$$\text{M3: } L_1^{(1)} = 1 \cdot \Gamma_L \cdot 1 \cdot \Gamma_G = \Gamma_L \cdot \Gamma_G$$

M4: nicht vorhanden

M5: nicht vorhanden

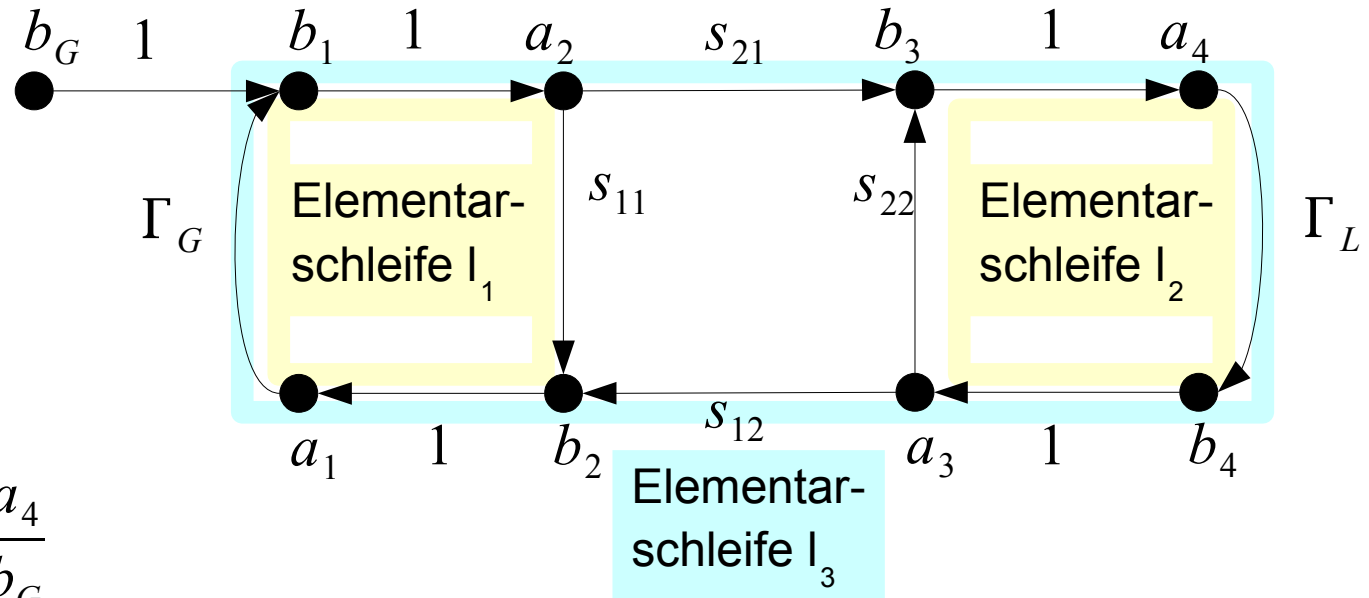
M6: nicht vorhanden

$$H_{0G} = \frac{a_0}{b_G} = \frac{P_1}{1 - L_1^{(1)}} = \frac{\Gamma_L}{1 - \Gamma_L \Gamma_G}$$

Quelle: Hoffmann: Hochfrequenztechnik

## 3.4 Berechnungen über Alles (10)

- Beispiel 2:



$$M1: H_{4G} = \frac{a_4}{b_G}$$

$$M2: P_1 = 1 \cdot 1 \cdot s_{21} \cdot 1 = s_{21} \quad (p_1 = b_G b_1 a_2 b_3 a_4)$$

$$M3: L_1^{(1)} = s_{11} \cdot \Gamma_G \quad L_2^{(1)} = \Gamma_L \cdot s_{22} \quad L_3^{(1)} = s_{21} \cdot \Gamma_L \cdot s_{12} \cdot \Gamma_G$$

$$M4: L_1^{(2)} = L_1^{(1)} \cdot L_2^{(1)} = s_{11} \cdot s_{22} \cdot \Gamma_L \cdot \Gamma_G$$

M5: nicht vorhanden

M6: nicht vorhanden

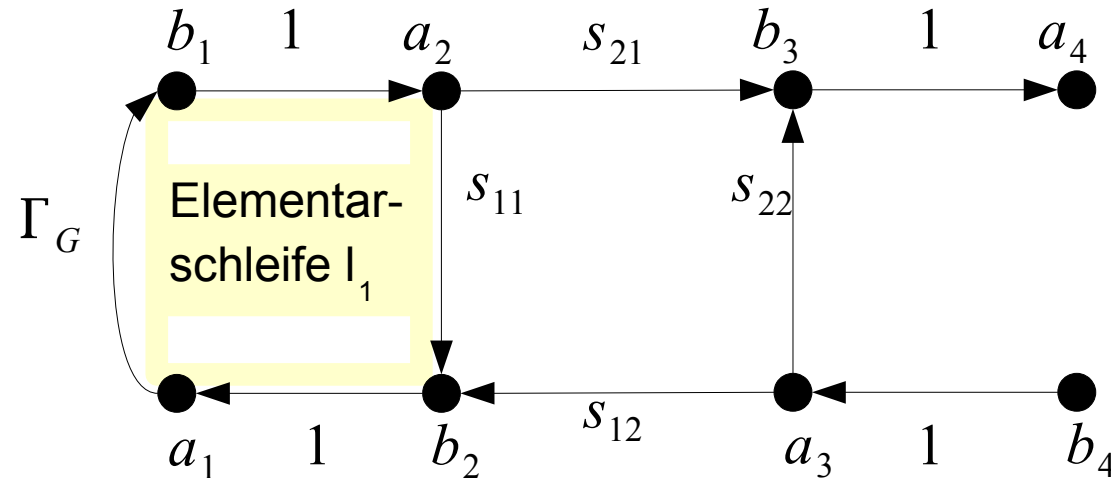
$$H_{4G} = \frac{a_4}{b_G} = \frac{P_1}{1 - (L_1^{(1)} + L_2^{(1)} + L_3^{(1)}) + L_1^{(2)}}$$

$$= \frac{s_{21}}{(1 - s_{11} \cdot \Gamma_G) \cdot (1 - s_{22} \cdot \Gamma_L) - s_{21} \cdot s_{12} \cdot \Gamma_G \cdot \Gamma_L}$$

Quelle: Hoffmann: Hochfrequenztechnik

## 3.4 Berechnungen über Alles (11)

- Beispiel 3:



$$\text{M1: } H_{44} = \frac{a_4}{b_4}$$

$$\text{M2: } P_1 = s_{22} \quad (p_1 = b_4 a_3 b_3 a_4) \quad P_2 = s_{12} \cdot \Gamma_G \cdot s_{21} \quad (p_2 = b_4 a_3 b_2 a_1 b_1 a_2 b_3 a_4)$$

$$\text{M3: } L_1^{(1)} = s_{11} \cdot \Gamma_G$$

M4: nicht vorhanden

$$\text{M5: } S_{1,1}^{(1)} = L_1^{(1)} = s_{11} \cdot \Gamma_G$$

M6: nicht vorhanden

$$H_{44} = \frac{a_4}{b_4} = \frac{(1 - L_1^{(1)}) P_1 + P_2}{1 - L_1^{(1)}} = s_{22} + \frac{s_{12} \cdot s_{21} \cdot \Gamma_G}{1 - s_{11} \cdot \Gamma_G}$$

Quelle: Hoffmann: Hochfrequenztechnik

# 3.4 Berechnungen über Alles (12)

- Vereinfachungen

Ausgangsgraph	Reduzierter bzw. umgeformter Graph

Quelle: Hoffmann: Hochfrequenztechnik

# HF-Technik I

## 4 Smith-Diagramm – grafischer „Taschenrechner“ der HF-Technik

4.1 „Inhalt“ und Zweck des Diagramms

4.2 Anwendungsregeln

4.3 Mehr als ein „Taschenrechner“?

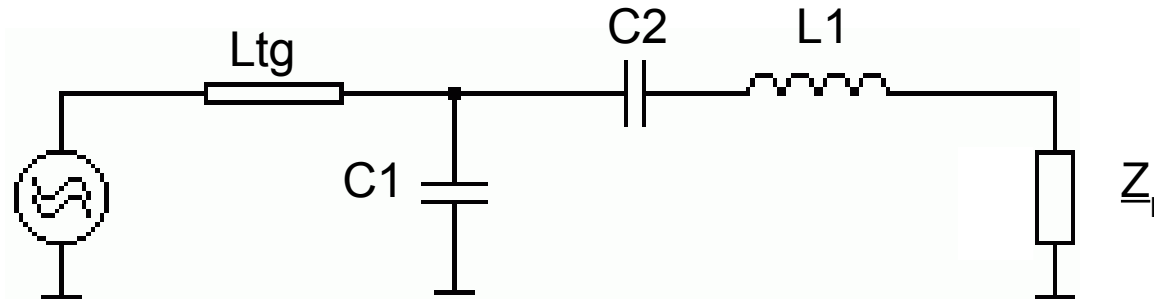
4.4 Anwendungsbeispiele

# 4 Smith-Diagramm

## 4.1 „Inhalt“ und Zweck des Diagramms (1)

- In der Praxis kommen Elemente mit (komplexen) Impedanzen und Admittanzen vor. Deren Reihen- und Parallelschaltungen können in der Regel gut in diesen Bereichen berechnet werden.
- Weiterhin kommen Leitungen vor. Hier kann oft gut mit Reflexionsfaktoren und Laufzeiten gearbeitet werden.
- Eine Kombination beider Betrachtungsweisen verspricht eine effiziente Berechnung solcher Zusammenschaltungen.

Beispiel:





## 4.1 „Inhalt“ und Zweck des Diagramms (2)

---

- Die Lösung der Aufgabe ist wieder einmal die wechselseitige Transformation von einem Bereich in den anderen und Bearbeitung der jeweiligen Rechenschritte im geeigneteren Bereich.
- Zu klären ist, ob es diese Transformation gibt und wie sie konkret auszuführen ist.

Z-Raum

$\Gamma$ -Raum

Y-Raum

$$z = -\frac{\Gamma + 1}{\Gamma - 1}$$

$$\Gamma = \frac{z - 1}{z + 1}$$

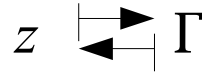
- Dazu die Bilineartransformation:

$$f : z \rightarrow \Gamma \quad \Gamma = \frac{a \cdot z + b}{c \cdot z + d} \quad a, b, c, d : \text{komplexwertige Größen}$$

$$f^{-1} : \Gamma \rightarrow z \quad z = -\frac{d \cdot \Gamma - b}{c \cdot \Gamma - a}$$

# 4.1 „Inhalt“ und Zweck des Diagramms (3)

- Transformation



komplexe .....  
(komplexe .....)

komplexe .....

Kurve

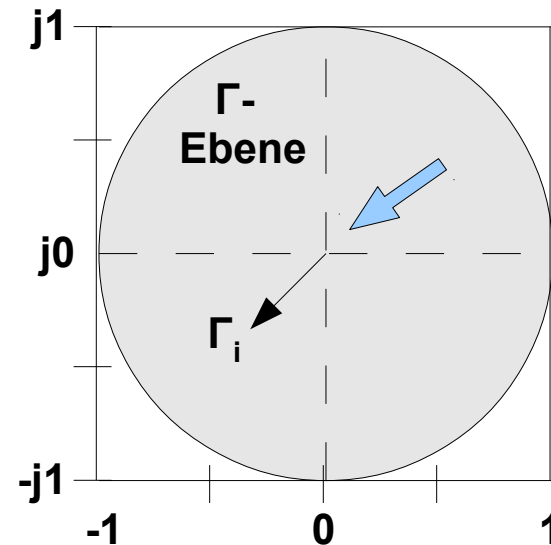
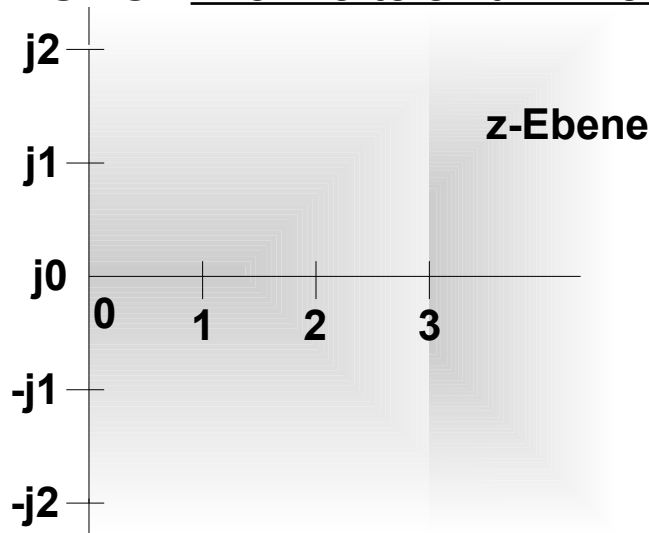


Kurve

Bewegung auf  
der Kurve

Bewegung auf  
der Kurve

**ACHTUNG** Alle Werte sind immer auf  $Z_0$  bezogen!



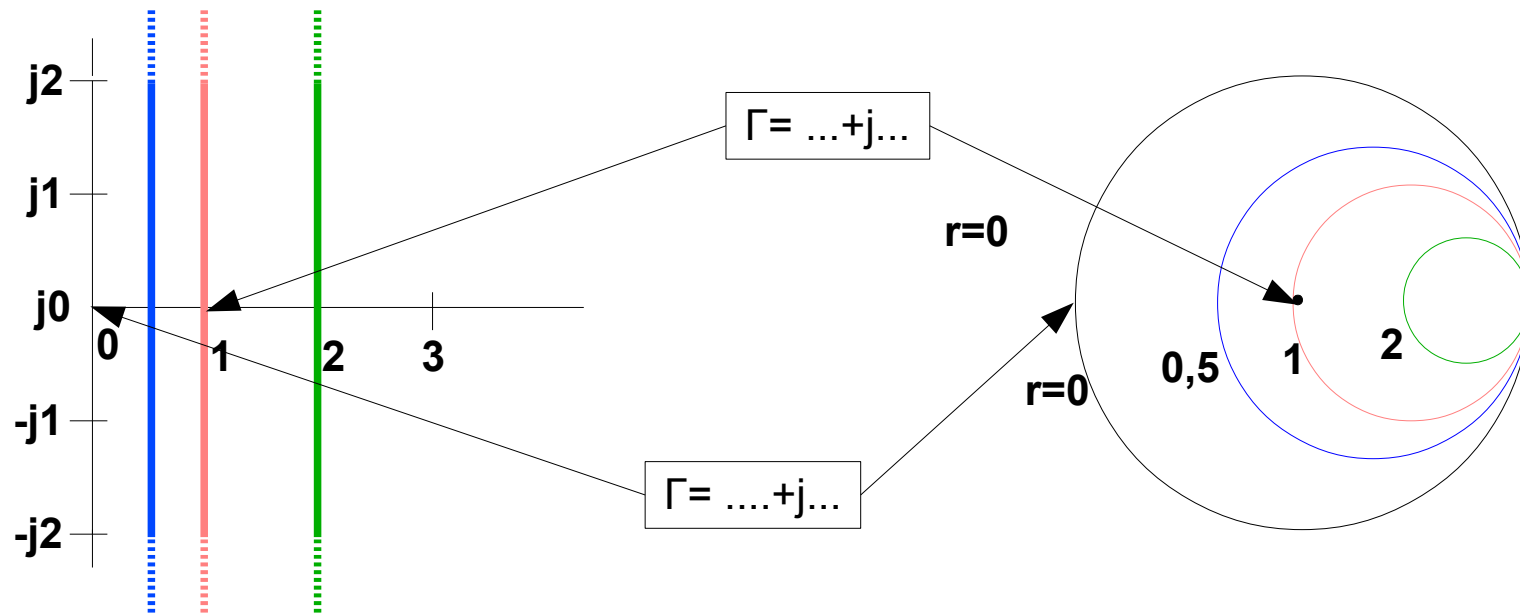
Diskussion

# 4.1 „Inhalt“ und Zweck des Diagramms (4)

- Transformation (2)

ACHTUNG Alle Werte sind immer auf  $Z_0$  bezogen!

- Kurven mit konstantem .....



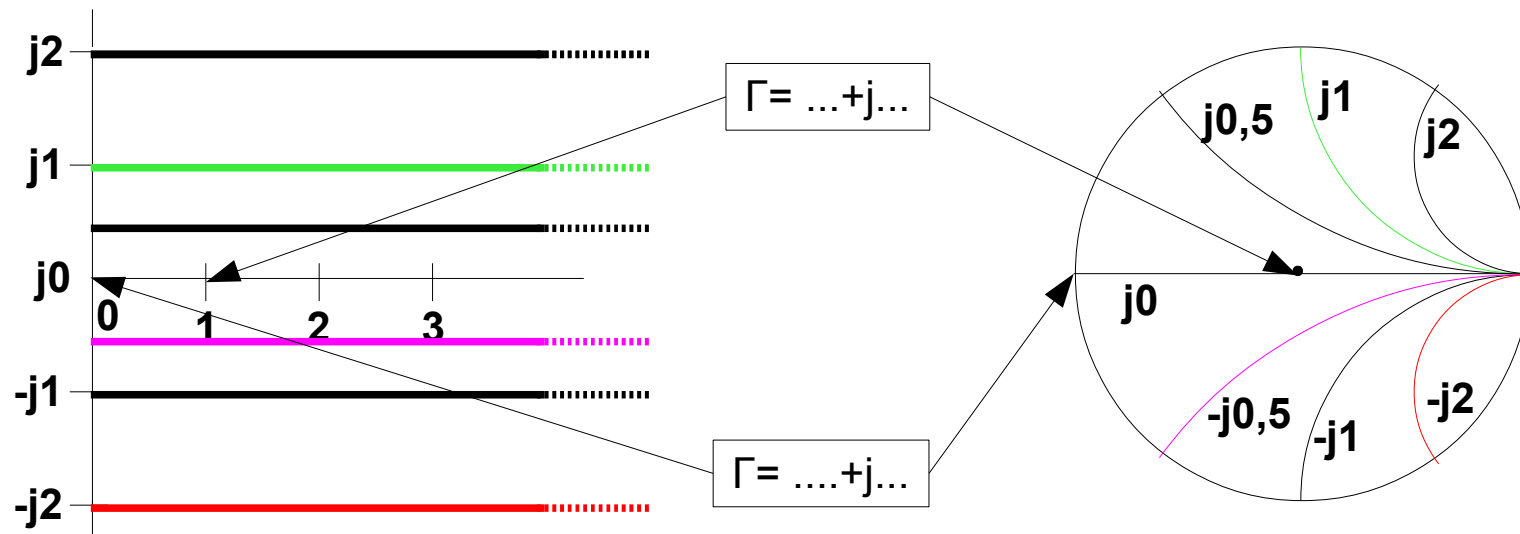
(Beispiele, Diskussion für  $r = 0$  und  $r \rightarrow \infty$ )

# 4.1 „Inhalt“ und Zweck des Diagramms (5)

- Transformation (3)

ACHTUNG Alle Werte sind immer auf  $Z_0$  bezogen!

- Kurven mit konstantem .....

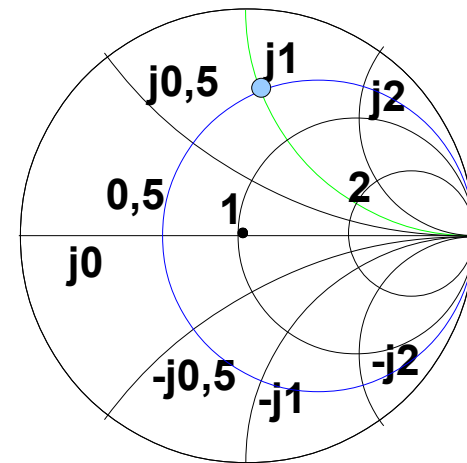
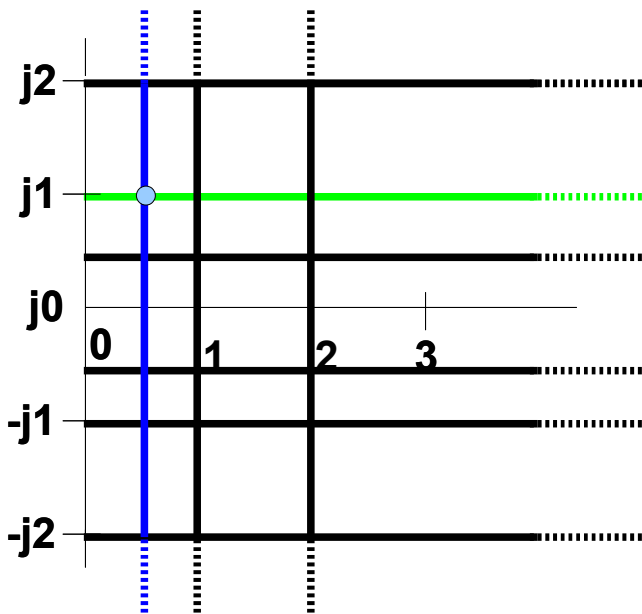


(Beispiele, Diskussion der Richtungen)

# 4.1 „Inhalt“ und Zweck des Diagramms (6)

- Transformation (4)

ACHTUNG Alle Werte sind immer auf  $Z_0$  bezogen!



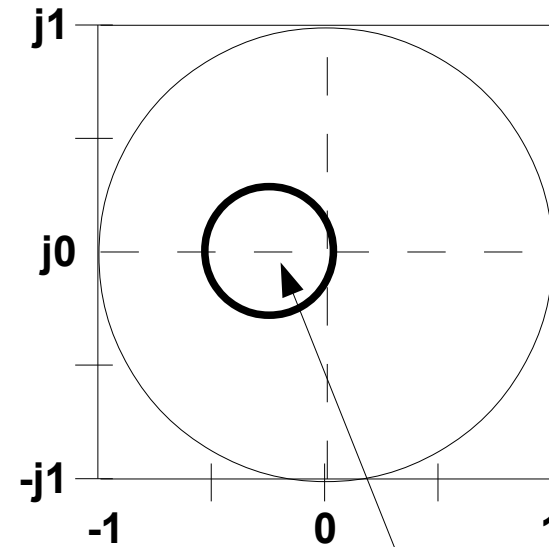
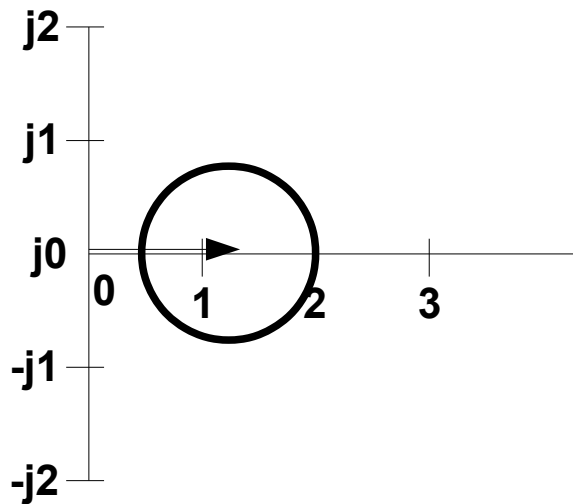
(Beispiele, Diskussion der Richtungen)

# 4.1 „Inhalt“ und Zweck des Diagramms (7)

- Transformation (5)

ACHTUNG Alle Werte sind immer auf  $Z_0$  bezogen!

- Kreis:



(Beispiele, Diskussion)

Kreis  
Linie (entarteter Kreis)      Kreis  
Kreis

Mittelpkt. ist abhängig vom Wellenwiderstand der Leitung und  $Z$  an der Leitung

## 4.2 Anwendungsregeln (1)

---

- Reihenschaltung von Impedanzen
  - reell
  - Kapazität bei konstanter Frequenz und bei variabler Frequenz
  - Induktivität bei konstanter Frequenz und bei variabler Frequenz
- Übergang von Impedanz zu Admittanz und umgekehrt
- Parallelschaltung von Admittanzen
  - reell
  - Kapazität bei konstanter Frequenz und bei variabler Frequenz
  - Induktivität bei konstanter Frequenz und bei variabler Frequenz
- Reihenschaltung von Leitungen
  - bei konstanter Frequenz und bei variabler Frequenz
  - bei konstanter Länge und bei variabler Länge
- Weitere Glieder (Stichleitung und Transformator) entsprechend dem PC-Werkzeug
- Praktisches Werkzeug für den Rechner ist z. B. hier zu finden:  
<http://www.fritz.dellsperger.net/>

## 4.3 Mehr als ein „Taschenrechner“?

---

- Verständnis für:
  - Reflexionsfaktor auf Leitungen
  - Transformation durch Leitungen
  - SWR



## 4.4 Anwendungsbeispiele (1)

---

- Anpassungsnetzwerke mit und ohne Leitungen
- Darstellung von s-Parametern  
insbesondere die s-Parameter, die einen Reflexionsfaktor darstellen:  $s_{11}, s_{22}, \dots, s_{nn}$

(Beispiele)

# HF-Technik I

## 5 Antennen – zwischen HF-Leitung und Freiraum

5.1 Erstes Verstehen

5.2 wichtige Parameter

5.3 Strahlungsdiagramm

5.4 Bauformen

# 5 Antennen

## 5.1 Erstes Verstehen (1)

---

- Wir kennen Wellenausbreitung im Freiraum (oder im Medium) und „auf“ .....
- Es fehlt noch ein Glied, um beide Ausbreitungsarten aneinander zu koppeln.
- Diese Funktion übernimmt „die“ Antenne. Die Antenne ermöglicht den Übergang von elektromagnetischen Wellen von der Leitung zum ..... und umgekehrt.

Anmerkung: außer den gewollten Übergängen existieren auch ungewollte. Dann fungiert irgendein elektrotechnisches Gebilde ungewollt als Antenne (parasitäre Antenne). Ein „schönes“ Beispiel ist PLC.

- Antennen sind in der Regel erst einmal passiv. Manchmal wird die vollständige Funktion der Antenne nur mit einer kombinierten Elektronik erreicht. Dann wird auch schon das ganze Gebilde als Antenne bezeichnet (z. B. aktive Antenne – nur für Empfangszwecke oder teilweise beim phased array). Wir wollen aber erst einmal immer den passiven Teil, die eigentliche Antenne, betrachten.
- Antennen funktionieren reziprok. Grenzen können durch Spannungs- und/ oder Stromfestigkeit gegeben sein (z. B. Ferritantenne).

# 5.1 Erstes Verstehen (2)


---

- Zur genauen Ermittlung der Funktion einer Antenne müssen die genauen elektromagnetischen Felder berechnet werden. War das bei homogenen Strukturen wie einer Leitung oder dem Freiraum schon anspruchsvoller, so wird es bei Antennen in der Regel deutlich komplexer.
- Wir werden jetzt versuchen, die Funktion einer einfacheren Antenne mehr pragmatisch, ausgehend von schon behandelten Gebilden, zu erklären.
  - Ausgangspunkt 1: Die Leitung (Kapitel 2)
  - Ausgangspunkt 2: das Zweitor (Kapitel 3.3)
  - Ausgangspunkt 3: Freiraumausbreitung (Unterkapitel 1.2)


# 5.1 Erstes Verstehen (3)

---

## Leitung, Zweitor und Freiraum

1. (symmetrische) Lecherleitung 
2. bekannte Feldverteilung
3. bei offenem Ende wird die hinlaufende Welle vollständig reflektiert
4. Die Leitung hat einen Wellenwiderstand (Quotient aus  $u$  und  $i$ )
5. Bei Wellenwiderstandsprüngen erfolgt eine Reflexion, und zwar in beide Richtungen

## Antenne

- ein Teil am Ende auseinanderziehen ergibt einen mittig gespeisten Dipol 
- empirisch ermittelte Feldverteilung
- Sofern auf der Antenne auch eine Reflexion erfolgt, ist von einer stehenden Welle auf der Antenne auszugehen.
- Sofern die Antenne auch als Wellenleiter fungiert, hat sie einen Wellenwiderstand, vermutlich keinen über die Länge konstanten.
- An der Übergangsstelle zwischen Leitung und Antenne wird es im Allgemeinen zu Reflexionen in beide Richtungen kommen.

# 5.1 Erstes Verstehen (4)

---

6. Die räumliche und zeitliche Verteilung des e-m Feldes einer Welle bewirkt einen Wirkleistungstransport (siehe Poyntingvektor)
- entlang einer Leitung,
  - senkrecht zur ebenen Wellenfront im Freiraum

Die räumliche und zeitliche Verteilung des e-m Feldes dürfte Komponenten haben, die zusammen einen Wirkleistungstransport bewirken, als auch Komponenten, die Blindleistung speichern.

Das würde bewirken:

- daß Wirkleistung in den Freiraum gelangt,
- daß Blindleistung in einem Feld um die Antenne gespeichert wird
- daß die Wirkleistung nicht in alle Richtungen gleichmäßig fließt

Es wird abhängig von der Entfernung von der Antenne verschiedene Feldzonen geben.

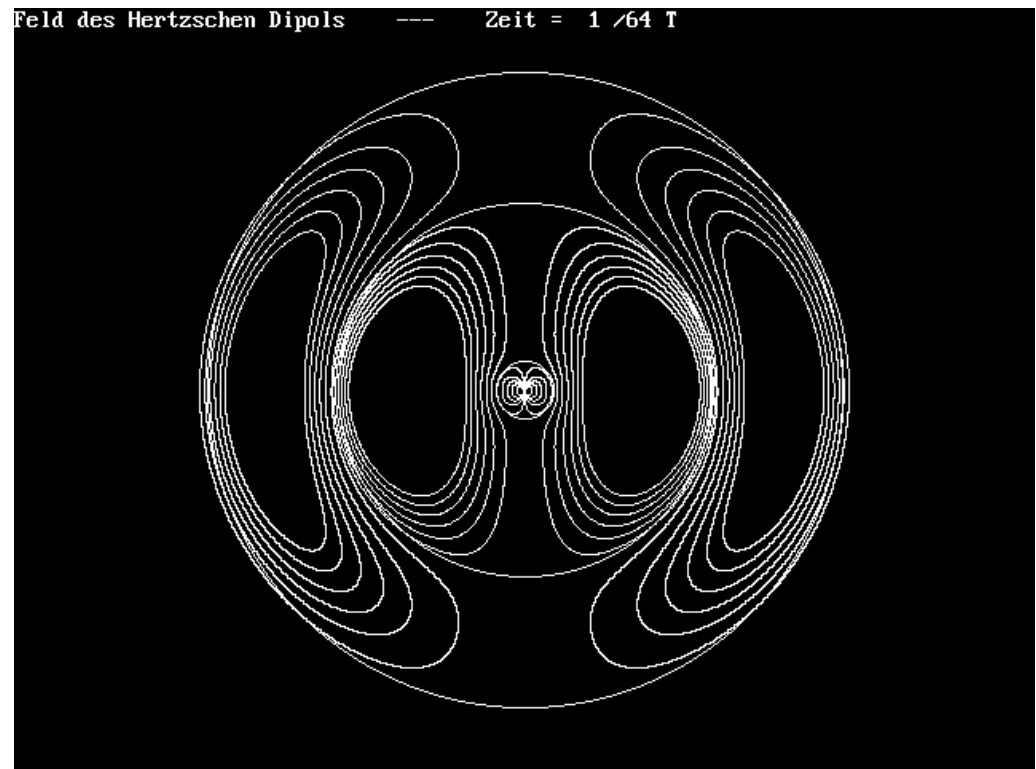
## 5.1 Erstes Verstehen (5)

---

7. Der Freiraum hat einen ....., der sich aus dem Verhältnis von elektrischer Feldstärke und Verschiebung ergibt.

$$Z_0 = \sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon_0}} = 120 \cdot \pi \, \Omega \approx 377 \, \Omega$$

Zwischen Antenne und dem Freiraum kommt entsprechend dem vorherigen Punkt zu einer Kopplung. Diese dürfte kaum 1 : 1 sein. Trotzdem wird sich der ..... des Freiraumes irgendwie auf den ..... auf der Antenne auswirken.



## 5.1 Erstes Verstehen (6)

---

8. Bei einem offenen Ende einer Leitung ist dort ein Spannungsbauch einer stehenden Welle und  $\lambda / 4$  entfernt ein Spannungsknoten.  $\lambda / 2$  entfernt vom Ende befindet sich wieder ein Spannungsbauch. Der Spannungsbauch bedeutet eine hohe Impedanz und der Spannungsknoten eine niedrige.

Möglicherweise gilt das auch für den Dipol, der aus der symmetrischen Lecherleitung entstanden ist.

9. Reale Leitungen sind verlustbehaftet.

Reale Antennen dürften ..... sein. In der Impedanz werden sich Anteile finden, die aus

- dem Weitertransport der Wirkleistung in den Freiraum resultieren
- solche, die aus Verlusten auf der Antenne resultieren
- Blindanteile.

Die ersten beiden Komponenten sollten ..... Anteile sein.



## 5.2 charakteristische Parameter (1)

---

- Speiseimpedanz  $Z$   
(Skizze)

- Strahlungswiderstand  $R_S$   
(Skizze)

$$Z = R_S + R_V + jx \qquad \overline{P}_S = \frac{\hat{I}_0^2 \cdot R_S}{2} \quad (\text{Sinus})$$

- Wirkungsgrad  $\eta_A$   
$$\eta_A = \frac{P_S}{P_S + P_V} \cdot 100\% = \frac{R_S}{R_S + R_V} \cdot 100\%$$

- Richtfaktor  $D$   
$$D = \frac{\text{max. Strahlungsdichte}}{\text{mittlere Strahlungsdichte über Kugel}}$$

dazu auch das Richtdiagramm, nicht mit dem Gewinn verwechseln, hier nur relativ

- Öffnungswinkel  $\varphi_H, \varphi_V, \varphi_E, \varphi_H$

in der Regel auf die -3 dB-Punkte bezogen (siehe dazu auch die Richtdiagramme)

## 5.2 charakteristische Parameter (2)

---

- Antennengewinn  $G_i, G_d, g_i, g_d$   
enthält  $D$  und  $\eta_A$

$G$ : linearer Wert      $G_i, g_i$ : auf verlustfreien Isotropstrahler bezogen  
 $g_{...}$ : in dB...      $G_d, g_d$ : auf verlustfreien Dipol bezogen

$$G = \eta_A \cdot D \qquad g_{i, \lambda/2-Dipol} = g_i^{\lambda/2-Dipol} = 2,14 \text{ dBi}$$

- Vorwärts-/ Rückwärtsverhältnis, Rückdämpfung

$$VRV = \frac{\text{max. Strahlungsdichte}}{\text{Strahlungsdichte in Gegenrichtung}}$$

- wirksame Fläche  $A_w$

- die wirksame Fläche, über die Strahlungsleistung aus einer ebenen Wellenfront ausgekoppelt wird ( $A_w \ll A_{\text{Kugel}}$  um die Sendeantenne!!!)
- bei Apertur- und Flächenstrahlern annähernd die geometrische Fläche
- bei anderen Antennen eine äquivalente Fläche

## 5.2 charakteristische Parameter (3)

---

- wirksame Fläche (Fortsetzung)

$$S = \frac{E_{eff}^2}{Z_0} \quad \text{Verkopplung von Feldstärke und Leistungsdichte}$$

$$P = S \cdot A_w = \frac{E_{eff}^2}{Z_0} \cdot A_w$$

Wenn jetzt noch bekannt ist, wieviel Leistung eine bestimmte Antenne bei einer bestimmten Feldstärke  $E$  am Anschluß liefert, dann kann eine äquivalente Fläche ermittelt werden. Diese äquivalente Fläche kann weitere Berechnungen vereinfachen.

$$A_w = \frac{P \cdot Z_0}{E_{eff}^2}$$

$$A_w = D \cdot \frac{\lambda^2}{4 \cdot \pi} \quad (\text{allgemein}) \quad A_{wi} = \frac{\lambda^2}{4 \cdot \pi} \quad (\text{Isotropstrahler})$$

Für einen Dipol mit der wirksamen Länge  $l_w^*)$  gilt:

$$A_w = \frac{l_w^2 \cdot Z_0}{4 \cdot R_S}$$

Für verschiedene Dipollängen ist  $R_S$  bekannt.

Halbwellendipol:  $R_S = 73,2 \text{ Ohm}$

Viertelwellendipol:  $R_S = 36,6 \text{ Ohm}$

(Vorteile für die weitere Rechnung: z. B.  $A$  vom Dipol und Gewinn zum Dipol)

$l_w^*)$  ist nicht die geometrische Länge!

## 5.2 charakteristische Parameter (4)

- wirksame Fläche (Fortsetzung)

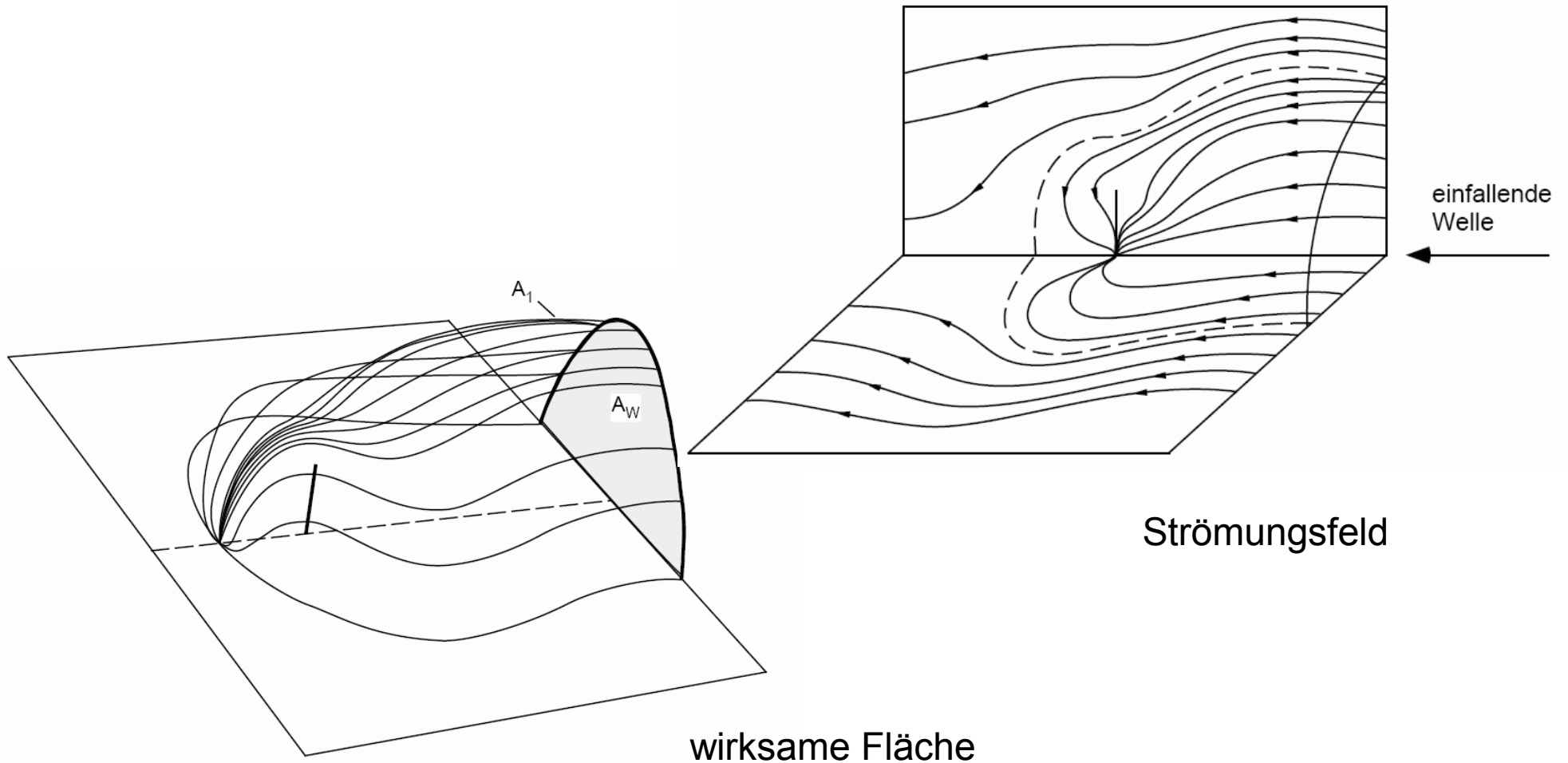


Bild 3.3: Wirksame Antennenfläche  $A_W$  der linearen Empfangsantenne

Quelle: <http://www.ihe.uni-karlsruhe.de/download/AAS-Skript-2008.pdf>

## 5.2 charakteristische Parameter (5)

---

- Bandbreite  $B$

Bei Angabe von  $B$  sollten die Grenzbedingungen angegeben sein. Ansonsten kann man nur von einem 3 dB-Abfall des Gewinns ausgehen.

- Polarisation

- horizontal, vertikal: nur im Bezug auf die ..... sinnvoll, sonst linear
- elliptisch links drehend, elliptisch rechts drehend
- zusätzliche Dämpfung, wenn bei Sende- und Empfangsantenne nicht übereinstimmend, teilweise bewusst genutzt (z. B. Satellitenfernsehen)

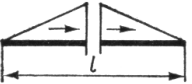
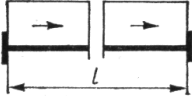
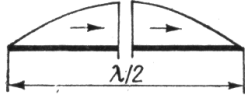
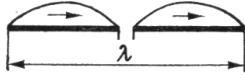
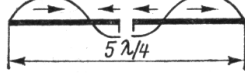



- maximale Leistung, Belastbarkeit  $P_{max}$

- Nahfeld, Fernfeld

- reaktives Nahfeld:  $l \leq \lambda_0 / 2 \cdot \pi$
- abstrahlendes Nahfeld:  $\lambda_0 / 2 \cdot \pi < l \leq (2 \cdot D^2) / \lambda_0$   $D$ : Durchmesser Apertur
- Fernfeld:  $(2 \cdot D^2) / \lambda_0 < l$   $D$ : Durchmesser Apertur


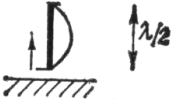
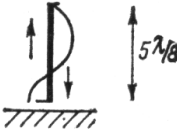
# 5.2 charakteristische Parameter (6)

Tabelle 3.1. Antennenkenngrößen (nach [2])

Nr.	Antennenart	Stromverteilung	Absoluter Gewinn (Richtfaktor)		Relativer Gewinn		Wirkfläche $A_w$	Strahlungswiderstand $R_s$ in $\Omega$
			$G_i$	$g_i$ in dB	$-G_D$	$g_d$ in dB		
1	Kugelstrahler (Isotrope Antenne)		1	0	0,61	-2,15	$0,079\lambda^2$	-
2	Sehr kurzer Dipol ( $l \ll \lambda/4$ )		1,5	1,76	0,92	-0,39	$0,119\lambda^2$	$197 (l/\lambda)^2$
3	Hertzscher Dipol (Elementardipol)		1,5	1,76	0,92	-0,39	$0,119\lambda^2$	$790 (l/\lambda)^2$
4	Halbwellendipol ( $\lambda/2$ -Dipol)		1,64	2,15	1	0	$0,131\lambda^2$	73,2
5	Ganzwellendipol ( $\lambda$ -Dipol)		2,41	3,82	1,47	1,67	$0,192\lambda^2$	199,2
6	Verlängerter Doppelzepp ( $1,28\lambda \approx 5\lambda/4$ -Dipol)		3,30	5,18	2,01	3,03	$0,262\lambda^2$	98
7	Kreuzdipol (Turnstile Antenne)		0,82	-0,86	0,5	-3,01	$0,065\lambda^2$	36,6
8	Sehr kurze Vertikalantenne ( $h \ll \lambda/8$ )		3	4,77	1,83	2,62	$0,239\lambda^2$	$395 (h/\lambda)^2$
9	Kurze Vertikalantenne mit Dachkapazität		3	4,77	1,83	2,62	$0,239\lambda^2$	$1579 (h/\lambda)^2$

## 5.2 charakteristische Parameter (7)

70 Tabelle 3.1. (Fortsetzung)

Nr.	Antennenart	Stromverteilung	Absoluter Gewinn (Richtfaktor)		Relativer Gewinn		Wirkfläche $A_w$	Strahlungswiderstand $R_s$ in $\Omega$
			$G_i$	$g_i$ in dB	$-G_D$	$g_d$ in dB		
10	$\lambda/4$ -Vertikalantenne (Marconi-Antenne)		3,28	5,16	2	3,01	$0,262\lambda^2$	36,6
11	$\lambda/2$ -Vertikalantenne		4,82	6,83	2,94	4,68	$0,384\lambda^2$	99,6
12	$0,64\lambda$ -Vertikalantenne ( $\approx 5\lambda/8$ )		6,6	8,19	4,02	6,04	$0,525\lambda^2$	49

## 5.3 Strahlungsdiagramm (1)

---

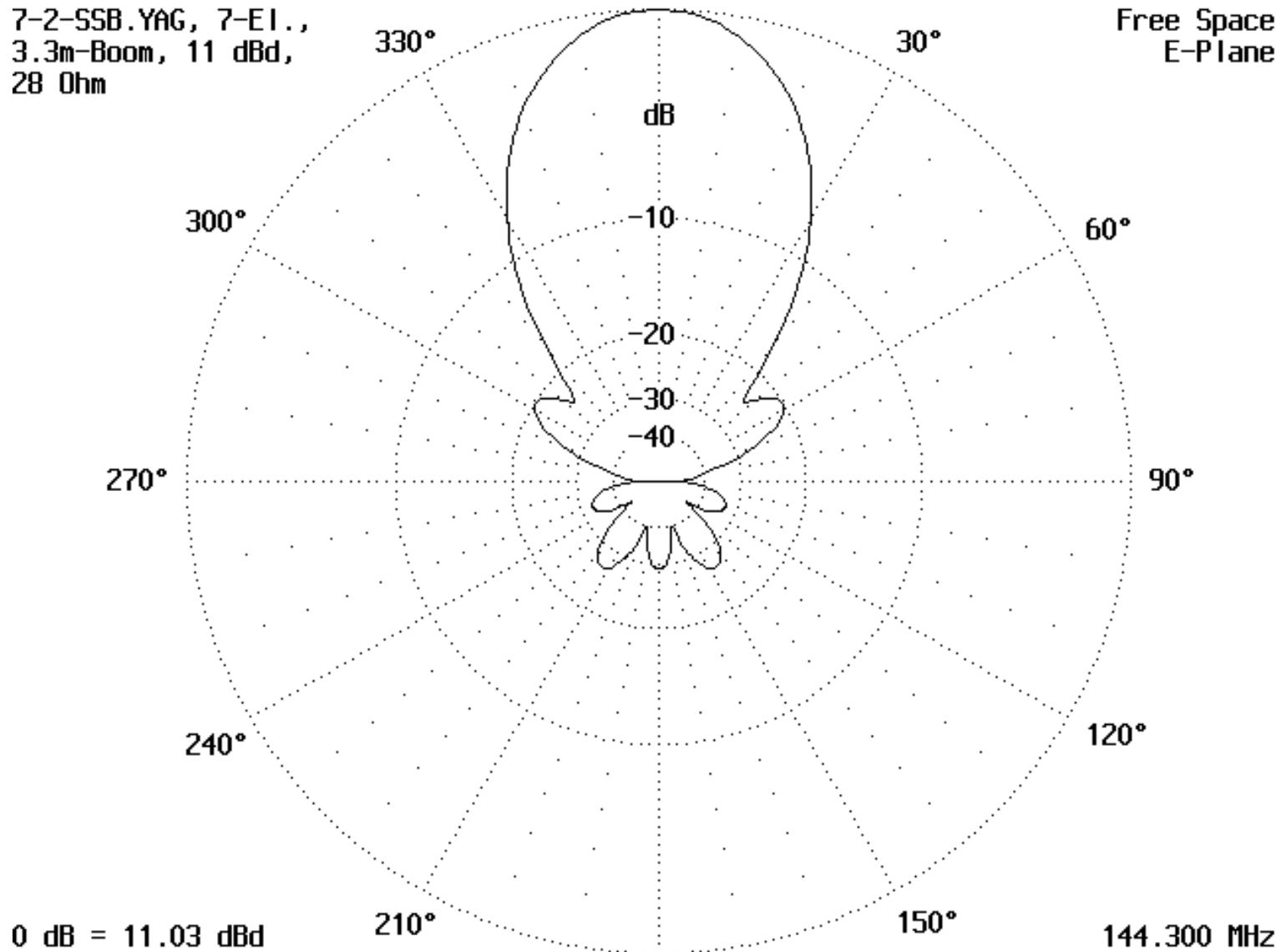
- auch Antennendiagramm, Strahlungscharakteristik, Richtcharakteristik, Richtdiagramm, Abstrahldiagramm, Abstrahlcharakteristik
  - steht für unterschiedliche Energieabstrahlung nach Richtung im Raum
  - relativ zu idealer (verlustloser) Referenzantenne
  - Darstellung in horizontaler Ebene und in vertikaler Ebene, oft besser: in Ebene des E-Feldes und in Ebene des H-Feldes
  - unbedingt unterscheiden, ob das jeweilige Diagramm den Richtfaktor oder den Gewinn enthält (Gewinn berücksichtigt den Wirkungsgrad mit) (In der Praxis ist das leider nicht immer eindeutig erkennbar.)



## 5.3 Strahlungsdiagramm (2)

7-2-SSB.YAG, 7-El.,  
3.3m-Boom, 11 dBd,  
28 Ohm

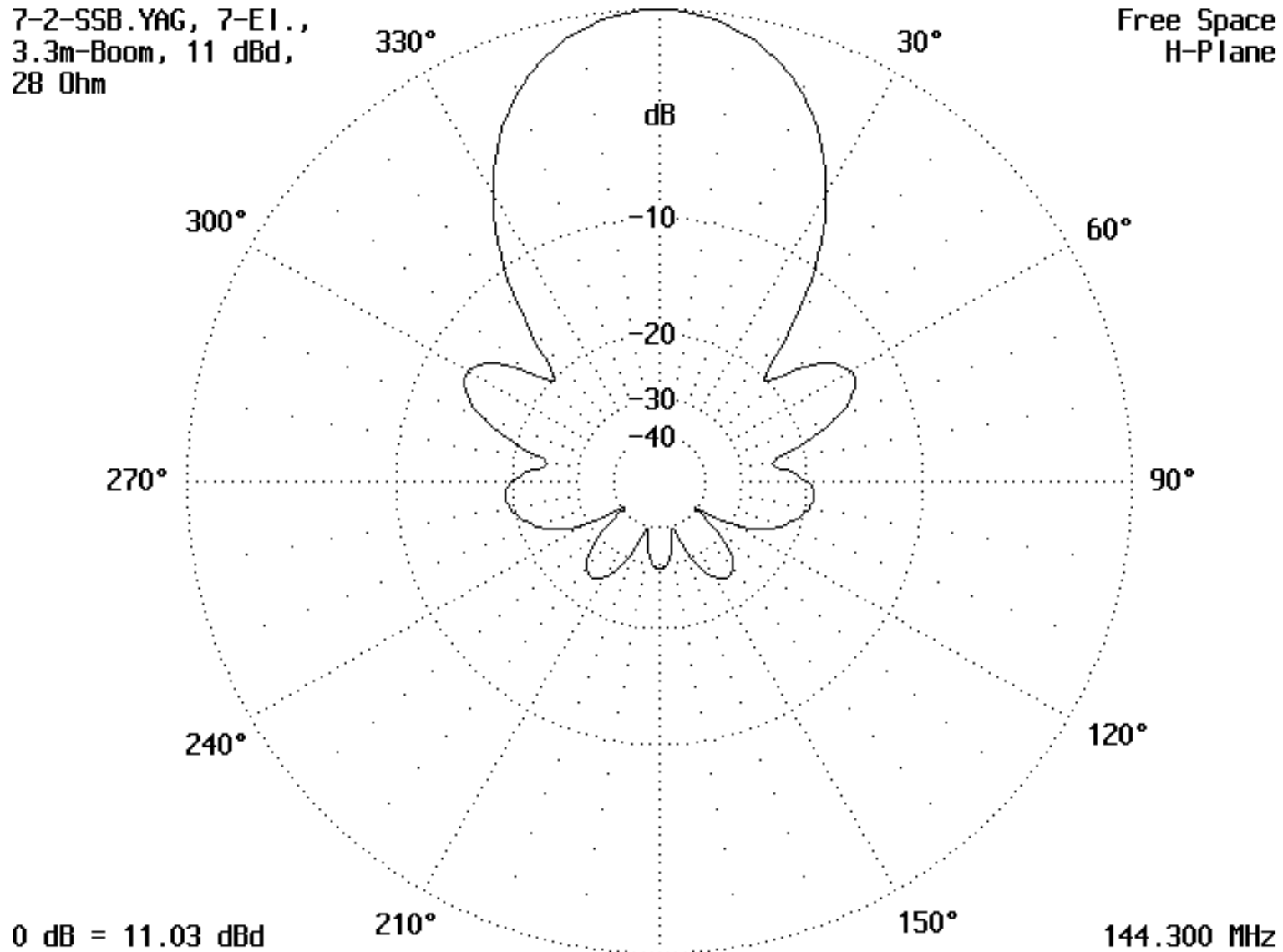
Free Space  
E-Plane



## 5.3 Strahlungsdiagramm (3)

7-2-SSB.YAG, 7-El.,  
3.3m-Boom, 11 dBd,  
28 Ohm

Free Space  
H-Plane



# Simulation / Berechnung

# 5.3 Strahlungsdiagramm (4)

## Technische Daten

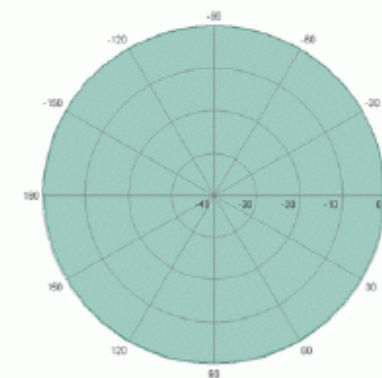
Elektrische Eigenschaften	
Frequenzbereich	2400 - 2500 MHz
Impedanz	50 Ω
VSWR	1.5
Polarisation	linear, vertikal
Gewinn	4.0 dBi
3 dB Halbwertsbreite horizontal	360°
3 dB Halbwertsbreite vertikal	25°
Elektrische Absenkung	20°
Max. Leistung	75 W (CW) bei 25 °C

Mechanische Eigenschaften und Umweltdaten	
Abmessungen	Ø 86 × 43 mm (Ø 3.39" × 1.69")
Gewicht	0.3 kg (0.66 lbs.)
Radommaterial	ASA
Radomfarbe	RAL 7035 (hellgrau)
Reflektormaterial	Aluminium
2002/95/EC (RoHS)	erfüllt
Betriebstemperaturbereich	- 40 °C bis + 80 °C
Lagertemperaturbereich	- 40 °C bis + 80 °C
Windbelastung	10 N bei 160 km/h (100 mph)

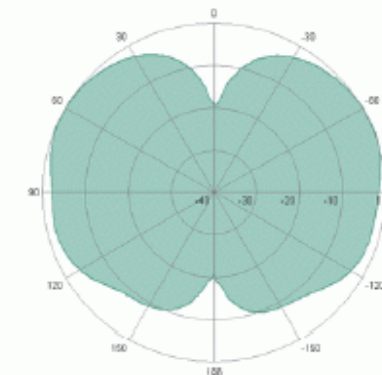
Weitere Informationen	
Verfügbare Typen	1324.17.0026 - N-Buchse Item Nr. 23004161
	1324.19.0035 - SMA-Buchse Item Nr. 23009880
Deckenmontagematerial inbegriffen	
Unterlagen	01.02.0777 - Sicherheitsvorschriften 01.02.1089 - Montageanleitung



Strahlungsdiagramme



horizontal



vertikal

## 5.4 Bauformen (1)

---

- Es gibt im Einzelnen eine ganze Reihe von Bauformen, teilweise nach physikalischen oder konstruktiven Eigenschaften benannt, ansonsten aber auch nach dem Erfinder oder in ähnlicher Weise.
  - Beispiele für ersten Fall: „magnetische“ Antenne, „elektrische“ Antenne, (elektromagnetische Antenne) – nach dem primär im Freiraum angeregten Feldkomponente  
(hier eigentlich je eine Gruppierung von Antennen)
  - Beispiele für zweiten Fall: Faltdipol, L-Antenne, Big Wheel, Quad, Helical
  - Beispiele für letzten Fall: Yagi(-Uda), HB9CV, Windom
- Hier sollen wichtige Bauformen in der Übersicht gezeigt werden.
- Manche Antennen sind Kombinationen von Bauformen.

## 5.4 Bauformen (2)

---

- Linearstrahler
- Spiralstrukturen
  - Wendelantennen
  - Spiralantennen
- Flächenstrahler
  - Aperturstrahler, Schlitzstrahler
  - Reflektorantennen (speziell Spiegel)
  - Patchantenne
- magnetische Schleifenantennen
- Gruppenantennen
- phased array
- dielektrische Antennen

## 5.4 Bauformen (3)

---

- Linearstrahler (gestreckte Gebilde, Masten, Stäbe, gestreckte Drähte) regen E-Feld an



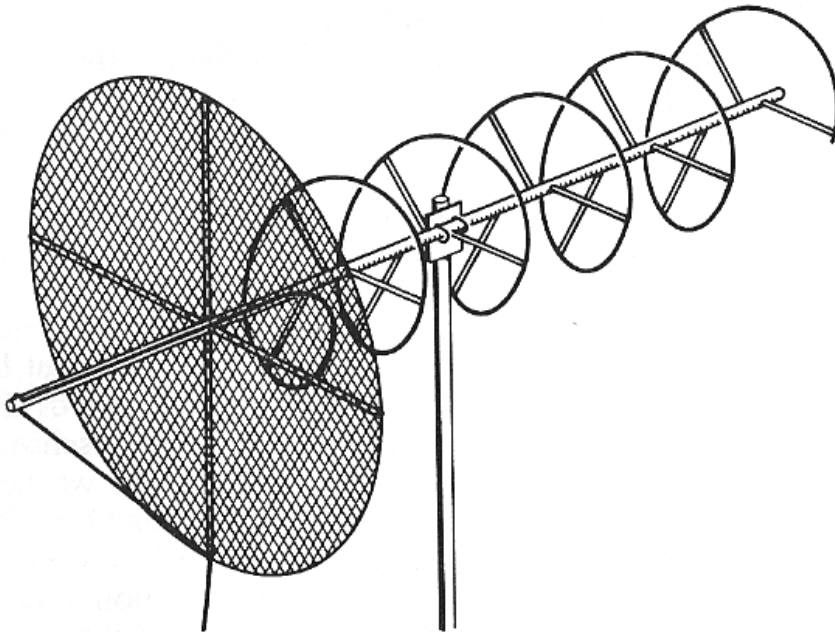
Quelle: [http://www.kenwood.de/products/comm/amateur/vhf\\_uhf/TH-K2ET/](http://www.kenwood.de/products/comm/amateur/vhf_uhf/TH-K2ET/)

Quelle: [http://www.radiojournal.de/1/radioarchiv/250\\_00sender\\_burg.htm](http://www.radiojournal.de/1/radioarchiv/250_00sender_burg.htm)

## 5.4 Bauformen (4)

---

- Spiralstrukturen
  - Wendelantennen, Helixantenne



Quelle:<http://helix.remco.tk/>

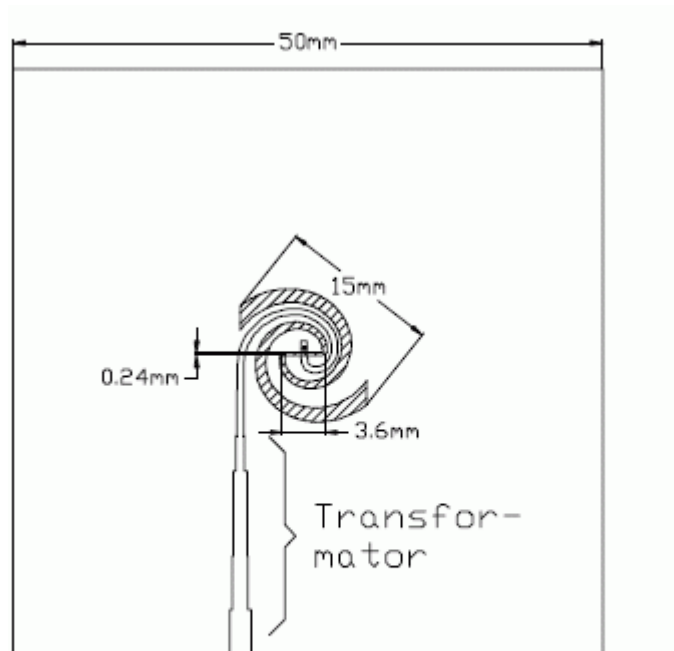
Quelle:<http://hastingswireless.homeip.net/index.php?page=antennas&type=helical>



## 5.4 Bauformen (5)

---

- Spiralstrukturen
  - Spiralantenne



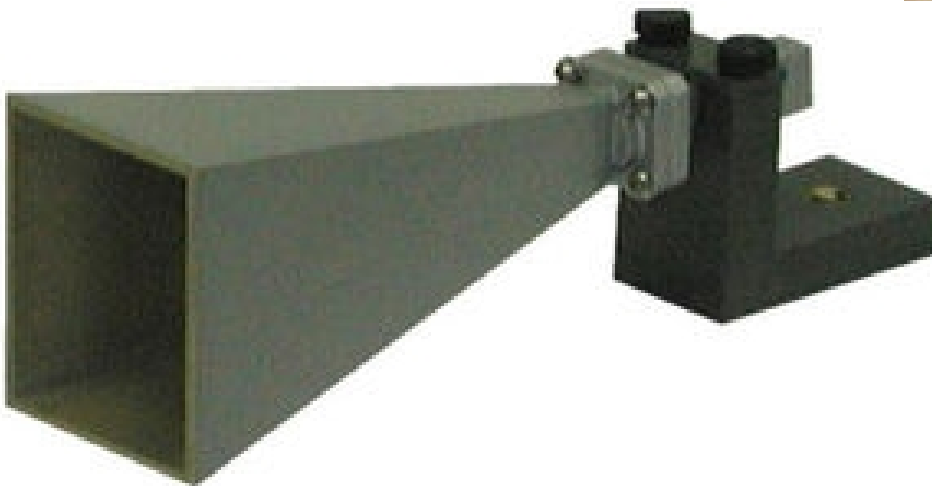
für den Frequenzbereich  $f=10-13\text{GHz}$

Quelle: Möller, Splitt: Aufbau breitbandiger Streifenleitungsantennen und Arrays für die Anwendung als Mikrowellensensoren

## 5.4 Bauformen (6)

---

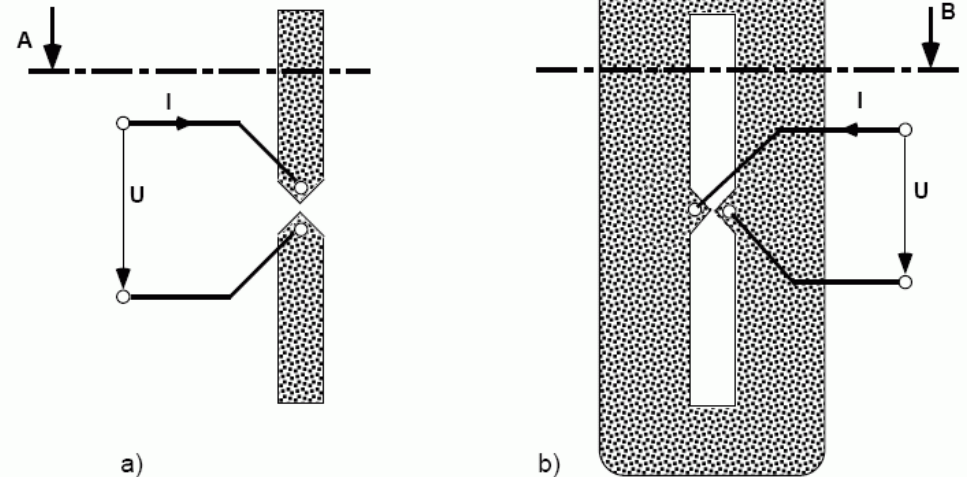
- Flächenstrahler
  - Aperturstrahler regen EH Feld an



Quelle:<http://www.directindustry.de/prod/ah-systems/mikrowellen-hornantenne-35071-213053.html>

## 5.4 Bauformen (7)

- Flächenstrahler (bedingt, hier eher Gruppenantenne)
  - Schlitzstrahler  
regen eher H-Feld an, genaue Feldberechnung würde Anteil der Komponenten zeigen



**Bild 9.4:** a) Streifendipol und b) hierzu duale Schlitzantenne mit Anschluß der Speiseleitungen.

Quelle: <http://www.ihe.uni-karlsruhe.de/download/AAS-Skript-2008.pdf>

Quelle: <http://www.dl0wh.de/Neues-altes-Projekt-ATV-Relais-DB0UKW-4.phtml>

## 5.4 Bauformen (8)

---

- Flächenstrahler
  - Reflektorantenne (Reflektor allein ist noch keine Antenne, erst in Kombination mit anderer Antenne; z. B. Hornantenne als Feeder)

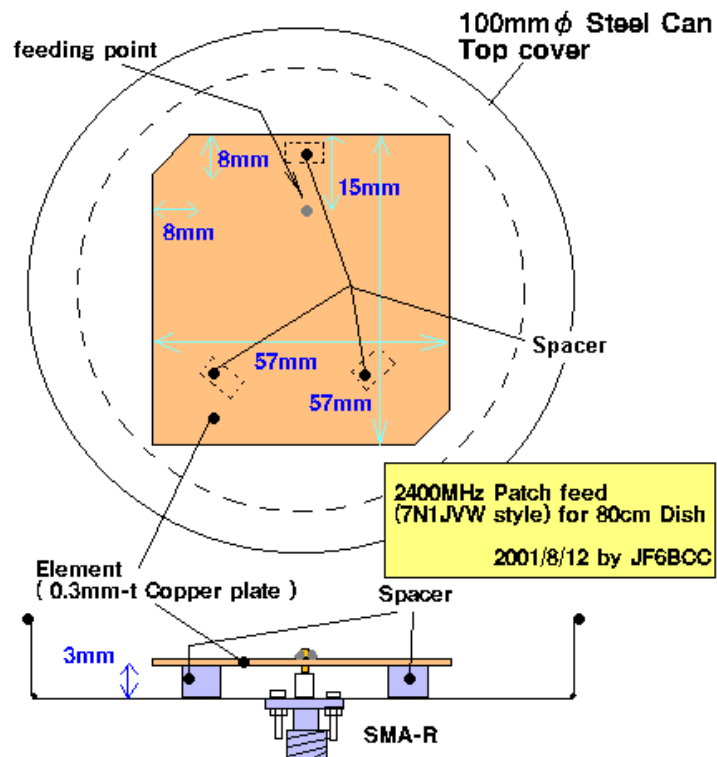


Quelle: <http://www.mpifr-bonn.mpg.de/div/effelsberg/>

Quelle: <http://www.technisat.de/indexd200.html?nav=Au%C3%9Fenanlagen,de,54-4>

# 5.4 Bauformen (9)

- Flächenstrahler
  - Patchantenne



Quelle:<http://www.amateurfunkbasteln.de/patchantenne/patchantenne.html>

## 5.4 Bauformen (10)

---

- magnetische Schleifenantennen

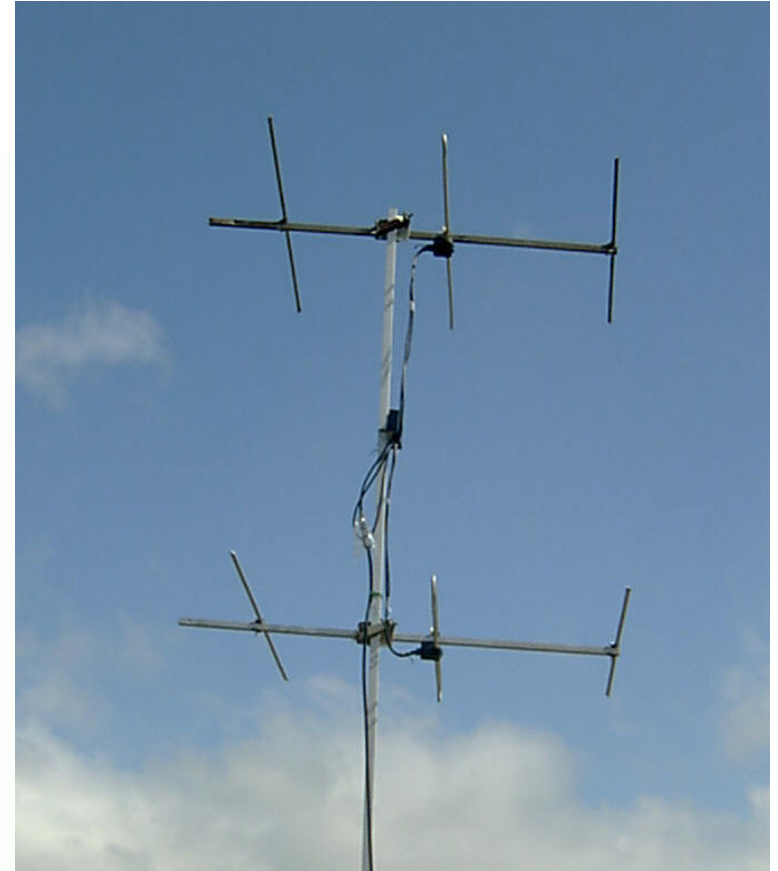
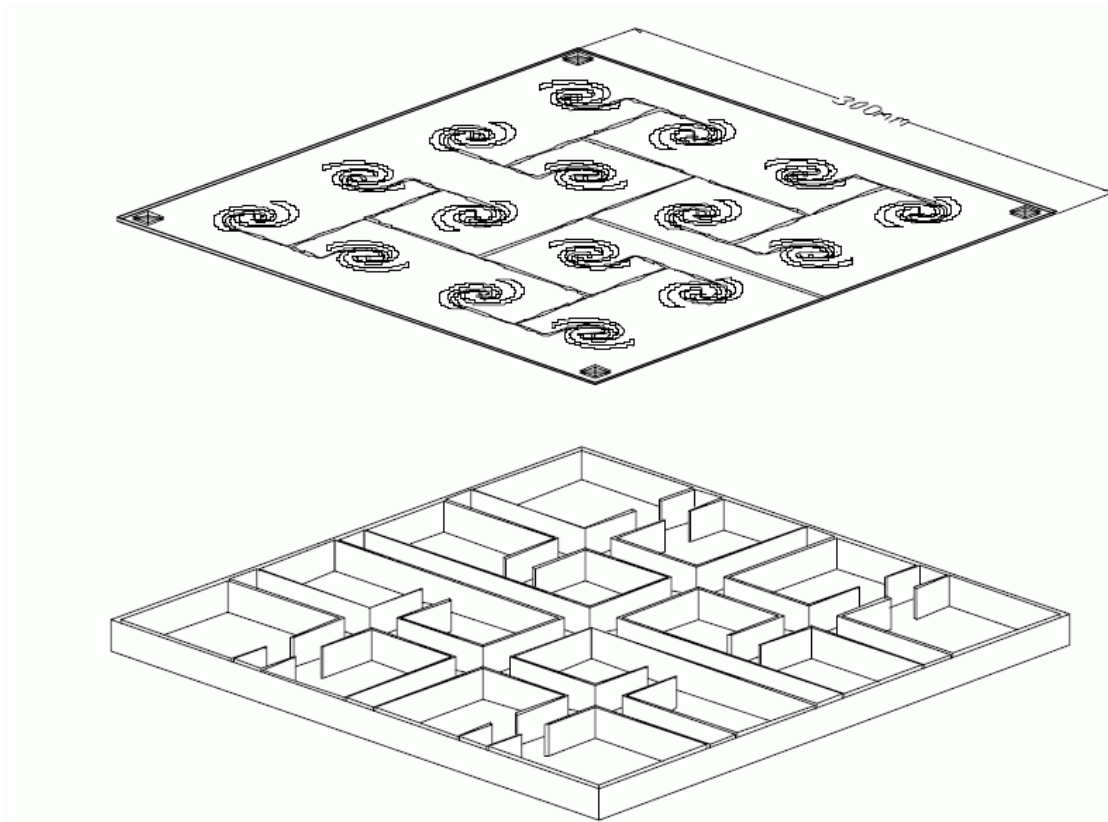


Quelle:<http://www.directindustry.de/prod/ah-systems/mikrowellen-hornantenne-35071-213053.html>



## 5.4 Bauformen (11)

- Gruppenantennen



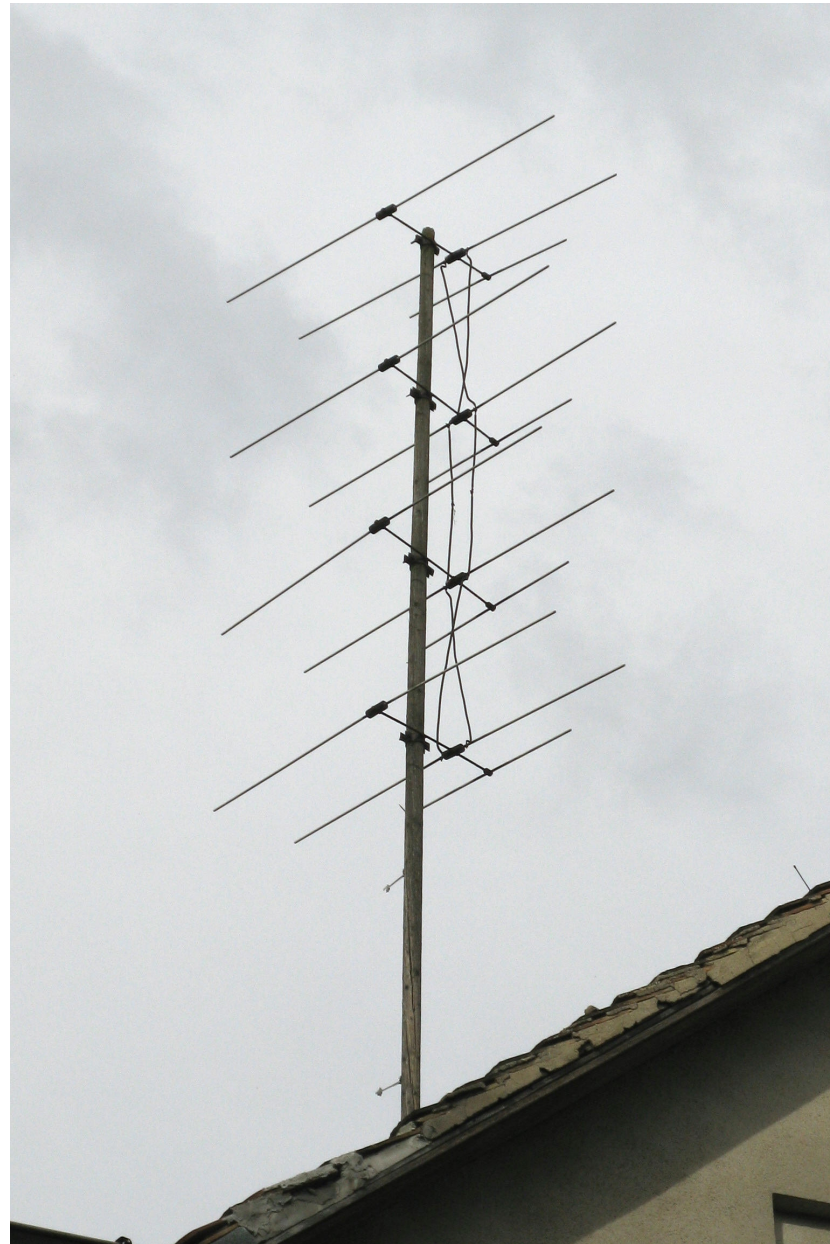
**Bild 5:** Mechanischer Aufbau eines Arrays im Frequenzbereich  $f=4\text{-}6\text{GHz}$  mit  $4 \times 4$  Elementen

Quelle: Möller, Splitt: Aufbau breitbandiger Streifenleitungsantennen und Arrays für die Anwendung als Mikrowellensensoren

## 5.4 Bauformen (12)

---

- Gruppenantennen



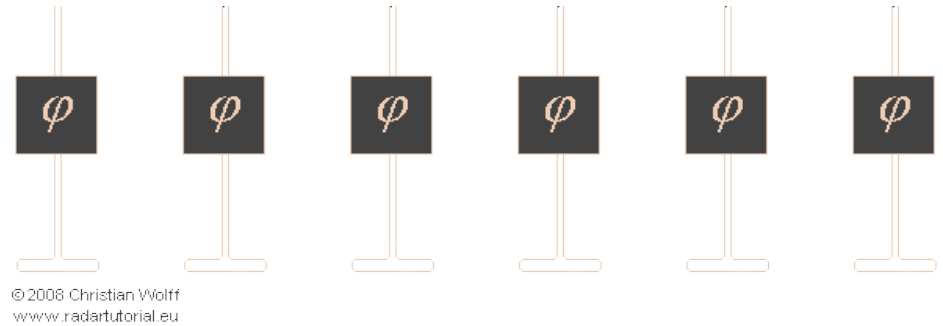


## 5.4 Bauformen (13)

---

- phased array

Gruppenantenne mit veränderbarer Phasenlage der Aussendung der einzelnen Systeme



Quelle: <http://www.radartutorial.eu/06.antennas/an14.de.html>

## 5.4 Bauformen (14)

---

- dielektrische Antenne



Quelle: [http://www.chauvin-arnoux.at/download/katalog\\_ca\\_metrix/katalog\\_2008\\_kap\\_08\\_komprimiert.pdf](http://www.chauvin-arnoux.at/download/katalog_ca_metrix/katalog_2008_kap_08_komprimiert.pdf)

# HF-Technik I

## 6 Funkstrecken - Ausbreitung elektromagnetischer Wellen

6.1 Die Physik

6.2 Erdkrümmung und Erdatmosphäre

6.3 Parameter

6.4 Frequenzwahl und Frequenzzuweisung

6.5 Beispiele

# 6 Funkstrecken, Ausbreitung EM Wellen

## 6.1 Die Physik (1)

---

- Bei geradliniger Ausbreitung und ohne Absorption und weitere Effekte nimmt die Flächenleistungsdichte proportional zum Quadrat der Entfernung ab (Fernfeld). Die Flächenleistungsdichte ist umgekehrt proportional zum Quadrat der Entfernung.

$$\Omega = \frac{A}{r^2} \quad A = \Omega r^2$$

$\Omega$  : Raumwinkel

$A$  : Oberfläche des zugehörigen Kugelsegmentes

$r$  : Radius der Kugel

$$S = \frac{P_\Omega}{A}$$

$P_\Omega$  : Leistung im Raumwinkel

$$S = \frac{P_\Omega}{\Omega r^2}$$

$S$  : Leistungsdichte auf  $A$  (Flächenleistungsdichte)

---

$$S_m = D \cdot \frac{P_r}{4\pi r^2} = D \cdot \eta \cdot \frac{P_{Tx}}{4\pi r^2}$$

$S_m$  : Leistungsdichte in Hauptstrahlrichtung

$P_r$  : abgestrahlte Leistung

$P_{Tx}$  : Leistung am Antenneneingang

$$D \cdot \eta = G$$

$D$  : Richtfaktor

$G$  : Gewinn

$\eta$  : Wirkungsgrad

# 6.1 Die Physik (2)

---

- Einführung der EIRP .....

$$S_m = D \cdot \frac{P_r}{4 \pi r^2} = D \cdot \eta \cdot \frac{P_{Tx}}{4 \pi r^2}$$

$$D \cdot \eta = G$$

(Formeln von der Seite zuvor)

*S<sub>m</sub>: Leistungsdichte in Hauptstrahlrichtung*

*P<sub>r</sub>: abgestrahlte Leistung*

*P<sub>Tx</sub>: Leistung am Antenneneingang*

*D: Richtfaktor*

*G: Gewinn*

*η: Wirkungsgrad*

$$S_i = S_m$$

*S<sub>i</sub>: Leistungsdichte eines Isotropstrahlers  
mit EIRP*

(das bedeutet .....) )

$$S_i = \frac{EIRP}{4 \pi r^2}$$

*EIRP:*

$$EIRP = D \cdot \eta \cdot P_{Tx} = G_i \cdot P_{Tx}$$

# 6.1 Die Physik (3)

---

- Absorption, z. B. Dämpfung pro Entfernung (zusätzliche Dämpfung zu der im vorigen Punkt genannten)
- Reflexion
- Interferenz
  - Auslöschung, Abschwächung, Verstärkung
- Beugung
- Streuung
- Wellenleitung
  - typisch an Grenze zwischen Leiter und Dielektrikum

## 6.2 Erdkrümmung und Erdatmosphäre (1)

---

- Bei geradliniger Ausbreitung ist die überbrückbare Entfernung durch die ..... der Erdoberfläche begrenzt (soweit nicht durch Hindernisse oder eine Abnahme der Leistungsdichte eine frühere Begrenzung erfolgt). Von einem Endpunkt der Funkstrecke aus gesehen muß der andere Endpunkt über den Horizont ragen.  
geometrische Reichweite:

$$l \approx 3,57 \cdot (\sqrt{h_1} + \sqrt{h_2})$$

*l* : überbrückbarer Abstand in km

*h*<sub>1</sub> : Höhe Endpunkt 1 über NN in m

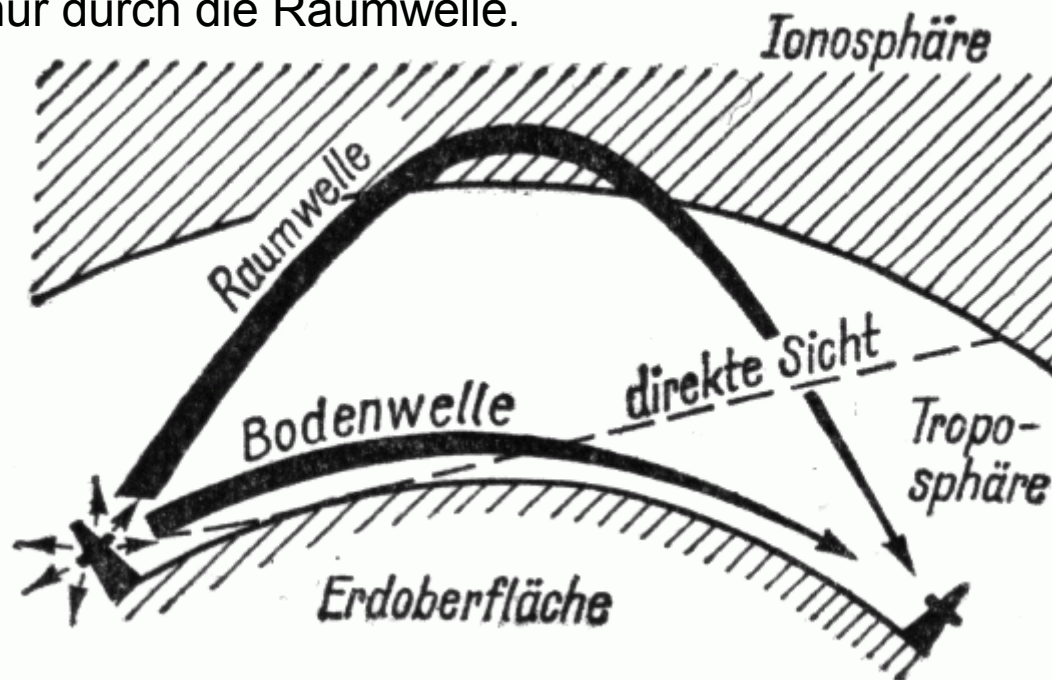
*h*<sub>2</sub> : Höhe Endpunkt 2 über NN in m

(Skizze)

- Durch die mit der Höhe über der Erdoberfläche abnehmende Dichte der Atmosphäre erfolgt eine Beugung zur Erdoberfläche hin. In der Formel aus dem vorigen Punkt wird das üblicherweise durch einen scheinbar größeren Radius der Erdkugel berücksichtigt.  
Der Zahlenfaktor beträgt für VHF und UHF etwa 4,1 ... 4,13 anstelle von 3,57.

## 6.2 Erdkrümmung und Erdatmosphäre (2)

- Für **LW** und **MW** erfolgt eine merkliche Ausbreitung über die Bodenwelle. Die Welle wird entlang der ..... geführt.
- Für **MW** und den unteren **KW**-Bereich spielt zusätzlich die Raumwelle eine wichtige Rolle.
- Wenn Boden- und Raumwelle gleichzeitig wirken kommt es zu .....
- Für den oberen **KW**-Bereich und darüber erfolgt die Ausbreitung im Wesentlichen nur durch die Raumwelle.

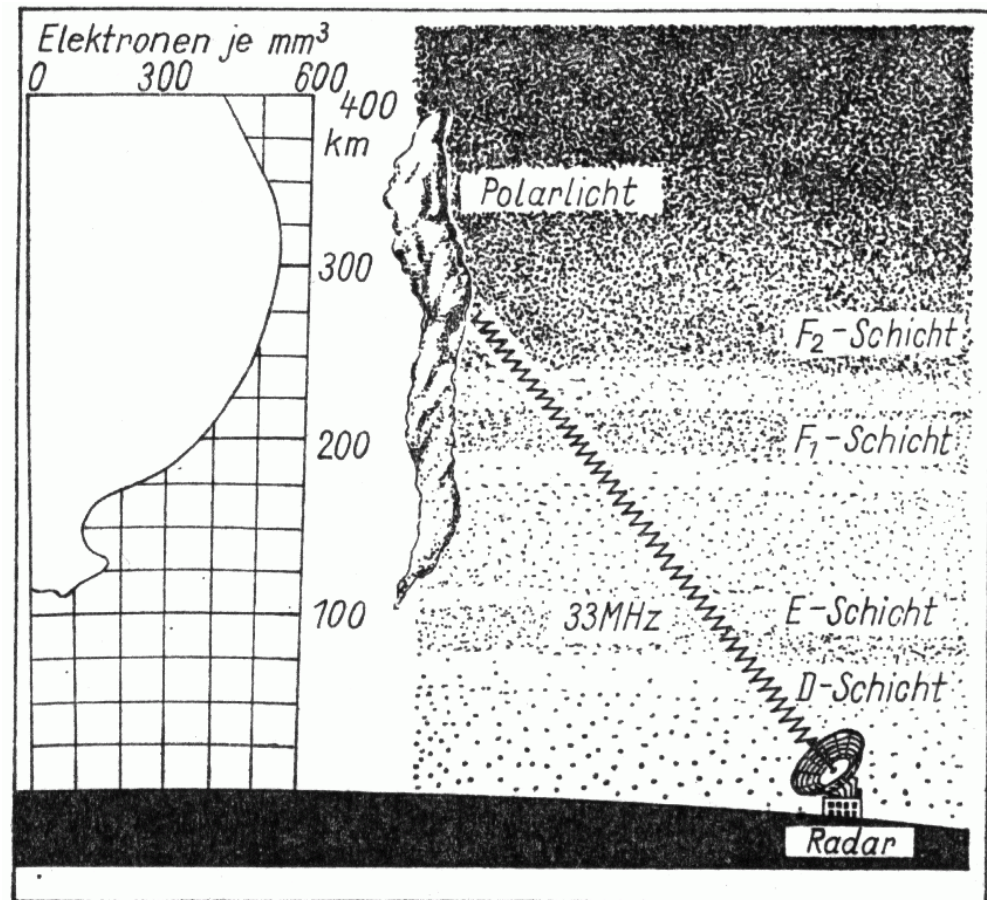


Quelle: Karl Rothammel: Antennenbuch



## 6.2 Erdkrümmung und Erdatmosphäre (3)

- Für den **KW**-Bereich erfolgt typisch Beugung und Reflexion in bzw. an verschiedenen Schichten der ..... (große Reichweiten bei relativ geringen Leistungen!)  
Diese Effekte sind für verschiedene Frequenzbereiche zeitlich variabel (wesentlicher Einfluss der Sonnenaktivität).



Quelle:Karl Rothammel: Antennenbuch

## 6.2 Erdkrümmung und Erdatmosphäre (4)

---

- Oberhalb des Kurzwellenbereiches treten, meist nur gelegentlich, Überreichweiten hauptsächlich durch ..... und ..... auf.
- Im KW-Bereich und darüber wirken bestimmte Bereiche der Atmosphäre ..... Das betrifft nur bestimmte Frequenzbereiche und ist meist zeitlich veränderlich.
- Streuung führt zur zusätzlichen Streckendämpfung aber auch zu Verbindungsmöglichkeiten außerhalb des Sichtbereiches (LOS – line of sight)
- Fazit:
  - Für unterschiedliche Frequenzbereiche wirken unter realen Bedingungen im Bereich der Erdoberfläche und der gesamten Atmosphäre sehr unterschiedliche Ausbreitungsbedingungen. Diese sind teilweise auch zeitlich veränderlich.
  - Im Bereich bis zu einigen (oder einigen zehn) km können hauptsächlich Reflexion und Interferenz merklich wirken. Bei größeren Entfernungen können alle Effekte eine Rolle spielen.
  - Überreichweiten können ..... oder ..... sein.

## 6.3 Parameter (1)

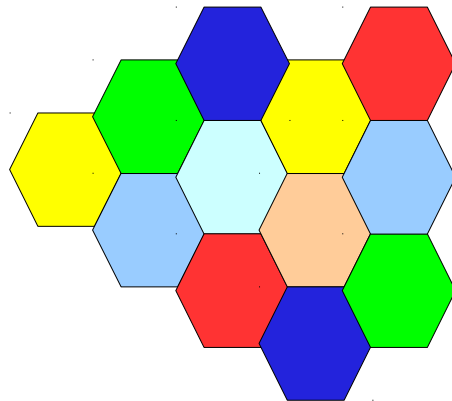
---

- Streckendämpfung  
Berücksichtigt in der Regel alle dämpfenden Effekte
- LOS (line of sight) oder NLOS (none line of sight)
- Grenzfrequenzen für bestimmte Ausbreitungsarten, zeitlich veränderlich, je nach Zustand bestimmter Bereiche der Atmosphäre
- geomagnetische und solare Parameter, von denen die Wellenausbreitung abhängen kann

## 6.4 Frequenzwahl und Frequenzzuweisung (1)

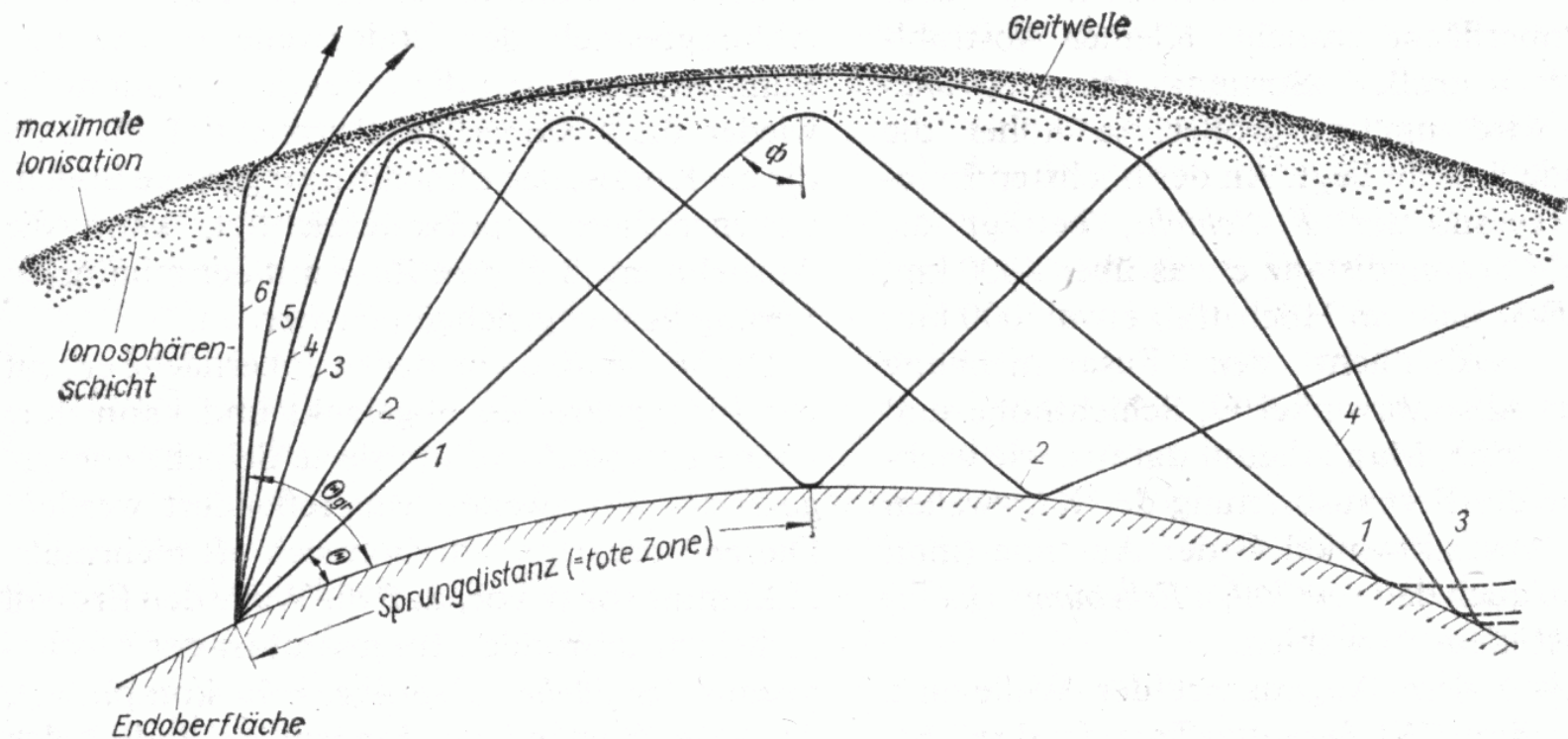
---

- Je nach Verwendungszweck gibt es optimale Frequenzbereiche.
- Die Frequenzbereiche werden den Funkdiensten international zugewiesen.
- Das wird in nationales Recht umgesetzt und dort ggf. detaillierter untersetzt, für Bundesrepublik z. B. zu finden unter [http://www.bundesnetzagentur.de/SharedDocs/Downloads/DE/BNetzA/Sachgebiete/Telekommunikation/Regulierung/Frequenzordnung/Frequenznutzungsplan/Frequenznutzungsplan2011pdf.pdf?\\_\\_blob=publicationFile](http://www.bundesnetzagentur.de/SharedDocs/Downloads/DE/BNetzA/Sachgebiete/Telekommunikation/Regulierung/Frequenzordnung/Frequenznutzungsplan/Frequenznutzungsplan2011pdf.pdf?__blob=publicationFile)
- Jede konkrete Anwendung bedarf einer Frequenzzuteilung. Einige Frequenzbereiche sind über Allgemeinzuteilungen nutzbar.
- Frequenzen für die gleichen Dienste müssen in bestimmten Fällen auch räumlich koordiniert werden (z. B. für Funkzellen der Mobilfunkdienste).



# 6.5 Beispiele (1)

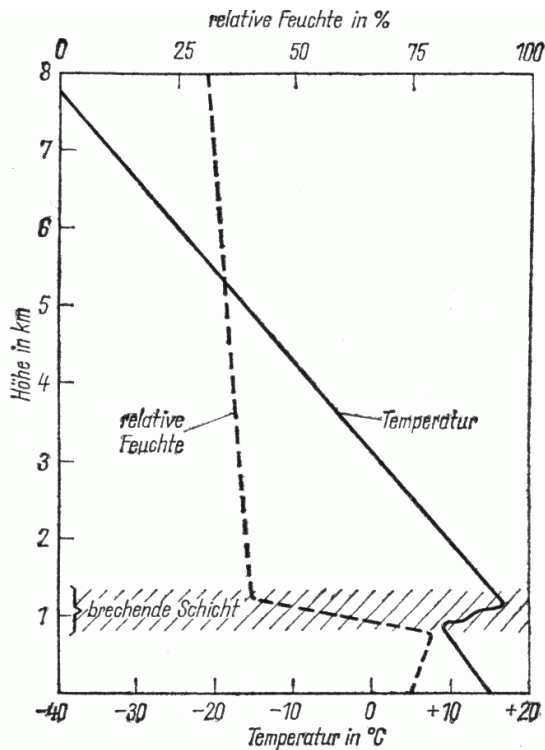
- Mittelwellenrundfunk – Bodenwelle, Raumwelle, Tageszeiten
- Kurzwellenfunk – große Entfernungen, Tages- und Jahreszeiten, Sonnenzyklus
  - Rundfunk
  - Seefunk
  - Landfunk



Quelle:Karl Rothammel: Antennenbuch

# 6.5 Beispiele (2)

- UKW-Rundfunk – Frequenzkoordination! Überreichweiten als Problem
- TV: VHF und UHF
- VHF- und UHF-Amateurfunk – Überreichweiten als Segen



Quelle:Karl Rothammel: Antennenbuch

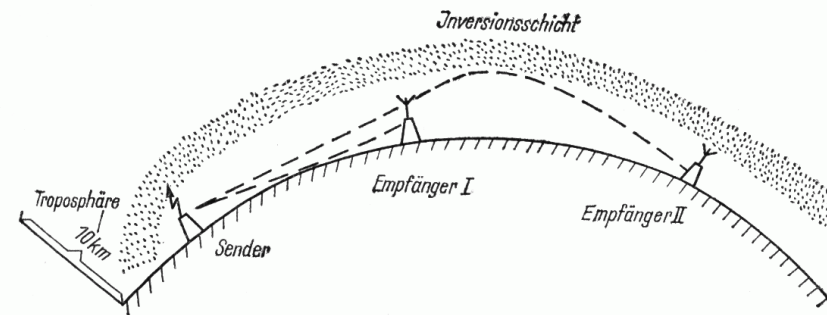


Bild 2.9 Die Ausbreitung der Ultrakurzwellen in der Troposphäre

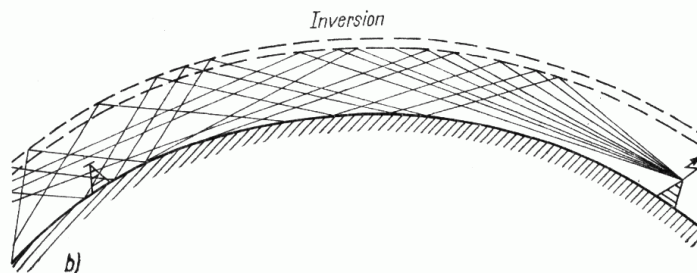
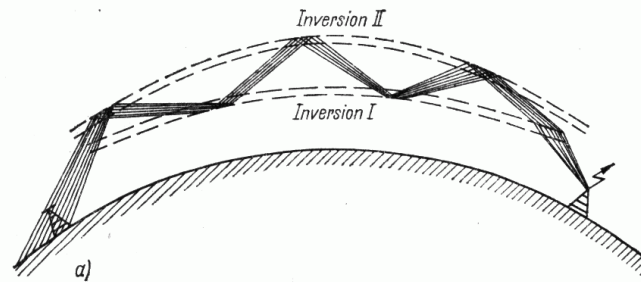


Bild 2.10 Die troposphärische Schlauchübertragung; a – Schlauchübertragung zwischen 2 Inversionsschichten, b – Schlauchübertragung zwischen Erdoberfläche und einer Bodeninversionsschicht

## 6.5 Beispiele (3)

---

- Mobiltelefonie – Frequenzkoordination, Zellengrößen
- WLAN – Absorption, Reflexion, Interferenz  
(nette Betrachtung für andere Frequenzen unter [http://home.arcor.de/d\\_meissner/Feldstaerke1.pdf](http://home.arcor.de/d_meissner/Feldstaerke1.pdf))
- Richtfunk (Mikrowellenbereich) - Fresnelzone
- Satellitenfunk – Absorption, Nachführung