

Kompakte Mehrtorantennen für die adaptive Keulenformung

vom Fachbereich Elektrotechnik, Informationstechnik, Medientechnik der Bergischen Universität Wuppertal zur Erlangung des akademischen Grades eines Doktor-Ingenieurs angenommene Dissertation

von

Diplom-Ingenieur

Xin Wang

Kompakte Mehrtorantennen
für die adaptive Keulenformung

vom Fachbereich Elektrotechnik, Informationstechnik,
Medientechnik der Bergischen Universität Wuppertal
zur Erlangung des akademischen Grades eines Doktor-Ingenieurs
angenommene Dissertation

von
Diplom-Ingenieur
Xin Wang

Dissertation eingereicht am : 03.02.2004
Tag der mündlichen Prüfung : 07.05.2004
Referent : Prof. Dr.-Ing. H. Chaloupka
Korreferent : Prof. Dr.-Ing. V. Hansen

1 Einleitung 4

2 Grundbegriffe der Eintorantennen 7

2.1 Tor- und Strahlungskenngrößen der Antenne 7

2.2 Bandbreite und Antennengüte 13

2.2.1 Definition der Frequenzbandbreite der Eintorantenne 13

2.2.2 Antennengüte 14

2.3 Leistungsanpassung und Rauschanpassung 17

2.4 Kurze Zusammenfassung 19

3 Allgemeine Theorie der Mehrtorantennen 20

3.1 Definition und Bedeutung der Impedanz- und Admittanzmatrix von Mehrtorantennen 21

3.2 Beschreibung der Eigenschaften von Mehrtorantennen im Sende- und Empfangsfall über die Torrichtcharakteristiken und die Streumatrix 26

3.3 Korrelation zwischen Torrichtcharakteristiken, Gewinnreduktionsfaktor und Frequenzbandbreite 30

3.4 Einführung von Eigenmoden der Mehrtorantenne 34

3.5 Interpretation der Eigenschaften der Mehrtorantenne mit Hilfe ihrer Eigenmoden 37

3.6 Kurze Zusammenfassung 40

4 Digitale Keulenformung bei kompakten Mehrtorantennen 42

4.1 Grundlagen der digitalen Keulenformung 43

4.1.1 Übersicht über einige Anwendungen der Raum-Zeit-Signalverarbeitung mit Mehrtorantennen 43

4.1.2 Modellierung der digitalen Keulenformung mit Mehrtorantennen 47

4.2 Eigenschaften kompakter Mehrtorantennen 54

4.2.1 Beschreibung von Zweitorantennen 54

4.2.2 Modenimpedanzen bei kompakten Mehrtorantennen 57

4.2.3 Modenrichtcharakteristiken bei kompakten Mehrtorantennen 58

4.2.4 Effektive Torrichtcharakteristiken bei kompakten Mehrtorantennen 59

4.2.4.1 Effektive Torrichtcharakteristiken 59

4.2.4.2 Gewinnreduktion an Toren und Korrelation zwischen effektiven Torrichtcharakteristiken 60

4.2.4.3 Verfügbarer Raum von Richtcharakteristiken ... 64
4.2.5 Superdirektivität ... 66

4.3 Digitale Keulenformung mit kompakten Mehrtorantennen ... 69
4.3.1 Korrektur der Gewichtskoeffizienten bei digitaler Keulenformung ... 69
4.3.2 Nachteile der rein digitalen Kompensation ... 72
4.3.2.1 Gewinnreduktion ... 72
4.3.2.2 Signal-zu-Rausch-Verhältnis ... 73

4.4 Kurze Zusammenfassung ... 76

5 Einsatz eines Anpassungs- und Entkopplungsnetzwerks ... 78

5.1 Prinzip des Anpassungs- und Entkopplungsnetzwerks ... 78

5.2 Synthese des Anpassungs- und Entkopplungsnetzwerks ... 80
5.2.1 Zur Topologie und Technologie des AEN ... 80
5.2.2 Ein Prinzip zur Synthese des Anpassungs- und Entkopplungsnetzwerks ... 81

5.3 Einfluss des Anpassungs- und Entkopplungsnetzwerks auf die Antennenrichtcharakteristik ... 84

5.4 Einschränkungen bei einer Mehrtorantenne mit Anpassungs- und Entkopplungsnetzwerk ... 85
5.4.1 Limitierte relative Bandbreite ... 85
5.4.2 Einschränkungen durch Dissipationsverluste ... 88

5.5 Praktische Realisierungsbeispiele ... 90
5.5.1 Einleitung ... 90
5.5.2 Kompakte Dreitorantenne bestehend aus drei Monopolelementen ... 90
5.5.2.1 Beschreibung der Dreitorantenne ... 90
5.5.2.2 Entwurf des Anpassungs- und Entkopplungsnetzwerks ... 95
5.5.2.3 Bandbreite der Dreitorantenne mit Anpassungs- und Entkopplungsnetzwerk ... 99
5.5.2.4 Effektive Torrichtcharakteristiken der Dreitorantenne mit Anpassungs- und Entkopplungsnetzwerk ... 100
5.5.2.5 Aufbau und Messungen ... 102
5.5.3 Kompakte Mehrtorantennen aus gedruckten Monopolantennenelementen mit Anpassungs- und Entkopplungsnetzwerk ... 107
5.5.3.1 Einleitung ... 107
5.5.3.2 Kompakte Zweitorantenne bestehend aus zwei gedruckten Monopolelementen ... 107
5.5.3.3 Kompakte Dreitorantenne bestehend aus drei gedruckten Monopolelementen ... 111
5.5.3.3.1 Prinzip zur Entkopplung aller drei Tore ... 111
5.5.3.3.2 Numerische Simulation ... 117

5.6 Kurze Zusammenfassung ... 120

6 Zusammenfassung 122

Literatur- und Quellenverzeichnis 126

Abbildungsverzeichnis 131

Danksagung 137

1 Einleitung

Gruppenantennen (Antenna Arrays) bestehen aus einer Anordnung mehrerer kleiner Einzelantennen (Antennenelemente) und werden in ihrer einfachsten Form mit einem festen Verteilnetzwerk versehen, sodass durch Interferenz der Beiträge aller Antennenelemente die gleiche Richtwirkung wie bei einer großen Antenne erzielt wird [Stu98]. Sind die einzelnen Antennenelemente (oder Untergruppen) mit separaten Toren ausgestattet, so spricht man von einer Mehrtorantenne. Verbindet man die einzelnen Antennentore mit dem Sender bzw. Empfänger über ein Verteilungsnetzwerk mit elektronisch kontrollierbaren Phasenschiebern und Dämpfungsgliedern, so kann man die relativen Amplituden und Phasen der Antennenelemente variieren und somit elektronische Strahlschwenkung – oder allgemein elektronische Variationen der Richtcharakteristik realisieren.

Stattet man jedes Antennentor mit einem eigenen Transceiver aus und verlagert die Verarbeitung der Torsignale in den digitalen Teil, so wird adaptive digitale Keulenformung ermöglicht. Aus der Kombination von Mehrtorantenne und digitaler Signalverarbeitung entsteht ein so genanntes intelligentes Antennensystem (Smart Antennas) [Bel01, Chr00, Lib99].

Für die Realisierung eines solchen Systems wird angestrebt, dass die Mehrtorantenne an ihren verschiedenen Toren zueinander unkorrelierte (orthogonale) komplexwertige und polarisationsabhängige Richtcharakteristiken liefert. Über gewichtete Linearkombinationen dieser Richtcharakteristiken lassen sich im Rahmen der digitalen Signalverarbeitung somit beliebig viele adaptive Richtcharakteristiken simultan formen. Dabei ist die Zahl der Freiheitsgrade für die digitale Keulenformung durch die Zahl der Antennentore gegeben.

Adaptive Antennensysteme stellen in der Kommunikationstechnik eine attraktive Möglichkeit zur Verbesserung der Übertragungsqualität, zur Kapazitätserhöhung usw. dar. In dieser Arbeit werden kompakte Mehrtorantennen für den Einsatz in solchen adaptiven Antennensystemen untersucht. Bei kompakten Mehrtorantennen („dense arrays“) handelt sich um Mehrtorantennen, deren Elementabstand deutlich unter einer halben Freiraumwellenlänge liegt. Die Verwendung von kompakten Mehrtorantennen ermöglicht, auch auf sehr kleinen mobilen Plattenformen Diversity-Verfahren und/oder digita-

le Keulenformung einzusetzen. Schwerpunkt der vorliegenden Arbeit ist die Untersuchung der mit dem Einsatz kompakter Mehrtorantennen in adaptiven Antennensystemen verbundenen Probleme und die Entwicklung entsprechender Gegenmaßnahmen zur Behebung dieser Probleme.

In Kapitel 2 werden einige für das Verständnis dieser Arbeit benötigte Antennenkenngrößen für den Fall einer Einzelantenne (Eintorantenne) eingeführt.

Das dritte Kapitel befasst sich mit der Beschreibung von Mehrtorantennen. Hierbei wird der allgemeinste Fall von Mehrtorantennen betrachtet, also insbesondere auch solche Mehrtorantennen, welche eine starke Elementverkopplung aufweisen. Nach Einführung von Kenngrößen für die Korrelation der Torrichtcharakteristiken, die Gewinnreduktion und die Frequenzbandbreite wird eine neuartige Eigenmodendarstellung der Mehrtorantennen vorgestellt. Mit Hilfe dieser Eigenmoden und der zugehörigen orthonormalen Richtcharakteristiken lassen sich sowohl die Korrelation zwischen den Torrichtcharakteristiken als auch die Gewinnreduktion auf das Problem der Anpassung an unterschiedliche Modenimpedanzen zurückführen.

Um eine Basis zur Diskussion der Auswirkungen der Modenfehlanpassung bei der Verwendung von Mehrtorantennen für die digitale Keulenformung zu schaffen, wird in Kapitel 4 zunächst ein Überblick über das Grundprinzip der adaptiven Keulenformung gegeben. Sodann werden die bei der Verwendung von kompakten Mehrtorantennen in Keulenformungssystemen sich ergebenden Probleme der Verzerrung der Richtcharakteristiken und der Degradation des Signal-zu-Rausch-Verhältnisses (SNR) am Beispiel der Zweitorantenne erläutert. Weiterhin werden mögliche Gegenmaßnahmen wie die Kompensation der Richtcharakteristikverzerrung im digitalen Bereich und eine Ausnutzung der Abhängigkeit der Torrichtcharakteristiken vom Wert der Lastimpedanz diskutiert.

Da die in Kapitel 4 beschriebenen Maßnahmen zur teilweisen Kompensation der negativen Auswirkung der Elementverkopplung das Problem der Gewinn- und SNR-Reduktion nicht beheben können, wird in Kapitel 5 eine Hardware-Lösung präsentiert, bei der man ein so genanntes Anpassungs- und Entkopplungsnetzwerk (AEN) verwendet.

Mit Hilfe dieses Konzepts können die unterschiedlichen Modenimpedanzen simultan an die Lastimpedanz angepasst werden, sodass eine Mehrtorantenne mit voneinander ent-

koppelten Toren und zugehörigen zueinander orthogonalen Richtcharakteristiken entsteht. Das Grundprinzip der Synthese eines AEN wird für den Fall eines Netzwerks aus konzentrierten Bauelementen vorgestellt. Es wird gezeigt, dass beim Einsatz der Mehrtorantenne für die digitale Keulenformung das mit der Verkopplung einhergehende Problem der Gewinn- und damit SNR-Reduktion vermieden wird. Außerdem werden die Grenzen für die Anwendung dieses neuen Konzepts diskutiert. Dabei ergibt sich, dass die Zahl der auf einer gegeben Plattformgröße zusätzlich implementierbarer Antennenelemente durch die inhärente Verringerung der Frequenzbandbreite und die vergrößerte Empfindlichkeit gegen Dissipationsverluste begrenzt wird.

Zur Verifikation des Konzepts der kompakten Mehrtorantennen mit AEN wurden drei verschiedene Beispielantennen im Frequenzbereich von 2,45 GHz mit Hilfe verschiedener kommerzieller Software simuliert und anschließend gefertigt und experimentell charakterisiert. Im letzten Teil dieser Arbeit wird ausführlich über die für diese Beispielantennen gewonnenen numerischen und experimentellen Ergebnisse berichtet.

Den Schluss der Arbeit bildet eine Zusammenfassung der wichtigsten Ergebnisse in Kapitel 6.

2 Grundbegriffe der Eintorantennen

Antennen sind ein wichtiger Bestandteil jedes Funkübertragungs- und Ortungssystems. Ihre Aufgabe besteht im Sendefall darin, die in das Antennentor eingespeisten Signale in den freien Raum mit vorgegebener Richtungsabhängigkeit der Amplitude, Phase und Polarisation abzustrahlen (Senderichtcharakteristik). Im Empfangsfall liefert die Antenne an ihrem Tor ein Signal, welches sich aus den auf die Antenne aus verschiedenen Richtungen (DOA= „direction of arrival“) einfallenden Wellen durch eine richtungs- und polarisationsabhängige Gewichtung ergibt (Empfangsrichtcharakteristik). Diese Eigenschaften der Antenne werden durch Funktionen und integrale Größen beschrieben, welche im Folgenden erläutert werden. Für Antennen aus linearen und reziproken Komponenten werden die Kenngrößen für den Empfangs- und Sendefall über das Reziprozitätstheorem [Ung81, Zin00] eindeutig miteinander verknüpft. Daher ist es für die Diskussionen in dieser Arbeit meistens ausreichend, nur eine der beiden Betriebsarten zu betrachten.

2.1 Tor- und Strahlungskenngrößen der Antenne

Als Erstes sei eine Eintorantenne im Sendebetrieb betrachtet. Aufgrund des eingeprägten Stroms I am Antennentor wird ein Fernfeld erzeugt, welches wie folgt angegeben werden kann:

$$\vec{E}(\theta,\varphi,r) = \sqrt{\frac{Z_0}{2\pi}}\,\frac{e^{-j\frac{2\pi r}{\lambda}}}{r}\,\vec{F}(\theta,\varphi)\,I\,, \qquad \textbf{(2.1)}$$

wobei λ die Freiraumwellenlänge, r der Abstand von einem Bezugspunkt auf der Antenne zum Betrachtungspunkt im Fernfeld und $Z_0 = \sqrt{\mu_0/\varepsilon_0} = 377\,\Omega$ der Freiraumwellenwiderstand ist. Daraus folgt die Strahlungsdichte zu

$$S_{\mathrm{rad}}(\theta,\varphi,r) = \frac{\left|\vec{E}(\theta,\varphi,r)\right|^2}{2Z_0} = \frac{\left|\vec{F}(\theta,\varphi)\right|^2 |I|^2}{4\pi r^2}\,. \qquad \textbf{(2.2)}$$

Die von der Antenne abstrahlte Leistung P_{rad} kann dann über

$$P_{\mathrm{rad}} = \oiint S_{\mathrm{rad}}(\theta,\varphi,r)\,dA \quad \text{mit } dA = r^2 \sin\theta\, d\theta\, d\varphi\,. \qquad \textbf{(2.3)}$$

berechnet werden. Setzt man Gleichung (2.2) in die obige Gleichung ein, so ergibt sich P_{rad} zu

$$P_{\text{rad}} = \frac{|I|^2}{4\pi} \oint \left|\vec{F}(\theta,\varphi)\right|^2 d\Omega \quad \text{mit } d\Omega = \sin\theta d\theta d\varphi \,. \qquad \textbf{(2.4)}$$

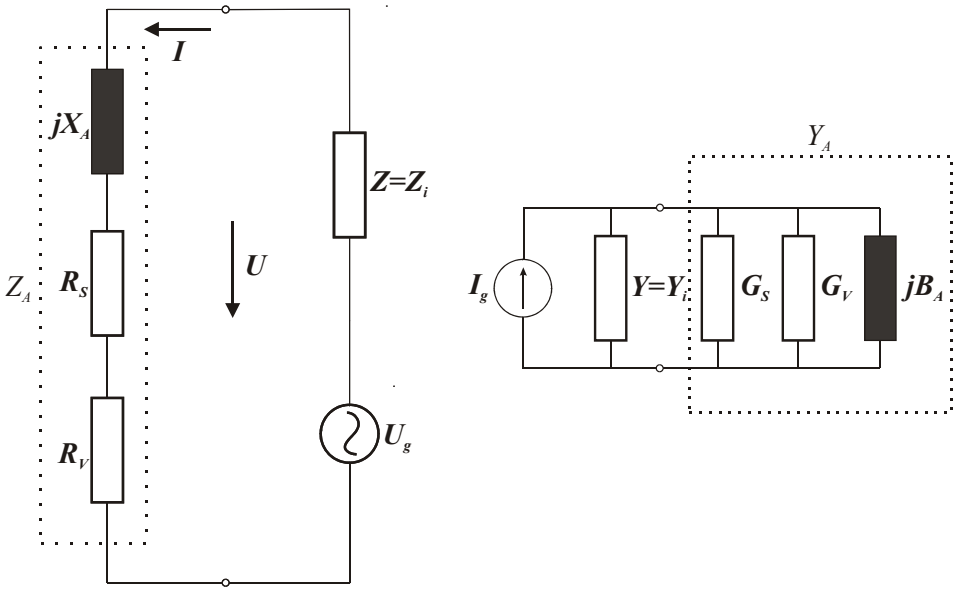
Es gilt die Beziehung zwischen der Spannung U und dem Strom I am Tor der Antenne

$$U = Z_A(\omega) I \quad \text{mit } Z_A(\omega) = R_A(\omega) + jX_A(\omega) \qquad \textbf{(2.5)}$$

oder

$$I = Y_A(\omega) U \quad \text{mit } Y_A(\omega) = G_A(\omega) + jB_A(\omega) \qquad \textbf{(2.6)}$$

mit $\omega = 2\pi f$. Die Faktoren $Z_A(\omega)$ bzw. $Y_A(\omega)$ stellen jeweils die frequenzabhängige komplexwertige Antenneneingangsimpedanz bzw. -admittanz dar.



a) b)

Abbildung 2-1: a) Impedanz- b) Admittanzersatzschaltbild für eine Eintorantenne im Sendebetrieb

Abbildung 2-1 zeigt das häufig benutzte Impedanz- bzw. Admittanzersatzschaltbild für das Torverhalten einer Antenne im Sendebetrieb. Der Realteil der Antenneneingangsimpedanz setzt sich aus zwei Anteilen zusammen: dem Anteil R_S, welcher im Sendefall die abgestrahlte Leistung repräsentiert und dem Anteil R_V, welcher die dissipierte Leistung beschreibt. Die Reaktanz X_A ergibt sich aus der Differenz der in der Antennenstruktur und in ihrem Nahfeld gespeicherten magnetischen und elektrischen Feldenergie.

Nach dem Impedanzersatzschaltbild bekommt man die von der Antenne aufgenommene Leistung P_{in} und die Strahlungsleistung P_{rad} über

$$P_{\text{in}} = \frac{1}{2}\left|I\right|^2 R_A \qquad \textbf{(2.7)}$$

und

$$P_{\text{rad}} = \frac{1}{2}\left|I\right|^2 R_S . \qquad \textbf{(2.8)}$$

Der Antennenwirkungsgrad (Strahlungswirkungsgrad) η, welcher durch

$$\eta = \frac{P_{\text{rad}}}{P_{\text{in}}} \qquad \textbf{(2.9)}$$

definiert ist, ergibt sich nach Einsetzen der Gleichungen (2.7/8) zu

$$\eta = \frac{R_S}{R_S + R_V} = \frac{R_S}{R_A} . \qquad \textbf{(2.10)}$$

Analog erhält man nach dem Admittanzersatzschaltbild

$$\eta = \frac{G_S}{G_S + G_V} = \frac{G_S}{G_A} . \qquad \textbf{(2.11)}$$

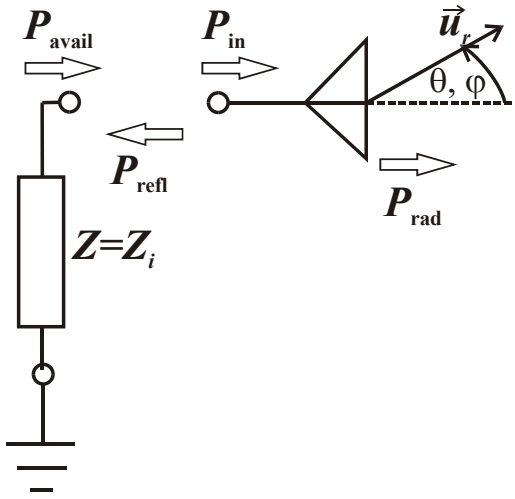


Abbildung 2-2: Leistungsbilanz bei einer Eintorantenne im Sendebetrieb

Wie in Abbildung 2-2 gezeigt, entspricht die von der Antenne aufgenommene Leistung P_{in} im Allgemeinen nicht der insgesamt verfügbaren Leistung P_{avail} des Generators am Tor der Antenne, da P_{avail} aufgrund der Fehlanpassung zwischen Antenneneingangsimpedanz Z_A und Generatorinnenwiderstand Z_i teilweise (zurück)reflektiert (P_{refl}) wird.

Die tatsächlich von der Antenne aufgenommene Leistung P_{in} (Antenneneingangsleistung) ist daher durch

$$P_{\text{in}} = P_{\text{avail}} - P_{\text{refl}} = P_{\text{avail}} \left|\Lambda\right|^2 \qquad \textbf{(2.12)}$$

mit Λ als dem komplexen Anpassungsfaktor am Antennentor ($\left|\Lambda\right|^2 \leq 1$) gegeben. Mit Gleichung (2.9) erhält man weiterhin die von der Antenne in den Raum abgestrahlte Gesamtleistung P_{rad} (Strahlungsleistung) zu

$$P_{\text{rad}} = \eta P_{\text{avail}} \left|\Lambda\right|^2 . \qquad \textbf{(2.13)}$$

Der Anpassungsfaktor Λ ist eine Funktion der Antenneneingangsimpedanz Z_A und der Eingangsimpedanz $Z = R + jX$ der angeschlossenen Schaltung. Aus

$$\left|\Lambda\right|^2 = \frac{P_{\text{transfer}}}{P_{\text{avail}}} = \frac{4\,\text{Re}\{Z\}\,\text{Re}\{Z_A\}}{\left|Z + Z_A\right|^2} \qquad \textbf{(2.14)}$$

folgt die Definition für den komplexen Anpassungsfaktor Λ zu

$$\Lambda = \frac{2\sqrt{\text{Re}\{Z\}\,\text{Re}\{Z_A\}}}{Z + Z_A} . \qquad \textbf{(2.15)}$$

Mit dem verallgemeinerten komplexen Reflexionsfaktor Γ, welcher durch

$$\Gamma = \frac{Z_A - Z^*}{Z_A + Z} \text{①} \qquad \textbf{(2.16)}$$

definiert ist, kann Λ auch wie folgt ausgedrückt werden:

$$\left|\Lambda\right|^2 = 1 - \left|\Gamma\right|^2 . \qquad \textbf{(2.17)}$$

Die Strahlungsdichte $S_{\text{rad}}(\theta,\varphi,r)$ lässt sich auf verschiedene Weise normieren. Wird $S_{\text{rad}}(\theta,\varphi,r)$ auf die abgestrahlte Leistung P_{rad} normiert, so erhält man den richtungsabhängigen Richtfaktor (Directivity) $D(\theta,\varphi)$:

$$D(\theta,\varphi) = \frac{4\pi r^2 S_{\text{rad}}(\theta,\varphi,r)}{P_{\text{rad}}} . \qquad \textbf{(2.18)}$$

① * = konjugiert komplex

In der Praxis wird das Betragsmaximum des richtungsabhängigen Richtfaktors $D(\theta,\varphi)$ $D = |D(\theta,\varphi)|_{\max}$ als Richtfaktor der Antenne bezeichnet [Stu88].

Bezieht man die Strahlungsdichte $S_{\text{rad}}(\theta,\varphi,r)$ stattdessen auf die von der Antenne aufgenommene Leistung P_{in} oder die insgesamt am Antennentor verfügbare Leistung P_{avail}, spricht man von der Gewinnfunktion (gain) $G(\theta,\varphi)$

$$G(\theta,\varphi) = \frac{4\pi r^2 S_{\text{rad}}(\theta,\varphi,r)}{P_{\text{in}}} \qquad \textbf{(2.19)}$$

bzw. der effektiven Gewinnfunktion $g(\theta,\varphi)$

$$g(\theta,\varphi) = \frac{4\pi r^2 S_{\text{rad}}(\theta,\varphi,r)}{P_{\text{avail}}}. \qquad \textbf{(2.20)}$$

Es gilt offensichtlich

$$g(\theta,\varphi) = G(\theta,\varphi)|\Lambda|^2. \qquad \textbf{(2.21)}$$

Es besteht zwischen der Antennenrichtcharakteristik $\vec{c}(\theta,\varphi)$ und dem richtungsabhängigen Richtfaktor $D(\theta,\varphi)$ folgender Zusammenhang:

$$D(\theta,\varphi) = |\vec{c}(\theta,\varphi)|^2. \qquad \textbf{(2.22)}$$

Aus den Gleichungen (2.1/2/22) folgt

$$\vec{c}(\theta,\varphi) = \sqrt{\frac{2}{R_S}}\vec{F}(\theta,\varphi) \qquad \textbf{(2.23)}$$

und

$$\frac{1}{4\pi}\oint |\vec{c}(\theta,\varphi)|^2 \, d\Omega = 1. \qquad \textbf{(2.24)}$$

Zu beachten ist, dass die Antennenrichtcharakteristik $\vec{c}(\theta,\varphi)$ eine komplexwertige vektorielle Größe ist, welche die Information über Betrag, Phase und Polarisation beinhaltet. Die zeichnerische Darstellung eines Schnittes durch die Richtcharakteristik wird als das Richtdiagramm bezeichnet. In der Praxis wird häufig der Betrag der Richtcharakte-

ristik auf einer festen Ebene (z. B. Azimut) in der Form eines Polardiagramms dargestellt.

In Verbindung mit der effektiven Gewinnfunktion $g(\theta,\varphi)$ lässt sich die effektive Antennenrichtcharakteristik $\vec{C}(\theta,\varphi)$ folgendermaßen einführen:

$$g(\theta,\varphi) = \left|\vec{C}(\theta,\varphi)\right|^2 . \qquad (2.25)$$

Für eine Eintorantenne gilt demnach

$$\vec{C}(\theta,\varphi) = \vec{c}(\theta,\varphi)\,\Lambda\sqrt{\eta} \qquad (2.26)$$

und

$$\frac{1}{4\pi}\oint\left|\vec{C}(\theta,\varphi)\right|^2 d\Omega = |\Lambda|^2\,\eta . \qquad (2.27)$$

Bisher wurde zwar nur eine Eintorantenne im Sendebetrieb betrachtet, aufgrund des bereits erwähnten Reziprozitätstheorems haben die oben eingeführten Antennenkenngrößen (Antenneneingangsimpedanz bzw. -admittanz, Antennenwirkungsgrad, Richtfaktor, Gewinnfunktion und Richtcharakteristik) jedoch auch ihre Gültigkeit für den Empfangsbetrieb.

Ferner ist es sinnvoll, den Begriff der Antennenwirkfläche für die Empfangsantenne einzuführen. Die effektive Wirkfläche einer Antenne $A_W(\theta,\varphi)$ ist proportional zu ihrer Gewinnfunktion und kann berechnet werden durch

$$A_W(\theta,\varphi) = \frac{\lambda^2}{4\pi}G(\theta,\varphi) . \qquad (2.28)$$

Bei Einfall einer homogenen ebenen Welle aus Richtung (θ,φ) mit der elektrischen Feldstärke $\vec{E}_{\text{inc}}$ ist die maximal entnehmbare Empfangsleistung P_{avail}

$$\begin{aligned} P_{\text{avail}} &= \frac{\lambda^2}{4\pi}G(\theta,\varphi)\frac{\left|\vec{E}_{\text{inc}}\right|^2}{2Z_0} = \frac{\lambda^2}{4\pi}\left|\vec{c}(\theta,\varphi)\right|^2\eta\frac{\left|\vec{E}_{\text{inc}}\right|^2}{2Z_0} . \\ &= A_W(\theta,\varphi)\,S_{\text{inc}} \end{aligned} \qquad (2.29)$$

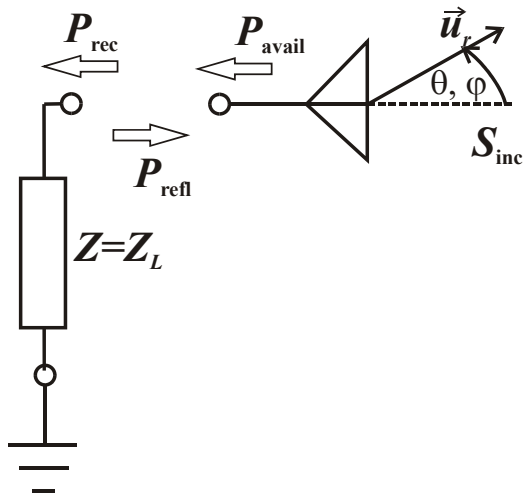


Abbildung 2-3: Leistungsbilanz bei einer Eintorantenne im Empfangsbetrieb

In Abbildung 2-3 ist die Leistungsbilanz bei einer Eintorantenne im Empfangsbetrieb dargestellt. P_{rec} entspricht der von der Antenne an den Empfänger tatsächlich abgegebenen Leistung und ist durch

$$P_{\text{rec}} = \left|\Lambda\right|^2 P_{\text{avail}} \qquad \textbf{(2.30)}$$

gegeben.

2.2 Bandbreite und Antennengüte

2.2.1 Definition der Frequenzbandbreite der Eintorantenne

Die Bandbreite einer Antenne beschreibt im Allgemeinen ein Frequenzintervall zwischen einer Minimalfrequenz f_{min} und einer Maximalfrequenz f_{max}, in dem sich die Antenneneigenschaften, wie z. B. die Eingangsimpedanz, die Richtcharakteristik usw., gegenüber Nenngrößen nur um zulässige Werte ändern („Spezifikationen“). Die Spezifikationen sind systemabhängig. In dieser Arbeit wird ausschließlich die Bandbreite in Bezug auf die Antenneneingangsimpedanz (Impedanzbandbreite) betrachtet.

Man legt in der Praxis die Bandbreite für eine Eintorantenne, also die obere bzw. untere Grenze des Betriebsfrequenzbereichs, häufig so fest, dass das Stehwellenverhältnis (*VSWR*) am Tor der Antenne innerhalb dieses Frequenzintervalls den Faktor 2 nicht überschreitet [Cha92, Jas61]. *VSWR* errechnet sich durch $VSWR=\frac{1+\left|\Gamma\right|}{1-\left|\Gamma\right|}$. *VSWR*=2 ent-

spricht demnach $|\Gamma| = \frac{1}{3}$, d. h. 8/9 der insgesamt verfügbaren Leistung wird im Sendefall von der Antenne abgestrahlt bzw. im Empfangsfall entnommen, während der Rest reflektiert wird.

Die Differenz zwischen der oberen Grenzfrequenz $f_{\max}$ und der unteren Grenzfrequenz $f_{\min}$

$$\Delta f = f_{\max}\big|_{VSWR=2} - f_{\min}\big|_{VSWR=2} \qquad \textbf{(2.31)}$$

wird als die absolute Bandbreite bezeichnet. Ferner erhält man die relative Bandbreite BW, indem man die Differenzfrequenz Δf auf die Mittenfrequenz f_m bezieht und in Prozent angibt:

$$BW = \frac{\Delta f}{f_m} \cdot 100\% . \qquad \textbf{(2.32)}$$

2.2.2 Antennengüte

Der Frequenzgang der Antenneneingangsimpedanz bzw. -admittanz lässt sich durch eine Partialbruchentwicklung

$$Y_A(s) = G_0 + \frac{1}{sL_0} + sC_0 + \sum_m \frac{\frac{\omega_m}{Z_{c,m}} s}{s^2 + \frac{\omega_m}{Q_m} s + \omega_m^2} \qquad \textbf{(2.33)}$$

mit zugehörigem Ersatzschaltbild (siehe Abbildung 2-4) approximieren. Falls die Antenne als verlustlos angenommen wird, stellen die ohmschen Widerstände in Abbildung 2-4 bekanntermaßen die Abstrahlung der Antenne dar. Eine analoge Darstellung für $Z(s)$ verwendet übrigens eine Serienschaltung von Parallelkreisen.

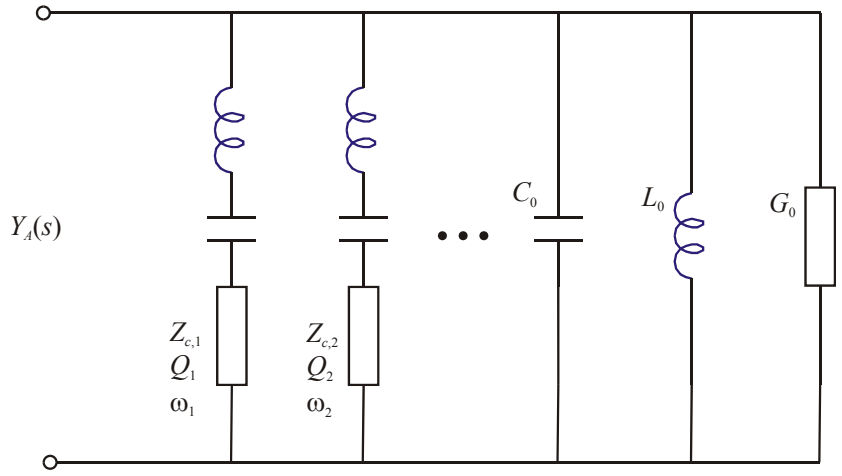


Abbildung 2-4: Ersatzschaltbild für Partialbruchentwicklung vom Frequenzgang der Antenneneingangsadmittanz

Die Pole von $Y_A(s)$ stellen die komplexen Frequenzen

$$s_m = -\sigma_m \pm j\omega_{r,m} \quad \text{mit } \sigma_m = \frac{\omega_m}{2Q_m} \text{ und } \omega_{r,m} = \sqrt{\omega_m^2 - \sigma_m^2} \qquad \textbf{(2.34)}$$

der Eigenschwingungen bei kurzgeschlossenem Eingang dar. Die Eigenschwingung m klingt mit $e^{-\sigma_m t}$ ab, sodass die Güte Q_m der Eigenschwingung die Länge ihrer Abklingzeit beschreibt.

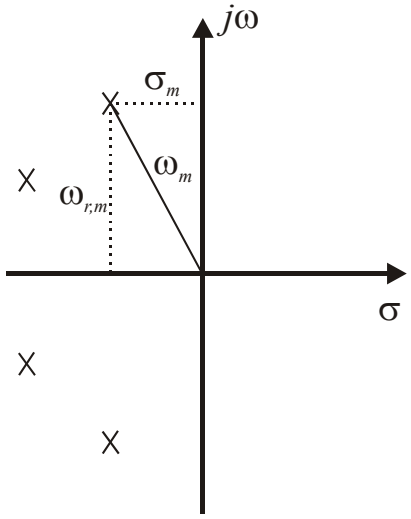


Abbildung 2-5: Skizze der Polstellenverteilung der Antenneneingangsadmittanz

Die Antennengüte Q_{rad} wird über das Verhältnis der im Mittel gespeicherten reaktiven Energie W zur von der Antenne abgestrahlten Leistung definiert [Fan69, Gey00, Han98]:

$$Q_{\text{rad}} = \frac{\omega W}{P_{\text{rad}}}. \qquad (2.35)$$

Für die obige Darstellung erhält man somit

$$Q_{\text{rad}}(\omega) = \frac{\sum_m \chi_m(\omega)}{\sum_m \frac{1}{Q_m}\chi_m(\omega)} \qquad (2.36)$$

mit

$$\chi_m(\omega) = \frac{\omega^2 + \omega_m^2}{\omega_m Z_{c,m}\left[\frac{\omega^2}{Q_m^2} + \left(\frac{\omega^2 - \omega_m^2}{\omega_m}\right)^2\right]}. \qquad (2.37)$$

Eine Näherung für Gleichung (2.36) erhält man, wenn man einen Ausdruck herleitet, der sowohl für einen Serien- als auch für einen Parallelresonanzkreis für alle Frequenzen ω das in Gleichung (2.35) definierte Verhältnis von gespeicherter Energie zu Verlustenergie richtig beschreibt [Cha03d]:

$$Q_{\text{rad}}(\omega) = \frac{\omega}{2R_A^{\,2}(\omega)}\sqrt{\left(R_A(\omega)\frac{dX_A(\omega)}{d\omega}\right)^2 + \left(X_A(\omega)\frac{dR_A(\omega)}{d\omega}\right)^2} \qquad (2.38)$$

bzw.

$$Q_{\text{rad}}(\omega) = \frac{\omega}{2G_A^{\,2}(\omega)}\sqrt{\left(G_A(\omega)\frac{dB_A(\omega)}{d\omega}\right)^2 + \left(B_A(\omega)\frac{dG_A(\omega)}{d\omega}\right)^2}. \qquad (2.39)$$

Aus den Gleichungen (2.38/39) ist ersichtlich, dass die Eingangsimpedanz einer Antenne mit hoher Güte äußerst frequenzempfindlich ist. Das heißt, dass sich die Antenneneingangsimpedanz sehr stark bei Änderung der Frequenz ändert. Dies führt zu großen Problemen, wenn man versucht, die Antenne möglichst breitbandig anzupassen. Die Antennengüte Q_{rad} setzt daher die Grenze der erreichbaren Bandbreite einer Antenne fest. Mit Hilfe des Theorems von Fano [Bah88] lässt sich die Beziehung zwischen der erzielbaren relativen Bandbreite ($VSWR \le 2$) und der Antennengüte näherungsweise angeben. Ohne Anpassungsnetzwerk (siehe auch Abschnitt 5.4.1) ergibt sich die relative Bandbreite einer Antenne im Resonanzbetrieb zu

$$BW \approx \frac{1}{\sqrt{2}Q_{\text{rad}}}. \qquad \textbf{(2.40)}$$

2.3 Leistungsanpassung und Rauschanpassung

Für eine Sendeantenne ist es wichtig, dass ein möglichst großer Teil der am Antennentor verfügbaren Leistung P_{avail} abgestrahlt wird. Um die reflektierte Leistung P_{refl} am Tor der Antenne zu minimieren, also um eine maximale Leistungsübertragung zwischen der Antenne und dem Generator zu ermöglichen, muss der Generatorinnenwiderstand mit Hilfe eines idealerweise verlustlosen Anpassungsnetzwerks in die Größe transformiert werden, welche konjugiert komplex zur Antenneneingangsimpedanz ist. Dies ist bekannt als Leistungsanpassung. Entsprechend erfolgt die Leistungsanpassung einer Empfangsantenne durch die Transformation der Antenneneingangsimpedanz in die konjugiert Komplexe der Empfängerlast.

Dagegen kommt es bei einem Empfangssystem nicht immer primär auf Leistungsanpassung, sondern vielmehr auf das Signal-zu-Rausch-Verhältnis (SNR) am Empfängerausgang an.

SNR ist das Verhältnis der spektralen Signalleistungsdichte zur spektralen Rauschleistungsdichte am Empfängerausgang. Mit Hilfe der Systemrauschtemperatur T_{sys} lässt sich dieses Verhältnis auch über die am Antennentor verfügbare Signalleistungsdichte $P_S/\Delta f$ angeben:

$$\text{SNR} = \frac{P_S/\Delta f}{k_B T_{\text{sys}}} \quad \text{mit } T_{\text{sys}} = T_{\text{eff}} + T_A \quad (k_B = \text{Boltzmann-Konstante}). \qquad \textbf{(2.41)}$$

Hierbei wird das im Empfänger selbst erzeugte Rauschen durch die effektive Empfängerrauschtemperatur T_{eff} beschrieben. Das über die Antenne empfangene Rauschsignal („externer“ Rauschbeitrag) wird durch die Antennenrauschtemperatur T_A charakterisiert.

Das Ersatzschaltbild zur Analyse des Rauschverhaltens eines Empfangssystems mit einer Eintorantenne ist im unteren Bild dargestellt. $\tilde{Y}_A$ ist die Eingangsadmittanz der Eintorantenne inklusiv eines Anpassungsnetzwerks, welches ganz allgemein ohne eine feste Zielsetzung wie Leistungsanpassung eingeführt wird. Das Empfängerrauschen wird dabei durch zwei zum Teil zueinander korrelierte Ersatzrauschquellen (eine Ersatz-

rauschspannungsquelle U_{noise} und eine Ersatzrauschstromquelle I_{noise}) am Eingang des Empfängers beschrieben [Hau60, Sch90].

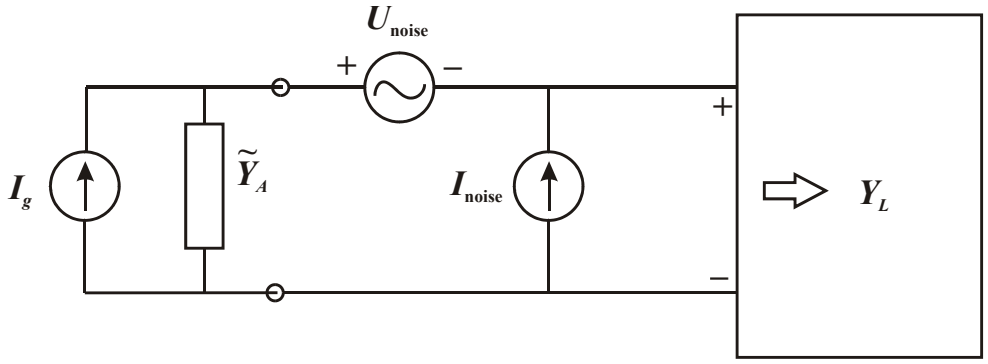


Abbildung 2-6: Ersatzschaltbild zur Analyse des Rauschverhaltens eines Empfangssystems mit einer Eintorantenne. Die beiden Rauschquellen stellen das Rauschen im Empfänger dar.

Die Rauschspannungsquelle hat eine spektrale Dichte $|U_r|^2$ (in V^2/Hz). Ein Teil der Rauschstromquelle mit der spektralen Dichte $|I_r|^2$ (in A^2/Hz) ist mit der Rauschspannung unkorreliert, der andere Teil ist mit der Rauschspannung über den komplexwertigen Rauschleitwert $Y_k = G_k + jB_k$ korreliert. Damit werden die Rauscheigenschaften des Empfängers bei einer gegebenen Frequenz durch die oben genannten Parameter beschrieben.

Berechnet man nun die effektive Rauschtemperatur T_{eff} des Empfängers in Bezug auf die Eingangsadmittanz $\tilde{Y}_A = \tilde{G}_A + j\tilde{B}_A$, so erhält man mit T_0 und R_{eq} jeweils als der Raumtemperatur und dem Ersatzrauschwiderstand [Hau60]

$$T_{\text{eff}} = T_{\text{eff,min}} + T_0 R_{\text{eq}} \frac{\left|\tilde{Y}_A - Y_{\text{opt}}\right|^2}{\tilde{G}_A}. \qquad \textbf{(2.42)}$$

$Y_{\text{opt}} = G_{\text{opt}} + jB_{\text{opt}}$ ist der Wert der Eingangsadmittanz, mit der die Rauschtemperatur minimal zu $T_{\text{eff,min}}$ wird. Diese optimale Admittanz lässt sich berechnen durch

$$Y_{\text{opt}} = \sqrt{G_k^2 + \frac{|I_r|^2}{|U_r|^2}} - jB_k. \qquad \textbf{(2.43)}$$

T_{eff} ist also nicht nur eine Funktion von den Parametern des Empfängers, sondern auch von der Eingangsadmittanz der Antenne. Weicht $\tilde{Y}_A$ stark von Y_{opt} ab, so kommt eine relativ hohe Rauschtemperatur zustande, wodurch das erforderliche SNR am Ausgang

des Empfängers nicht mehr gewährleistet ist. Das Anpassungsnetzwerk der Antenne wird daher meistens so ausgewählt, dass die Antenneneingangsadmittanz Y_A in Y_{opt} transformiert wird, d. h. $\tilde{Y}_A = Y_{\text{opt}}$. Diese Maßnahme dient zum Minimieren der effektiven Rauschtemperatur und wird daher als Rauschanpassung bezeichnet.

2.4 Kurze Zusammenfassung

In diesem Kapitel wurden einige Grundbegriffe aus der Antennentechnik am Sonderfall der Eintorantennen erläutert. Dabei ist die komplexwertige Antenneneingangsimpedanz bzw. -admittanz für die Realisierung von Leistungs- und Rauschanpassung von großer Bedeutung. Aus dem Frequenzgang der Antenneneingangsimpedanz bzw. -admittanz lässt sich zudem die Antennengüte abschätzen, die mit der maximal erreichbaren relativen Anpassungsbandbreite der Antennen eng zusammenhängt. Zur Beschreibung der Strahlungseigenschaften der Antennen dient die komplexwertige vektorielle Antennenrichtcharakteristik, und über die effektive Antennengewinnfunktion, welche sich auf die verfügbare Leistung am Antennentor bezieht, kann ferner die effektive Antennenrichtcharakteristik eingeführt werden. All diese am Fall der Eintorantenne eingeführten Kenngrößen werden in den folgenden Kapiteln in verallgemeinerter Form auf die Charakterisierung von Mehrtorantennen übertragen.

3 Allgemeine Theorie der Mehrtorantennen

Mehrtorantennen werden konventionellerweise über eine Anordnung mehrerer Einzelantennen realisiert. Jede als Antennenelement bezeichnete Einzelantenne verfügt über ein Tor und eine diesem Tor zugeordnete „strahlende“ Substruktur. Damit kann das Verhalten einer solchen Mehrtorantenne (Gruppenantenne, Array) auf einfache Weise aus dem Verhalten der Einzelantennen hergeleitet werden. In der vorliegenden Arbeit werden kompakte Mehrtorantennen betrachtet, bei denen eine eindeutige Zuordnung zwischen den Toren und zugehörigen Strahlerelementen nicht mehr möglich ist. Daher wird hier ein verallgemeinerter Begriff einer Mehrtorantenne zugrunde gelegt. Um diesen Begriff der Mehrtorantenne zu illustrieren, ist in Abbildung 3-1 eine möglichst allgemeine Struktur einer *N*-Tor-Antenne gezeigt. Wesentlich für diese *N*-Tor-Antenne ist, dass sie über *N* Tore (Klemmenpaare) verfügt, zu denen *N* verschiedene Richtcharakteristiken gehören. Wie aus Abbildung 3-1 ersichtlich ist, lassen sich im allgemeinen Fall die verschiedenen Substrukturen der Antenne (z. B. Metallzylinder, dielektrische Resonatoren) nicht eindeutig den verschiedenen Toren zuordnen. Wenn in Abbildung 3-1 z. B. Tor 2 gespeist wird, so fließen auch Ströme auf dem mit Tor 3 galvanisch verbundenen Metallteil. Im allgemeinen Fall würde die Speisung eines Antennentors zur Erregung von Ersatzstromquellen auf der gesamten Antennenstruktur führen.

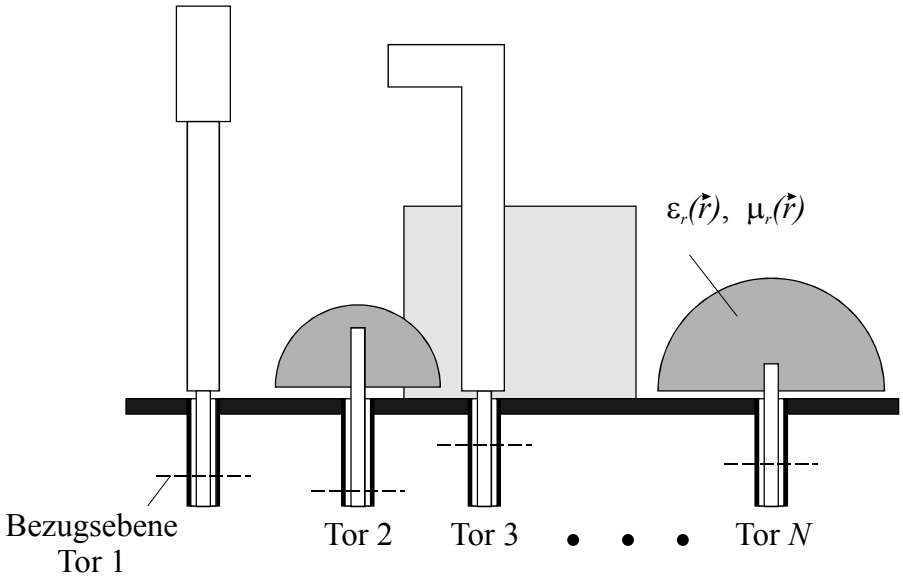


Abbildung 3-1: Illustration des Begriffs der Mehrtorantenne

Bei der Anwendung von Mehrtorantennen muss zwischen verschiedenen Systemarchitekturen unterschieden werden. Der einfachste Fall liegt vor, wenn die *N* Tore über ein

passives HF-Verteilungsnetzwerk mit einem einzelnen Tor verbunden werden und somit eine Einzelantenne in Form einer Gruppenantenne geformt wird. Durch geeignete Wahl der Anzahl der Antennenelemente, ihres Abstands und der durch das Verteilungsnetzwerk bewirkten Amplituden- und Phasengewichtung kann so z. B. eine Antenne hoher Richtwirkung und/oder spezieller Form der Richtcharakteristik („shaped beam“) realisiert werden, die eine Alternative z. B. zu einer Spiegelantenne darstellt. Verwendet man im Verteilungsnetzwerk elektronisch steuerbare Phasenschieber und/oder Laufzeitglieder, so entsteht eine Antenne mit elektronischer Diagrammschwenkung – eine phasengesteuerte Gruppenantenne (Phased Array). Solche Phased Arrays finden vor allem in der Radartechnik, aber z. B. auch zur Nachführung der Keule von Satellitenempfängern Anwendung [Han98, Mai94]. In den letzten Jahren gewinnen auch adaptive Antennensysteme immer mehr an Bedeutung. Dabei handelt es sich um die Kombination von Mehrtorantennen und digitaler Signalverarbeitung. Infolgedessen kann eine adaptive Abstrahlungs- bzw. Empfangseigenschaft realisiert werden.

In diesem Kapitel 3 soll die allgemeine Theorie von Mehrtorantennen beschrieben werden, ohne Beschränkung auf oben genannten Sonderfall, also für eine allgemeine Struktur entsprechend Abbildung 3-1. Aus Gründen der Übersichtlichkeit wird diese Theorie für den Fall hergeleitet, bei dem Dissipationsverluste auf der Antenne vernachlässigbar sind. Der Einfluss solcher Verluste wird später in der Beschreibung kompakter Mehrtorantennen diskutiert.

3.1 Definition und Bedeutung der Impedanz- und Admittanzmatrix von Mehrtorantennen

Die Antennenstruktur (siehe Abbildung 3-1) besitzt N Anschlussleitungen. In jeder dieser N Anschlussleitungen ist eine individuelle Bezugsebene (Antennentor) so festgelegt, dass im Bereich dieser Bezugsebene nur ein Wellentyp ausbreitungsfähig ist. Falls die Anschlussleitung weiterhin eine TEM- oder Quasi(TEM)-Leitung ist, kann der Zustand in der Bezugsebene anstatt über Feldgrößen durch Spannungen und Ströme beschrieben werden.

Zunächst sei der Sendebetrieb der Mehrtorantenne betrachtet. Für die zeitharmonische Speisung der N Antennentore können alternativ eingeprägte Stromquellen mit unendlich hohem Innenwiderstand, eingeprägte Spannungsquellen mit verschwindendem Innenwiderstand oder an den Leitungswellenstand Z_L der Anschlussleitungen angepasste

Quellen betrachtet werden. Dies führt zu unterschiedlichen Beschreibungen der Mehrtorantennen, die jedoch ineinander umgerechnet werden können.

Hier soll zunächst die Beschreibung über eingeprägte Ströme betrachtet werden, bei der der unendlich große Quellenwiderstand feldtheoretisch durch magnetische Wände in den zu den Toren gehörigen Bezugsebenen beschrieben wird. Nimmt man an, dass an nur einem Tor (hier Tor n) ein zeitharmonischer Strom I_n eingeprägt wird und an allen anderen Toren Leerlauf herrscht (magnetische Wand in Bezugsebene), so erregt dieser eingeprägte Strom in den Raumpunkten (Nah- und Fernfeld) die zugehörigen elektrischen und magnetischen Felder. Diese sind proportional zu I_n und lassen sich daher für eine gegebene Frequenz ω in der Form

$$\vec{E}_n(\vec{r}) = Z_0 \vec{F}_{e,n}(\vec{r}) I_n \quad \text{und} \quad \vec{H}_n(\vec{r}) = \vec{F}_{h,n}(\vec{r}) I_n \tag{3.1}$$

ausdrücken. $\vec{F}_{e,n}(\vec{r})$ und $\vec{F}_{h,n}(\vec{r})$ entsprechen der Greenschen Funktion für das elektrische bzw. magnetische Feld für den Quellpunkt in Tor n. Im Fernfeld der Antenne gilt die einfache Verknüpfung

$$\vec{F}_{h,n}(\vec{r}) = \vec{u}_r \times \vec{F}_{e,n}(\vec{r}). \tag{3.2}$$

Lässt man zu, dass die eingeprägten Ströme an allen Toren von Null verschieden sind, so ergibt sich das Gesamtfeld aufgrund der Linearität zu

$$\vec{E}_{\text{gesamt}}(\vec{r}) = Z_0 \sum_{n=1}^{N} I_n \vec{F}_{e,n}(\vec{r}) \quad \text{und} \quad \vec{H}_{\text{gesamt}}(\vec{r}) = \sum_{n=1}^{N} I_n \vec{F}_{h,n}(\vec{r}). \tag{3.3}$$

Die zugehörige abgestrahlte Leistung ergibt sich zu

$$P_{\text{rad}} = \frac{1}{2Z_0} \oint \left| \vec{E}_{\text{gesamt}} \right|^2 dS = \frac{Z_0}{2} \sum_{n=1}^{N} \sum_{m=1}^{N} I_n I_m^* \oint \vec{F}_{e,n} \cdot \vec{F}_{e,m}^* dS. \tag{3.4}$$

In den N Bezugsebenen (Toren) kann das gesamte elektrische Feld durch Torspannungen U_n repräsentiert werden, und man erhält

$$\begin{pmatrix} U_1 \\ U_2 \\ \vdots \\ U_N \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} Z_{11} & Z_{12} & \cdots & Z_{1N} \\ Z_{21} & Z_{22} & \cdots & Z_{2N} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ Z_{N1} & Z_{N2} & \cdots & Z_{NN} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} I_1 \\ I_2 \\ \vdots \\ I_N \end{pmatrix} \tag{3.5}$$

oder in abgekürzter Matrizenschreibweise

$$[U] = [Z][I] \qquad (3.6)$$

mit $[Z]$ als der Impedanzmatrix der Mehrtorantenne. Die Elemente der Z-Matrix können gemäß $Z_{mn} = R_{mn} + jX_{mn}$ in Real- und Imaginärteil zerlegt werden.

Wendet man den Energiesatz auf die Antennenstruktur an, so ergibt sich für eine verlustlose Antennenstruktur

$$\frac{1}{2}\sum_{n=1}^{N} U_n I_n^* = \frac{1}{2}\oint \left(\vec{E}_{\text{gesamt}} \times \vec{H}^*_{\text{gesamt}}\right)\cdot d\vec{S} + 2j\omega\int_V \left(\frac{\mu_0\mu_r}{4}\left|\vec{H}_{\text{gesamt}}\right|^2 - \frac{\varepsilon_0\varepsilon_r}{4}\left|\vec{E}_{\text{gesamt}}\right|^2\right) dV\,. \qquad (3.7)$$

Setzt man die Gleichungen (3.3) und (3.6) in Gleichung (3.7) ein, so erhält man auf beiden Seiten der Gleichung eine hermitesche Form in den Torströmen I_n.

Verlangt man die Gültigkeit der Gleichungen für alle I_n-Kombinationen, so erhält man über einen Koeffizientenvergleich

$$R_{mn} = Z_0\gamma_{mn} = Z_0\oint \vec{F}_{e,n}\cdot\vec{F}^*_{e,m}dS \qquad (3.8)$$

und

$$X_{mn} = \omega\mu_0\int_V \left(\mu_r\vec{F}_{h,n}\cdot\vec{F}^*_{h,m} - \varepsilon_r\vec{F}_{e,n}\cdot\vec{F}^*_{e,m}\right)dV\,. \qquad (3.9)$$

Aus Gleichung (3.8) und durch Vergleich mit Gleichung (3.4) erkennt man, dass der Realteil der Impedanzmatrix mit der im Fernfeld abgestrahlten Leistung verknüpft ist. Der Realteil des Elements (*m*, *n*) beschreibt die durch Interaktion des Fernfelds des Torstroms I_n mit dem Fernfeld des Torstroms I_m zustande kommende Strahlungsleistung. Falls das Fernfeld von Torstrom *n* zum Fernfeld des Torstroms *m* orthogonal ist (verschwindendes Wechselwirkungsintegral), so wird $R_{mn} = 0$.

Aus Gleichung (3.9) erkennt man, dass der Imaginärteil der Impedanzmatrix mit der Differenz von der im Nahfeld der Antennenstruktur im Mittel gespeicherten magnetischen und elektrischen Feldenergie verknüpft ist. Bei der Interpretation von Gleichung (3.9) ist zu beachten, dass die Materialdaten μ_r und ε_r Funktionen des Ortes sind und nur in der Antennenstruktur von Eins verschieden sind. Da im Fernfeld der Antenne Gleichung (3.2) gilt, werden die pro Volumeneinheit gespeicherten elektrischen und magnetischen Feldenergien gleich, und somit verschwindet der Integrand von Gleichung (3.9) im Fernfeld. Das Element X_{mn} beschreibt die Energiedifferenz zwischen

elektrischem und magnetischem Feld, welche speziell durch Interaktion des Nahfelds von Torstrom I_n mit dem Nahfeld von Torstrom I_m zustande kommt.

Nichtverschwindende Nebendiagonalenelemente Z_{mn} (mit $m \neq n$) in der Impedanzmatrix bedeuten Verkopplung der Tore, d. h. die Spannung am Tor m hängt nicht nur vom Strom am gleichen Tor, sondern auch von den Strömen an den anderen Toren ab. Die Verkopplung von Antennenelementen [Ma74, Mai94, Stu98] ist z. B. bei phasengesteuerten Gruppenantennen („Phased Arrays“) von großer Bedeutung. Sie führt dort u. a. zum Problem der Blindwinkel („Scan Blindness“) [Han98, Mai94]. Dabei verringert sich der Gewinn für bestimmte Schwenkwinkel der Keule dramatisch, weil ein großer Teil der verfügbaren Leistung zum Generator zurückreflektiert wird.

Der Betrag der gegenseitigen Impedanz Z_{mn} ist ein Maß für die Stärke der Verkopplung zwischen den Antennentoren. In Abbildung 3-2 und Abbildung 3-3 ist die gegenseitige Impedanz für zwei parallele $\lambda/2$-Dipolantennen (Zweitorantenne) in Abhängigkeit vom Abstand a (bei fester Frequenz) dargestellt. Man kann erkennen, dass in diesem Fall der Betrag der gegenseitigen Impedanz mit wachsendem Elementabstand monoton abnimmt.

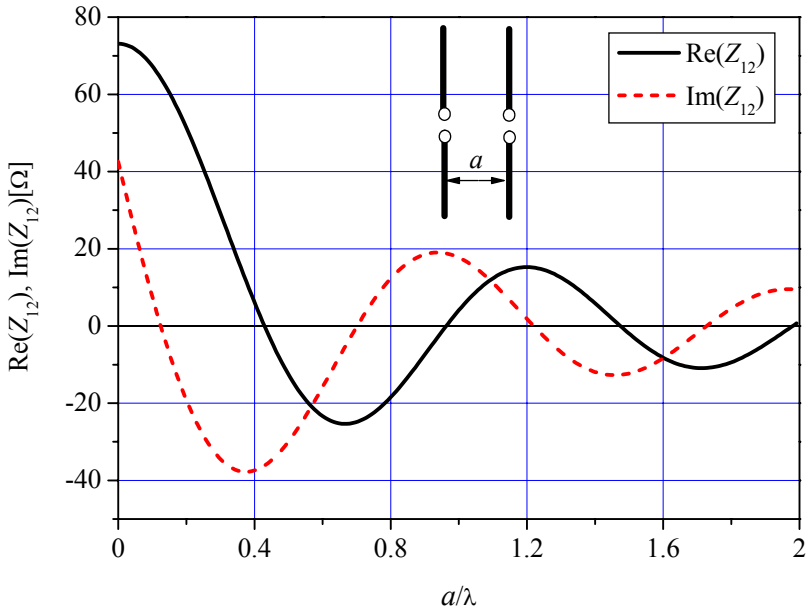


Abbildung 3-2: Gegenseitige Impedanz zwischen zwei parallelen Halbwellendipolen in Abhängigkeit vom Abstand *a* bei konstanter Frequenz

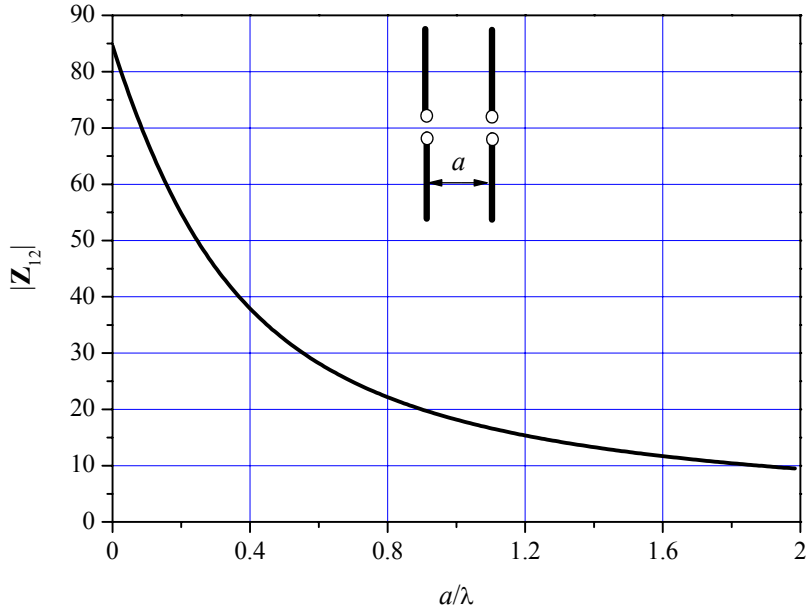


Abbildung 3-3: Wie Abbildung 3-2, jedoch Darstellung des Betrags der komplexwertigen gegenseitigen Impedanz

Alternativ zur Beschreibung des Verhaltens der Mehrtorantenne für eingeprägte Ströme, können auch die Spannungen an den Toren als eingeprägt angenommen werden. Dabei ist feldtheoretisch in den zu den Toren gehörigen Bezugsebenen ein magnetischer Strom vor einer idealen elektrischen Wand anzunehmen.

Nimmt man zunächst an, dass die Torspannung nur am Tor *n* von Null verschieden ist, so kann man das zugehörige elektrische und magnetische Feld über

$$\vec{E}_n(\vec{r}) = \tilde{\tilde{\vec{F}}}_{e,n}(\vec{r})U_n \quad \text{und} \quad \vec{H}_n(\vec{r}) = \frac{1}{Z_0}\tilde{\tilde{\vec{F}}}_{h,n}(\vec{r})U_n \qquad \textbf{(3.10)}$$

mit dieser Torspannung verknüpfen. Für das Fernfeld gilt wie im Fall eingeprägter Ströme

$$\tilde{\tilde{\vec{F}}}_{h,n}(\vec{r}) = \vec{u}_r \times \tilde{\tilde{\vec{F}}}_{e,n}\,. \qquad \textbf{(3.11)}$$

Es ist wichtig, zu beachten, dass die sich hier im Fall eingeprägter Torspannungen ergebenden Funktionen $\tilde{\tilde{\vec{F}}}_{e,n}$ und $\tilde{\tilde{\vec{F}}}_{h,n}$ von den im Fall eingeprägter Torströme verwendeten Funktionen $\vec{F}_{e,n}$ und $\vec{F}_{h,n}$ verschieden sind, da die Randbedingungen in den Bezugsebenen der Tore verschieden sind (magnetische und elektrische Wände).

Der allgemeine Fall mit nicht verschwindenden Torspannungen an allen Toren ergibt sich durch lineare Superposition.

Die in den kurzgeschlossenen Toren fließenden Torströme sind mit den Torspannungen über die Admittanzmatrix verknüpft:

$$[I] = [Y][U] \quad \text{mit} [Y] = [Z]^{-1}. \tag{3.12}$$

Setzt man die Gleichungen (3.10/11/12) in den Energiesatz ein und spaltet die Elemente der Admittanzmatrix gemäß $Y_{mn} = G_{mn} + jB_{mn}$ in Real- und Imaginärteil auf, so folgt in analoger Weise wie bei der Impedanzmatrix

$$G_{mn} = \frac{\tilde{\gamma}_{mn}}{Z_0} = \frac{1}{Z_o} \oint \tilde{\vec{F}}_{e,n} \cdot \tilde{\vec{F}}^*_{e,m} dS \tag{3.13}$$

und

$$B_{mn} = \omega \varepsilon_0 \int_V \left(\varepsilon_r \tilde{\vec{F}}_{e,n} \cdot \tilde{\vec{F}}^*_{e,m} - \mu_r \tilde{\vec{F}}_{h,n} \cdot \tilde{\vec{F}}^*_{h,m} \right) dV . \tag{3.14}$$

3.2 Beschreibung der Eigenschaften von Mehrtorantennen im Sende- und Empfangsfall über die Torrichtcharakteristiken und die Streumatrix

Die im vorigen Abschnitt diskutierte Beschreibung über eingeprägte Ströme (Impedanzmatrix) oder eingeprägte Spannungen (Admittanzmatrix) beschreibt im Allgemeinen nicht den realen Betriebsfall, bei dem im Sende- als auch im Empfangsbetrieb die Tore mit endlichen Lastwiderständen betrieben werden. Zur Beschreibung dieses Betriebszustands ist es zweckmäßig, von reellwertigen Lastwiderständen Z_L an den N Antennentoren auszugehen und die Verbindungsleitungen mit einem identischen Leitungswellenwiderstand zu versehen.

Aus den Torspannungen und -strömen U_n und I_n werden die auf die Tore zulaufenden (Wellenkoeffizient a_n) und aus den Toren herauslaufenden (Wellenkoeffizient b_n) Wellen über

$$\begin{pmatrix} a_n \\ b_n \end{pmatrix} = \frac{1}{2\sqrt{2}} \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{Z_L}} & \sqrt{Z_L} \\ \frac{1}{\sqrt{Z_L}} & -\sqrt{Z_L} \end{bmatrix} \begin{pmatrix} U_n \\ I_n \end{pmatrix} \qquad \textbf{(3.15)}$$

gebildet.

Fällt im Sendebetrieb nur am Tor n eine Welle a_n ein, so kann das zugehörige elektrische und magnetische Feld in allen Punkten (Nah-und Fernfeld) mit a_n wie folgt verknüpft werden:

$$\vec{E}_n(\vec{r}) = \sqrt{Z_0}\ \hat{\vec{F}}_{e,n}(\vec{r})\, a_n \quad \text{und} \quad \vec{H}_n(\vec{r}) = \frac{1}{\sqrt{Z_0}}\ \hat{\vec{F}}_{h,n}(\vec{r})\, a_n . \qquad \textbf{(3.16)}$$

Die hier verwendeten Funktionen sind aufgrund der anderen Randbedingung an den Toren von den bei eingeprägten Strömen oder eingeprägten Spannungen verwendeten Funktionen verschieden.

Für das Fernfeld gilt

$$\hat{\vec{F}}_{h,n}(\vec{r}) = \vec{u}_r \times \hat{\vec{F}}_{e,n}(\vec{r}) . \qquad \textbf{(3.17)}$$

Die effektive Fernfeld-Torrichtcharakteristik $\vec{C}_n(\theta,\varphi)$ von Tor n ist mit $\hat{\vec{F}}_{e,n}(\vec{r})$ wie folgt verknüpft:

$$\hat{\vec{F}}_{e,n}(\vec{r}) = \frac{e^{-j\frac{2\pi r}{\lambda}}}{\sqrt{2\pi}\ r} \vec{C}_n(\theta,\varphi) . \qquad \textbf{(3.18)}$$

Damit erhält man für den Fall, dass nur an Tor n eingespeist wird und alle anderen Tore reflexionsfrei abgeschlossen sind, die folgende Strahlungsdichte im Fernfeld:

$$S_{\mathrm{rad},n}(\theta,\varphi,r) = \frac{\left|\vec{E}_n\right|^2}{2Z_0} = \frac{\left|\vec{C}_n(\theta,\varphi)\right|^2}{4\pi r^2} P_{\mathrm{avail},n} \quad \text{mit } P_{\mathrm{avail},n} = \left|a_n\right|^2 . \qquad \textbf{(3.19)}$$

$\left|\vec{C}_n(\theta,\varphi)\right|^2$ entspricht der effektiven Gewinnfunktion von Tor n und bedeutet das Verhältnis der tatsächlichen Strahlungsdichte der Antenne in Richtung (θ,φ) zu derjenigen einer isotropen Antenne, welche die verfügbare Leistung $P_{\mathrm{avail},n} = \left|a_n\right|^2$ abstrahlt. Hierbei werden also sowohl die Richtwirkung der Antenne berücksichtigt als auch die Tatsache,

dass in der realen Antenne aufgrund der Reflexion am Tor *n* und des Übersprechens zu den anderen Toren weniger als $P_{\text{avail},n} = |a_n|^2$ abgestrahlt wird.

Nun sei der Fall betrachtet, dass an allen *N* Toren Wellen einfallen, welche durch den Vektor der einfallenden Welle $(a)^t = [a_1, a_2, ..., a_N]$ [②] beschrieben werden.

Der zugehörige Vektor der reflektierten Welle ergibt sich zu

$$(b) = [S](a) \qquad \textbf{(3.20)}$$

über die Streumatrix

$$[S] = \begin{pmatrix} S_{11} & S_{12} & \cdots & S_{1N} \\ S_{21} & S_{22} & \cdots & S_{2N} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ S_{N1} & S_{N2} & \cdots & S_{NN} \end{pmatrix}. \qquad \textbf{(3.21)}$$

Diese lässt sich aus Impedanz- und Admittanzmatrix über

$$[S] = \left[[\bar{Z}] - [1]\right]\left[[\bar{Z}] + [1]\right]^{-1} = \left[[1] - [\bar{Y}]\right]\left[[1] + [\bar{Y}]\right]^{-1} \quad [③]$$
$$\text{mit } [\bar{Z}] = [Z_d]^{-1/2}[\bar{Z}][Z_d]^{-1/2} \text{ und } [\bar{Y}] = [Z_d]^{1/2}[\bar{Y}][Z_d]^{1/2} \qquad \textbf{(3.22)}$$

ermitteln, wobei $[Z_d]$ eine Diagonalmatrix der Bezugswiderstände der einzelnen Tore ist [Kle61].

Einsetzen der Gleichungen (3.16) bis (3.20) in den Energiesatz liefert

$$(a)^+ \left[[1] - [S]^*[S] + 2j\,\text{Im}\{[S]\}\right](a) = \sum_{n=1}^{N}\sum_{m=1}^{N} a_n a_m^* \left(\chi_{nm} + j\kappa_{nm}\right) \quad [④] \qquad \textbf{(3.23)}$$

mit

$$\chi_{nm} = \frac{1}{4\pi}\oint \vec{C}_n(\theta,\varphi)\cdot\vec{C}_m^*(\theta,\varphi)\,d\Omega \qquad \textbf{(3.24)}$$

und

---

② ^{t} = transponiert

③ [1] = Einheitsmatrix

④ $^+$ = komplex konjugiert und transponiert

$$\kappa_{mn} = \frac{\omega}{c}\int_V \left(\mu_r \hat{\vec{F}}_{h,n} \cdot \hat{\vec{F}}^*_{h,m} - \varepsilon_r \hat{\vec{F}}_{e,n} \cdot \hat{\vec{F}}^*_{e,m} \right) dV \,. \qquad \textbf{(3.25)}$$

Die Elemente χ_{mn} der hermiteschen Matrix $[\chi] = [1] - [S]^* [S]$ sind also mit dem Beitrag zur Abstrahlung aufgrund der Wechselwirkung zwischen der Torrichtcharakteristik *m* und der Torrichtcharakteristik *n* verknüpft. Der Imaginärteil der Streumatrix ist mit der Wechselwirkung im Nahfeld verknüpft.

Wechselt man den Bezugswiderstand (Lastwiderstand) von $Z_{L,A}$ in $Z_{L,B}$, so wird die Streumatrix wie folgt umgerechnet:

$$[S]_B = \left[\left(Z_{L,A} + Z_{L,B} \right)[1] + \left(Z_{L,A} - Z_{L,B} \right)[S]_A \right]^{-1} \left[\left(Z_{L,A} - Z_{L,B} \right)[1] + \left(Z_{L,A} + Z_{L,B} \right)[S]_A \right] \qquad \textbf{(3.26)}$$

Das Verhalten der Mehrtorantenne im Sendefall wird komplett durch den Vektor der effektiven Torrichtcharakteristiken

$$\left(\vec{C}(\theta,\varphi) \right)^t = \left[\vec{C}_1(\theta,\varphi), \vec{C}_2(\theta,\varphi), ..., \vec{C}_N(\theta,\varphi) \right] \qquad \textbf{(3.27)}$$

und die Streumatrix [*S*] beschrieben. Man definiert über

$$\left\langle \vec{C}_m, \vec{C}_n \right\rangle \equiv K_{mn} \qquad \textbf{(3.28)}$$

eine Korrelationsmatrix $[K]_{\mathrm{Tor}}$ für die effektiven Torcharakteristiken. Es ist wichtig zu beachten, dass aufgrund der Gleichung (3.24) zwischen den Torrichtcharakteristiken und der Streumatrix die Relation

$$[K]_{\mathrm{Tor}} = [1] - [S]^* [S] \qquad \textbf{(3.29)}$$

gilt. Bei einem Wechsel des Bezugswiderstands und der damit verbundenen Veränderung der Streumatrix (siehe Gleichung (3.26)) verändern sich wegen Gleichung (3.29) auch die effektiven Torrichtcharakteristiken.

Das Fernfeld der Mehrtorantenne bei gegebenem Vektor (*a*) der einfallenden Wellen ist

$$\vec{E}(\theta,\varphi,r) = \sqrt{Z_0}\,\frac{e^{-j\frac{2\pi r}{\lambda}}}{\sqrt{2\pi}\,r}\left(\vec{C}(\theta,\varphi) \right) \cdot (a) \,. \qquad \textbf{(3.30)}$$

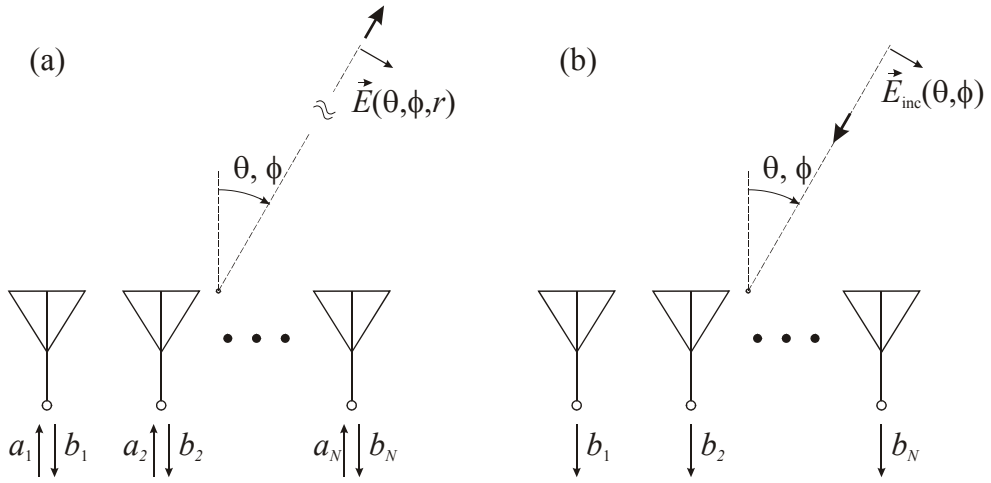


Abbildung 3-4: Zur Darstellung des Zusammenhangs des Sende- und Empfangsverhaltens von Mehrtorantennen

Das Verhalten im Empfangsfall kann charakterisiert werden, indem man annimmt, dass eine homogene ebene Welle mit der elektrischen Feldstärke $\vec{E}_{\text{inc}}$ aus Richtung (θ,φ) auf die Mehrtorantenne einfällt. Die aus Tor *n* herauslaufende Welle wird dann

$$b_n = \frac{\lambda}{2\sqrt{2\pi Z_0}} \vec{C}_n(\theta,\varphi) \cdot \vec{E}_{\text{inc}} . \qquad \textbf{(3.31)}$$

Der Vektor der aus den Toren herauslaufenden Wellen wird somit

$$(b) = \frac{\lambda}{2\sqrt{2\pi Z_0}} \left(\vec{C}(\theta,\varphi)\right) \cdot \vec{E}_{\text{inc}} . \qquad \textbf{(3.32)}$$

3.3 Korrelation zwischen Torrichtcharakteristiken, Gewinnreduktionsfaktor und Frequenzbandbreite

In diesem Abschnitt sollen allgemeine Kriterien für die Eigenschaften („Performance“) von Mehrtorantennen eingeführt werden. In heuristischer und (zunächst noch unpräziser Weise) können die an Mehrtorantennen für digitale Keulenformung gestellten Anforderungen wie folgt formuliert werden:

i. Die zu den verschiedenen Toren gehörenden Torrichtcharakteristiken sollen hinsichtlich ihrer Abhängigkeit vom Richtungswinkel „verschieden“ sein.

ii. Für eine gegebene Richtungsabhängigkeit soll die abgestrahlte Leistung im Sendefall, bzw. die an den Empfänger gelieferte Leistung im Empfangsfall nicht

durch Fehlanpassung an und Übersprechen zwischen den Toren reduziert werden („Gewinnreduktion“).

iii. Die Zahl der Tore der Mehrtorantenne sollte für die gegebene geometrische Gesamtabmessung so groß wie möglich sein.

Um diese Forderungen präziser und eindeutig formulieren zu können, ist es zweckmäßig, wenn man sich des mathematischen Formalismus der Funktionalanalysis bedient und die Richtcharakteristiken als Elemente eines unitären linearen Raums auffasst [Ree80].

Das innere Produkt zwischen zwei Elementen (Richtcharakteristiken) wird über

$$\left\langle \vec{C}_m, \vec{C}_n \right\rangle = T_{mn} = \frac{1}{4\pi} \oint \vec{C}_m^* \vec{C}_n d\Omega \qquad \textbf{(3.33)}$$

eingeführt. Damit wird jedem Elementepaar die komplexe Zahl T_{mn} zugeordnet und es gilt $T_{nm} = T_{mn}^*$. Über dieses innere Produkt wird die Norm gemäß

$$\left\| \vec{C}_n \right\| = \sqrt{\left\langle \vec{C}_n, \vec{C}_n \right\rangle} = \sqrt{\xi_n} = \sqrt{\frac{1}{4\pi} \oint \left| \vec{C}_n \right|^2 d\Omega} \qquad \textbf{(3.34)}$$

definiert. Sowohl das innere Produkt als auch die Norm besitzen eine direkte physikalische Bedeutung. Das innere Produkt T_{mn} entspricht der Korrelation zwischen den Richtcharakteristiken. Geht man davon aus, dass die Einfallsrichtungen der einfallenden Wellen über alle Raumwinkel gleich verteilt sind und zufällige komplexwertige Amplituden haben, so stimmen Korrelation zwischen (effektiven) Torrichtcharakteristiken und Korrelation zwischen empfangenen Signalen überein [Vau87]. Die Korrelation zwischen Signalen verringert vor allem die Leistungsfähigkeit der Diversitätsantennensysteme, da bei solchen Systemen die statistische Unabhängigkeit der Signale einzelner Tore vorausgesetzt wird [Lee71, Lib99].

Für eine ideale verlustlose Mehrtorantenne ohne Verkopplung zwischen den Toren ($S_{mn} = 0$ für $m \neq n$) und Leistungsanpassung ($S_{nn} = 0$) wird die Norm der Torrichtcharakteristiken gleich 1. Somit hat die in Gleichung (3.34) eingeführte Größe ξ_n die physikalische Bedeutung eines Gewinnreduktionsfaktors. Im verlustlosen Fall wird die Gewinnreduktion durch Übersprechen zwischen den Toren und Reflexion an den Toren verursacht und es folgt aus Gleichung (3.29)

$$\xi_n = 1 - \left|S_{nn}\right|^2 - \sum_{m=1,\neq n}^{N} \left|S_{mn}\right|^2 . \qquad \textbf{(3.35)}$$

Die (Frequenz-) Bandbreite an Tor *n* lässt sich über den Gewinnreduktionsfaktor definieren. In Kapitel 2 wurde für Eintorantennen die Bandbreite in Bezug auf $VSWR \le 2$ eingeführt. Hierbei wird an den Bandgrenzen der (effektive) Gewinn gegenüber dem maximal möglichen Gewinn aufgrund von Reflexionsverlusten um den Faktor $8/9$ reduziert. Bei Mehrtorantennen treten neben Reflexionsverlusten zusätzlich Übersprechverluste auf. Daher wird hier die Frequenzbandbreite an Tor *n* gemäß

$$\Delta f = f_{\max}\big|_{\xi_n = 8/9} - f_{\min}\big|_{\xi_n = 8/9} \qquad \textbf{(3.36)}$$

mit ξ_n nach Gleichung (3.35) eingeführt.

Mit Hilfe des inneren Produkts (Korrelation T_{mn}) und der Norm kann man (im Sinne der Funktionalanalysis) einen Winkel α_{mn} zwischen zwei Richtcharakteristiken angeben:

$$\cos\alpha_{mn} = \frac{\left|T_{mn}\right|}{\sqrt{T_{mm}T_{nn}}} = \frac{\left|\left\langle \vec{C}_m, \vec{C}_n \right\rangle\right|}{\left\|\vec{C}_m\right\| \cdot \left\|\vec{C}_n\right\|} = \frac{\left|\frac{1}{4\pi}\oint \vec{C}_m^{\,*}\vec{C}_n d\Omega\right|}{\sqrt{\left(\frac{1}{4\pi}\oint \left|\vec{C}_m\right|^2 d\Omega\right)\left(\frac{1}{4\pi}\oint \left|\vec{C}_n\right|^2 d\Omega\right)}}, \qquad \textbf{(3.37)}$$

mit $0 \le \alpha_{mn} \le \pi/2$.

Gilt $\alpha_{mn} = \pi/2$, so sind die Richtcharakteristiken zueinander orthogonal (unkorreliert).

Für zwei Torrichtcharakteristiken mit (bis auf den Gewinnreduktionsfaktor) gleicher Richtungsabhängigkeit wird α_{mn} Null. Ein α_{mn}, das viel kleiner als $\pi/2$ ist, deutet also auf eine starke Korrelation zwischen den beiden effektiven Torrichtcharakteristiken hin.

Falls die *N* Torrichtcharakteristiken einer betrachteten *N*-Tor-Antenne linear unabhängig sind, d. h. wenn keine Torrichtcharakteristik durch Linearkombination der anderen Torrichtcharakteristiken darstellbar ist, so bildet die Menge aller durch Linearkombination der Torcharakteristiken entstehenden Richtcharakteristiken einen Raum $\mathfrak{M}_{MTA}$ der Dimension *N*:

$$\mathfrak{M}_{MTA} = \left\{ \vec{C} \,\middle|\, \vec{C} = W_1^* \vec{C}_1 + W_2^* \vec{C}_2 + \ldots + W_N^* \vec{C}_N, W_n \in \mathbb{C} \right\}. \qquad \textbf{(3.38)}$$

Vergleicht man diesen von einer gegebenen Antenne aufgespannten Raum von Richtcharakteristiken mit dem Raum einer anderen *N*-Tor-Antenne, so werden beide Räume im Allgemeinen nicht übereinstimmen. Betrachtet man den Raum $\mathfrak{M}$ aller möglichen Fernfeld-Richtcharakteristiken, so scheint dessen Dimension gegen unendlich zu streben. Diese Aussage muss jedoch modifiziert werden. Jede Richtcharakteristik kann nach sphärischen Wellenfunktionen entwickelt werden. Für eine Antenne mit einer maximalen linearen Gesamtausdehnung L (d. h. Antenne passt in Kugel mit Durchmesser L) erfordern alle sphärischen Wellenfunktionen mit einer Hauptordnungszahl $\mu > \mu_{\max} = \pi L/\lambda$ eine superdirektive Erregung (genauere Erläuterung in Kapitel 4). Da es zur Ordnungszahl μ insgesamt $(2\mu+1)$ zueinander orthogonale Richtcharakteristiken gibt, folgt die höchstmögliche Dimension (= höchstmögliche Torzahl) des Raums einer Mehrtorantenne mit Abmessung L zu

$$N_{\max} = \sum_{\mu=1}^{\mu_{\max}} (2\mu+1) = (2+\mu_{\max})\mu_{\max} = \frac{\pi L}{\lambda}\left(2+\frac{\pi L}{\lambda}\right), \qquad \textbf{(3.39)}$$

falls keine superdirektiven Eigenschaften benutzt werden. Mit superdirektiven Antennen lässt sich $N_{\max}$ gegenüber dem Wert nach Gleichung (3.39) erhöhen, jedoch ist diese Maßnahme aufgrund der Bandbreitenreduktion limitiert (siehe Kapitel 4).

Für den Sonderfall von Antennen, bei denen die Keulenformung auf eine Ebene und eine Polarisation beschränkt ist, gehört zu jeder Ordnungszahl nur eine linear unabhängige Richtcharakteristik, sodass man

$$N_{\max} = \sum_{\mu=1}^{\mu_{\max}} \mu = (1+\mu_{\max})\frac{\mu_{\max}}{2} = \frac{\pi L}{2\lambda}\left(1+\frac{\pi L}{\lambda}\right) \qquad \textbf{(3.40)}$$

erhält. Für eine Mehrtorantenne mit einer Querabmessung von z. B. $L = 3\lambda/4$ kann man dann (ohne superdirektive Erregung) nur einen Richtcharakteristikraum der Dimension 4 (vier Tore) aufspannen. Betrachtet man zwei verschiedene Mehrtorantennen mit gleicher Gesamtabmessung L, die in der Polarisation übereinstimmen und in der gleichen Ebene Keulenformung mit $N_{\max}$ Toren realisieren, so spannen beide näherungsweise den gleichen Raum von Richtcharakteristiken auf.

3.4 Einführung von Eigenmoden der Mehrtorantenne

Zur besseren Untersuchung einer Mehrtorantenne mit verkoppelten Toren, ist es vorteilhaft mit der Eigenmodendarstellung der Mehrtorantennen [Cha03a, Cha03b, Cha03c, Sal99] zu arbeiten. Bei den Eigenmoden einer Mehrtorantenne handelt es sich um einige voneinander entkoppelte Betriebsmoden der Antenne. Alle anderen möglichen Betriebsmoden der Mehrtorantenne können als Linearkombination dieser Eigenmoden angesehen werden. Man kann die Eigenmodendarstellung einer *N*-Tor-Antenne so verstehen, dass die *N* ursprünglich miteinander verkoppelten Einzelantennen dabei in *N* neue voneinander entkoppelte virtuelle Einzelantennen transformiert werden, welche mit *N* Eingangsimpedanzen (Modenimpedanzen) und *N* Eigenrichtcharakteristiken (Modenrichtcharakteristiken) verbunden sind.

Im *N*-dimensionalen Raum $\mathfrak{M}_{MTA}$ der Richtcharakteristiken einer gegebenen *N*-Tor-Antenne lässt sich eine Basis aus *N* orthonormalen Richtcharakteristiken

$$\vec{c}_1(\theta,\varphi),\vec{c}_2(\theta,\varphi),...,\vec{c}_N(\theta,\varphi) \quad \text{mit } \|\vec{c}_n\| = 1 \text{ und } \langle \vec{c}_m,\vec{c}_n \rangle = 0 \text{ für } m \neq n \qquad \textbf{(3.41)}$$

finden.

Spezielle Verfahren zur Ermittlung orthogonaler Richtcharakteristiken nutzen entweder die Hauptachsentransformation der positiv definiten reellen Widerstandsmatrix $[R]$ nach Gleichung (3.8) oder der positiv definiten reellen Konduktanzmatrix $[G]$ nach Gleichung (3.13). Beide Matrizen besitzen *N* positiv reelle Eigenwerte und orthogonale reelle Eigenvektoren.

Im Falle der Widerstandsmatrix erhält man

$$[R] = [V][r][V]^t \qquad \textbf{(3.42)}$$

mit der orthogonalen Matrix $[V]$, deren *N* Spalten aus den normierten Eigenvektoren von $[R]$ bestehen:

$$[V] = \left[(V)_1,(V)_2,...,(V)_N\right] \quad \text{mit } (V)_i = \left[v_{1,i},v_{2,i},...,v_{N,i}\right]^t \text{ und } [V]^t \cdot [V] = [1]. \qquad \textbf{(3.43)}$$

[*r*] ist dabei eine Diagonalmatrix

$$[r] = \begin{pmatrix} r_{[1]} & & 0 \\ & \ddots & \\ 0 & & r_{[N]} \end{pmatrix} \qquad \textbf{(3.44)}$$

mit den positiv reellen Eigenwerten $r_{[i]}$ der Matrix $[R]$.

Im allgemeinen Fall wird die Impedanzmatrix $[Z] = [R] + j[X]$ nicht durch die Matrix $[V]$ diagonalisiert, da im Allgemeinen die Eigenvektoren der positiv reellen Reaktanzmatrix $[X]$ von den Eigenvektoren von $[R]$ verschieden sind. Trotzdem kann im folgenden von der Diagonalisierbarkeit der Matrix $[Z]$ ausgegangen werden, da

i. für eine große Sonderklasse von Antennen (siehe auch Kapitel 5) aufgrund von Symmetrieeigenschaften die Eigenvektoren der Widerstandsmatrix auch Eigenvektoren der Reaktanzmatrix sind. Zusätzlich sind diese Eigenvektoren frequenzunabhängig.

ii. im allgemeinen Fall durch Beschaltung der Antennentore mit Reaktanzen (siehe auch Kapitel 5) für eine vorgegebene Frequenz die Gleichheit der Eigenvektoren von $[X]$ und $[R]$ erzwungen werden kann.

Damit erhält man für die Impedanzmatrix

$$[Z] = [V][z][V]^t \qquad \textbf{(3.45)}$$

mit den "Modenimpedanzen" $z_{[i]}$.

Die Matrix $[V]$, welche $[Z]$ diagonalisiert, diagonalisiert dann auch die Admittanzmatrix $[Y]$ und die Streumatrix $[S]$, und es gilt

$$[Y] = [V][y][V]^t \quad \text{und} \quad [S] = [V][s][V]^t \qquad \textbf{(3.46)}$$

mit den "Modenadmittanzen"

$$y_{[i]} = \frac{1}{z_{[i]}} \qquad \textbf{(3.47)}$$

und den „Modenreflexionsfaktoren"

$$s_{[i]} = \frac{z_{[i]} - Z_L}{z_{[i]} + Z_L} = \frac{1 - Z_L y_{[i]}}{1 + Z_L y_{[i]}}. \qquad \textbf{(3.48)}$$

Wählt man den Vektor (a) der einfallenden Wellen gleich dem Eigenvektor $(V)_i$ nach Gleichung (3.43), so erhält man die zugehörige effektive Richtcharakteristik von Mode *i* zu

$$\vec{C}_{[i]}(\theta,\varphi) = \sum_{n=1}^{N} v_{n,i} \vec{C}_n(\theta,\varphi). \qquad \textbf{(3.49)}$$

Definiert man analog zur Korrelationsmatrix für die effektiven Torrichtcharakteristiken auch eine Korrelationsmatrix $[K]_{\text{mod}}$ mit

$$K_{mn}^{(\text{mod})} = \left\langle \vec{C}_{[m]}, \vec{C}_{[n]} \right\rangle, \qquad \textbf{(3.50)}$$

so folgt aus der Hauptachsentransformation von Gleichung (3.26), dass $[K]_{\text{mod}}$ eine Diagonalmatrix ist und das *m*-te Diagonalelement den Wert

$$K_{mm}^{(\text{mod})} = 1 - \left|s_{[m]}\right|^2 = \left|\Lambda_{[m]}\right|^2 \qquad \textbf{(3.51)}$$

annimmt. Hierbei ist

$$\Lambda_{[m]} = \frac{2\sqrt{Z_L \,\text{Re}\left\{z_{[m]}\right\}}}{Z_L + z_{[m]}} \qquad \textbf{(3.52)}$$

der Anpassungsfaktor von Mode *m*.

Damit sind die Modenrichtcharakteristiken zueinander orthogonal (unkorreliert), und der Gewinnreduktionsfaktor ist durch das Betragsquadrat des Anpassungsfaktors für die Mode gegeben.

Die Richtcharakteristiken

$$\vec{c}_{[i]}(\theta,\varphi) = \frac{\vec{C}_{[i]}(\theta,\varphi)}{\left\|\vec{C}_{[i]}(\theta,\varphi)\right\|} = \frac{\vec{C}_{[i]}(\theta,\varphi)}{\left|\Lambda_{[i]}\right|} \qquad \textbf{(3.53)}$$

bilden das gesuchte Orthonormalsystem (siehe Gleichung (3.41)).

3.5 Interpretation der Eigenschaften der Mehrtorantenne mit Hilfe ihrer Eigenmoden

Die effektive Torrichtcharakteristik für Tor *n* der Mehrtorantenne lässt sich durch Linearkombination der effektiven Modenrichtcharakteristiken wie folgt darstellen:

$$\vec{C}_n(\theta,\varphi) = \sum_{\nu=1}^{N} v_{n,i}\vec{C}_{[i]}(\theta,\varphi). \qquad (3.54)$$

Hierbei sind die Entwicklungskoeffizienten $v_{n,i}$ die Komponenten des *n*-ten Eigenvektors. Aufgrund der Fehlanpassung unterscheidet sich die effektive Modenrichtcharakteristik von Mode i um den Faktor $\Lambda_{[i]}$ von der Modenrichtcharakteristik.

Damit folgt aus Gleichung (3.54)

$$\vec{C}_n(\theta,\varphi) = \sum_{\nu=1}^{N} \Lambda_{[i]} v_{n,i}\vec{c}_{[i]}(\theta,\varphi) \qquad (3.55)$$

oder in Matrizenschreibweise

$$\begin{pmatrix} \vec{C}_1(\theta,\varphi) \\ \vec{C}_2(\theta,\varphi) \\ \vdots \\ \vec{C}_N(\theta,\varphi) \end{pmatrix} = \sum_{i=1}^{N} \vec{C}_{[i]}(\theta,\varphi) \begin{pmatrix} v_{1,i} \\ v_{2,i} \\ \cdots \\ v_{N,i} \end{pmatrix} = \sum_{i=1}^{N} \Lambda_{[i]}\vec{c}_{[i]}(\theta,\varphi) \begin{pmatrix} v_{1,i} \\ v_{2,i} \\ \cdots \\ v_{N,i} \end{pmatrix}. \qquad (3.56)$$

Wie bereits in Abschnitt 3.3 dargestellt wurde, werden die Eigenschaften der Mehrtorantenne sowohl durch den Gewinnreduktionsfaktor der effektiven Torrichtcharakteristiken als auch durch die Korrelation zwischen den verschiedenen Torrichtcharakteristiken charakterisiert. Für den Gewinnreduktionsfaktor an Tor *n* erhält man aus Gleichung (3.56)

$$\xi_n = T_{nn} = \frac{1}{4\pi}\oint \left|\vec{C}_n\right|^2 d\Omega = \sum_{\nu=1}^{N} \left|\Lambda_{[\nu]}\right|^2 \left|v_{\nu,n}\right|^2 \quad \text{mit} \sum_{m=1}^{N} \left|v_{m,n}\right|^2 = 1 \quad \forall n. \qquad (3.57)$$

Die Modenfehlanpassung wirkt sich also auf eine Gewinnreduktion am Tor aus. Wenn für alle *N* Anpassungsfaktoren $\left|\Lambda_{[\nu]}\right| = 1$ gilt, so tritt auch keine Gewinnreduktion an den Toren auf.

Für den Winkel α_{mn} zwischen den Moden *m* und *n* erhält man durch Einsetzen der Gleichung (3.55) in Gleichung (3.37)

$$\cos\alpha_{mn} = \frac{\sum_{\nu=1}^{N}\left|\Lambda_{[\nu]}\right|^2 v_{m,\nu}v_{n,\nu}}{\sqrt{\sum_{\nu=1}^{N}\left|\Lambda_{[\nu]}\right|^2\left|v_{m,\nu}\right|^2}\sqrt{\sum_{\nu=1}^{N}\left|\Lambda_{[\nu]}\right|^2\left|v_{n,\nu}\right|^2}} \quad \text{mit} \sum_{i=1}^{N} v_{m,\nu}v_{n,\nu} = 0 \quad \text{für } m \neq n \text{ . (3.58)}$$

Auch die Abweichung des Winkels zwischen den Torrichtcharakteristiken von 90° kann auf die Fehlanpassung der Moden zurückgeführt werden. Sind alle N Moden angepasst, so folgt nach Gleichung (3.58), dass auch die Torrichtcharakteristiken zueinander orthogonal (unkorreliert) sind.

Im Folgenden wird die Eigenmodendarstellung der Mehrtorantennen anhand einer N-Tor-Antenne in Empfangsbetrieb erläutert.

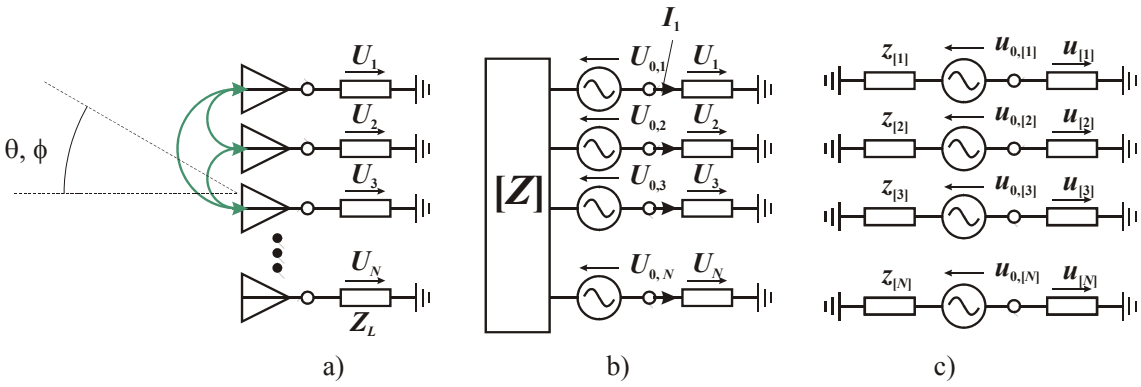


Abbildung 3-5: a) N-Tor-Antenne im Empfangsbetrieb (Alle Tore sind mit Z_L abgeschlossen. U_n ist die Ausgangsspannung am n-ten Tor.); b) Ersatzschaltbild mit Generatorspannung $U_{0,n}$ und Generatorinnenimpedanzmatrix $[Z]$; c) Eigenmodendarstellung mit Modenleerlaufspannung $u_{0,[n]}$, Modenimpedanz $z_{[n]}$ und Modenausgangsspannung $u_{[n]}$ bei Last Z_L

In Abbildung 3-5a ist eine N-Tor-Antenne für den Empfangsbetrieb dargestellt. Eine Reihe von Ausgangsspannungen

$$\left(U\right)^t = \left[U_1\, U_2 \cdots U_N\right] \qquad \text{(3.59)}$$

wird von einfallenden elektromagnetischen Wellen an den Toren erzeugt, welche mit einer im Allgemeinen komplexwertigen Lastimpedanz Z_L abgeschlossen sind. Die N-Tor-Antenne kann wie in Abbildung 3-5b gezeigt durch ein Ersatzschaltbild mit Leerlaufspannungen

$$\left(U_0\right)^t = \left[U_{0,1}\, U_{0,2} \cdots U_{0,N}\right] \qquad \text{(3.60)}$$

und der symmetrischen komplexwertigen $N \times N$ Generatorinnenimpedanzmatrix [Z] beschrieben werden, welche sich in zwei reelle symmetrische Matrizen (Real- und Imaginärteil) zerlegen lässt:

$$[Z] = [R] + j[X]. \qquad \textbf{(3.61)}$$

Die Umrechnung zwischen Ausgangsspannungen (U) und Leerlaufspannungen (U_0) erfolgt durch

$$(U) = \left(1 + \frac{[Z]}{Z_L}\right)^{-1} (U_0). \qquad \textbf{(3.62)}$$

Im Fall dass eine Verkopplung zwischen den Antennentoren vorhanden ist, was sich durch die nicht verschwindenden Nebendiagonalenelemente ausdrückt, kommen unterschiedliche Modenimpedanzen zustande, wodurch sich wiederum unterschiedliche Anpassungsfaktoren für einzelne Moden ergeben. Das Vorhandensein der Verkopplung zwischen verschiedenen Toren äußert sich daher bei der Eigenmodendarstellung durch unterschiedliche Anpassungsfaktoren für einzelne Moden.

Die obige Darstellung entspricht einer Diagonalisierung von [Z], wodurch die N-Tor-Antenne als N unverkoppelte Antennen (Moden) mit Modenleerlaufspannungen

$$(u_0) = \left[u_{0,[1]}\ u_{0,[2]} \cdots u_{0,[N]}\right]^t = [V]^t (U_0) \qquad \textbf{(3.63)}$$

und Modenausgangsspannungen

$$(u) = \left[u_{[1]}\ u_{[2]} \cdots u_{[N]}\right]^t = [V]^t (U) \qquad \textbf{(3.64)}$$

betrachtet werden kann (siehe Abbildung 3-5c). Zwischen Modenleerlaufspannungen (u_0) und Modenausgangsspannungen (u) besteht die Beziehung

$$u_{[i]} = \frac{Z_L}{z_{[i]} + Z_L} u_{0,[i]}, \quad i = 1 \ldots N. \qquad \textbf{(3.65)}$$

Die Leerlauf- und Ausgangsspannung der m-ten Mode als Folge einer einfallenden homogenen ebenen Welle $\vec{E}_{\text{inc}}(\theta, \varphi)$ sind durch

$$u_{0,[m]} = \lambda \sqrt{\frac{\text{Re}\{z_{[m]}\}}{\pi Z_0}} \vec{c}_{[m]}(\theta, \varphi) \vec{E}_{\text{inc}}(\theta, \varphi) \qquad \textbf{(3.66)}$$

gegeben und mit Gleichung (3.65) folgt:

$$u_{[m]} = \frac{\lambda}{1+\frac{z_{[m]}}{Z_L}} \sqrt{\frac{\mathrm{Re}\left\{z_{[m]}\right\}}{\pi Z_0}} \vec{c}_{[m]}\left(\theta,\varphi\right) \vec{E}_{\mathrm{inc}}\left(\theta,\varphi\right). \qquad \textbf{(3.67)}$$

Die in diesem Fall insgesamt verfügbare Leistung für Mode *m* ergibt sich nach Gleichung (2.29)

$$P_{\mathrm{avail}}^{[m]} = \frac{\lambda^2}{8\pi Z_0} \left| \vec{c}_{[m]}\left(\theta,\varphi\right) \vec{E}_{\mathrm{inc}}\left(\theta,\varphi\right) \right|^2 \qquad \textbf{(3.68)}$$

und ferner die tatsächlich an die Last abgegebene Leistung

$$P_{\mathrm{rec}}^{[m]} = \left|\Lambda_{[m]}\right|^2 P_{\mathrm{avail}}^{[m]}. \qquad \textbf{(3.69)}$$

Die Leerlaufspannungen $\left(U_0\right)$ an den Toren errechnen sich etwa aus

$$\left(U_0\right) = \sum_{i=1}^{N} u_{0.[i]} \left[V\right]_i. \qquad \textbf{(3.70)}$$

3.6 Kurze Zusammenfassung

In diesem Kapitel wurde die allgemeine Theorie der Mehrtorantennen betrachtet.

Zunächst wurde auf die Beschreibung von Mehrtorantennen über Impedanz- bzw. Admittanzmatrix eingegangen, wobei die Bedeutung der Matrixelemente feldtheoretisch untersucht wurde. Es wurde gezeigt, dass die gegenseitigen Impedanzen bzw. Admittanzen (Nebendiagonalenelemente) die Verkopplung zwischen verschiedenen Toren darstellen. Anschließend wurden Streumatrix und Torrichtcharakteristik zur Beschreibung des Betriebsverhaltens von Mehrtorantennen im realen Fall eingeführt. Dabei wurden sowohl der Sende- als auch der Empfangsfall behandelt.

Um die Anforderungen an Mehrtorantennen bei digitaler Keulenformung präziser und eindeutiger formulieren zu können, wurden desweiteren mit Hilfe der Funktionalanalysis die Korrelation zwischen Richtcharakteristiken und der Gewinnreduktionsfaktor definiert. In der Funktionalanalysis können die Richtcharakteristiken als Elemente eines unitären linearen Raums verstanden werden. Man kann daher die Korrelation zwischen (effektiven) Torrichtcharakteristiken durch einen fiktiven Winkel und den Gewinnreduktionsfaktor durch die Norm der Richtcharakteristik angeben.

Zuletzt wurde die Eigenmodendarstellung der Mehrtorantenne erläutert. Bei Eigenmoden einer Mehrtorantenne handelt sich um einige voneinander entkoppelten Betriebmoden, über deren Linearkombinationen alle anderen Betriebszustände der Antenne dargestellt werden können. Die aufwendige Analyse einer Mehrtorantenne vereinfacht sich somit auf die Untersuchung von mehreren unabhängigen Eintorantennen, wobei die Verkopplung zwischen verschiedenen Toren in der Eigenmodendarstellung durch unterschiedliche Anpassungsfaktoren einzelner Moden ausgedrückt wird.

4 Digitale Keulenformung bei kompakten Mehrtorantennen

Der Einsatz einer Mehrtor- anstelle einer Eintorantenne ist die Voraussetzung zur Anwendung von Diversity-, Raummultiplex- und/oder MIMO (Muliple-Input Multiple-Output) -Verfahren. Diese Verfahren führen zu einer Verbesserung der Qualität und/oder der Kapazität eines Kommunikationssystems (z. B. zellularer Mobilfunk, W-LAN etc.), und daher besteht großes Interesse, Mehrtorantennen auch bei mobilen Geräten (PDAs, PC-Cards usw.) zu verwenden. Dabei handelt es sich um Plattformen, deren lineare Abmessung L oft kleiner als eine Freiraumwellenlänge λ und in manchen Fällen sogar kleiner als eine halbe Freiraumwellenlänge $\lambda/2$ sind. Andererseits beträgt der Elementabstand a einer zur digitalen Keulenformung (Digital Beamforming, DBF) eingesetzten Mehrtorantenne herkömmlicher Weise ca. eine halbe Freiraumwellenlänge $\lambda/2$. Um unter Berücksichtigung der Plattformgröße zu einer ausreichenden Zahl von Elementen zu kommen, muss man also (wie in Abbildung 4-1 gezeigt) zusätzliche Elemente hinzunehmen, ohne die Gesamtabmessung zu vergrößern. Die resultierende kompakte Mehrtorantenne hat einen Elementabstand $a \ll \lambda/2$ und wird auch als „dense array“ bezeichnet. Die Eigenschaften kompakter Mehrtorantennen mit reduziertem Elementabstand unterscheiden sich wesentlich von solchen mit $\lambda/2$-Abstand. In diesem Kapitel sollen diese Eigenschaften und die Auswirkungen inhärenter Degradationen in Kontext mit Anwendungen, insbesondere bei digitaler Keulenformung, diskutiert werden.

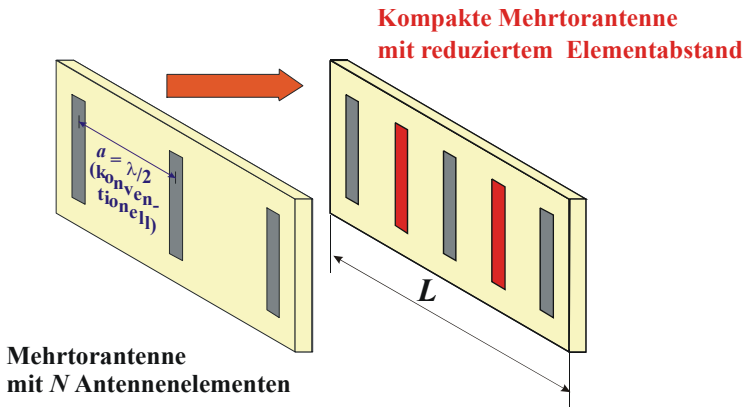


Abbildung 4-1: Hinzufügen von zusätzlichen Antennenelementen auf einer vorgegebenen Plattform führt zu einer Mehrtorantenne mit reduziertem Elementabstand.

4.1 Grundlagen der digitalen Keulenformung

4.1.1 Übersicht über einige Anwendungen der Raum-Zeit-Signalverarbeitung mit Mehrtorantennen

Durch Verwendung mehrerer Antennen für eine Station kommt zu den Dimensionen Zeit und Frequenz der Raum als eine weitere Dimension für die Signalverarbeitung hinzu (Space-Time Processing). In diesem Abschnitt soll ein grober Überblick über verschiedenartige Verwendung von Mehrtorantennen gegeben werden.

Die erste Unterscheidung zwischen den zahlreichen Verfahren kann danach erfolgen, ob für die Gewinnung der Information die Signale von den verschiedenen Toren (i) vor der Detektion kohärent linearkombiniert werden oder (ii) zunächst separat verarbeitet werden und ein Zusammenführen erst auf der Stufe der Detektion erfolgt. Im ersten Fall (i) lässt sich die Linearkombination der verschiedenen Torsignale als variable Formung von komplexwertigen Richtcharakteristiken interpretieren. Daher sollen diese Verfahren im verallgemeinerten Sinne unter dem Begriff „digitale Keulenformung“ behandelt werden.

In die Klasse der nichtkohärenten Verfahren nach (ii) fällt das Prinzip der Diversity-Antennen. Ist das Produkt aus den Laufzeitdifferenzen in einem Kanal mit Mehrwegeausbreitung und der Frequenzbandbreite kleiner als Eins, so tritt flaches Fading auf. Dies bedeutet, dass die Beiträge von den verschiedenen Ausbreitungswegen aufgrund des Wegunterschieds mit unterschiedlichen Phasen an der Empfangsantenne eintreffen und sich je nach Laufwegunterschied im gesamten Frequenzband konstruktiv oder destruktiv überlagern. Damit kommt es zu sehr starken Veränderungen der Stärke des Empfangssignals bereits bei kleinen Ortsveränderungen des Empfangs-, Sende- und Streuerorts in der Größenordnung eines Bruchteils der Wellenlänge. Verwendet man mehrere Antennen in einem Abstand von (möglichst) mehreren Wellenlängen, so wirken sich diese Ortsverschiebungen bei den einzelnen Diversity-Antennen unterschiedlich auf die Phasendifferenzen zwischen den Mehrwegebeiträgen aus. Damit ist das Fading an den verschiedenen Toren nur wenig miteinander korreliert. Dies lässt sich ausnutzen, indem man z. B. jeweils das Signal desjenigen Tors mit der höchsten Momentanleistung zur Detektion heranzieht oder indem man die Detektion auf der Basis aller Torsignale ausführt. Die Linearausdehnung der hier betrachteten kompakten Mehrtorantennen ist zu klein, um dieses Prinzip in effektiver Weise zu realisieren. Dagegen lässt

sich mit kompakten Antennen das Prinzip der „Richtungsdiversität“ ausnutzen. Wenn zu den einzelnen Toren Richtcharakteristiken mit unterschiedlicher Winkelabhängigkeit des Betrags gehören, werden die Amplituden der Mehrwegebeiträge bei den einzelnen Antennen unterschiedlich gewichtet, sodass die Auswirkung von Ortsverschiebungen bei den verschiedenen Antennen unterschiedlich ausfällt.

Das Prinzip adaptiver digitaler Keulenformung (DBF, Fall (i) in obiger Unterscheidung) beruht darauf, dass durch die komplexe Gewichtung der digitalisierten Signale aus einzelnen Antennentoren simultan beliebig viele Richtcharakteristiken der Gesamtanordnung erzeugt werden. Die Richtwirkung der Antenne (Richtungswinkel des Maximums und der Nullstellen etc.) kann laufend an die momentanen Eigenschaften des Übertragungskanals (adaptiv) angepasst werden. Diese Adaption erfolgt durch Algorithmen, die auf Basis der empfangenen Signalwerte einen möglichst optimalen Satz von Gewichtsfaktoren bestimmen. Die Wahl eines geeigneten Algorithmus ist abhängig von den konkreten Eigenschaften des Übertragungskanals und der Antennen, der verfügbaren Rechenleistung der digitalen Signalverarbeitung, der geforderten Genauigkeit sowie der Robustheit gegen Fehlereinflüsse.

Verfahren zur adaptiven Keulenformung (DBF. Fall (i) in obiger Unterscheidung) werden in verschiedenartiger Weise für drahtlose Kommunikationssysteme eingesetzt.

Die einfachste Zielsetzung für den Einsatz von DBF ergibt sich, wenn das erwünschte Signal aus nur einer Richtung eintrifft, diese Richtung sich jedoch zeitlich ändert. Adaptive Nachführung des Gewinnmaximums verbessert das Signal-zu-Rausch-Verhältnis (SNR) und vergrößert dadurch die Reichweite oder reduziert die notwendige Sendeleistung. In einer Umgebung mit Mehrwegeausbreitung erreicht das gesendete Signal auf mehreren Wegen den Empfänger. Bei Einzelantennen werden alle Echos des Signals mit ihren zufällig auftretenden Phasenlagen am Empfänger addiert. Dies führt zu Schwund (Fading) und somit zu einer Erhöhung der Fehlerwahrscheinlichkeit. Im schlimmsten Fall erlischt das Signal komplett. Mit DBF kann man im Falle eines dominanten Ausbreitungswegs (z. B. LOS (Line-of-Sight)-Verbindung) das Gewinnmaximum in Richtung dieser Verbindung orientieren und die Gewinnminima in Richtung der schwächeren Mehrwegekomponenten. Man kann jedoch auch die adaptive Winkelabhängigkeit der Phase des Richtdiagramms nutzen, um die Phasenlagen der Mehrwegebeiträge so zu kompensieren, dass es zu einer konstruktiven Interferenz kommt. Dabei

wird also die Richtcharakteristik anstatt auf eine einzelne Einfallsrichtung auf ein komplexwertiges Einfallsrichtungsspektrum adaptiert.

Eine weitergehende Aufgabenstellung ergibt sich, wenn zusätzlich zum Einfallsrichtungsspektrum eines Teilnehmers die Einfallsrichtungsspektren anderer Teilnehmer oder sonstiger störender Interferenzen im gleichen Frequenzbereich zu berücksichtigen sind. Nun muss das Signal-zu-Interferenz-und-Rausch-Verhältnis (SINR) am Empfängereingang durch optimale Wahl der Gewichtsfaktoren maximiert werden. Mit einer Antenne mit N Toren kann man aufgrund der N-1 Freiheitsgrade bis zu N-1 verschiedene Interferenzen unterdrücken. Das Hinzufügen zusätzlicher Antennenelemente bedeutet daher grundsätzlich die Erhöhung des Systemfreiheitsgrads. Falls die Interferenzen nicht das Rauschen dominieren und/oder wenn mehr als N-1 Interferenzen existieren, wird man tendenziell anstreben, alle Störbeiträge auf das etwa gleiche niedrige Niveau abzusenken. Abbildung 4-2 illustriert in vereinfachter Form ein Szenario, bei dem mit Hilfe einer adaptiven Richtcharakteristik das SINR maximiert werden kann.

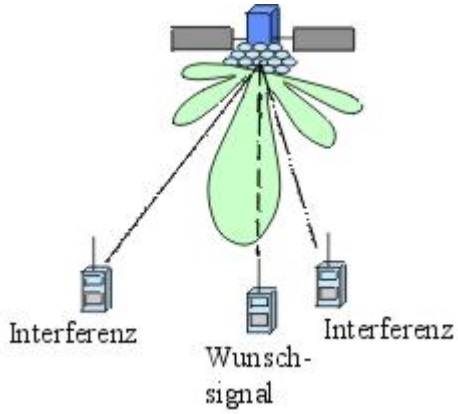


Abbildung 4-2: Unterdrückung von Interferenz durch digitale Keulenformung

In einem Kommunikationssystem sind in der Regel mehrere Teilnehmer gleichzeitig im Systemfrequenzband aktiv, sodass man zur Ermöglichung einer simultanen Nutzung eines gemeinsamen Kanals Vielfachzugriffsverfahren benötigt. Da man beliebig viele Richtcharakteristiken simultan formen kann, lassen sich im Prinzip jedem Teilnehmer eine eigene Richtcharakteristik zuordnen, mit der die jeweils anderen Gleichkanalteilnehmer unterdrückt werden. Dies führt zu einer speziellen Art des Vielfachzugriffs, dem SDMA (Space Division Multiple Access)-Verfahren. Dieses die räumliche Dimension nutzende Verfahren ergänzt die anderen Zeit-Frequenz-Vielfachzugriffsverfahren. Letztere Verfahren beruhen häufig auf der Verwendung zueinander orthogonaler Signale. Ein Verkehrskanal ist dabei durch einen Frequenzbereich (FDMA, Frequency Divi-

sion Multiple Access), ein Zeitintervall (TDMA, Time Division Multiple Access) oder einen Code (CDMA, Code Division Multiple Access) realisiert. Die Kombinationen verschiedener Verfahren sind auch möglich.

Ein Verfahren höherer Komplexität, welches Mehrtorantennen sowohl am Empfänger als auch am Sender benötigt, ist das MIMO-Verfahren. Sein Prinzip lässt sich vereinfacht wie folgt erklären: Jede der N verschiedenen Antennen am Sendeort führt in einer Umgebung mit „vielen“ Ausbreitungswegen zu einem anderen Einfallswinkelspektrum am Empfangsort. Gemäß den obigen Erläuterungen kann man im Prinzip mit N Empfangsantennen bis zu N Einfallswinkelspektren voneinander trennen. Damit lassen sich in einem gegebenen Frequenzbereich mehrere parallele, voneinander entkoppelte Übertragungspfade realisieren, und dieses Prinzip funktioniert auch, wenn Kanalinformation nur am Empfangsort, jedoch nicht am Sendeort vorhanden ist. Wie im nächsten Abschnitt erläutert wird, führt die Separierung von Einfallswinkelspektren zu einer Degradation des Empfangspegels für die einzelnen Richtungsspektren, wenn diese nicht (im Sinne des oben definierten inneren Produkts) zueinander orthogonal sind. Im Fall ohne Kanalkenntnis am Sendeort werden die den Sendetoren zugeordneten Richtungsspektren im Allgemeinen nicht zueinander orthogonal sein, und damit kommt es zu dieser Degradation. Im Idealfall der Kanalkenntnis am Sendeort kann man durch Formung simultaner adaptiver Sendekeulen erreichen, dass die diesen Sendekeulen zugeordneten Richtungsspektren am Empfangsort zueinander orthogonal sind.

Neben den beschriebenen Anwendungen von Mehrtorantennen in Kommunikationssystemen gibt es zahlreiche Anwendungen in der passiven und aktiven Ortung und Lokalisierung.

4.1.2 Modellierung der digitalen Keulenformung mit Mehrtorantennen

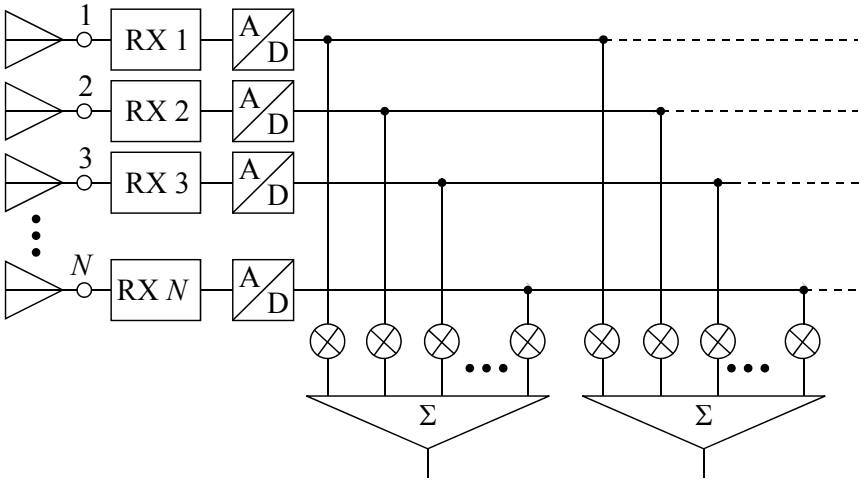


Abbildung 4-3: Blockschaltbild für digitale Keulenformung im Empfangsbetrieb

In einem Antennensystem mit digitaler Keulenformung kann jedem der einzelnen Antennenelemente ein eigener Empfängerzweig zugeordnet werden (siehe Abbildung 4-3). Die Signale in diesen parallelen Empfangspfaden werden mit Hilfe der A/D-Wandler digitalisiert und können im Digitalteil nach Multiplikation mit komplexwertigen Gewichtsfaktoren W_m^* linearkombiniert werden (digitaler Keulenformer). Diese Linearkombination im Digitalteil entspricht hinsichtlich der Keulenformung einer äquivalenten Linearkombination der Torspannungen, also der N Eingangsspannungen der N parallelen Empfängerzweige. Damit entspricht die „geformte effektive Richtcharakteristik“ einer Linearkombination der effektiven Torrichtcharakteristiken mit den komplexen Gewichtsfaktoren:

$$\vec{C}_{\text{gesamt}}(\theta,\varphi)=\sum_{m=1}^{N} W_m^*\vec{C}_m(\theta,\varphi). \qquad (4.1)$$

Diese Gewichtsfaktoren für die Tore lassen sich gemäß

$$(W)^t=(W_1,W_2,...,W_N) \qquad (4.2)$$

zu einem Vektor zusammenfassen. Obwohl der Betrag der Gewichtsfaktoren in der digitalen Signalverarbeitung beliebig groß gewählt werden kann, ist es sinnvoll für die weitere Betrachtung den Betrag des Vektors auf Eins zu normieren:

$$(W)^+\cdot(W)=\sum_{m=1}^{N}|W_m|^2=1 \qquad (4.3)$$

Diese Normierung der Gewichtskoeffizienten entspricht einer Zuordnung des digitalen Keulenformers zu einem äquivalenten verlustlosen analogen Keulenformungsnetzwerk. Mit Hilfe dieser Konvention lässt sich die Definition des effektiven Gewinns auch auf die Richtcharakteristik nach Gleichung (4.1) anwenden.

An dieser Stelle soll nochmals in Erinnerung gerufen werden, dass im Prinzip beliebig viele Linearkombinationen zeitlich simultan gebildet werden können, d. h. im Prinzip kann jedem Teilnehmer eine eigene Richtcharakteristik nach Gleichung (4.1) zugeordnet werden.

Da nach Abschnitt 3.5 die Torspannungen als Linearkombination der Modenspannungen ausgedrückt werden können, lässt sich die geformte effektive Richtcharakteristik nach Gleichung (4.1) auch als Linearkombination der effektiven Modenrichtcharakteristiken mit den Gewichtsfaktoren $w^*_{[n]}$ der Moden darstellen. Mit

$$(w)^t = \left(w_{[1]}, w_{[2]}, ..., w_{[N]}\right) \qquad \textbf{(4.4)}$$

folgt mit der Transformationsmatrix $[V]$ nach Gleichung (3.54) die Transformation

$$(w) = [V]^t (W) \qquad \textbf{(4.5)}$$

von Torgewichtsfaktoren in Modengewichtsfaktoren.

Aus Gleichung (4.3) folgt, dass der Betrag von (w) ebenfalls gleich Eins ist:

$$(w)^+ \cdot (w) = 1. \qquad \textbf{(4.6)}$$

Somit folgt aus Gleichung (3.55) die effektive Richtcharakteristik des Teilnehmers zu

$$\vec{C}_{\text{gesamt}}(\theta,\varphi) = \sum_{n=1}^{N} w^*_{[n]} \Lambda_{[n]} \vec{c}_{[n]}(\theta,\varphi). \qquad \textbf{(4.7)}$$

Wie in Abschnitt 3.3 erläutert wurde, spannen die *N* orthonormalen Modenrichtcharakteristiken $\vec{c}_{[n]}$ einen *N*-dimensionalen Raum von Richtcharakteristiken auf. Geht man für eine betrachtete *N*-Tor-Antenne von deren Anpassungsfaktoren $\Lambda_{[n]}$ aus und lässt alle Modengewichtskoeffizienten zu, welche Gleichung (4.6) erfüllen, so bilden alle möglichen effektiven Richtcharakteristiken nach Gleichung (4.7) eine Untermenge des *N*-dimensionalen Raums. Diese Untermenge charakterisiert die verfügbaren Richtcha-

rakteristiken der Mehrtorantenne. Der Gewinnreduktionsfaktor ist von den gewählten Gewichtskoeffizienten abhängig und ergibt sich zu

$$\xi\left(w_{[1]}, w_{[2]}, ..., w_{[N]}\right) = \sum_{n=1}^{N} \left|w_{[n]}\right|^2 \left|\Lambda_{[n]}\right|^2 . \qquad \textbf{(4.8)}$$

Die stärkste Gewinnreduktion („worst case“) erhält man, wenn die geformte Richtcharakteristik proportional zu derjenigen Modenrichtcharakteristik ist, welche am schlechtesten (leistungsmäßig) angepasst ist:

$$\xi_{\min} = \left|\Lambda_{[n]}\right|^2_{\min} . \qquad \textbf{(4.9)}$$

Innerhalb des Raums der effektiven Richtcharakteristiken der Mehrtorantenne kann für eine Szene mit erwünschter Signalquelle (S), unerwünschter Interferenz (I) und unerwünschten Rauschquellen (N) das Verhältnis der Signalleistung zur Interferenz- und Rauschleistung (SINR) maximiert werden.

Für einen Teilnehmer in komplexer Umgebung trifft aufgrund der Mehrwegeausbreitung dessen Signal in Form von Wellen aus unterschiedlicher Richtung und mit unterschiedlicher Amplitude und Phase auf die empfangende Mehrtorantenne. Zur Charakterisierung dieser Situation wird ein komplexwertiges vektorielles Einfallsrichtungsspektrum $\vec{E}_{\text{inc}}\left(\theta,\varphi\right)$ der einfallenden Wellen definiert. Mit dieser Charakterisierung ist das Feld am Ort der Antenne (bei Abwesenheit der Antenne) durch

$$\vec{E}\left(\vec{r}\right) = \oint \vec{E}_{\text{inc}}\left(\theta,\varphi\right) \exp\left(j\frac{2\pi}{\lambda}\vec{u}\left(\theta,\varphi\right)\cdot\vec{r}\right) d\Omega \qquad \textbf{(4.10)}$$

gegeben, wobei $\vec{r}$ der Ortsvektor und $\vec{u}\left(\theta,\varphi\right)$ der Einheitsvektor in Richtung $\left(\theta,\varphi\right)$ ist. Aus diesem Spektrum einfallender Wellen ergibt sich das komplexwertige Ausgangssignal des Keulenformers (normiert auf äquivalentes verlustloses Keulenformungsnetzwerk) zu

$$b = \frac{\lambda}{2\sqrt{2\pi Z_0}} \oint \vec{C}_{\text{gesamt}}\left(\theta,\varphi\right)\cdot\vec{E}_{\text{inc}}\left(\theta,\varphi\right) d\Omega . \qquad \textbf{(4.11)}$$

Unter Benutzung der Notation für das innere Produkt wird daraus

$$b = \lambda\sqrt{\frac{2\pi}{Z_0}} \left\langle \vec{C}^{*}_{\text{gesamt}}, \vec{E}_{\text{inc}} \right\rangle . \qquad \textbf{(4.12)}$$

Gleichung (4.12) lässt sich funktionalanalytisch interpretieren, wenn man analog zum *N*-dimensionalen Raum $\mathfrak{M}_{MTA}$ der Richtcharakteristiken einen unendlichdimensionalen Raum $\mathfrak{M}_{ERS}$ aller möglichen Einfallsrichtungsspektren einführt und in diesem ein inneres Produkt und eine Norm in gleicher Weise wie im Raum der Richtcharakteristiken definiert.

Gleichung (4.12) stellt eine Projektion aus dem Raum der Einfallsrichtungsspektren in den Raum der Richtcharakteristiken dar. Der Raum der Richtcharakteristiken ist ein Unterraum des Raums der Einfallsrichtungsspektren. Damit lässt sich jedes Einfallsrichtungsspektrum zerlegen in einen Teil, der in $\mathfrak{M}_{MTA}$ liegt und einen Teil $\vec{E}_{\text{inc,ns}}$, der außerhalb $\mathfrak{M}_{MTA}$ liegt. Letzterer ist für die Mehrtorantenne unsichtbar. Der in $\mathfrak{M}_{MTA}$ liegende Anteil lässt sich in die konjugiert komplexen Modenrichtcharakteristiken $\vec{c}_{[n]}$ entwickeln, sodass man

$$\vec{E}_{\text{inc}}(\theta,\varphi) = \frac{1}{\lambda}\sqrt{\frac{Z_0}{2\pi}}\sum_{n=1}^{N} B_n \vec{c}^{\,*}_{[n]}(\theta,\varphi) + \vec{E}_{\text{inc,ns}}(\theta,\varphi) \qquad \textbf{(4.13)}$$

mit $\left\langle \vec{c}^{\,*}_{[n]}, \vec{E}_{\text{inc,ns}} \right\rangle = 0$ für $n = 1,2,...,N$ erhält. Die normierten Entwicklungskoeffizienten mit

$$B_n = \lambda\sqrt{\frac{2\pi}{Z_0}}\left\langle \vec{c}^{\,*}_{[n]}, \vec{E}_{\text{inc}} \right\rangle \text{ und } (B)^t = \left(B_1, B_2, ..., B_N\right) \qquad \textbf{(4.14)}$$

charakterisieren den Beitrag, den die einzelnen Moden zum Empfang des Einfallsrichtungsspektrums leisten.

Führt man Gleichung (4.7) für die Richtcharakteristik und Gleichung (4.13) für das Einfallsrichtungsspektrum in Gleichung (4.12) ein, so erhält man das komplexwertige Ausgangssignal des Keulenformers zu

$$b = (w)^{+}(\Lambda)(B). \qquad \textbf{(4.15)}$$

In Gleichung (4.15) repräsentiert der Vektor (B) die von den einzelnen Moden „abgetasteten“ Anteile des Einfallsrichtungsspektrums, die Diagonalmatrix

$$(\Lambda) = diag\left[\Lambda_{[1]}, \Lambda_{[2]}, ..., \Lambda_{[N]}\right] \qquad \textbf{(4.16)}$$

die Anpassung der Moden an die Lastimpedanz und der Vektor (w) die variablen Gewichtskoeffizienten zur adaptiven Keulenformung.

Im Folgenden sollen einige Resultate zur Wahl der optimalen Gewichtskoeffizienten gegeben werden, um auf der Basis dieser Resultate die Auswirkungen der Antenneneigenschaften diskutieren zu können. Hierzu wird das Einfallsrichtungsspektrum aus dem kohärenten Einfallsrichtungsspektrum des erwünschten Signals (Index *S*) und dem Einfallsrichtungsspektrum der Interferenzen (Index *I*) zusammengesetzt. Als dritte Komponente kommt das in den Empfängern und von der Antenne empfangene Rauschen (Index *N*) hinzu. Damit wird

$$(B) = (B)_S + (B)_I + (B)_N, \tag{4.17}$$

und die empfangene Signalleistung ergibt sich zu

$$P_S = \left| (w)^+ (\Lambda)(B)_S \right|^2. \tag{4.18}$$

Die Interferenz kann sich aus mehreren nicht oder teilweise miteinander korrelierten Beiträgen zusammensetzen und wird daher über eine Kovarianzmatrix beschrieben. Hier wird die Kovarianzmatrix der Interferenzen unter Berücksichtigung der Anpassung mit

$$(R)_I = (\Lambda) E\left\{ (B)_I (B)_I^+ \right\} (\Lambda)^* \tag{4.19}$$

eingeführt, wobei $E\{...\}$ Erwartungswert bedeutet. Auch die Kovarianzmatrix des Rauschens wird unter Berücksichtigung der Anpassung definiert. Aufgrund der Orthogonalität der Moden sind die Rauschbeiträge für die einzelnen Moden unkorreliert, sodass die Kovarianzmatrix des Rauschens eine Diagonalmatrix mit

$$(R)_N = k_B \, diag\left[\left|\Lambda_{[1]}\right|^2 T_{\mathrm{sys},[1]}, \left|\Lambda_{[2]}\right|^2 T_{\mathrm{sys},[2]}, ..., \left|\Lambda_{[N]}\right|^2 T_{\mathrm{sys},[N]} \right] \tag{4.20}$$

ist. Hierbei bedeutet k_B die Boltzmann-Konstante und $T_{\mathrm{sys},[n]}$ die Systemrauschtemperatur für Mode *n*. Die Kovarianzmatrizen der Interferenz und des Rauschens können über

$$(R)_{st} = (R)_I + (R)_N \tag{4.21}$$

zu einer Kovarianzmatrix der Störungen zusammengefasst werden. Um SINR zu maximieren, muss der Vektor der Gewichtskoeffizienten wie folgt gewählt werden [Lit96]:

$$(w)_{\text{opt}} = \frac{(R)_{st}^{-1}(\Lambda)(B)_S}{\left|(R)_{st}^{-1}(\Lambda)(B)_S\right|} \text{-} \qquad \textbf{(4.22)}$$

Man sieht also, dass der Vektor der optimalen Gewichtskoeffizienten dadurch gewonnen wird, dass man den Vektor $(\Lambda)(B)_S$ mit der Inversen der Kovarianzmatrix der Störungen multipliziert und den Betrag auf Eins normiert. $(\Lambda)(B)_S$ beschreibt die Beiträge der einzelnen Moden zum Empfang des erwünschten Signals unter Berücksichtigung der Anpassung. Setzt man Gleichung (4.22) in Gleichung (4.18) für die empfangene Signalleistung ein, ergibt sich

$$P_{S,\text{opt}} = \left| \frac{(B)_S^{+}(\Lambda)^{*}(R)_{st}^{-1}(\Lambda)(B)_S}{(R)_{st}^{-1}(\Lambda)(B)_S} \right|^2 . \qquad \textbf{(4.23)}$$

Das Ergebnis für die empfangene Signalleistung ist vom Einfallsrichtungsspektrum des erwünschten Signals, von der Kovarianzmatrix der Störungen und von Antenneneigenschaften abhängig. Die Antenneneigenschaften gehen auf zwei verschiedene Wege in Gleichung (4.23) ein. Der Satz der N Modenrichtcharakteristiken $\vec{c}_{[n]}(\theta,\varphi)$ bildet das einfallende Richtungsspektrum des Signals auf den Vektor (B) ab, und die Anpassung der Moden an die Lastimpedanz beeinflusst über (Λ) die empfangene Signalleistung.

Im Folgenden sollen einige Sonderfälle diskutiert werden.

Im ersten Sonderfall wird angenommen, dass die Interferenz vernachlässigbar ist und alle Diagonalelemente der Kovarianzmatrix des Rauschens den gleichen Wert haben. Dann ist die Kovarianzmatrix $(R)_{st}$ der Störungen durch das Produkt einer Einheitsmatrix mit einem Skalar gegeben. Damit wird aus Gleichung (4.22)

$$(w)_{\text{opt},1} = \frac{(\Lambda)(B)_S}{\left|(\Lambda)(B)_S\right|}, \qquad \textbf{(4.24)}$$

und aus Gleichung (4.23)

$$P_{S,\text{opt},1} = \left|(\Lambda)(B)_S\right|^2 = \sum_{n=1}^{N} \left|\Lambda_{[n]}\right|^2 \left|B_{n,S}\right|^2 . \qquad \textbf{(4.25)}$$

Gleichung (4.25) verdeutlicht die Gewinnreduktion

$$\xi_{BF} = \frac{\sum_{n=1}^{N} \left|\Lambda_{[n]}\right|^2 \left|B_{n,S}\right|^2}{\sum_{n=1}^{N} \left|B_{n,S}\right|^2} \qquad (4.26)$$

bei der adaptiven Keulenformung durch Fehlanpassung der Moden.

Beim zweiten betrachteten Sonderfall wird angenommen, dass neben dem kohärenten Einfallsrichtungsspektrum des Signals ein zweites kohärentes Einfallsrichtungsspektrum einer einzelnen Interferenzquelle existiert. Diese führen auf $(B)_S$ und $(B)_I$. Die räumliche Korrelation der beiden Einfallsrichtungsspektren kann durch Einführung des Winkels α_{SI} entsprechend

$$\cos(\alpha_{SI}) = \frac{\left|(B)_I^+ (\Lambda)^* (\Lambda)(B)_S\right|}{\left|(\Lambda)(B)_I\right|\left|(\Lambda)(B)_S\right|} \qquad (4.27)$$

beschrieben werden. Falls das Rauschen von der Interferenz dominiert wird, ist näherungsweise derjenige Satz von Gewichtskoeffizienten optimal, der den Beitrag der Interferenz vollständig unterdrückt, für den also

$$(w)_{\text{opt},2}^+ (\Lambda)(B)_I = 0 \qquad (4.28)$$

gilt. Daraus folgt

$$(w)_{\text{opt},2} = \frac{(\Lambda)(B)_S}{\sin(\alpha_{SI})\left|(\Lambda)(B)_S\right|} - \frac{\left[(B)_I^+ (\Lambda)^* (\Lambda)(B)_S\right](\Lambda)(B)_I}{\sin(\alpha_{SI})\left|(\Lambda)(B)_S\right|\left|(\Lambda)(B)_I\right|^2} \qquad (4.29)$$

und für die Empfangsleistung des Signals

$$P_{S,\text{opt},2} = \left|(\Lambda)(B)_S\right|^2 \sin^2(\alpha_{SI}) = P_{S,\text{opt},1} \sin^2(\alpha_{SI}). \qquad (4.30)$$

Aus Gleichung (4.30) erkennt man, dass die Unterdrückung der Interferenz zu einer Absenkung der Empfangsleistung für das erwünschte Signal proportional zum Quadrat des Sinus des „Winkels“ zwischen den Einfallsrichtungsspektren von Signal und Interferenz ist. Im Fall räumlich unkorrelierter Einfallsrichtungsspektren wird dieser Winkel 90° und damit führt die Unterdrückung der Interferenz nicht zu einer Absenkung der Signalleistung.

4.2 Eigenschaften kompakter Mehrtorantennen

4.2.1 Beschreibung von Zweitorantennen

Um die mit dem Einsatz kompakter Mehrtorantennen in adaptiven Antennensystemen auftretenden Probleme herauszufinden, wird im Folgenden die einfachste Mehrtorantenne, nämlich eine symmetrische Zweitorantenne, betrachtet. Hinsichtlich der Abmessung einer solchen kompakten Zweitorantenne wird davon ausgegangen, dass sie sich auf einer Plattform befindet, welche normalerweise nur für eine Eintorantenne ausreicht. Der Elementabstand a wird deshalb in einem Bereich deutlich unterhalb von $\lambda/2$ liegen.

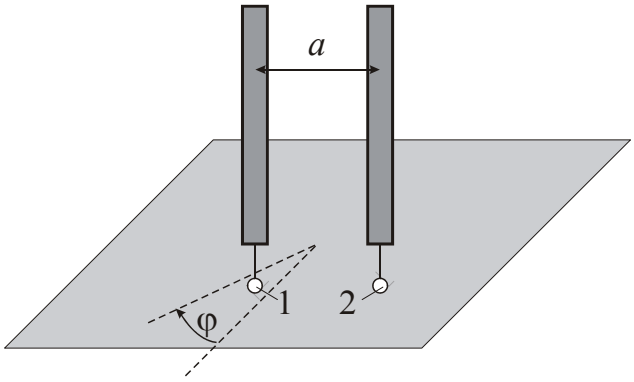


Abbildung 4-4: Schematische Darstellung einer Zweitorantenne

Die Impedanzmatrix einer symmetrischen Zweitorantenne bestehend aus zwei gleichen Antennenelementen lautet nach Kapitel 3

$$[Z] = \begin{pmatrix} Z_{11} & Z_{12} \\ Z_{21} & Z_{22} \end{pmatrix} \qquad \textbf{(4.31)}$$

und die Admittanzmatrix

$$[Y] = \begin{pmatrix} Y_{11} & Y_{12} \\ Y_{21} & Y_{22} \end{pmatrix}. \qquad \textbf{(4.32)}$$

Aufgrund der Symmetrie und Reziprozität gilt

- $Z_{11} = Z_{22}$ bzw. $Y_{11} = Y_{12}$
- und $Z_{12} = Z_{21}$ bzw. $Y_{12} = Y_{21}$.

Die Umrechnungen zwischen den Elementen beider Matrizen erfolgen gemäß $[Z]=[Y]^{-1}$ zu

$$Y_{11}=\frac{Z_{11}}{Z_{11}^2-Z_{12}^2} \qquad \textbf{(4.33)}$$

und

$$Y_{12}=\frac{-Z_{12}}{Z_{11}^2-Z_{12}^2}. \qquad \textbf{(4.34)}$$

Daraufhin findet man zwei Ersatzschaltbilder (T- und π-Ersatzschaltbild) einer Zweitorantenne in Bezug auf die beiden Matrizendarstellungen (siehe Abbildung 4-5).

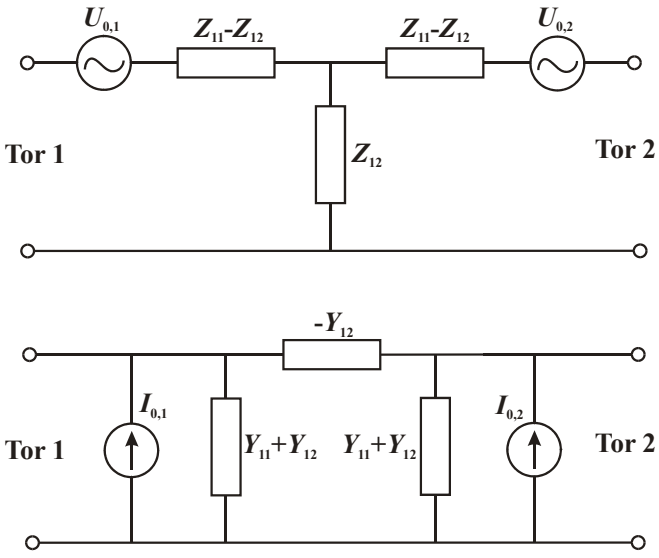


Abbildung 4-5: T-Ersatzbild (oben) und π-Ersatzschaltbild (unten) einer Zweitorantenne

Die Eigenmodendarstellung der symmetrischen Zweitorantenne entspricht der Gleichtakt- (das tiefgestellte *e*) und Gegentaktbetrachtung (das tiefgestellte *d*) in der Netzwerktheorie. Die Eigenvektoren der Impedanz- bzw. Admittanzmatrix sind nämlich

$$\vec{V}_e=\frac{1}{\sqrt{2}}\begin{pmatrix}1\\1\end{pmatrix} \quad \text{und} \quad \vec{V}_d=\frac{1}{\sqrt{2}}\begin{pmatrix}1\\-1\end{pmatrix}, \qquad \textbf{(4.35)}$$

welche jeweils den beiden Moden – Gleichtakt- (even) und Gegentaktmode (odd) – zugeordnet sind. Die zugehörigen Eigenwerte

$$\begin{aligned} z_e &= Z_{11}+Z_{12} \\ z_d &= Z_{11}-Z_{12} \end{aligned} \qquad \textbf{(4.36)}$$

der Impedanzmatrix und

$$\begin{aligned} y_e &= Y_{11} + Y_{12} \\ y_d &= Y_{11} - Y_{12} \end{aligned} \qquad \textbf{(4.37)}$$

der Admittanzmatrix sind die Eingangsimpedanzen bzw. -admittanzen jeweiliger Moden. Die Zweitorantenne kann also durch zwei entkoppelte Einzelantennen (Moden) wie in Abbildung 4-6 ersetzt werden.

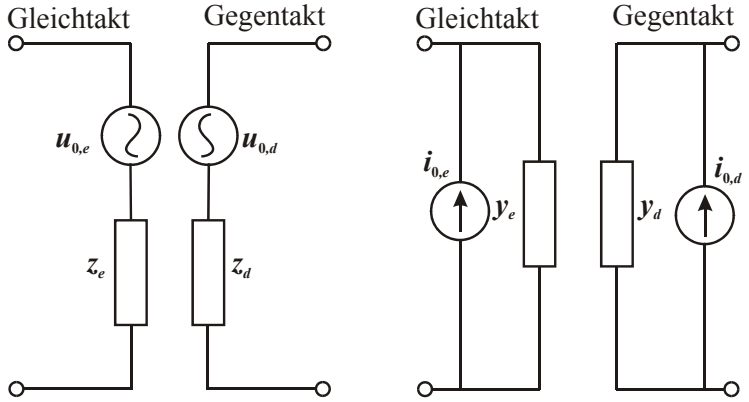


Abbildung 4-6: Eigenmodendarstellung der Zweitorantenne mit Modenleerlaufspannungen u_0 und Eingangsimpedanzen z (links) oder mit Modenkurzschlussströmen i_0 und Eingangsadmittanzen y (rechts)

Die Modenleerlaufspannungen $u_{0,e}$ und $u_{0,d}$ lassen sich nach Gleichung (3.63) aus den Torleerlaufspannungen $U_{0,1}$ und $U_{0,2}$ ausrechnen:

$$\begin{aligned} u_{0,e} &= \frac{1}{\sqrt{2}}\left(U_{0,1} + U_{0,2}\right) \\ u_{0,d=} &\frac{1}{\sqrt{2}}\left(U_{0,1} - U_{0,2}\right) \end{aligned} \qquad \textbf{(4.38)}$$

Es gilt auch für die Modenkurzschlussströme $i_{0,e}$ und $i_{0,d}$

$$\begin{aligned} i_{0,e} &= \frac{1}{\sqrt{2}}\left(I_{0,1} + I_{0,2}\right) \\ i_{0,d} &= \frac{1}{\sqrt{2}}\left(I_{0,1} - I_{0,2}\right) \end{aligned} \qquad \textbf{(4.39)}$$

Die Beziehung zwischen den Modenrichtcharakteristiken der beiden Eigenmoden und denen der beiden Toren erhält man zu

$$\begin{aligned} \vec{c}_1(\theta,\varphi) &= \frac{1}{\sqrt{2}}\left[\vec{c}_e(\theta,\varphi) + \vec{c}_d(\theta,\varphi)\right] \\ \vec{c}_2(\theta,\varphi) &= \frac{1}{\sqrt{2}}\left[\vec{c}_e(\theta,\varphi) - \vec{c}_d(\theta,\varphi)\right] \end{aligned} \qquad \textbf{(4.40)}$$

4.2.2 Modenimpedanzen bei kompakten Mehrtorantennen

Wie bereits aus Abschnitt 3.1 bekannt ist, hat die Reduzierung des Elementabstands vor allem eine große Elementverkopplung zur Folge. Die zunehmende Elementverkopplung stellt sich in den konventionellen Matrizendarstellungen in Form von betragsmäßig ansteigenden Nebendiagonalelementen Z_{mn} bzw. Y_{mn} (mit $m \neq n$) dar (siehe auch Abbildung 3-3).

Die Eigenmodendarstellung der Mehrtorantennen bietet eine andere Perspektive zur Untersuchung des Verkopplungsproblems. In Gegenwart der Elementverkopplung weichen die Eingangsimpedanzen bzw. -admittanzen einzelner Moden voneinander ab. Im folgenden Bild ist der Verlauf der Modenimpedanzen in Abhängigkeit vom Elementabstand a dargestellt. Dabei handelt es sich um eine Zweitorantenne bestehend aus zwei parallelen idealen $\lambda/4$-Monopolantennen.

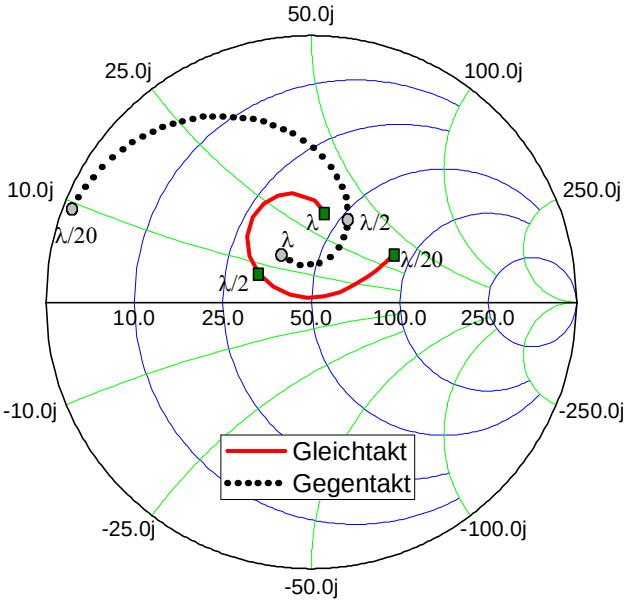


Abbildung 4-7: Verlauf der Modenimpedanzen einer Zweitorantenne bestehend aus zwei parallelen idealen $\lambda/4$-Monopolantennen in Abhängigkeit vom Elementabstand a

In Abbildung 4-7 ist gezeigt, dass die beiden Moden bei relativ großen Elementabständen über eine fast gleiche Eingangsimpedanz verfügen. Verringert sich der Elementabstand a kontinuierlich, so wird der Unterschied zwischen den Eingangsimpedanzen beider Eigenmoden immer deutlicher. Für $a = \lambda/20$ beträgt z. B. die Eingangsimpedanz der Gleichtaktmode $86 + j34{,}5\,\Omega$, während die der Gegentaktmode nur einen Wert von $0{,}8 + j9{,}5\,\Omega$ hat. Dies bedeutet, dass in diesem Fall eine gleichzeitige Anpassung bei-

der Moden, was bei Elementabstand $a \geq \lambda/2$ noch annährend machbar ist, mit konventionellen Anpassungsmethoden nicht mehr möglich ist. Die Anpassungsfaktoren Λ_e und Λ_d beider Moden sind nach Gleichung (2.15) durch

$$\Lambda_e = \frac{2\sqrt{\mathrm{Re}\{Z\}\,\mathrm{Re}\{z_e\}}}{Z + z_e}$$
$$\Lambda_d = \frac{2\sqrt{\mathrm{Re}\{Z\}\,\mathrm{Re}\{z_d\}}}{Z + z_d} \qquad \textbf{(4.41)}$$

gegeben.

Die Unterschiedlichkeit zwischen $|\Lambda_e|^2$ und $|\Lambda_d|^2$ ist ein Maß für die Verkopplung zwischen verschiedenen Toren im Antennensystem. Im vorliegenden Beispiel von zwei Monopolantennen mit $a = \lambda/20$ ergeben sich $|\Lambda_e|^2$ und $|\Lambda_d|^2$ jeweils zu 0,874 und 0,060 für $Z = 50\,\Omega$.

4.2.3 Modenrichtcharakteristiken bei kompakten Mehrtorantennen

Modenrichtcharakteristiken verändern sich auch in Zusammenhang mit dem Elementabstand. Für die Zweitorantenne bestehend aus zwei Monopolelementen vom obigen Beispiel kann man die Modenrichtcharakteristik der Gleichtaktmode auf der φ-Ebene durch

$$\vec{c}_e(\pi/2,\varphi) \sim \cos\left(\frac{\pi a}{\lambda}\sin\varphi\right)\vec{e} \qquad \textbf{(4.42)}$$

und die der Gegentaktmode durch

$$\vec{c}_d(\pi/2,\varphi) \sim \sin\left(\frac{\pi a}{\lambda}\sin\varphi\right)\vec{e} \qquad \textbf{(4.43)}$$

näherungsweise angeben. Das Vorkommen des Elementabstands a in den beiden Ausdrücken deutet auf die Abhängigkeit der Richtcharakteristiken von a hin. Falls a weit unter $\lambda/2$ liegt, lassen sich $\vec{c}_e(\pi/2,\varphi)$ und $\vec{c}_d(\pi/2,\varphi)$ weiter vereinfachen zu

$$\vec{c}_e(\pi/2,\varphi) \sim \vec{e} \qquad \textbf{(4.44)}$$

und

$$\vec{c}_d(\pi/2,\varphi) \sim \sqrt{2}\sin\varphi\vec{e}\,. \qquad \textbf{(4.45)}$$

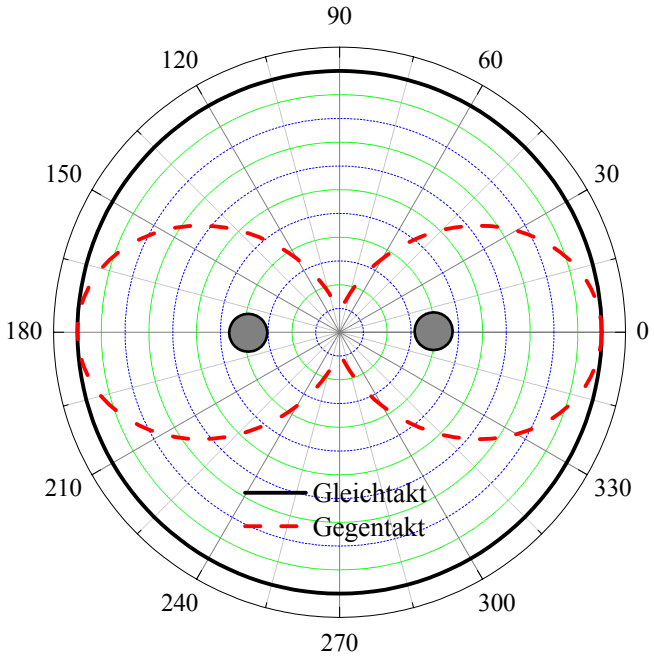


Abbildung 4-8: Richtdiagramme der Gleichtakt- und Gegentaktmode einer Mehrtorantenne bestehend aus zwei parallelen idealen Monopolantennen für Elementabstand *a* viel kleiner als *λ*/2 ($|\vec{c}_e(\pi/2,\varphi)|/D_e$ und $|\vec{c}_a(\pi/2,\varphi)|/D_a$)

Die wichtigste Erkenntnis aus der obigen Betrachtung ist, dass eine Mehrtorantenne immer so viele verschiedene Modenrichtcharakteristiken wie die Anzahl der Eigenmoden liefert, selbst wenn die Antennenelemente sehr nah zueinander sind.

4.2.4 Effektive Torrichtcharakteristiken bei kompakten Mehrtorantennen

4.2.4.1 Effektive Torrichtcharakteristiken

Die effektiven Torrichtcharakteristiken einer Mehrtorantenne lassen sich wie in Abschnitt 3.5 beschrieben über die effektiven Modenrichtcharakteristiken bestimmen. Für eine Zweitorantenne erhält man z. B. die effektiven Modenrichtcharakteristiken beider Moden nach Gleichung (3.53) zu

$$\vec{C}_e(\theta,\varphi) = \Lambda_e \vec{c}_e(\theta,\varphi) \qquad (4.46)$$

und

$$\vec{C}_d(\theta,\varphi) = \Lambda_d \vec{c}_d(\theta,\varphi), \qquad (4.47)$$

womit sich die beiden effektiven Torrichtcharakteristiken zu

$$\begin{aligned}\vec{C}_1(\theta,\varphi) &= \frac{1}{\sqrt{2}}\left[\vec{C}_e(\theta,\varphi)+\vec{C}_d(\theta,\varphi)\right] \\ &= \frac{1}{\sqrt{2}}\left[\Lambda_e\vec{c}_e(\theta,\varphi)+\Lambda_d\vec{c}_d(\theta,\varphi)\right]\end{aligned} \qquad \textbf{(4.48)}$$

und

$$\begin{aligned}\vec{C}_2(\theta,\varphi) &= \frac{1}{\sqrt{2}}\left[\vec{C}_e(\theta,\varphi)-\vec{C}_d(\theta,\varphi)\right] \\ &= \frac{1}{\sqrt{2}}\left[\Lambda_e\vec{c}_e(\theta,\varphi)-\Lambda_d\vec{c}_d(\theta,\varphi)\right]\end{aligned} \qquad \textbf{(4.49)}$$

errechnen.

Für die Beispielmehrtorantenne mit $a = \lambda/20$ hat man daher

$$\vec{C}_1(\theta,\varphi) = \frac{1}{\sqrt{2}}\left[(0{,}91-j0{,}23)\vec{c}_e(\theta,\varphi)+(0{,}24-j0{,}045)\vec{c}_d(\theta,\varphi)\right] \qquad \textbf{(4.50)}$$

und

$$\vec{C}_2(\theta,\varphi) = \frac{1}{\sqrt{2}}\left[(0{,}91-j0{,}23)\vec{c}_e(\theta,\varphi)-(0{,}24-j0{,}045)\vec{c}_d(\theta,\varphi)\right]. \qquad \textbf{(4.51)}$$

4.2.4.2 Gewinnreduktion an Toren und Korrelation zwischen effektiven Torrichtcharakteristiken

Der Gewinnreduktionsfaktor wird nur dann Eins betragen, wenn die Anpassungsfaktoren aller Moden betragsmäßig auch Eins sind. Diese Bedingung ist jedoch bei kompakten Mehrtorantennen wegen des Unterschiedes von Modenimpedanzen (siehe Abschnitt 4.2.2) ohne besondere Maßnahmen nicht erfüllbar. Die Gewinnreduktion an den Toren einer kompakten Mehrtorantenne ist daher normalerweise nicht vermeidbar. Für die Beispielmehrtorantenne mit $a = \lambda/20$ errechnet sich der Gewinnreduktionsfaktor an den beiden Toren nach Gleichung (3.57) zu 0,422.

Als Nächstes wird untersucht, wie sich die Korrelation zwischen effektiven Torrichtcharakteristiken verhält, wenn sich der Elementabstand verringert. Für eine Zweitorantenne ist die Korrelation zwischen den beiden effektiven Torrichtcharakteristiken nach Gleichung (3.58) durch

$$\cos\alpha_{12} = \frac{\left|\Lambda_e\right|^2 - \left|\Lambda_d\right|^2}{\left|\Lambda_e\right|^2 + \left|\Lambda_d\right|^2} \qquad \textbf{(4.52)}$$

gegeben.

In der nachfolgenden Abbildung ist $\cos\alpha_{12}$ als Funktion des Elementabstands *a* für die Beispielmehrtorantenne dargestellt, wobei die beiden Tore mit einer willkürlich ausgesuchten Lastimpedanz von 50 Ω abgeschlossen sind. Es ist deutlich zu erkennen, dass die Korrelation zwischen den beiden effektiven Torrichtcharakteristiken mit abnehmenden Elementabständen monoton steigt. Für $a = \lambda/20$ ist $\cos\alpha_{12} = 0{,}87$. Da die Korrelation zwischen Signalen mit der Korrelation zwischen effektiven Torrichtcharakteristiken zusammenhängt, müssen die Empfangssignale aus Tor 1 und Tor 2 der Beispielantenne bei kleineren Elementabständen miteinander sehr stark korreliert sein. Diese vorläufige Schlussfolgerung stimmt mit der aus vielen Literaturen bekannten allgemeinen Behauptung [Jan02, Özd03], dass die starke Elementverkopplung die entsprechend starke Korrelation zwischen Signalen verursacht, überein.

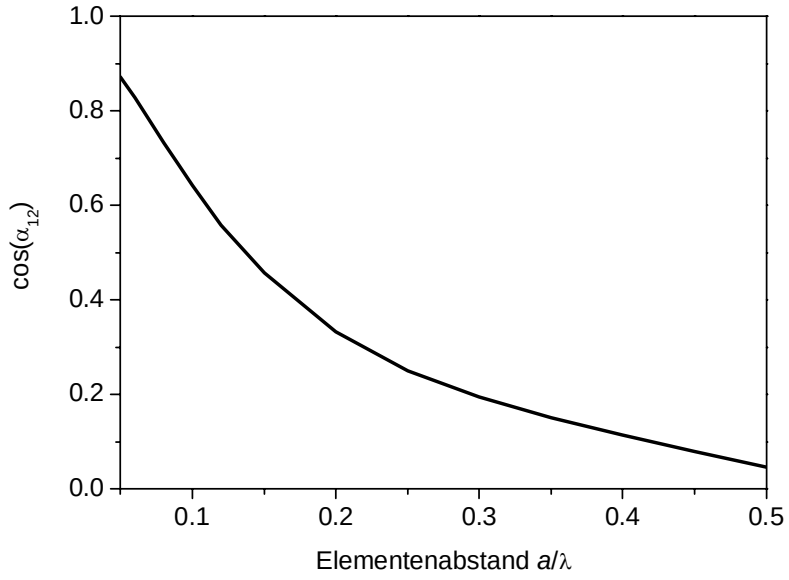


Abbildung 4-9: Korrelation zwischen den beiden effektiven Torrichtcharakteristiken einer Zweitorantenne bestehend aus zwei parallelen idealen Monopolantennenelementen als Funktion des Elementabstandes *a*. Die beiden Antennentore sind dabei mit 50 Ω abgeschlossen.

Die nähere Betrachtung der Gleichung (4.52) bringt jedoch die Kenntnis, dass die Korrelation zwischen effektiven Torrichtcharakteristiken eine Funktion der Anpassungsfaktoren einzelner Moden ist. Unabhängig davon, ob die Elementverkopplung existiert o-

der nicht, wird die Korrelation zwischen den effektiven Torrichtcharakteristiken zu null, falls die Bedingung

$$|\Lambda_e| = |\Lambda_d| \qquad \textbf{(4.53)}$$

erfüllt ist.

Der Anpassungsfaktor ist nach Gleichung (4.41) wiederum von der Eingangsimpedanz der nachfolgenden Schaltung (hier im Empfangsbetrieb von der Lastimpedanz Z_L) abhängig. Durch Auflösen der Gleichung (4.53) kann man immer einige Größen der Lastimpedanz Z_L finden, mit denen für einen gewissen Elementabstand $\cos\alpha_{12} = 0$ ist. Es wird dabei in Kauf genommen, dass keine der beiden Moden leistungsmäßig ideal angepasst wird. Das bedeutet, dass die vollständige Dekorrelation der Signale durch gezielte Fehlanpassung einzelner Moden erreicht werden kann, jedoch isr diese Maßnahme unvermeidlich mit der Reduktion des Antennengewinns verbunden.

Aus Gleichung (4.53) folgt

$$\Lambda_e = \Lambda_d e^{j\gamma} \qquad \textbf{(4.54)}$$

und weiter mit Gleichung (4.41)

$$\frac{2\sqrt{\mathrm{Re}\{Z_L\}\,\mathrm{Re}\{z_e\}}}{Z_L + z_e} = \frac{2\sqrt{\mathrm{Re}\{Z_L\}\,\mathrm{Re}\{z_d\}}}{Z_L + z_d} e^{j\gamma}. \qquad \textbf{(4.55)}$$

Die Lastimpedanz, mit der die Bedingung $\cos\alpha_{12} = 0$ bei einem vorgegebenen Elementabstand erfüllt wird, errechnet sich dann zu

$$Z_L = \frac{z_d\sqrt{\mathrm{Re}(z_e)} - z_e\sqrt{\mathrm{Re}(z_d)}e^{j\gamma}}{\sqrt{\mathrm{Re}(z_d)}e^{j\gamma} - \sqrt{\mathrm{Re}(z_e)}}. \qquad \textbf{(4.56)}$$

γ ist dabei beliebig, solange $\mathrm{Re}(Z_L) \geq 0$ ist.

Der Gewinnreduktionsfaktor ist auch eine Funktion der Anpassungsfaktoren einzelner Moden. Für die Beispielmehrtorantenne mit zwei Toren ergibt sich der Gewinnreduktionsfaktor zu

$$\xi_1 = \xi_2 = \frac{1}{2}\left(|\Lambda_e|^2 + |\Lambda_d|^2\right). \qquad \textbf{(4.57)}$$

Die aus Gleichung (4.56) herausgefundenen Werte für Z_L führen zu unterschiedlichen Anpassungsfaktoren und dementsprechend auch zu unterschiedlichen Gewinnreduktionsfaktoren. Der davon optimale Wert für Z_L ist der, mit dem Gleichung (4.57) maximiert wird. Um diese optimale Lastimpedanz zu bestimmen, muss man nur herausfinden, mit welcher Lastimpedanz Z_L $\left|\Lambda_e\right|^2$ oder $\left|\Lambda_d\right|^2$ maximiert werden. Es gilt nach Gleichung (4.41)

$$\left|\Lambda_e\right|^2 = \frac{4\,\mathrm{Re}(Z_L)\,\mathrm{Re}(z_e)}{\left|z_e + Z_L\right|^2}. \qquad \textbf{(4.58)}$$

Setzt man Gleichung (4.56) in Gleichung (4.58) ein, so ergibt sich $\left|\Lambda_e\right|^2$ zu

$$\frac{4\,\mathrm{Re}\left[\sqrt{\mathrm{Re}(z_e)\,\mathrm{Re}(z_d)}\left(z_d e^{j\gamma} + z_e e^{j\gamma}\right) - z_d\,\mathrm{Re}(z_e) - z_e\,\mathrm{Re}(z_d)\right]}{\left|z_d - z_e\right|^2}. \qquad \textbf{(4.59)}$$

Da z_e und z_d für einen vorgegebenen Elementabstand konstant bleiben, so vereinfacht sich die Maximierung von $\left|\Lambda_e\right|^2$ zu

$$\max\left\{\mathrm{Re}\left(z_d e^{-j\gamma} + z_e e^{j\gamma}\right)\right\}. \qquad \textbf{(4.60)}$$

Mit $e^{j\gamma} = \cos\gamma + j\sin\gamma$ erhält man

$$\begin{aligned}\mathrm{Re}\left(z_d e^{-j\gamma} + z_e e^{j\gamma}\right) &= \left[\mathrm{Re}(z_e) + \mathrm{Re}(z_d)\right]\cos\gamma + \left[\mathrm{Im}(z_d) - \mathrm{Im}(z_e)\right]\sin\gamma \\ &= \left|z_d + z_e^*\right|\sin\left(\frac{\pi}{2} + \gamma - \arg\left(z_d + z_e^*\right)\right)\end{aligned}. \qquad \textbf{(4.61)}$$

$\mathrm{Re}\left(z_d e^{-j\gamma} + z_e e^{j\gamma}\right)$ wird maximal, wenn

$$\sin\left(\frac{\pi}{2} + \gamma - \arg\left(z_d + z_e^*\right)\right) = 1 \qquad \textbf{(4.62)}$$

ist. Damit bekommt man die optimale γ_{opt}

$$\gamma_{\mathrm{opt}} = \arg\left(z_e^* + z_d\right). \qquad \textbf{(4.63)}$$

Die optimale Lastimpedanz Z_L kann nun durch

$$Z_{L,\mathrm{opt}} = \frac{z_d\sqrt{\mathrm{Re}(z_e)} - z_e\sqrt{\mathrm{Re}(z_d)}e^{j\gamma_{\mathrm{opt}}}}{\sqrt{\mathrm{Re}(z_d)}e^{j\gamma_{\mathrm{opt}}} - \sqrt{\mathrm{Re}\left(z_e\right)}} \qquad \textbf{(4.64)}$$

berechnet werden.

Für die Beispielmehrtorantenne mit $a = \lambda/20$ erhält man $Z_{L,\mathrm{opt}} = 8,63 - j9,73\,\Omega$, und der Gewinnreduktionsfaktor ξ beträgt in diesem Fall 0,31.

4.2.4.3 Verfügbarer Raum von Richtcharakteristiken

In Abschnitt 3.3 wurde gezeigt, dass die Richtcharakteristiken einer Mehrtorantenne im Sinne der Funktionalanalysis als Elemente eines unitären linearen Raums angesehen werden können. Man kann demnach die zueinander orthogonalen Modenrichtcharakteristiken als eine orthogonale Basis eines mehrdimensionalen Raums $\mathfrak{M}_{MTA}$ vorgestellt werden.

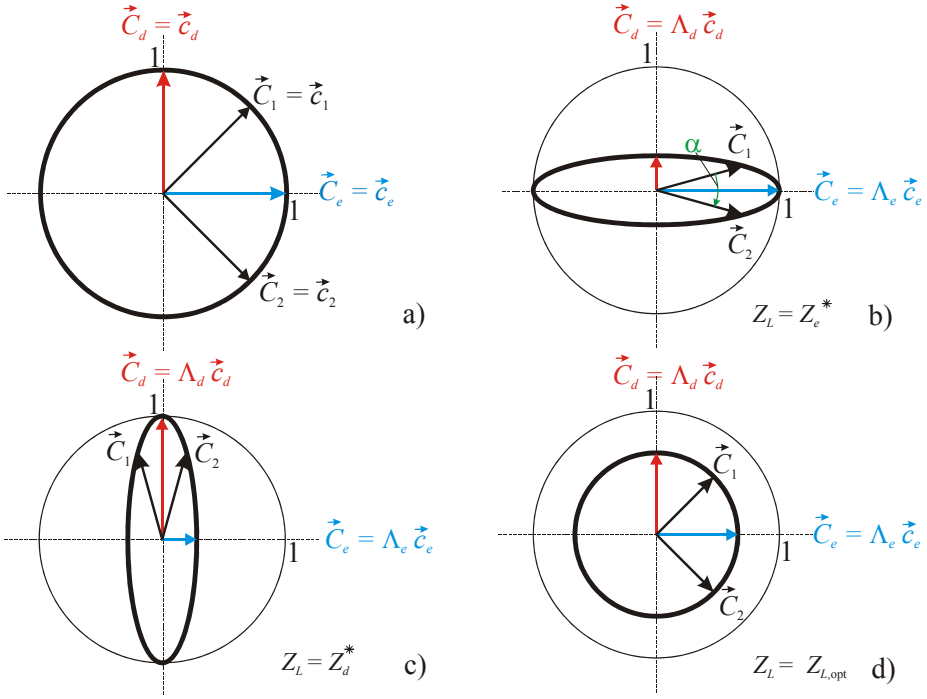


Abbildung 4-10: Der verfügbare Raum von Richtcharakteristiken einer Zweitorantenne, a) wenn beide Moden simultan ideal angepasst sind. Die beiden effektiven Torrichtcharakteristiken sind in diesem Fall unkorreliert und besitzen die Norm 1 (keine Gewinnreduktion); b) wenn nur die Gleichtaktmode ideal angepasst ist. Die beiden effektiven Torrichtcharakteristiken sind partiell korreliert, und die Norm ist kleiner als 1 (Gewinnreduktion); c) wenn nur die Gegentaktmode ideal angepasst ist. Die beiden effektiven Torrichtcharakteristiken sind partiell korreliert, und die Norm ist kleiner als 1 (Gewinnreduktion); d) wenn die Lastimpedanz Z_L=$Z_{L,\mathrm{opt}}$ ist. Die beiden effektiven Torrichtcharakteristiken sind orthogonal (unkorreliert), jedoch mit einer Norm < 1, d. h. mit Gewinnreduktion.

Für die in diesem Abschnitt betrachtete Zweitorantenne bilden die beiden Modenrichtcharakteristiken eine orthogonale Basis des zweidimensionalen Raums von Richtcharakteristiken. Dieser zweidimensionale Raum der Richtcharakteristiken kann gemäß Abbildung 4-10 mit Hilfe eines zweidimensionalen euklidschen Raums illustriert werden. Die Länge eines Vektors im zweidimensionalen euklidschen Raum ergibt sich aus der Norm der Richtcharakteristik (siehe Gleichung (3.34)), also dem Gewinnreduktionsfaktor. Der Winkel zwischen zwei Vektoren ist entsprechend Gleichung (3.37) definiert und somit mit der Korrelation zwischen den zugehörigen Richtcharakteristiken verknüpft.

Die Menge der verfügbaren effektiven Richtcharakteristiken wird durch Gleichung (4.7) mit Gleichung (4.6) als Nebenbedingung definiert.

Im Idealfall würden sowohl Gleich- als auch Gegentaktmode angepasst sein, d. h. es würde $\Lambda_e = \Lambda_d = 1$ gelten. Dann sind die beiden Torrichtcharakteristiken $\vec{C}_1$ und $\vec{C}_2$ zueinander orthogonal (unkorreliert), und ihr Gewinnreduktionsfaktor ist Eins. In Abbildung 4-10 werden sie also durch zwei aufeinander senkrecht stehende Vektoren mit der Länge Eins repräsentiert. Da alle möglichen Richtcharakteristiken Linearkombinationen dieser beiden Vektoren sind und die Summe der Betragsquadrate der Gewichtskoeffizienten Eins ist, liegen die Vektoren aller verfügbaren Richtcharakteristiken wie in Abbildung 4-10a gezeigt auf dem Einheitskreis.

Falls man nicht in der Lage ist, alle Moden simultan anzupassen, liegen die der Menge der verfügbaren Richtcharakteristiken zugeordneten Vektoren mit ihren Spitzen nicht mehr auf dem Einheitskreis. Bei einer Zweitorantenne kann man also entweder nur eine der beiden Moden leistungsmäßig vollständig anpassen oder beide Moden gleichzeitig fehlanpassen. Entscheidet man sich z. B. für die vollständige Leistungsanpassung der Gleichtaktmode, so wählt man eine Lastimpedanz Z_L gleich der konjugiert Komplexen der Modenimpedanz der Gleichtaktmode. In diesem Fall gilt $\Lambda_e = 1$, sodass der zur effektiven Modenrichtcharakteristik der Gleichtaktmode zugeordnete Vektor die Länge Eins hat. Jedoch muss man hinnehmen, dass die Länge des Vektors der Modenrichtcharakteristik der Gegentaktmode wegen Fehlanpassung auf $|\Lambda_d| < 1$ reduziert wird. Die Menge aller verfügbaren Richtcharakteristiken wird durch die Menge von Vektoren repräsentiert, welche gemäß Abbildung 4-10b mit ihren Spitzen auf einer Ellipse mit

den Halbachsen 1 und $|\Lambda_d| < 1$ liegen. Demzufolge ist die Modenrichtcharakteristik der Gleichtaktmode die Einzige von allen möglichen Richtcharakteristiken der Zweitorantenne mit voller Länge. Die beiden effektiven Torrichtcharakteristiken $\vec{C}_1$ und $\vec{C}_2$ stehen nicht mehr senkrecht aufeinander, d. h. sie sind teilweise korreliert. Ferner ist die Länge der zu den Torrichtcharakteristiken zugeordneten Vektoren kleiner als Eins, d. h. es tritt eine Gewinnreduktion auf.

Falls man (anstelle der Gleichtaktmode) die Gegentaktmode anpasst, erhält man analoge Verhältnisse, welche in Abbildung 4-10c dargestellt sind.

Abbildung 4-10d zeigt den Sonderfall einer Lastimpedanz Z_L, die mit der in Abschnitt 4.2.4.2 abgeleiteten Lastimpedanz $Z_{L,\mathrm{opt}}$ übereinstimmt. Dadurch bekommt man zwei zueinander orthogonale effektive Torrichtcharakteristiken, jedoch man kann anhand der Längen der zu den beiden effektiven Torrichtcharakteristiken zugehörigen Vektoren erkennen, dass die Gewinnreduktion an den Toren nicht zu vermeiden ist.

4.2.5 Superdirektivität

Zur Charakterisierung der „Steilheit“, mit der sich Amplitude und/oder Phase einer Richtcharakteristik mit dem Winkel ändern, wird hier die Winkelselektivität Θ einer Richtcharakteristik eingeführt. Für den Fall, dass die Betrachtung auf die φ-Ebene beschränkt ist, kann die Winkelselektivität Θ durch

$$\Theta = \frac{\left| d\,\vec{c}\,(\theta,\varphi)/d\,\varphi \right|_{\max}}{\left| \vec{c}\,(\theta,\varphi) \right|_{\max}} \qquad \textbf{(4.65)}$$

definiert werden [Lit96].

Die Winkelselektivität kann zur Beschreibung der einzelnen Modenrichtcharakteristiken als auch zur Beschreibung der mit Hilfe des digitalen Keulenformers erzeugten Richtcharakteristik herangezogen werden. Da im letzteren Fall die Winkelselektivität eine Funktion der gewählten Gewichtskoeffizienten ist, ist es sinnvoll, den Begriff der höchsten verfügbaren Winkelselektivität Θ_{verf} einer adaptiven Mehrtorantenne einzuführen. So ergibt sich z. B. bei SDMA die kleinste Winkeldifferenz, bei der eine Trennung von Gleichkanalteilnehmern zu realisieren ist, aus der verfügbaren Winkelselektivität Θ_{verf} des Systems. Für die Antennenbetriebsmode mit einer Rundrichtcharakteristik wird die Winkelselektivität Θ zu null.

Mit Hilfe der Winkelselektivität Θ kann außerdem den Eigenmoden einer Mehrtorantenne eine Ordnung zugewiesen werden. Damit kann man die Moden in der Reihenfolge ihrer Winkelselektivität $\Theta_{[n]}$ ordnen, wobei die Mode mit höchster Ordnung die höchste Winkelselektivität aufweist $\Theta_{[N]}$. Im vorliegenden Beispiel erhält man mit den Gleichungen (4.42) und (4.43) die Winkelselektivitäten für $a \le \lambda/2$ jeweils für die Gleichtakt- und Gegentaktmode zu

$$\Theta_e \approx \frac{\pi}{\sqrt{2}} \frac{a}{\lambda} \sin\left(\frac{\pi}{\sqrt{2}} \frac{a}{\lambda} \right) \qquad \textbf{(4.66)}$$

und

$$\Theta_d \approx \frac{\pi a/\lambda}{\left| \sin\left(\pi a/\lambda \right) \right|} \quad . \qquad \textbf{(4.67)}$$

Für $a/\lambda << 0,5$ strebt die Winkelselektivität der Gleichtaktmode mit $\left(\pi a/\sqrt{2}\lambda \right)^2$ gegen Null (omnidirektional), während die Winkelselektivität der Gegentaktmode gegen Eins strebt. Daher ist im Bereich $a \le \lambda/2$ die Gegentaktmode in der Rangordnung höher als die Gleichtaktmode.

Die verfügbare Winkelselektivität Θ_{verf} einer Mehrtorantenne ist vom Verhältnis ihrer geometrischen Linearabmessung zur Freiraumwellenlänge abhängig und wird durch die Winkelselektivität der Mode höchster Ordnung bestimmt:

$$\Theta_{verf} \approx \Theta_{[N]} . \qquad \textbf{(4.68)}$$

Für konventionelle (keine Superdirektivität) Antennen wird die verfügbare Winkelselektivität bei gegebener Gesamtabmessung *L* durch folgende Gleichung nach oben

$$\Theta_{verf} \frac{\lambda}{L} \le \pi \qquad \textbf{(4.69)}$$

beschränkt. Anhand der Beispielmehrtorantenne wird aus Gleichung (4.69) festgestellt, dass diese Bedingung mit $L \approx a$ im Bereich $a \le 0,5\lambda$ bei der Gleichtaktmode für alle Elementabstände eingehalten wird, während sie für die Gegentaktmode verletzt wird. Die Winkelselektivität Θ_d wird bei Elementabständen kleiner als eine halbe Freiraumwellenlänge größer als der nach Gleichung (4.69) mögliche Wert. Damit liegt bei der Gegentaktmode für einen Elementabstand deutlich kleiner als $\lambda/2$ superdirektives Ver-

halten vor. Die Superdirektivität [Han98, Hel61, New78] zeichnet sich dadurch aus, dass ein Richtfaktor erreicht wird, der bei einer Mehrtorantenne von gleicher elektrischer Größe im konventionellen Fall nicht zu erreichen ist. Bei superdirektivem Betrieb werden die Beiträge einzelner Antennenelemente selbst in der Hauptstrahlrichtung der Mehrtorantenne nicht nur konstruktiv, sondern auch teilweise destruktiv addiert. Ein wichtigstes Merkmal des superdirektiven Betriebs ist der 180°-Phasenunterschied der Anregungen zwischen dicht nebeneinander stehenden Antennenelementen. Dies bedeutet einen starken Anstieg der im Nahfeld der Antenne gespeicherten reaktiven Feldenergie relativ zur pro Periode abgestrahlten Leistung, also eine hohe Antennengüte (Strahlungsgüte). Durch Hinzufügen von zusätzlichen Elementen auf einer Plattform fester Größe werden höhere Antennenmoden gewonnen, welche superdirektive Eigenschaften besitzen. Eine kompakte Mehrtorantenne mit superdirektiven Eigenschaften steht also in puncto Richtwirkung einer konventionellen Mehrtorantenne mit gleicher Anzahl von Elementen nicht nach. Diese Eigenschaft wird jedoch auf Kosten einer hohen Antennengüte gewonnen.

In Abbildung 4-7 ist gezeigt, dass im Gegensatz zu der Gleichtaktmode (der Grundmode) der Realteil der Eingangsimpedanz bei der Gegentaktmode (der höheren Mode) bei engeren Elementabständen betragsmäßig viel kleiner als der Imaginärteil ist. Dies weist auf eine relativ hohe Antennengüte Q_{rad} hin [Fuj87]. Die Abhängigkeit der Antennengüte Q_{rad} vom Elementabstand a bei der Gegentaktmode für die Beispielmehrtorantenne ist in Abbildung 4-11 verdeutlicht. Die Antennengüte Q_{rad} steigt mit immer kleinerem Elementabstand a stark an. Dies hat nach Gleichung (2.40) eine immer geringere erreichbare relative Bandbreite bei der Gegentaktmode zur Folge. Eines der größten Nachteile bei superdirektivem Betrieb ist daher die sehr hohe Antennengüte Q_{rad}. Mit jeder neu gewonnenen Mode erhöht sich zwar die Zahl der Systemfreiheitsgrade bei digitaler Keulenformung, aber man muss mit zunehmender Schmalbandigkeit des Systems rechnen.

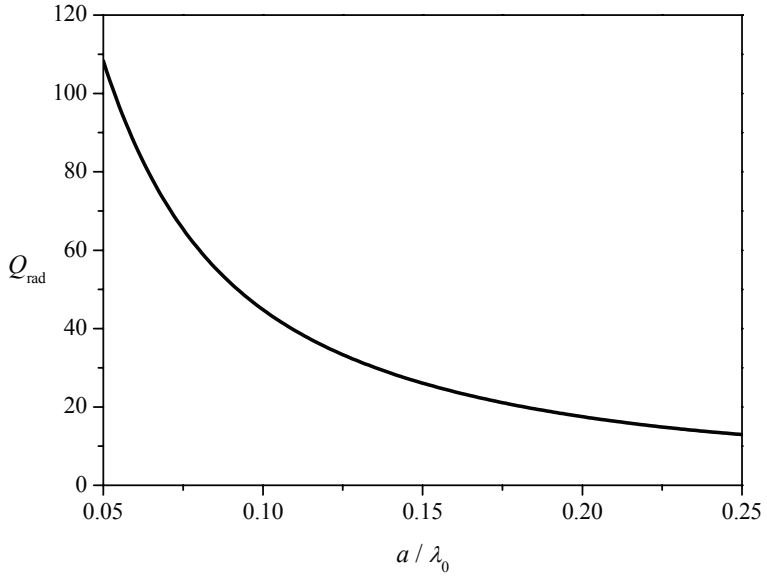


Abbildung 4-11: Antennengüte Q_{rad} der Gegentaktmode einer Zweitorantenne bestehend aus zwei parallelen idealen Monopolantennenelementen in Abhängigkeit vom Elementabstand a

4.3 Digitale Keulenformung mit kompakten Mehrtorantennen

4.3.1 Korrektur der Gewichtskoeffizienten bei digitaler Keulenformung

Zur Diskussion der Systemeigenschaften eines Subsystems aus einer kompakten Mehrtorantenne, parallelen Empfängerzweigen und einem digitalen Keulenformer kann man weiterhin mit großem Vorteil von der Modellierung über die Moden Gebrauch machen. Für konventionelle Mehrtorantennen geht man bei der Berechnung der Gewichtskoeffizienten meistens der Einfachheit halber davon aus, dass die Antennentore unverkoppelt sind. Dies bedeutet im Modenmodell, dass man von gleicher Anpassung für alle Moden ausgeht. Geht der Keulenformer von dieser Annahme aus, obwohl die Antennentore jedoch miteinander verkoppelt sind, so entsteht ein Fehler in Form einer verzerrten Richtcharakteristik. Dies lässt sich so erklären, dass die jeweilige Mode statt nur mit $w_{[n]}^{*}$ in der Realität mit $\Lambda_{[n]} w_{[n]}^{*}$ gewichtet wird. Dieser Verzerrungseffekt ist umso stärker, je stärker sich die Anpassungsfaktoren einzelner Moden voneinander unterscheiden. Dadurch entsteht beispielsweise das Problem ungenügender Interferenzunterdrückung, da die Null im Richtdiagramm unscharf bzw. an der falschen Stelle erzeugt wird. Diese Verzerrung der Richtcharakteristiken ist schon bei konventionellen Mehrtoran-

tennen vorhanden und besonders deutlich bei kompakten Mehrtorantennen (siehe auch Abschnitt 4.2.2).

In einer Reihe von Veröffentlichungen [Adv00, Ste90] wird vorgeschlagen, solche negativen Effekte durch die Möglichkeit digitaler Signalverarbeitung kompensieren zu können. Dabei handelt sich um eine Korrektur der Gewichtskoeffizienten, indem man bei der Berechnung der optimalen Gewichtskoeffizienten auch die Verkopplung zwischen Toren in Betracht zieht. Diese Maßnahme stellt sich in der Modendarstellung als besonders übersichtlich heraus. Der ursprüngliche Gewichtskoeffizient für Mode *n* wird im Prinzip durch

$$\tilde{w}_{[n]} = const \cdot \frac{w_{[n]}}{\Lambda^*_{[n]}} \qquad \textbf{(4.70)}$$

ersetzt.

Die effektive Richtcharakteristik des Teilnehmers wird dann

$$\vec{C}_{\text{gesamt,korrektur}}(\theta,\varphi) = \sum_{n=1}^{N} \tilde{w}^*_{[n]} \Lambda_{[n]} \vec{c}_{[n]} = const \cdot \sum_{n=1}^{N} w^*_{[n]} \vec{c}_{[n]} \,. \qquad \textbf{(4.71)}$$

Wie schon erwähnt, ist die Eigenmodendarstellung zwar gut geeignet zur Analyse von kompakten Mehrtorantennen, aber die Größen wie Modenausgangsspanungen usw. sind nicht direkt verfügbar. Die Gewichtskoeffizienten für Moden müssen in der Praxis also zu Gewichtskoeffizienten für Tore transformiert werden. Die Konvertierung erfolgt nach Gleichung (4.5) unter der Berücksichtigung von Gleichung (4.70) durch

$$(W) = const \cdot (V) \cdot (\Delta) \cdot (w) \quad \text{mit } (\Delta) = \begin{pmatrix} 1/\Lambda^*_{[1]} & & 0 \\ & \ddots & \\ 0 & & 1/\Lambda^*_{[N]} \end{pmatrix}. \qquad \textbf{(4.72)}$$

Die Konstante *const* im Ausdruck kann bestimmt werden, wenn die Bedingung

$$(W)^+ \cdot (W) = 1 \qquad \textbf{(4.73)}$$

erfüllt wird.

Für eine Zweitorantenne hat man

$$(V) = \begin{pmatrix} v_{1,1} & v_{2,1} \\ v_{1,2} & v_{2,2} \end{pmatrix}, \tag{4.74}$$

$$(\Delta) = \begin{pmatrix} \frac{1}{\Lambda^*_{[1]}} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\Lambda^*_{[2]}} \end{pmatrix} \tag{4.75}$$

und

$$(w) = \begin{pmatrix} w_{[1]} \\ w_{[2]} \end{pmatrix}. \tag{4.76}$$

Die Gewichtskoeffizienten sind durch

$$\begin{aligned} (W) = \begin{pmatrix} W_1 \\ W_2 \end{pmatrix} &= const \cdot \begin{pmatrix} v_{1,1} & v_{2,1} \\ v_{1,2} & v_{2,2} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \frac{1}{\Lambda^*_{[1]}} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\Lambda^*_{[2]}} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} w_{[1]} \\ w_{[2]} \end{pmatrix} \\ &= const \cdot \begin{pmatrix} \frac{v_{1,1} w_{[1]}}{\Lambda^*_{[1]}} + \frac{v_{2,1} w_{[2]}}{\Lambda^*_{[2]}} \\ \frac{v_{1,2} w_{[1]}}{\Lambda^*_{[1]}} + \frac{v_{2,2} w_{[2]}}{\Lambda^*_{[2]}} \end{pmatrix} \end{aligned} \tag{4.77}$$

gegeben.

Aus Gleichung (4.73) lässt sich die Konstante *const* durch

$$const = \frac{1}{\sqrt{(W)^+ (W)}} \tag{4.78}$$

ermitteln.

Da $\left(v_{1,1}\ v_{1,2}\right)^t$ und $\left(v_{2,1}\ v_{2,2}\right)^t$ orthonormale Vektoren sind, gilt

$$\left|v_{i,1}\right|^2 + \left|v_{i,2}\right|^2 = 1 \quad i = 1,2 \tag{4.79}$$

und für das Skalarprodukt

$$\begin{pmatrix} v_{1,1} \\ v_{1,2} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} v_{2,1} \\ v_{2,2} \end{pmatrix} = 0 \tag{4.80}$$

Man erhält

$$\left(W\right)^{+}\left(W\right)=\frac{\left|w_{[1]}\right|^{2}}{\left|\Lambda_{[1]}\right|^{2}}+\frac{\left|w_{[2]}\right|^{2}}{\left|\Lambda_{[2]}\right|^{2}}. \qquad (4.81)$$

und daraufhin die Konstante *const* für eine Zweitorantenne zu

$$const=\frac{1}{\sqrt{\frac{\left|w_{[1]}\right|^{2}}{\left|\Lambda_{[1]}\right|^{2}}+\frac{\left|w_{[2]}\right|^{2}}{\left|\Lambda_{[2]}\right|^{2}}}}. \qquad (4.82)$$

Weiterhin kann das Ergebnis in Gleichung (4.82) verallgemeinert werden. Die Konstante *const* für eine beliebige Mehrtorantenne ist durch

$$const=\frac{1}{\sqrt{\sum_{n=1}^{N}\frac{\left|w_{[n]}\right|^{2}}{\left|\Lambda_{[n]}\right|^{2}}}} \qquad (4.83)$$

gegeben.

4.3.2 Nachteile der rein digitalen Kompensation

4.3.2.1 Gewinnreduktion

Im Empfangsbetrieb liefern die leistungsmäßig stark fehlangepassten Moden eine wesentlich schwächere Modenausgangsspannung als die gut angepassten Moden. In diesem Fall werden nach dem im letzten Abschnitt diskutierten Prinzip der Koeffizientenkorrektur für die Moden mit schlechter Anpassung größere Gewichtskoeffizienten angewendet. Diese Maßnahme entspricht einer Art der Verstärkung von Modenausgangsspannungen durch ein numerisches Verfahren. Für den Sendebetrieb bedeutet ein hoher Modengewichtskoeffizient, dass man für diese Mode mehr Leistung einspeisen muss, um den Leistungsverlust aufgrund der Fehlanpassung auszugleichen und so die erforderliche Strahlungsdichte in einer bestimmten Entfernung zu erzeugen. Durch die Modifikation der Gewichtskoeffizienten lässt sich die Verzerrung der Richtcharakteristiken vermeiden. Die so entstehende effektive Richtcharakteristik hat nach Gleichung (4.71) die erwünschte räumliche Abhängigkeit in Betrag, Phase und Polarisation.

Zusätzlich zu dieser Überlegung hinsichtlich der Verzerrung der Richtcharakteristik muss die Auswirkung der Maßnahme auf den effektiven Gewinn betrachtet werden. Die in vorigen Kapiteln hergeleitete Gewinnreduktion aufgrund von Fehlanpassungen der Moden wird durch die digitale Kompensation der Verkopplung nicht verändert. Der Gewinnreduktionsfaktor nach digitaler Kompensation lässt sich über die Gleichungen (4.71) und (4.83) errechnen zu

$$\xi_{\text{gesamt,korrektur}} = \frac{\sum_{n=1}^{N} \left| w_{[n]} \right|^2}{\sum_{n=1}^{N} \frac{\left| w_{[n]} \right|^2}{\left| \Lambda_{[n]} \right|^2}} . \qquad (4.84)$$

Eine besonders starke Gewinnreduktion entsteht, wenn die schlecht (leistungsmäßig) angepasste Mode hoch gewichtet werden muss.

4.3.2.2 Signal-zu-Rausch-Verhältnis

Eine der größten Störungen in einem elektrischen Nachrichtenübertragungssystem ist das Rauschen, das aus sehr vielen verschiedenen Quellen stammt. Das Signal-zu-Rausch-Verhältnis (SNR) am Empfängerausgang ist maßgebend für die Empfindlichkeit des Empfangssystems.

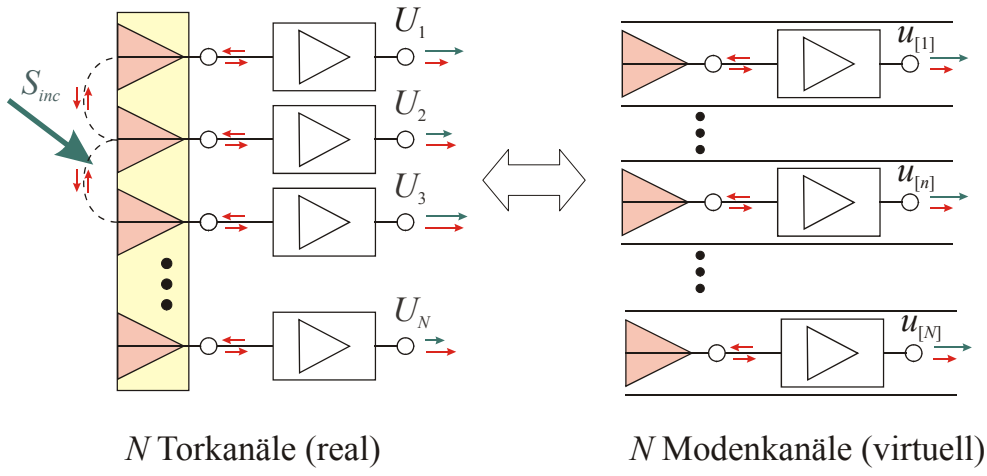


Abbildung 4-12: *N* miteinander verkoppelte Torkanäle werden in Eigenmodendarstellung durch *N* äquivalente Modenkanäle ersetzt, welche voneinander entkoppelt sind.

Die Eigenmodendarstellung bietet eine hervorragende Möglichkeit zur Untersuchung des Rauschverhaltens eines Empfangssystems mit kompakter Mehrtorantenne. Aus einer *N*-Tor-Antenne mit nachfolgenden Empfängern (in der realen Welt) entsteht ein

Empfangssystem mit N Torkanälen. Da die Antennentore bekanntermaßen miteinander verkoppelt sind, sind die Empfängerrauschquellen einzelner Torkanäle zueinander korreliert. In Eigenmodendarstellung hat man dagegen N äquivalente voneinander entkoppelte Modenkanäle (in der virtuellen Welt). Da man in der Regel an die einzelnen Antennentore Empfänger des gleichen Typs anschließt, werden die virtuellen Empfänger in Eigenmodendarstellung auch überall gleich sein und haben die gleichen Eigenschaften wie die realen Empfänger. Das Wichtigste dabei ist, dass die Rauschquellen einzelner Modenkanäle zueinander unkorreliert sind. Man hat somit die Möglichkeit, die Rauschanalyse für die Moden unabhängig voneinander durchzuführen. Mit Hilfe der Eigenmodendarstellung lässt sich also die komplizierte Rauschanalyse eines komplexen Empfangssystems durch die vergleichsweise einfache Rauschanalyse mehrerer Eintorantennen ersetzen.

Zur Analyse des Rauschverhaltens der n-ten Mode kann das Ersatzschaltbild für eine Eintorantenne verwendet werden (siehe Abbildung 2-6), wobei das Empfängerrauschen in diesem Fall durch eine Ersatzrauschspannungsquelle $u_{\text{noise},[n]}$ und eine Ersatzrauschstromquelle $i_{\text{noise},[n]}$ charakterisiert wird.

Verwendet man ein Anpassungsnetzwerk, so ist die effektive Rauschtemperatur T_{eff} des Empfängers für Mode n eine Funktion der Modeneingangsadmittanz $\tilde{y}_{[n]} = \tilde{g}_{[n]} + j\tilde{b}_{[n]}$ und kann nach Gleichung (2.42) wie folgt angegeben werden:

$$T_{\text{eff},[n]} = T_{\text{eff,min}} + T_0 R_{\text{eq}} \frac{\left|\tilde{y}_{[n]} - Y_{\text{opt}}\right|^2}{\tilde{g}_{[n]}}. \qquad \textbf{(4.85)}$$

Die effektive Rauschtemperatur wird also minimal zu $T_{\text{eff,min}}$, falls die Modenadmittanz $\tilde{y}_{[n]}$ den optimalen Wert $Y_{\text{opt}} = G_{\text{opt}} + jB_{\text{opt}}$ annimmt.

Ein wichtiges Merkmal kompakter Mehrtorantennen ist die Verschiedenheit der Modenadmittanzen ($y_{[n]} \neq y_{[m]}$ für $m \neq n$). Eine gleichzeitige Rauschanpassung aller Moden erfordert also, dass das Anpassungsnetzwerk in der Lage sein muss, mehrere unterschiedliche Admittanzen in Y_{opt} zu transformieren. Ist das nicht der Fall, so herrschen unterschiedlich hohe Rauschtemperaturen in den einzelnen Modenkanälen.

Führt man digitale Keulenformung durch, so gilt für P_{signal} nach Gleichungen (2.29) und (4.71)

$$\begin{aligned} P_{\text{signal}} &\sim \sum_{n=1}^{N} \left| \tilde{w}_{[n]}^{*} \Lambda_{[n]} \vec{c}_{[n]} \left(\theta,\varphi\right) \vec{E}_{\text{inc}} \left(\theta,\varphi\right) \right|^2 \\ &\sim \left| \vec{C}_{\text{gesamt,korrektur}} \left(\theta,\varphi\right) \vec{E}_{\text{inc}} \left(\theta,\varphi\right) \right|^2 \end{aligned} . \qquad \textbf{(4.86)}$$

Das Empfängerrauschen wird dem Empfangssignal additiv überlagert. Bei digitaler Keulenformung wird deshalb das Rauschen zusammen mit dem Wunschsignal gewichtet. Ohne Berücksichtigung des von der Antenne empfangenen externen Rauschens T_A ist die Rauschleistung P_{noise} proportional zu der effektiven Rauschtemperatur des Empfängers:

$$P_{\text{noise}} \sim T_{\text{eff,min}} \sum_{n=1}^{N} \left| \tilde{w}_{[n]} \right|^2 + T_0 R_{\text{eq}} \sum_{n=1}^{N} \left| \tilde{w}_{[n]} \right|^2 \frac{\left| \tilde{y}_{[n]} - Y_{\text{opt}} \right|}{\tilde{g}_{[n]}} . \qquad \textbf{(4.87)}$$

Für das Signal-zu-Rausch-Verhältnis gilt dann

$$\text{SNR} \sim \frac{\left| \vec{C}_{\text{gesamt,korrektur}} \left(\theta,\varphi\right) \vec{E}_{\text{inc}} \left(\theta,\varphi\right) \right|^2}{T_{\text{eff,min}} \sum_{n=1}^{N} \left| \tilde{w}_{[n]} \right|^2 + T_0 R_{\text{eq}} \sum_{n=1}^{N} \left| \tilde{w}_{[n]} \right|^2 \frac{\left| \tilde{y}_{[n]} - Y_{\text{opt}} \right|^2}{\tilde{g}_{[n]}}} . \qquad \textbf{(4.88)}$$

Das maximale SNR wird erreicht, wenn alle Moden simultan rauschangepasst sind ($\tilde{y}_{[n]} = Y_{\text{opt}}$, $n = 1,..N$). In diesem Fall verschwindet der zweite Term im Nenner von Gleichung (4.88). Das SNR wird dann zu einer Funktion von $\tilde{w}_{[n]}$ und $\vec{C}_{\text{gesamt,korrektur}} \left(\theta,\varphi\right)$.

Es ist plausibel, dass das Verfahren der digitalen Korrektur keinen Einfluss auf die effektiven Rauschtemperaturen einzelner Modenkanäle hat. Gleichung (4.88) hat zudem gezeigt, dass das SNR durch Korrekturen der Gewichtskoeffizienten nicht verbessert wird, da bei der Erhöhung der Gewichtskoeffizienten das Nutzsignal und das Empfängerrauschen gleichermaßen verstärkt werden. Das schlechte SNR der Modenkanäle kann also durch das rein digitale Kompensationsverfahren nicht verbessert werden.

4.4 Kurze Zusammenfassung

In diesem Kapitel wurden einige Grundbetrachtungen zur digitalen Keulenformung mit kompakten Mehrtorantennen durchgeführt und die dabei auftretenden Probleme in vertiefter Form am Beispiel einer Zweitorantenne behandelt.

Dabei wurde erkannt, dass die Zahl der von der Mehrtorantenne gelieferten zueinander orthogonalen Modenrichtcharakteristiken immer gleich der Zahl ihrer Tore ist. Damit ist die Dimension des Raums der verfügbaren Richtcharakteristiken und damit die Zahl der Freiheitsgrade im Prinzip auch dann vergrößerbar, wenn man ohne Vergrößerung der Gesamtabmessungen der Mehrtorantenne die Torzahl durch Verringerung des Elementabstands vergrößert.

Es wurde gezeigt, dass die Verkopplung zwischen den Antennentoren mit geringer werdendem Elementabstand anwächst. Dies bedeutet im Modell der Moden, dass die Unterschiede in den Modenimpedanzen mit einer Verkleinerung des Elementabstands anwachsen. Die besonderen Probleme mit kompakten Mehrtorantennen lassen sich alle auf diese Unterschiedlichkeit in den Modenimpedanzen und den zugehörigen unterschiedlichen Güten zurückführen.

Wegen der Unterschiedlichkeit der Modenimpedanzen ist in der bisher betrachteten Struktur eine simultane Leistungs- oder Rauschanpassung unmöglich. Wegen unterschiedlicher Modenanpassungsfaktoren sind die Torrichtcharakteristiken im Allgemeinen (im Gegensatz zu den Modenrichtcharakteristiken) nicht mehr zueinander orthogonal, also korreliert. Weiterhin werden die Torrichtcharakteristiken in Bezug auf ihre Winkelabhängigkeit durch die Wahl der Lastimpedanz beeinflusst. Im Fall der Zweitorantenne gibt es einen Wert der Lastimpedanz, bei der die Torrichtcharakteristiken zueinander orthogonal sind.

Die unterschiedliche Fehlanpassung der Moden führt zu zwei verschiedenen Arten der Degradation. Zum einen kommt es zu einer Verzerrung der Richtcharakteristik, wenn der digitale Keulenformer auf der Annahme unverkoppelter Tore beruht, und zum anderen kommt es zu einer Reduktion des Signal-zu-Rausch-Verhältnisses aufgrund einer verminderten Leistungsaufnahme der Antenne und starker Abweichungen zwischen optimaler Rauschimpedanz und Modenadmittanz. Die erste Art der Degradation lässt sich bei Kenntnis der Koppeleigenschaften im Rahmen der digitalen Signalverarbeitung korrigieren, das reduzierte SNR jedoch nicht.

Geht man von einer Mehrtorantenne aus, die bei gegebener Abmessung $\tilde{N}$ Elemente mit konventionellem Abstand besitzt und erhöht die Torzahl auf $N = \tilde{N} + \Delta N$ durch Hinzufügen weiterer Elemente mit reduziertem Abstand, so gewinnt man ΔN zusätzliche orthogonale Richtcharakteristiken. Diese zusätzlichen Moden zeigen superdirektives Verhalten und sind daher durch hohe Antennengüten charakterisiert.

5 Einsatz eines Anpassungs- und Entkopplungsnetzwerks

In der bisher betrachteten Beschaltung der Mehrtorantenne sind alle N Moden mit der gleichen Lastimpedanz Z_L abgeschlossen. Da andererseits die Impedanzen der Moden bei kompakten Antennen aufgrund der Verkopplung stark voneinander abweichen, ist eine starke Fehlanpassung einiger Moden unvermeidbar. Die sich daraus ergebenden Degradationen des Systems zur adaptiven Keulenformung wurden in Kapitel 4 vorgestellt. Die ebenfalls bereits in Kapitel 4 beschriebenen Gegenmaßnahmen sind zum einen eine Kompensation der Verkopplung durch eine Modifikation von Gewichtskoeffizienten bei der digitalen Keulenformung und zum anderen eine Beeinflussung der Korrelation zwischen den Torrichtcharakteristiken über die Wahl der Lastimpedanz. Beide Maßnahmen können zwar eine Verzerrung der Richtcharakteristik ausgleichen, haben jedoch den Nachteil, dass die Gewinnreduktion und damit die Verschlechterung des SNR nicht behoben werden. Im Folgenden wird eine Maßnahme im Bereich der HF-Hardware vorgestellt, welche eine simultane Anpassung aller Modenimpedanzen erlaubt und damit die genannten Nachteile auf Kosten einer Reduktion der Frequenzbandbreite beseitigt.

5.1 Prinzip des Anpassungs- und Entkopplungsnetzwerks

Um gleichzeitig alle Moden anzupassen (Leistungs- oder Rauschanpassung) muss ein verallgemeinertes Anpassungsnetzwerk eingesetzt werden, welches die N parallel geschalteten Lastimpedanzen modenspezifisch in verschiedene Eingangsimpedanzen transformiert. Mit anderen Worten, das verallgemeinerte Anpassungsnetzwerk muss so gestaltet werden, dass es sich für verschiedene Moden unterschiedlich auswirkt, wofür eine Topologie mit Querzweigen zwischen verschiedenen Toren benötigt wird. Die Funktionsweise des neuartigen Anpassungsnetzwerks kann auch so gesehen werden, dass durch schaltungsmäßige Kombination der ursprünglichen N Antennentore N neue Antennentore entstehen, welche im Gegensatz zu den ursprünglichen Antennentoren vollständig voneinander entkoppelt sind. Dieses verallgemeinerte Anpassungsnetzwerk hat also die Funktion der Entkopplung und Anpassung und wird hier daher als Anpassungs- und Entkopplungsnetzwerk (AEN) bezeichnet.

Durch AEN kann die Lastimpedanzmatrix

$$[Z]_L = \begin{pmatrix} Z_L & & 0 \\ & \ddots & \\ 0 & & Z_L \end{pmatrix} \qquad \textbf{(5.1)}$$

in eine neue Lastimpedanzmatrix $[\tilde{Z}]_L$ umgewandelt werden, welche bei Leistungsanpassung konjugiert komplex zu der Impedanzmatrix der Mehrtorantenne [*Z*] ist:

$$\left[\tilde{Z}\right]_L = [Z]^* . \qquad \textbf{(5.2)}$$

Mit (U) und (I) als den Spannungen und Strömen an den N Eingangstoren des AEN, welche mit den Antennentoren verbunden sind, und $(U)'$ und $(I)'$ als den Spannungen und Strömen an den mit Z_L beschalteten N Ausgangstoren lässt sich die Z-Matrix des AEN entsprechend

$$\begin{pmatrix} (U) \\ (U)' \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} [Z]_{AA} & [Z]_{AB} \\ [Z]_{AB}^t & [Z]_{BB} \end{bmatrix} \begin{pmatrix} (I) \\ (I)' \end{pmatrix} \qquad \textbf{(5.3)}$$

mit imaginären Teilmatrizen angeben. Daraus folgt für die Transformation

$$\left[\tilde{Z}\right]_L = [Z]_{AA} - [Z]_{AB}\left[Z_L[1] - [Z]_{BB}\right]^{-1}[Z]_{AB}^t . \qquad \textbf{(5.4)}$$

Aus Sicht der Eigenmodendarstellung verfügen die einzelnen Moden durch diese Maßnahme nun über individuelle Anpassungsnetzwerke, welche die Lastimpedanz in die konjugierte Komplexe der Modenimpedanz der jeweiligen Mode transformiert. Gleichung (5.2) ist daher im Prinzip eine Verallgemeinerung der für Eintore bekannten Bedingung für Leistungsanpassung.

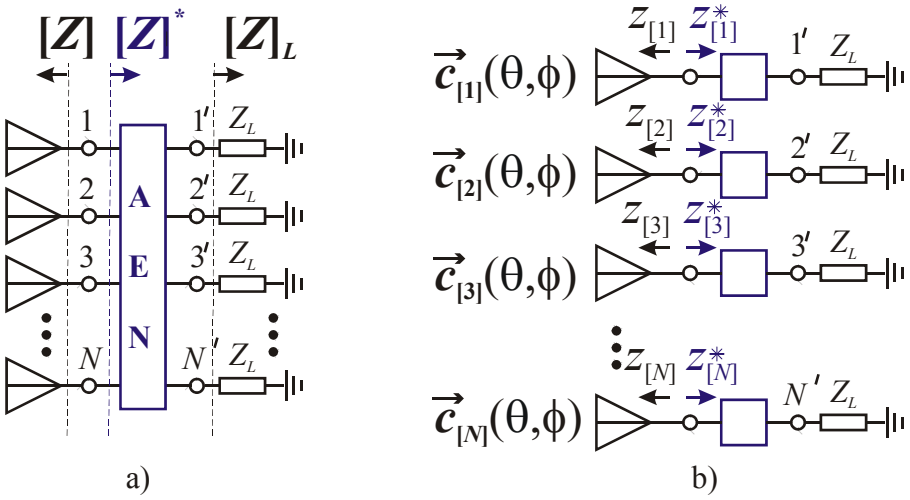


Abbildung 5-1: a) Das Anpassungs- und Entkopplungsnetzwerk (AEN) ist ein 2*N*-Tor und wird zwischen *N* Antennentoren und *N* parallelen Lastimpedanzen Z_L angeordnet. b) Eigenmodendarstellung einer *N*-Tor-Antenne mit AEN; Unterschiedliche Moden bekommen auch unterschiedliche Anpassungsnetzwerke.

5.2 Synthese des Anpassungs- und Entkopplungsnetzwerks

5.2.1 Zur Topologie und Technologie des AEN

Wie bereits oben erläutert, muss das AEN die Anordnung aus *N* parallelen Lastwiderständen bei der Betriebsfrequenz auf ein *N*-Tor mit der Eingangsimpedanz $[Z]^*$ transformieren, wobei $[Z]$ die Eingangsimpedanzmatrix der gegebenen *N*-Tor-Antenne bedeutet. Das passive AEN kann im Prinzip in unterschiedlicher Technologie realisiert werden, z. B. aus konzentrierten Bauelementen, als planare Struktur aus Leitungsstücken und einer Kombination aus beidem. Selbst für den Fall einer Realisierung aus konzentrierten Kapazitäten und Induktivitäten ist die Lösung der Aufgabe nicht eindeutig, d. h. es gibt verschiedene Realisierungsmöglichkeiten eines Anpassungs- und Entkopplungsnetzwerks. In dieser Arbeit wird exemplarisch der Entwurf eines AEN aus konzentrierten Bauelementen dargestellt. Außerdem beschränkt sich diese Darstellung auf die Anpassung bei nur einer vorgegebenen Frequenz. Ein Entwurf unter Berücksichtigung des Frequenzgangs in der Umgebung der Betriebsfrequenz erfordert den Einsatz eines numerischen Optimierungsverfahrens. Beim praktischen Design des AEN für eine gegebene kompakte Mehrtorantenne kommen weitere Kriterien wie die Realisierbarkeit der konzentrierten Elemente hinzu. Weiterhin sollte bedacht werden, dass in einem Op-

timierungsverfahren nicht nur die Parameter des AEN, sondern auch einige Parameter der eigentlichen Antennenstruktur variiert werden können.

5.2.2 Ein Prinzip zur Synthese des Anpassungs- und Entkopplungsnetzwerks

Hier soll das Grundprinzip der Synthese eines AEN aus konzentrierten Elementen für den allgemeinen Fall einer *N*-Tor-Antenne dargestellt werden. Die bildhafte Illustration des Verfahrens erfolgt anhand einer Zweitorantenne.

Es wird von einer beliebigen $N \times N$ Eingangsimpedanzmatrix $[Z]$ bzw. Eingangsadmittanzmatrix $[Y] = [Z]^{-1} = [G] + j[B]$ ausgegangen. Im allgemeinen Fall sind die Eigenvektoren der Matrix $[G]$ nicht auch die Eigenvektoren von $[B]$. Um in der Illustration des Verfahrens anhand der Zweitorantenne diesen Fall zu berücksichtigen, wird die Annahme der Symmetrie der Zweitorantenne fallen gelassen.

Der vorgestellte Entwurf basiert auf der Hauptachsentransformation

$$[G] = [V][g][V]^t \quad \text{mit } [g] = diag\left[g_{[1]}, g_{[2]}, ..., g_{[N]} \right] \tag{5.5}$$

der Matrix $[G]$. Im allgemeinen Fall unterschiedlicher Eigenvektoren von $[B]$ und $[G]$ zerfällt der Entwurf des AEN in zwei Teile. Das Teilnetzwerk AEN-I transformiert die *N* parallelen Lastimpedanzen Z_L in ein *N*-Tor mit der Eingangsadmittanzmatrix

$$[Y]_A = [V][y]_A[V]^t \quad \text{mit } [y]_A = diag\left[y_{A,[1]}, y_{A,[2]}, ..., y_{A,[N]} \right], \tag{5.6}$$

sodass

$$\mathrm{Re}\left\{ y_{A,[n]} \right\} = g_{[n]} \quad \text{für } n = 1, 2, ..., N \tag{5.7}$$

gilt. Das Teilnetzwerk AEN-I passt also modenspezifisch an den Realteil der Modenadmittanzen an, während die Bedingung für die Imaginärteile zunächst nicht erfüllt wird.

Letztere Aufgabe übernimmt das Teilnetzwerk AEN-II, welches aus der Parallelschaltung von Shunt-Suszeptanzen mit der Leitwertmatrix

$$j[B]_K = -j[B] - j[V][b]_A[V] \quad \text{mit } [b]_A = \mathrm{Im}[y]_A \tag{5.8}$$

besteht.

Die Synthese von AEN-I kann so erfolgen, dass für jede Mode ein separates Netzwerk aus nur zwei Reaktanzen, einer für alle Moden gleichen Serienreaktanz x_{ser} und einer modenspezifischen Quersuszeptanz $b_{\text{shunt},[n]}$, besteht. Im linken Teil von Abbildung 5-2 sind zwei solcher Schaltungen für den Sonderfall einer (i. A. unsymmetrischen) Zweitorantenne dargestellt.

Durch Gleichsetzen des Realteils von $y_{A,[n]}$ mit dem Realteil $g_{[n]}$ der Modenadmittanz erhält man *N* Bestimmungsgleichungen für die *N* Werte $b_{\text{shunt},[n]}$ und den Wert von x_{ser} :

$$\frac{Z_L}{\left(1 - x_{\text{ser}} b_{\text{shunt},[n]}\right)^2 Z_L^2 + x_{\text{ser}}^2} = g_{[n]}. \qquad \textbf{(5.9)}$$

x_{ser} muss so gewählt werden, dass alle *N* Gleichungen reelle Lösungen für die $b_{\text{shunt},[n]}$ ergeben.

Nach Bestimmung dieser *N*+1 Elemente können die Modennetzwerke in das Teilnetzwerk AEN-I konvertiert werden. Aus den *N* Quersuszeptanzen $b_{\text{shunt},[n]}$ entsteht ein Netzwerk, bei dem im Prinzip jedes Ausgangstor mit jedem anderen Ausgangstor über eine Suszeptanz verbunden ist. Berücksichtigt man, dass der Vektor der Querströme $(I)_{\text{quer}}$ mit den Ausgangsspannungen (U) über

$$(I)_{\text{quer}} = j[B]_{\text{shunt}}(U) \quad \text{mit } [B]_{\text{shunt}} = [V][b]_{\text{shunt}}[V]^t \qquad \textbf{(5.10)}$$

mit der Diagonalmatrix

$$[b]_{\text{shunt}} = diag\left[b_{\text{shunt},[1]}, b_{\text{shunt},[2]}, \ldots, b_{\text{shunt},[N]}\right] \qquad \textbf{(5.11)}$$

verknüpft ist, so ergeben sich die Elemente des Netzwerks in einfacher Weise. Dieses ist im rechten Teil von Abbildung 5-2 am Beispiel der Zweitorantenne gezeigt.

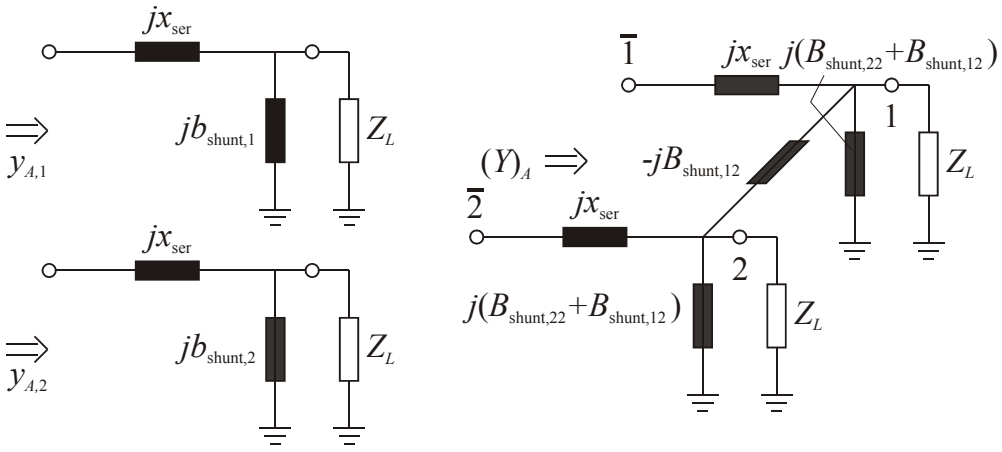


Abbildung 5-2: Teil AEN-I des Anpassungsnetzwerks für den Fall einer Zweitorantenne; mit diesem Teilnetzwerk wird die Anpassungsbedingung für den Realteil der Admittanzmatrix erfüllt. Links: Entkoppelte Netzwerke in der Modendarstellung; Rechts. Gewinnung des Netzwerks AEN-I aus der Modendarstellung

Mit dem so gewonnenen Teilnetzwerk AEN-I sind die *N* parallelen Lastwiderstände auf eine Admittanzmatrix

$$[Y]_A = [G] + j[B]_A \qquad \textbf{(5.12)}$$

transformiert worden, d. h. der Realteil erfüllt bereits die Anpassungsbedingung, jedoch nicht der Imaginärteil. Letztere Bedingung lässt sich erfüllen, wenn man ein weiteres Reaktanznetzwerk (AEN-II) mit der Matrix

$$[B]_K = -[B] - [B]_A \qquad \textbf{(5.13)}$$

zwischen die Antennentore und das Netzwerk AEN-I einführt. Abbildung 5-3 illustriert die Struktur dieses Netzwerks für den Fall einer Zweitorantenne.

Im Sonderfall von Antennen, bei denen aufgrund von speziellen Symmetrieeigenschaften die Eigenvektoren von $[G]$ und $[B]$ gleich sind, kann auch das Teilnetzwerk AEN-I in der Modendarstellung synthetisiert werden.

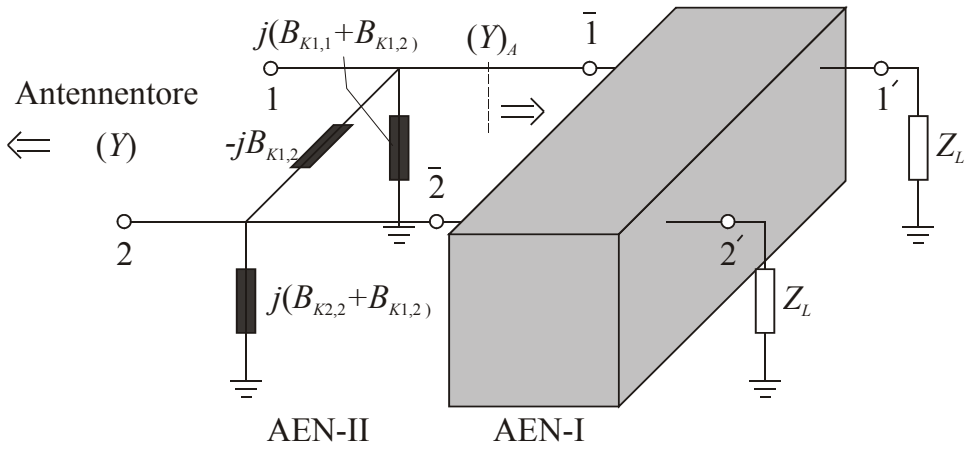


Abbildung 5-3: Das Teilnetzwerk AEN-II wird zwischen die ursprünglichen Antennentore und AEN-I eingefügt, um auch die Anpassungsbedingung für den Imaginärteil der Admittanzmatrix zu erfüllen.

5.3 Einfluss des Anpassungs- und Entkopplungsnetzwerks auf die Antennenrichtcharakteristik

Die gesamte Impedanzmatrix einer Mehrtorantenne mit AEN ist im Fall der vollständigen Entkopplung einzelner Tore und der Leistungsanpassung durch

$$[Z]_{\text{gesamt}} = \begin{pmatrix} Z_L^* & & 0 \\ & \ddots & \\ 0 & & Z_L^* \end{pmatrix} \qquad \textbf{(5.14)}$$

gegeben.

Alle Nebendiagonalenelemente verschwinden und die Hauptdiagonalelemente entsprechen somit den Eingangsimpedanzen einzelner Tore unabhängig von der Beschaltung der anderen Tore. Im Fall der Leistungsanpassung sind sie einheitlich gleich der konjugiert Komplexen der Lastimpedanz. Alternativ können die Eingangsimpedanzen im Fall der Rauschanpassung gleich der optimalen Rauschimpedanz der nachgeschalteten Empfängerzweige gewählt werden.

Die zueinander orthogonalen Eigenvektoren von $[Z]_{\text{gesamt}}$ ergeben sich dann zu

$$\begin{pmatrix}1\\0\\\vdots\\0\\0\end{pmatrix}\begin{pmatrix}0\\1\\0\\\vdots\\0\end{pmatrix}\cdots\begin{pmatrix}0\\0\\\vdots\\0\\1\end{pmatrix}.$$

Anhand der Eigenvektoren von $[Z]_{\text{gesamt}}$ lässt sich feststellen, dass die einzelnen Eigenmoden jeweils den Betriebsmoden entsprechen, bei denen nur ein einziges Tor eingespeist wird, während alle anderen Tore reflexionsfrei abgeschlossen sind. Daraus folgt, dass bei einer Mehrtorantenne mit AEN die effektiven Torrichtcharakteristiken mit den effektiven Modenrichtcharakteristiken der gesamten Struktur übereinstimmen und dementsprechend orthogonal zueinander sind. Alle möglichen effektiven Richtcharakteristiken der Mehrtorantenne können also als Linearkombination der effektiven Torrichtcharakteristiken dargestellt werden.

5.4 Einschränkungen bei einer Mehrtorantenne mit Anpassungs- und Entkopplungsnetzwerk

5.4.1 Limitierte relative Bandbreite

Das Hinzufügen von zusätzlichen Antennenelementen stellt zusätzliche Moden höherer Ordnung für die digitale Keulenformung zur Verfügung, aber der Zugriff auf alle verfügbaren Moden ohne starke SNR-Degradation wird erst durch den Einsatz des AEN ermöglicht.

Diese höheren Moden werden durch ihre superdirektive Eigenschaft gekennzeichnet und sind daher immer mit einer hohen Antennengüte Q_{rad} verbunden. Wie bereits in Kapitel 2 gezeigt, wird die maximal erreichbare relative Bandbreite durch die Antennengüte Q_{rad} begrenzt. Bei der höchsten Mode, welche die höchste Antennengüte Q_{rad} besitzt, wird demzufolge die kleinste relative Bandbreite erwartet.

Eine Maßnahme zur Erhöhung der relativen Bandbreite ist die Verwendung eines mehrstufigen Anpassungsnetzwerks. Es gilt generell bis zum Eintritt des Sättigungseffekts: Je größer die Anzahl der Stufen ist, um so größer wird auch die relative Bandbreite, welche sich mit n_s als die Anzahl der zusätzlichen Stufen des Anpassungsnetzwerks durch

$$BW = \frac{1}{\sqrt{2}Q_{\text{rad}}} \frac{\left(1+n_s\right)^2}{1+0,53n_s+0,26{n_s}^2} \qquad \textbf{(5.15)}$$

abschätzen lässt [Cha01, Cha92]. Gleichung (5.15) gilt für das Kriterium $VSWR \le 2$. Im untenstehenden Diagramm ist der Erhöhungsfaktor der relativen Bandbreite in Abhängigkeit der Anzahl der Stufen des Anpassungsnetzwerks dargestellt. Hierbei wurden zur Verdeutlichung des Sättigungseffekts auch unrealistisch hohe Stufenzahlen berücksichtigt. Der Erhöhungsfaktor der relativen Bandbreite ist definiert als das Verhältnis der maximal erreichbaren relativen Bandbreite mit einem n_s+1-stufigen Anpassungsnetzwerk zu der mit einstufigem Anpassungsnetzwerk.

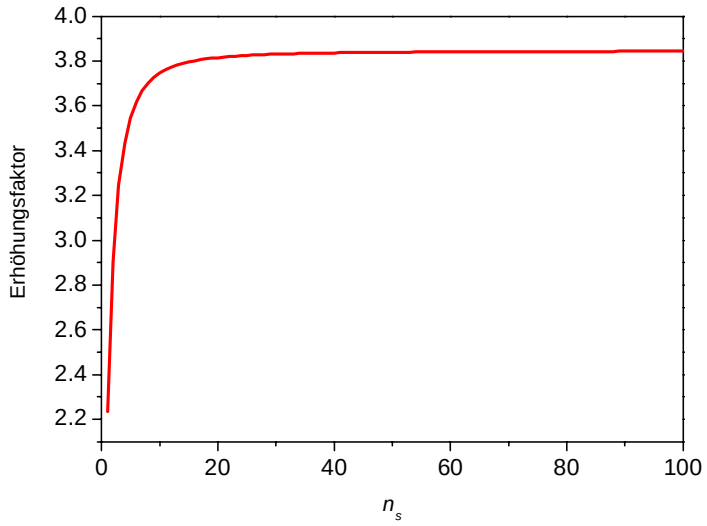


Abbildung 5-4: Der Erhöhungsfaktor der relativen Bandbreite als Funktion der Anzahl der zusätzlichen Stufen des Anpassungsnetzwerks

Mit $n_s = 1$ und $n_s = 3$ kann z. B. die relative Bandbreite jeweils um einen Faktor von ca. 2,3 und 3,2 vergrößert werden. Den Sättigungseffekt erkennt man dadurch, dass der Erhöhungsfaktor der relativen Bandbreite ab etwa $n_s > 15$ annähernd konstant bleibt.

Auf einer vorgegebenen Plattform wird der Elementabstand durch zusätzliche Elemente verkleinert. Im Fall einer linearen (eindimensionalen) Elementeanordnung ist die maximale Zahl der Elemente N_{konv}, bei konventionellen Elementabstand $\lambda/2$ durch

$$N_{\text{konv}} = 1 + \frac{2L}{\lambda} \qquad \textbf{(5.16)}$$

gegeben.

In Abbildung 5-5 ist der prinzipielle Verlauf der Antennengüte der höchsten Mode in Abhängigkeit von der Zahl der Elemente einer linearen Mehrtorantenne dargestellt, wobei eine Plattform mit einer festen linearen Abmessung von $L = 2\lambda$ als Beispiel für die Berechnung angenommen wird. Man hat in diesem Fall $N_{\text{konv}} = 5$.

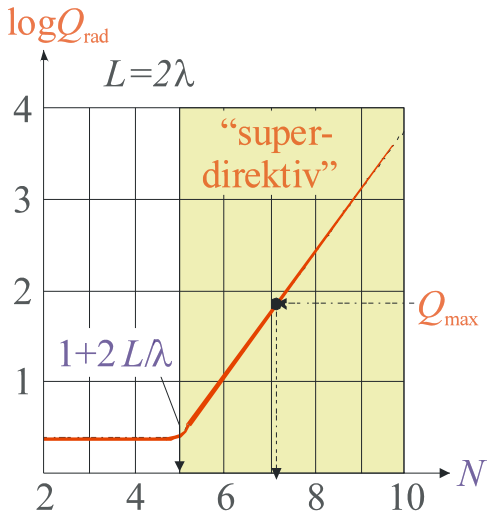


Abbildung 5-5: Antennengüte in Abhängigkeit von der Zahl der Antennenelemente einer linearen Mehrtorantenne; die lineare Abmessung der Mehrtorantenne wird auf 2λ begrenzt.

Man erkannt einen steilen Anstieg der Antennengüte, sobald der Elementabstand $\lambda/2$ unterschritten wird.

Je nach Systemanwendung muss eine minimale relative Bandbreite gewährleistet werden, wodurch die maximal erlaubte Antennengüte Q_{rad} festgelegt wird. Die erforderliche relative Bandbreite bestimmt daher auch die Grenze dafür, wie viele Antennenelemente man auf einer festen Plattform zusätzlich unterbringen darf. Um z. B. eine relative Bandbreite von mindestens 1% mit einem einstufigen Anpassungsnetzwerk zu erreichen, darf die Antennengüte Q_{rad} nach Gleichung (5.15) nicht höher als 70 sein. Für eine Plattform mit $L = 2\lambda$ wird diese maximal erlaubte Antennengüte $Q_{\text{rad}} = Q_{\text{max}} = 70$ etwa bei einer Elementzahl von 7 (siehe Abbildung 5-5) erreicht. Das heißt, dass zwei Elemente zusätzlich zu den anfänglichen fünf Elementen hinzugefügt werden dürfen, ohne das Erreichen der erforderlichen Bandbreite zu gefährden.

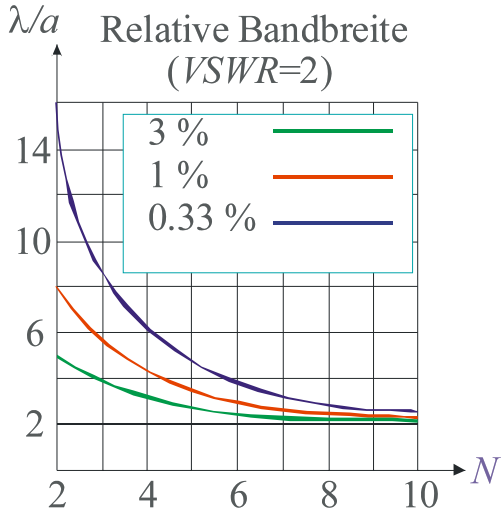


Abbildung 5-6: Maximal erlaubte λ/a-Werte in Abhängigkeit von der Zahl der Elemente für verschiedene relative Bandbreiten

Nach [Han98] steigt die Antennengüte Q_{rad} nicht nur mit immer kleineren Elementabständen a sondern auch mit wachsender Zahl von Antennenelementen N an. Abbildung 5-6 zeigt die Abhängigkeit des maximal erlaubten Wellenlänge-zu-Elementabstand-Verhältnisses λ/a von der Zahl der Elemente N für drei verschiedene relative Bandbreiten. Dabei wird vorausgesetzt, dass kein zusätzliches Anpassungsnetzwerk vorhanden ist. Um Q_{max} nicht zu überschreiten, darf der Elementabstand bei einer Mehrtorantenne mit großer Elementzahl nur sehr viel weniger reduziert werden als bei einer kleinen Elementzahl. Dies führt dazu, dass die absolute Zahl zusätzlicher Elemente bei vorgegebener Frequenzbandbreite im Bereich von 1 bis 2% auf 2 bis 3 Elemente pro Linearausdehnung begrenzt ist. Auf einer Plattform der Größe 2λ kann man also statt 5 etwa 7 Elemente unterbringen, bei einer Größe von 10λ statt 21 aber nur 23 Elemente. Damit ist das vorgestellte Konzept nur für kleine Plattformen bis ca. 2λ Linearausdehnung von Interesse. Hierbei muss bedacht werden, dass bei zweidimensionalen (z. B. ebenen) Elementekonfigurationen die Zahl zusätzlicher Elemente ansteigt, also im Beispiel einer Plattform von $\lambda \times \lambda$ –Abmessung von $3 \times 3 = 9$ auf $5 \times 5 = 25$ Elemente.

5.4.2 Einschränkungen durch Dissipationsverluste

Aus Gründen der Übersichtlichkeit wurden die Dissipationsverluste in den bisherigen Betrachtungen der kompakten Mehrtorantennen vernachlässigt. An dieser Stelle soll nun in allgemeiner Form der Einfluss der Dissipation berücksichtigt werden und gezeigt

werden, dass die Dissipation (neben der Bandbreite) ein weiterer Faktor für die Beschränkung der Elementzahl auf einer Plattform gegebener Größe ist.

Die Dissipationsverluste beeinflussen in erster Linie den Antennenwirkungsgrad des Antennensystems. Verallgemeinert man die Definition der Antennengüte in Kapitel 2 (siehe Gleichung (2.35)) auf ein Subsystem aus *N*-Tor-Antenne und Anpassungs- und Entkopplungsnetzwerk, so muss man im Sendemodus zusätzlich zu der im Nahfeld der Antenne gespeicherten Feldenergie auch die im AEN gespeicherte Feldenergie hinzunehmen.

Bezeichnet man die bei Anregung der Mode *n* insgesamt im Nahfeld und im AEN gespeicherte Feldenergie mit $W_{[n]}$ und die abgestrahlte Leistung mit $P_{\mathrm{rad},[n]}$, so ergibt sich die Strahlungsgüte (Antennengüte) für die Mode *n* zu

$$Q_{\mathrm{rad},[n]} = \frac{\omega W_{[n]}}{P_{\mathrm{rad},[n]}}. \qquad \textbf{(5.17)}$$

Nun lässt sich in analoger Weise zur Beschreibung der Dissipationsverluste $P_{\mathrm{diss},[n]}$ in der Gesamtstruktur (Antenne und AEN) die unbelastete Güte der Mode *n* gemäß

$$Q_{0,[n]} = \frac{\omega W_{[n]}}{P_{\mathrm{diss},[n]}} \qquad \textbf{(5.18)}$$

definieren. Der Antennenwirkungsgrad der Mode *n* ergibt sich aus Strahlungswirkungsgrad und unbelasteter Güte zu [Cha03b]

$$\eta_{[n]} = \frac{1}{1 + Q_{\mathrm{rad},[n]} / Q_{0,[n]}}. \qquad \textbf{(5.19)}$$

Wie in vorhergehenden Kapiteln diskutiert wurde (siehe z. B. Abbildung 5-5), steigt die Strahlungsgüte (Antennengüte) der durch das Hinzufügen von weiteren Antennenelementen gewonnenen Antennenmoden mit abnehmendem Elementabstand. Da im AEN zusätzliche Feldenergie gespeichert wird, wird die Strahlungsgüte weiter vergrößert.

Andererseits muss nach Gleichung (5.19) zur Erzielung eines ausreichenden Wirkungsgrads die unbelastete Güte der Struktur hinreichend groß zur Strahlungsgüte sein. So muss die unbelastete Güte für $\eta_{[n]} = 0,75$ und $\eta_{[n]} = 0,5$ um den Faktor 4 größer bzw. gleich der Strahlungsgüte sein. Die unbelastete Güte hängt natürlich von der verwende-

ten Technologie ab. So können bei 1- 5 GHz mit Koaxialleitungstechnologie Werte von ca. 2000 für die belastete Güte erreicht werden, mit Mikrostreifenleitungstechnologie jedoch nur in der Größenordnung von 100-200.

5.5 Praktische Realisierungsbeispiele

5.5.1 Einleitung

Zur Verifikation der Eigenschaften kompakter Mehrtorantennen mit AEN wurden für einige Beispiele kompakter Mehrtorantennen mit reduziertem Elementabstand numerische Modellierungen mit Hilfe der Simulationssoftware *Supernec Lite* [Poy03], *Zeland IE3D* [Zel03], *Ansoft HFSS* [Ans01] und *Advanced Design System* [Agi02] sowie experimentelle Untersuchungen durchgeführt.

Bei der Realisierung des AEN wurden zum Teil konzentrierte Bauelemente (Kondensatoren und Spulen) und zum anderen verteilte Elemente (Leitungsstücke) verwendet. Da die im AEN miteinander zu verbindenden Anschlusspunkte häufig weiter als $\lambda/8$ voneinander entfernt sind, erwies sich die Kombination beider Bauelementearten in der Praxis als sehr vorteilhaft.

Die notwendigen Querverbindungen zwischen den Antennenelementen stellen sich beim Aufbau des AEN als ein schwieriges Problem heraus, weil sie zu Überkreuzungen der Leiterbahnen führen können. Das Problem kann zwar durch das Konzept der mehrlagigen Schaltung (z. B. in LTCC-Technologie) vermieden werden, aber wegen der Komplexität dieses Verfahrens ist es immer sinnvoll, dass man beim Entwurf des AEN versucht, die Zahl und die elektrische Länge der benötigten Querverbindungen zu minimieren. In den folgenden Beispielen wird gezeigt, dass es in manchen Fällen möglich ist, mit einer einzigen Querverbindung das Ziel der Entkopplung zweier Antennenelemente zu erreichen.

5.5.2 Kompakte Dreitorantenne bestehend aus drei Monopolelementen

5.5.2.1 Beschreibung der Dreitorantenne

In diesem Beispiel handelt es sich um eine Dreitorantenne bestehend aus drei Monopolelementen, welche so angeordnet sind, dass diese sich jeweils an den Eckpunkten eines

gleichseitigen Dreiecks befinden. Die Seitenlänge des Dreiecks entspricht also in diesem Fall dem einheitlichen Elementabstand *a*. Alle Monopolelemente haben für die erste Analyse eine Länge von $l = \lambda_0/4$ und einen Durchmesser von $d = \lambda_0/40$.

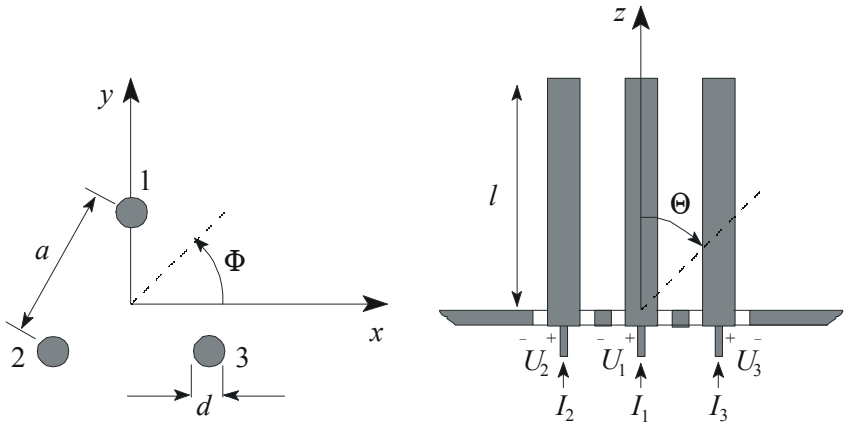


Abbildung 5-7: Dreitorantenne bestehend aus drei Monopolelementen (Länge *l* und Durchmesser *d*) mit Elementabstand *a*

Zwischen Spannungen und Strömen an den drei Antennentoren gilt unter der Berücksichtigung der Symmetrie und Reziprozität

$$\begin{pmatrix} I_1 \\ I_2 \\ I_3 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} Y_{11} & Y_{12} & Y_{12} \\ Y_{12} & Y_{11} & Y_{12} \\ Y_{12} & Y_{12} & Y_{11} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} U_1 \\ U_2 \\ U_3 \end{pmatrix}. \qquad \textbf{(5.20)}$$

Die drei Eigenmoden der Dreitorantenne sind charakterisiert durch die drei zueinander orthogonalen Eigenvektoren

$$\vec{V}_1 = \frac{1}{\sqrt{3}} \begin{pmatrix} 1 \\ 1 \\ 1 \end{pmatrix} \quad \vec{V}_2 = \frac{1}{\sqrt{6}} \begin{pmatrix} 2 \\ -1 \\ -1 \end{pmatrix} \quad \vec{V}_3 = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} 0 \\ 1 \\ -1 \end{pmatrix} \qquad \textbf{(5.21)}$$

sowie die zugehörigen Eigenwerte (Modenadmittanzen)

$$\begin{aligned} y_{[1]} &= g_{[1]} + jb_{[1]} = Y_{11} + 2Y_{12} = 1/z_{[1]} \\ y_{[2]} &= y_{[3]} = g_{[2]} + jb_{[2]} = Y_{11} - Y_{12} = 1/z_{[2]} = 1/z_{[3]} \end{aligned}. \qquad \textbf{(5.22)}$$

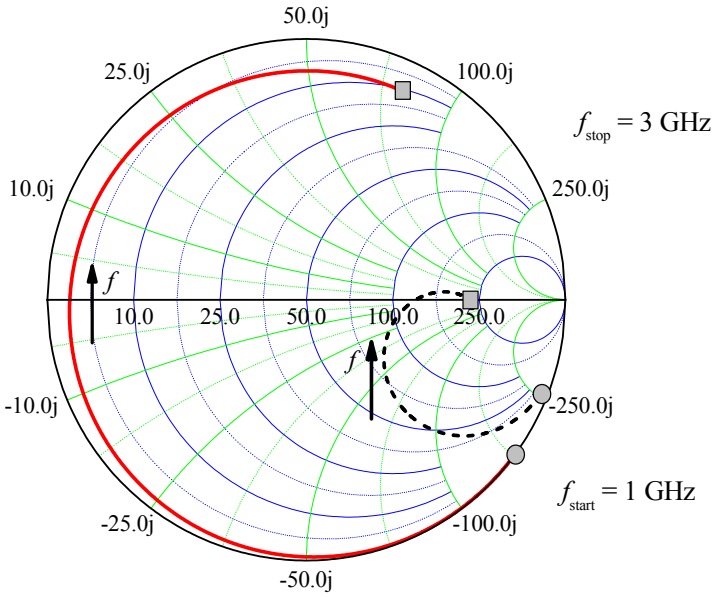


Abbildung 5-8: Modenimpedanzen der Mode 1 (gestrichelte Linie) und der Mode 2, 3 (durchgehende Linie) einer Dreitorantenne bestehend aus drei Monopolelementen in dreieckiger Anordnung als Funktion der Frequenz ($a = \lambda_0/10$, f_0=2.45 GHz)

Abbildung 5-8 zeigt den Verlauf der Modenimpedanzen der drei Moden als Funktion der Frequenz bei einem Elementabstand von $a = \lambda_0/10$, und verdeutlicht den Unterschied zwischen den verschiedenen Modenimpedanzen. Mit konventionellen Methoden ist man also nicht in der Lage, alle drei Moden simultan anzupassen. Versucht man z. B. für Mode 2 und Mode 3 Leistungsanpassung zu realisieren, so lassen sich die Beträge der Reflexionsfaktoren bei Mode 2 und 3, wie in Abbildung 5-9 gezeigt, im Bereich der Mittenfrequenz minimieren. Es ist jedoch zu sehen, dass in diesem Fall die Beträge der Reflexionsfaktoren bei Mode 1 sehr groß sind. Als Folge dieser Anpassung der Moden 2 und 3 und des stark verschiedenen Frequenzgangs der Modenimpedanz von Mode 1 ist letztere (siehe Abbildung 5-8) extrem schlecht angepasst.

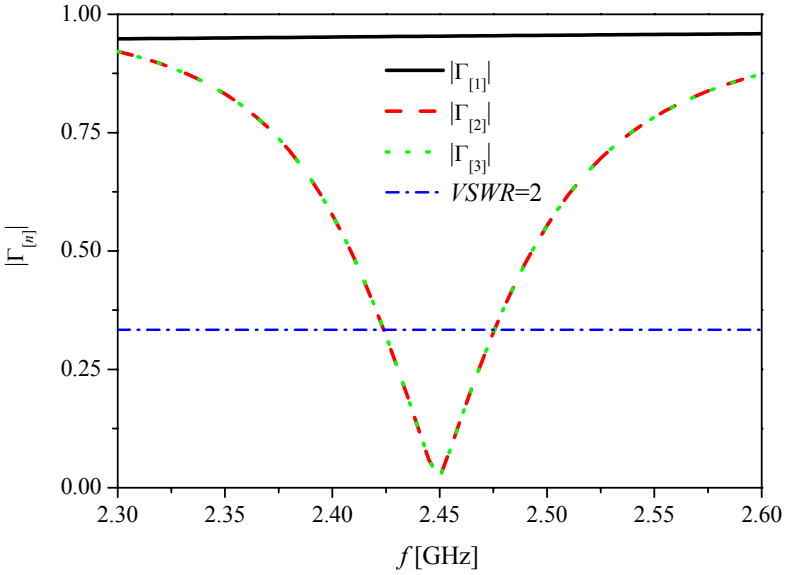


Abbildung 5-9: Betrag der Reflexionsfaktoren für die drei Moden einer Dreitorantenne bestehend aus drei Monopolelementen in dreieckiger Anordnung ($a = \lambda_0/10$, f_0=2.45 GHz) als Funktion der Frequenz. Gezeigt ist der Fall einer Leistungsanpassung für Mode 2 und 3 und die damit einhergehende starke Fehlanpassung von Mode 1.

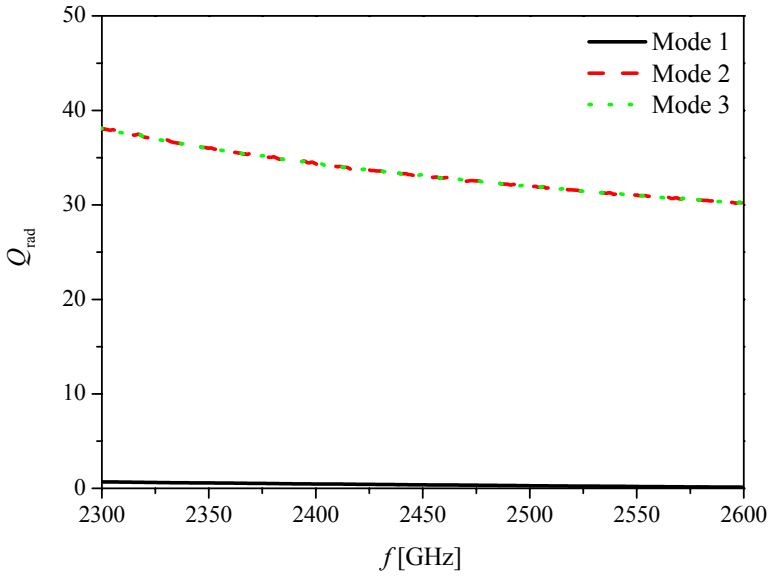


Abbildung 5-10: Antennengüte Q_{rad} bei den drei Moden einer Dreitorantenne bestehend aus drei Monopolelementen in dreieckiger Anordnung ($a = \lambda_0/10$, f_0=2.45 GHz) in Abhängigkeit von der Frequenz

Die Antennengüte Q_{rad} der jeweiligen Moden kann durch die Gleichungen (2.38/39) annähernd abgeschätzt werden. Die so ermittelte Frequenzabhängigkeit der Antennengüte der drei Moden ist in Abbildung 5-10 dargestellt. Für die Mittenfrequenz f_0=2,45 GHz erhält man $Q_{rad} \approx 0,4$ bei Mode 1 und $Q_{rad} \approx 33,2$ bei Mode 2 bzw. 3. Die Anten-

nengüte bei Mode 2 bzw. 3 (höhere Moden) ist also in diesem Beispiel ca. 83 fach höher als die bei Mode 1 (niedrigste Mode).

Die drei Modenrichtcharakteristiken lassen sich anhand der Ergebnisse der numerischen Analyse für $a < \lambda_0/6$ näherungsweise durch

$$\begin{aligned}
\vec{c}_{[1]}(\theta,\phi) &\approx 1.82 \;\; \exp(j\psi_A) \;\; \frac{\cos\left(\frac{\pi}{2}\cos\theta\right)}{\sin\theta} \;\; \vec{e}_\theta \\
\vec{c}_{[2]}(\theta,\phi) &\approx 2.83 \;\; \exp(j\psi_B) \;\; \cos\left(\frac{\pi}{2}\cos\theta\right) \;\; \sin\phi \;\; \vec{e}_\theta \\
\vec{c}_{[3]}(\theta,\phi) &\approx 2.83 \;\; \exp(j\psi_C) \;\; \cos\left(\frac{\pi}{2}\cos\theta\right) \;\; \cos\phi \;\; \vec{e}_\theta
\end{aligned} \qquad \textbf{(5.23)}$$

angeben, wobei ψ_A, ψ_B und ψ_C die frequenzabhängigen Phasenwinkel sind. Man erhält für $a = \lambda_0/10$ die Richtfaktoren der drei Eigenmoden jeweils zu $D_{[1]} = 3,24$, $D_{[2]} = 7,94$ und $D_{[3]} = 7,76$.

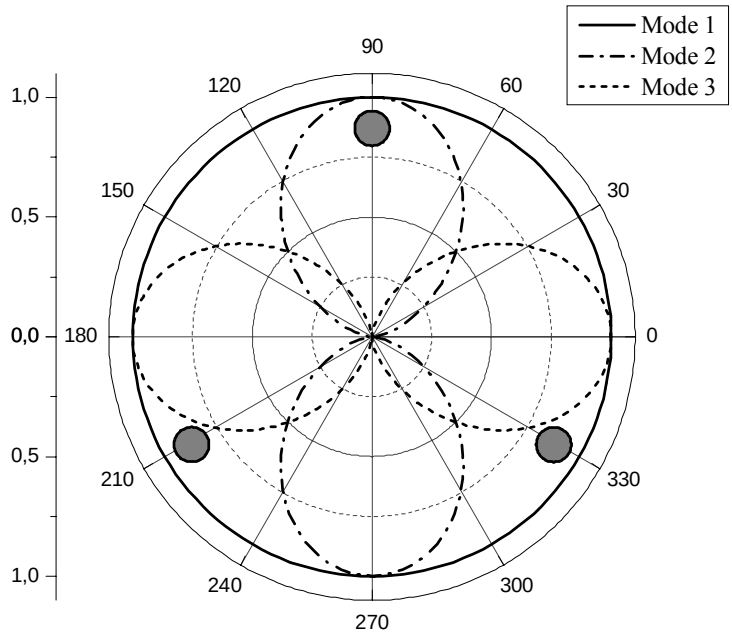


Abbildung 5-11: Richtdiagramme der drei Moden einer Dreitorantenne bestehend aus drei Monopolelementen in dreieckiger Anordnung für $a < \lambda_0/6$ ($\left|\vec{c}_{[m]}(\pi/2,\varphi)\right| \Big/ \sqrt{D_{[m]}}$, $m = 1,2,3$)

5.5.2.2 Entwurf des Anpassungs- und Entkopplungsnetzwerks

Man kann an jedes Tor einer Mehrtorantenne in Reihe eine Reaktanz jX_1 schalten. Dies entspricht der Kettenschaltung eines Zweitors mit der Admittanzmatrix

$$[Y]_{X1} = \begin{pmatrix} 1/jX_1 & 1/-jX_1 \\ 1/-jX_1 & 1/jX_1 \end{pmatrix} \quad (5.24)$$

an alle Antennentore. Durch die Admittanzmatrix der gesamten Struktur werden die Spannungen an den neuen Antennentoren mit den Strömen an den neuen Antennentoren verknüpft:

$$\begin{pmatrix} I_1' \\ I_2' \\ I_3' \end{pmatrix} = [Y]_{\text{neu}} \begin{pmatrix} U_1' \\ U_2' \\ U_3' \end{pmatrix}. \quad (5.25)$$

Mit

$$[Y]_{\text{Ant}} = \begin{pmatrix} Y_{11} & Y_{12} & Y_{12} \\ Y_{12} & Y_{11} & Y_{12} \\ Y_{12} & Y_{12} & Y_{11} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} G_{11}+jB_{11} & G_{12}+jB_{12} & G_{12}+jB_{12} \\ G_{12}+jB_{12} & G_{11}+jB_{11} & G_{12}+jB_{12} \\ G_{12}+jB_{12} & G_{12}+jB_{12} & G_{11}+jB_{11} \end{pmatrix} \quad (5.26)$$

ergibt sich $[Y]_{\text{neu}}$ zu

$$\begin{aligned} [Y]_{\text{neu}} &= \begin{pmatrix} Y_{11\text{neu}} & Y_{12\text{neu}} & Y_{12\text{neu}} \\ Y_{12\text{neu}} & Y_{11\text{neu}} & Y_{12\text{neu}} \\ Y_{12\text{neu}} & Y_{12\text{neu}} & Y_{11\text{neu}} \end{pmatrix} \\ &= \begin{pmatrix} G_{11\text{neu}}+jB_{11\text{neu}} & G_{12\text{neu}}+jB_{12\text{neu}} & G_{12\text{neu}}+jB_{12\text{neu}} \\ G_{12\text{neu}}+jB_{12\text{neu}} & G_{11\text{neu}}+jB_{11\text{neu}} & G_{12\text{neu}}+jB_{12\text{neu}} \\ G_{12\text{neu}}+jB_{12\text{neu}} & G_{12\text{neu}}+jB_{12\text{neu}} & G_{11\text{neu}}+jB_{11\text{neu}} \end{pmatrix} \end{aligned} \quad (5.27)$$

mit

$$Y_{11\text{neu}} = \frac{j3 - \frac{j2}{1+X_1B_{11}-X_1B_{12}+jX_1(-G_{11}+G_{12})} + \frac{1}{j+X_1(jB_{11}+j2B_{12}+G_{11}+2G_{12})}}{3X_1} \quad (5.28)$$

und

$$Y_{12\text{neu}} = \frac{jB_{12}+G_{12}}{\left[1+X_1\left(B_{11}-B_{12}+jG_{12}-jG_{11}\right)\right]\left[1+X_1\left(B_{11}+2B_{12}-jG_{11}-j2G_{12}\right)\right]} \quad (5.29)$$

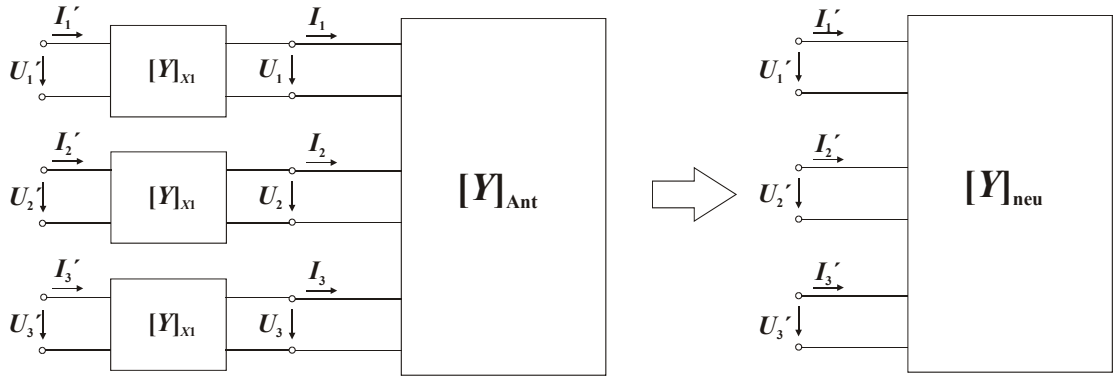


Abbildung 5-12: An jedes Tor einer Dreitorantenne wird eine Reaktanz in Reihe geschaltet. Dies entspricht der Kettenschaltung eines Zweitors an alle Antennentore. Die gesamte Struktur lässt sich zu einem einzigen Netzwerk $[Y]_{neu}$ zusammenfassen.

Y_{11neu} wird rein imaginär ($G_{12neu} = 0$), falls die Reaktanz jX_1 gemäß

$$X_1 = \frac{G_{12}}{B_{12}G_{11} - B_{11}G_{12} + \sqrt{(G_{11} - G_{12})(G_{11} + 2G_{12})(B_{12}^2 + G_{12}^2)}} \qquad (5.30)$$

oder

$$X_1 = \frac{G_{12}}{B_{12}G_{11} - B_{11}G_{12} - \sqrt{(G_{11} - G_{12})(G_{11} + 2G_{12})(B_{12}^2 + G_{12}^2)}} \qquad (5.31)$$

ausgewählt wird. In diesem Fall erhält man $[Y]_{neu}$ zu

$$[Y]_{neu} = \begin{pmatrix} G_{11neu} + jB_{11neu} & jB_{12neu} & jB_{12neu} \\ jB_{12neu} & G_{11neu} + jB_{11neu} & jB_{12neu} \\ jB_{12neu} & jB_{12neu} & G_{11neu} + jB_{11neu} \end{pmatrix}. \qquad (5.32)$$

Als Nächstes verbindet man die drei neuen Tore paarweise mit einer Suszeptanz jB_{12neu} . Das bedeutet, dass ein Dreitor mit der Admittanzmatrix

$$Y_{DN} = \begin{pmatrix} j2B_{12neu} & -jB_{12neu} & -jB_{12neu} \\ -jB_{12neu} & j2B_{12neu} & -jB_{12neu} \\ -jB_{12neu} & -jB_{12neu} & j2B_{12neu} \end{pmatrix} \qquad (5.33)$$

zu dem bisherigen Dreitor parallel geschaltet wird. Man erhält damit die neue Admittanzmatrix der gesamten Struktur über

$$\left[\tilde{Y}\right]_{\text{neu}} = \left[Y\right]_{\text{neu}} + \left[Y\right]_{\text{DN}} = \begin{pmatrix} \tilde{Y}_{11\text{neu}} & 0 & 0 \\ 0 & \tilde{Y}_{11\text{neu}} & 0 \\ 0 & 0 & \tilde{Y}_{11\text{neu}} \end{pmatrix} \qquad \textbf{(5.34)}$$

mit

$$\tilde{Y}_{11\text{neu}} = G_{11\text{neu}} + j\left(B_{11\text{neu}} + B_{12\text{neu}}\right). \qquad \textbf{(5.35)}$$

Da alle Nebendiagonalenelemente der Admittanzmatrix des gesamten Netzwerks verschwinden, erhält man drei Tore, die voneinander entkoppelt sind. Man ist nun in der Lage, mit konventionellen Anpassungsschaltungen (aus konzentrierten Bauelementen oder Leitungsstücken) die Eingangsimpedanzen einzelner Tore (hier $Z_{\text{ein}} = 1/\tilde{Y}_{11\text{neu}}$) separat auf den gewünschten Wert zu transformieren. In Abbildung 5-13 wird die oben beschriebene Vorgehensweise zum Entwurf des AEN noch einmal verdeutlicht und es werden die äquivalenten Anpassungsnetzwerke für die drei Moden dargestellt.

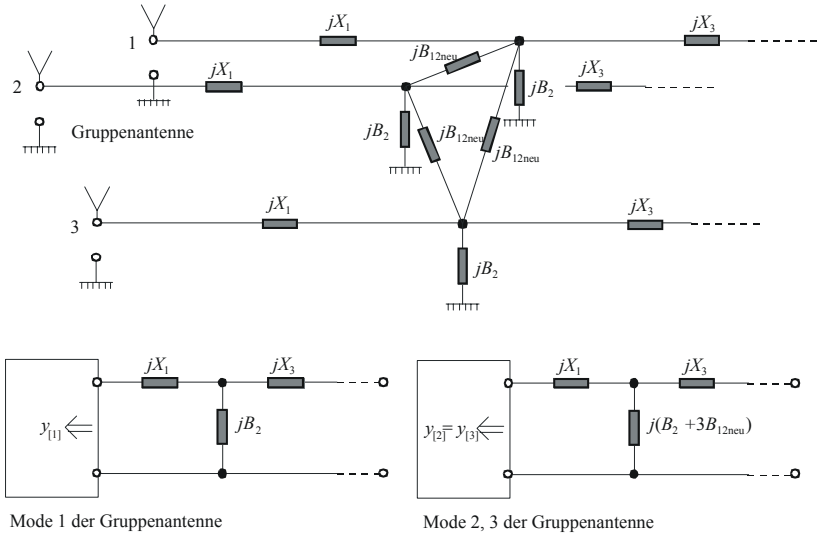


Abbildung 5-13: Ein mögliches Anpassungs- und Entkopplungsnetzwerk für eine Dreitorantenne bestehend aus drei Monopolelementen in dreieckiger Anordnung (oben) sowie die äquivalenten Anpassungsnetzwerke für die Eigenmoden (unten)

Anstelle der seriellen Reaktanz jX_1 kann auch ein Leitungsstück verwendet werden. Die Länge und der Wellenwiderstand des Leitungsstücks werden nach dem gleichen Prinzip wie bei der Auswahl von X_1 bestimmt, d. h. aus der Forderung, dass die Nebendiagonalenelemente der neuen Admittanzmatrix rein imaginär werden.

Eine weitere Alternative ist die Modifizierung der Antennenelemente. Man kann nämlich mit richtig eingestellten geometrischen Parametern einzelner Antennenelemente

ebenfalls die Forderung nach dem Verschwinden des Realteils der Nebendiagonalenelemente der Admittanzmatrix erfüllen. Der Vorteil dieser Lösungsvariante liegt darin, dass dadurch der Aufbau des AEN vereinfacht wird. Bei Monopolantennen kann z. B. die Länge oder der Durchmesser verändert werden. Aufgrund der besseren Handhabung ist in der Praxis die Modifikation der Monopollänge zu bevorzugen.

Für die hier besprochene Dreitorantenne mit $a = \lambda_0/10$ und $d = \lambda_0/40$ erhält man $Y_{12\text{neu}} = 0 + j0,0151\,\Omega^{-1}$, wenn alle Monopolelemente um ca. 0,02% gegenüber der ursprünglichen Länge von $\lambda_0/4$ gekürzt werden. Bei einer Mittenfrequenz von z. B. 2,45 GHz können die drei Tore anschließend entkoppelt werden, indem man die Antennentore paarweise mit einem Kondensator von 0,981 pF verbindet. Die Eingangsimpedanzen der einzelnen Tore betragen nun einheitlich $1/\tilde{Y}_{11\text{neu}} = 140,3 - j2,27\,\Omega$ und können leicht in die gewünschte Impedanzgröße transformiert werden. In diesem Fall besteht das AEN also aus drei Kondensatoren sowie drei gleichen Impedanztransformationsschaltungen.

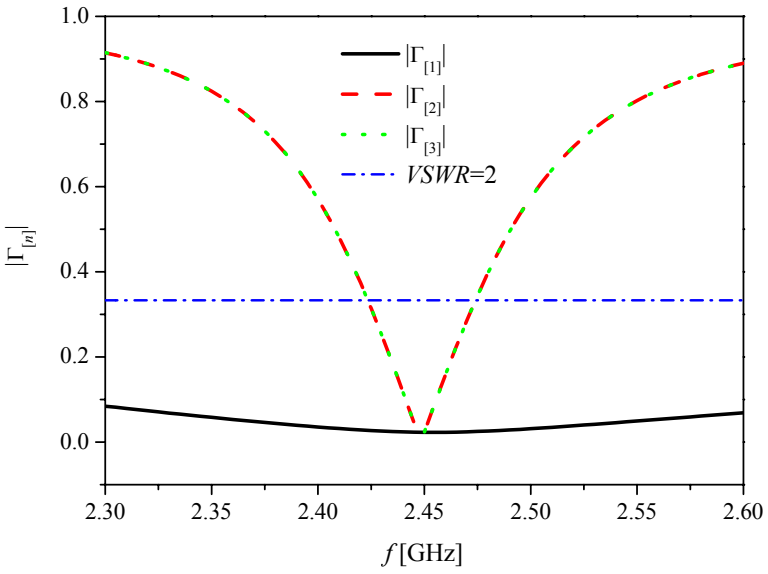


Abbildung 5-14: Reflexionsfaktoren für die drei Moden einer Dreitorantenne bestehend aus drei Monopolelementen in dreieckiger Anordnung mit Anpassungs- und Entkopplungsnetzwerk ($a = \lambda_0/10$, f_0=2.45 GHz) betragsmäßig als Funktion der Frequenz

Die Auswirkung des AEN kann am besten demonstriert werden, indem man das neue Ergebnis für die Reflexionsfaktoren bei den drei Moden betrachtet (siehe Abbildung 5-14) und mit dem vorherigen Ergebnis vergleicht. Im Vergleich zu Abbildung 5-9 wird

das Kriterium $VSWR \leq 2$ jetzt bei allen drei Moden in der Umgebung der Betriebsfrequenz erfüllt, allerdings in modenspezifisch unterschiedlich breiten Frequenzbereichen.

5.5.2.3 Bandbreite der Dreitorantenne mit Anpassungs- und Entkopplungsnetzwerk

Wenn man an einem beliebigen Tor der Dreitorantenne bei gleichzeitigem reflexionsfreien Abschluss der anderen zwei Tore einspeist, entstehen in der Regel Reflexionsverluste und Übersprechverluste, welche jeweils durch $|S_{11}|^2$ und $2|S_{21}|^2$ beschrieben werden. In der folgenden Abbildung sind $|S_{11}|^2$ und $2|S_{21}|^2$ in Abhängigkeit von der Frequenz für den Fall dargestellt, dass ein AEN vorhanden ist. Die Ergebnisse der Computersimulation haben gezeigt, dass sowohl die Reflexionsverluste als auch die Übersprechverluste erwartungsgemäß bei der Mittenfrequenz gegen null gehen und außerhalb der Mittenfrequenz wieder stetig zunehmen, weswegen das AEN nur in einem eingeschränkten Frequenzbereich wirksam ist.

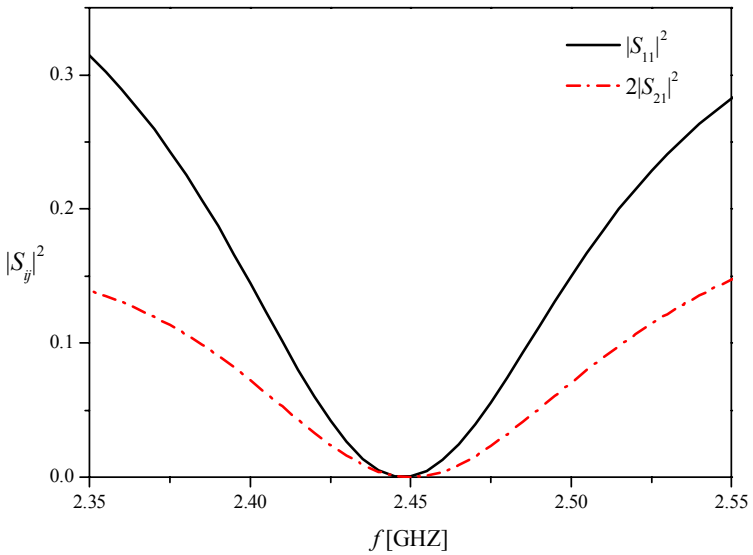


Abbildung 5-15: Der Frequenzgang von $|S_{11}|^2$ und $2|S_{21}|^2$ bei der Einspeisung in ein Tor einer Dreitorantenne bestehend aus drei Monopolelementen in dreieckiger Anordnung mit Anpassungs- und Entkopplungsnetzwerk. Der Elementabstand und der Durchmesser der Monopolelemente betragen jeweils $\lambda_0/10$ und $\lambda_0/40$. Alle Monopolelemente haben eine Länge von $0{,}24995\lambda_0$.

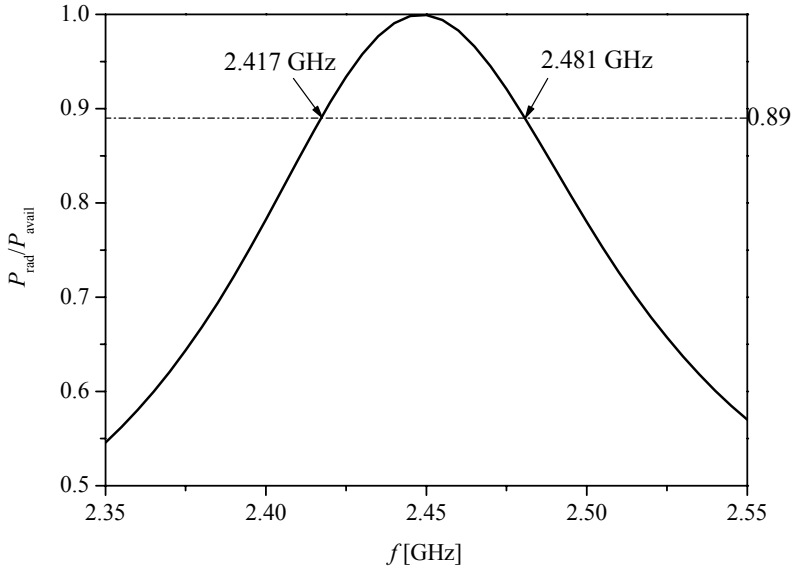


Abbildung 5-16: Das Verhältnis der tatsächlich abgestrahlten Leistung zur insgesamt verfügbaren Leistung als Funktion der Frequenz bei Einspeisung in ein beliebiges Tor der Dreitorantenne bestehend aus drei Monopolelementen in dreieckiger Anordnung mit Anpassungs- und Entkopplungsnetzwerk

Die Bandbreite einer Mehrtorantenne ist nach der Definition in Abschnitt 3.3 zu bestimmen. Die tatsächlich von der Dreitorantenne abgestrahlte Leitung für die Einspeisung in ein einziges Tor und reflexionsfreien Abschluss ist durch

$$P_{\text{rad}} = P_{\text{avail}} \left(1 - \left|S_{11}\right|^2 - 2\left|S_{21}\right|^2\right) \qquad \textbf{(5.36)}$$

gegeben. Die Frequenzabhängigkeit von $P_{\text{rad}}/P_{\text{avail}}$ für die Dreitorantenne mit AEN ist in Abbildung 5-16 dargestellt. Für die relative Bandbreite ergibt sich für diesen speziellen Fall ein Wert von

$$BW = \frac{2,481 - 2,417}{2,45} \approx 2,6\% . \qquad \textbf{(5.37)}$$

5.5.2.4 Effektive Torrichtcharakteristiken der Dreitorantenne mit Anpassungs- und Entkopplungsnetzwerk

Geht man davon aus, dass mit Hilfe von AEN die drei Moden der Dreitorantenne bei der Mittenfrequenz simultan ideal leistungsangepasst sind, so erhält man die effektiven Torrichtcharakteristiken jeweils für Tor 1, Tor 2 und Tor 3 bei der Mittenfrequenz zu

$$\vec{C}_1(\theta,\varphi) = \left(\vec{c}_{[1]}(\theta,\varphi) + \sqrt{2}\vec{c}_{[2]}(\theta,\varphi)\right)\Big/\sqrt{3}\,, \qquad \textbf{(5.38)}$$

$$\vec{C}_2(\theta,\varphi)=\left(\vec{c}_{[1]}(\theta,\varphi)-\frac{1}{\sqrt{2}}\vec{c}_{[2]}(\theta,\varphi)+\frac{3}{\sqrt{6}}\vec{c}_{[3]}(\theta,\varphi)\right)\Big/\sqrt{3} \qquad \textbf{(5.39)}$$

und

$$\vec{C}_3(\theta,\varphi)=\left(\vec{c}_{[1]}(\theta,\varphi)-\frac{1}{\sqrt{2}}\vec{c}_{[2]}(\theta,\varphi)-\frac{3}{\sqrt{6}}\vec{c}_{[3]}(\theta,\varphi)\right)\Big/\sqrt{3}\,, \qquad \textbf{(5.40)}$$

wobei sich ein Richtfaktor von D=10,41 anhand der Simulationsergebnisse für alle drei Fälle ergibt.

Aus

$$\begin{aligned}&\vec{C}_1^{\,*}(\theta,\varphi)\vec{C}_2(\theta,\varphi)\\&=\frac{1}{3}\left(\vec{c}_{[1]}^{\,*}(\theta,\varphi)+\frac{1}{\sqrt{2}}\vec{c}_{[2]}^{\,*}(\theta,\varphi)\right)\left(\vec{c}_{[1]}(\theta,\varphi)-\frac{1}{\sqrt{2}}\vec{c}_{[2]}(\theta,\varphi)+\frac{3}{\sqrt{6}}\vec{c}_{[3]}(\theta,\varphi)\right)\end{aligned} \qquad \textbf{(5.41)}$$

folgt

$$\frac{1}{4\pi}\oint\vec{C}_1^{\,*}(\theta,\varphi)\vec{C}_2(\theta,\varphi)\,d\Omega=0\,. \qquad \textbf{(5.42)}$$

Analog erhält man

$$\begin{aligned}\frac{1}{4\pi}\oint\vec{C}_1^{\,*}(\theta,\varphi)\vec{C}_3(\theta,\varphi)\,d\Omega=0\\\frac{1}{4\pi}\oint\vec{C}_2^{\,*}(\theta,\varphi)\vec{C}_3(\theta,\varphi)\,d\Omega=0\end{aligned}\,. \qquad \textbf{(5.43)}$$

Die effektiven Torrichtcharakteristiken sind also wie in Abschnitt 5.3 behauptet orthogonal zueinander.

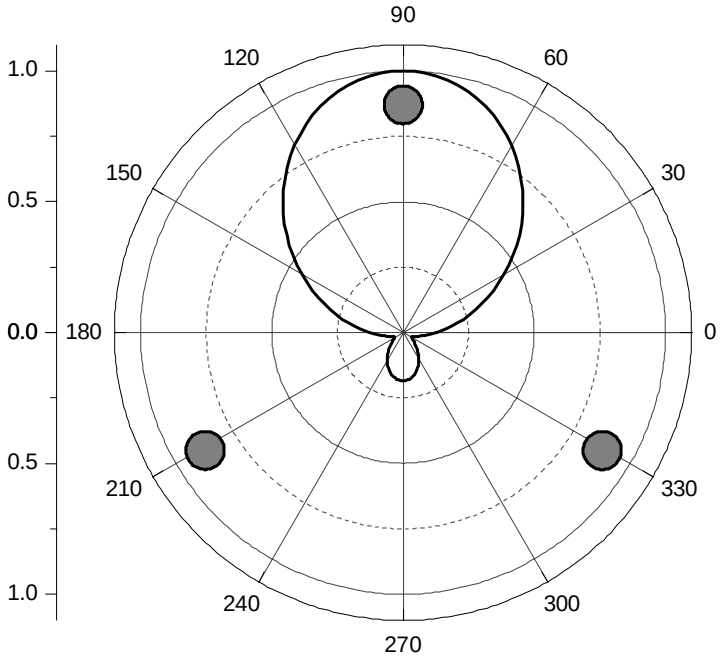


Abbildung 5-17: Richtdiagramm einer Dreitorantenne bestehend aus drei Monopolelementen in dreieckiger Anordnung mit Anpassungs- und Entkopplungsnetzwerk bei Einspeisung in Tor 1 ($|\vec{C}_1(\pi/2,\varphi)|/\sqrt{D_1}$, mit D_1=10,41). Falls Tor 2 oder Tor 3 gespeist wird, ergibt sich das jeweilige Richtdiagramm über eine Rotation von ±120° um die *z*-Achse.

5.5.2.5 Aufbau und Messungen

Die aufgebaute Testantenne hat eine Mittenfrequenz von 897,5 MHz und einen Elementabstand von $\lambda_0/10$.

Die Monopolelemente mit einem Durchmesser von 8 mm sind aus Kupfer hergestellt. Da das entsprechende AEN in Mikrostreifenleitungstechnik aufgebaut wird, muss man bei der Bestimmung der Monopollänge ein zusätzliches 5 mm langes Koaxialleitungsstück berücksichtigen, das einerseits als Übergang von Antennenelement zum AEN und andererseits zur Befestigung des Monopolelements auf der Grundplatte dient. Die Länge aller Monopolelemente muss so eingestellt werden, dass $Y_{12\text{neu}}$ an der Verbindungsstelle zwischen den Antennenelementen und AEN rein imaginär ist. Daraus ergibt sich eine Monopollänge von 78,2 mm und $Y_{12\text{neu}} = 0 + j0{,}0187\,\Omega^{-1}$.

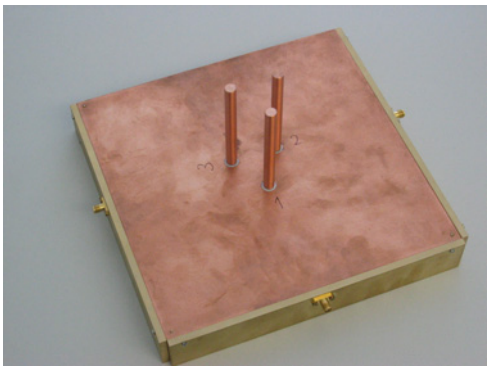


Abbildung 5-18: Eine kompakte Dreitorantenne bestehend aus drei Monopolelementen mit Anpassungs- und Entkopplungsnetzwerk (f_0=897,5 MHz)

Um die drei Antennentore zu entkoppeln, muss man die Tore paarweise über ein Zweitor mit einer Längssuszeptanz von $j0,0187\,\Omega^{-1}$ verbinden. Während man bei theoretischen Analysen und Simulationen für diese Verbindung von einem idealen konzentrierten Element – in diesem Fall einem Kondensator von 3,32 pF – ausgehen kann, muss bei der praktischen Realisierung die Überbrückung der Entfernung zwischen beiden Punkten in die Designüberlegungen einbezogen werden. Daher wird das Zweitor aus zwei gleichen Leitungsstücken und einem konzentrierten Element in der Mitte realisiert. Der ursprüngliche Wert des konzentrierten Elements wird dabei durch die Leistungsstücke in einen neuen Wert transformiert. Deshalb muss man diesen Effekt bei der Auswahl der Größe des konzentrierten Elements berücksichtigen.

Es gibt verschiedene Möglichkeiten zur Realisierung eines Kondensators für höhere Frequenzbereiche (Interdigital, Metal-Insulator-Metal (MIM) etc.). Kommerzielle hochfrequenztaugliche Keramikkondensatoren, z. B. von der Firma *Johanson Technology* (931 Via Alondra, Camarillo, CA 93912), zeichnen sich durch eine hohe Güte selbst bei relativ hohen Frequenzen aus und stellen somit eine weitere alternative Lösung dar. Die Keramikkondensatoren werden in SMD (Surface Mounted Device) -Technik angeboten und können einfach in die Schaltung gelötet werden. Zum Lieferumfang gehört auch ein Programm, welches die gemessenen *S*-Parameter des Kondensators für beliebige Frequenzbereiche ausgibt, wodurch eine genaue Modellierung einer Mehrtorantenne samt AEN ermöglicht wird.

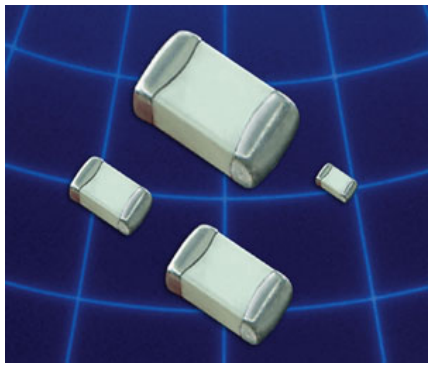


Abbildung 5-19: Hochfrequenzkeramikkondensatoren von der Firma *Johanson Technology*

Das AEN für die Dreitorantenne wurde in Mikrostreifenleitungstechnik auf einem Substrat des Typs RO4003 von der Firma *Rogers* realisiert. Das Substrat hat eine Dicke von 0,51 mm und ist beidseitig kupferkaschiert. Die relative Dielektrizitätskonstante des Substrates beträgt 3,38.

Das AEN kann im Prinzip als zweiteilig betrachtet werden. Der erste Teil hat die Aufgabe, die Antennentore zu entkoppeln. Zur Entkopplung der Tore wurden drei Stück Keramikkondensatoren mit einer Kapazität von 1,5 pF verwendet und durch geeignete Wahl der Breite der Verbindungsleitung (Leitungswellenwiderstand) in die erforderliche Suszeptanz $Y_{12\text{neu}}$ transformiert. Das unten stehende Bild zeigt diesen Teil des endgültigen AEN.

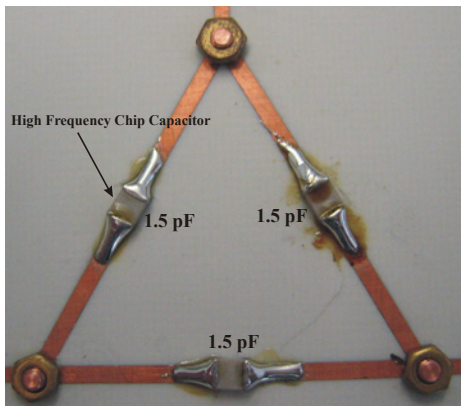


Abbildung 5-20: Ein Ausschnitt des Anpassungs- und Entkopplungsnetzwerks für die Dreitorantenne. Es handelt sich um den Teil, mit dem die Antennentore entkoppelt werden.

Mit dem zweiten Teil des AEN versucht man, die Testantenne um die Mittenfrequenz möglichst gut anzupassen. Da die Tore schon voneinander entkoppelt sind, werden die konventionellen Methoden (z. B. Stichleitung, $\lambda/4$-Transformator) eingesetzt.

In den folgenden Abbildungen werden die Beträge der *S*-Parameter der Testantenne in Abhängigkeit von der Frequenz dargestellt. Die Messungen stimmen dabei mit den Computersimulationsergebnissen sehr gut überein.

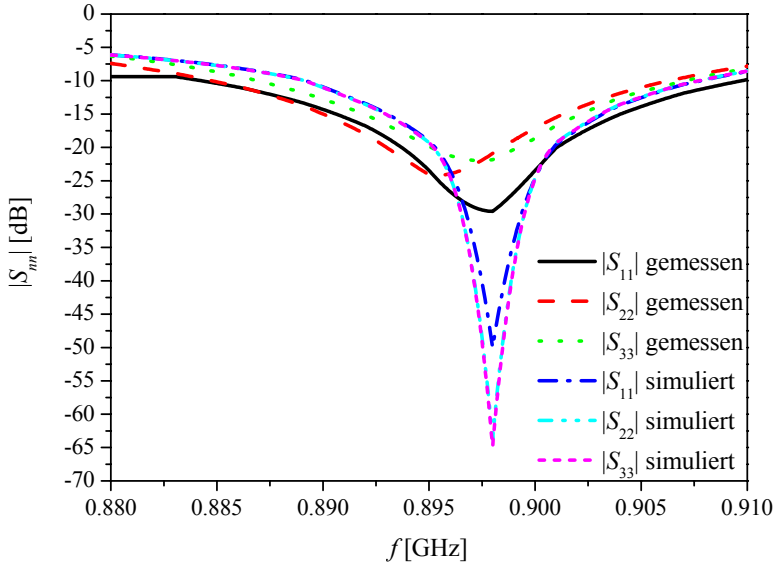


Abbildung 5-21: Beträge von S_{11}, S_{22} und S_{33} der zum Testzweck aufgebauten Dreitorantenne als Funktion der Frequenz

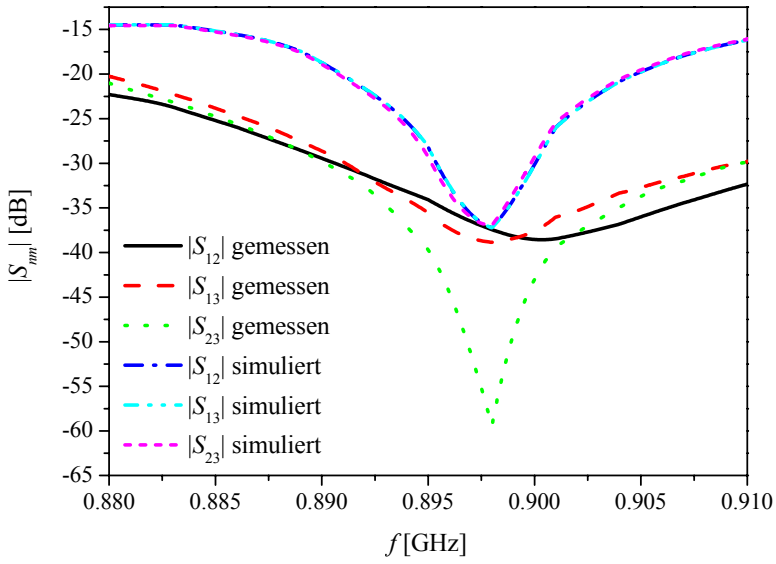


Abbildung 5-22: Beträge von S_{12}, S_{23} und S_{13} der zum Testzweck aufgebauten Dreitorantenne als Funktion der Frequenz

Um die Effektivität des AEN zu demonstrieren, wurde eine identische Dreitorantenne ohne AEN aufgebaut und messtechnisch charakterisiert. Dabei wurde die Dreitorantenne in konventioneller Weise angepasst, d. h., dass an jedes Tor ein separates – aus Sym-

metriegründen auch identisches – Anpassungsnetzwerk angeschlossen wurde. Aus den Messergebnissen, welche in den beiden folgenden Abbildungen dargestellt sind, kann eindeutig festgestellt werden, dass es zwar ebenso möglich ist, einzelne Tore gut anzupassen, aber ein starkes Übersprechen zwischen den drei Toren der kompakten Dreitorantenne unvermeidbar ist.

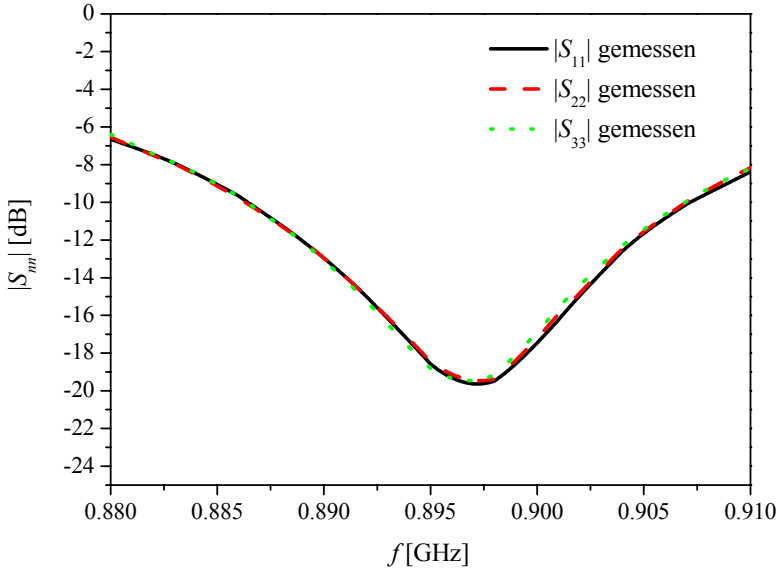


Abbildung 5-23: Beträge von S_{11}, S_{22} und S_{33} der zum Vergleichszweck aufgebauten Dreitorantenne mit konventionellem Anpassungsnetzwerk als Funktion der Frequenz

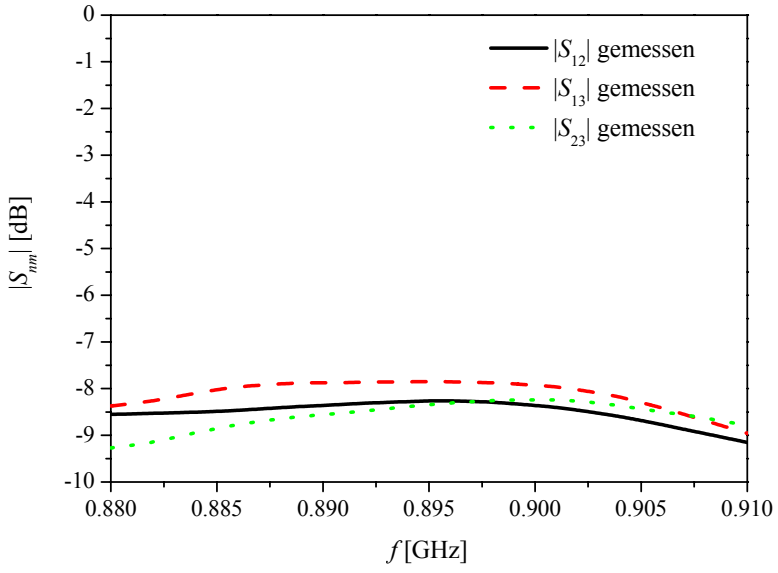


Abbildung 5-24: Beträge von S_{12}, S_{23} und S_{13} der zum Vergleichszweck aufgebauten Dreitorantenne mit konventionellem Anpassungsnetzwerk als Funktion der Frequenz

5.5.3 Kompakte Mehrtorantennen aus gedruckten Monopolantennenelementen mit Anpassungs- und Entkopplungsnetzwerk

5.5.3.1 Einleitung

Planare Antennen gewinnen vor allem wegen ihrer kompakten und kostengünstigen Bauweise immer mehr an Bedeutung und haben ein breites Anwendungsgebiet. Sie finden z. B. in Mobilfunksystemen und drahtlosen lokalen Netzwerken Verwendung.

Zu den planaren Antennen gehören gedruckte Monopolantennen (Printed Monopole) [Lit96, Won02]. Da sich gedruckte Monopolantennen auf einem auch für Hochfrequenzschaltungen geeigneten Substrat aufbauen lassen, kann man sowohl die Antennenelemente als auch die nachfolgenden Netzwerke (z. B. AEN) auf einem gemeinsamen Trägermaterial unterbringen. Dies ermöglicht den Entwurf von flexiblen und kompakten Antennensystemen.

5.5.3.2 Kompakte Zweitorantenne bestehend aus zwei gedruckten Monopolelementen

Eine Zweitorantenne bestehend aus zwei gedruckten Monopolelementen mit AEN wurde computergestützt simuliert und für experimentelle Untersuchungen hergestellt.

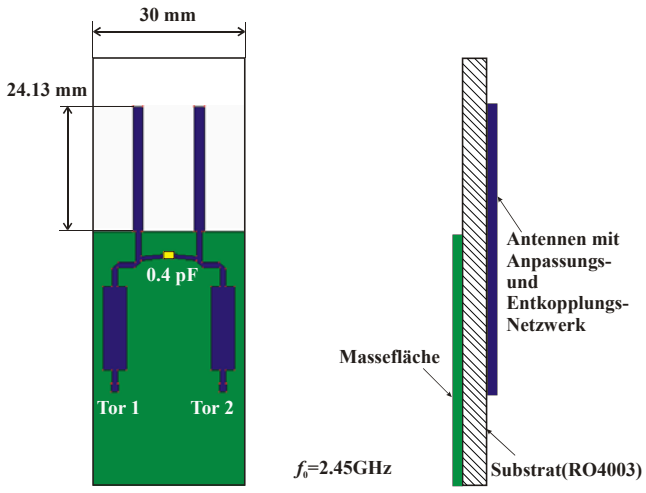


Abbildung 5-25: Aufbau einer Zweitorantenne bestehend aus zwei gedruckten Monopolelementen mit Anpassungs- und Entkopplungsnetzwerk

Abbildung 5-25 illustriert die Konfiguration der Testantenne. Dabei wurde das gleiche Substrat wie für das AEN der Dreitorantenne in Abschnitt 5.5.2.5 verwendet. Die beiden Antennenelemente stehen in einer Reihe und sind bei der Mittenfrequenz ca. $\lambda_0/10$

voneinander entfernt. Der Aufbau des AEN erfolgt in gleicher Art und Weise wie für die zuletzt besprochene Dreitorantenne. Zur Entkopplung beider Tore wird ein Keramikkondensator von 0,4 pF benötigt, und die Transformation der Eingangsimpedanz in 50 Ω wird mit Hilfe des $\lambda/4$-Leitungsstücks bewerkstelligt. Die *S*-Parameter der Testantenne aus Simulationen und Messungen werden in der nachfolgenden Abbildung betragsmäßig als Funktion der Frequenz dargestellt. In Abbildung 5-27 werden auch zwei Fotos der Testantenne jeweils von der Vorder- und Rückseite gezeigt.

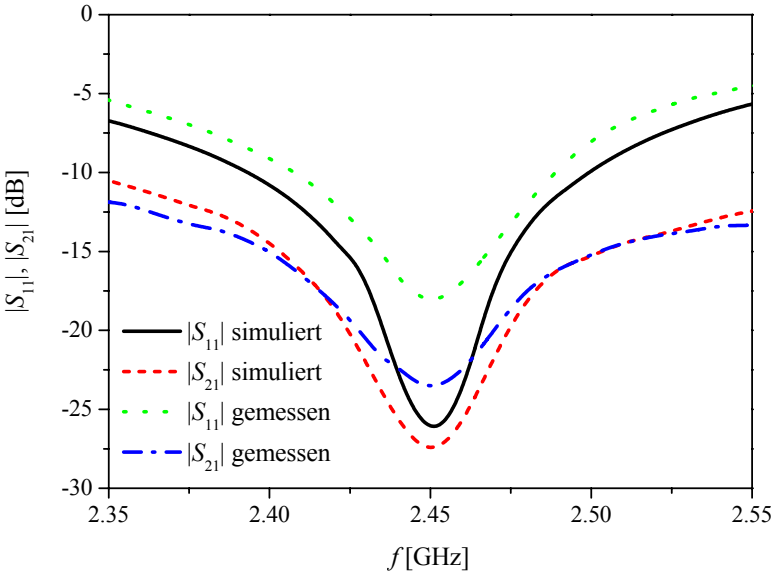


Abbildung 5-26: Beträge von S_{11} und S_{21} der Zweitorantenne bestehend aus zwei gedruckten Monopolelementen mit Anpassungs- und Entkopplungsnetzwerk in Abhängigkeit von Frequenz

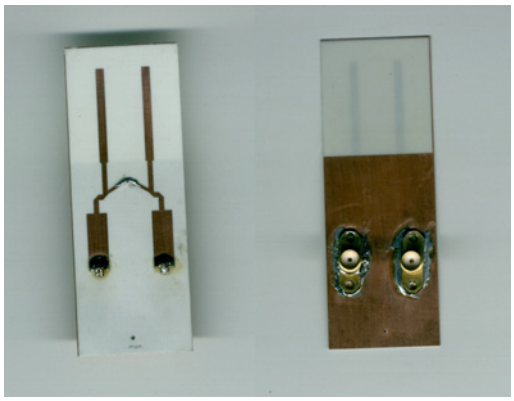


Abbildung 5-27: Zweitorantenne bestehend aus zwei gedruckten Monopolelementen mit Anpassungs- und Entkopplungsnetzwerk

Wird in ein Tor eingespeist, während das andere Tor reflexionsfrei abgeschlossen ist, so ist die tatsächlich von der Antenne abgestrahlte Leistung durch

$$P_{\text{rad}} = P_{\text{avail}} \left(1 - \left|S_{11}\right|^2 - \left|S_{12}\right|^2\right) \qquad \textbf{(5.44)}$$

gegeben.

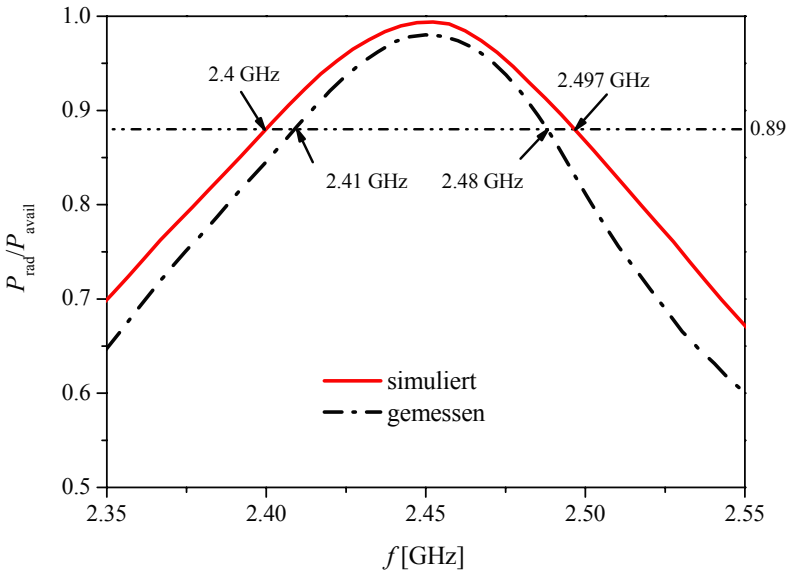


Abbildung 5-28: Das Verhältnis der tatsächlich abgestrahlten Leistung zur insgesamt verfügbaren Leistung als Funktion der Frequenz bei der Einspeisung in ein beliebiges Tor der Zweitorantenne bestehend aus zwei gedruckten Monopolelementen mit Anpassungs- und Entkopplungsnetzwerk

Aus dem frequenzabhängigen Verlauf von $P_{\text{rad}}/P_{\text{avail}}$ lässt sich eine relative Bandbreite von 3,96% nach den Simulationsergebnissen und 2,86% nach den Messergebnissen feststellen.

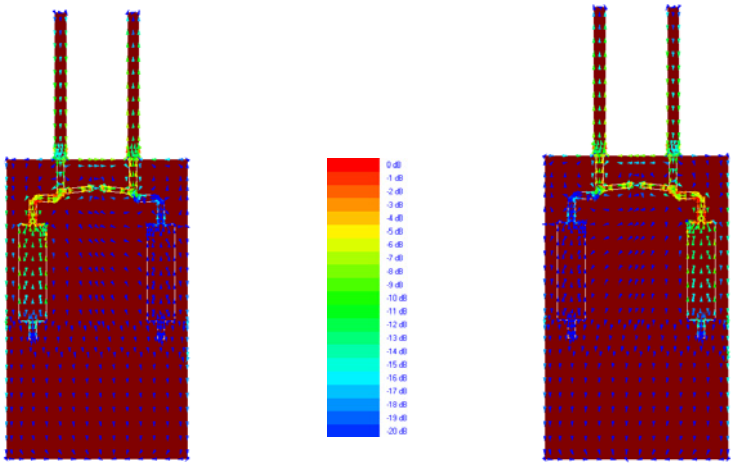


Abbildung 5-29: Stromdichtenverteilung einer Zweitorantenne bestehend aus zwei gedruckten Monopolelementen mit Anpassungs- und Entkopplungsnetzwerk bei Einspeisung in Tor 1 (links) oder Tor 2 (rechts) (f_0 = 2,45 GHz)

Bei planaren Antennen liefert die verfügbare kommerzielle Software ein Bild der Stromdichtenverteilung auf der gesamten Antennenstruktur, was zu einem besseren Verständnis der Funktionsweise des AEN führen kann. In Abbildung 5-29 ist für die Mittenfrequenz 2,45 GHz die Stromdichtenverteilung dargestellt, wenn nur in ein einziges Tor der Antenne eingespeist wird. Man erkennt, dass aus dem ungespeisten Tor nur ein relativ zum Speisestrom sehr kleiner Strom herausfließt und damit dieses Tor „näherungsweise entkoppelt“ ist. Diese Abweichung vom Idealfall der absoluten Entkopplung liegt bei der numerischen Simulation zum einen an der nicht perfekten Optimierung der Strukturparameter und zum anderen an der endlichen Genauigkeit der numerischen Simulation. Beim praktischen Aufbau der Struktur führen Abweichungen zwischen modellierter und realer Struktur sowie Fertigungstoleranzen zur Abweichung von der absoluten Entkopplung.

Es ist dabei auch zu erkennen, dass beide Antennenelemente gleichzeitig erregt werden, obwohl nur einem einzigen Tor Leistung zugeführt wird. Die beiden Tore lassen sich also nicht mehr eindeutig den einzelnen Antennenelementen zuordnen, vielmehr führt die Speisung der Tore zur Erregung der gesamten Mehrtorantenne. Dabei unterscheiden sich die beiden Erregungen gerade so, dass die zugehörigen Richtcharakteristiken zueinander orthogonal sind.

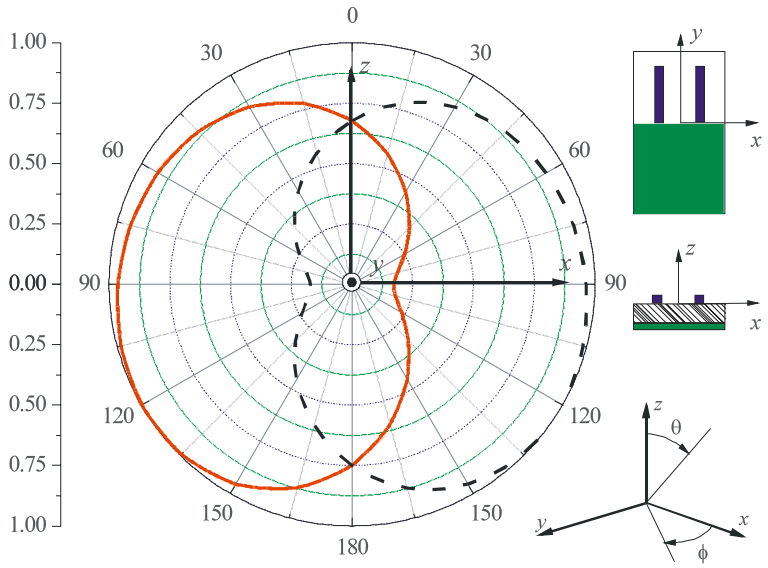


Abbildung 5-30: Richtdiagramme einer Zweitorantenne bestehend aus zwei gedruckten Monopolelementen mit Anpassungs- und Entkopplungsnetzwerk bei Einspeisung in Tor 1 (durchgezogene Linie, $|\vec{C}_1(\theta,0)|/\sqrt{D_1}$, mit D_1=1,79) oder Tor 2 (gestrichelte Linie, $|\vec{C}_2(\theta,0)|/\sqrt{D_1}$) (f_0 = 2,45 GHz)

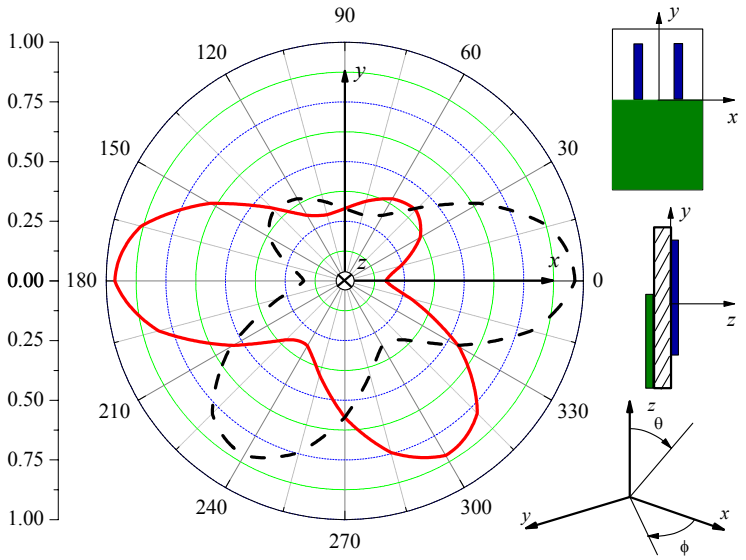


Abbildung 5-31: Richtdiagramme einer Zweitorantenne bestehend aus zwei gedruckten Monopolelementen mit Anpassungs- und Entkopplungsnetzwerk bei Einspeisung in Tor 1 (durchgezogene Linie, $|\vec{C}_1(\pi/2,\varphi)|/\sqrt{D_1}$, mit D_1=1,79) oder Tor 2 (gestrichelte Linie, $|\vec{C}_2(\pi/2,\varphi)|/\sqrt{D_1}$) ($f_0$ = 2,45 GHz)

Diese Beispielantenne demonstriert, dass auf einer Plattform, welche von den Abmessungen normalerweise nur für ein einziges Antennenelement ausreicht, zwei Elemente untergebracht werden können. Der Nutzen dieser Maßnahme liegt darin, dass man eine zusätzliche Mode – die Gegentaktmode – gewonnen hat. Dies bedeutet, dass an den Toren statt einer Richtcharakteristik nun zwei zueinander orthogonale Torrichtcharakteristiken für die digitale Keulenformung zur Verfügung stehen. In obigen beiden Abbildungen sind die Richtdiagramme der beiden Torrichtcharakteristiken dargestellt.

5.5.3.3 Kompakte Dreitorantenne bestehend aus drei gedruckten Monopolelementen

5.5.3.3.1 Prinzip zur Entkopplung aller drei Tore

In den oben erläuterten zwei Beispielen handelt es sich um Mehrtorantennen, die entweder aus zwei Antennenelementen bestehen oder über eine spezielle Symmetrie verfügen, sodass nur benachbarte Elemente zu entkoppeln sind. Für den Fall, dass z. B. drei Antennenelemente auf einer Linie liegen (lineares Antennenarray mit drei Elementen), reicht die Entkopplung benachbarter Elemente nicht mehr aus, da die beiden äußeren

Elemente immer noch miteinander verkoppelt sind. Man kann daher nicht in einem Zug alle drei Tore voneinander entkoppeln.

Die Admittanzmatrix einer Dreitorantenne bestehend aus drei gleichen Antennenelementen ist unter Berücksichtigung der Symmetrie und Reziprozität im Allgemeinen durch

$$[Y] = \begin{pmatrix} Y_{11} & Y_{12} & Y_{13} \\ Y_{12} & Y_{22} & Y_{12} \\ Y_{13} & Y_{12} & Y_{11} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} G_{11}+jB_{11} & G_{12}+jB_{12} & G_{13}+jB_{13} \\ G_{12}+jB_{12} & G_{22}+jB_{22} & G_{12}+jB_{12} \\ G_{13}+jB_{13} & G_{12}+jB_{12} & G_{11}+jB_{11} \end{pmatrix} \quad \textbf{(5.45)}$$

gegeben.

Bekannterweise kann durch Anschluss einer seriellen Reaktanz an die Antennentore (wahlweise entweder nur an das Tor in der Mitte, an die beiden äußeren Tore oder an alle drei Tore) erreicht werden, dass der Realteil einzelner Nebendiagonalenelemente verschwindet, dass also

$$[Y]' = \begin{pmatrix} G'_{11}+jB'_{11} & jB'_{12} & G'_{13}+jB'_{13} \\ jB'_{12} & G'_{22}+jB'_{22} & jB'_{12} \\ G'_{13}+jB'_{13} & jB'_{12} & G'_{11}+jB'_{11} \end{pmatrix} \quad \textbf{(5.46)}$$

gilt.

Schließt man dann parallel ein Zweitor mit

$$[Y]_{\mathrm{DN1}} = \begin{pmatrix} jB'_{12} & -jB'_{12} & -jB'_{12}/2 \\ -jB'_{12} & j2B'_{12} & -jB'_{12} \\ -jB'_{12}/2 & -jB'_{12} & jB'_{12} \end{pmatrix} \quad \textbf{(5.47)}$$

an, erhält man

$$[Y]'' = \begin{pmatrix} G'_{11}+jB'_{11}+jB'_{12} & 0 & G'_{13}+jB'_{13}-jB'_{12}/2 \\ 0 & G'_{22}+jB'_{22}+j2B'_{12} & 0 \\ G'_{13}+jB'_{13}-jB'_{12}/2 & 0 & G'_{11}+jB'_{11}+jB'_{12} \end{pmatrix}. \quad \textbf{(5.48)}$$

$$= \begin{pmatrix} Y''_{11} & 0 & Y''_{13} \\ 0 & Y''_{22} & 0 \\ Y''_{13} & 0 & Y''_{11} \end{pmatrix}$$

Die Hauptachsentransformation für $[Y]''$ ergibt sich zu

$$[Y]'' = [V][y]''[V]^t \qquad \textbf{(5.49)}$$

mit

$$[V] = \frac{1}{\sqrt{2}}\begin{pmatrix} 0 & -1 & 1 \\ \sqrt{2} & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 1 \end{pmatrix} \qquad \textbf{(5.50)}$$

und

$$[y]'' = \begin{pmatrix} Y_{22}'' & 0 & 0 \\ 0 & Y_{11}'' - Y_{13}'' & 0 \\ 0 & 0 & Y_{11}'' + Y_{13}'' \end{pmatrix}. \qquad \textbf{(5.51)}$$

Falls alle drei Antennentore voneinander entkoppelt sind, wird die Admittanzmatrix der gesamten Struktur wie folgt aussehen:

$$[Y]_{\text{ent}} = \begin{pmatrix} Y_{11\text{ent}} & 0 & 0 \\ 0 & Y_{22\text{ent}} & 0 \\ 0 & 0 & Y_{11\text{ent}} \end{pmatrix}. \qquad \textbf{(5.52)}$$

Mit $[V]$ in Gleichung (5.50) erhält man

$$\begin{aligned}[y]_{\text{ent}} &= \frac{1}{\sqrt{2}}\begin{pmatrix} 0 & -1 & 1 \\ \sqrt{2} & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 1 \end{pmatrix}^t [Y]_{\text{ent}} \frac{1}{\sqrt{2}}\begin{pmatrix} 0 & -1 & 1 \\ \sqrt{2} & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 1 \end{pmatrix} \\ &= \begin{pmatrix} Y_{22\text{ent}} & 0 & 0 \\ 0 & Y_{11\text{ent}} & 0 \\ 0 & 0 & Y_{11\text{ent}} \end{pmatrix}\end{aligned}. \qquad \textbf{(5.53)}$$

Angenommen, dass die Entkopplung der Tore 1 und 3 durch die Querverbindung mit einer Suszeptanz jB_{DN13} erfolgt (nachdem die übrig gebliebenen Nebendiagonalenelemente vorher durch Hinzufügen einer Längsreaktanz jeweils an Tor 1 und Tor 3 rein imaginär gemacht worden sind), kann man von Gleichung (5.52) ausgehend wie im Folgenden beschrieben die konjugierte Form von $[y'']$ bzw. $[z'']$ erhalten.

Die Querverbindung mit Suszeptanz jB_{DN13} entspricht der Parallelschaltung eines Dreitors

$$[Y]_{\mathrm{DN13}} = \begin{pmatrix} jB_{\mathrm{DN13}} & 0 & -jB_{\mathrm{DN13}} \\ 0 & 0 & 0 \\ -jB_{\mathrm{DN13}} & 0 & jB_{\mathrm{DN13}} \end{pmatrix} \qquad \textbf{(5.54)}$$

zu $[Y]_{\mathrm{ent}}$.

Mit

$$\begin{aligned} [y]_{\mathrm{DN13}} &= \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} 0 & -1 & 1 \\ \sqrt{2} & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 1 \end{pmatrix}^{t} [Y]_{\mathrm{DN13}} \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} 0 & -1 & 1 \\ \sqrt{2} & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 1 \end{pmatrix}. \\ &= \begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & j2B_{\mathrm{DN13}} & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{pmatrix} \end{aligned} \qquad \textbf{(5.55)}$$

erhält man weiterhin

$$[y]_{\mathrm{back}} = \begin{pmatrix} Y_{22\mathrm{ent}} & 0 & 0 \\ 0 & Y_{11\mathrm{ent}} + j2B_{\mathrm{DN13}} & 0 \\ 0 & 0 & Y_{11\mathrm{ent}} \end{pmatrix} \qquad \textbf{(5.56)}$$

und

$$[z]_{\mathrm{back}} = [y]_{\mathrm{back}}^{-1} = \begin{pmatrix} \frac{1}{Y_{22\mathrm{ent}}} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{Y_{11\mathrm{ent}} + j2B_{\mathrm{DN13}}} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{Y_{11\mathrm{ent}}} \end{pmatrix}. \qquad \textbf{(5.57)}$$

An Tor 1 und Tor 3 wird jeweils eine Längsreaktanz jX_L angeschlossen. Aus

$$[Z]_L = \begin{pmatrix} jX_L & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & jX_L \end{pmatrix} \qquad \textbf{(5.58)}$$

und somit

$$[z]_L = \frac{1}{\sqrt{2}}\begin{pmatrix} 0 & -1 & 1 \\ \sqrt{2} & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 1 \end{pmatrix}^t [Z]_L \frac{1}{\sqrt{2}}\begin{pmatrix} 0 & -1 & 1 \\ \sqrt{2} & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 1 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & jX_L & 0 \\ 0 & 0 & jX_L \end{pmatrix}. \quad \textbf{(5.59)}$$

ergibt sich nach der Zusammenschaltung

$$[z]'_{\text{back}} = [z]_{\text{back}} + [z]_L = \begin{pmatrix} \frac{1}{Y_{22\text{ent}}} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{Y_{11\text{ent}} + j2B_{\text{DN13}}} + jX_L & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{Y_{11\text{ent}}} + jX_L \end{pmatrix}. \quad \textbf{(5.60)}$$

Es muss nun gelten

$$[z]'_{\text{back}} = [z]''^{*}. \quad \textbf{(5.61)}$$

Mit

$$[z]'' = [y]''^{-1} = \begin{pmatrix} Z''_{22} & 0 & 0 \\ 0 & Z''_{11} - Z''_{13} & 0 \\ 0 & 0 & Z''_{11} + Z''_{13} \end{pmatrix} \quad \textbf{(5.62)}$$

bekommt man folgende Forderungen

$$\frac{1}{Y_{22\text{ent}}} = Z''^{*}_{22} \quad \textbf{(5.63)}$$

$$\frac{1}{Y_{11\text{ent}} + j2B_{\text{DN13}}} + jX_L = \left(Z''_{11} - Z''_{13}\right)^{*} = Z_1 \quad \textbf{(5.64)}$$

$$\frac{1}{Y_{11\text{ent}}} + jX_L = Z''_{11} + Z''_{13} = Z_2 . \quad \textbf{(5.65)}$$

Gleichungen (5.64) und (5.65) werden nach $Y_{11\text{ent}}$ aufgelöst und anschließend gleichgesetzt. Dabei ergibt sich

$$\frac{\mathrm{Re}(Z_2)-j\left[\mathrm{Im}(Z_2)-X_L\right]}{\left[\mathrm{Re}(Z_2)\right]^2+\left[\mathrm{Im}(Z_2)-X_L\right]^2}=\frac{\mathrm{Re}(Z_1)-j\left[\mathrm{Im}(Z_1)-X_L\right]}{\left[\mathrm{Re}(Z_1)\right]^2+\left[\mathrm{Im}(Z_1)-X_L\right]^2}-j2B_{\mathrm{DN13}}. \quad \textbf{(5.66)}$$

Die Gleichsetzung der Realteile auf beiden Seiten des Gleichheitszeichens in Gleichung (5.66) führt zu

$$X_L^2-2\alpha X_L+\beta=0 \quad \textbf{(5.67)}$$

mit

$$\alpha=\frac{\mathrm{Re}(Z_2)\,\mathrm{Im}(Z_1)-\mathrm{Re}(Z_1)\,\mathrm{Im}(Z_2)}{\mathrm{Re}(Z_2)-\mathrm{Re}(Z_1)} \quad \textbf{(5.68)}$$

und

$$\beta=\frac{\mathrm{Re}(Z_2)\left|Z_1\right|^2-\mathrm{Re}(Z_1)\left|Z_1\right|^2}{\mathrm{Re}(Z_2)-\mathrm{Re}(Z_1)}. \quad \textbf{(5.69)}$$

Die Längsreaktanz jX_L kann aus Gleichung (5.67) berechnet werden:

$$X_L=\alpha\pm\sqrt{\alpha^2-\beta}\,. \quad \textbf{(5.70)}$$

Die Gleichsetzung der Imaginärteile und das Einsetzen von X_L liefert die Suszeptanz jB_{DN13}:

$$B_{\mathrm{DN13}}=\frac{1}{2}\left\{\frac{\mathrm{Im}(Z_2)-X_L}{\left[\mathrm{Re}(Z_2)\right]^2+\left[\mathrm{Im}(Z_2)-X_L\right]^2}-\frac{\mathrm{Im}(Z_1)-X_L}{\left[\mathrm{Re}(Z_1)\right]^2+\left[\mathrm{Im}(Z_1)-X_L\right]^2}\right\}. \quad \textbf{(5.71)}$$

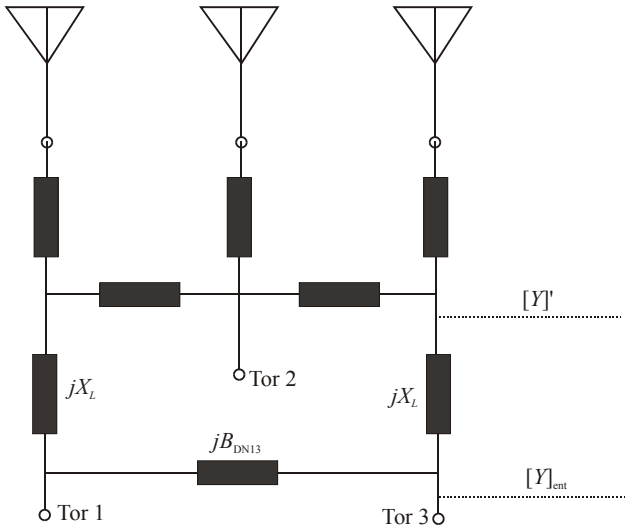


Abbildung 5-32: Prinzip zur Entkopplung aller drei Tore einer Dreitorantenne

5.5.3.3.2 *Numerische Simulation*

Es wurde eine Dreitorantenne bestehend aus drei parallelen gedruckten Monopolelementen zur Überprüfung obiger Ergebnisse am Computer simuliert.

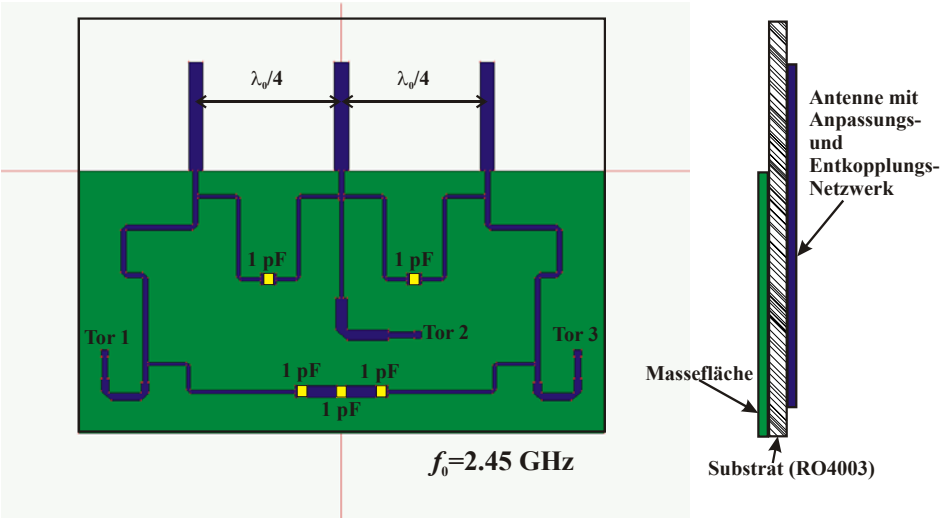


Abbildung 5-33: Aufbau einer Dreitorantenne bestehend aus drei gedruckten Monopolelementen mit Anpassungs- und Entkopplungsnetzwerk

Zur Simulation wurde angenommen, dass das gleiche Substrat wie bei der Zweitorantenne in Abschnitt 5.5.3 verwendet wird. Der Abstand zwischen den nebeneinander stehenden Elementen beträgt $\lambda_0/4$. Dies entspricht dem Fall, dass in eine Zweitorantenne mit konventionellem Elementabstand $\lambda_0/2$ ein zusätzliches Element hinzugefügt wird. Zum Aufbau des AEN werden fünf Keramikkondensatoren mit einer Kapazität von 1 pF benötigt.

In Abbildung 5-34 und Abbildung 5-35 wird der Verlauf der *S*-Parameter aus den Simulationsergebnissen betragsmäßig als Funktion der Frequenz dargestellt, wobei zu beachten ist, dass die leichte Unsymmetrie in der Struktur kleine Unterschiede zwischen $|S_{11}|$ und $|S_{33}|$ verursacht, die im idealen Fall identisch sein sollen. Da es hier um eine praxisnahe reale Struktur handelt, ist diese Imperfektion nicht zu vermeiden.

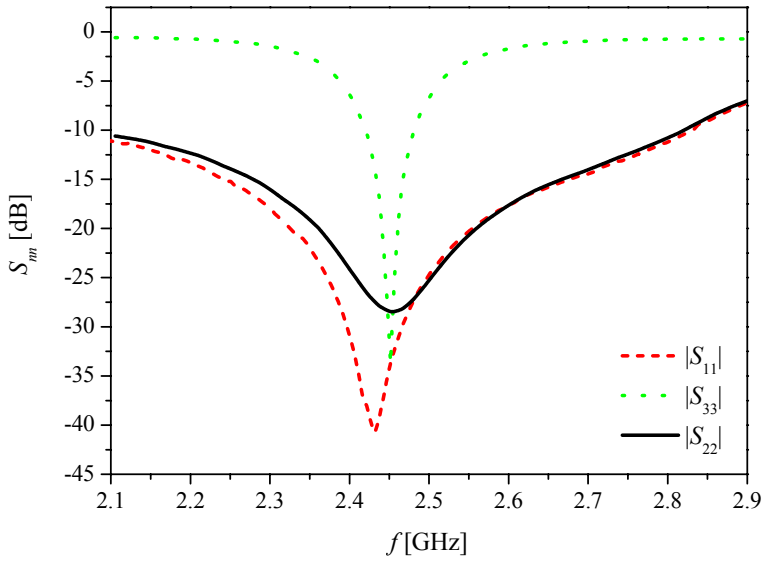


Abbildung 5-34: Beträge von S_{11}, S_{22} und S_{33} der Dreitorantenne bestehend aus drei parallelen gedruckten Monopolelementen mit Anpassungs- und Entkopplungsnetzwerk als Funktion der Frequenz

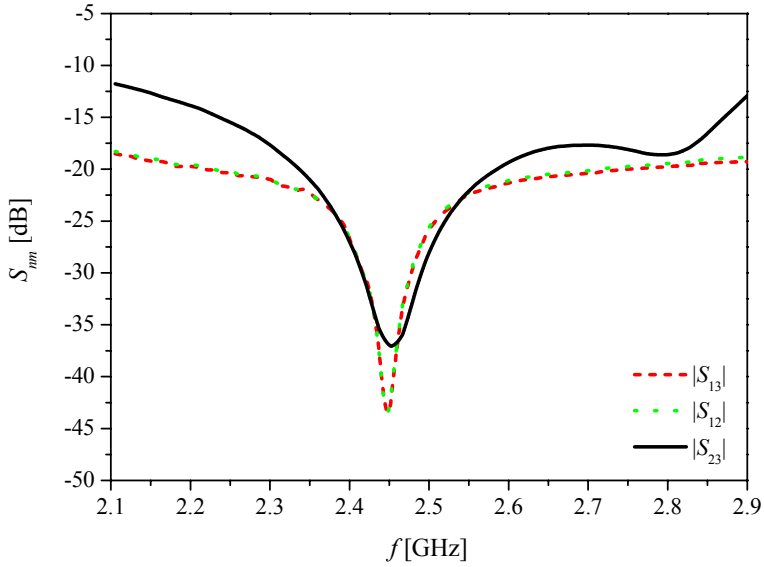


Abbildung 5-35: Beträge von S_{12}, S_{23} und S_{13} der Dreitorantenne bestehend aus drei parallelen gedruckten Monopolelementen mit Anpassungs- und Entkopplungsnetzwerk als Funktion der Frequenz

Die tatsächlich von der Antenne abgestrahlte Leistung, wenn man in Tor 1 einspeist und die anderen beiden Tore reflexionsfrei abschließt, ist durch

$$P_{\text{rad}} = P_{\text{avail}} \left(1 - \left|S_{11}\right|^2 - \left|S_{12}\right|^2 - \left|S_{13}\right|^2\right) \qquad \textbf{(5.72)}$$

gegeben.

Analog gilt für Tor 2

$$P_{\text{rad}} = P_{\text{avail}}\left(1-\left|S_{22}\right|^2-\left|S_{12}\right|^2-\left|S_{23}\right|^2\right) \qquad \textbf{(5.73)}$$

und für Tor 3

$$P_{\text{rad}} = P_{\text{avail}}\left(1-\left|S_{33}\right|^2-\left|S_{23}\right|^2-\left|S_{13}\right|^2\right). \qquad \textbf{(5.74)}$$

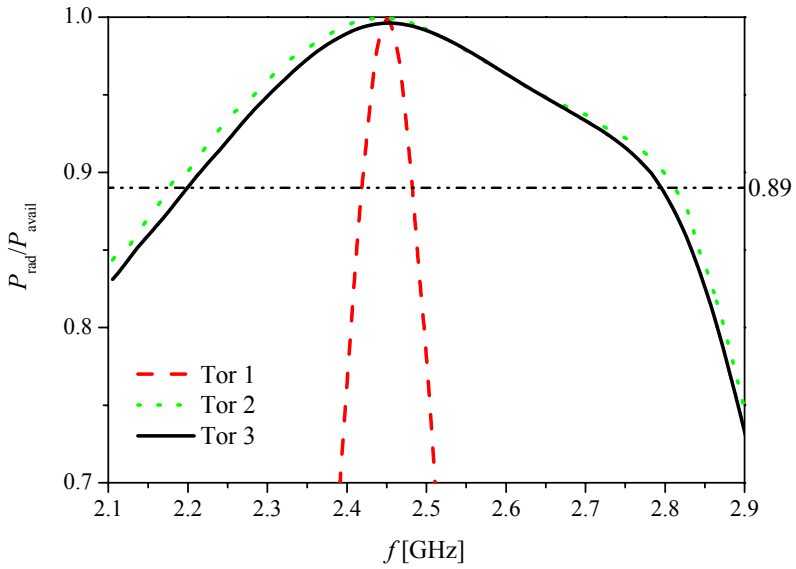


Abbildung 5-36: Das Verhältnis der tatsächlich abgestrahlten Leistung zur verfügbaren Leistung als Funktion der Frequenz bei der Einspeisung in ein beliebiges Tor der Dreitorantenne bestehend aus drei gedruckten Monopolelementen mit Anpassungs- und Entkopplungsnetzwerk

Aus Abbildung 5-36 kann eine relative Bandbreite von 24,8%, 2,9% und 26% jeweils für Tor 1, Tor 2 und Tor 3 festgestellt werden. Man bemerkt, dass das mittlere Tor, welches im Vergleich zum konventionellen Fall zusätzlich hinzugekommen ist, eine wesentlich kleinere Bandbreite als die anderen beiden Tore aufweist, wodurch eindeutig demonstriert wird, dass die erforderliche Bandbreite maßgebend für die maximal zulässige Zahl zusätzlicher Elemente ist.

Die Betrachtung der Stromdichtenverteilung auf der gesamten Antennenstruktur ermöglicht einen tieferen Einblick in die Funktionsweise des AEN. Das untenstehende Bild zeigt die Stromdichtenverteilung für den Fall, dass jeweils nur ein einziges Tor egespeist wird. Man sieht, dass es gut gelungen ist, drei voneinander entkoppelte Tore zu erhalten. Und es ist genauso wie beim letzten Beispiel festzustellen, dass keine eindeutige Zuordnung zwischen den Toren und den Antennenelementen vorhanden ist.

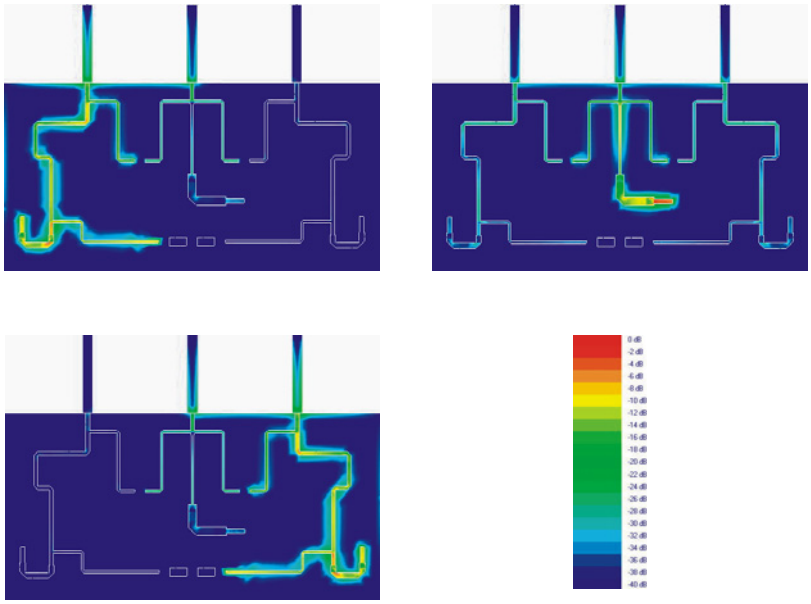


Abbildung 5-37: Stromdichtenverteilung einer Dreitorantenne bestehend aus drei gedruckten Monopolelementen mit Anpassungs- und Entkopplungsnetzwerk bei Einpeisung in Tor 1 (oben links), Tor 2 (oben rechts) oder Tor 3 (unten links) (f_0 = 2,45 GHz)

5.6 Kurze Zusammenfassung

In diesem Kapitel wurde gezeigt, wie man ausgehend von einer kompakten Mehrtorantenne mit deutlich reduziertem Elementabstand und damit starker Verkopplung der Elemente durch Hinzufügung eines Anpassungs- und Entkopplungsnetzwerks (AEN) eine Mehrtorantenne realisieren kann, deren Tore im Bereich der Betriebsfrequenz entkoppelt sind und zueinander orthogonale Richtcharakteristiken liefern. Bei der so entstehenden Mehrtorantenne sind den Toren nicht mehr einzelne Elemente zugeordnet. Stattdessen führt die Speisung eines einzelnen Tors im Prinzip zur Erregung aller Elemente. Die zu den Toren gehörigen Anregungen der Gesamtheit aller Elemente führen zu den zueinander orthogonalen Richtcharakteristiken. Aus Sicht der Modenbeschreibung für die Mehrtorantenne ist das AEN ein Netzwerk, welches die N parallelen Lastimpedanzen modenspezifisch auf den konjugiert komplexen Wert der jeweiligen Modenimpedanz transformiert. In analoger Weise ist auch eine simultane Rauschanpassung möglich. Beim Einsatz der Mehrtorantenne für die digitale Keulenformung wird durch das AEN das mit der Verkopplung einhergehende Problem der Gewinn- und damit SNR-Reduktion vermieden.

Es wurde gezeigt, dass die Zahl der auf einer gegebenen Plattformgröße zusätzlich implementierbarer Antennenelemente durch die inhärente Verringerung der Frequenzband-

breite und die vergrößerte Empfindlichkeit gegen Dissipationsverluste begrenzt wird. Dies folgt aus der Tatsache, dass die Antennengüte (Strahlungsgüte) der zusätzlich gewonnenen Moden mit verkleinertem Elementabstand stark zunimmt. Die hohe Antennengüte begrenzt damit für die höheren Moden die maximal erzielbare relative Frequenzbandbreite der Anpassung, und dies gilt selbst dann, wenn mehrstufige Anpassungsnetzwerke eingesetzt werden. Die hohe Antennengüte erfordert außerdem geringe Verluste in der Antennen- und AEN-Struktur, um einen ausreichenden Antennenwirkungsgrad zu erzielen. Erlaubt die verwendete Technologie keine unbelastete Güte der Struktur, welche höher als die Antennengüte ist, so sinkt der Antennenwirkungsgrad auf unter 50%.

Es wurde ein allgemeines Konzept zur Synthese eines AEN aus konzentrierten Bauelementen vorgestellt, welches sich auf Strukturen aus verteilten Elementen erweitern lässt. Dieses Konzept basiert auf einer verallgemeinerten Abzweigschaltung, welches aus Längs- und Querreaktanzen aufgebaut ist. Die Synthese der Schaltung kann zunächst separat für jede einzelne Mode erfolgen. Aus dem Ergebnis dieser Synthese ergibt sich die Gesamtstruktur des AEN durch Rückgängigmachung der Hauptachsentransformation.

Im zweiten Teil dieses Kapitels wurden die Konzepte anhand dreier praktischer Beispielantennen für den Betriebsfrequenzbereich um 2,45 GHz verifiziert. Diese Antennen inklusive ihres AEN wurden numerisch mit Hilfe verschiedener kommerzieller Software simuliert und anschließend realisiert und experimentell charakterisiert. Es handelt sich um eine kompakte Dreitorantenne bestehend aus Monopolelementen, eine kompakte Zweitorantenne und eine kompakte Dreitorantenne bestehend aus gedruckten Monopolelementen. Die Ergebnisse aus den theoretischen Untersuchungen wurden dabei bestätigt. Die Messungen an den beiden aufgebauten Beispielantennen zeigen auch gute Übereinstimmung mit den Simulationsergebnissen. Es zeigte sich in allen drei Fällen, dass bei einer kleinen Zahl von Elementen trotz starker Verringerung des Elementeabstands auf $\lambda/4$, $\lambda/6$ bis herab zu $\lambda/10$ für die meisten Anwendungen ausreichende Frequenzbandbreiten im Bereich von 2 bis 3% erzielbar waren.

6 Zusammenfassung

Im Rahmen dieser Arbeit wurden kompakte Mehrtorantennen zur Verwendung in adaptiven Antennensystemen mit digitaler Keulenformung im Hinblick auf ihre spezifischen Probleme und deren Lösung betrachtet. Ausgangspunkt des Interesses an kompakten Antennen ist der Versuch, auf einer in ihrer geometrischen Ausdehnung begrenzten Plattform die Zahl der Antennenelemente und damit die Zahl der Antennentore und Freiheitsgrade durch Verringerung des Elementabstands auf deutlich unter $\lambda/2$ zu erhöhen. Die daraus resultierenden Mehrtorantennen weisen starke Verkopplung der Elemente auf, deren Auswirkung auf die adaptive Keulenformung als Erstes zu analysieren war.

In dieser Arbeit wurde eine neuartige Modendarstellung der Mehrtorantenne zur allgemeinen Analyse dieser kompakten Antenne herangezogen. Im Rahmen dieser Modenanalyse ergibt sich zunächst, dass eine *N*-Torantenne unabhängig vom Elementabstand immer über *N* zueinander orthogonale (unkorrelierte) komplexwertige Vektorrichtcharakteristiken verfügt. Diese können im Prinzip zur Aufspannung eines *N*-dimensionalen Raums von Richtcharakteristiken im Rahmen der digitalen Keulenformung genutzt werden und somit zur adaptiven SINR-Maximierung bei Mehrtorantennen an nur einer Station oder zur Realisierung eines MIMO-Übertragungssystems mit Mehrtorantennen auf beiden Seiten der Übertragungsstrecke.

Die Probleme bei der Nutzung aller *N* Richtcharakteristiken einer kompakten Mehrtorantenne mit stark verkoppelten Elementen stellen sich in der Modendarstellung wie folgt dar:

(a) Die zu den *N* verschiedenen Antennenmoden gehörigen Impedanzwerte (Modenimpedanzen) weichen mit verringertem Elementabstand immer mehr voneinander ab.

(b) Die durch die Erhöhung der Elementzahl gegenüber der konventionellen Elementzahl zusätzlich gewonnenen Richtcharakteristiken (Moden) weisen superdirektive Eigenschaften und damit hohe Werte der Antennengüte (Strahlungsgüte) auf.

In der konventionellen Struktur, bei der die mit Lastimpedanzen Z_L beschalteten Antennentore direkt mit den Antennenelementen verbunden werden, sind alle *N* verschiede-

nen Antennenmoden mit der gleichen Lastimpedanz belastet. Damit ist eine simultane Leistungsanpassung oder Rauschanpassung aller N Moden unvereinbar. Konsequenterweise sind ein Teil der Moden stark fehlangepasst, was dazu führt, dass die Torrichtcharakteristiken teilweise korreliert (nicht orthogonal) sind und eine Reduktion des Antennengewinns auftritt.

Verzerrungen der Richtcharakteristiken aufgrund der Verwendung von Keulenformern, deren Algorithmen auf unverkoppelten Antennenelementen beruhen, lassen sich im Modenmodell durch Modifikation der Modengewichtskoeffizienten kompensieren. Diese Maßnahme behebt jedoch nicht das Problem der Gewinnreduktion und des damit verbundenen Problems der SNR-Degradation. Eine andere Maßnahme zur Kompensation dieser Richtcharakteristikverzerrung, welche im Bereich der HF-Hardware durchgeführt werden kann, nutzt die Abhängigkeit der Torrichtcharakteristiken vom Wert der Lastimpedanzen. Aber auch diese Maßnahme löst nicht das Problem der Gewinnreduktion.

Angesichts dieser Problematik wurde das Konzept des Anpassungs- und Entkopplungsnetzwerks (AEN) vorgestellt. Ausgehend von einer kompakten Mehrtorantenne mit deutlich reduziertem Elementabstand und damit starker Verkopplung der Elemente wurde gezeigt, dass sich durch Hinzufügen eines AEN eine Mehrtorantenne realisieren lässt, deren Tore im Bereich der Betriebsfrequenz entkoppelt sind und zueinander orthogonale Richtcharakteristiken liefern. Bei der so entstehenden Mehrtorantenne sind den Toren nicht mehr einzelne Elemente zugeordnet. Stattdessen führt die Speisung eines einzelnen Tors im Prinzip zur Erregung aller Elemente. Die zu den Toren gehörigen Anregungen der Gesamtheit aller Elemente führen zu den zueinander orthogonalen Richtcharakteristiken.

Aus Sicht der Modenbeschreibung ist das AEN ein Netzwerk, welches die N parallelen Lastimpedanzen modenspezifisch auf den konjugiert komplexen Wert der jeweiligen Modenimpedanz transformiert. Mit anderen Worten, es ist ein Anpassungsglied, welches sich für jede Mode anders verhält. In analoger Weise ist auch eine simultane Rauschanpassung möglich. Beim Einsatz der Mehrtorantenne für die digitale Keulenformung wird durch das AEN das mit der Verkopplung einhergehende Problem der Gewinn- und damit SNR-Reduktion vermieden.

Es wurde gezeigt, dass die Zahl der auf einer gegebenen Plattformgröße zusätzlich implementierbaren Antennenelemente durch die inhärente Verringerung der Frequenzbandbreite und die vergrößerte Empfindlichkeit gegen Dissipationsverluste begrenzt wird. Dies folgt aus der Tatsache, dass die Antennengüte (Strahlungsgüte) der zusätzlich gewonnenen Moden mit verkleinertem Elementabstand stark zunimmt. Die hohe Antennengüte begrenzt damit für die höheren Moden die maximal erzielbare relative Frequenzbandbreite der Anpassung, und dies gilt selbst dann, wenn mehrstufige Anpassungsnetzwerke eingesetzt werden. Die hohe Antennengüte erfordert außerdem geringe Verluste in der Antennen- und AEN-Struktur, um einen ausreichenden Antennenwirkungsgrad zu erzielen. Erlaubt die verwendete Technologie keine unbelastete Güte der Struktur, welche höher als die Antennengüte ist, so sinkt der Antennenwirkungsgrad auf unter 50%.

Es wurde ein allgemeines Konzept zur Synthese eines AEN aus konzentrierten Bauelementen vorgestellt, welches sich auf Strukturen aus verteilten Elementen erweitern lässt. Dieses Konzept basiert auf einer verallgemeinerten Abzweigschaltung, welche aus Längs- und Querreaktanzen aufgebaut ist. Die Synthese der Schaltung kann zunächst separat für jede einzelne Mode erfolgen. Aus dem Ergebnis dieser Synthese ergibt sich die Gesamtstruktur des AEN durch Rückgängigmachung der Hauptachsentransformation.

Diese neuen Konzepte wurden anhand dreier Antennen für den Betriebsfrequenzbereich um 2,45 GHz bzw. 897,5 MHz exemplarisch verifiziert. Die Antennen inklusive ihres AEN wurden numerisch mit Hilfe verschiedener kommerzieller Software simuliert und anschließend gefertigt und experimentell charakterisiert. Es handelt sich um eine kompakte Dreitorantenne bestehend aus Monopolelementen, eine kompakte Zweitorantenne und eine kompakte Dreitorantenne bestehend aus gedruckten Monopolelementen. Die Ergebnisse aus den theoretischen Untersuchungen wurden dabei bestätigt. Die Messungen der beiden aufgebauten Beispielantennen zeigen auch gute Übereinstimmung mit den Simulationsergebnissen. Es zeigte sich in allen drei Fällen, dass bei einer kleinen Zahl von Elementen trotz starker Verringerung des Elementabstands auf $\lambda/4$, $\lambda/6$ bis herab zu $\lambda/10$ für die meisten Anwendungen ausreichende Frequenzbandbreiten im Bereich von 2 bis 3% erzielbar waren.

Damit konnte die Tauglichkeit dieses neuen Konzepts für kompakte Mehrtorantennen mit AEN für praktische Anwendungen, z. B. bei Terminalantennen, erfolgreich demonstriert werden. Es muss jedoch betont werden, dass entsprechend den im Kapitel 5 präsentierten Ergebnissen über den Einfluss der Gesamtzahl der Elemente auf die Zulässigkeit einer Verringerung des Elementabstands bei vorgegebener Frequenzbandbreite die sinnvolle Anwendung dieses Konzepts auf lineare Gruppenantennen mit bis zu ca. vier Elementen und ebene Gruppenantennen mit bis zu ca. neun Elementen beschränkt ist.

Im Fall einer relativ hohen Torzahl ergeben sich aufgrund der Notwendigkeit für Überkreuzungen technologische Probleme beim Design eines Anpassungs- und Entkopplungsnetzwerks. Hier könnte die Anwendung mehrlagiger Strukturen unter Ausnutzung der LTCC-Technologie Abhilfe schaffen. In diese Richtung zielende Entwicklungen sowie die Integration des (aktiven) HF-Frontends mit kompakten Antennenstrukturen sollten in weiteren Arbeiten verfolgt werden.

Literatur- und Quellenverzeichnis

[Adv00] R. S. Adve und T. K. Sarkar, „Compensation for the Effects of Mutual Coupling on Direct Data Domain Adaptive Algorithms“, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 48, No. 1, pp. 86-94, Jan. 2000

[Agi02] Agilent Technologies, *Advanced Design System*, Version 2002

[Agi99] Agilent Technologies, *Agilent High-Frequency Sturcture Simulater User's Guide*, 1999

[All61] J. L. Allen, „A Theoretical Limitation on the Formation of Lossless Multiple Beams in Linear Arrays“, *IRE Transactions on Antennas and Propagation*, pp. 350-352, Jul. 1961

[Ami66] N. Amitay, " Improvement of Planar Array by Compensation Through Contiguous Element Coupling", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. AP-14, No. 5, pp. 580-586, Sep. 1966

[And76] J. B. Andersen, H.H. Rasmussen, „Decoupling and Descattering Networks for Antennas", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. AP-31, No. 5, pp. 841-846, Nov. 1976

[Ans01] Ansoft Corporate, *Ansoft HFSS*, Version 8.0, 2001

[Bah88] I. Bahl und P. Bhartia, *Microwave Solid State Circuit Design*, New York: Wiley, 1988

[Bel01] Bellofiore, S. J. Foutz, C. A. Balanis und A. Spanias, „Smart Antennas for Wireless Communications“, *2001 IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, Boston, MA, Vol. IV, pp. 26-29, Juli 9-13, 2001

[Bha91] P. Bhartia, K. V. S. Rao und R.S. Tomar, *Millimeter-Wave Microstrip and Printed Circuit Antennas*, Norwood: Artech House, 1991

[Cha01] H. J. Chaloupka, „HTS antennas“, in H. Weinstock und M. Nisenoff (eds.), *Microwave Superconductivity*, Dordrecht, Kluwer, 2001

[Cha03a] H. J. Chaloupka, X. Wang und J. C. Coetzee, „A superdirective 3-element array for adaptive beamforming“, *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 36, pp. 425-430, Mär. 2003

[Cha03b] H. J. Chaloupka, X. Wang und J. C. Coetzee, „Compact arrays for mobile platforms: Trade-off between size and performance for SDMA and MIMO applications“, *48. Internationales Wissenschaftliches Kolloquium Technische Universität Ilmenau*, Sep. 2003

[Cha03c] H. J. Chaloupka, X. Wang und J. C. Coetzee, „Performance enhancement of smart antennas with reduced element spacing“, *IEEE Wireless Communications and Networking, WCNC*, vol. 1, pp. 425-430, 2003

[Cha03d] H. J. Chaloupka, Interner Bericht der Forschungsgruppe für Höchstfrequenztechnik, Bergische Universität Wuppertal, 2003

[Cha92] H. J. Chaloupka, „On the Frequency Bandwidth of Functionally Small Antennas“, *Proceedings of URSI International Symposium on Electromagnetic Theory, Sydney*, Australien, Aug. 1992

[Chr00] M. Chryssomallis, „Smart Antennas”, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 42, No. 3, pp. 129-136, Jun. 2000

[Chu48] L. J. Chu, „Physical limitations of Omni-Directional antennas“, *Journal of Applied Physics*, Vol. 19, pp. 1163-1175, Dez. 1948

[Die00] C. B. Dietrich, Jr., „*Adaptive Arrays and Diversity Antenna Configurations for Handheld Wireless Communication Terminals*“, Dissertation, Faculty of the Virginia Polytechnic Institute and State University, 2000

[Fan69] R. L. Fante, „Quality Factor of General Ideal Antennas“, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. AP-17, No. 2, Mär. 1969

[Fuj87] K. Fujimoto, A. Henderson, K.Hirasawa und J. R. James, *Small Antennas*, Herts: Research Studies Press, 1987

[Gar01] R. Garg, P. Bhartia, I. Bahl und A. Ittipiboon, *Microstrip Antenna Design Handbook*, Norwood: Artech House, 2001

[Gey00] W. Geyi, P. Jarmuszewski und Y. Qi, „The Forster Reactance Theorem for Antennas and Radiation Q“, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 48, No. 3, pp. 401-408, Mär. 2000

[God02] L. C. Godara, *Handbook of Antennas in Wireless Communications*, Boca Raton: CRC Press, 2002

[Gup83] I. J. Gupta und A. A. Ksienski, „Effect of Mutual Coupling on the Performance of Adaptive Arrays", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. AP-31, No. 5, pp. 785-791, Sep. 1983

[Han65] P. W. Hannan, D. S. Lerner und G. H. Knittel, „Impedance Matching a Phased-Array Antenna Over Wide Scan Angles by Connecting Circuits", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. AP-13, pp. 28-34, Jan. 1965

[Han81] R. C. Hansen, „Fundamental Limitations in Antennas", *Proceedings of the IEEE,* Vol. 69, No. 2, pp. 170-182, Feb. 1981

[Han98] R. C. Hansen, *Phased Array Antennas*, New York: Wiley, 1998

[Hau60] H. A. Haus, „Representation of Noise in Linear Twoports", *Proceedings of the IRE*, pp. 69-74, Jan. 1960

[Hel61] T. Heller, „Supergain-Antennen", *NTZ*, Jahrgang 14, Heft 3, Mär. 1961

[Hof83] R. K. Hoffmann, *Integrierte Mikrowellenschaltungen*, Berlin: Springer, 1983

[Jan02] R. Janaswamy, „Effect of Element Mutual Coupling on the Capacity of Fixed Length Linear Arrays", *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, Vol. 1, pp. 157-160, 2002

[Jas61] H. Jasik, *Antenna Engineering Handbook*, New York: McGraw-Hill, 1961

[Kle61] W. Klein, *Mehrtortheorie*, Berlin: Akademie-Verlag, 1961

[Lan92] K. Lange und K.-H. Löcherer, *Taschenbuch der Hochfrequenztechnik*, Berlin: Springer, 1992

[Lee71] W. C. Y. Lee, „Antenna Spacing Requirement for a Mobile Radio Base-Station Diversity", *The Bell System Technical Jounal*, Vol. 50, No. 6, pp. 1859-1877, 1971

[Lib99] J. C. Liberti, Jr. und T. S. Rappaport, *Smart Antennas for Wireless Communications*, New Jersey: Prentice Hall, 1999

[Lit96] J. Litva und T. K. Y. Lo, *Digital Beamforming in Wireless Communications,* Norwood: Artech House,1996

[Ma74] M. T. Ma, *Theory and Application of Antenna Arrays*, New York: Willey, 1974

[Mai94] R. J. Mailloux, *Phased Array Antenna Handbook*, Norwood: Artech House, 1994

[Mey00] C. D. Meyer, *Matrix Analysis and Applied Linear Algebra*, Philadelphia: SIAM, 2000

[New78] E. H. Newman, J. H. Richmond und C. H. Walter, „Superdirective Receiving Arrays“, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. AP-26, No. 5, Sep. 1978

[Özd03] M. K. Özdemir, H. Arslan und E. Arvas, „Mutual Coupling Effect in Multi-antenna Wireless Communication Systems“, *IEEE Globecom 2003*, *Wireless Communications Symposium*, San Francisco, USA, Dez. 2003

[Poy03] Poynting Software Pty. Ltd, *SuperNEC Lite*, Version 2.0, 2003

[Ree80] M. Reed und B. Simon, *Methods of Modern Mathematical Physics Vol. I: Functional Analysis*, Academic Press, Orlando, 1980

[Sal99] Salonen, A. Toropainen und P. Vainikainen, „Effecs of Mutual Coupling in Adaptive Arrays”, *URSI/IEEE XXIV National Convention on Radio Science*, 1999

[Sau99] S. R. Saunders, *Antennas and Propagation for Wireless Communication Systems*, New York: Willey, 1999

[Sch90] B. Schiek und H.-J. Siweris, *Rauschen in Hochfrequenzschaltungen*, Heidelberg: Hüthig, 1990

[Siw98] K. Siwiak, *Radiowave Propagation and Antennas for Personal Communications* (Second Edition), Norwood: Artech House, 1998

[Ste62] Seymour Stein, „On Cross Coupling in Multiple-Beam Antennas“, *IRE Transactions on Antennas and Propagation*, pp. 548-556, Sep. 1962

[Ste90] H. Steyskal und J. S. Herd, „Mutual Coupling Compensation in Small Array Antennas“, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 38, No. 12, pp. 1971-1975, Dez. 1990

[Stu88] W. L. Stutzman, „Estimating Directivity and Gain of Antennas”, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 40, No. 4, pp. 7-11, Aug. 1988

[Stu98] W. L. Stutzman und G. A. Thiele, *Antenna Theory and Design* (Second Edition), New York: Wiley, 1998

[Sva01] T. Svantesson und A. Ranheim, „Mutual Coupling Effects on the Capacity of Multielement Antenna Systems“, *IEEE International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing*, Salt Lake City, USA, Mai 2001

[Ung81] H.-G. Unger, *Elektromagnetische Theorie für die Hochfrequenztechnik* (Teil 1), Heidelberg: Hüthig, 1981

[Ung89] H.-G. Unger, *Elektromagnetische Theorie für die Hochfrequenztechnik* (Teil 2), Heidelberg: Hüthig, 1989

[Vau87] R. G. Vaughan und J. B. Andersen, „Antenna Diversity in Mobile Communications“, *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, Vol. VT-36, No. 4, Nov. 1987

[Vau93] R. G. Vaughan und N. L. Scott, „Closely Spaced Monopoles for Mobile Communications“, *Radio Science*, Vol. 28, No. 6, pp. 1259-1266, Nov. 1993

[Whi62] W. D. White, „Pattern Limitations in Multiple-Beam Antennas“, *IRE Transactions on Antennas and Propagation*, pp. 430-436, Jul. 1962

[Wol88] E. A. Wolff, *Antenna Analysis*, Norwood: Artech House, 1988

[Won02] Kin-Lu Wong, „Planar Antennas for WLAN Applications“, *Ansoft Workshop*, Sep. 2002

[Zel03] Zeland Software Inc, *IE3D*, Version 9.38, 2003

[Zin00] O. Zinke und H. Brunswig, *Hochfrequenztechnik 1*, Berlin: Springer, 2000

[Zin99] O. Zinke und H.Brunswig, *Hochfrquenztechnik 2*, Berlin: Springer, 1999

Abbildungsverzeichnis

Abbildung 2-1: a) Impedanz- b) Admittanzersatzschaltbild für eine Eintorantenne im Sendebetrieb 8
Abbildung 2-2: Leistungsbilanz bei einer Eintorantenne im Sendebetrieb 9
Abbildung 2-3: Leistungsbilanz bei einer Eintorantenne im Empfangsbetrieb 13
Abbildung 2-4: Ersatzschaltbild für Partialbruchentwicklung vom Frequenzgang der Antenneneingangsadmittanz 15
Abbildung 2-5: Skizze der Polstellenverteilung der Antenneneingangsadmittanz 15
Abbildung 2-6: Ersatzschaltbild zur Analyse des Rauschverhaltens eines Empfangssystems mit einer Eintorantenne. Die beiden Rauschquellen stellen das Rauschen im Empfänger dar. 18
Abbildung 3-1: Illustration des Begriffs der Mehrtorantenne 20
Abbildung 3-2: Gegenseitige Impedanz zwischen zwei parallelen Halbwellendipolen in Abhängigkeit vom Abstand a bei konstanter Frequenz 24
Abbildung 3-3: Wie Abbildung 3-2, jedoch Darstellung des Betrags der komplexwertigen gegenseitigen Impedanz 25
Abbildung 3-4: Zur Darstellung des Zusammenhangs des Sende- und Empfangsverhaltens von Mehrtorantennen 30
Abbildung 3-5: a) N-Tor-Antenne im Empfangsbetrieb (Alle Tore sind mit Z_L abgeschlossen. U_n ist die Ausgangsspannung am n-ten Tor.); b) Ersatzschaltbild mit Generatorspannung $U_{0,n}$ und Generatorinnenimpedanzmatrix [Z]; c) Eigenmodendarstellung mit Modenleerlaufspannung $u_{0,[n]}$, Modenimpedanz $z_{[n]}$ und Modenausgangsspannung $u_{[n]}$ bei Last Z_L 38
Abbildung 4-1: Hinzufügen von zusätzlichen Antennenelementen auf einer vorgegebenen Plattform führt zu einer Mehrtorantenne mit reduziertem Elementabstand. 42
Abbildung 4-2: Unterdrückung von Interferenz durch digitale Keulenformung 45
Abbildung 4-3: Blockschaltbild für digitale Keulenformung im Empfangsbetrieb 47
Abbildung 4-4: Schematische Darstellung einer Zweitorantenne 54
Abbildung 4-5: T-Ersatzbild (oben) und π-Ersatzschaltbild (unten) einer Zweitorantenne 55

Abbildung 4-6: Eigenmodendarstellung der Zweitorantenne mit Modenleerlaufspannungen u_0 und Eingangsimpedanzen z (links) oder mit Modenkurzschlussströmen i_0 und Eingangsadmittanzen y (rechts) 56

Abbildung 4-7: Verlauf der Modenimpedanzen einer Zweitorantenne bestehend aus zwei parallelen idealen λ/4-Monopolantennen in Abhängigkeit vom Elementabstand a 57

Abbildung 4-8: Richtdiagramme der Gleichtakt- und Gegentaktmode einer Mehrtorantenne bestehend aus zwei parallelen idealen Monopolantennen für Elementabstand a viel kleiner als λ/2 ($|\vec{c}_e(\pi/2,\varphi)|/D_e$ und $|\vec{c}_d(\pi/2,\varphi)|/D_d$) 59

Abbildung 4-9: Korrelation zwischen den beiden effektiven Torrichtcharakteristiken einer Zweitorantenne bestehend aus zwei parallelen idealen Monopolantennenelementen als Funktion des Elementabstandes a. Die beiden Antennentore sind dabei mit 50 Ω abgeschlossen. 61

Abbildung 4-10: Der verfügbare Raum von Richtcharakteristiken einer Zweitorantenne, a) wenn beide Moden simultan ideal angepasst sind. Die beiden effektiven Torrichtcharakteristiken sind in diesem Fall unkorreliert und besitzen die Norm 1 (keine Gewinnreduktion); b) wenn nur die Gleichtaktmode ideal angepasst ist. Die beiden effektiven Torrichtcharakteristiken sind partiell korreliert, und die Norm ist kleiner als 1 (Gewinnreduktion); c) wenn nur die Gegentaktmode ideal angepasst ist. Die beiden effektiven Torrichtcharakteristiken sind partiell korreliert, und die Norm ist kleiner als 1 (Gewinnreduktion); d) wenn die Lastimpedanz $Z_L=Z_{L,opt}$ ist. Die beiden effektiven Torrichtcharakteristiken sind orthogonal (unkorreliert), jedoch mit einer Norm < 1, d. h. mit Gewinnreduktion. 64

Abbildung 4-11: Antennengüte Q_{rad} der Gegentaktmode einer Zweitorantenne bestehend aus zwei parallelen idealen Monopolantennenelementen in Abhängigkeit vom Elementabstand a 69

Abbildung 4-12: N miteinander verkoppelte Torkanäle werden in Eigenmodendarstellung durch N äquivalente Modenkanäle ersetzt, welche voneinander entkoppelt sind. 73

Abbildung 5-1: a) Das Anpassungs- und Entkopplungsnetzwerk (AEN) ist ein 2N-Tor und wird zwischen N Antennentoren und N parallelen Lastimpedanzen Z_L angeordnet. b) Eigenmodendarstellung einer N-Tor-Antenne mit AEN; Unterschiedliche Moden bekommen auch unterschiedliche Anpassungsnetzwerke. 80

Abbildung 5-2: Teil AEN-I des Anpassungsnetzwerks für den Fall einer Zweitorantenne; mit diesem Teilnetzwerk wird die Anpassungsbedingung für den Realteil der Admittanzmatrix erfüllt. Links: Entkoppelte Netzwerke in der Modendarstellung; Rechts. Gewinnung des Netzwerks AEN-I aus der Modendarstellung 83

Abbildung 5-3: Das Teilnetzwerk AEN-II wird zwischen die ursprünglichen Antennentore und AEN-I eingefügt, um auch die Anpassungsbedingung für den Imaginärteil der Admittanzmatrix zu erfüllen. 84

Abbildung 5-4: Der Erhöhungsfaktor der relativen Bandbreite als Funktion der Anzahl der zusätzlichen Stufen des Anpassungsnetzwerks 86

Abbildung 5-5: Antennengüte in Abhängigkeit von der Zahl der Antennenelemente einer linearen Mehrtorantenne; die lineare Abmessung der Mehrtorantenne wird auf 2λ begrenzt. 87

Abbildung 5-6: Maximal erlaubte λ/a-Werte in Abhängigkeit von der Zahl der Elemente für verschiedene relative Bandbreiten 88

Abbildung 5-7: Dreitorantenne bestehend aus drei Monopolelementen (Länge l und Durchmesser d) mit Elementabstand a 91

Abbildung 5-8: Modenimpedanzen der Mode 1 (gestrichelte Linie) und der Mode 2, 3 (durchgehende Linie) einer Dreitorantenne bestehend aus drei Monopolelementen in dreieckiger Anordnung als Funktion der Frequenz ($a = \lambda_0/10$, f_0=2.45 GHz) 92

Abbildung 5-9: Betrag der Reflexionsfaktoren für die drei Moden einer Dreitorantenne bestehend aus drei Monopolelementen in dreieckiger Anordnung ($a = \lambda_0/10$, f_0=2.45 GHz) als Funktion der Frequenz. Gezeigt ist der Fall einer Leistungsanpassung für Mode 2 und 3 und die damit einhergehende starke Fehlanpassung von Mode 1. 93

Abbildung 5-10: Antennengüte Q_{rad} bei den drei Moden einer Dreitorantenne bestehend aus drei Monopolelementen in dreieckiger Anordnung ($a = \lambda_0/10$, f_0=2.45 GHz) in Abhängigkeit von der Frequenz 93

Abbildung 5-11: Richtdiagramme der drei Moden einer Dreitorantenne bestehend aus drei Monopolelementen in dreieckiger Anordnung für $a < \lambda_0/6$ ($\left|\vec{c}_{[m]}(\pi/2, \varphi)\right| / \sqrt{D_{[m]}}$, $m = 1, 2, 3$) 94

Abbildung 5-12: An jedes Tor einer Dreitorantenne wird eine Reaktanz in Reihe geschaltet. Dies entspricht der Kettenschaltung eines Zweitors an alle Antennentore. Die gesamte Struktur lässt sich zu einem einzigen Netzwerk $[Y]_{neu}$ zusammenfassen. 96

Abbildung 5-13: Ein mögliches Anpassungs- und Entkopplungsnetzwerk für eine Dreitorantenne bestehend aus drei Monopolelementen in dreieckiger Anordnung (oben) sowie die äquivalenten Anpassungsnetzwerke für die Eigenmoden (unten) 97

Abbildung 5-14: Reflexionsfaktoren für die drei Moden einer Dreitorantenne bestehend aus drei Monopolelementen in dreieckiger Anordnung mit Anpassungs- und Entkopplungsnetzwerk ($a = \lambda_0/10$, f_0=2.45 GHz) betragsmäßig als Funktion der Frequenz 98

Abbildung 5-15: Der Frequenzgang von $|S_{11}|^2$ und $2|S_{21}|^2$ bei der Einspeisung in ein Tor einer Dreitorantenne bestehend aus drei Monopolelementen in dreieckiger Anordnung mit Anpassungs- und Entkopplungsnetzwerk. Der Elementabstand und der Durchmesser der Monopolelemente betragen jeweils $\lambda_0/10$ und $\lambda_0/40$. Alle Monopolelemente haben eine Länge von $0{,}24995\lambda_0$. 99

Abbildung 5-16: Das Verhältnis der tatsächlich abgestrahlten Leistung zur insgesamt verfügbaren Leistung als Funktion der Frequenz bei Einspeisung in ein beliebiges Tor der Dreitorantenne bestehend aus drei Monopolelementen in dreieckiger Anordnung mit Anpassungs- und Entkopplungsnetzwerk 100

Abbildung 5-17: Richtdiagramm einer Dreitorantenne bestehend aus drei Monopolelementen in dreieckiger Anordnung mit Anpassungs- und Entkopplungsnetzwerk bei Einspeisung in Tor 1 ($|\vec{C}_1(\pi/2,\varphi)|/\sqrt{D_1}$, mit D_1=10,41). Falls Tor 2 oder Tor 3 gespeist wird, ergibt sich das jeweilige Richtdiagramm über eine Rotation von ±120° um die z-Achse. 102

Abbildung 5-18: Eine kompakte Dreitorantenne bestehend aus drei Monopolelementen mit Anpassungs- und Entkopplungsnetzwerk (f_0=897,5 MHz) 103

Abbildung 5-19: Hochfrequenzkeramikkondensatoren von der Firma Johanson Technology 104

Abbildung 5-20: Ein Ausschnitt des Anpassungs- und Entkopplungsnetzwerks für die Dreitorantenne. Es handelt sich um den Teil, mit dem die Antennentore entkoppelt werden. 104

Abbildung 5-21: Beträge von S_{11}, S_{22} und S_{33} der zum Testzweck aufgebauten Dreitorantenne als Funktion der Frequenz 105

Abbildung 5-22: Beträge von S_{12}, S_{23} und S_{13} der zum Testzweck aufgebauten Dreitorantenne als Funktion der Frequenz 105

Abbildung 5-23: Beträge von S_{11}, S_{22} und S_{33} der zum Vergleichszweck aufgebauten Dreitorantenne mit konventionellem Anpassungsnetzwerk als Funktion der Frequenz 106

Abbildung 5-24: Beträge von S_{12}, S_{23} und S_{13} der zum Vergleichszweck aufgebauten Dreitorantenne mit konventionellem Anpassungsnetzwerk als Funktion der Frequenz 106

Abbildung 5-25: Aufbau einer Zweitorantenne bestehend aus zwei gedruckten Monopolelementen mit Anpassungs- und Entkopplungsnetzwerk 107

Abbildung 5-26: Beträge von S_{11} und S_{21} der Zweitorantenne bestehend aus zwei gedruckten Monopolelementen mit Anpassungs- und Entkopplungsnetzwerk in Abhängigkeit von Frequenz 108

Abbildung 5-27: Zweitorantenne bestehend aus zwei gedruckten Monopolelementen mit Anpassungs- und Entkopplungsnetzwerk 108

Abbildung 5-28: Das Verhältnis der tatsächlich abgestrahlten Leistung zur insgesamt verfügbaren Leistung als Funktion der Frequenz bei der Einspeisung in ein beliebiges Tor der Zweitorantenne bestehend aus zwei gedruckten Monopolelementen mit Anpassungs- und Entkopplungsnetzwerk 109

Abbildung 5-29: Stromdichtenverteilung einer Zweitorantenne bestehend aus zwei gedruckten Monopolelementen mit Anpassungs- und Entkopplungsnetzwerk bei Einspeisung in Tor 1 (links) oder Tor 2 (rechts) (f_0 = 2,45 GHz) 109

Abbildung 5-30: Richtdiagramme einer Zweitorantenne bestehend aus zwei gedruckten Monopolelementen mit Anpassungs- und Entkopplungsnetzwerk bei Einspeisung in Tor 1 (durchgezogene Linie, $|\vec{c}_1(\theta,0)|/\sqrt{D_1}$, mit D_1=1,79) oder Tor 2 (gestrichelte Linie, $|\vec{c}_2(\theta,0)|/\sqrt{D_1}$) ($f_0$ = 2,45 GHz) 110

Abbildung 5-31: Richtdiagramme einer Zweitorantenne bestehend aus zwei gedruckten Monopolelementen mit Anpassungs- und Entkopplungsnetzwerk bei Einspeisung in Tor 1 (durchgezogene Linie, $|\vec{c}_1(\pi/2,\varphi)|/\sqrt{D_1}$, mit D_1=1,79) oder Tor 2 (gestrichelte Linie, $|\vec{c}_2(\pi/2,\varphi)|/\sqrt{D_1}$) ($f_0$ = 2,45 GHz) 111

Abbildung 5-32: Prinzip zur Entkopplung aller drei Tore einer Dreitorantenne 116

Abbildung 5-33: Aufbau einer Dreitorantenne bestehend aus drei gedruckten Monopolelementen mit Anpassungs- und Entkopplungsnetzwerk 117

Abbildung 5-34: Beträge von S_{11}, S_{22} und S_{33} der Dreitorantenne bestehend aus drei parallelen gedruckten Monopolelementen mit Anpassungs- und Entkopplungsnetzwerk als Funktion der Frequenz 118

Abbildung 5-35: Beträge von S_{12}, S_{23} und S_{13} der Dreitorantenne bestehend aus drei parallelen gedruckten Monopolelementen mit Anpassungs- und Entkopplungsnetzwerk als Funktion der Frequenz 118

Abbildung 5-36: Das Verhältnis der tatsächlich abgestrahlten Leistung zur verfügbaren Leistung als Funktion der Frequenz bei der Einspeisung in ein beliebiges Tor der Dreitorantenne bestehend aus drei gedruckten Monopolelementen mit Anpassungs- und Entkopplungsnetzwerk 119

Abbildung 5-37: Stromdichtenverteilung einer Dreitorantenne bestehend aus drei gedruckten Monopolelementen mit Anpassungs- und Entkopplungsnetzwerk bei Einpeisung in Tor 1 (oben links), Tor 2 (oben rechts) oder Tor 3 (unten links) (f_0 = 2,45 GHz) 120

Danksagung

Die vorliegende Arbeit entstand während meiner Tätigkeit als wissenschaftlicher Mitarbeiter im Fachgebiet Nachrichtentechnik/Höchstfrequenztechnik der Bergischen Universität Wuppertal. Mein Dank gilt vor allem Herrn Prof. Dr.-Ing. H. Chaloupka, der mir die Möglichkeit zur Durchführung der Promotion gab. Sein persönliches Engagement sowie seine zahlreichen notwendigen Anregungen trugen wesentlich zum guten Gelingen dieser Arbeit bei.

Herrn Prof. Dr.-Ing. V. Hansen danke ich für die bereitwillige Übernahme des Korreferates.

Bedanken möchte ich mich auch bei Herrn Kühn und Herrn Bernau für die schnelle und präzise Anfertigung von Platinen und mechanischen Teilen.

Des Weiteren geht mein Dank an meine beiden Kollegen, Herrn D. Eßer und Herrn G. Kotyrba für ihre stetige Hilfsbereitschaft und Unterstützung.

Insbesondere möchte ich Herrn Dr. U. Hann danken, der mir während meiner Aufeinhalt in Deutschland ständig persönlich geholfen hat.