Technische
Universität
Berlin

Heinrich-Hertz-Institut
für Nachrichtentechnik
Berlin GmbH

Diplomarbeit

Analyse und Vergleich von Optimierungskriterien für die Downlink-Strahlformung in UMTS (TD/CDMA)

Ingo Grotelüschen

19. November 2002

Verantwortlicher Hochschullehrer: Dr. Ing. Dr. rer. nat. Holger Boche

Wissenschaftlicher Betreuer: Dipl. Ing. Martin Schubert

Die selbständige und eigenhändige Anfertigung versichere ich an Eides Statt.

Berlin, den **Unterschrift**

Inhaltsverzeichnis

Zusammenfassung

Eine Möglichkeit, die Kapazität von Mobilfunknetzen der 3.Generation zu erhöhen, besteht im Einsatz von adaptiven Antennen. Mit ihnen können die Daten im Downlink (BS -> MS) gezielt in Richtung einer gewünschten Mobilstation abgestrahlt weden. Gleichzeitig können Interferenzen, die Nutzer der gleichen Trägerfrequenz treffen, reduziert werden.

Diese Strahlformung wird durch komplexe Wichtung des Nutzsignals an den einzelnen Elementen der Gruppenantenne ermöglicht. Es sind verschiedene Algorithmen zur Einstellung dieser Antennengewichte bekannt. Aufgabe dieser Arbeit ist es, diese Algorithmen zu vergleichen und diejenigen herauszufinden, die für einen potentiellen Anwender (Netzbetreiber) von Interesse sind.

Kapitel 1

Einleitung

1.1 Motivation

Die Betreiber von Mobilfunknetzen stehen einem explosionsartigen Wachstum der Kundenzahl gegenüber. Gleichzeitig steigt der Bedarf dieser Kunden an neuen Multimediadiensten mit hohen Datenraten. Aus diesem Grunde steht die Mobilkommunikation gegenwärtig im Mittelpunkt von Forschung und Entwicklung.

Die gegenwärtig betriebenen Netze der zweiten Generation (u.a. GSM) dienen vorrangig der Sprachkommunikation und benutzen daher vorzugsweise verbindungsorientierte Dienste. Vergleicht man jedoch die Wachstumsraten von leitungsvermittelten (Telefon ...) und paketvermittelten Netzen (Internet ...), so wird deutlich, daß letztere in naher Zukunft die Hauptrolle übernehmen werden. Es gibt immer mehr Anwendungen, die für paketvermittelnde Netze entwickelt werden, so zum Beispiel *Voice over IP* sowie *Audio und Video Streaming*.

UMTS soll es nun ermöglichen, derartige Anwendungen auch mobilen Nutzern ohne Abstriche zur Verfügung zu stellen. Es ist ersichtlich, daß damit der asynchrone Datenverkehr in den Mobilfunknetzen enorm zunehmen wird. Darüber hinaus wird natürlich deutlich mehr Bandbreite benötigt, als die bisherigen Netze der 2.Generation zur Verfügung stellen können.

1.2 Ausgangslage

Derzeit wird die Kapazität von mobilen Kommunikationssystemen insbesondere durch die gegenseitige Beeinflussung mehrerer Anwender eingeschränkt. Beamforming bietet nun eine Möglichkeit, diese Nutzer voneinander zu isolieren, und damit die Störung einer Verbindung durch Nutzer des selben Kanals (definiert durch gleichen Zeitschlitz und identische Trägerfrequenz) zu verringern.

Im Vordergrund der Forschung stand lange Zeit das Uplink-Beamforming. Je näher jedoch der mögliche Einsatz durch den Aufbau von UMTS-Systemen rückt, desto mehr Aufwand wird auch in das Downlink-Beamforming investiert. Einen guten Überblick zu beiden Themen bietet [?]. Wichtige Beiträge zur Downlink-Strahlformung bieten insbesondere [?], [?] und [?].

Da der Einsatz von adaptiven Antennen an den MS nicht sinnvoll ist, wird die Strahlformung an der BS durchgeführt. Dazu ist es für die BS notwendig, die

Ausbreitungskanäle zu den einzelnen MS dieser Zelle ("im Voraus") zu kennen, bzw. möglichst gut schätzen zu können. Daher bietet Downlink Beamforming dann den größten Nutzen, wenn sich die MS langsam bewegt bzw. dann, wenn sich die Kanaleigenschaften nicht schnell verändern.

Für die Strahlformung seitens der BS gibt es nicht nur verschiedene Optimierungsziele, sondern auch unterschiedliche Algorithmen, diese Ziele zu realisieren. Derzeit stehen das Erreichen folgender Ziele im Vordergrund:

- weitestgehende Reduzierung der Interferenzen verursacht durch Nutzer des gleichen Kanals innerhalb derselben Funkzelle
- Minimierung der Sendeleistung der BS und damit Reduzierung der Auswirkungen auf benachbarte Funkzellen

Maßstab für das erstgenannte Kriterium kann sowohl der Pegelunterschied von Stör- und Nutzsignal an der Basisstation als auch derjenige an der Mobilstation sein.

1.3 Ziel der Diplomarbeit

Aufgabe der Diplomarbeit ist es nun, verschiedene Optimierungskriterien zu analysieren und die damit erreichbaren Resultate zu vergleichen. Darüber hinaus soll untersucht werden, wo die Stärken und Schwächen verschiedener bekannter Algorithmen liegen, und welche davon für den Einsatz in der Praxis in Frage kommen.

Aus Netzbetreibersicht gibt es sicherlich nicht "den" optimalen Algorithmus, da schon der Begriff optimal für jede Anwendung neu zu definieren ist. Es soll aber versucht werden, zu ermitteln, ob sich eine Lösung als günstig für mehrere Anforderungsprofile herausstellt. Darüber hinaus ist von Interesse, ob Algorithmen, die sich für den praktischen Einsatz als nicht sinnvoll erweisen, in der Lage sind, bei der Evaluierung der anderen Algorithmen und der Analyse der zugrundeliegenden komplexen mathematischen Problemstellungen wichtige Dienste zu leisten.

1.4 Notation

$\boldsymbol{A}$	MxK Matrix, die Spalten werden aus den einzelnen Steering Vektoren gebildet
$\boldsymbol{a}_k$	Steering Vektor für den k-ten Nutzer
BS	Base station
BW	Bandwidth, Bandbreite
CCI	Co Channel Interference, Nebensprechen
DoA	Direction of Arrival
DoD	Direction of departure
duplex time	Signallaufzeit, die für ein “round trip” zwischen BS und MS benötigt wird
$E[.]$	Erwartungswert
FDD	Frequency Division Duplex
$H(\boldsymbol{w})$	Übertragunsfunktion
ICI	Intra Cell Interference
K	Anzahl der Nutzer bzw. der separierten Blickrichtungen
M	Anzahl der Antennenelemente
MS	Mobilstation
$n(t)$	additives weißes Rauschen
P_i	Leistung, die zur i-ten MS abgestrahlt wird
QoS	Quality of Service, Dienstgüte
$\boldsymbol{R}$	Kovarianzmatrix
$r_i(t)$	an der i-ten MS empfangenes Signal
$s_i(t)$	für die i-te MS bestimmtes Signal (an der BS)
SIR	Signal to Interference Ratio
SINR	Signal to Interference plus Noise Ratio
TDD	Time Division Duplex
$\boldsymbol{u}_k$	Richtungsvektor von $\boldsymbol{w}_k$, bestimmt die Form einer Strahlungscharakteristik
$\boldsymbol{w}_k$	Antennengewichte für die k-te Verbindung einer BS
$\boldsymbol{W}$	Supervektor für alle K Antennengewichte einer BS
$x(t)$	von der BS abgestrahltes Signal
γ_i	SINR für die i-te MS
$\gamma_{i,min}$	Anforderung für den SINR an der i-ten MS
σ^2	Varianz von $n(t)$, Rauschleistung

Kapitel 2

Grundlagen und Begriffe

Um die in den späteren Kapiteln vorgestellten Mechanismen und Algorithmen verstehen zu können und um die dabei getroffenen Annahmen und deren Auswirkungen einschätzen zu können, werden in diesem Kapitel die dazu nötigen Grundlagen reflektiert. Im (kurzen) ersten Abschnitt geht es dabei um UMTS, dessen Bandbreitebedarf und die Rolle, die das Beamforming möglicherweise in dessen Rahmen spielen könnte, im zweiten Abschnitt um die speziellen Probleme der Wellenausbreitung in einem Mobilfunkkanal; im letzten Abschnitt dieses Kapitels werden die wichtigsten Aspekte des Beamformings dargestellt.

2.1 UMTS

Der UTRA Standard (Universal Mobile Telecommunications System, Terrestrial Radio Access) wurde im Jahr 1999 vom 3GPP (Third Generation Partnership Project, http://www.3gpp.org/) verabschiedet. Es wird erwartet, daß die ersten UMTS-Netze im Jahre 2002 in Betrieb gehen, bis zum Jahre 2010 sollen die urbanen Gebiete der Teilnehmerländer weitestgehend abgedeckt sein.

Die gegenwärtig operierenden Netze der zweiten Generation (GSM!) dienen vorrangig der Sprachkommunikation und benutzen daher vorzugsweise verbindungsorientierte Dienste. Vergleicht man jedoch die Wachstumsraten von leitungsvermittelten (Telefon ...) und paketvermittelten Netzen (Internet ...), so wird deutlich, daß letztere in naher Zukunft die Hauptrolle übernehmen werden. Es gibt immer mehr Anwendungen, die für paketvermittelnde Netze entwickelt werden, der Bandbreitebedarf wächst entsprechend. Gegenwärtig sind folgende Anwendungen von Interesse:

- Voice over IP
- Audio und Video Streaming
- electronic (-> mobile) Commerce
- Informationsbeschaffende Dienste

UMTS soll es nun ermöglichen, diese Anwendungen auch mobilen Nutzern ohne Abstriche zur Verfügung zu stellen. Da diese Anwendungen unterschiedliche Anforderungen an Übertragungsgeschwindigkeit, Fehlertoleranz und Echtzeitfähigkeit haben, wurden für UMTS verschiedene QoS (Quality of Service) - Klassen geschaffen:

- Interactive Class (geringe Bitrate, schnelle Reaktion)
- Streaming Class (eine Vorzugsrichtung, Echtzeit)
- Conversational Class (Echtzeitkommunikation)
- Background Class (Benutzung von übrigen Kapazitäten)

Um diese Klassen mit ihren verschiedensten Anforderungen anbieten zu können, wird natürlich deutlich mehr Bandbreite benötigt, als die bisherigen Netze der 2.Generation zur Verfügung stellen. Das UMTS-Forum geht von folgendem Bedarf für Spitzenzeiten aus ([?]):

Services	**Year 2005**	**Year 2010**
High interactive MM	35MHz	85MHz
Medium & high MM	102MHz	227MHz
Switched data	14MHz	10MHz
Simple messaging	2MHz	2MHz
Speech	214MHz	230MHz
Total	366MHz	554MHz
Total (allowing for spectrum division)	403MHz	582MHz

Um die Anforderungen an die Bandbreite reduzieren zu können, sind für UMTS weitere Fortschritte auf folgenden Gebieten von großer Bedeutung:

- Sprachkodierung
- Videokodierung
- Nutzung adaptiver Antennen
- statistisches Multiplexen

Da die Forschung zu Diversitätstechnologien und Smart Antennas noch nicht ausreichend war, ist der UMTS Standard so konzipiert worden, daß Ergebnisse aus diesen Gebieten später einbezogen werden können.

2.2 Mobilfunkkanal

Die größten Probleme beim Mobilfunk (insbesondere in städtischen Gebieten) werden dadurch verursacht, daß sich die Antennen der Mobilstationen unterhalb höherer Objekte (Häuserkanten etc.) befinden und damit im Allgemeinen keine direkte Sichtverbindung zur Basisstation existiert.

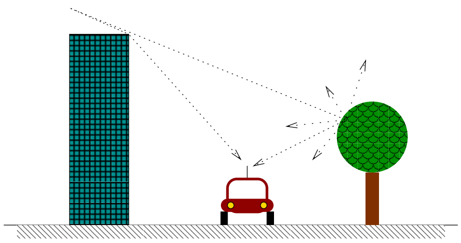

Abbildung 2.1: Mobilfunkkanal

Die von der Basisstation emittierten Wellen finden ihren Weg hauptsächlich durch Reflexion an der Oberfläche der umgebenden Gebäude, durch Streuung an Geländerauhigkeiten und Vegetation sowie durch Brechung an z.B. Häuserkanten (Bild 2.1). Das führt dazu, daß die abgestrahlte Energie den Empfänger über mehr als einen Pfad aus verschiedenen Richtungen erreicht. Aufgrund der unterschiedlichen Pfadlängen ergeben sich Laufzeitunterschiede bzw. Phasendifferenzen zwischen den verschiedenen Signalkopien. Bei der nachfolgenden Addition der verschiedenen Signalversionen am Empfänger ergeben sich verschiedenste Probleme, die in den folgenden Abschnitten nur skizziert werden können.

2.2.1 Mehrwegeausbreitung

Die Mehrwegeausbreitung (multipath propagation) ist im wesentlichen beschrieben worden. Sie tritt auf, wenn zwischen Sende- und Empfangsantenne(n) mehrere Wege möglich sind, hervorgerufen durch Reflexion (Boden, Wasser, Luftschichten) oder Streuung (Scattering).

2.2.2 Schwund

Als Schwund (fading) werden zeitliche Schwankungen des Empfangssignals bezeichnet, die durch eine Änderung der Ausbreitungsverhältnisse hervorgerufen werden.

Um die Folgen und Auswirkungen im Mobilfunkbereich darzustellen, wird fürs erste vom statischen Fall und einem Schmalbandsignal (unmodulierter Träger) und nur zwei verschiedenen Pfaden ausgegangen. Die MS bewegt sich nicht, und die Bandbreite des Nutzsignals ist deutlich kleiner als die Trägerfrequenz (GSM: 200 kHz vs. 900 MHz).

Aufgrund der Mehrwegeausbreitung legen beide Signalkopien unterschiedlich lange Wege zurück, so daß ein Signal zeitversetzt zum anderen am Empfänger eintrifft. Das entspricht einer Phasenverschiebung der beiden Versionen des Trägersignals, welche zwischen zwei Extremen schwanken kann. Falls die Phasendifferenz gleich Null ist, so kommt es zur konstruktiven Überlagerung beider Signalkopien, beträgt sie hingegen 180°, resultiert das in einer destruktiven Überlagerung beider Komponenten mit der Folge, daß das Trägersignal nahezu ausgelöscht wird (Bild 2.2). Immerhin bleibt die Amplitude des resultierenden Signals im beschriebenen statischen Fall konstant (konstante Pfaddämpfung vorausgesetzt).

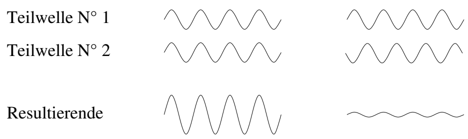

Abbildung 2.2: konstruktive und destruktive Überlagerung der Signalkopien

Im Normalfall jedoch bewegt sich die MS, so daß die zwei Signalkomponenten diese auf Pfaden variabler Länge erreichen. Damit ist aber auch Phasendifferenz beider Kopien variabel, abhängig vom Ort der MS. Die Amplitude des resultierenden Signals ist damit nicht mehr konstant, sondern kann während der Bewegung der MS alle Werte zwischen den beschriebenen Extrema annehmen. Dieser Wechsel von destruktiver und konstruktiver Überlagerung wird als fading bezeichnet. (In der Realität existieren natürlich deutlich mehr Pfade, als im Beispiel angenommen.)

Bei anderen Trägerfrequenzen erhält man bei gleichen Pfaden und somit Laufzeitdifferenzen (-> time delay spread) eine andere Phasenverschiebung. Daher ergibt sich für unterschiedliche Trägerfrequenzen auch eine abweichende Beeinflussung der Verbindung durch Schwund (Selektivschwund).

Man kann zwischen *flat* und *frequency selective* fading unterscheiden, der Unterschied wird aber erst im nächsten Abschnitt erläutert.

Darüber hinaus gibt es auch eine Art fading, die als Breitbandschwund bezeichnet wird, und z.B. durch Regen verursacht wird. Dies wird jedoch erst bei höheren Trägerfrequenzen (ab ca. 10 GHz) wirksam [?].

2.2.3 Doppler Spread/Coherence Time

Bei einer Bewegung der MS ändert sich der Abstand von Sender und Empfänger, was zu einer Frequenzverschiebung (Doppler Shift, $\triangle f_D = 40..80Hz$,[?]) am Empfänger führt (Doppler Effekt). Aufgrund der Mehrwegeausbreitung gibt es gleichzeitig Pfade mit abnehmendem als auch mit zunehmendem Abstand, mit dem Ergebnis, daß sowohl positive als auch negative Frequenzverschiebungen gleichzeitig auftreten. Die Differenz von maximaler und minimaler Frequenzverschiebung wird als Dopplerbandbreite bezeichnet, die mittlere quadratische Abweichung von der Sende- (Träger-) frequenz f_T als Doppler Spread. Der Kehrwert des Doppler Spreads wird als Coherence Time T_c bezeichnet.

Ist der Kanal durch frequenzselektiven Schwund gekennzeichnet, kann es durch den Doppler Shift dazu kommen, daß der Einfluss des fadings stark variiert. Die Bewegung der MS hat also zweierlei Auswirkungen:

- die MS begibt sich an einen anderen Ort (andere Schwundverhältnisse)
- aufgrund des Dopplereffektes kommt es zu einer scheinbaren Änderung der Trägerfrequenz, für diese existiert aber eine divergierende räumliche Schwundverteilung

Doppler Spread und Coherence Time sind also ein Maß dafür, wie schnell sich die Schwundverhältnisse aufgrund des Doppler Shifts ändern könnten. Voraussetzung für eine gute Abschätzung der Übertragungseigenschaften eines Mobilfunkkanals ist demnach insbesondere ein geringer Doppler Spread bzw. eine ausreichend große Coherence Time. (Letztere sollte deutlich größer als die Dauer eines Signalelementes T_s sein: $T_s \ll T_c$)
Die verschiedenen Schwundvarianten und ihre Ursachen werden in der folgenden Liste noch einmal zusammengefasst (nach [?]).

- Schwund aufgrund von Mehrwegeausbreitung (.. time delay spread)

Flat Fading	**Frequency Selective Fading**
BW of signal < BW of channel	BW of signal > BW of channel
delay spread < symbol period	delay spread > symbol period

- Schwund zurückzuführen auf Doppler Spread

fast fading	**slow fading**
High Doppler Spread	Low Doppler Spread
Coherence Time < Symbol Period	Coherence Time > Symbol Period

Die folgende Tabelle (2.1 zeigt einige typische Werte für Doppler-Spread und Time Delay Spread in Abhängigkeit von der Umgebung (nach [?].

Umgebung	Zeit-Spreizung	Doppler-Spreizung
ländlich, flach (Macro)	0,5 μs	190 Hz
städtisch (Macro)	5 μs	120 Hz
bergig (Macro)	20 μs	190 Hz
Microcell (Mall)	0,3 μs	10 Hz
Picocell (Indoor)	0,1 μs	5 Hz

Tabelle 2.1: Typische Werte für Time-Delay- und Doppler-Spread

2.2.4 Funkrauschen

Neben dem Rauschen, das innerhalb der an der Kommunikation beteiligten Geräte hervorgerufen wird (thermisches Rauschen, Schrotrauschen, 1/f-Rauschen), gibt es Störungen, die von der jeweiligen Empfangsantenne zusätzlich zum Nutzsignal aufgenommen werden. Dieses wird als Funkrauschen bezeichnet. Zu den Ursachen zählen sowohl industrielle als auch natürliche Störungen. Bei den letztgenannten handelt es sich u.a. um galaktisches Rauschen, Absorbtion an der Atmosphäre (Sauerstoff, Wasserdampf) oder Gewitter. Im Bereich von 20 MHz bis 2 GHz sind galaktisches und kosmisches Rauschen vorherrschend. Beim atmosphärischen Rauschen ist die Länge des Ausbreitungsweges im absorbierenden Medium von Belang. Industrielle Störungen (Funken etc.) können oberhalb von 1 GHz vernachlässigt werden [**?**].

Die Stärke des Rauschens wird durch die Rauschtemperatur T_N gekennzeichnet. Die resultierende Rauschleistung innerhalb eines Frequenzbandes der Breite B_N beträgt $P_N = k_B T_N B_N$, wobei k_B die Boltzmannkonstante ist. Im Allgemeinen variiert die Rauschleistung mit der Raumrichtung.

2.2.5 Pfaddämpfung

Entlang des Ausbreitungsweges wird der Welle Energie entzogen und in andere Formen umgewandelt. Die Stärke der Absorbtion ist abhängig vom Brechungsindex des Mediums. Darüber hinaus kommt es zu Verlusten durch Streuung. Die resultierende Reduzierung der Strahlungsleistung entlang eines Pfades wird als Pfaddämpfung (path loss, path attenuation) bezeichnet [**?**].

2.3 Beamforming

Im vorigen Abschnitt (2.2) wurde dargestellt, mit welchen Problemen die Nutzung des Mobilfunkkanals behaftet ist. Der störende Einfluss des dabei erläuterten Mehrwegeschwundes kann nun durch verschiedene Diversitätsanordnungen verringert werden:

- Frequenzdiversität: gleichzeitige Nutzung verschiedener Frequenzen
- Raumdiversität: Nutzung mehrerer Antennenelemente

Vom letztgenannten Punkt kann das Beamforming abgeleitet werden. Dazu werden erst die grundlegenden Mechanismen dargestellt, dann werden die Spezifika des downlink oder transmit Beamforming erläutert; es werden spezielle Beamformer vorgestellt sowie Bedeutung und Eigenschaften der Kovarianzmatrix erklärt.

2.3.1 Grundlagen der Strahlformung

Die Nutzung von Gruppenantennen (antenna arrays) in der Nachrichtentechnik ist an und für sich nichts Neues. Die Möglichkeit, die Empfangssignale mehrerer einzelner Antennen zu bearbeiten und aufzusummieren, wird zum Beispiel in der Radartechnik genutzt. Die mechanische Strahlschwenkung wurde dabei durch die schnellere und flexiblere elektronische Strahlschwenkung abgelöst. Auch im Bereich des Mobilfunks können Strahlschwenkung und -formung völlig neue Möglichkeiten bieten [**?**]:

- Reduzierung von Energieverbrauch und ICI durch verringerte Sendeleistung an der BS
- Erhöhung der Teilnehmerkapazität durch Mehrfachnutzung der gleichen Trägerfrequenz innerhalb einer Funkzelle (mit geringer CCI!)
- Vermeidung von Mehrwegeempfang
- Lokalisierung der MS

Die Strahlformung wird dabei (vorerst) nur an der BS vorgenommen. Das hat folgende Gründe:

- Im Gegensatz zur Basisstation bewegt sich die MS (Handy!) so schnell im Raum, daß der Rechenaufwand zur Berechnung der Beampattern sehr hoch wäre.
- Das Beamforming erfordert einen nicht geringen zusätzlichen Hardwareaufwand. (Platzaufwand, Kosten)
- Beim derzeitigen Verhältnis von Trägerfrequenz und Größe des Endgerätes ist das Plazieren einer Antennengruppe zumindest problematisch.

In jedem Falle ist es nötig, die Richtcharakteristik schnell an beliebige, stark variierende räumliche Senderverteilungen anzupassen. Für jede dieser Verteilungen soll das Maximum der Hauptkeule (der Richtcharakteristik bei jeder Verbindung) auf gewünschte Signale gerichtet sein; die Nullstellen sollen so plaziert werden, daß Interferenzen ausgelöscht oder zumindest minimiert werden.

Das geschieht (beim Uplink BF) folgendermaßen: An jedem einzelnen Antennenelement kommt es zur Überlagerung von verschiedenen erwünschten Kopien des Nutzsignals einerseits und zu zeitlich zu stark versetzten Signalkopien (-> ISI) sowie additivem weissen Rauschen andererseits. In Abhängigkeit von der Zeit ändern sich diese Überlagerungsmuster an jedem Antennenelement, konstruktive und destruktive Überlagerung gewünschter Signalkopien wechseln einander ab, der Rauscheinfluss variiert und die Verzögerung unerwünschter Nutzsignalversionen schwankt.

Je nach Zielsetzung (vgl. Kap. 3) wird nun an jedem Antennenelement ($m = 1..M$) "gewartet", bis entweder durch konstruktive Interferenz ein (für das betreffende Zeitinterval) maximaler Signalpegel erzielt werden kann, oder aber, bis die unerwünschten Anteile minimal sind. Da diese "günstigen" Abtastzeitpunkte an den verschiedenen Antennenelementen im Allgemeinen zeitlich versetzt zu einander auftreten, müssen die einzelnen Abtastwerte $x_m(t)$ vor dem Aufsummieren entsprechend verzögert werden. Darüber hinaus müssen die Abtastwerte so gewichtet werden, daß Werte mit hoher Eignung zur Realisierung einer Zielsetzung stärker im Summensignal $y(t)$ enthalten sind (Bild 2.3). (Es müssen natürlich jeweils die Abtastwerte aufsummiert werden, die zum gleichen Quellsymbol gehören. Die Abtastrate richtet sich dabei nach der Symbolrate des Quellsignals.)

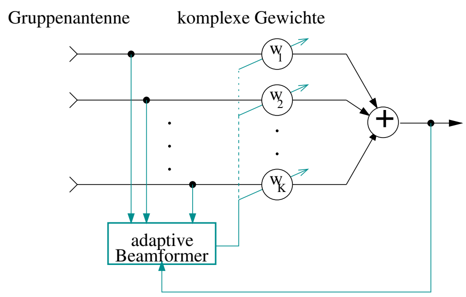

Abbildung 2.3: Blockschaltbild eines BF-Empfängers

Verzögerung und Wichtung der m Abtastwerte $x_m(t)$ wird durch die komplexen Gewichte w_m realisiert. Fasst man die Gewichte zu einem Vektor $\boldsymbol{w} = [w_1, w_2, .., w_M]^T$ zusammen, so ergibt sich das Ausgangssignal $y(t)$ zu

$$y(t) = \sum_{l=1}^{M} w_l x_l(t) = \boldsymbol{w}^T \boldsymbol{x}(t)$$

In der weiteren Darstellung wird der Einfachheit halber angenommen, daß sich das Nutzsignal $u_k(t)$ ohne Verluste ausbreitet, und nur aus einem Einfallswinkel ϑ_k an der Gruppenantenne eintrifft (Bild 2.4).

Bei einer linearen Gruppenantenne mit M omnidirektionalen äquidistanten (hier: $d = \lambda/2$) Antennenelementen liegen dann an jedem Antennenelement zueinander phasenverschobene Versionen des selben Signals vor (Fernfeld -> planare Welle; Schmalbandannahme; vgl. [?]).

$$x_m(t) = x_1(t) \cdot e^{-j\pi(m-1)\sin\vartheta_k}$$

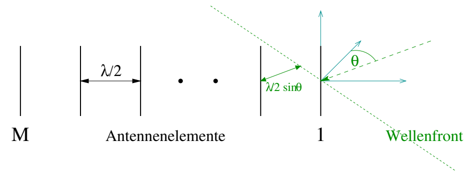

Abbildung 2.4: Antennenarray

Die Phasenverschienung ist dabei abhängig vom Einfallswinkel ϑ_k des k-ten Nutzsignals. Mit der Ortsfrequenz $\mu_k = -\pi \sin \vartheta_k$ (für $d = \lambda/2$) und der vorerst getätigten Annahme zur Ausbreitung des Nutzsignals $u_k(t)$ ergibt sich daraus

$$x_{k,m}(t) = u_k(t) \cdot e^{j(m-1)\mu_k}$$

Mit Berücksichtigung von Rauscheinflüssen (Kanal und Empfänger) erhält man

$$x_{k,m}(t) = u_k(t) \cdot e^{j(m-1)\mu_k} + n_m(t) \tag{2.1}$$

Die M Phasenfaktoren $e^{j(m-1)\mu_k}$ $(m = 1..M)$ des k-ten Signals können in einem Vektor

$$\boldsymbol{a}(\mu_k) = \begin{pmatrix} 1 \\ e^{j\mu_k} \\ \vdots \\ e^{j(M-1)\mu_k} \end{pmatrix}, \quad 1 \leq k \leq K \tag{2.2}$$

zusammengefasst werden, der als Richtungsvektor (Array Antwort, steering vector, array response vector) bezeichnet wird. Dieser Vektor repräsentiert die (eindeutige) Antwort $\boldsymbol{a}(\mu_k)$ des Arrays auf eine Richtung ϑ_k.

Mit 2.1 und 2.2 erhält man

$$x_{k,m}(t) = u_k(t) \cdot \boldsymbol{a}(m)|_{\mu_k} + n_m(t)$$

bzw. in Vektoren zusammengefasst

$$\boldsymbol{x}_k(t) = u_k(t) \cdot \boldsymbol{a}(\mu_k) + \boldsymbol{n}(t)$$

Verallgemeinert man dieses Modell und geht von mehrerren Nutzsignalen $u_k(t)$ $(k = 1..K)$ aus, so überlagern sich diese am Antennenarray zu

$$\boldsymbol{x}(t) = \sum_{k=1}^{K} \boldsymbol{a}(\mu_k) u_k(t) + \boldsymbol{n}(t)$$

Fasst man die verschiedenen Quellsignale $u_k(t)$ in einem Signalvektor $\boldsymbol{u}(t)$ zusammen, so vereinfacht sich die Gleichung zu

$$\boldsymbol{x}(t) = \boldsymbol{A}\boldsymbol{u}(t) + \boldsymbol{n}(t) \tag{2.3}$$

wobei $\boldsymbol{A} = [\boldsymbol{a}(\mu_1), .., \boldsymbol{a}(\mu_K)]$ als Array-Matrix bezeichnet wird. Aus dem am Antennenarray anliegenden Signalvektor $\boldsymbol{x}(t)$ lassen sich nun sowohl die Quellsignale $\boldsymbol{u}(t)$ als auch deren Einfallswinkel (-> Richtungsschätzung) bestimmen.

2.3.2 Downlink Beamforming

Im vorigen Abschnitt wurde das Beamforming auf Empfängerseite (also an der BS) dargestellt. In diesem Falle sind alle nötigen Signale (wenngleich gedämpft, phasenverschoben, zeitversetzt gegenüber dem Quellsignal etc.) an den Antennenelementen vorhanden, d.h. mit beliebig hohem Rechenaufwand lässt sich "jede" Qualität für das zu extrahierende Nutzsignal erreichen.

Leider lässt sich dieses Verfahren (derzeit) nicht auf die Mobilstation übertragen. Die Anforderungen an Größe, Gewicht und Energieverbrauch des Endgerätes sowie der Wunsch, dessen Kosten niedrig zu gestalten, stehen dem entgegen. Alternativ dazu besteht jedoch die Möglichkeit, schon an der BS (dem Sender) die Signalenergie durch Strahlformung gerichtet an die K Mobilstationen abzustrahlen. Damit sind folgende Ziele realisierbar:

- Reduzierung der insgesamt von der BS emittierten Signalenergie
- Reduzierung der CCI sowie von Interferenzen, die auf die Pfaddiversität zurückzuführen sind
- Reduktion von Inter-Cell CCI
- Erhöhung der Kapazität im Downlink

Berücksichtigt man die Kanaleinflüsse, so kommt es also beim Downlink Beamforming darauf an, die Signal-Interferenz-Abstände (SIR) an den MS zu maximieren oder wenigstens oberhalb einer wohldefinierten Schwelle zu halten. Zur Realisierung des Downlink Beamformings ist es demnach für die BS wichtig, die entsprechenden Kanalparameter zu kennen. Da sich die Kanaleigenschaften im Allgemeinen rapide ändern, können diese Parameter nur geschätzt werden. Die Qualität dieser Schätzung ist von entscheidender Bedeutung für den dann an der MS erzielten SIR. Die Art und Weise der Kanalschätzung ist dabei abhängig vom verwendeten Duplex-System.

Kanalschätzung bei TDD- und FDD-Systemen

TDD-Systeme verwenden im Up- und im Downlink die gleichen Trägerfrequenzen. Damit sind die Kanaleigenschaften für die Dauer der Kohärenzzeit identisch, und es können die Parameter der Richtungsschätzung vom Uplink-BF übernommen werden. Bei FDD-Systemen werden für den Hin- und Rückkanal unterschiedliche Trägerfrequenzen verwendet. Ist der Kanalabstand größer als die Kohärenzbandbreite (vgl. delay-spread) des Uplink-Kanals, so sind die Fadingprozesse beider Kanäle weitestgehend unkorreliert. (U.A. bestehen im Uplink andere Pfade zwischen BS und MS als im Downlink.) Damit aber sind Kanal- und Richtungsschätzung des Uplinks nicht brauchbar. Durch erhöhten Signalisierungsaufwand lässt sich dieses Problem jedoch beheben. Dieser Aufwand steigt allerdings bei stark veränderlichen Kanälen (niedrige Kohärenzzeit) stark an.

Signalmodell

Für das Downlinkbeamforming kann die im vorigen Abschnitt vorgestellte Architektur ebenfalls verwendet werden. Es ändern sich Eingangs- und Ausgangssignal sowie die Kriterien, nach denen die Antennengewichte $\boldsymbol{w}_k$ justiert werden.

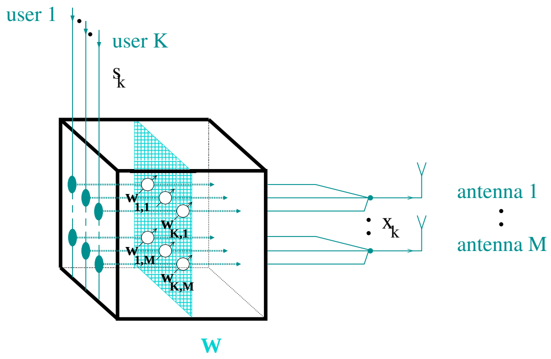

Abbildung 2.5: Downlink

Das Antennenausgangssignal $\boldsymbol{x}_k(t)$ ist abhängig von diesen Gewichten und den Signalen $\boldsymbol{s}_k(t)$ der Nutzer:

$$\boldsymbol{x}_k(t) = \boldsymbol{w}_k \cdot \boldsymbol{s}_k(t)$$

An der i-ten MS wird dann folgendes Signal empfangen:

$$r_i(t) = \boldsymbol{x}(t) * \boldsymbol{h}_i(t, \tau) + n(t)$$

Dabei ist

$$h_i(t) = \sum_{l=1}^{L_i} \alpha_{i,l} \boldsymbol{a}(\mu_{i,l}) \boldsymbol{\delta}(\tau_{i,l} - t)$$

die Kanalimpulsantwort, wobei mit L_i die Anzahl der Pfade, mit $\alpha_{i,l}$ die komplexe Pfaddämpfung und mit $\tau_{i,l}$ die Pfadverzögerung bezeichnet werden. Das Signal an der i-ten MS ergibt sich dann zu

$$r_i(t) = \sum_{k=1}^{K} \boldsymbol{w}_k^H \sum_{l=1}^{L_i} \alpha_{i,l} \boldsymbol{a}(\mu_{i,l}) \boldsymbol{s}_k(t - \tau_{k,l}) + n(t)$$

wobei $\boldsymbol{a}(\mu_k) = [1, e^{j\mu_k}, .., e^{j(M-1)\mu_k}]^T$ die Arrayantwort für den k-ten Nutzer ist.
Der Term $H_k(\mu) = \boldsymbol{w}_k^T \boldsymbol{a}(\mu)$ repräsentiert dabei den Gewinn der Gruppenantenne in Raumrichtung μ. Der Graph dieser Funktion wird als Beampattern (Richtdiagramm) bezeichnet.

Verhältnis von Nutz- und Störanteil (SNIR)

Um nun den SNIR für die i-te MS definieren zu können, werden die von der MS empfangenen Signale in erwünschte und unerwünschte Anteile zerlegt. Der Nutzanteil des empfangenen Signals $r_i(t)$ ergibt sich zu

$$r_i^{nutz}(t) = \boldsymbol{w}_i^H \sum_{l=1}^{L_i} \alpha_{i,l} \boldsymbol{a}(\mu_{i,l}) \boldsymbol{s}_i(t - \tau_{i,l}) \quad (2.4)$$

Der Störanteil setzt sich aus dem Rauschterm $n(t)$ und einem Anteil r_i^{stoer} zusammen, welcher die, durch die anderen $K-1$ Nutzer hervorgerufenen Interferenzen repräsentiert:

$$r_i^{stoer}(t) = \sum_{k \neq i} \boldsymbol{w}_k^H \sum_{l=1}^{L_i} \alpha_{i,l} \boldsymbol{a}(\mu_{i,l}) \boldsymbol{s}_k(t-\tau_{i,l}) \tag{2.5}$$

Das SNIR an der i-ten MS ergibt sich aus dem Verhältnis der Leistungen von Nutzanteil (vgl. 2.4) und Störanteil (vgl. 2.5) zu

$$\gamma_i = \frac{\mathrm{E}\{r_i^{nutz}(t) r_i^{nutz^H}(t)\}}{\mathrm{E}\{r_i^{stoer}(t) r_i^{stoer^H}(t)\}}$$

Mit der Kovarianzmatrix $\boldsymbol{R}_i = \mathrm{E}\{\boldsymbol{h}_i(t;\tau)\boldsymbol{h}_i(t;\tau)\}$, der Annahme, daß die Nutzer unkorreliert sind und mit $\mathrm{E}\{s_k(t)s_k^*(t)\} = 1$, ergibt sich

$$\gamma_i = \frac{\boldsymbol{w}_i^H \boldsymbol{R}_i \boldsymbol{w}_i}{\sum\limits_{k \neq i} \boldsymbol{w}_k^H \boldsymbol{R}_i \boldsymbol{w}_k + \sigma^2} = \gamma_i(\boldsymbol{w}) \tag{2.6}$$

2.3.3 Grundlegende Strahlformer

Um deutlich zu machen, wozu aktuelle Beamformer fähig sind, um aufzuzeigen, welches Potential im Downlink BF steckt, und wo diese Diplomarbeit dabei einzuordnen ist, sollen in diesem Abschnitt grundlegende Beamformer vorgestellt werden.

Die perfekte adaptive Antenne wäre sicherlich diejeneige, die in der Lage ist, sämtliche Energie iausschließlich in Richtung des gewünschten Teilnehmers (MS) abzustrahlen. Dieses Ansinnen ist aber nicht mittels adaptiver Antenne realisierbar, da dazu ein Array mit unendlich vielen Antennenelementen nötig wäre.

Die Einordnung verschiedener realistischer"Beamformer kann unter verschiedensten Blickwinkeln vorgenommen werden ([?]: conventional BF, Null Steering BF, optimal BF ...), aufgrund der allgemeinen Herangehensweise und übersichtlichen Darstellung wird jedoch auf [?] Bezug genommen.

Phased Array

Beim Phased Array bewirken die Antennengewichte w_i $(i = 1..M)$ der M Antennenelemente lediglich eine Phasenverschiebung des Eingangssignals.

$$w_i = \frac{1}{M} \cdot e^{j\varphi_i}$$

Der Betrag der einzelnen Gewichte ist mit $\frac{1}{M}$ für alle Elemente gleich groß.

Ein Spezialfall des Phased Arrays ergibt sich dann, wenn die Phasenverschiebung mit jedem weiteren Antennenelement linear zu- oder abnimmt (für die vorgestellte lineare Gruppenantenne). Für die Blickrichtung μ_* ergeben sich die Antennengewichte w_i zu

$$w_i = \frac{1}{M} \cdot e^{-j(i-1)\mu_*}$$

Dieses Phased Array wird als Steered Phased Array oder aber (entsprechend der Implementierung) als *delay-and-sum* Beamformer bezeichnet. Die Richtcharakteristik hat ein globales Maximum an der Stelle μ_*, das heißt, in die gewünschte Richtung wird immer mit maximaler Leistung abgestrahlt (Bild 2.6). Die $M-1$ Nullstellen sind jedoch schon durch die Wahl der Blickrichtung mit festgelegt, so daß gezielte Unterdrückung von CCI mit dieser Anordnung nicht möglich ist.

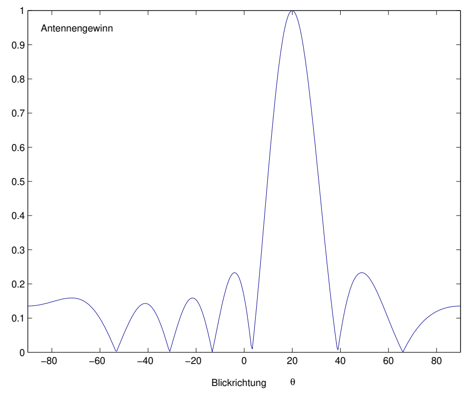

Abbildung 2.6: Phased Array für MS bei $\mu_* = 20°$

Auch beim Steered Phased Array haben alle Antennengewichte den gleichen Betrag. Werden die Antennenelemente verschieden gewichtet, so lässt sich die Richtcharakteristik noch besser an die Anforderungen anpassen. So zum Beispiel ist es möglich, die Breite des Hauptstrahls oder aber die Amplitude der Nebenkeulen zu reduzieren.

Constrained BF

Wie schon erwähnt, ist es mit einem Phased Array jeglicher Spielart nicht möglich, zur Unterdrückung von CCI die einzelnen Nullstellen gezielt zu plazieren. Derartige Anforderungen lassen sich mit Hilfe eines Constraint bzw. Nullsteering Beamformers befriedigen. Bei einem Antennenarray bestehend aus M Elementen lassen sich maximal $M-1$ Nullstellen μ_k ausrichten. In diese Raumrichtungen μ_k soll die Richtcharakteristik den Wert Null annehmen, des Weiteren soll ihr Maximum auf die gewünschte MS zeigen.

Um nun die M verschiedenen Antennengewichte zu gewinnen, stellt man die getätigten Anforderungen

$$\begin{aligned} \boldsymbol{w}^H \boldsymbol{a}_{k^*} &= 1 \\ \boldsymbol{w}^H \boldsymbol{a}_k &= 0 \quad k = 1..K, k \neq k^* \end{aligned}$$

in einem Gleichungssystem bzw. in Matrixnotation dar.

$$\boldsymbol{w}^H \boldsymbol{A} = \boldsymbol{e}_1^T$$

Hierbei wird die Matrix $\boldsymbol{A}$ durch die Verkettung aller Richtungsvektoren (also auch a_k^*) gebildet. Der Vektor $\boldsymbol{e}_1$ hat folgende Form:

$$\boldsymbol{e}_1 = [1, 0, .., 0]^T$$

Im einfachsten Falle (für $K = M - 1$, alle Richtungsvektoren voneinander linear unabhängig) gewinnt man die Antennengewichte durch Matrixinversion, vorausgesetzt, die Inverse existiert:

$$\boldsymbol{w}^H = \boldsymbol{e}_1^T \boldsymbol{A}^{-1}$$

Existiert die Inverse von $\boldsymbol{A}$ nicht, so kann stattdessen die Pseudoinverse gebildet werden. Werden weniger als $M - 1$ Nullstellen benötigt, so ist $\boldsymbol{A}$ nicht quadratisch und die Gewichte können [**?**] durch folgende Vorschrift gebildet werden:

$$\boldsymbol{w}^H = \boldsymbol{e}_1^T \boldsymbol{A}^H (\boldsymbol{A}\boldsymbol{A}^H)^{-1}$$

Das Plazieren der Nullstellen ist insbesondere dann kritisch, wenn die Nutzer nur unzureichend voneinander separiert sind. Es entstehen dann verzerrte Strahlungsmuster mit starken Seitenkeulen, dadurch steigt das Interferenzniveau des gesamten Systems deutlich an. Eine Lösung dieses Problems wird durch "optimale" Strahlformung angestrebt.

Optimale Strahlformung

Unter dem Begriff "Optimales Beamforming" sind in der Fachpresse mehrere Ansätze vorgestellt worden, die sich jedoch teilweise stark voneinander unterscheiden. Ihnen allen liegt der Wunsch zugrunde, die Abstrahlung mehrerer Nutzer so zu gestalten, daß jenseits der Nullstellensteuerung weitere Eigenschaften des resultierenden Strahlungsmusters "optimal" eingestellt werden. Das jedoch wird im nachfolgenden Kapitel eingehend erläutert.

Kapitel 3

Optimierungskriterien und Lösungsansätze

In der Literatur sind eine Vielzahl verschiedener Algorithmen beschrieben, die mehr oder weniger für sich in Anspruch nehmen, eine optimale Lösung für das Downlink-Beamforming zu präsentieren. Bei genauerem Hinsehen wird jedoch deutlich, daß der Begriff "optimal" immer nur im Hinblick auf jeweils ein einzelnes Funktional gewählt wird. Im Folgenden soll nun dargestellt werden, welche verschiedenen (insbesondere für die Praxis sinnvollen) Optimierungskriterien bekannt sind. Gemeinsamkeiten und Unterschiede der verschiedenen Kriterien werden kenntlich gemacht. Darüber hinaus wird dargestellt, welche generellen Strategien auch für die Lösung von Teilproblemen bei der Gewinnung von "optimalen" Antennengewichten bekannt sind.

3.1 Kombiniertes Downlink Beamforming

Im Kapitel 2.3 wurde hergeleitet, aus welchen Komponenten sich der SINR für jede einzelne MS zusammensetzt. Anhand Gleichung (2.6) ist dabei ersichtlich, daß der SINR jedes einzelnen Nutzers von den Antennengewichten für alle K Verbindungen abhängig ist, die an dieser BS unterhalten werden. Es ist somit notwendig, die Berechnung aller optimalen Gewichte $\boldsymbol{w}_1..\boldsymbol{w}_K$ gemeinsam vorzunehmen. Dabei müssen folgende Anforderungen berücksichtigt werden:

- Die insgesamt von der BS abgestrahlte Leistung soll minimiert werden, um Kosten zu senken, und um Nebensprechen und Abstrahlung in benachbarte Zellen zu reduzieren.
- Die vereinbarte QoS (vgl. 2.1) muss für jede Verbindung gewährleistet sein

Einziger hierbei zu berücksichtigender QoS-Parameter ist derzeit der SINR an der MS. Damit ergeben sich folgende zwei Optimierungsprobleme:

- Maximierung des minimalen SINR
- Minimierung der von der BS abgestrahlten Leistung

3.1.1 Maximierung des minimalen SINR

Entsprechend Gleichung (2.6) wird das Signal zu Rausch- und Interferenz Verhältnis an der i-ten MS als γ_i bezeichnet. Fasst man nun die Antennengewichte $\boldsymbol{w}_1$ .. $\boldsymbol{w}_K$ für alle K Verbindungen der BS in einem Vektor $\boldsymbol{W}$ zusammen, so lässt sich das Optimierungsproblem wie folgt beschreiben:

$$\boldsymbol{W}_{opt}^{(1)} = \arg\max_{\boldsymbol{W}} \left(\min_{1\le i\le K} SINR_i(\boldsymbol{W}) \right) \tag{3.1}$$

Es lässt sich zeigen (z.B. [?]), daß für die optimalen Antennengewichte $\boldsymbol{W}_{opt}^{(1)}$ die erzielten $SINR_i$ gleich groß sind:

$$\gamma_1 \left(\boldsymbol{W}_{opt}^{(1)}\right) = \gamma_2 \left(\boldsymbol{W}_{opt}^{(1)}\right) = .. = \gamma_K \left(\boldsymbol{W}_{opt}^{(1)}\right) =: \gamma_{opt}$$

Da das Rauschen im Allgemeinen (vgl. [?]) kleiner ist, als das Nebensprechen, kann man vom obigen Problem durch Weglassen des Rauschterms σ_n^2 ein vereinfachtes Kriterium ableiten:

$$\boldsymbol{W}_{opt}^{(2)} = \arg\max_{\boldsymbol{W}} \left(\min_{1\le i\le K} SIR_i(\boldsymbol{W}) \right) \tag{3.2}$$

Für die Lösung dieses Problems ist folgende Eigenschaft bemerkenswert: Ist $\boldsymbol{W}_{opt}^{(2)}$ eine Lösung des obigen Problems, und λ ein Skalar, so ist auch $\boldsymbol{W}(\lambda) = \lambda \cdot \boldsymbol{W}_{opt}^{(2)}$ eine Lösung dieses Problems! Damit lässt sich die insgesamt von der BS abgestrahlte Leistung $P_{BS} = \lambda^2 (\boldsymbol{W}_{opt}^{(2)})^H \boldsymbol{W}_{opt}^{(2)}$ beliebig skalieren, ohne daß das SIR für die einzelnen MS verändert wird. Sie kann aber nicht beliebig reduziert werden, da sonst der vernachlässigte Rauschterm σ_n^2 (vgl. Gleichung 2.6) zu stark an Einfluss gewinnt.

Da für diese Optimierungsprobleme (3.1) und (3.2) keine geschlossene Lösung bekannt ist, können sie nur zur Herleitung einer oberen Schranke für den theoretisch erzielbaren SINR dienen.

3.1.2 Analyse

Gleichung (2.6) kann wie folgt umgestellt werden:

$$\boldsymbol{w}_i^H \frac{\boldsymbol{R}_i}{\sigma_n^2 \gamma_i} \boldsymbol{w}_i - \sum_{k\neq i}^{K} \boldsymbol{w}_k^H \frac{\boldsymbol{R}_i}{\sigma_n^2} \boldsymbol{w}_k = 1, \quad \forall i$$

Fasst man diese i Gleichungen in Matrizenschreibweise zusammen, so kann die Menge aller Gleichungen auch folgendermaßen repräsentiert werden:

$$\Psi \cdot \begin{bmatrix} 1 \\ \vdots \\ 1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 \\ \vdots \\ 1 \end{bmatrix} \tag{3.3}$$

Die Matrix Ψ hat dabei folgende Gestalt:

$$\Psi = \frac{1}{\sigma_n^2} \begin{bmatrix} \frac{\boldsymbol{w}_1^H \boldsymbol{R}_1 \boldsymbol{w}_1}{\gamma_1} & \cdots & -\boldsymbol{w}_K^H \boldsymbol{R}_1 \boldsymbol{w}_K \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ -\boldsymbol{w}_1^H \boldsymbol{R}_K \boldsymbol{w}_1 & \cdots & \frac{\boldsymbol{w}_K^H \boldsymbol{R}_K \boldsymbol{w}_K}{\gamma_K} \end{bmatrix} \tag{3.4}$$

Problem (3.1) kann bei Betrachtung der Matrix Ψ auch folgendermaßen interpretiert werden: Es ist eine Lösung zu finden, bei der die Elemente der Hauptdiagonale maximiert werden, während gleichzeitig die Absolutwerte der verbleibenden Matrixeinträge minimiert werden.

3.1.3 Minimierung der abgestrahlten Leistung

Ein weiteres Optimierungskriterium sieht vor, die von der BS abgetrahlte Leistung zu minimieren, allerdings unter der Maßgabe, einen minimalen SINR γ_{min} an allen MS zu gewährleisten:

$$\boldsymbol{W}_{opt}^{(3)} = \arg\min_{\boldsymbol{W}} \boldsymbol{W}^H \boldsymbol{W} \mid \gamma_i \geq \gamma_{min}, 1 \leq i \leq K \tag{3.5}$$

In Abschnitt 3.1.1 wird ein γ_{opt} deklariert. Wird nun γ_{min} mit $\gamma_{min} > \gamma_{opt}$ schlecht gewählt, so existiert keine Lösung für (3.5), ansonsten mindestens eine [?]. Es sei darauf hingewiesen, daß bei diesem Problem das additive Rauschen σ_n^2 unbedingt zu berücksichtigen ist, da für $\sigma_n^2 \to 0$ mit $P_{BS} = \boldsymbol{W}(\lambda)^H \boldsymbol{W}(\lambda) = .. = \lambda^2 \boldsymbol{W}_{opt}^H \boldsymbol{W}_{opt} \to 0$ ein unsinniges Ergebnis erzielt wird.

(Der Einfachheit halber war hier γ_{min} für alle MS identisch. Da im Rahmen von UMTS auch unterschiedliche QoS-Klassen definiert werden, ist es natürlich auch überlegenswert, verschiedene, diesen Klassen entsprechende γ_{min} einzuführen und jeder MS eine davon zuzuweisen.)

Lösungsansatz konvexe Optimierung

Die optimale Lösung von (3.5) wird dann erzielt, wenn die getroffenen Nebenbedingungen (Constraints) aktiv sind, wenn also $\gamma_i = \gamma_{min}$ für alle i gilt. Das Problem lautet dann:

$$\boldsymbol{W}_{opt} = \arg\min_{\boldsymbol{W}} \boldsymbol{W}^H \boldsymbol{W} \mid \gamma_i = \gamma_{min}, \quad 1 \leq i \leq K \tag{3.6}$$

Hierbei handelt es sich um ein quadratisches Optimierungsproblem mit nichtkonvexen quadratischen Constraints. Die Lösung solcher Probleme ist kompliziert und erfordert außerordentlich viel Rechenzeit. In [?] wird jedoch gezeigt, wie sich dieses Problem durch einige Einschränkungen zu folgendem Problem umgeschrieben werden kann:

$$\begin{aligned}
& \min \sum_{i=1}^{K} Tr[\boldsymbol{\Omega}_i] \\
so, dass \quad & \\
& Tr[\boldsymbol{R}_i \boldsymbol{\Omega}_i] - \gamma_{min} \sum_{n \neq i} Tr[\boldsymbol{R}_i \boldsymbol{\Omega}_n] = \gamma_{min} \sigma_n^2, \\
& \boldsymbol{\Omega}_i = \boldsymbol{\Omega}_i^*, \\
& \boldsymbol{\Omega}_i \; positiv \; semidefinit \\
\forall i \quad &
\end{aligned} \tag{3.7}$$

, wobei $Tr[\boldsymbol{R}\boldsymbol{w}\boldsymbol{w}^*] = \boldsymbol{w}^* \boldsymbol{R} \boldsymbol{w}$ und $\boldsymbol{\Omega}_i = \boldsymbol{w}_i \boldsymbol{w}_i^*$

Dieses Problem kann vergleichsweise leicht mit Mitteln der konvexen Optimierung gelöst werden. Die zusätzlichen Bedingungen in (3.7) entsprechen der Forderung, die Lösungen $\boldsymbol{w}_i$ von (3.5) mögen der Anforderung $Rg(\boldsymbol{w}_i) = 1$ Genüge tun. Lässt sich also eine optimale Lösung für (3.7) finden, bei der das der Fall ist, so ist sie auch eine optimale Lösung für (3.5) (vgl. [**?**]).

Des Weiteren ist hervorzuheben, daß unterschiedliche QoS-Anforderungen $\gamma_{i,min}$ für verschiedene Verbindungen i durch entsprechende Änderung der Nebenbedingungen relativ leicht zu implementieren sind. Allerdings wird es dann komplizierter, diese Nebenbedingungen so zu setzen, daß durch deren Wahl der zulässige Bereich nicht vollständig eleminiert (leer) wird.

Simulationen haben gezeigt [**?**], daß Algorithmen, die auf diesem Lösungsansatz beruhgen, mit einer steigenden Anzahl von MS oder mit steigenden QoS-Anforderungen γ_{min} zunehmend schlechter konvergieren (zum Teil mehrere Tausend Iterationen benötigen). Damit ist dieser Ansatz insbesondere dazu geeignet, ein Maß zur Einordnung weiterer, praxisfreundlicherer Algorithmen zu finden.

3.2 Entkoppeltes Downlink Beamforming

Algorithmen, die auf der Optimierung nach 3.1 beruhen, sind im Allgemeinen nicht für den praktischen Einsatz geeignet, da schon bei geringen Ausmaßen (wenige MS, Antennenelemente) sehr viel Rechenzeit beansprucht wird. Für Echtzeitanwendungen gibt es deshalb eine Reihe von Ansätzen, die eines gemeinsam haben: Die Komplexität wird reduziert, indem das Problem in zwei Teilprobleme gegliedert wird. Dazu werden die komplexen Antennengewichte $\boldsymbol{w}_i$ folgendermaßen in zwei Bestandteile zerlegt:

$$\boldsymbol{w}_i = \sqrt{P_i}\boldsymbol{u}_i, \quad \forall i \tag{3.8}$$

Dabei ist $\sqrt{P_i}$ ein Maß für die Verstärkung des $i-$ten Nutzsignals; $\boldsymbol{u}_i$ beschreibt die Strahlungscharakteristik des Antennenarrays mit Blickrichtung auf die i-te MS. Es wird verlangt, daß $\boldsymbol{u}_i$ nachstehender Gleichung Genüge tut (daher auch "constrained beamforming"):

$$\boldsymbol{u}_i^H \boldsymbol{R}_i \boldsymbol{u}_i = 1, \quad \forall i \tag{3.9}$$

Dadurch wid zum einen die Lösung $\boldsymbol{u}_i = 0$ eliminiert, zum anderen sind die Richtungsvektoren von der Strahlungsleistung entkoppelt.

Bei den nachfolgenden Optimierungsaufgaben sind also immer die nachstehenden Probleme zu bewältigen:

- Es ist eine geeignete Strahlungscharakteristik zu finden. (Abschnitt 3.2.1)
- Die Strahlungsleistung zu den einzelnen MS ist so einzustellen, daß die QoS eingehalten werden kann. (Abschnitt 3.2.2)

3.2.1 Auffinden einer geeigneten Strahlungscharakteristik

Im Folgenden wird dargestellt, wie die oben genannten Optimierungskriterien so abgewandelt werden können, daß sie zur Berechnung des Beampatterns herhalten können. Da hierbei nur der Parameter $\boldsymbol{u}$ von Belang ist, werden die einzelnen Strahlungsleistungen $P_1..P_K$ als einstellbare Konstanten betrachtet.

Minimierung der Interferenzen an der BS

Abgeleitet von (3.1) wird (z.B.: [?]) folgende Forderung aufgestellt:

$$maximize \left\{ \frac{\boldsymbol{u}_i^H \boldsymbol{R}_i \boldsymbol{u}_i}{\sum\limits_{k \neq i}^{K} \boldsymbol{u}_i^H \boldsymbol{R}_k \boldsymbol{u}_i} \right\} \;\middle|\; \boldsymbol{u}_i^H \boldsymbol{R}_i \boldsymbol{u}_i = 1 \tag{3.10}$$

Mit

$$\tilde{\boldsymbol{R}}_i = \sum_{k \neq i}^{K} \boldsymbol{R}_k \tag{3.11}$$

und (3.9) lässt sich das Optimierungsproblem wie folgt beschreiben (vgl. [?]):

$$\boldsymbol{u}_i^{(4)} = \arg\min_{\boldsymbol{u}} \boldsymbol{u}_i^H \tilde{\boldsymbol{R}}_i \boldsymbol{u}_i, \quad \boldsymbol{u}_i^H \boldsymbol{R}_i \boldsymbol{u}_i = 1, \quad \forall i \tag{3.12}$$

Anhand der Gleichung ist erkennbar, daß dieses Optimierungkriterium darauf abzielt, die von der BS verursachten Interferenzen zu minimieren. Die Lösung $\boldsymbol{u}_i^{(4)}$ des Problems (3.12) findet man durch die Lösung des verallgemeinerten Eigenwertproblems

$$\boldsymbol{R}_i \boldsymbol{u}_i^{(4)} = \lambda_i \tilde{\boldsymbol{R}}_i \boldsymbol{u}_i^{(4)}, \quad \forall i$$

, mit λ_i als dem größten zugehörigen Eigenwert.

Anmerkung Aufgrund von (3.9) ergibt sich für $\tilde{R}_i \to \tilde{R}$ mit

$$\tilde{\boldsymbol{R}} = \sum_{k=1}^{K} \boldsymbol{R}_k = \tilde{\boldsymbol{R}}_i + \boldsymbol{R}_i$$

(vgl. (3.11)) ein äquivalentes Problem.

Maximierung der Summe der SIRs

Ausgehend von (3.2) kann (z.B.: [**?**]) die Forderung aufgestellt werden, die Summe aller SIR an den von der BS versorgten MS zu maximieren. Dazu äquivalent ist der Wunsch, die Summe der inversen SIR zu minimieren. Wiederum ist jeder SIR von allen Gewichtsvektoren $\boldsymbol{u}_1..\boldsymbol{u}_K$ abhängig, so daß deren Optimierung gleichzeitig erfolgen muß:

$$\begin{aligned}
\boldsymbol{W}^{(5)} &= \arg\min_{\boldsymbol{W}} \sum_{i=1}^{K} \gamma_i^{-1} \\
&= \arg\min_{\boldsymbol{W}} \sum_{i=1}^{K} \sum_{k=1}^{K} \frac{P_k \boldsymbol{u}_k^H \boldsymbol{R}_i \boldsymbol{u}_k}{P_i} \\
&= \arg\min_{\boldsymbol{W}} \sum_{k=1}^{K} P_k \boldsymbol{u}_k^H \left(\sum_{i=1}^{K} \frac{\boldsymbol{R}_i}{P_i} \right) \boldsymbol{u}_k
\end{aligned}$$

Für feste Strahlungsleistungen $P_1..P_K$ zu den einzelnen MS und mit der Abkürzung

$$\boldsymbol{Q} = \sum_{i=1}^{K} \frac{\boldsymbol{R}_i}{P_i} \tag{3.13}$$

lässt sich folgendes Optimierungsproblem formulieren:

$$\boldsymbol{u}_i^{(5)} = \arg\min_{\boldsymbol{u}} P_i \boldsymbol{u}_i^H \boldsymbol{Q} \boldsymbol{u}_i, \quad \boldsymbol{u}_i^H \boldsymbol{R}_i \boldsymbol{u}_i = 1, \quad \forall i \tag{3.14}$$

Die Lösung $\boldsymbol{u}_i^{(5)}$ dieses Problems ergibt sich durch die Lösung des verallgemeinerten Eigenwertproblems

$$\boldsymbol{R}_i \boldsymbol{u}_i^{(5)} = \lambda_i \boldsymbol{Q} \boldsymbol{u}_i^{(5)}, \quad \forall i$$

, mit λ_i als dem größten zugehörigen Eigenwert.

Es ist ersichtlich, daß entgegen der Forderung, $\boldsymbol{u}$ und P zu entkoppeln, der Parameter P infolge 3.13 Bestandteil des Eigenwertproblems ist. Daher ist dieses Problem nach Veränderungen von P (Abschnitt 3.2.2) erneut zu lösen.

Maximierung des gewünschten Signalpegels an der MS

Anstatt wie bislang darauf zu achten, die Auswirkungen (CCI -> SINR) auf benachbarte MS zu reduzieren, ist es natürlich auch legitim zu fordern, die Richtcharakteristik durch die $\boldsymbol{u}_i$ so zu formen, daß die an der jeweils gewünschten MS (via $\boldsymbol{R}_i$) empfangene Nutzleistung maximiert wird [?]. Die Randbedingung (3.9) wird dabei zu $\|\boldsymbol{u}_i\|_2 \stackrel{!}{=} 1$ abgewandelt, und das Problem lässt sich wie folgt beschreiben:

$$\boldsymbol{u}_i^{(6)} = \arg\max_{\boldsymbol{u}} \boldsymbol{u}_i^H \boldsymbol{R}_i \boldsymbol{u}_i, \quad \|\boldsymbol{u}_i\|_2 = 1, \quad \forall i \tag{3.15}$$

Die Lösung $\boldsymbol{u}_i^{(6)}$ dieses Problems ergibt sich durch die Lösung des Eigenwertproblems

$$\boldsymbol{R}_i \boldsymbol{u}_i^{(6)} = \lambda_i \boldsymbol{u}_i^{(6)}, \quad \forall i$$

, mit λ_i als dem größten zugehörigen Eigenwert.

Minimierung der abgestrahlten Leistung

Ein zu 3.15 äquivalentes Problem (bzgl. der Lösung) ergibt sich aus der Forderung, die von der BS abgestrahlte Leistung $\|\boldsymbol{u}_i\|_2$ zu minimieren (vgl. [?]).

$$\boldsymbol{u}_i^{(7)} = \arg\min_{\boldsymbol{u}} \boldsymbol{u}_i^H \boldsymbol{u}_i, \quad \boldsymbol{u}_i^H \boldsymbol{R}_i \boldsymbol{u}_i = 1, \quad \forall i \tag{3.16}$$

Die Lösung wird wie beim oben genannten Opimierungsproblem erzielt.

Analyse

Analog zu Abschnitt 3.1.2 können wiederum alle SIR-Bestimmungsgleichungen (vgl. auch 2.6) zusammengefasst werden, allerdings müssen die für Kapitel 3.2 gemachten Änderungen berücksichtigt werden. Zum einen sind Strahlungsleistung und -charakteristik entkoppelt $(\boldsymbol{u}_i, P_i)$, zum Anderen kann das Kanalrauschen ignoriert werden da die Lösung $\boldsymbol{u}_i = 0$ infolge (3.9) eliminiert wurde. (Damit kann wieder angenommen werden, daß die Signalleistung im Nenner von 2.6 dominiert .., vgl. auch [?].)
Mit den benannten Änderungen und mit

$$\Psi^* = \begin{bmatrix} P_1 & P_2 \boldsymbol{u}_2^H \boldsymbol{R}_1 \boldsymbol{u}_2 & \cdots & P_K \boldsymbol{u}_K^H \boldsymbol{R}_1 \boldsymbol{u}_K \\ P_1 \boldsymbol{u}_1^H \boldsymbol{R}_2 \boldsymbol{u}_1 & P_2 & \cdots & . \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ P_1 \boldsymbol{u}_1^H \boldsymbol{R}_K \boldsymbol{u}_1 & . & \cdots & P_K \end{bmatrix} \tag{3.17}$$

haben die SIR-Bestimmungsgleichungen in Matrixnotation folgende Gestalt:

$$\Psi^* \cdot \begin{bmatrix} 1 \\ \vdots \\ 1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} P_1 \cdot \left(1 + \frac{1}{\gamma_1}\right) \\ \vdots \\ P_K \cdot \left(1 + \frac{1}{\gamma_K}\right) \end{bmatrix} \tag{3.18}$$

Die Elemente $\psi_{i,l}$ der Matrix Ψ^* bringen dabei zum Ausdruck, wieviel Leistung vom l-ten Nutzer über den i-ten Kanal R_i abgestrahlt wird (Nebensprechen).

Die in Abschnitt 3.2 bislang vorgestellten Optimierungskriterien lassen sich bei Betrachtung der Matrix Ψ^* wie folgt unterscheiden:

- Ansatz (3.12) zielt darauf ab, die Summe aller Spalteneinträge zu minimieren
- Für das Kriterium (3.14) werden die Zeilen analysiert

Ansatz (3.15) lässt sich hier nicht einordnen, da ihm abgewandelte Constraints zugrundeliegen.

3.2.2 Einstellung der Strahlungsleistung

Im vorigen Abschnitt wurde dargestellt, wie eine "optimale" Strahlungscharakteristik erzielt werden kann. Um die komplexen Antennengwichte $\boldsymbol{w}_i$ zu erhalten, müssen nun die Leistungen für die Antennengewichte jedes Nutzers ermittelt werden. Dabei sind insbesondere die geforderten minimalen Signal-Rausch-Abstände γ_{min} von Bedeutung.

Lösen des GLS

Extrahiert man die Strahlungsleistungen der einzelnen Nutzer, kann Gleichung (3.3) auch folgendermaßen dargestellt werden:

$$\Psi_u \cdot \begin{bmatrix} P_1 \\ \vdots \\ P_K \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 \\ \vdots \\ 1 \end{bmatrix} \tag{3.19}$$

wobei die modifizierte Matrix Ψ_u folgendermaßen aussieht:

$$\Psi_u = \frac{1}{\sigma_n^2} \begin{bmatrix} \frac{1}{\gamma_1} & \cdots & -\boldsymbol{u}_K^H \boldsymbol{R}_1 \boldsymbol{u}_K \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ -\boldsymbol{u}_1^H \boldsymbol{R}_K \boldsymbol{u}_1 & \cdots & \frac{1}{\gamma_{K,min}} \end{bmatrix} \tag{3.20}$$

Mit schon ermittelten $\boldsymbol{u}_1..\boldsymbol{u}_K$ lassen sich die Werte für $P_1..P_K$ durch Matrixinversion von Ψ_u berechnen. Da jedoch für die komplexen Antennengewichte $\boldsymbol{w}_i$ die Quadratwurzeln $\sqrt{P_i}$ relevant sind, stellen die P_i nur dann eine brauchbare Lösung dar, wenn gilt: $P_i \in \mathbb{R}_+^K \ \forall i$.

Lässt sich auf diese Weise keine akzeptable Lösung für die P_i finden, so sind entweder die SINR-Beschränkungen zu entschärfen, ausgewählte Nutzer abzublocken oder es muß ein anderes Verfahren zur Leistungsanpassung gewählt werden.

EV-basiert

Für die Optimierungskriterien in Abschnitt 3.2 wurde das Kanalrauschen vernachlässigt. Stellt man wie in (3.18) unter dieser Prämisse die SIR-Gleichungen in Matrixform dar, extrahiert wiederum die einzelnen Strahlungsleistungen P_1 .. P_K, so ergibt sich mit

$$\Psi_u^* = \begin{bmatrix} 1 & \boldsymbol{u}_2^H \boldsymbol{R}_1 \boldsymbol{u}_2 & \cdots & \boldsymbol{u}_K^H \boldsymbol{R}_1 \boldsymbol{u}_K \\ \boldsymbol{u}_1^H \boldsymbol{R}_2 \boldsymbol{u}_1 & & \cdots & . \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \boldsymbol{u}_1^H \boldsymbol{R}_K \boldsymbol{u}_1 & . & \cdots & 1 \end{bmatrix} \tag{3.21}$$

die nachstehende Matrizengleichung:

$$\Psi_u^* \cdot \begin{bmatrix} P_1 \\ \vdots \\ P_K \end{bmatrix} = \left(1 + \frac{1}{\gamma_{min}}\right) \cdot \begin{bmatrix} P_1 \\ \vdots \\ P_K \end{bmatrix} \tag{3.22}$$

Anhand der Gleichung ist ersichtlich, daß $\boldsymbol{P} = [P_1..P_K]^T$ ein Eigenvektor der Matrix Ψ_u^* ist, zugehörig zum Eigenwert $\lambda = \left(1 + \frac{1}{\gamma_{min}}\right)$. $\boldsymbol{P}$ läßt sich also durch Eigenwertzerlegung von Ψ ermitteln.

3.3 MS- und BS-basierte Algorithmen

Im Kapitel 3 wurden bisher die grundlegenden Optimierungskriterien und Möglichkeiten, diesen (Kriterien) entsprechende Lösungen zu erzielen, dargestellt. Kombiniert man die dort vorgestellten Verfahren zur Leistungsoptimierung und zum Einstellen der Strahlungscharakteristik miteinander, lassen sich auf einfache Weise komplette Antennengewichte $\boldsymbol{w}_i$ berechnen.

In verschiedenen Veröffentlichungen wurden jedoch auch Ansätze vorgestellt, bei denen die Ermittlung von $\boldsymbol{u}_i$ und P_i nicht so streng voneinander getrennt ist. Beim Ermitteln einer geeigneten Strahlungscharakteristik werden die Leistungen P_i als Parameter verwendet, während die $\boldsymbol{u}_i$ als Parameter Bestandteil der Leistungsoptimierung sind.

Diese (später noch beschriebenen) komplexen Ansätze haben eines gemeinsam: Es soll mit Hilfe der geschätzten Kanalparameter der direkt an jeder einzelnen MS erzielbare SINR optimiert werden. Ändert man jedoch (zum Zwecke der SINR-Verbesserung) auch nur eine einzige Strahlungscharakteristik ($\boldsymbol{u}_i$), so sind davon die SINR an allen weiteren MS betroffen, da sich Ort und Intensität der Nebenkeulen dieser Strahlungscharakteristik unweigerlich verändern. Es ist daher ersichtlich, daß sich die für alle involvierten MS günstigsten Antennengewichte erst im Zuge mehrerer Berechnungszyklen einpegeln können.

Derartige Algorithmen werden im Folgenden als MS-basierte Ansätze bezeichnet. Der Unterschied zu den BS-basierten Ansätzen wird deutlich, wenn man sich noch einmal die Matrix Ψ^* (Gleichung 3.17) vor Augen führt: die MS-basierten Algorithmen sind dann diejenigen, bei denen die Zeilen optimiert werden; bei den BS-basierten werden die Spalten analysiert.

3.3.1 Gerlach

In [?] wurde folgender Algorithmus vorgestellt, bei dem die Strahlungscharakteristik gemäß (3.14) ermittelt wird:

1. initiale Gewichte bzw. Leistungen P_i für alle i festlegen
2. optimiere $\boldsymbol{u}_1..\boldsymbol{u}_K$ für diese gegebenen P_i , so daß
$$\boldsymbol{u}_1..\boldsymbol{u}_K = \arg\min_{\boldsymbol{u}_1..\boldsymbol{u}_K} [\sum_{k=1}^{K} \gamma_k^{-1}] \,|_{\boldsymbol{P}}$$
3. optimiere $\boldsymbol{P}$ für diese gegebenen $\boldsymbol{u}_i$, so daß
$$\boldsymbol{P} = \arg\min_{\boldsymbol{P}} [\sum_{k=1}^{K} \gamma_k^{-1}] \,|_{\boldsymbol{u}_1..\boldsymbol{u}_K}$$
4. Gehe zu 2.

Wie schon in 3.2.1 erwähnt, muß der Algorithmus mehrfach durchlaufen werden, da die Leistungen Bestandteil der Suche nach der geeigneten Strahlungscharakteristik sind.

Nach [?] konvergiert der Algorithmus immer zu einem Optimum. Wäre die Kostfunktion $C(\boldsymbol{w}_1..\boldsymbol{w}_K) = \sum_{k=1}^{K} \gamma_k^{-1}$ quasikonvex, so wäre dieses Optimum auch das globale Optimum. Obwohl das nicht der Fall ist, wird angenommen (in [?]), daß die Kostfunktion nur ein globales Optimium hat.

3.3.2 Rashid-Farrokhi, Liu, Tassiulas

In [?] wurde ein vielbeachteter Algorithmus veröffentlicht, der gemäß (3.5) versucht, die von der BS abgestrahlte Leistung so zu minimieren, daß die QoS-Anforderungen aller Teilnehmer befriedigt bleiben. Einstellung der Strahlungscharakteristiken und Leistungsanpassung werden nacheinander aber nicht unabhängig voneinander durchgeführt, so daß sie (vgl. 3.3.1) mehrfach bis zur Konvergenz durchzuführen sind:

1. initiale Gewichte bzw. Leistungen P_i^0 für alle i festlegen
2. die folgenden Schritte bis zur Konvergenz mehrfach ($n = 1, 2, ..$) durchlaufen:
   - $\boldsymbol{u}_i = \arg\max_{\boldsymbol{u}_i} \frac{P_i^n \boldsymbol{u}_i^H \boldsymbol{R}_i \boldsymbol{u}_i}{\boldsymbol{u}_i^H \left(\sum\limits_{m \neq i} P_m^n \boldsymbol{R}_m + \boldsymbol{I} \right) \boldsymbol{u}_i}, \quad \forall i$
   - $\boldsymbol{P}^{n+1} = \boldsymbol{DFP}^n + \widetilde{\boldsymbol{u}}$

   wobei:
   $$[\boldsymbol{D}]_{ii} = \frac{\gamma_{i,min}}{\boldsymbol{u}_i^H \boldsymbol{R}_j \boldsymbol{u}_i}$$
   $$[\boldsymbol{F}]_{ij} = \begin{cases} \boldsymbol{u}_i^H \boldsymbol{R}_j \boldsymbol{u}_i, & j \neq i \\ 0, & j = i \end{cases}$$
   $$\left[\widetilde{\boldsymbol{u}}\right]_i = \frac{\gamma_{i,min} \|\boldsymbol{u}_i\|^2}{\boldsymbol{u}_i^H \boldsymbol{R}_j \boldsymbol{u}_i}$$
   $$\forall i$$
3. nach Konvergenz von 2. sind die endgültigen Gewichte durch folgende Vorschrift zu ermitteln:
   - $\boldsymbol{w}_i = \sqrt{q_i} \boldsymbol{u}_i, \qquad \forall i$

   wobei
   $$\begin{aligned} \boldsymbol{q} &= \left(\boldsymbol{I} - \boldsymbol{DF}^H\right)^{-1} \boldsymbol{y} \\ \boldsymbol{y} &= \left[\frac{\gamma_{1,min}\sigma_1^2}{\boldsymbol{u}_1^H \boldsymbol{R}_1 \boldsymbol{u}_1}, \frac{\gamma_{2,min}\sigma_2^2}{\boldsymbol{u}_2^H \boldsymbol{R}_2 \boldsymbol{u}_2}, \dots, \frac{\gamma_{K,min}\sigma_K^2}{\boldsymbol{u}_K^H \boldsymbol{R}_K \boldsymbol{u}_K} \right]^T \end{aligned}$$

Die Einstellung der Strahlungscharakteristik ist an das Optimierungskriterium (3.10) angelehnt, allerdings ohne die strengen Anforderungen an $\boldsymbol{u}_i$ zu stellen und ergänzt um die Parameter $\boldsymbol{P}$. Die Lösungen $\boldsymbol{u}_i$ ergeben sich wiederum aus der Lösung eines verallgemeinerten Eigenwertproblems. In [?] wird erklärt, daß dieser Algorithmus zum globalen Optimum konvergieren würde.

Kapitel 4

Simulationen und Ergebnisse

Die grundlegenden Algorithmen wurden in MATLAB implementiert und miteinander verglichen. Die kombinierten Algorithmen werden dabei nach (nur) einem Autor der zitierten Veröffentlichung benannt, um die Übersichtlichkeit zu wahren. Im einzelnen wurden folgende Algorithmen untersucht:

- der durch (3.12) charakterisierte Ansatz "Generalized Interference Canceler"
- der "Maximum Directivity Beamformer", wie durch 3.15 beschrieben
- die Realisierung gemäß 3.14, im folgenden als "Gerlach-Ansatz" bezeichnet (vgl. Abschnitt 3.3.1)
- die konvexe Optimierung gemäß 3.7, nunmehr als "Rashid-Farrokhi-Ansatz bezeichnet" (vgl. auch [?] und Abschnitt 3.3.2)

Wenn nicht anders beschrieben, wurden ein Antennenarray mit 4 Elementen und fünf bediente MS zugrundegelegt. Ist von Nutzerverteilungen die Rede, so ist immer die Verteilung über den Raumwinkel θ (vgl. Bild 2.4) gemeint.

Das angewandte Kanalmodell ist stark vereinfacht. Zu jeder MS existiert genau ein Ausbreitungspfad mit jeweils gleicher Pfaddämpfung.

4.1 BS-basierte Strahlformung

Mit dem Maximum Directivity Beamformer (MD-BF) und dem Generalized Inteference Canceler (GIC) wurden zwei Ansätze untersucht, bei der die Suche nach dem optimalen Strahlungsmuster und die Leistungsoptimierung voneinander separiert sind. In den ersten beiden Abschnitten sollen nur die Ergebnisse der Strahlformung verglichen werden. Erst im dritten Abschnitt werden die Ergebnisse der Leistungsanpassung hinzugezogen.

4.1.1 Strahlformung bei gleichverteilten MS

Im ersten Vergleich (Bilder 4.1 und 4.2) wurde eine Gleichverteilung der MS zugrunde gelegt.

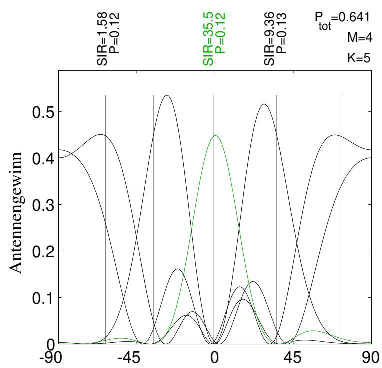

Abbildung 4.1: Generalized Interference Canceler

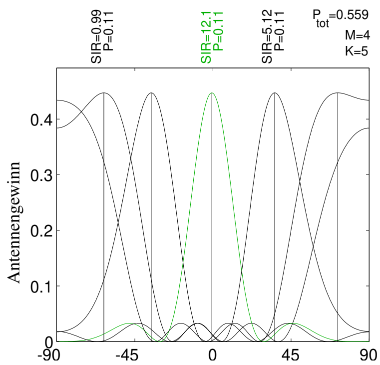

Abbildung 4.2: Maximum Directivity BF

In beiden Fällen wird jeweils in jede Blickrichtung die gleiche Leistung abgestrahlt. Beim MD-Beamformer stimmen Blickrichtung und Maximum der Hauptkeule der Strahlungscharakteristik überein.

Die SIR der einzelnen Nutzer unterscheiden sich voneinander, die Gewährleistung eines minimalen SIR (γ_{min}) für jede MS ist noch nicht gegeben, sondern lässt sich erst im Zuge der Leistungsanpassung realisieren. Ein quantitativer Vergleich der Algorithmen wird später, im Verbund mit der Leistungsoptimierung angestellt.

4.1.2 Strahlformung bei cosinus-verteilten MS

In [?] wurde dargestellt, daß ein Beamformer dann die besten Lösungen erbringen kann, wenn die Verteilung der MS *cos*-förmig ist.

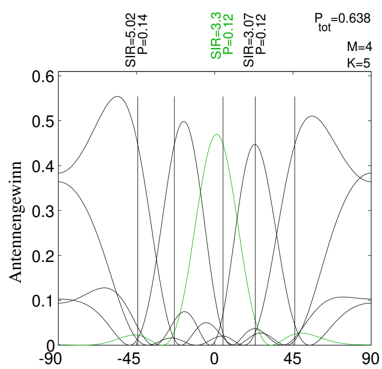

Abbildung 4.3: Generalized Interference Canceler

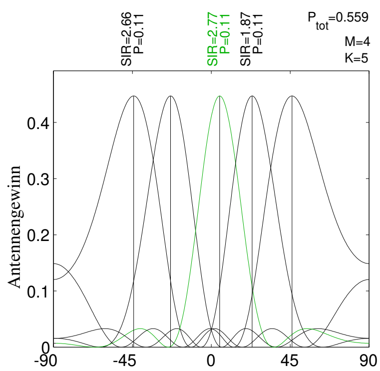

Abbildung 4.4: Maximum Directivity BF

Im Vergleich mit den Grafiken des vorigen Abschnittes wird dies noch nicht augenscheinlich. Bei nur 5, obendrein zufällig gewählten Blickrichtungen ist das auch nicht unbedingt zu erwarten. Ein quantitativer Vergleich der Abhängigkeit der Optimierungsergebnisse von der Nutzerverteilung erfolgt deshalb im Abschnitt 4.3.

4.1.3 kombinierte Strahlformung und Leistungszuweisung

Es zeigt sich, daß im Vergleich zur Strahlformung ohne Leistungsanpassung jeweils der minimale SIR erhöht ist, bei gleichzeitig reduzierter Leistungsabstrahlung seitens der BS.

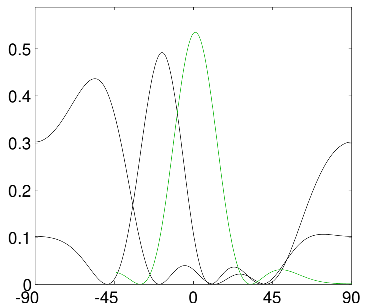

Abbildung 4.5: Generalized Interference Canceler

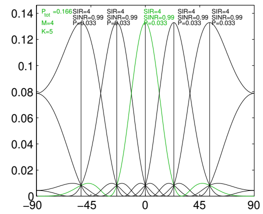

Abbildung 4.6: Maximum Directivity BF

4.2 MS-basierte Strahlformung

Um Vergleichbarkeit zu gewährleisten, und um jedem Algorithmus "optimale Möglichkeiten" einzuräumen, werden *cos*-verteilte MS angenommen. Die Leistungsanpassung wurde jeweils so vorgenommen, daß für jede Verbindung (innerhalb des selben Ansatzes) gleiche SIR erzielt werden.

Hierzu zählen die Ansätze gemäß Abschnitt 3.3.1 (Gerlach) und 3.3.2 (Rashid-Farrokhi).

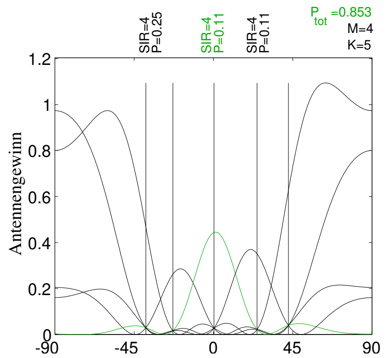

Abbildung 4.7: Gerlach-Ansatz

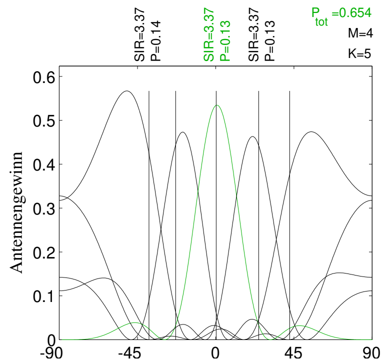

Abbildung 4.8: Rashid-Farrokhi-Ansatz

Die Strahlungscharakteristiken unterscheiden sich deutlich voneinander. Beim Gerlach-Ansatz stimmen die Lage der Hauptkeulen nicht unbedingt mit den Blickrichtungen überein. Dadurch lassen sich möglicherweise die Interferenzen durch wenig separierte MS reuzieren. Der Ansatz von Rashid-Farrokhi scheint dafür mit einer geringeren Leistungsabstrahlung auszukommen. Die statistische Relevanz dieser Aussagen wird im nächsten Abschnitt (4.3) überprüft.

Für die Einstellung der Antennengewichte wurde in beiden Fällen eine enorm hohe Rechenzeit benötigt. Daher muß beiden Algorithmen insbesondere bei höheren Nutzerzahlen jegliche Echtzeitfähigkeit abgesprochen werden.

4.3 Vergleich

Der Vergleich der Strahlungscharakteristiken (Bilder 4.5 .. 4.8) zeigt, daß sich sehr unterschiedliche Strahlungsmuster ergeben. Beim MD-Beamformer sind die Nebenkeulen sehr klein, die abgestrahlte Energie kommt also voll und ganz der jeweiligen MS zugute. Die Folge ist allerdings, daß bei wachsender Zahl zu bedienender MS, bzw. bei geringer räumlicher Separierung derselben, hohe Interferenzen erzeugt werden. Beim Gerlach-Ansatz hingegen scheint der hohe SIR durch starke Nebenkeulen erkauft zu werden. Um diesen Tendenzen genauer auf den Grund zu gehen, wurden für jeden Ansatz 100 Monte-Carlo-Runs ausgeführt und zwar jeweils für die folgenden Verteilungen:

- cosinus-Verteilung
- Gleichverteilung
- Gauss-Verteilung

Mit den variierenden Verteilungen soll gleichzeitig untersucht werden, ob eine Startegie für bestimmte Szenarien besondere Vorteile bzgl. Leistungsabstrahlung und SIR-Absicherung besitzt. Die Zahl der MS wurde auf 20 gesteigert, um die Aussagekraft des Vergleichs zu erhöhen.

Für die abgestrahlte Leistung ergab sich folgendes Bild (Tabelle 4.1):

P_{tot} bei	GIC	MD	Gerlach	Farrokhi
gauss	5.43	1.02	3.56	1.33
uni	1.08	0.9	1.1	1.04
cos	1.11	1.03	1.13	1.09

Tabelle 4.1: von der BS abgestrahlte Gesamtleistung der einzelnen BF bei verschiedenen Nutzerverteilungen

Um die Abstrahlung in benachbarte Zellen niedrig zu halten, ist eine insgesamt geringe Leistungsabstrahlung wünschenswert. Unter diesem Gesichtspunkt bietet der MD-Beamformer das beste Resultat. Die anderen BF sind untereinander nahezu gleichwertig, allerdings weisen GIC und Gerlach-Ansatz deutliche Schwächen bei gaussverteilten MS auf. Hier wird ein Großteil der Leistung nicht in Blickrichtung abgestrahlt (vgl. Bild 4.9). Will man nun einen bestimmten Pegel an den MS gewährleisten, ist die insgesamt abzustrahlende Leistung sehr hoch und benachbarte Zellen werden stark gestört.

Im Zuge der Tests wurden durchschnittlich folgende SIRs erzielt (Tafel 4.2):

SIR bei	GIC	MD	Gerlach	Farrokhi
gauss	0.153	0.117	0.24	0.147
uni	0.175	0.152	0.249	0.172
cos	0.24	0.228	0.25	0.236

Tabelle 4.2: für verschiedene BF-Algorithmen an den MS erzielbare SIRs bei diversen Nutzerverteilungen

Unabhängig von der Nutzerverteilung kann der Gerlach-Ansatz den höchsten SIR gewährleisten, allerdings auf Kosten eines hohen Rechenaufwandes. Gleich-

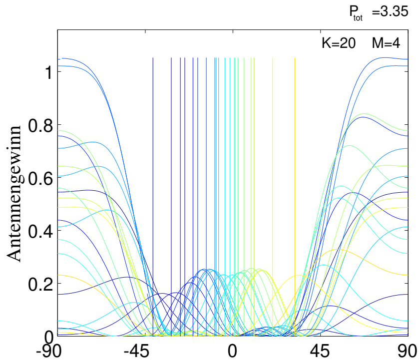

Abbildung 4.9: geringer Wirkungsgrad des GIC bei gaussverteilten MS

auf "im Mittelfeld" liegen GIC und Farrokhi-Ansatz, gefolgt vom MD-BF. Der letztgenannte bietet insbesondere bei gaussverteilten MS eine schlechte Leistung (niedriger SIR), was (wie schon vermutet) auf die geringe räumliche Trennung der MS bei dieser Verteilung zurückzuführen ist (Bild 4.10) .

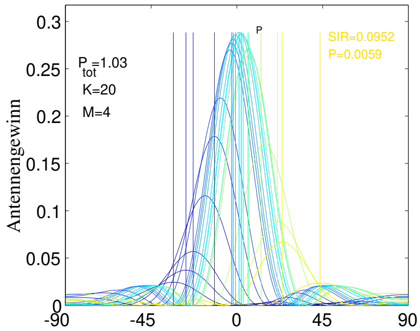

Abbildung 4.10: starke Interferenzen des MD BF bei gaussverteilten MS

Die Ergebnisse der in diesem Kapitel angestellten quantitatven Vergleiche sind von dem jeweils geforderten minimalen SIR abhängig. Ist dieser zu hoch gewählt, finden nur die komplexen Algorithmen zu einer zufriedenstellenden Lösungung; wird er zu tief angesetzt, kommen die Stärken und Schwächen der Algorithmen nicht zur Geltung. Daher taugen die hier getätigten Vergleiche zwar dazu, allgemeine Aussagen zu Vor- und Nachteilen der einzelnen Algorithmen zu treffen, nicht aber dazu, die Qualität der Algorithmen (wie auch immer) zueinander ins Verhältnis zusetzen.

4.4 Allgemeine Untersuchungen und Trends

4.4.1 Leistungsabstrahlung an der BS bei divergierender Anzahl an MS

In diesem Abschnitt wird an einem Beispiel gezeigt, wie sich die Leistungsabstrahlung von der BS bei einer ansteigenden Anzahl von Nutzern entwickelt. Ausgangspunkt ist der MD-Beamformer mit 4 Antennenelementen.

Abbildung 4.11: von der BS abgestrahlte Leistung in Abh. von der Zahl der MS

Das Bild (4.11) zeigt eine degressiv steigende Kurve. Das heißt, daß bei einer zunehmenden Anzahl an MS für jede einzelne Verbindung weniger Leistung aufgebracht wird. Allerdings ist zu untersuchen, wie sich das auf den SIR auswirkt (4.4.2). Möglichkeiten die insgesamt abgestrahlte Leistung zu verringern und und somit die Inter-Cell CCI zu reduzieren, werden im folgenden Abschnitt aufgezeigt.

4.4.2 zu erwartender SIR in Abhängigkeit von der Anzahl der MS

Für einen potentiellen Netzbetreiber ist es wünschenswert zu wissen, welcher SIR mit einer Gruppenantenne bei einer bestimmten Nutzeranzahl erzielt werden kann, bzw. wieviele MS bei Gewährleistung einer bestimmten QoS maximal an einer BS bedient werden können. In [?] wurde, ausgehend vom Erwartungswert für den SIR an einer MS, folgende Abhängigkeit vermutet:

$$\gamma_i = \frac{M}{K - M} \tag{4.1}$$

Diese Vermutung konnte durch Simulationen mit Hilfe des Gerlach-Ansatzes (Bild 4.12) untermauert werden.
Letztendlich wird mit dieser Aussage lediglich dargestellt, daß sich die größten SIR für Konstellationen erzielen lassen, bei denen die Anzahl der Antennenelemente an die der Nutzer heranreicht. Das ist nicht weiter verwunderlich, da mit mehr Antennenelementen auch mehr Nullstellen (bzw. lokale Minima) der einzelnen Strahlungscharakteristiken plaziert werden können.

Abbildung 4.12: erzielbarer SIR in Abhängigkeit von der Anzahl der bedienten MS

Da aber die Anzahl der Antennenelemente festgelegt ist, müssen zur Verringerung von Inter- und Intra-Cell CCI gegebenenfalls andere Maßnahmen ergriffen werden:

- Reduzierung der Anzehl der in dieser Zelle bedienten MS (z.B. durch Übernahme geeigneter MS durch benachbarte BS)

- Auswahl einer Untermenge von MS so, daß diese günstiger im Raum verteilt sind (vgl. 4.3, -> cos-Vtlg.)

Kapitel 5

Fazit

Im Rahmen dieser Diplomarbeit wurden das Problem des Downlink-Beamforming untersucht und verschiedene Optimierungskriterien für die Downlink-Strahlformung analysiert. Algorithmen, denen die wichtigsten Optimierungskriterien zugrunde liegen, wurden implementiert und bzgl. der jeweils abgestrahlten Leistung sowie bzgl. des offerierten SIR miteinander verglichen. Die Ergebnisse dieses Vergleichs sind jedoch von dem gewählten Szenario, hierbei insbesondere vom geforderten minimalen SIR abhängig. Ist dieser zu hoch gewählt, finden nur die komplexen Algorithmen zu einer zufriedenstellenden Lösungung; wird er zu tief angesetzt, kommen die Stärken und Schwächen der einzelnen Algorithmen nicht zur Geltung.

Jeder der vorgestellten Algorithmen hat seine individuellen Vorteile. Zum Teil werden diese durch gravierende Schwächen in anderen Belangen relativiert.

Berücksichtigt man nur die insgesamt von der BS abgestrahlte Leistung und somit die Auswirkungen auf die umliegenden Zellen, bieten der Ansatz von Rashid-Farrokhi und der MD-Beamformer die besten Resultate. Will man hingegen die Intra-Cell CCI reduzieren, so bietet der Gerlach-Ansatz dazu die besten Möglichkeiten, insbesondere für Szenarien mir geringer Nutzerseparierung. Sucht man nach dem Ansatz, der jegliche CCI am besten unterdrückt, so ist eindeutig der Ansatz von Rashid-Farrokhi zu nennen. Allerdings ist dazu (wie auch beim Gerlach-Ansatz) ein sehr hoher Rechenaufwand nötig.

Berücksichtigt man also die Echtzeitanforderungen für den praktischen Einsatz, so kann aufgrund der Simulationen der MD-Beamformer dann empfohlen werden, wenn die insgesamt abgestrahlte Leistung das Einsatzkriterium darstellt. Für Funkzellen bei denen die Nutzer auf Dauer nur unzureichend separiert sind (Messegelände, Konferenzräume, Flughäfen etc.) gäbe es jedoch Probleme mit der Gewährleistung der QoS. Aufgrund der Ergebnisse von Abschnitt 4.4 wird vorgeschlagen, für derartige Funkzellen Gruppenantennen mit zusätzlichen Antennenelementen zu verwenden. Sollte ein solche variable Anzahl der Antennenelemente nicht praktizierbar sein, oder aber eine geringe Intra-Cell CCI entscheidungsrelevant sein, so ist der GIC zu empfehlen.

Ausgehend von dieser Arbeit sind zukünftig folgende Sachverhalte zu untersuchen:

- Unterstützung variabler QoS-Anforderungen ($\gamma_{i,min}$)
- Überprüfung der Qualität der Ansätze bei differenzierten Kanälen (Pfaddämpfung, Multipath)
- Entwicklung eines Ressourcenmanagements, bei dem die einzelnen Funkkanäle (charakterisiert durch identischen Zeitschlitz und gleiche Frequenz) so auf die Nutzer einer Zelle verteilt werden, daß für jeden Kanal eine optimale Nutzerverteilung erzielt wird

Darüber hinaus ist zu untersuchen, welche Auswirkung das Downlink Beamforming für die bisherige Zellstruktur hat, ob z.B. eine konsequente Anwendung ein Aufweichenn und Verschwinden der bisherigen Zellgrenzen und somit der gesamten bisherigen Struktur zur Folge hat.