

UNIVERSITÄT DER BUNDESWEHR MÜNCHEN
Fakultät für Elektrotechnik und Informationstechnik

Verbesserung des mobilen digitalen Satellitenrundfunkempfangs durch schnell schaltende Antennendiversity-Verfahren

Daniel Ehrhard Wilhelm Barié

Vorsitzender des Promotionsausschusses: Prof. Dr.-Ing. W. Pascher
1. Berichterstatter: Prof. Dr.-Ing. S. Lindenmeier
2. Berichterstatter: Prof. Dr.-Ing. R. Weigel
(Universität Erlangen-Nürnberg)

Tag der Prüfung: 20. Juli 2009

Mit der Promotion erlangter akademischer Grad:
Doktor-Ingenieur
(Dr.-Ing.)

Neubiberg, den 21. Juli 2009

...Sie wissen schon...

Mein Dank gilt zuvorderst meinem akademischen Lehrer, Herrn Univ. Prof. Dr.-Ing. habil. Stefan Lindenmeier, für die Möglichkeit einer Tätigkeit als wissenschaftlicher Mitarbeiter und der Promotion am Institut für Hoch- und Höchstfrequenztechnik der Universität der Bundeswehr München. Ihm verdanke ich zahlreiche richtungsweisende Ratschläge und fachliche Hinweise.

Auch bedanke ich mich bei Herrn Univ. Prof. Dr.-Ing. habil. Robert Weigel für die Übernahme des Koreferats.

Des Weiteren möchte ich besonders den Herren Apl. Prof. Dr.-Ing. habil. Leopold Reiter und Apl. Prof. Dr.-Ing. habil. Jochen Hopf meinen Dank aussprechen. Die Diskussion - weit über das Fachliche hinaus - bereichert meine Arbeit.

Hätte das Werkstattpersonal mir nicht beigestanden, so wäre die Realisierung der Testaufbauten ungemein schwerer gewesen. Mein herzlicher Dank gilt daher auch den Herren Oliver Kindt und Markus Mittermeier für die Fertigung zahlreicher Platinen und maßgeschneiderter Gehäuse. Der fordernden automobilen Testumgebung wurden sie stets durch adäquate und belastbare mechanische Komponenten gerecht.

Bester Dank gebührt allen weiteren Kollegen, die mich während meiner Zeit am Institut für Hoch- und Höchstfrequenztechnik begleiteten. Gedankt sei an dieser Stelle den Herren Simon Senega und Dominik Müller für deren Zusammenarbeit während der Messfahrten.

Erinnern möchte ich an die Herren C. Heuer, A. Romfeld und J. Fiedler, die großartig an der Entstehung der Diversitysysteme und deren Erprobung mitwirkten.

Schließlich möchte ich danken Herrn Prof. Dr.-Ing. habil. Heinz Lindenmeier, welcher mich während meiner Studienzeit und Diplomarbeit an die Thematik der Antennendiversitysysteme für digitale Dienste heranführte.

Inhaltsverzeichnis

1	Einleitung und Zusammenfassung	9
2	Rundfunkdienste, Rundfunkempfang und Mehrantennensysteme bei Funkdiensten	16
2.1	Grundlagen der digitalen Satellitenrundfunksysteme	16
2.2	Problemstellung des Empfangs im mobilen Mehrwegeszenario	21
2.3	Lösungsansätze	22
2.4	Mehrantennensysteme bei Funkdiensten	24
2.4.1	Stand der Technik	24
2.4.2	Schnell schaltendes Mehrantennendiversity für digitale Dienste	27
3	Schnell schaltendes Mehrantennendiversitysystem für digitalen Satellitenrundfunk	31
3.1	Funktionsweise und Architektur eines schnell schaltenden Mehrantennendiversitysystems	31
3.2	Besondere Herausforderungen des schnell schaltenden Mehrantennensystems bei digitalen Diensten	35
3.2.1	Die Synchronisation des Diversityschaltvorgangs	35
3.2.2	Störungen des Rundfunksignals durch Pegelmessvorgänge	44
3.3	Realisierung des schnell schaltenden Mehrantennendiversitysystems	46
3.3.1	Systemarchitektur des schnell schaltenden Mehrantennendiversitysystems	46
3.3.2	Komponenten des schnell schaltenden Mehrantennendiversitysystems	48
3.4	Algorithmus des schnell schaltenden Mehrantennendiversitysystems	59
3.5	Erweiterung des schnell schaltenden Mehrantennendiversitysystems um eine Speichermöglichkeit	62
3.6	Systemspezifikation und Ermittlung geeigneter Werte zur Beeinflussung des Schaltverhaltens	66
3.7	Auswertung einer Testfahrt bezüglich des Schaltverhaltens	68
4	Schnell schaltendes Mehrantennendiversitysystem mit Gleichphasung der Empfangssignale	70
4.1	Systemarchitektur und Berechnungsgrundlagen	70
4.1.1	Systemarchitektur	71
4.1.2	Verfahrensweise zur Bestimmung der Phasendifferenz ohne Beeinflussung der Phase der Empfangssignale	74
4.1.3	Verfahrensweise zur Bestimmung der Phasendifferenz ohne Abschaltung der Einzelsignale	77
4.1.4	Verfahrensweise zur Bestimmung der Phasendifferenz mit Abschalten der Empfangssignale und Beeinflussung der Phase derselben	87
4.1.5	Vereinfachung der Winkelberechnung	93
4.2	Realisierter Demonstrator	96
4.2.1	Aufbau des Gesamtsystems	96
4.2.2	Komponenten des schnell schaltenden Mehrantennendiversitysystems mit Gleichphasung der Empfangssignale	98

4.3	Einflüsse von Mess- und Systemfehlern auf die Systemleistung	105
4.4	Programmtechnische Implementierung von Algorithmen zur Darstellung der Diversityfunktionalität	110
4.4.1	Algorithmus für zwei Antennensignale und deren phasenrichtige Addition	110
4.4.2	Algorithmus für drei Antennensignale unter Berücksichtigung derer zwei zum Zweck der phasenrichtigen Addition	111
4.5	Systemspezifikation	114
5	Messverfahren und -mittel	120
5.1	Messaufbau für direkte Vergleichsmessungen	121
5.2	Messaufbau mit Signalaufzeichnung	123
5.3	Bewertungsgrundlagen für durch Diversity erzielbare Verbesserungen	125
5.3.1	Messung der Audioausfallzeiten	126
5.3.2	Messung des Signal-Störabstands	129
5.3.3	Messung von Bitfehlerraten	131
5.3.4	Berechnung der Diversityeffizienz	132
6	Fahrttests und Systemvergleich	133
6.1	Ausgewählte Ergebnisse des schnell schaltenden Mehrantennensystems	134
6.2	Ausgewählte Ergebnisse des schnell schaltenden Mehrantennensystems mit Gleichphasung der Empfangssignale	135
6.3	Zusammenfassung der Messergebnisse	141
7	Ausblick	143

Abkürzungsverzeichnis

ADC	Analog Digital Converter
AGC	Automatic Gain Control
API	Application Programming Interface
CAZAC	Constant Amplitude Zero AutoCorrelation
COFDM	Coded Orthogonal Frequency Division Multiplex
DAB	Digital Audio Broadcasting
DIN	Deutsche Industrie Norm
EMV	Elektromagnetische Verträglichkeit
FM	Frequenzmodulation
GPS	Global Positioning System
HDD	Hard Disk Drive
HF	Hochfrequenz
ISO	International Organization for Standardization
ISP	In System Programming
JTAG	Joint Test Action Group
Kfz	Kraftfahrzeug
MCU	Microcontroller Unit
MOST	Media Oriented Systems Transport
MRC	Maximal Ratio Combining
PAC	Perceptual Audio Coding
PLL	Phase Locked Loop
ppm	parts per million
QPSK	Quadrature Phase Shift Keying, Vierphasenumtastung
RAID	Redundant Array of Independent Disks
S/P-DIF	Sony/Philips Digital Interconnect
SAW	Surface Acoustic Wave
SDAR	Satellite Digital Audio Radio
SRAM	Static Random Access Memory
TS	Training Sequence
USA	United States of America, dt.: Vereinigte Staaten von Amerika
VCO	Voltage Controlled Oscillator
XML	Extensible Markup Language

1 Einleitung und Zusammenfassung

Bereits seit geraumer Zeit sind digitale Satellitenrundfunksysteme für den Mobilempfang etabliert [1]. Gerade der mobile Rundfunkempfang stellt hohe Anforderungen an die Auslegung eines Funksystems. Im Gegensatz zu stationärem Empfang lassen sich viele Ursachen der Empfangsstörung nicht auf einfache Art und Weise, so zum Beispiel eine geänderte Ausrichtung der Empfangsantenne, beheben. Aufgrund der Bewegung des Teilnehmers ist diese zum Sender hin gesehen einer steten Veränderung unterworfen. Im Falle nicht stationärer Satellitenkonstellationen kommt als weitere Variable die Änderung der Satellitenposition hinzu. Unter anderem aufgrund der Satellitenkomponente sind Realisierung und Betrieb eines solchen Rundfunksystems kostenintensiv. Ist ein derartiges System erst in Betrieb, sind Änderungen an der Systemauslegung, wie beispielsweise eine höhere Sendeleistung aufseiten der Satelliten zur Verbesserung der Empfangssituation, in absehbarer Zeit unmöglich. Begrenzungen hinsichtlich der Sendeleistung sind auch durch die spezielle Natur des Satelliten als Sender und regulatorische Vorgaben gegeben.

Die für Satellitenrundfunkdienste reservierten Frequenzen im Bereich zwischen 1 GHz und 3 GHz [2] stellen hinsichtlich eines zufriedenstellenden Betriebsergebnisses hohe Anforderungen. Insbesondere der Mobilempfang führt zu oftmals komplexen Feldszenarien [3] mit Abschattung und Mehrwegeausbreitung. Die Mehrzahl der störenden Einflüsse ist dabei aufseiten des mobilen Teilnehmers zu verzeichnen. Geringe derartige Störungen werden beispielsweise in [4] als mittels angepasster Codierung beherrschbar erachtet. Auch die Berücksichtigung senderseitiger Diversitystrategien führt zu einer Verbesserung der Verfügbarkeit [5]. Deutlich wird, dass diese Maßnahmen allein nicht ausreichen, insbesondere im Fall bestimmter Satellitenkonstellationen mit niedrigen Elevationswinkeln. Die durch Mehrwegeausbreitung verursachten Effekte [6] sind zum einen abhängig von der Signalfrequenz, zum anderen spielt die Elevation der Satelliten eine Rolle. Eine Verringerung des Elevationswinkels führt zu einer größeren Anfälligkeit der Signale hinsichtlich der Störeffekte durch Mehrwegeausbreitung [7]. Untersuchungen zu sehr niedrigen Elevationswinkeln sind beispielsweise in [8] zu finden. Typisch für dicht belaubte oder urbane Szenarien sind einer Rayleigh-Verteilung entsprechende Empfangsverhältnisse [9], die zu starken und schnell aufeinanderfolgenden Einbrüchen des Signalpegels führen. Besonderes Augenmerk ist daher neben anderen informationstechnischen Mitteln, zum Beispiel entsprechender Codierung, auf Möglichkeiten zu richten, den Mobilempfang aufseiten des Rundfunkteilnehmers zu optimieren und beispielsweise nachrüstbare Komponenten zur Empfangsverbesserung anbieten zu können. Seit Jahren hierzu bewährt und erprobt ist im Bereich des analogen Rundfunks das Prinzip der Mehrantennendiversitysysteme [10]. Die Auslegung der Satellitenrundfunksysteme jedoch führt zu einigen gesteigerten Anforderungen wie beispielsweise einer Optimierung des Diversitysystems hinsichtlich des Mehrkanalempfangs, da die betrachteten digitalen Satellitenrundfunksysteme mehrere Frequenzbänder nutzen. Ebenso erfordert die digitale Natur der Rundfunksysteme eine Synchronisation des Diversityschaltvorgangs mit den gesendeten Daten. Durch die wesentlich höhere Frequenz der Satellitenrundfunksysteme ist ebenso eine wesentlich höhere Reaktionsgeschwindigkeit notwendig, da die durch Fading-Effekte verursachten und zu vermeidenden Signaleinbrüche nun im Bereich geometrischer Abstände von nur wenigen Zentimetern liegen [11].

Aufseiten des mobilen Teilnehmers können nun verschiedene Verfahren zur Empfangsverbesserung [12] eingesetzt werden. Sind dort unabhängige Antennensignale verfügbar, so besteht die Möglichkeit, beispielsweise durch Auswahl anhand eines Signal-Rauschabstandskriteriums die jeweils beste Antenne zum Empfang zu verwenden. Auch die gewichtete oder ungewichtete phasenrichtige Addition der Antennensignale trägt zu einer Verbesserung bei. Zur Empfangsverbesserung des Satellitenrundfunkempfangs ebenfalls bekannt sind langsam schaltende Mehrantennendiversitysysteme [13]. Allen diesen Verfahren ist gemein, dass eine schnelle Reaktion auf sich verändernde Empfangsbedingungen nicht möglich ist.

Ziel der Arbeit ist nun, schnell schaltende Mehrantennendiversitysysteme zu konzipieren und zu realisieren, welche den Anforderungen des mobilen digitalen Satellitenrundfunkempfangs gerecht werden. Die durch Fading-Effekte verursachten Einbrüche des Empfangspegels sind, wie in dieser Arbeit gezeigt wird, auf unterschiedliche Art und Weise zu reduzieren. Zunächst besteht die Möglichkeit, schnell zwischen mehreren verfügbaren Antennensignalen zu schalten. Sind diese ausreichend entkoppelt, so ist es wahrscheinlich, dass für den Fall eines Pegelsturzes eines Antennensignals ein Signal einer anderen Antenne bereitsteht, welches in diesem Augenblick einen ungestörten Empfang ermöglicht. Bereits mit einem solchen schnell schaltenden Mehrantennendiversitysystem ist eine deutliche Verbesserung des Rundfunkempfangs im Mehrwegeszenario zu erzielen. Neben der soeben vorgestellten Möglichkeit des schnellen Schaltens zwischen verfügbaren Antennensignalen können diese zusätzlich auch phasenrichtig kombiniert und dem Empfänger zugeführt werden. Eine solche Strategie wird mit einem schnell schaltenden Mehrantennendiversitysystem mit Gleichphasung der Empfangssignale, das als konzeptionelle Erweiterung des zuvor untersuchten schnell schaltenden Diversitysystems ausgeführt wird, verfolgt.

Hinsichtlich der Realisierung bestehen konzeptionelle Unterschiede zwischen den Diversitysystemen. Das schnell schaltende Mehrantennendiversitysystem wird aufgrund gegebener Rahmenbedingungen als eng mit dem Rundfunkempfänger verbundenes System realisiert. Ein abgesetztes Antennenmodul wird jedoch mit lediglich einem Hochfrequenzkabel, über welches zusätzlich sämtliche Steuerinformation zur Antennenschaltung übertragen wird, mit der Einheit aus Rundfunkempfänger und Diversitysystem verbunden. Hingegen kann das schnell schaltende Mehrantennendiversitysystem mit Gleichphasung der Empfangssignale unabhängig von einem Empfänger ausschließlich auf der Antennenseite ausgeführt werden. Daher kann es auch als Nachrüstlösung für bestehende Systeme anstelle einer Einzelantenne dienen. Wie gezeigt werden kann, sind bei Anwendung der im Rahmen dieser Arbeit gestalteten Mehrantennendiversitysysteme erhebliche und für den Rundfunkteilnehmer äußerst relevante Verbesserungen der Empfangsqualität zu erzielen, die schließlich im Vergleich dargestellt werden.

Im Folgenden werden nun die Inhalte der Arbeit dargestellt:

Den einleitenden Vorbemerkungen (**Kapitel 1**) folgt in **Kapitel 2** eine Darstellung wesentlicher Grundlagen der Arbeit. Zunächst wird die Auslegung zweier US-amerikanischer Satellitenrundfunksysteme betrachtet. Anschließend finden sich Darstellung und Analyse der Problematik des Rundfunkempfangs im mobilen Mehrwegeszenario sowie bisher bekannter Lösungsansätze zur Empfangsverbesserung mittels Mehrantennendiversity. Abgeschlossen wird das Kapitel durch eine erste Diskussion der Grundsätze des Mehrantennendiversity für digitale Dienste.

Kapitel 3 ist der Konzeption, Realisierung und Untersuchung eines schnell schaltenden Mehrantennendiversitysystems für digitale Satellitenrundfunkdienste entsprechend Abbildung 1.1 gewidmet. Nach Darlegung der Architektur und Funktionsweise dieses Diversitysystems folgen Untersuchungen zur Synchronisierung des Diversityschaltvorgangs bei digitalen Rundfunkdiensten. Nachgewiesen wird, dass dem Zeitpunkt der Umschaltvorgänge innerhalb des

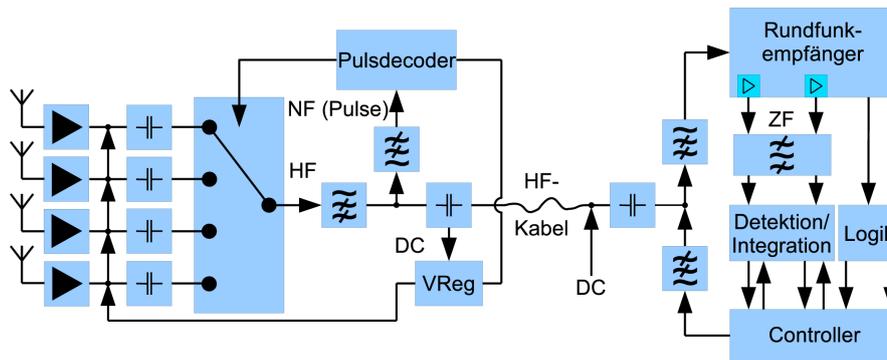


Abbildung 1.1: Blockschaltbild des schnell schaltenden Mehrantennendiversitätssystems

Datenstroms eine hohe Bedeutung zukommt. Nur bei optimaler Übereinstimmung der Umschaltvorgänge mit der Struktur gesendeter Daten können die zu erwartenden Verbesserungen durch ein Mehrantennendiversitätssystem erreicht werden. Ein realisierter Demonstrator mit ausführlichen Möglichkeiten zur Beobachtung der Pegelverhältnisse und Schaltentscheidungen ermöglicht die Überprüfung und Validierung der zuvor angestellten Überlegungen. Schließlich folgen Ausführungen zum implementierten Algorithmus, welcher die Schaltentscheidungen des Diversitysystems steuert, sowie eine Darstellung von Grundlagen zur Wahl der Parameter des Algorithmus. Mithilfe des realisierten Demonstrators und den damit gewonnenen Ergebnissen im Freifeld kann gezeigt werden, dass unter Beachtung der zuvor dargelegten Grundsätze das aus der Analogtechnik bekannte Prinzip des schnell schaltenden Mehrantennendiversitätssystems auch für neuartige digitale Satellitenrundfunkdienste ein hervorragendes Mittel zur deutlichen Empfangsverbesserung der digitalen Rundfunksignale im Mehrwegeszenario darstellt.

Das untersuchte und realisierte schnell schaltende Mehrantennendiversitätssystem für digitale Dienste nach Abbildung 1.1 wird von einem modifizierten handelsüblichen Satellitenrundfunkempfänger abgeleitet. Dieser stellt auf einer Zwischenfrequenz zur Pegelauswertung herangezogene Antennensignale bereit. Aufgrund der digitalen Natur der Satellitenrundfunksysteme ist, wie bereits zuvor erwähnt, eine Synchronisation des Antennenschaltvorgangs zwischen Diversitysystem und Rundfunkempfänger notwendig. Ein einziges Hochfrequenzkabel dient der Kommunikation zwischen Komponenten des Diversitysystems, welche am Rundfunkempfänger platziert sind, und einem Schaltmodul nahe den Antennen. Die Signale der ausgewählten Antenne werden über dieses Kabel übertragen. Gleichzeitig dient das Kabel auch der Kommunikation zwischen Schaltmodul und dem dieses steuernden Teil des Diversitysystems.

Wesentliche Merkmale des schnell schaltenden Mehrantennensystems sind neben der erzielbaren Empfangsverbesserung daher:

- Geringer Mehraufwand in der Realisierung gegenüber einem System mit Einzelantenne,
- Abhängigkeit des Schaltvorgangs von der Struktur übermittelter Daten und
- Nutzung lediglich einer Kabelverbindung zwischen modifiziertem Rundfunkempfänger mit Diversityfunktionalität und Antennenmodul.

Die Herausforderung, auch ohne Eingriffe in bestehende Empfängerkonzepte der Rundfunkbetreiber ein schnell schaltendes Diversitysystem zur Empfangsverbesserung zu ermöglichen, führt zur Entwicklung des schnell schaltenden Mehrantennendiversitätssystems mit Gleichphasung der Empfangssignale, siehe **Kapitel 4**. Es kann gezeigt werden, dass die Möglichkeit besteht, aufgrund einfacher Pegelmessungen aufseiten der Antennen Rückschlüsse auf die Phasendifferenz

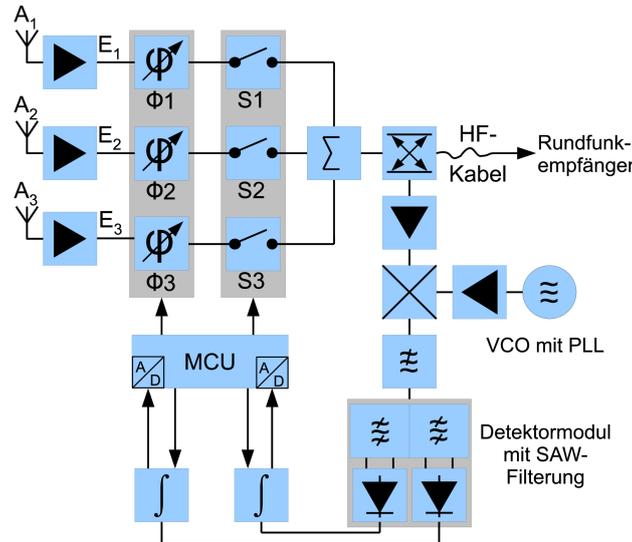


Abbildung 1.2: Blockschaltbild des schnell schaltenden Mehrantennendiversitätssystem mit Gleichphasung der Empfangssignale

der verfügbaren Antennensignale zu ziehen. Die Phasen der Antennensignale werden so im Sinne einer Gleichphasung und positiven Überlagerung nachgestellt, dass die Trägerphase des kombinierten Signals kontinuierlich und ohne Schädigung des Datenflusses verlaufen kann. Auf diese Weise wird die Diversityfunktion vom Rundfunkempfänger unabhängig durchgeführt.

Ein Blockschaltbild des schnell schaltenden Mehrantennendiversitätssystem mit Gleichphasung der Empfangssignale ist Abbildung 1.2 zu entnehmen. Auf eine Darstellung des neuartigen Prinzips, der Architektur des Systems sowie der zugrunde liegenden Berechnungsvorschriften folgt die Beschreibung der Realisierung eines Demonstrators. Vereinfachungsmöglichkeiten der Berechnungsgrundlagen sowie eine Abschätzung von Fehlereinflüssen folgen. Sowohl Algorithmen, welche den Ablauf steuern, als auch Leitlinien zur Wahl der Parameter dieser Algorithmen beschließen das Kapitel.

Das neuartige Konzept des schnell schaltenden Mehrantennendiversitätssystem mit Gleichphasung der Empfangssignale beruht auf einer Ermittlung der Phasendifferenz zwischen bereitgestellten Antennensignalen. Hierzu werden ausschließlich Pegelmessungen eingesetzt. In Abbildung 1.3 sind die komplexen Zeiger zweier empfangener Antennensignale \underline{A}_i und \underline{A}_k mit den Amplituden A_i und A_k dargestellt. Das Summensignal ergibt sich ohne Beeinflussung der Phasen zu $\underline{A}_{\Sigma(i,k)}$ mit der Amplitude $A_{\Sigma(i,k)}$. Die Phasen der Einzelsignale sind Φ_i und Φ_k . Im Normalfall ist keine optimale Überlagerung der Einzelsignale zu einem bestmöglichen Summensignal zu erwarten. Errechnet wird nun die Phasendifferenz $\Delta\Phi = \Phi_k - \Phi_i$ der Einzelphasen aus geometrischen Winkelbeziehungen mittels einfacher Pegelmessungen. Die errechnete Phasendifferenz wird durch Phasenstellglieder ausgeglichen, woraufhin eine phasenrichtige Addition der Signale mit entsprechendem Gewinn an Pegel und Signal-Rauschabstand erfolgt. Schalter im Signalpfad ermöglichen die gezielte Auswahl der Antennensignale, welche einen positiven Beitrag für das Signal-Rauschverhältnis leisten können. Der systematische Unterschied zu einem *Maximal Ratio Combining*-System [14] besteht in ebendiesen Schaltern. Die Gewichtungsfaktoren bei Zusammenführung der Einzelsignale sind nicht frei wählbar, sondern ergeben sich zu null oder eins. Grundsätzlich vereint das System durch die phasenrichtige Überlagerung der Einzelsignale nahezu die Leistungsfähigkeit eines *Maximal Ratio Combining*-Diversity mit der Einfachheit eines schnell schaltenden Mehrantennendiversitätssystem. Weder sind mehrstufige

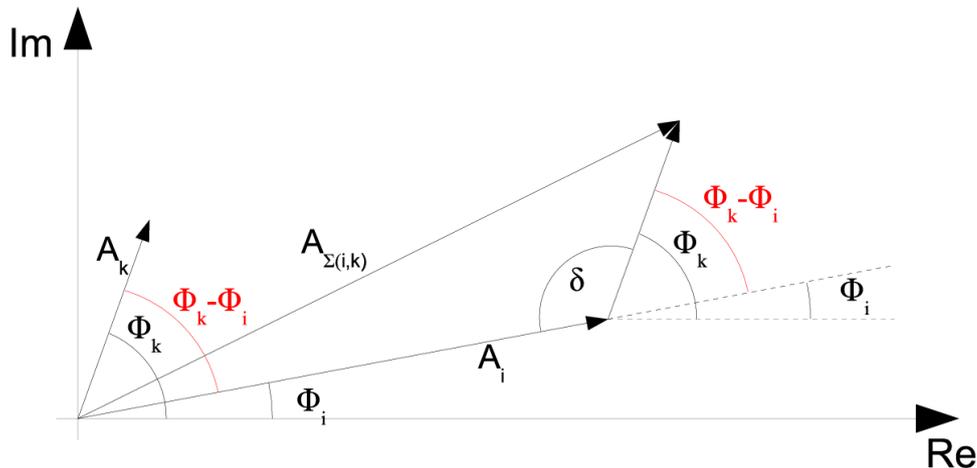


Abbildung 1.3: Zeigerdiagramm zur Darstellung der Berechnung der Phasendifferenz zweier Signale

Dämpfungsglieder oder regelbare Verstärker notwendig, noch wird mehr als ein einzelner Tuner oder ein einziges Kabel zur Realisierung der Diversityfunktionalität benötigt. Der Aufwand ist daher im Gegensatz zu einem *Maximal Ratio Combining*-Diversity deutlich reduziert.

Kurz zusammengefasst beinhalten die wesentlichen Merkmale des schnell schaltenden Mehrantennendiversitysystems mit Gleichphasung der Empfangssignale:

- Unabhängigkeit des Systems von einem Referenztakt aus der Empfangseinheit,
- daher besteht keine Notwendigkeit der Modifikation bestehender Empfangseinheiten,
- woraus eine Möglichkeit der Nachrüstung für bestehende Empfänger resultiert.

Erreicht werden diese Merkmale durch

- kontinuierliche Phasenregelung und
- Realisierung mit nur einer einzigen Kabelverbindung zwischen Diversitysystem und Empfänger, welche identisch mit einem Einzelantennensystem ist.

Verfahren, welche der Bewertung der Mehrantennendiversitysysteme und dem Vergleich mit einem herkömmlichen Einzelantennensystem dienen, sind Inhalt des **Kapitels 5**. Vorgestellt werden Messaufbauten und -verfahren für direkte Vergleichsmessungen zwischen Mehr- und Einzelantennensystem im Freifeld sowie eine Möglichkeit, mittels Signalaufzeichnung Vergleichsmessungen unter realistischen Bedingungen in der Laborumgebung durchzuführen. Derzeit existieren in Europa keine zu den für die Untersuchungen in dieser Arbeit herangezogenen vergleichbaren Satellitenrundfunksysteme. Insbesondere die Auslegung für den Mobilempfang ist hier zu beachten. Daher wurde eine speziell gefertigte Signalaufzeichnungseinheit zusammen mit einem Signalrekorder genutzt, um die Rundfunksignale aus dem S-Band auf eine Zwischenfrequenz umzusetzen und mit je über 40 MSamples/s bei 12 Bit Auflösung zu speichern. Auf diese Art und Weise besteht die Möglichkeit, vier Antennensignale zeitsynchron mit einer Dauer von bis zu 600 s aufzuzeichnen. Die Wiedergabe in der Laborumgebung durch Aufwärtsmischung macht die aufgezeichneten Signale dort verfügbar. Äußere Einflüsse während einer Untersuchung der Auslegung zu optimierender Diversitysysteme werden so ausgeschlossen: Unter reproduzierbaren Bedingungen ist die Ermittlung einer optimalen Diversitystrategie möglich.

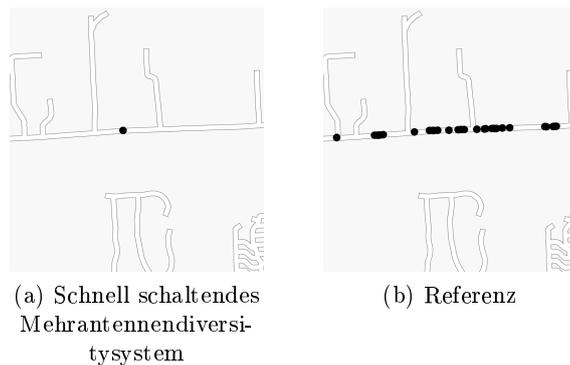


Abbildung 1.4: Audioausfälle während einer Testfahrt des schnell schaltenden Mehrantennendiversitätssystem, vier Antennen

	Diversity	Einzelantenne
Verfügbarkeit	99,8 %	88,57 %
Ausfallzeit	0,3 s	15,9 s
Ausfallrate	0,2 %	11,43 %

Tabelle 1.1: Daten zu
Abbildung 1.4

Die Empfangsverbesserungen, welche mithilfe der in Kapitel 3 und Kapitel 4 dargestellten Diversitysysteme erzielt wurden, sind in **Kapitel 6** dargestellt. Im Rahmen umfassender Messkampagnen während der Jahre 2006 bis 2008 wurden Demonstratoren und Prototypen der vorgestellten Mehrantennendiversitätssysteme getestet und deren Leistungsfähigkeit nachgewiesen. Um eine realistische Testumgebung zu erhalten, wurden sämtliche Messkampagnen im Freifeld in den Vereinigten Staaten von Amerika durchgeführt; die Sendesignale der Satellitenrundfunksysteme sind ausschließlich dort zu empfangen. Abbildung 1.4 und Abbildung 1.5 zeigen im Vergleich die während einer Testfahrt in den USA aufgetretenen Audioausfälle bei Fahrt mit lediglich einer Antenne und einem Mehrantennendiversitätssystem. In der Kartendarstellung sichtbare Punkte stehen jeweils für einen Ausfall des empfangenen Audiosignals. Auf der Fahrtstrecke herrscht starke Belaubung vor, in einigen Fällen ist eine konstant gute Sichtverbindung zu den Rundfunksatelliten gegeben. Offensichtlich ist, dass sowohl das schnell schaltende Mehrantennendiversitätssystem, als auch das schnell schaltende Mehrantennendiversitätssystem mit Gleichphasung der Empfangssignale zu einer erheblichen Verringerung der auftretenden Audioausfälle gegenüber einem Einzelantennensystem führen.

Beiden Systemen gemein ist somit die erhebliche Empfangsverbesserung gegenüber einem System mit lediglich einer einzigen Antenne. Die höchst deutlichen Verbesserungen der Empfangsqualität sind Tabelle 1.1 und Tabelle 1.2 zu entnehmen. Während beispielsweise ein Musikempfang mit einer Ausfallrate von 13,77 % für den Zuhörer nicht mehr tolerierbar ist, führt der Einsatz schnell schaltender Mehrantennendiversitätssysteme zu einer verbleibenden Ausfallrate von lediglich 1,59 %. Der Höreindruck ist somit nur noch minimal eingeschränkt. Die Ausfallrate kann durch den Einsatz schnell schaltender Mehrantennendiversitätssysteme um nahezu eine Größenordnung reduziert werden.

Das schnell schaltende Mehrantennendiversitätssystem setzt hierzu eine Synchronisation mit dem

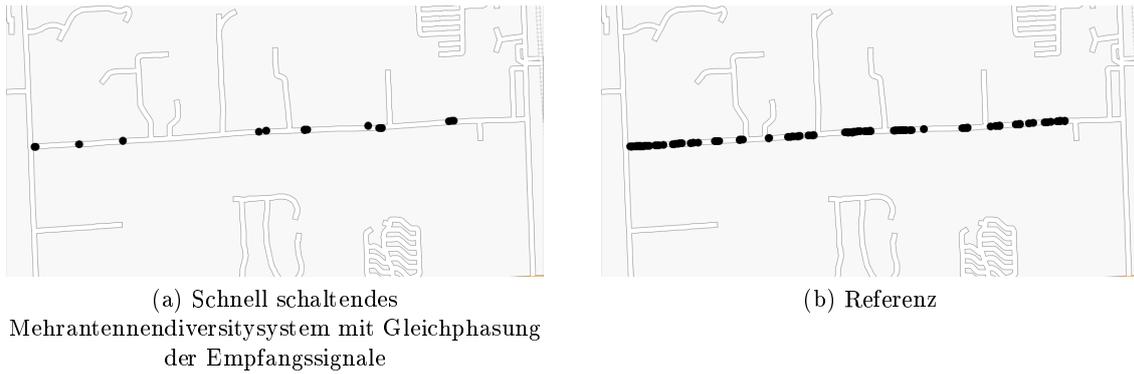


Abbildung 1.5: Testfahrt schnell schaltendes Mehrantennendiversitysystem mit Gleichphasung der Empfangssignale, drei Antennen

	Diversity	Einzelantenne
Verfügbarkeit	98,41 %	86,23 %
Ausfallzeit	10,9 s	94,3 s
Ausfallrate	1,59 %	13,77 %

Tabelle 1.2: Daten zu
Abbildung 1.5

Rundfunkempfänger voraus, während das schnell schaltende Mehrantennendiversitysystem mit Gleichphasung der Empfangssignale diese nicht benötigt. Einher geht mit dem Aspekt der Synchronisation die Notwendigkeit eines Eingriffs in den bestehenden Empfänger: Dieser ist aufgrund der phasenstabilisierenden Eigenschaften bei einem schnell schaltenden Mehrantennendiversitysystem mit Gleichphasung der Empfangssignale nicht notwendig. Das schnell schaltende Mehrantennendiversitysystem hingegen setzt einen derartigen Eingriff voraus. Der technische Aufwand für das schnell schaltende Mehrantennendiversitysystem ist jedoch aufgrund einer niedrigeren Zahl an Komponenten, beispielsweise wird keine eigene Frequenzumsetzung benötigt, geringer. Gemeinsam haben beide Mehrantennendiversitysysteme die Verwendung lediglich eines einzigen Hochfrequenzkabels zwischen Antennenteil und Rundfunkempfänger. Bereits das schnell schaltende Mehrantennendiversitysystem bietet eine deutliche Steigerung der Empfangsqualität, welche durch das schnell schaltende Mehrantennendiversitysystem mit Gleichphasung der Empfangssignale nochmals übertroffen wird.

Der Ausblick auf weitere mögliche Entwicklungen und Potentiale, **Kapitel 7**, beschließt diese Arbeit.

2 Rundfunkdienste, Rundfunkempfang und Mehrantennensysteme bei Funkdiensten

Ausgehend von Grundlagen der im Rahmen dieser Arbeit betrachteten Satellitenrundfunksysteme wird nun die Problemstellung des Rundfunkempfangs im mobilen Mehrwegeszenario vorgestellt. Den unterschiedlichen Lösungsansätzen zur Empfangsverbesserung folgt eine Diskussion bekannter Mehrantennensysteme bei Funkdiensten. Das Kapitel schließt mit einer ersten Erörterung des schnell schaltenden Mehrantennendiversity für digitale Funkdienste.

2.1 Grundlagen der digitalen Satellitenrundfunksysteme

Digitale Satellitenradiosysteme bieten, verglichen mit terrestrischen analogen oder digitalen Rundfunksystemen, eine Reihe von Vorteilen. Zunächst sticht die Möglichkeit großer Flächenabdeckung unter Aufwendung verhältnismäßig weniger Sender hervor. Gerade im Hinblick auf den Flächenstaat USA, der einen geeinten Markt bietet, ist dies von entscheidender Bedeutung. Die Errichtungs- und Betriebskosten für Senderketten terrestrischer Rundfunksysteme, seien sie analog oder digital, in einer solch großen Fläche sind kaum aufzubringen. Unter der Voraussetzung eines homogenen Marktes erscheinen die zunächst hohen Kosten für Entwicklung, Konstruktion und Betrieb benötigter Satelliten in einem anderen Licht. Durch die unterschiedslose Abdeckung von städtischem und ländlichem Gebiet entfällt der dem Hörer in den USA sattsam bekannte Wechsel von FM- zu AM-Rundfunk beim Verlassen des Stadtgebiets. Aufgrund der digitalen Natur der verwendeten Übertragungsverfahren ergibt sich als Nutzeffekt zusätzlich eine dem analogen Rundfunk weit überlegene Frequenzökonomie bei verbesserter Hörqualität. Im Fall des analogen FM-Rundfunks liegt ein gängiges Kanalaraster von 200 kHz für die USA vor, in Europa dagegen wird ein Raster von 100 kHz angewandt. Während in den Vereinigten Staaten von Amerika einem Rundfunksender die Kanalbandbreite von 180 kHz zugestanden wird, arbeiten europäische Rundfunksender mit einer Bandbreite von 150 kHz. Ein digitales Satellitenrundfunksystem verbreitet hingegen bei einer Kanalbandbreite von 4 MHz mehr als 100 Rundfunkprogramme.

Unter anderen führten die aufgezeigten Vorteile satellitenbasierter Hörrundfunksysteme zu einer Reservierung geeigneter Frequenzbänder, deren Bezeichnung aus Tabelle 2.1 ersichtlich ist. Reserviert wurden die Bänder

Band	Frequenzbereich
L	1 - 2 GHz
S	2 - 4 GHz
C	4 - 8 GHz
X	8 - 12 GHz

Tabelle 2.1: Frequenzbandbezeichnungen [15]

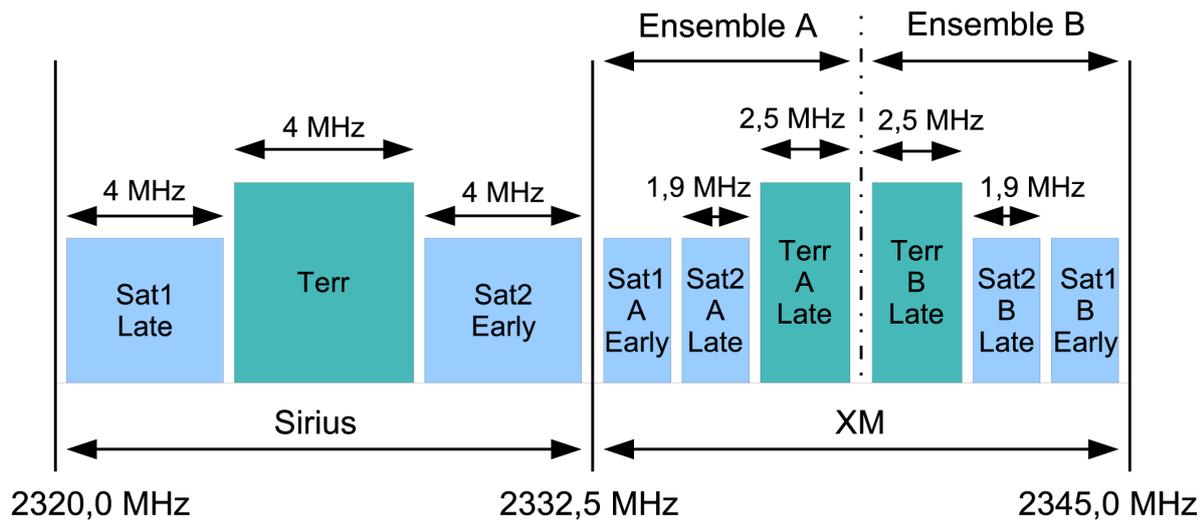


Abbildung 2.1: Frequenzbelegung im den SDARS zugeordneten S-Band (2,3 GHz)

- 1452 - 1492 MHz (L-Band; weltweit),
- 2310 - 2360 MHz (S-Band; regional) und
- 2535 - 2655 MHz (S-Band; regional).

Ein Frequenzplan der in den Vereinigten Staaten von Amerika betriebenen Satellitenrundfunksysteme kann Abbildung 2.1 entnommen werden. Dargestellt in Abbildung 2.2 ist ein gemessener Ausschnitt des Spektrums; die Mittenfrequenz des Betreibers Sirius liegt gemäß dem Frequenzplan aus Abbildung 2.1 bei 2326,25 MHz. Das Spektrum wurde mittels einer für den Betreiber Sirius ausgelegten Antenne gewonnen, dies führt zu einer Bandbegrenzung im Verstärkerteil der Antenne zwecks Verbesserung der Rückweisung nicht zu dem Sirius zugewiesenen Band gehöriger Frequenzen. Sendesignale des Betreibers XM werden daher gedämpft.

Aus der Nutzungsweise des zugewiesenen Spektrums sind bereits wesentliche Eigenschaften der US-amerikanischen Satellitenradiosysteme ersichtlich. Zu erkennen sind beispielsweise im Frequenzband des Betreibers Sirius drei Unterbänder. Bei einer Mittenfrequenz von 2322,293 MHz und 2330,207 MHz finden sich jeweils die von Satelliten [16] [17] ausgesandten Rundfunksignale. Mittig zwischen den Satellitensignalen ist bei 2326,25 MHz ein starkes terrestrisches Unterstützungssignal eingebracht; dies zeigt die Anwendung von senderseitigem Frequenzdiversity, siehe Abschnitt 2.4.1. Zusätzlich erfolgt in den verschiedenen Frequenzbändern eine zeitversetzte Aussendung identischer Information; Zeitdiversity ist damit ebenfalls in der Systemkonzeption vorgesehen. Weiterhin werden für die Verbreitung von Satelliten- und terrestrischen Signalen verschiedene Modulationsverfahren verwendet; es erfolgt eine QPSK-Modulation der Satellitenfunksignale, die terrestrischen Unterstützungssignale hingegen werden mittels COFDM übertragen [18]. Somit ist auch ein den Übertragungsszenarien entsprechendes Diversity implementiert. Aufgrund der Verwendung einer Mehrzahl an Satelliten, welche sich aus Sicht des Empfängers an unterschiedlichen Positionen befinden, ist eine senderseitige Raumdiversity-Komponente vorhanden.

Aus der in Abbildung 2.3 dargestellten Satellitenkonstellation [19] des Betreibers Sirius Satellite Radio ist abzuleiten, dass sich die Position der Satelliten bezogen auf die Erdoberfläche im Verlauf eines Tages verändert [20]. Eine Darstellung der resultierenden Bodenpfade ist Abbildung 2.4 zu entnehmen. Auch die im Verlauf eines Tages schwankende Elevation der Satelliten

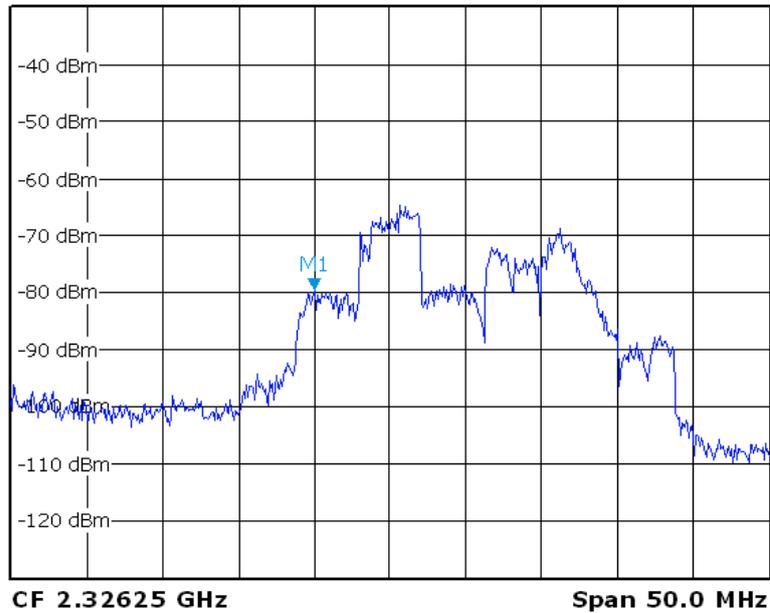


Abbildung 2.2: Frequenzspektrum im den SDARS zugeordneten S-Band (2,3 GHz)

bezogen auf einen Betrachter an der Erdoberfläche zu ist errechnen. Als Beispiel findet sich in Abbildung 2.5 eine Darstellung der sich aus der relativen Bewegung der Satelliten abgeleiteten Elevationswinkel für einen Betrachter in Nordamerika. Bedingt durch die elliptischen Umlaufbahnen ergeben sich in regelmäßigen Zeitabständen Szenarien, in welchen gleichzeitige, sehr niedrige Elevationswinkel von zwei der insgesamt drei Satelliten vorherrschen. Zu diesen Zeiten sinkt einer der Satelliten mit geringem Elevationswinkel unter den Horizont, während der weitere, ebenfalls tiefstehende Satellit, aufsteigt [21]. Somit weisen alle Satelliten zu einem bestimmten Zeitpunkt ein gemeinsames Minimum der Elevation auf. Insgesamt sieht aufgrund der gewählten Konstellation ein Betrachter am Boden jeweils zwei Satelliten an verschiedenen Orten im Raum.

Im Vorgriff auf eine tiefergehende Darstellung der Signalstruktur des Sirius-SDARS, siehe Kapitel 3.2.1, soll hier bereits eine Betrachtung zur Ausnutzung des zugewiesenen Spektrums angestellt werden. Vorausgesetzt wird nach [22] eine Symbolrate von $R_s = 3,7584 \text{ MSym/s}$. Damit ergibt sich die Bitrate unter Voraussetzung QPSK-modulierter Signale zu $R_b = 2 \cdot R_s = 7,5168 \text{ MBit/s}$. Zunächst wird eine Datenstruktur nach Abbildung 2.6 zur Übertragung der Daten vorausgesetzt. Die Nutz-, also Audiodaten, sind in dem mit *Program Cluster Segment* bezeichneten Bereich der Länge 1986 Bit platziert und bereits kanalcodiert. Durch die Kanalcodierung ergibt sich der notwendige Fehlerschutz. Da in einem solchen *Program Cluster Segment* mehrere Programmkanäle zusammen übertragen werden, fällt ein Verwaltungsaufwand an, welcher sich in zusätzlicher zu übermittelnder Information zwecks Trennung der Programmkanäle niederschlägt. Effektiv wird daher die Anzahl der reinen Programmdateien auf $L_{PCS} = 0,989 \cdot 1986 \text{ Bit} \approx 1965 \text{ Bit}$ verringert. Alle weiteren Bereiche ermöglichen oder unterstützen die Systemfunktion; der mit *TS* gekennzeichnete Block beispielsweise enthält Referenzphaseninformation, welche zur korrekten Demodulation der Nutzinformation benötigt wird. Insgesamt ergibt sich die Länge der Datenstruktur zu $L_{TF} = 2048 \text{ Bit}$. Das Verhältnis aus Nutz- und Unterstützungsdaten ergibt sich also zu

$$\frac{L_{PCS}}{L_{TF}} = \frac{1965 \text{ Bit}}{2048 \text{ Bit}} = 0,959.$$

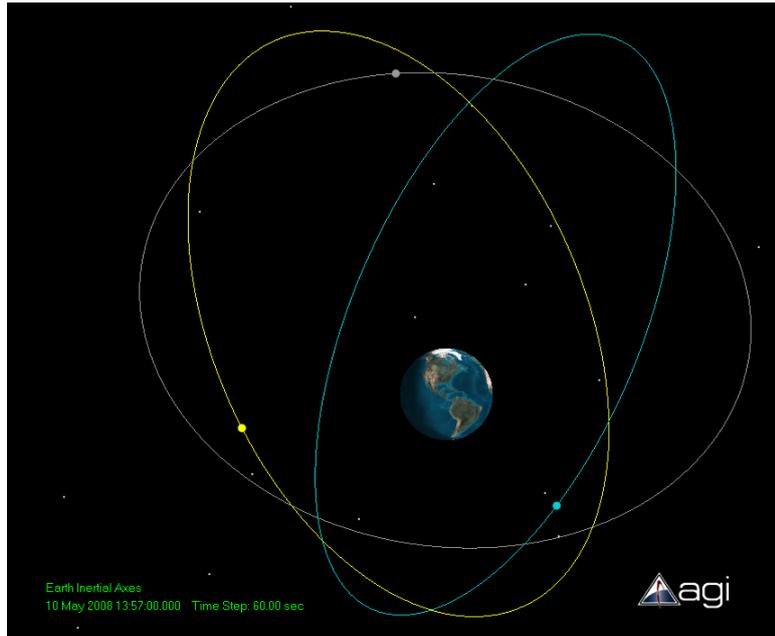


Abbildung 2.3: Umlaufbahnen der Rundfunksatelliten des Betreibers Sirius



Abbildung 2.4: Bodenpfad der Rundfunksatelliten des Betreibers Sirius

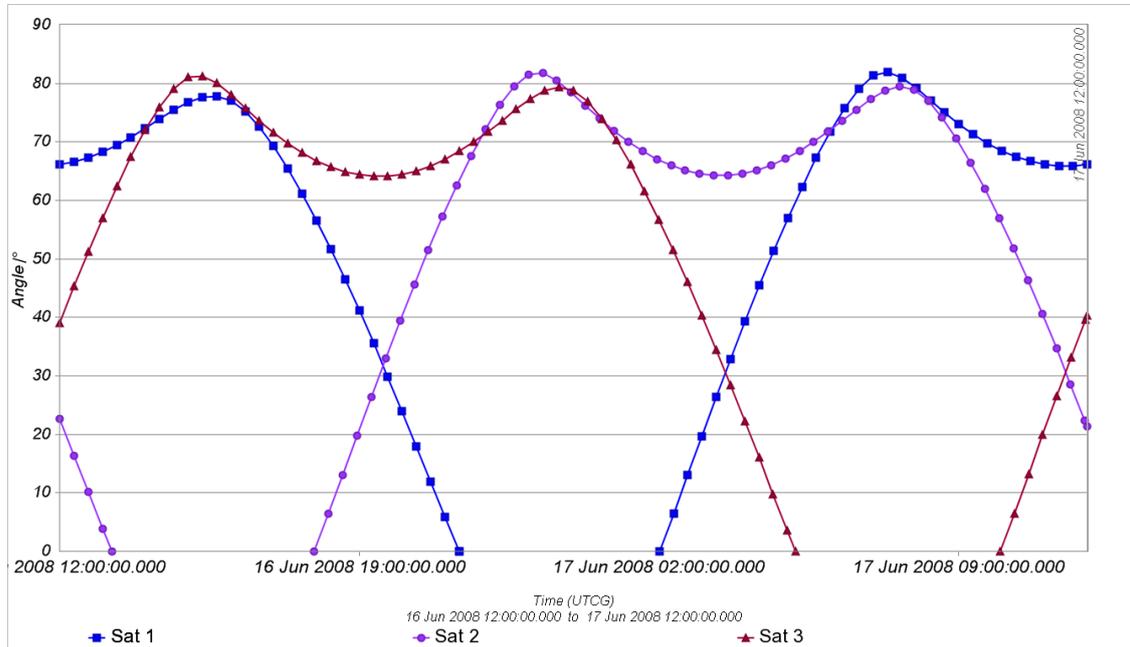


Abbildung 2.5: Beispiel für errechnete Elevationswinkel der Rundfunksatelliten im Verlauf eines Tages, USA

TS	CS	GC	Program Cluster Segment
48 Bit	1 Bit	13 Bit	1986 Bit

Abbildung 2.6: Darstellung eines *Transmission Frame* [23]

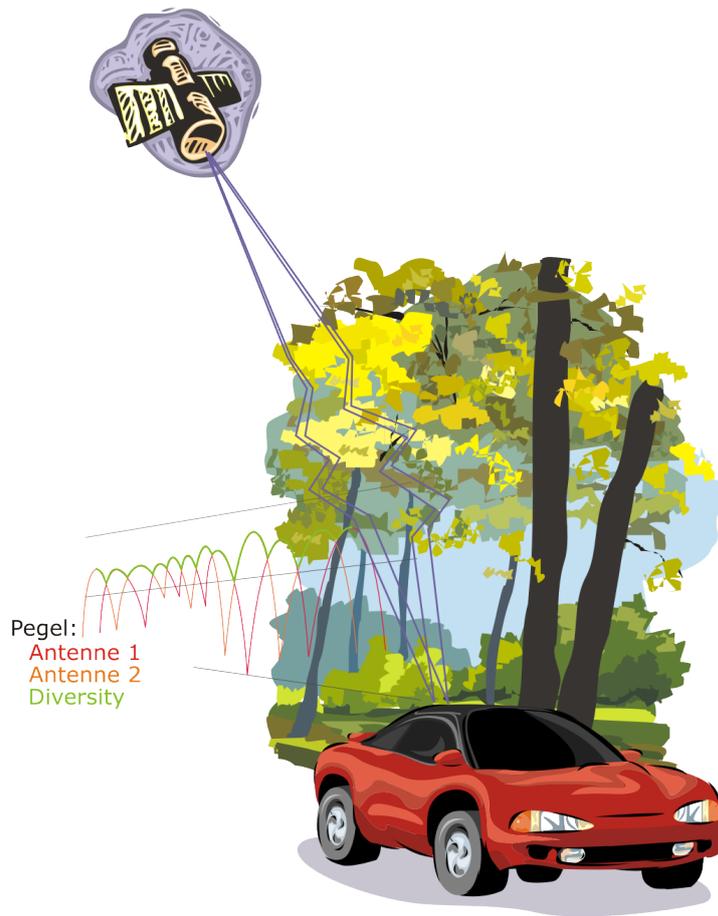


Abbildung 2.7: Mobiler Satellitenrundfunkempfang bei Fahrt unter Laub

Damit steht von der vollen Datenrate R_b ein durch die Unterstützungsdaten verminderter Anteil von

$$R_{netto} = R_b \cdot 0,959 = 7,211 \text{ MBit/s}$$

zur Verfügung.

Augenblicklich wird eine Gesamtzahl von 134 Programmkanälen [24] in einem Frequenzband von 12,5 MHz, siehe Abbildung 2.1, verbreitet. Die Berechnung eines fiktiven Kanalrasters führt zu einem Abstand von

$$f_{Raster} = \frac{12,5 \text{ MHz}}{134} = 93,28 \text{ kHz.}$$

Verglichen mit dem in Nordamerika üblichen Kanalraster des FM-Rundfunks von 200 kHz stellt dies eine deutliche Verbesserung bezüglich der Nutzung verfügbarer Frequenzressourcen dar.

2.2 Problemstellung des Empfangs im mobilen Mehrwegeszenario

Mit den nun bekannten Grundlagen der behandelten digitalen Satellitenrundfunksysteme soll jetzt die Problematik des Mobilempfangs im Mehrwegeszenario betrachtet werden. In Abbildung 2.7 ist eine Situation dargestellt, wie sie sich bei den untersuchten Satellitenrundfunksys-

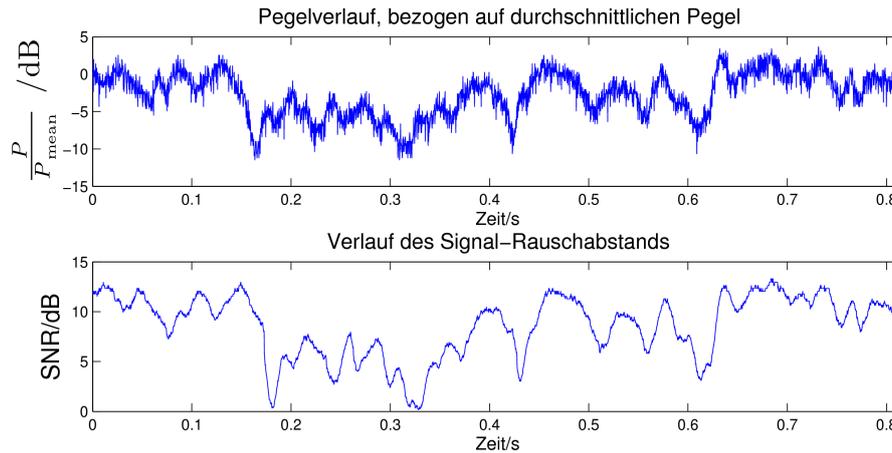


Abbildung 2.8: Verlauf von Pegel und Signal-Rauschabstand eines Satellitenradiosignals (bezogen auf das Empfängerrauschen)

temen häufig findet: Während der Fahrt unter dichter Belaubung herrscht keine direkte Sichtverbindung zwischen dem mobilen Teilnehmer, hier einem Fahrzeug, und den beiden Satelliten. Aufgrund von Reflexionen im Laub entsteht eine Mehrwegeausbreitung der Satellitensignale, welche die Ausbildung von Minima und Maxima des Signalpegels zur Folge hat. Verfügt das Fahrzeug nun über mehrere Antennen, so werden diese während der Fahrt an unterschiedlichen Positionen diese Minima und Maxima im Signalpegel erhalten. Dargestellt ist dieser Sachverhalt durch verschiedenfarbige Kurven in Abbildung 2.7. Werden diese Antennensignale nun geeignet verwendet, so kann dem Rundfunkempfänger trotz der gestörten Einzelantennensignale ein wesentlich verbesserter Empfang ermöglicht werden.

Abbildung 2.8 zeigt eine Darstellung des Zusammenhangs zwischen Pegel einbrüchen eines empfangenen Satellitenrundfunksignals und dem aus diesem Signal resultierenden Signal-Rauschabstand, bezogen auf das Empfängerrauschen, welches im wesentlichen dem Rauschen der Antennenverstärker entspricht. Während der Durchführung der Messung lagen keine weiteren Störquellen im Band des Satellitenrundfunksystems, abgesehen von den durch Mehrwegeausbreitung entstandenen Fadingeffekten, vor. Der Verlauf des nach der Demodulation ermittelten Signal-Rauschabstands folgt demjenigen des Pegels weitgehend. Bricht der Pegel ein, so ergibt sich an gleicher Stelle eine Verringerung des Signal-Rauschabstands. Liegt keine zu starke Beeinflussung des Signals durch Pegel einbrüche vor, wird die lokale Verschlechterung des Empfangs durch Fehlerkorrekturmechanismen des Rundfunksystems ausgeglichen. Überbeansprucht die Verschlechterung jedoch die Fehlerkorrekturmöglichkeit des Rundfunksystems, so sind aufgrund der digitalen Natur der Rundfunksysteme unweigerlich Ausfälle des Audiosignals die Folge.

2.3 Lösungsansätze

Um die sich ergebende Problematik der Störung des Empfangs zu mindern, werden nun sowohl aufseiten des Empfängers als auch des Senders Techniken zur Empfangsverbesserung

angewandt. Allgemein können die senderseitigen Strategien, abgesehen von Codierung und Fehlerkorrekturmechanismen, zur Minderung der Störeinflüsse unterteilt werden in:

- Frequenzdiversity: Das Sendesignal gelangt auf Träger unterschiedlicher Frequenz moduliert zum Empfänger. Im Falle von COFDM ist diese Art von Diversity bereits verfahrensseitig durch die Aufteilung der Information auf Träger unterschiedlicher Frequenz und zeitparallele Aussendung integriert¹. Die betrachteten Satellitenrundfunksysteme beinhalten die Anwendung von Frequenzdiversity; Abbildung 2.1 zeigt die Aufteilung des Gesamtspektrums in verschiedene Unterbänder, welche die gleiche Programminformation tragen.
- Raumdiversity: Durch sich an verschiedenen Orten befindliche Sender wird ein Signal an den Empfänger übermittelt. Aufgrund der Satellitenkonstellationen der US-amerikanischen Rundfunkbetreiber ist in beiden Systemen ein Raumdiversity verwirklicht. Ausgehend vom mobilen Teilnehmer sind stets zwei Satelliten an unterschiedlichen Positionen im Raum sichtbar, siehe auch Abbildung 2.3.
- Zeitdiversity: Die Übermittlung des Sendesignals zum Empfänger erfolgt in unterschiedlichen Zeitschlitzten oder konstant zeitversetzt. Auch diese Art des Diversity ist in der Konzeption beider betrachteter Satellitenrundfunksysteme vorgesehen. Die Aussendung der identischen Rundfunkprogramme in unterschiedlichen Frequenzbändern erfolgt zeitversetzt.
- Modulationsdiversity: Verschiedene Modulationsarten ermöglichen den Ausbreitungsbedingungen angepasste Datenübermittlung.
- Polarisationsdiversity: Sind verschieden polarisierte Sendesignale vorhanden, so kann der Empfänger zwei hinsichtlich Fading statistisch unabhängige Signale empfangen.

In der Realisierung sind der Anwendung der senderseitigen Diversitystrategien Grenzen gesetzt. Beispielsweise kann der für die Anwendung des Zeitdiversity benötigte Versatz identischer Datenströme nicht beliebig vergrößert werden, da dies die Zeiten für den Wechsel zwischen unterschiedlichen Programmkanälen nachteilig beeinflusst. Auch ist im Regelfall die verfügbare Bandbreite festgelegt, wodurch die Anwendung des Prinzips des Frequenzdiversity nur in Grenzen möglich ist. Die Polarisation ausgesandter Signale ist dem Anwendungsfall des Satellitenfunks entsprechend als zirkular festgelegt. Aus Gründen der nur eingeschränkt verfügbaren Sendeleistung eines Satelliten kann zumeist in nur einer der zirkularen Polarisationsarten gesendet werden. Im praktischen Einsatz zeigt sich daher, dass die senderseitigen Diversitystrategien der betrachteten Satellitenradiosysteme nicht ausreichen, um in kritischen Mehrwege-Empfangssituationen die negativen Einflüsse der Fading-Effekte zu verhindern. Die senderseitigen Diversitystrategien werden nun nicht weiter betrachtet, stattdessen sollen die empfängerseitigen Möglichkeiten des Diversityempfangs erörtert werden.

¹Die Anwendung des Frequenzdiversity kann auf zweierlei Art erfolgen: Sowohl durch die Verwendung von Sub-Bändern, als auch durch die einem Modulationsverfahren inhärente Verwendung einer Vielzahl an Trägern.

2.4 Mehrantennensysteme bei Funkdiensten

Bedingt durch die vorherrschenden Ausbreitungsbedingungen des mobilen Satellitenfunkkanals ergibt sich die Möglichkeit, aufseiten des Empfängers weitgehend unkorrelierte Empfangssignale zu gewinnen [25], welche von mehreren, auch am selben Einbauort angebrachten, Antennen empfangen werden. Werden nun unterschiedliche Antennensignale zur Gewinnung eines Ausgangssignals mit verbessertem Signal-Rauschabstand verwendet, so bezeichnet man dies als Antennendiversity. Die in der Literatur bekannten Verfahren, welche dies ermöglichen, sollen nun erläutert werden.

2.4.1 Stand der Technik

Im weiteren Verlauf des Kapitels finden sich jeweils dargestellt anhand zweier Antennensignale Beispiele für die Anwendung des Diversityprinzips. Wie bereits zuvor dargelegt, kann durch die Nutzung statistisch unabhängiger Ausbreitungswege erheblicher Gewinn erzielt werden. Daher sollen zunächst die Möglichkeiten aufgezeigt werden, durch welche eine Unabhängigkeit der Ausbreitungsbedingungen gewährleistet werden kann.

Es ist zwischen folgenden Verfahren zur Gewinnung der möglichst unkorrelierten Empfangssignale zu unterscheiden:

- **Raumdiversity:** Für den Empfang werden mehrere Antennen genutzt; die Anordnung derselben muss so erfolgen, dass eine statistische Unabhängigkeit der empfangenen Signale gewährleistet ist. Im Fall der betrachteten Satellitenradiosysteme ist dies durch die verwendeten hohen Frequenzen bereits bei sehr geringem Abstand der Antennen realisierbar.²
- **Winkeldiversity:** In unterschiedlichen Winkeln beim Empfänger einfallende Signale sind statistisch unabhängig. Um die einfallenden Signale zu trennen, können Antennen mit Richtwirkung Verwendung finden.
- **Feldkomponentendiversity:** Weist ein Funkkanal Reflexionsstellen auf, können E- und H-Feldkomponenten statistisch unabhängig empfangen werden. Hierfür werden geeignete Antennen zur Trennung der Feldkomponenten benötigt.

Unter der Voraussetzung, möglichst unkorrelierte Antennensignale gewonnen zu haben, können diese dann kombiniert oder ausgewählt werden [12], um dem Empfänger ein in jeder Situation gutes Empfangssignal zu bieten. Die nun dargelegten Möglichkeiten der Auswahl oder Kombination sind nicht auf Raumdiversity beschränkt, finden jedoch zumeist dort ihre Anwendung.

Das *Selection Diversity*-Verfahren

Bei diesem Verfahren wird stets dasjenige Empfangssignal mit dem größten verfügbaren Signal-Rauschabstand zur Auswertung geführt. Dazu sind die Signal-Rauschabstände aller Antennensignale miteinander zu vergleichen, was einen vollständigen Empfänger für jedes Antennensignal bedingt. Daher ist *Selection Diversity* nach *Maximal Ratio Combining* das mit dem größten Aufwand behaftete Verfahren.

²Der Begriff des Raumdiversity überschneidet sich mit der Verwendung desselben Begriffs auf der Sendeseite.

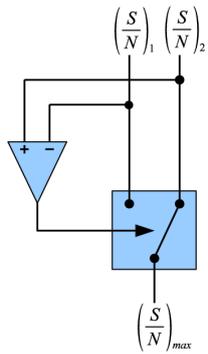


Abbildung 2.9:
Schematische
Darstellung des
Selection
Diversity-
Verfahrens

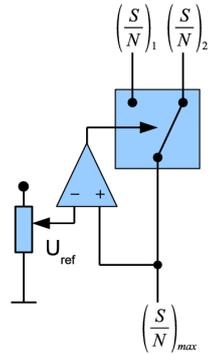


Abbildung 2.10:
Schematische
Darstellung des
Scanning
Diversity-
Verfahrens

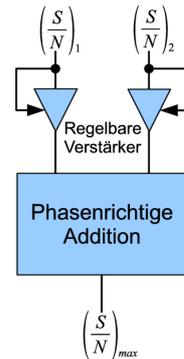


Abbildung 2.11:
Schematische
Darstellung des
Maximal Ratio
Combining
Diversity-
Verfahrens

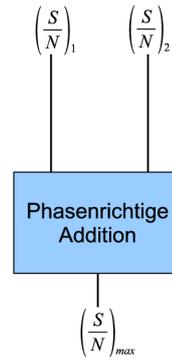


Abbildung 2.12:
Schematische
Darstellung des
Equal Gain
Diversity-
Verfahrens

Das *Scanning Diversity*-Verfahren

Unter Verwendung einer festlegbaren Pegelreferenz wird stets ein Empfangssignal mit einem die Referenz übersteigenden Pegel ausgewählt³. Fällt der Pegel des durchgeschalteten Antennensignals unter die Referenz, so wird dem Empfänger die nächste, das Pegelkriterium erfüllende, Antenne angeboten. Abbildung 2.10 verdeutlicht das Prinzip. In technisch fortgeschrittenen *Scanning Diversity*-Systemen finden neben dem Pegel auch weitere Kriterien Eingang in die Ermittlung des augenblicklich besten Antennensignals [26]. Zu einem bestimmten Zeitpunkt ist stets nur der Zustand eines einzelnen Kanals bekannt. Ausgehend von der Historie jedoch kann eine Abschätzung über den Zustand weiterer Kanäle erfolgen, um daraus eine intelligente Schaltentscheidung abzuleiten. Wesentlicher Vorteil eines *Scanning Diversity*-Systems ist das Vorhandensein lediglich eines einzigen Empfängers und eines HF-Kabels, welches die Antennenseite mit dem Empfänger verbindet.

Das *Maximal Ratio Combining Diversity*-Verfahren

Die zur Verfügung stehenden Antennensignale werden im Fall des *Maximal Ratio Combining Diversity* zur Wahrung eines optimalen Signal-Rauschabstands unabhängig voneinander verstärkt; das phasenrichtig addierte Summensignal wird zur Auswertung des Nutzanteils herangezogen. Zumeist findet die phasenrichtige Summation auf einer Zwischenfrequenz, im Basisband oder gar erst im Digitalbereich statt. Daher ist stets pro Antennenzweig ein Empfänger erforderlich. Oftmals folgt sogar erhöhter Aufwand hinab bis auf Ebene des Basisbands. Eine Darstellung des *Maximal Ratio Combining* für analoge Dienste ist beispielsweise [27] zu entnehmen; ebenda wird die Kombination eines *Maximal Ratio Combining* mit mehreren schaltbaren Antennensignalen für den FM-Rundfunk diskutiert.

³In der englischen Literatur wird auch von Switched Combining gesprochen.

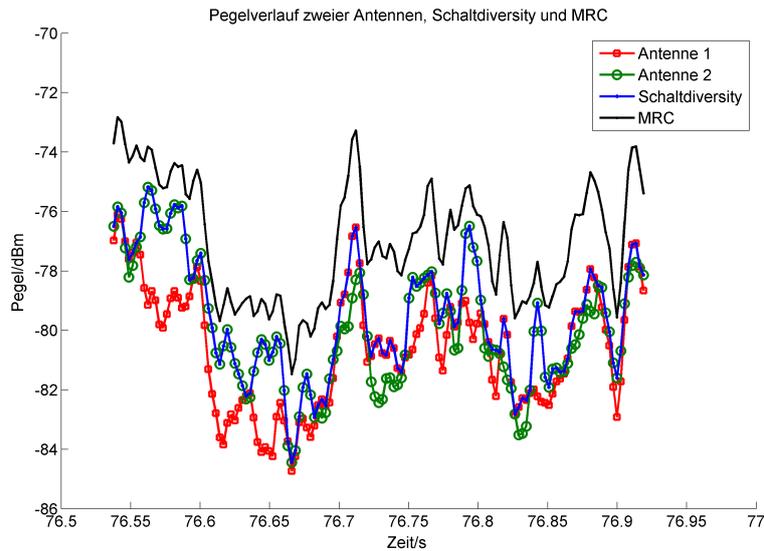


Abbildung 2.13: Verlauf des Pegels zweier Antennen (rot, grün); Simulation von Schalt- und MRC-Diversity

Das *Equal Gain Combining Diversity*-Verfahren

Bei der Anwendung dieses Diversityverfahrens erfolgt eine phasenrichtige Addition zweier Antennensignale. Hierdurch kann als Nutzsignal stets die Summe zweier Antennensignale angeboten werden. Die Empfangsverbesserung wird durch den angehobenen Pegel des summierten Antennensignals und die damit einhergehende Vergrößerung des Signal-Rauschabstands erreicht. Ein Vergleich mit dem *Maximal Ratio Combiner* zeigt, dass der *Equal Gain Combiner* die vereinfachte Variante hiervon darstellt, da die Möglichkeit der individuellen Gewichtung der einzelnen Signale entfällt. Daher werden auch Antennensignale mit geringem Signal-Rauschabstand in die Kombination einbezogen. Dies führt unter Umständen zum Gegenteil des gewünschten Effekts: Eine Verschlechterung des Gesamtsignals kann die Folge sein.

Zusammenfassung

Abbildung 2.13 zeigt die Pegelverläufe zweier aufgezeichneter Satellitenradiosignale. Wird ein ideales Schaltdiversity betrieben, so ergibt sich die Kurve, welche stets dem im Pegel größeren Einzelsignal folgt. Teils ist daher nur jenes Einzelsignal sichtbar, welches augenblicklich den geringeren Pegel aufweist; das stärkere Einzelsignal ist durch die Kurve des Schaltdiversity verdeckt. Oberhalb der Kurve für Schaltdiversity ist ein sich bei idealem *Maximal Ratio Combining Diversity* ergebender Pegelverlauf eingezeichnet. Alle weiteren *Diversity Combiner* bewegen sich bezogen sowohl auf das Ergebnis als auch den Aufwand zwischen diesen beiden Verfahren [12].

Unter Beachtung der Ausnahme des *Scanning Diversity* ist daher anzumerken, dass alle obenstehenden Verfahren das Vorhandensein unabhängiger, nahezu vollständiger Empfangszweige für jedes Antennensignal erfordern. Dies führt zu einem Mehraufwand bei der Implementierung und daher auch zu erhöhten Kosten. Am Beispiel des Rundfunkempfängers mit Diversityfunktion wirkt sich zusätzlich erschwerend aus, dass bis auf die Ausnahme des *Scanning Diversity* stets alle Antennensignale zum Rundfunkempfänger zu führen sind. Somit setzt im Falle der

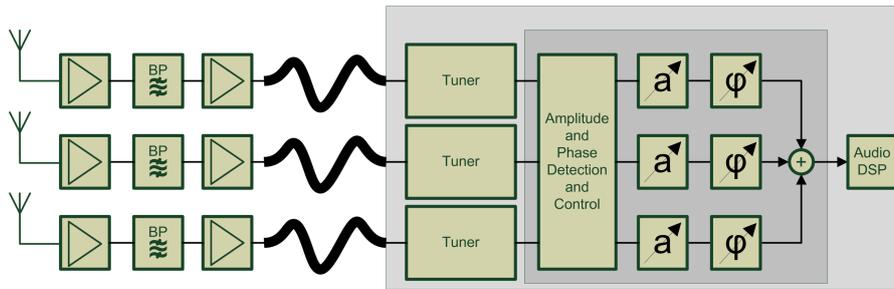


Abbildung 2.14: Schematische Darstellung eines MRC Diversitysystems [28]

Anwendung im Kraftfahrzeug die Mehrzahl der Verfahren, von *Scanning Diversity* abgesehen, eine Verlegung mehrerer HF-Kabel voraus.

Das Leistungsversprechen eines konventionellen *Maximal Ratio Combining Diversity*-Systems ist also verhältnismäßig teuer erkauft, während ein nicht optimiertes traditionelles *Scanning Diversity* hinsichtlich der Leistungsfähigkeit speziell im Fall digitaler Dienste nicht alle Wünsche abdeckt; durchgeführte Untersuchungen hierzu finden Raum im weiteren Verlauf der Arbeit. Aus dieser Problematik ergibt sich auch der Wunsch nach einer leistungsfähigen Diversityschaltung, welche die Nachteile eines geschalteten oder *Scanning Diversity*-Systems behebt und nahezu die Leistungsfähigkeit eines *Maximal Ratio Combining Diversity* bietet. Gleichzeitig soll der Aufwand geringer sein, als im Falle des traditionellen *Maximal Ratio Combiners* nach Abbildung 2.14. Dort gezeigt ist der hohe Aufwand dieses Combiners, welcher sich im Falle eines Diversitysystems mit drei Antennensignalen in drei Hochfrequenzkabeln zwischen Antennen und Rundfunkempfänger, drei Tunern, drei Dämpfungsgliedern und Phasenschiebern sowie einer aufwändigen Steuerungslogik zusammensetzt.

Aus dem Wunsch, diesen hohen Aufwand zu reduzieren und dennoch eine ähnlich gute Verbesserung des Empfangs zu erzielen, ist die Suche nach neuen Konzepten zur Verbesserung des Empfangs des mobilen digitalen Satellitenrundfunks motiviert. Ziel soll dabei sein, unter Abwägung des Aufwands wenn möglich eine dem MRC ähnliche Steigerung der Empfangsqualität zu bieten. Zwei mögliche Konzepte werden in späteren Teilen dieser Arbeit vorgestellt. Darauf aufbauend werden Schaltungsaufbauten beschrieben, welche im Rahmen dieser Arbeit zur Überprüfung der vorgestellten Systemkonzepte realisiert werden. Mit den beschriebenen Schaltungsaufbauten werden Untersuchungen zum Potential der Konzepte durchgeführt.

2.4.2 Schnell schaltendes Mehrantennendiversity für digitale Dienste

Bedingt durch die Natur der digitalen Übermittlung von Nutzdaten, ergeben sich bei der Realisierung von Antennendiversitysystemen für digitale Dienste neue Herausforderungen. Stellvertretend sei an dieser Stelle zunächst die Art der Modulation als zu berücksichtigender Faktor aufgeführt. Abbildung 2.15 zeigt mögliche Varianten einer QPSK-Modulation als Beispiel eines digitalen Modulationsverfahrens. Ersichtlich ist die Einteilung des komplexen Zustandsraumes in vier Sektoren von jeweils 90° Winkelabdeckung. Höherwertige Phasenmodulationen führen zu einer größeren Anzahl von Sektoren mit jeweils geringerer Winkelabdeckung; je kleiner die Phasendifferenz zwischen benachbarten Symbolen gewählt wird, desto höher ist die Anzahl möglicher gültiger Symbole bei gleichzeitig steigender Übertragungsgeschwindigkeit und sinkender Störfestigkeit unter der Bedingung gleichbleibender Bandbreite.

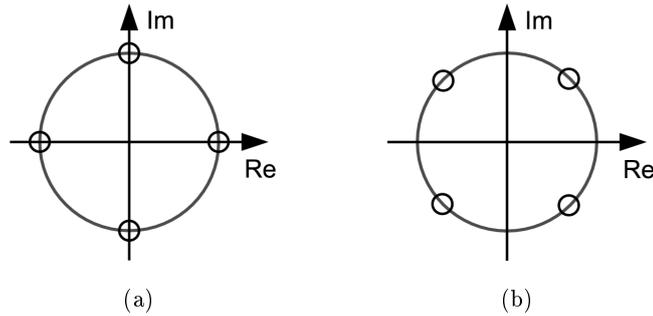


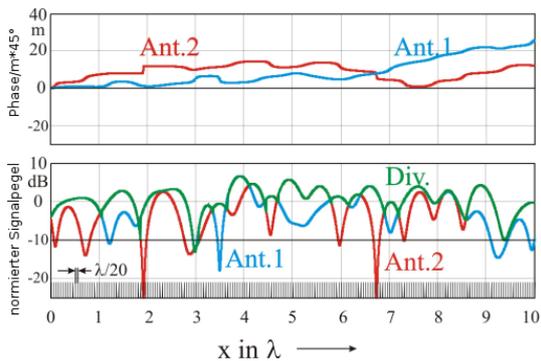
Abbildung 2.15: Beispiele für Konstellationsdiagramme bei Vierphasenumtastung (QPSK)

Liegen phasenmodulierte Sendesymbole vor, ist eine Phasenregelung im Empfänger vorzusehen, welche die zur Demodulation benötigte Phasenkohärenz zwischen Empfangs- und ursprünglichem Sendesignal gewährleistet. Mehrdeutigkeiten in den bekannten Phasenregelalgorithmen führen, hier am Beispiel der QPSK-Modulation, stets zu einer Unsicherheit von 90° bezüglich der absoluten Phasenlage des ursprünglichen Trägersignals [29]. Daher ist eine Übermittlung von Information zur Rekonstruktion der Phasenlage des Sendesignals in der Nutzinformation vonnöten.

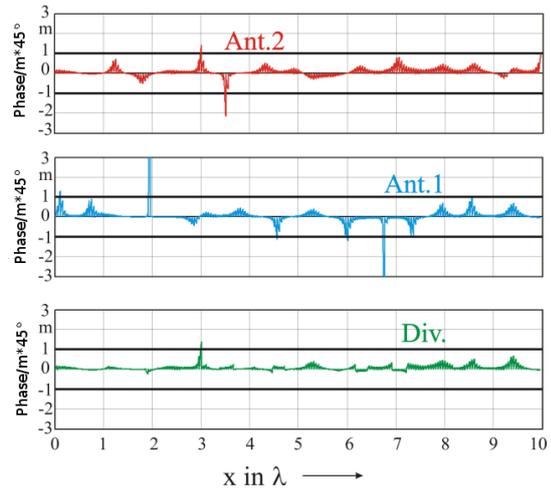
In Abbildung 2.16 sind Ergebnisse simulierter Phasen- und Pegelverläufe dargestellt, wie sie bei einem Satellitenrundfunksystem und schneller Fahrt in dicht belaubtem Gebiet ohne direkte Sichtverbindung zu den Satelliten auftreten [30]. Zunächst dargestellt in Abbildung 2.16a sind normierter Pegel und Phase zweier Einzelantennensignale. Angetragen ist ebenfalls der Pegelverlauf eines geschalteten Mehrantennendiversitysystems. Die Schwelle von -10 dB markiert in Übereinstimmung mit Abbildung 2.8 den Bereich, in welchem zwangsläufig Audioausfälle des Rundfunkempfängers aufgrund eines allzu schlechten Signal-Rauschabstands auftreten. Die Phase der Einzelantennensignale ist in Vielfachen von 45° angetragen. Ohne weitere Maßnahmen ergibt sich ein weitgehend kontinuierlicher Verlauf der Phase; die Demodulation dieser Signale ist nicht möglich, da keine Phasenkohärenz zwischen Sender und Empfänger herstellbar ist.

Für Pegel und Phase ist die Abszisse in Vielfachen der Wellenlänge gegeben. Markiert ist dort ein Abstand von $\lambda/20$. In ebendiesem Abstand wird für die folgenden Abbildungen ein Auftreten der Referenzphaseninformation angenommen. Der Rundfunkempfänger erhält also in diesem Abstand beispielsweise mittels der in Abbildung 2.6 als *TS* dargestellten Information eine Aussage bezüglich der absoluten Phasenlage der empfangenen Signale. Ein detaillierter Ausschnitt aus Abbildung 2.16a ist in Abbildung 2.16c zu finden. Im Bereich des Pegelminimums der zweiten Antenne (rot), ist ein Sprung in der Phase des Antennensignals zu beobachten. Dieser wird erst durch das nächste Auftreten der Referenzphaseninformation nach einer Weglänge von $\lambda/20$ korrigiert und auf die Nullphase zurückgeführt.

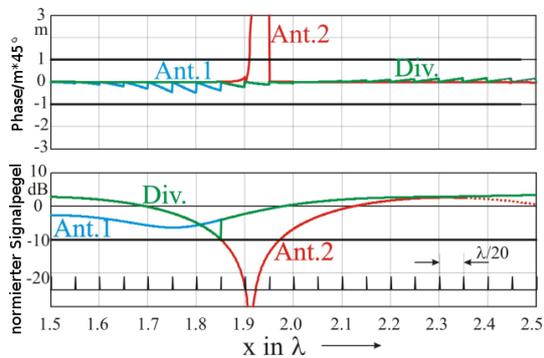
Abbildung 2.16b zeigt den Verlauf der Phasen von Einzelantennen- und Diversitysignalen bei regelmäßiger Übermittlung der Referenzphaseninformation. Mit dem Eintreffen der Referenzphaseninformation wird im Abstand von $\lambda/20$ die korrekte Phasenlage ermittelt. Die Umschaltung der Antennensignale ist an den Zeitpunkt der Übermittlung der Referenzphaseninformation gekoppelt. Im Falle der Einzelantennensignale ist offensichtlich, dass bei Vorliegen eines Einbruchs im Pegel unter die Rauschgrenze die Phase der Signale nicht zu ermitteln ist. Nach einem Pegel einbruch wird der Rundfunkempfänger eine beliebige Phase vorfinden. Über- oder



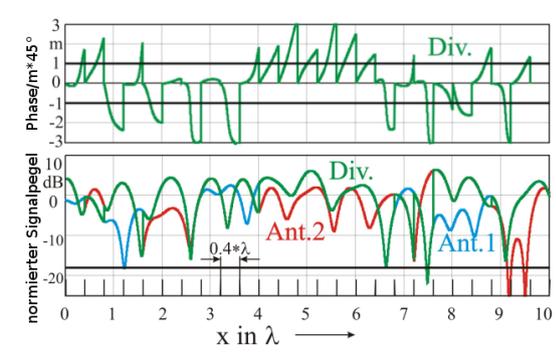
(a) Simulierter Verlauf von Pegel und Phase zweier Satellitenradiosignale



(b) Simulierter Verlauf der Phase zweier Einzelantennen- und eines Diversitysignals



(c) Simulierter Verlauf von Phase und Pegel zweier Einzelantennen- und eines Diversitysignals; Ausschnitt



(d) Simulierter Verlauf des Pegels zweier Einzelantennen- und eines Diversitysignals; Phasenverlauf des Diversitysignals bei verlangsamt erneuert der Referenzphase

Abbildung 2.16: Verlauf von Pegel und Phase bei Fahrt in komplexen Feldszenarien [30]

unterschreitet die Abweichung der Phase ein Vielfaches von 45° , so ist eine fehlerhafte Demodulation der empfangenen Signale die Folge. Bereits eine Annäherung an die Rauschgrenze führt zu einer erhöhten Unsicherheit bezüglich der ermittelten absoluten Phasenlage. Für den Fall des Phasenverlaufs des geschalteten Mehrantennendiversitysystems ist zunächst ersichtlich, dass weniger häufig eine Über- oder Unterschreitung der Sektorengrenzen bei Vielfachen von 45° stattfindet. Lediglich in Situationen, in welchen beide Einzelantennen einen kritischen Pegel aufweisen, verliert der Rundfunkempfänger trotz des Diversitysystems die Phasensynchronisationsmöglichkeit. Aufgrund der Verbesserung des mittleren Pegels und Signal-Rauschabstands mittels des Diversitysystems ist die Phasensynchronisation für den Rundfunkempfänger insgesamt leichter zu bewerkstelligen und eine Annäherung an die Sektorengrenzen erfolgt weniger häufig.

Wird hingegen ein weniger agiles geschaltetes Mehrantennendiversitysystem betrachtet, welches bedingt durch weniger häufige Aktualisierung der Referenzphaseninformation lediglich in Abständen von $0,4\lambda$ eine Prüfung der Empfangssituation vornimmt, so ergibt sich eine Situation nach Abbildung 2.16d. Bedingt durch die verlangsamte Prüfung der Empfangssituation gelingt es dem geschalteten Diversitysystem nicht, rechtzeitig auf sich verändernde Pegel der Antennensignale zu reagieren. Oftmals wird ein Pegel einbruch der momentan aufgeschalteten Antenne zwar festgestellt, jedoch nicht frühzeitig genug, um einen optimalen Empfang sicherstellen zu können. Die Aufschaltung der pegelstärkeren zweiten Antenne erfolgt erst zu einem Zeitpunkt, an welchem sich der Empfang der vorherigen ersten Antenne bereits deutlich verschlechtert hat. Deutlicher noch sind die Auswirkungen der verlangsamten Aktualisierung der Referenzphaseninformation. Bereits für den Fall der Einzelantenne ändert sich die Phase der übermittelten Signale zwischen den Aktualisierungen derselben zu schnell, als dass eine Überschreitung der Sektorengrenzen der Phasenmodulation vermieden werden könnte. Auch sind größere Phasensprünge bei Umschaltung zwischen den verfügbaren Antennensignalen festzustellen.

Deutlich erkennbar ist aus der vorliegenden Simulation daher die Notwendigkeit einer schnellen Reaktion auf sich ändernde Pegelverhältnisse. Bereits eine Reaktionsgeschwindigkeit in der Größenordnung von $\lambda/2 = 0,5\lambda$ ist somit als zu langsam zu erachten. Der Annahme, dass eine Schaltung der Antennensignale stets nur zum Zeitpunkt des Auftretens der Referenzphaseninformation im übermittelten Datenstrom erfolgen kann, ist zu einem späteren Zeitpunkt größere Aufmerksamkeit zu widmen; siehe hierzu auch Abschnitt 3.2.1.

3 Schnell schaltendes Mehrantennendiversitysystem für digitalen Satellitenrundfunk

Im Folgenden soll nun erstmalig ein schnell schaltendes Antennendiversitysystem für den digitalen Satellitenfunk vorgestellt werden. Das bereits in Abschnitt 2.4.1 kurz vorgestellte Prinzip des schnell schaltenden Mehrantennendiversitysystems wird hierbei im Hinblick auf die speziellen Anforderungen des mobilen digitalen Satellitenrundfunkempfangs hin untersucht. Für die Umsetzung des Prinzips werden insbesondere die spezifische Systemarchitektur des Radiobetreibers Sirius und dessen Empfängerarchitektur betrachtet.

3.1 Funktionsweise und Architektur eines schnell schaltenden Mehrantennendiversitysystems

Erläutert werden zunächst der grundlegende Aufbau und die Funktionsweise eines schnell schaltenden Mehrantennendiversitysystems. Der grundlegende Aufbau eines schnell schaltenden Mehrantennendiversitysystems folgt dem in Abbildung 3.1 dargestellten Prinzip. Zur Verdeutlichung wurde eine Anzahl von vier Antennen gewählt, jedoch ist jede Anzahl größer gleich zwei möglich. Im Regelfall liefern die an das Mehrantennensystem angeschlossenen Antennen bedingt durch allgemeine Gangunterschiede und Mehrwegeausbreitung Signale mit unterschiedlicher Trägerphase. Auf die Antennen A_1 bis A_4 folgt nun ein Umschalter. Das in diesem Umschalter gewählte Empfangssignal E_1 bis E_4 mit der zugehörigen Trägerphase Φ_1 bis Φ_4 wird an den Empfänger durchgereicht. Die Gewinnung der Pegelinformation kann beispielsweise auf analoge Art und Weise durch Gleichrichtung eines Wechselsignals auf der ZF-Ebene des Empfängers mit anschließender A/D-Umsetzung erfolgen. Die Stelle, an welcher die Gewinnung der Pegelinformation erfolgt und die Anzahl eingesetzter Detektoren mögen zunächst offenbleiben. Mit Kenntnis der Pegel der an den Antennen empfangenen Signale kann die Steuerung des Umschalters durch eine Prozessoreinheit erfolgen.

In Abbildung 3.1 deutet sich durch die unterschiedlichen Phasen der Antennensignale bereits die Problematik der Umschaltvorgänge bei phasensensitiven Systemen an. Wie in Abschnitt 3.2.1 gezeigt, ist es unbedingt erforderlich, die Umschaltvorgänge an die Signalstruktur des digitalen Rundfunksystems anzupassen, zu synchronisieren, und nicht zwingend notwendige Umschaltvorgänge zu vermeiden. Vorteilhaft ist wegen der benötigten Synchronisierungsinformation eine enge Verknüpfung der Prozessoreinheit des Diversitysystems mit dem bestehenden Rundfunkempfänger.

Zur Gewinnung der Pegelinformation, welche der Evaluierung der Antennensignale dient, kann eine unterschiedliche Anzahl von Pegeldetektionseinrichtungen verwendet werden. Einerseits besteht die Möglichkeit der parallelen Überwachung aller Antennenpegel, hierbei ist für jede Antenne ein zugehöriger Empfangspfad bis hin zu einem Pegeldetektor vorzuhalten. Zu jedem

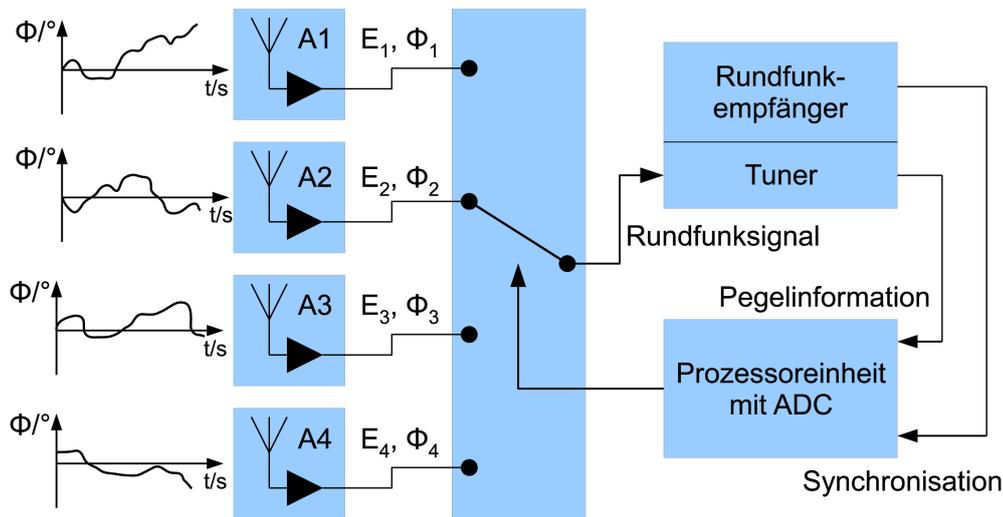


Abbildung 3.1: Blockschaltbild der Grundstruktur eines schnell schaltenden Mehrantennendiversitysystems

Zeitpunkt liegt dann die Pegelinformation aller Antennen vor. Nachteilig ist der erforderliche große technische Aufwand. Alternativ kann zur Reduktion des Aufwands ein einzelner Pegeldetektor eingesetzt werden, wobei zur Messung aller Antennenpegel ein sukzessives Umschalten der Signale an den Detektor erfolgt. Naturgemäß liegt daher nicht zu jedem Zeitpunkt die vollständige Information über alle Antennen vor. Unabhängig von der Anzahl der Pegeldetektionseinrichtungen ist die Frage des Abgriffs des zu bewertenden Signals zu beantworten. Zu betrachten ist beispielsweise der Frequenzbereich, mit welchem Selektion und Verstärkung zusammenhängen. Aufgrund der relativen Bandbreite gestaltet sich beispielsweise bei Verschiebung der Selektion in höhere Frequenzbereiche diese schwieriger. Vorteilhaft ist daher eine Selektion auf Ebene einer niedrigen Zwischenfrequenz.

Zur Pegeldetektion ist, wie bereits dargelegt, ein Teil der verfügbaren Signalleistung aus dem Antennen- oder Empfängerpfad auszukoppeln. Im Idealfall stört die Ermittlung des Pegels einer Antenne nicht den Empfang eines anderen, gerade zum Rundfunkempfänger durchgeschalteten, Antennensignals. Demzufolge setzt dies eine Mindestanzahl von zwei unabhängigen Empfangspfaden voraus, einen der Pegeldetektion dienenden und einen weiteren für den Empfang. Soll eine schnelle Reaktion des Diversitysystems auf sich verändernde Empfangsbedingungen gewährleistet sein, so ist wie bereits dargelegt eine hohe Wiederholrate der periodischen Pegelmessung Voraussetzung. Bei Betrachtung eines Systems, welches nur einen einzigen Empfängerpfad aufweist, darf zu diesem Zweck keine Wegschaltung des Signals vom Empfänger erfolgen, da dies eine unnötige Verschlechterung der Empfangsqualität bewirkt. Unter der Prämisse, den Empfang des an ein geschaltetes Mehrantennendiversitysystem angeschlossenen Radios nicht übermäßig zu beeinträchtigen, ist auch die Verweildauer auf weiteren zu prüfenden Antennen möglichst kurz zu halten.

Mit einem der oben vorgestellten Struktur entsprechenden Diversitysystem ist es nun möglich, dem Rundfunkempfänger einen optimierten Empfangspegel zu bieten. Veranschaulicht ist dies in Abbildung 3.2. Hierzu zeigt Abbildung 3.2 den Pegelverlauf zweier im Feld aufgenommener Einzelantennen. Die zur Simulation eines schnell schaltenden Mehrantennendiversitysystems verwendeten Daten der Einzelantennen wurden durch Aufzeichnung eines SDARS-Signals in Nordamerika gewonnen. Ein mit einer Aufzeichnungseinheit ausgestattetes Fahrzeug wurde dazu über eine sich unter dichtem Laub befindliche Teststrecke bewegt, siehe hierzu Kapitel 5.

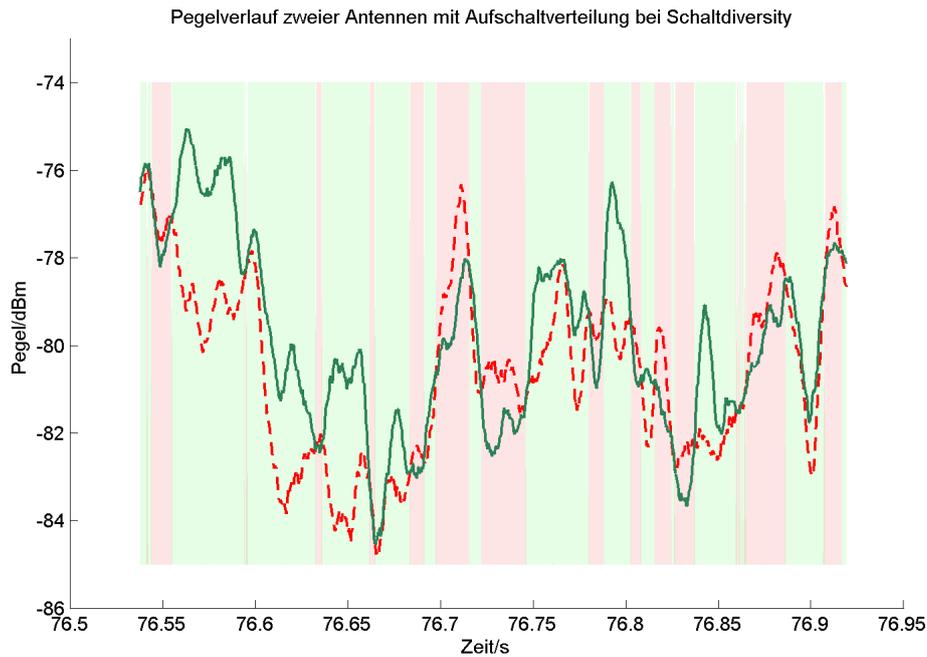


Abbildung 3.2: Darstellung der Pegelverläufe eines schnell schaltenden Mehrantennendiversitätssystems

Weisen die verfügbaren Antennen einen sehr ähnlichen Pegel auf, so führt dies in bestimmten Konstellationen, in Abbildung 3.2 zwischen 76,85 und 76,9 Sekunden ersichtlich, zu einer erhöhten Umschaltaktivität des schnell schaltenden Mehrantennendiversitätssystems. Aus der Hinterlegung ist dieser Sachverhalt zu erkennen. Bekannt aus dem Bereich des frequenzmodulierten Rundfunks ist, dass ein häufiges Umschalten zwischen verschiedenen Antennensignalen aufgrund von Phasen- oder Amplitudendifferenzen zu Störungen des Rundfunkempfangs führt [26]. Ähnliches wurde auch im Fall der digitalen Satellitenrundfunksysteme beobachtet.

Zusammenfassend ist bei der Wahl der technischen Umsetzung eines schnell schaltenden Mehrantennensystems folgenden Punkten Aufmerksamkeit zu widmen:

- Bandbreite der Nutzsignale und Zeitdauer für die Pegelmessung. Diese Aspekte bestimmen maßgeblich die Auswahl eines passenden Detektors.
- Frequenzebene der Nutzsignale für die Pegeldetektion. Soll die Detektion auf Ebene einer Zwischenfrequenz erfolgen, so ist ein Superheterprinzip einzusetzen.
- Relative Bandbreite der Nutzsignale. Das Verhältnis aus Bandbreite der Nutzsignale zur Mittenfrequenz derselben beeinflusst die Realisierung der Empfangsanlage und der darin eingesetzten Filter.
- Verfügbare Verstärkung bis zur Pegeldetektion. Die verfügbare Verstärkung bestimmt entscheidend den Auskoppelmechanismus und dessen Positionierung im Gesamtsystem.
- Verhältnis von Aufwand und Kosten zu Nutzen. Wie später darzulegen sein wird, steht der Aufwand bestimmter Gestaltungsformen in einem schlechten Verhältnis zu deren Nutzen.
- Beeinträchtigung des dem Empfänger bereitgestellten Signals durch die gewählte Realisierung.

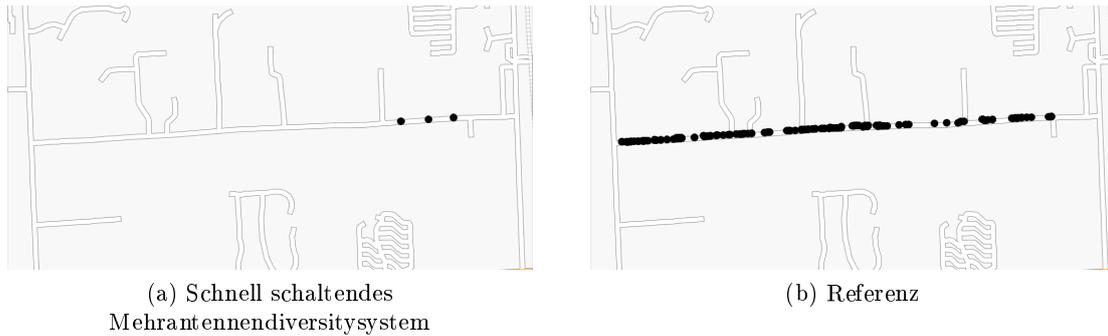


Abbildung 3.3: Audioausfälle während einer Testfahrt eines frühen Demonstrators des schnell schaltenden Mehrantennendiversitätssystems, vier Antennen

	Diversity	Einzelantenne
Verfügbarkeit	99,83 %	86,33 %
Ausfallzeit	1,0 s	80,4 s
Ausfallrate	0,17 %	13,67 %

Tabelle 3.1: Daten zu
Abbildung 3.3

- Verflechtung mit dem Rundfunkempfänger. Abhängig vom gewünschten Grad der Verflechtung mit dem Rundfunkempfänger können in selbigem Auskoppelpunkte zur Bereitstellung der für ein schnell schaltendes Mehrantennendiversitätssystem benötigten Signale nutzbar gemacht werden.
- Zeitpunkt der Umschaltvorgänge. Eine Umschaltung ist nicht zu jedem Zeitpunkt möglich.

Eine erste Abschätzung der mittels eines schnell schaltenden Mehrantennendiversitätssystems erzielbaren Empfangsverbesserung ist anhand Abbildung 3.3 möglich. Die Abbildung zeigt Audioausfälle während der Fahrt mit einem frühen Funktionsdemonstrator des schnell schaltenden Mehrantennendiversitätssystems (Abbildung 3.3a). Jeder der schwarzen Punkte steht für einen solchen Audioausfall. Demgegenüber steht eine im Anschluss an die erste Fahrt gemachte zweite Messung mit einem Einzelantennensystem unter ähnlichen Bedingungen (Abbildung 3.3b). Für beide Messungen wurde eine Dauer von über neun Minuten mit jeweils einem Satelliten gewählt. Insgesamt verfügt das schnell schaltende Mehrantennendiversitätssystem in diesem Fall über vier dislozierte handelsübliche Nachrüstantennen. Zu erkennen ist die deutliche Verringerung der Audioausfälle bei Verwendung des schnell schaltenden Mehrantennendiversitätssystems. Es ergibt sich eine Diversityeffizienz, siehe Kapitel 5, von $n = 3, 2$.

Abbildung 3.4 zeigt eine vergleichende Darstellung der Audioausgabe eines Satellitenrundfunkempfängers mit zwei unterschiedlichen, jedoch nacheinander auf der gleichen Fahrtstrecke gewonnenen, Einzelantennensignalen [31]. Darunter findet sich eine auf derselben Strecke mittels des frühen Funktionsdemonstrators des schnell schaltenden Mehrantennendiversitätssystems erzeugte Audiospur, welche sich bei Verwendung zweier Einzelantennensignale ergibt. Zu erkennen ist eine nahezu vollständige Ausgabe des Audiosignals bei Verwendung des schnell schaltenden Mehrantennendiversitätssystems. Die zuvor dargestellten mittels zweier Einzelantennenfahrten gewonnenen Audiosignale führen hingegen zu einem drastisch eingeschränkten

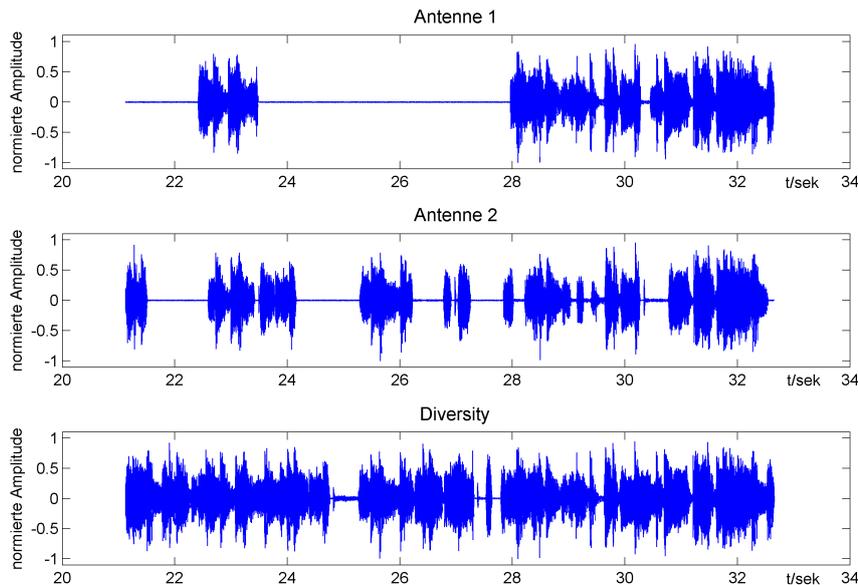


Abbildung 3.4: Audiospuren von Einzelantennen und schnell schaltendem Mehrantennendiversity

Höreindruck, da ohne das schnell schaltende Mehrantennendiversitysystem ein Empfang nur während der Hälfte der Fahrzeit möglich ist.

Die beiden oben vorgestellten Beispiele zeigen, dass das Prinzip des schnell schaltenden Mehrantennendiversitysystems für digitale Dienste in hohem Maße tauglich ist und eine genauere Untersuchung mit weiterentwickelten Demonstratoren rechtfertigt.

3.2 Besondere Herausforderungen des schnell schaltenden Mehrantennensystems bei digitalen Diensten

Die Mehrzahl der in dieser Arbeit dargelegten Untersuchungen, so auch die folgenden, wurde am Beispiel des SDAR-Systems des Betreibers Sirius durchgeführt. Abbildung 2.1 zeigt das zugeordnete Frequenzspektrum. Bedingt durch die digitale Natur des betrachteten Satellitenrundfunksystems und dessen Konzeption ergeben sich Einschränkungen bezüglich der Gestaltungsmöglichkeiten eines schnell schaltenden Mehrantennendiversitysystems. Gründe für diese Einschränkungen und die Lösung daraus resultierender Probleme sind Gegenstand der nun folgenden Betrachtungen.

3.2.1 Die Synchronisation des Diversityschaltvorgangs

Im Verlauf der dieser Arbeit zugrunde liegenden Untersuchungen war zunächst versucht worden, die Pegeloptimierung durch Umschaltvorgänge zwischen verfügbaren Antennen asynchron zu und unabhängig von der Struktur übermittelter Daten durchzuführen. Eine Empfangsverbesserung war trotz Anhebung des durchschnittlich verfügbaren Signalpegels durch das Mehrantennendiversitysystem nicht erkennbar. Festzustellen war hingegen in vielen Fällen eine

Verschlechterung des Rundfunkempfangs. Wesentliche Erkenntnisse wurden durch Offenlegung von Patentliteratur zugänglich; auf dieser Grundlage wurden weitere Untersuchungen durchgeführt¹. Erschwert wird der Nachweis einer möglichen Verbesserung durch die hohe Redundanz des gesendeten Signals in Kombination mit der digitalen Natur des Systems; es tritt daher kein weicher Übergang zwischen guten und schlechten Empfangssituationen auf, der Empfang ist entweder ungestört, oder es ist kein Audiosignal verfügbar.

Wie zuvor beschrieben, kommt der Wahl des Umschaltzeitpunkts zwischen verschiedenen Antennensignalen eine große Bedeutung zu. Dies beruht auf der Signalstruktur der übermittelten Daten und der benötigten Phasensynchronisation des Rundfunksystems. Deswegen soll zum besseren Verständnis hier zunächst ein Einblick in die dem Sirius-SDARS zugrunde liegende Signalstruktur gegeben werden. Für das Prinzip eines schnell schaltenden Mehrantennensystems sind Schritte, welche sich mit der Quellcodierung zu übertragender Audio- und sonstiger Daten befassen nicht von Bedeutung; daher werden sie an dieser Stelle nicht näher behandelt. Hingegen ist die Struktur des gesendeten digitalen Datenstroms von großem Interesse. Besonderes Augenmerk ist dabei auf die zur Demodulation benötigte eingebettete Referenzphaseninformation zu legen. Große Einbrüche im Pegel der empfangenen Signale führen zu einem Verlust der Phasensynchronisation des Empfängers. Die regelmäßige Auffrischung dieser Referenzphaseninformation muss daher die Synchronisationsverluste möglichst verhindern oder zumindest eine schnelle erneute Synchronisation ermöglichen.

Eine Möglichkeit zur Herstellung der Phasensynchronizität besteht in der regelmäßigen Übertragung von Bitfolgen, welche dem Empfänger bekannt sind. Unter Kenntnis einer solchen Bitfolge, auch *Training Sequence (TS)* genannt und in Form einer CAZAC-Bitfolge ausgeführt, soll gewährleistet werden, dass die Demodulation stets mit der korrekten Trägerphase erfolgt [32].

In engem Zusammenhang mit der Übermittlung der Referenzphaseninformation steht die Struktur des SDARS-Sendesignals des Betreibers Sirius. Die Überlegungen zur Wahl eines geeigneten Schaltzeitpunkts sowie die Auswahl der für Pegelmessungen geeigneten Zeiten setzen eine Kenntnis der logischen Signalstruktur voraus. Diese besteht zunächst aus verschiedenen Verkehrskanälen, sogenannten *Traffic Channels* [33]:

- *Programmkanäle, Program Channels*
Die Programmkanäle setzen sich aus bereits nach PAC-Verfahren behandelten Musik- und Sprachkanälen sowie reinen Datenkanälen zusammen. Sie tragen die eigentliche, von einem Nutzer gewünschte Information, beispielsweise einen Audiodatenstrom.
- *Cluster Control Information Channel, CC*
Der *Cluster Control Information Channel* beinhaltet Information, welche die Struktur eines *Cluster* beschreibt. Unter anderem wird einem Empfänger durch die *Cluster Control Information* mitgeteilt, aus welcher Anzahl von kleineren Datenblöcken ein Programmkanal besteht und an welchen Stellen des Datenmultiplex sich diese befinden.
- *Global Control Information Channel, GC*
Um die Struktur eines Übertragungsrahmens, auch *Transmission Frame*, zu beschreiben, wird die hierfür notwendige Information im *Global Control Information Channel* übermittelt. Die übermittelte Information umfasst beispielsweise die Anzahl der aktiven

¹Sowohl das Sirius-SDARS, als auch jenes nach dem XM-Standard, beruhen auf nicht offengelegten firmenspezifischen und proprietären Standards. Quelle der nachfolgenden Ausführungen ist daher die veröffentlichte Patentliteratur.

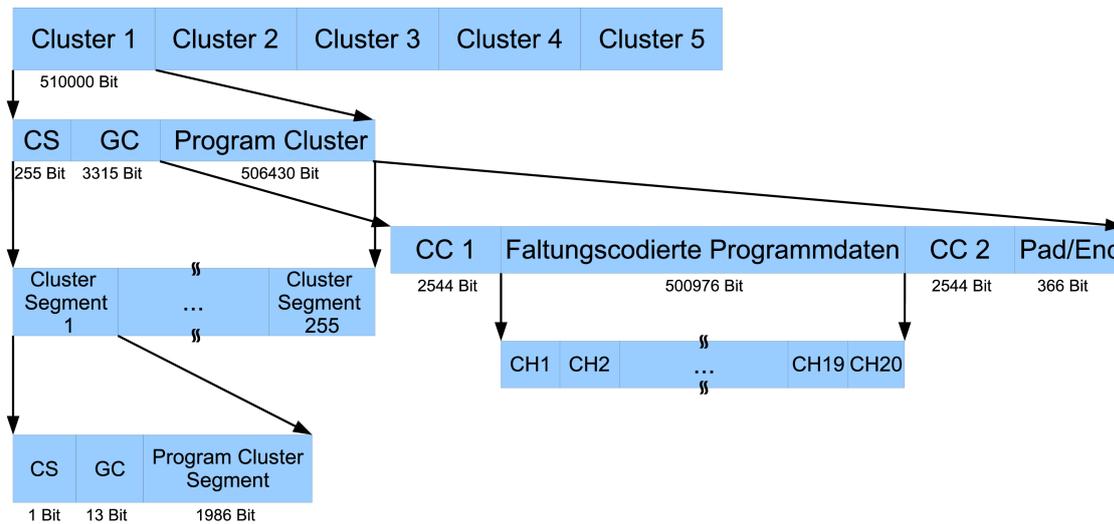


Abbildung 3.5: Darstellung der Clusterstruktur [23]

Programme, Informationen für Zugriffskontrollverfahren und Kodierung sowie Art des Fehlerschutzes der gesendeten Daten.

- *Synchronization Channel, CS*
Durch den *Synchronization Channel* kann eine zeitliche Synchronisierung der am Empfänger eintreffenden Datenströme gewährleistet werden; im vorliegenden Fall beispielsweise der auf verschiedenen Frequenzen übertragenen Information.
- *Cluster Encryption Synchronization Channel*: Übertragung zur Entschlüsselung der gesendeten Daten benötigter Information.

Die zu übertragenden Daten werden nach einem vorgegebenen Schema verschachtelt [23]. Anhand Abbildung 3.5 soll die Verschachtelung der Daten kurz nachvollzogen werden. Der Oberbegriff des *Cluster* beschreibt eine Gruppe von Daten, die zur Übertragung zusammengefasst werden. Der gesamte Datenstrom des Sirius-SDARS besteht aus fünf *Clusters*. Zusammengesetzt ist ein solcher *Cluster* aus Daten des *Synchronization Channel (CS)*, des *Global Control Channel (GC)* und einem *Program Cluster*. Ein *Program Cluster* wiederum setzt sich aus codierten Audioprogrammen und sonstigen Nutzdaten, sowie zur korrekten Auswahl derselben benötigter Zusatzinformation, der *Cluster Control Information (CC)*, Verschlüsselungsdaten und, sofern benötigt, Füllbits zusammen. Durch die Nutzung von Füllbits wird eine konstante und identische Länge aller *Cluster* eins bis fünf erzielt. Bemerkenswert an der Struktur des *Program Cluster* ist das zweifache Auftreten der *Cluster Control Information*. Diese ist aufgrund ihrer Wichtigkeit identisch in doppelter Ausführung vorhanden [34].

Zur Minderung der Einflüsse von Bündelfehlern erfolgt eine Trennung logisch zusammengehöriger Daten. Jeder der *Cluster* eins bis fünf wird in 255 Abschnitte, *Cluster Segments* genannt, unterteilt. Ein solches *Cluster Segment* besteht nun aus einem Bit des *Synchronization Channel*, 13 Bit der *Global Control Information* und einem *Program Cluster Segment*. Das *Program Cluster Segment* stellt einen Ausschnitt aus den Daten des *Program Cluster* dar. Nach Abbildung 3.6 wird zur Übertragung einem jeden *Cluster Segment* die *Training Sequence* vorangestellt. Mit der bekannten Bitrate² des Sirius-SDARS und der Länge eines *Transmission Frame* von

²Siehe Seite 18.

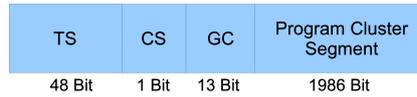


Abbildung 3.6: Darstellung eines *Transmission Frame* [23]

$L_{TF} = 2048$ Bit ergibt sich daher die für dessen Übertragung benötigte Zeitdauer zu

$$T_{TF} = \frac{L_{TF}}{R_{b, System}} = \frac{2048 \text{ Bit}}{7,5168 \text{ MBit/s}} \approx 273 \mu\text{s}. \quad (3.1)$$

Die in der *Training Sequence* enthaltene Referenzphaseninformation wird daher in einem zeitlichen Raster von $273 \mu\text{s}$ übermittelt.

Aufgrund der vorstehenden Erklärungen zur Struktur der gesendeten Daten ergeben sich nun für die Anwendung eines Diversitysystems folgende Schlüsse:

- Eine Beeinträchtigung der *Training Sequence* durch Einflüsse des Diversitysystems ist unter allen Umständen zu vermeiden. Dies ist durch die Wichtigkeit derselben für die bei Verwendung einer Phasenmodulation erforderliche Trägerphasensynchronisation begründet. Können die gesendeten Daten nicht demoduliert werden, so ist die korrekte Funktion nachfolgender Systembausteine ausgeschlossen.
- Soweit möglich sollte die *Cluster Control Information* ebenfalls keine Beeinträchtigung erfahren; ohne diese ist eine Rückgewinnung und Wiedergabe der Audiodaten nicht zu bewerkstelligen. Über eine Verteilung der *Cluster Control Information* innerhalb der *Cluster Segments* kann aus der Quellenliteratur keine Aussage gewonnen werden. Daher ist die Anwendbarkeit dieser Schlussfolgerung in der Praxis eingeschränkt. Sollte durch Aktionen des Diversitysystems eine Beeinträchtigung der *Cluster Control Information* stattfinden, so wirkt diese sich aufgrund der Doppelung der enthaltenen Information innerhalb des *Cluster* dennoch nicht allzu stark aus.
- Die Anteile der *Global Control Information* sind stark geschützt und verteilt, daher ist ihnen eine hohe Wichtigkeit für die korrekte Funktion des SDARS zuzuschreiben. Ihre eindeutige Lage innerhalb der übertragenen Daten erleichtert die Vermeidung von Beeinträchtigungen durch Antennenumschaltungen und Pegelmessungen im Diversitysystem.
- Auch die Information des *Synchronization Channel* ist zwar nicht direkt für die Demodulation jedoch für die Decodierung der Nutzdaten von Bedeutung. Wird die Information des *Synchronization Channel* beschädigt, kann keine zeitliche Synchronisation der über die unterschiedlichen Frequenzbänder übermittelten Daten mehr erfolgen.
- Der *Cluster Encryption Synchronization Channel* sollte nicht beeinträchtigt werden³.

Für die Realisierung eines schnell schaltenden Mehrantennendiversitysystems führen die oben gegebenen Punkte je nach Ausführungsform des Diversitysystems zu Einschränkungen hinsichtlich der Gestaltungsfreiheit. Wird für jede Antenne auch ein Detektionskanal vorgehalten, so kann eine Prüfung aller Antennenpegel zu jedem beliebigen Zeitpunkt erfolgen. Eingeschränkt ist lediglich die Wahl des Umschaltzeitpunkts. Liegt eine vom eigentlichen Empfangskanal unabhängige Pegelprüfmöglichkeit vor, so kann noch immer eine sequentielle Pegelmessung der

³Wie bereits zuvor beschrieben sind nur wenige Erkenntnisse über diesen Verkehrskanal bekannt. Da jedoch eine fast vollständige Verschlüsselung der übertragenen Nutzinhalt eines Clusters, für deren Entschlüsselung die in diesem Verkehrskanal enthaltene Information vonnöten ist, vorausgesetzt werden kann, sollte diese Information ebenfalls nicht beeinträchtigt werden.

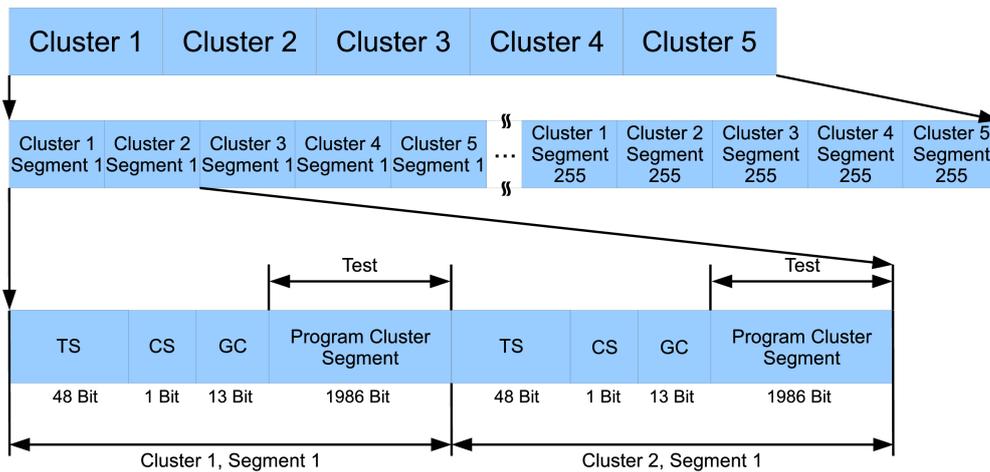


Abbildung 3.7: Darstellung der möglichen Testzeiträume weiterer Antennen in der Abfolge mehrerer *Transmission Frames*

augenblicklich nicht aufgeschalteten Antennen durchgeführt werden. Eine Beeinträchtigung des momentan aufgeschalteten Nutzsignals ist nicht gegeben. Auch hier gilt jedoch, dass eine Umschaltung unter Beachtung der Phasensynchronisationsinformation zu erfolgen hat. Ist nur ein Empfangskanal vorhanden, in welchem auch die Pegeldetektion durchgeführt wird, so kann die Prüfung der Antennenpegel nicht zu frei wählbaren Zeiten erfolgen, da wichtige Nutzinformation gestört würde. Gleiches gilt für den Zeitpunkt der Umschaltung von Antennensignalen.

Im Folgenden soll ein schnell schaltendes Mehrantennendiversitätssystem mit Detektion im Empfangspfad betrachtet werden; es existiert somit nicht die Möglichkeit der gleichzeitigen Pegelmessung mehrerer unabhängiger Antennensignale. Um wichtige Systeminformation nicht zu beschädigen, ergibt sich aus den aufgezeigten Punkten daher die Forderung, die Pegelprüfung der Antennensignale, welche einem schnell schaltenden Mehrantennendiversitätssystem zur Verfügung stehen, auf bestimmte Zeiten zu beschränken. Für die Gewinnung der Pegelinformation anderer Antennen verbleibt daher lediglich die Zeit zwischen den Blöcken der *Global Control Information* und *Training Sequence* gemäß Abbildung 3.7. Bedingt durch die Wahl dieses Zeitraums erfolgt eine Störung der übertragenen Audiodaten sowie vermutlich auch der zugehörigen *Cluster Control Information*. Da jedoch die einem *Program Channel* zugehörigen Daten sich lediglich auf einen *Cluster* beschränken, verringert sich die Wahrscheinlichkeit, stets den augenblicklich gehörten Programmkanal durch die Pegelmessung weiterer Antennen zu stören.

Liegen die Erkenntnisse über den momentanen Zustand weiterer Antennen vor, so ist daraus eine Schaltentscheidung abzuleiten. Diese kann auch ein Verweilen auf der aktuellen Antenne einschließen. Für den Fall aber, dass die aktuelle Antenne zu verlassen ist, muss dies zu einem Zeitpunkt geschehen, welcher ebenfalls eine geringstmögliche Beeinträchtigung des Nutzdatenstroms mit sich bringt. Aufgrund weitgehender Dekorrelation verfügbarer Antennensignale wird ein Verlassen der momentan dem Empfänger zur Verfügung gestellten Antenne einen Phasensprung im Empfangssignal verursachen. Arbeitet die Antennenumschaltung unabhängig von einem Empfänger, hat die Antennenumschalteneinrichtung keine Kenntnis von der Datenstruktur: Im zugehörigen Empfänger liegt in diesem Fall keine Kenntnis über den Vorgang des Antennenwechsels und die mögliche Phasenänderung vor. Daher wird im Empfänger die nun zur Demodulation benötigte neue Phase erst bei Auftreten der nächsten *Training Sequence* erkannt. Alle seit dem unsynchronisierten Antennenwechsel demodulierten Daten werden deshalb mit hoher Wahrscheinlichkeit fehlerhaft sein. Ein solcher ungünstiger Fall ist in Abbildung 3.8

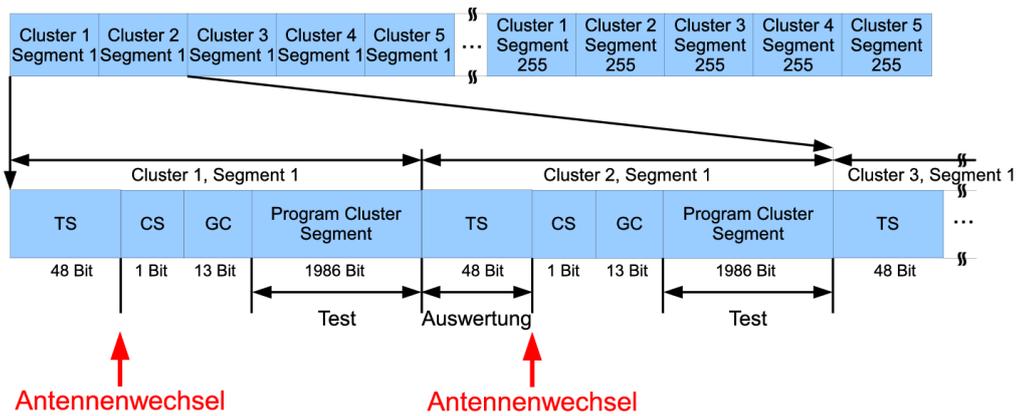


Abbildung 3.8: Darstellung eines nicht optimalen Umschaltzeitpunkts in der Abfolge mehrerer *Transmission Frames*

dargestellt.

Für die weitere Erläuterung eines fehlerhaften Ablaufs sei vorausgesetzt, dass die dem Empfänger momentan aufgeschaltete Antenne einen Einbruch im Pegel aufweist und unterhalb einer festgelegten Pegelschwelle liegt. Durch die periodische Pegelmessung dieser Antenne ist das Diversitysystem hierüber in Kenntnis. Daher wird eine Messung der Empfangspegel verfügbarer Antennen angestoßen. Die Messung erfolgt in dem mit „Test“ bezeichneten Zeitraum während der Übertragung des *Program Cluster Segment*. Zwecks Bestimmung der nächsten aufzuschaltenden Antenne beginnt das Diversitysystem nach erfolgter Pegelmessung der Antennen mit einer Auswertung der Antennenpegel. Der hierfür benötigte Zeitraum falle in den mit „Auswertung“ bezeichneten Bereich des Datenstroms, in diesem Fall die *Training Sequence*. Erfolgt eine Umschaltung von der bisherigen Antenne weg, hin zu einer neuen Antenne, welche einen größeren Pegel aufweist, so kann dies erst nach Abschluss der Auswertung geschehen. Der Umschaltzeitpunkt fällt somit beispielsweise an das Ende der *Training Sequence* von *Cluster 2, Segment 1*. Alle bis zur *Training Sequence* des *Cluster 3, Segment 1* empfangenen Daten werden daher mit hoher Wahrscheinlichkeit fehlerhaft demoduliert. Erfolgt gar ein weiterer Umschaltvorgang nach der *Training Sequence* des *Cluster 3, Segment 1*, so sind auch die hierauf folgenden Daten unbrauchbar. In schwierigen Feldszenarien, welche eine große Umschalthäufigkeit mit sich bringen, schadet aufgrund der fehlerhaften Synchronisation, wie noch gezeigt wird, die Schaltaktivität des Diversitysystems somit mehr, als sie Nutzen erbringt.

Aufgrund der Wichtigkeit der *Training Sequence* für die Demodulation des Datenstroms sollte ein Umschaltvorgang zwischen Antennen deshalb stets kurz vor dem Auftreten der *Training Sequence* im gesendeten Datenstrom erfolgen. Eine Darstellung dieses gut gewählten Umschaltzeitpunkts ist Abbildung 3.9 zu entnehmen.

Um die stets richtige Wahl des Umschaltzeitpunkts zu gewährleisten, muss das schnell schaltende Diversitysystem daher mit dem Empfänger synchronisiert werden. Eine bloße Einhaltung des Takts der *Transmission Frames* ist nicht ausreichend, da hierdurch die Möglichkeit des Auftretens eines Versatzes zwischen dem gesendeten Datenstrom und der Schaltaktivität des Diversitysystems nicht ausgeschlossen werden kann. Durch die Demodulation und weitere digitale Verarbeitungsschritte tritt eine Verzögerung zwischen dem Eintreffen der Synchronisierungsinformation an der Antennenschnittstelle und Ausgabe derselben auf. Bei der Synchronisierung der Schaltaktivität des Diversitysystems ist dies in die Betrachtung miteinzubeziehen. Abbildung 3.10 zeigt schematisch das Auftreten der modulierten *Training Sequence* im Anten-

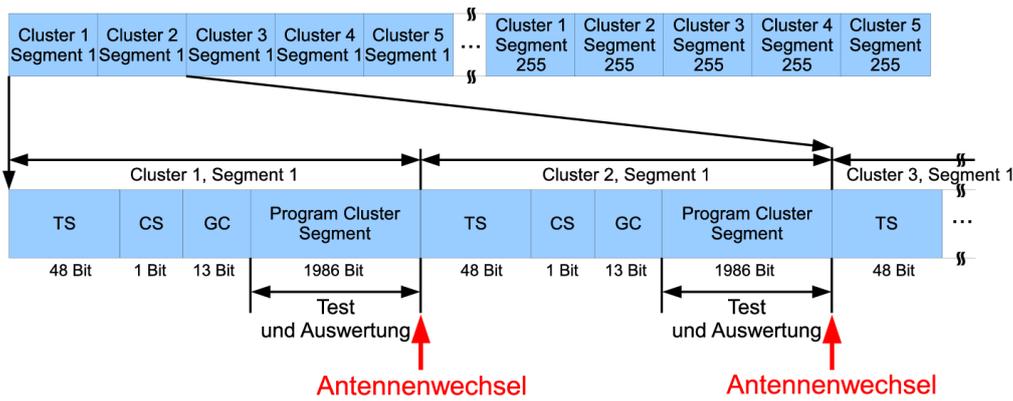


Abbildung 3.9: Darstellung eines optimalen Umschaltzeitpunkts in der Abfolge mehrerer *Transmission Frames*

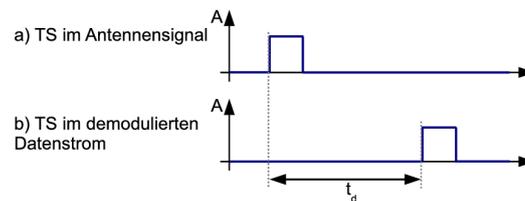


Abbildung 3.10: Verschiebung t_d zwischen *TS* im Antennensignal und in den demodulierten Daten

nensignal gemäß 3.10 a). Bedingt durch die Demodulation und weitere Verarbeitung entsteht eine Verzögerung t_d bis zum Auftreten eines Synchronisierungspulses nach 3.10 b), welcher das Auftreten der *Training Sequence* anzeigt. Daher gilt für die Wahl des optimalen Zeitpunkts Δt der Umschaltung:

$$\Delta t = T_{TF} - t_d = 273 \mu\text{s} - t_d. \quad (3.2)$$

Die Rückgewinnung der Synchronisierungsinformation, welche das Auftreten der *Training Sequence* im modulierten Datenstrom indiziert, soll beispielsweise anhand des in Abbildung 3.11 gezeigten Blockschaltbilds erfolgen. Nach dem Empfang der Daten im S-Band durch die Antenne erfolgt eine Selektion und Umsetzung durch den Tuner auf eine gewählte Zwischenfrequenz. Mittels Analog-Digital-Umsetzern (ADC) werden die analogen Zwischenfrequenzsignale digitalisiert. Daraufhin erfolgt eine Demodulation der Daten getrennt nach einzelnen Frequenzbändern. In dem mit „Sync ReGen“ bezeichneten Block wird die Erkennung der *Training Sequence* innerhalb der demodulierten Daten durchgeführt. Bei Erkennung der *Training Sequence* wird ein Synchronisierungssignal generiert.

Ausgewählte Ergebnisse der Untersuchungen zur Wahl des Umschaltzeitpunkts sollen nun dargestellt und erläutert werden. Anhand der Ergebnisse, die mit dem realisierten schnell schaltenden Mehrantennendiversitysystem erzielt wurden, ist ersichtlich, dass die zuvor angestellten Überlegungen zutreffen.

Zur Ermittlung der Einflüsse häufiger Wechsel zwischen phasenverschobenen Antennensignalen wird nun zu jedem dritten Synchronisierungsimpuls umgeschaltet. Somit wird nach jeweils drei *Transmission Frames* eine Umschaltung des Antennensignals vorgenommen. Umgeschaltet wird zwischen zwei um über 90° phasenverschobenen Antennensignalen, welche mittels

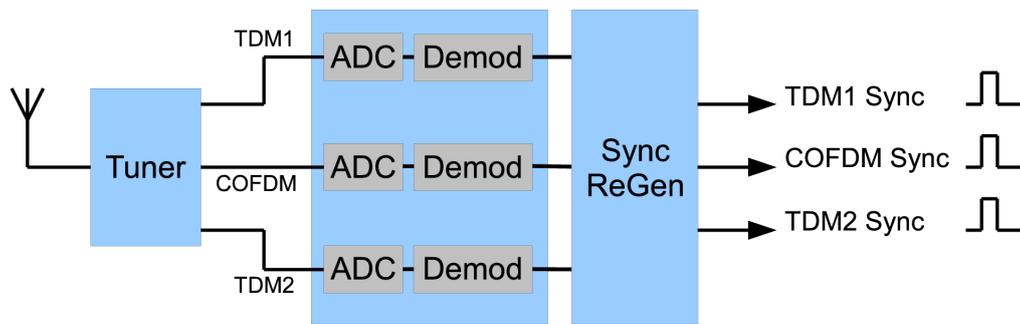


Abbildung 3.11: Rückgewinnung der Synchronisierungsinformation aus dem Antennensignal

eines Signalgenerators simuliert werden. Im Fall des stationären Empfangs ohne Umschaltvorgänge ist der Pegel beider Antennensignale bei Verwendung eines handelsüblichen SDARS-Rundfunkempfängers für einen Empfang ohne Bitfehler ausreichend. Dabei liegt die Wahl einer Phasendifferenz von über 90° in der Natur der in den SDARS eingesetzten Phasenmodulation QPSK begründet. Abbildung 2.15 verdeutlicht die Unterteilung des Konstellationsdiagrammes in vier, jeweils 90° Winkelabdeckung umfassende, Sektoren. Ausgehend von einer korrekten Demodulation des vor dem Umschalten vorhandenen Antennensignals führt ein Sprung der Phase eines Antennensignals von über 90° zu einem Quadrantenwechsel. Erfolgt dieser jedoch ohne Berücksichtigung der Referenzphaseninformation, welche durch eine *Training Sequence* übermittelt wird, so liegt im Rundfunkempfänger keine Kenntnis hinsichtlich der Veränderung vor. Nach Abbildung 3.12 werden sämtliche, ab dem Umschaltvorgang zu einer anderen Antenne bis zum erneuten Auftreten der *Training Sequence* hin übermittelten Daten, daher falsch demoduliert. Die alleinige Regelung der Trägerphase des Antennensignals mittels einer PLL kann den Quadrantenwechsel aufgrund inhärenter Mehrdeutigkeit nicht verhindern.

Deutlich wird in Abbildung 3.13 die starke Abhängigkeit der Bitfehlerrate von der gewählten Verschiebung zwischen dem den Beginn der rückgewonnenen *Training Sequence* anzeigenden Impuls und dem Antennenumschaltzeitpunkt. Abbildung 3.13 zeigt hierzu lediglich den relevanten zeitlichen Ausschnitt der Struktur eines *Transmission Frame*. Ein ausgeprägtes Minimum der gemessenen Bitfehlerrate kennzeichnet die korrekte Zeitdauer der Verschiebung. Bei ausreichend feiner zeitlicher Auflösungsmöglichkeit der Verschiebungsdauer kann somit annähernd auf das entsprechende Anfangssymbol der *Training Sequence* hin zwischen verfügbaren Antennen geschaltet werden. An der x-Achse der Grafik sind gewählte Verschiebungen Δt zwischen Auftreten der Synchronisierungspulse nach deren Rückgewinnung und dem Zeitpunkt der Antennenumschaltung angetragen. Es ergibt sich daher entsprechend Abbildung 3.12 ein Zeitraum nach der Umschaltung, welcher aufgrund fehlender Phasensynchronisation zu fehlerhaft demodulierten Nutzdaten führt. Erkennbar wird in Abbildung 3.13 anhand der Lage des ermittelten Minimums der Bitfehlerrate bei der obigen Verschiebung, dass eine Kompensation für die durch Filterung und Demodulation erzeugte Laufzeit der Referenzphaseninformation bis zur Erzeugung des Synchronisationspulses zu erfolgen hat. Nur an der Position des sichtbaren Minimums bei $\Delta t = 195 \mu\text{s}$ entspricht die Verschiebung also der Forderung aus Gleichung 3.2.

Wie aus den voranstehenden Ausführungen hervorgeht, ist ein schnell schaltendes Mehrantennendiversitysystem nur unter Kenntnis und Berücksichtigung der Spezifika des zugrunde liegenden digitalen Rundfunksystems zu gestalten. Ist die Kenntnis der Signalstruktur eingeschränkt, wird eine Realisierung im Sinne der Empfangsverbesserung wenn nicht zum Scheitern verurteilt, so zumindest doch in erheblichem Umfang erschwert.

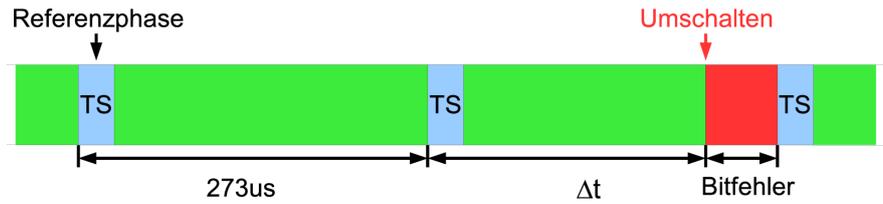


Abbildung 3.12: Erzeugung von Bitfehlern durch falsch gewählten Zeitpunkt der Umschaltung zwischen Antennensignalen

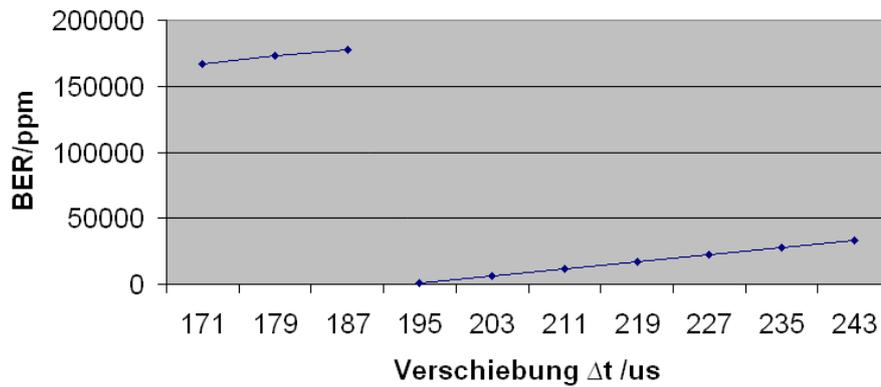


Abbildung 3.13: Ermittelter Verlauf der Bitfehlerrate bei Verschiebung des Umschaltzeitpunkts (Ausschnitt)

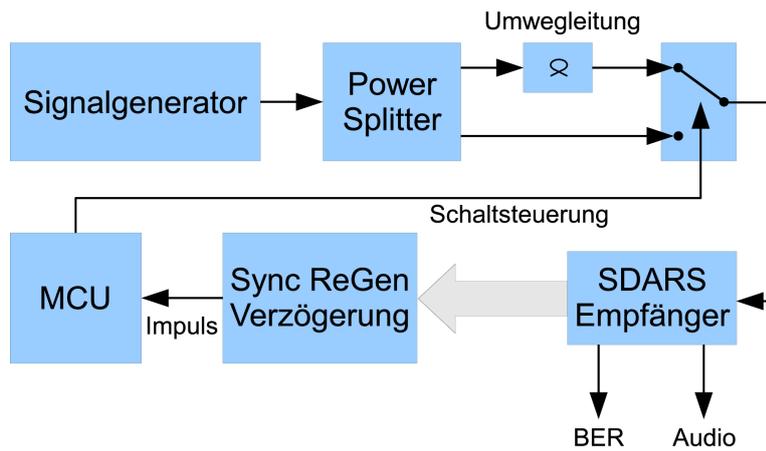


Abbildung 3.14: Schematische Darstellung des Umschaltens zwischen phasenverschobenen Antennensignalen

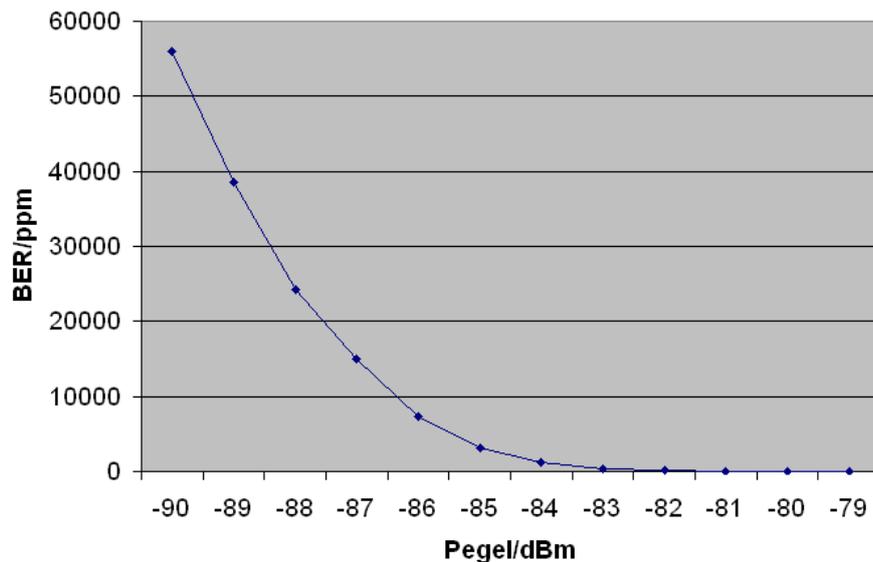


Abbildung 3.15: Ermittelter Verlauf der Bitfehlerrate in Abhängigkeit des Eingangspegels eines SDARS-Empfängers

3.2.2 Störungen des Rundfunksignals durch Pegelmessvorgänge

In Abhängigkeit des Eingangspegels am Rundfunkempfänger verändert sich die gemessene Bitfehlerrate. Am Beispiel eines aktuellen Rundfunkempfängers verhält sich diese entsprechend Abbildung 3.15. Für diese Messung wurden wiederum simulierte Rundfunksignale verwendet, welche durch das Diversitysystem bei permanenter Aufschaltung einer Einzelantenne dem Empfänger zugeführt wurden. Ausgehend vom Verlauf dieser Kurve soll nun der Einfluss verschiedener Antennentestvorgänge verdeutlicht werden.

Dargestellt in Abbildung 3.16 findet sich die ermittelte Bitfehlerrate in Abhängigkeit der Prüfdauer weiterer Antennen. Ermittelt wurde der Verlauf der Bitfehlerrate in einem schnell schaltenden Mehrantennensystem mit vier Antennensignalen. Die Prüfung der Signalpegel aller verfügbaren Antennen wurde dabei in jedem *Transmission Frame* vorgenommen. In Abbildung 3.17 ist der für die Untersuchung verwendete Aufbau dargestellt. Ein ungestörtes Antennensignal wird für die Dauer der Prüfvorgänge durch Umschaltvorgänge zu weiteren Antennensignalen unterbrochen. Die Unterbrechung des ungestörten Signals durch Umschalten auf nicht beschaltete weitere Antennensignale zu Pegelmesszwecken entspricht näherungsweise einer temporären Aufschaltung eines vollständig dekorrelierten Antennensignals. Die Dekorrelation der Signale führt bei einem temporären Umschalten zu einem vollständigen Verlust während der Dauer der Aufschaltung im Signal enthaltener Information aufgrund fehlender Phasensynchronisation. Es bestätigt sich ein linearer Verlauf der Abhängigkeit zwischen Dauer der Umschaltung zum Test des Pegels der Antennen und der Bitfehlerrate. Wünschenswert ist nun eine möglichst geringe Störung des eigentlichen Empfangssignals durch die Messung des Pegels weiterer Antennensignale. Als wichtige Forderung für die Auslegung der Pegelmessvorrichtung ist daher eine möglichst geringe Dauer der Messzeit festzuhalten.

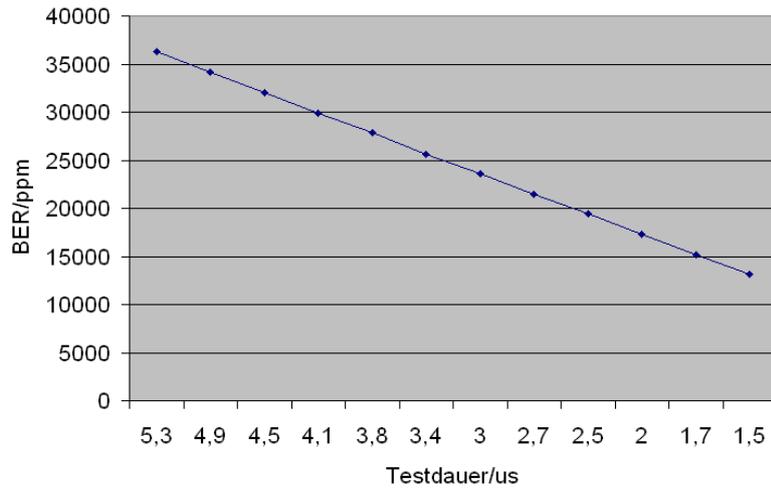


Abbildung 3.16: Gemessener Verlauf der Bitfehlerrate in Abhängigkeit der Verweildauer bei Antennenprüfungen

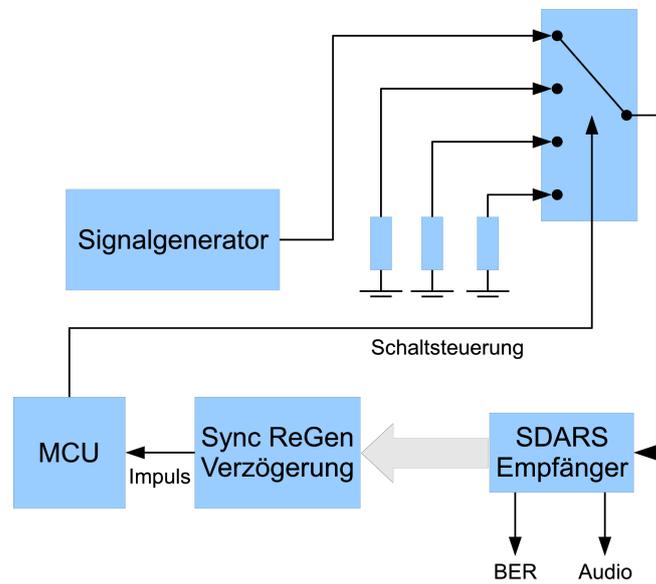


Abbildung 3.17: Blockschaltbild für die Ermittlung der Bitfehlerrate in Abhängigkeit der Verweildauer auf weiteren Antennen

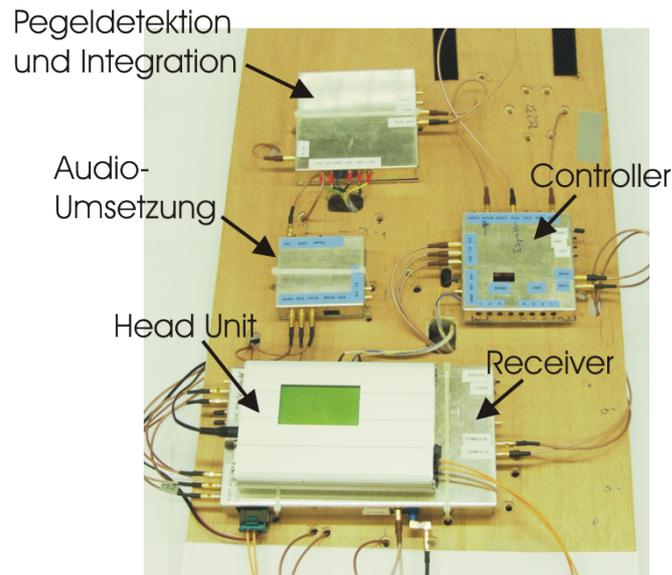


Abbildung 3.19: Darstellung eines Demonstrators des schnell schaltenden Mehrantennendiversitätssystems

des Antennenmoduls, eingespeisten Schaltpulsen und abwärts, vom Antennenmodul, übertragener Hochfrequenzsignale unterschieden. Aus dem Rundfunkempfänger entnommene Zwischenfrequenzsignale werden der beschriebenen Detektionskette der Diversitätsschaltung zugeführt. Ebenfalls dem Empfänger entnommen und über eine Logik der Diversitätsschaltung bereitgestellt wird die gemäß Abschnitt 3.2.1 notwendige Synchronisierungsinformation. In Richtung des Antennenmoduls wird durch die Systemeinheit die Steuerinformation zur Antennenauswahl in das gemeinsame HF-Kabel gespeist.

Unabhängig von vorgenommenen Modifikationen erfüllt der Rundfunkempfänger weiterhin seine originäre Aufgabe. Herausragende Aspekte der gewählten Systemauslegung sind die Verwendung von bereits vorhandenen Teilen des Rundfunkempfängers zur Abwärtsmischung und Selektion sowie das Vorhandensein lediglich einer Kabelverbindung zwischen dem Rundfunkempfänger mit Diversitätsschaltung und dem zugehörigen Antennenmodul.

Die gewählte Ausführungsform weist den Vorteil auf, zur Messung des Signalpegels der momentan aufgeschalteten Antenne diese nicht vom Rundfunkempfänger wegschalten zu müssen. Weiterhin ist die Anzahl der benötigten Komponenten auf der Hochfrequenzebene gering, die Umsetzung in die Zwischenfrequenzebene wird durch den Rundfunkempfänger vorgenommen. Ebenfalls vorteilhaft ist die Verwendung lediglich eines Detektormoduls zur Pegelmessung durch die Umschaltung der Antennensignale auf der Hochfrequenzebene. Des Weiteren besteht in der gewählten Ausführung keine Notwendigkeit, mehrere genau gleiche Detektionskanäle zu realisieren.

Abbildung 3.19 zeigt die rechte Hälfte des Blockschaltbilds aus Abbildung 3.18. Der für einen Abgriff der Zwischenfrequenzen modifizierte SDARS-Empfänger ist in Abbildung 3.20 zu erkennen. Zur Rückgewinnung der Synchronisierungsinformation gemäß Abbildung 3.11 ist im Diversityteil des Empfängers eine Logikschaltung vorhanden, die bei Eintreffen der Referenzphaseninformation periodische Synchronisationspulse erzeugt. Mittels der Pulse wird die in Abschnitt 3.2.1 geforderte Synchronität hergestellt.

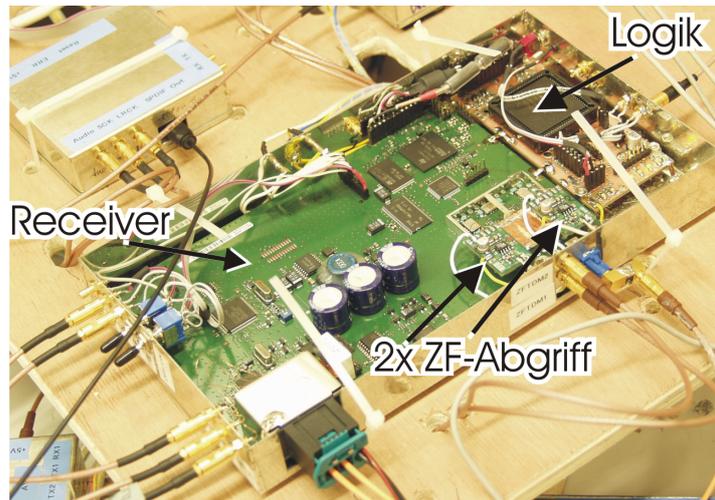


Abbildung 3.20: Darstellung des Empfängers des schnell schaltenden Mehrantennendiversitätssystem mit ZF-Abgriff und Logikschaltung zur Synchronisation

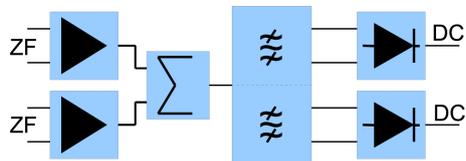


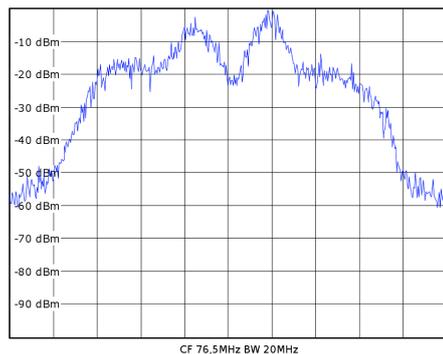
Abbildung 3.21: Blockschaltbild, Aufbau des Detektionsprinzips zur Pegelmessung im schnell schaltenden Mehrantennendiversitätssystem

3.3.2 Komponenten des schnell schaltenden Mehrantennendiversitätssystem

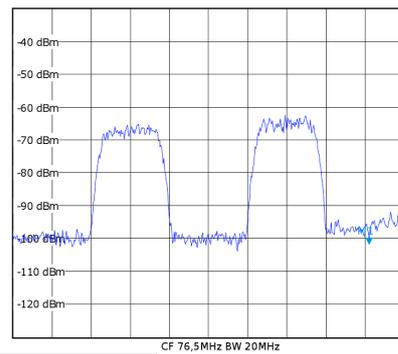
Der realisierte Prototyp des schnell schaltenden Mehrantennendiversitätssystem wurde unter den Gesichtspunkten größtmöglicher Modularität und Robustheit gestaltet. Ziel war, einen Funktionsnachweis des zugrunde liegenden Prinzips auch unter realen Bedingungen während Testfahrten in den Vereinigten Staaten von Amerika zu erbringen. Daraus folgte der Ansatz, das Gesamtsystem der Funktion nach in Baugruppen zu unterteilen und die Schnittstellen derselben zu Mess- und Testzwecken zugänglich zu halten.

Trennverstärker und Detektor

In Abbildung 3.21 zu erkennen ist der Aufbau des Schaltkreises zur Pegelmessung im schnell schaltenden Mehrantennendiversitätssystem. Mittels Trennverstärkern, dargestellt als ZF-Abgriff in Abbildung 3.20, werden die bereits nach Nutzbändern getrennten Signale der Satelliten aus der Abstimmvorrichtung des Empfängers entnommen. Der Abgriff erfolgt symmetrisch und hochohmig mit anschließender Umsymmetrierung und Zusammenführung beider Zwischenfrequenzsignale. Eine erneute Filterung ermöglicht die vollständige Trennung beider Signale unter Ausschluss von Störeinflüssen durch das mittig gelegene COFDM-Band. Anschließend werden die nun wieder symmetrisch ausgeführten Zwischenfrequenzsignale einem integrierten Detektorschaltkreis zugeführt. Eine zum Eingangspegel proportionale Gleichspannung, die also konstante Sprünge pro dB Pegelunterschied aufweist, ist das Ergebnis.



(a) Spektrum nach erster Filterung zur Nutzbandtrennung in der Abstimmereinrichtung des Rundfunkempfängers



(b) Spektrum nach zusätzlicher Filterung in der Detektorschaltung gemäß Abbildung 3.21

Abbildung 3.22: Spektren der Satellitenfunksignale auf der dem Empfänger entnommenen Zwischenfrequenz vor und nach zusätzlicher Filterung

Die Notwendigkeit der implementierten nochmaligen, in Abbildung 3.21 dargestellten, Filterung⁴ geht aus Abbildung 3.22a hervor. Zunächst erscheint diese als redundant, da in der Abstimmereinrichtung bereits nach Nutzbandern getrennte Signale auf der Zwischenfrequenz vorliegen. Empfangstests während Messfahrten in Szenarien mit starken COFDM-Sendesignalen zeigen, dass durch die, in die Satellitenfrequenzbänder hineinreichenden, Schultern des COFDM-Signals, siehe Abbildung 3.22a, eine Beeinflussung der Pegelmessung der Satellitensignale nicht auszuschließen ist; in Bereichen mit terrestrisch verbreiteten Unterstützungssignalen liegt der Pegel derselben bis zu 40dB oberhalb jenem der Satellitensignale. Gleichsam gilt dies auch für benachbarte Rundfunkdienste, welche bei höherem Pegel teils eine störende Beeinflussung der Nutzbander des Sirius-SDARS verursachen. Aufgrund der Satellitenkonstellation verwendet das XM-SDARS eine wesentlich höhere Sendeleistung für die Verbreitung der Rundfunksignale. Eine Darstellung der zwischen den ausgesandten Satellitenfunksignalen der Betreiber herrschenden Pegelunterschiede ist Abbildung 2.2 zu entnehmen.

Erfüllt werden konnten die Anforderungen bezüglich der Nachbarkanalunterdrückung durch Verwendung eines eigens für diesen mobilen Anwendungsfall [35] hergestellten Filters in SAW-Technik [36]. Aufgrund der geforderten Nachbarkanalunterdrückung wurde eine geringfügige Beschränkung der Nutzbandbreite beider Satellitenfunksignale in Kauf genommen. Aus Abbildung 3.23 ist die Filterkurve des SAW-Filters, kombiniert mit einem Verstärker, zu entnehmen. Klar zu erkennen ist eine gute Unterdrückung von über 30 dB bezüglich des mittig zwischen den Satellitenbändern gelegenen COFDM-Sendebands. Auch benachbarte Dienste werden um ein ähnliches Maß unterdrückt. Eine leichte Welligkeit im Durchlaßbereich ist ebenso zu vernachlässigen wie die Beschneidung der Satellitenfunkbänder; beide sind aufgrund der Leistungsfähigkeit der dem SAW-Filter nachgeschalteten Pegelmessung nicht relevant. Wie aus Abbildung 3.21 ersichtlich, ist das SAW-Filter zweikanalig gestaltet. Dabei wird dem Filter das gesamte, durch Summation der Satellitenbänder wiederhergestellte Frequenzband zugeführt, welches

⁴Der gegenüber Abbildung 3.22a verringerte Pegel in Abbildung 3.22b ist einer fehlenden, beim originären Einsatz der Schaltung aktiven Verstärkung während der Gewinnung des dargestellten Spektrums zuzuschreiben.

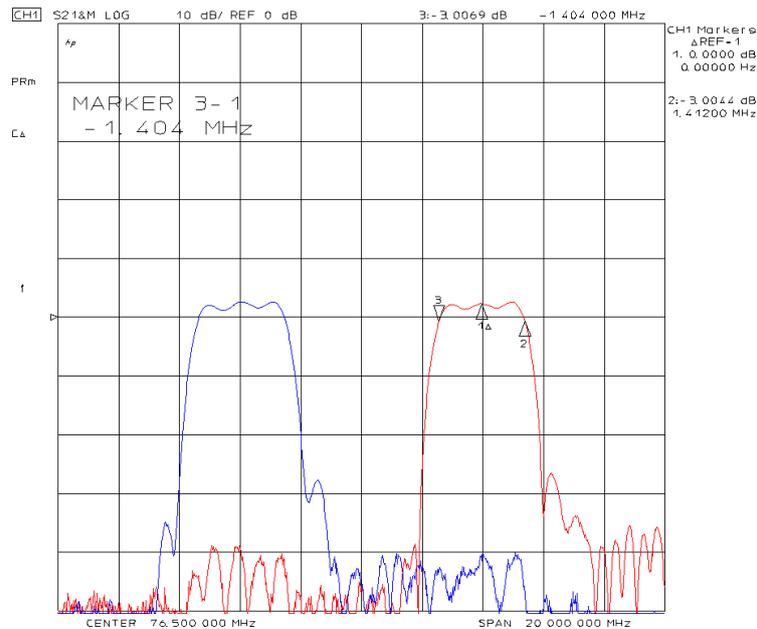


Abbildung 3.23: Filterkurve des SAW-Filters zur Nachbarkanalunterdrückung

nach Bändern getrennt an verschiedenen Ausgängen des Filters wieder verfügbar ist. Aufgrund der Charakteristik des Eingangs des nachfolgenden zur Pegelmessung genutzten integrierten Bausteins unterscheiden sich Eingang und Ausgang des Filters bezüglich Symmetrie und Impedanz. Der Eingang des SAW-Filters ist unsymmetrisch mit einer Impedanz von 50Ω . Dies ermöglicht eine Verwendung herkömmlicher, auf einem Wellenwiderstand von 50Ω basierender Komponenten. Da sich unmittelbar an die Ausgänge des Filters der Detektionsbaustein anschließt, welcher einen symmetrisch und hochohmig ausgeführten Eingang aufweist, verhalten sich diese ebenso.

Zur Messung der Signalpegel findet ein kommerziell verfügbarer Baustein Verwendung. Die Auswahlkriterien umfassen beispielsweise Reaktionszeit und Dynamikbereich sowie Empfindlichkeit und nutzbaren Frequenzbereich. Insgesamt führen diese zur Verwendung eines logarithmischen Verstärkers, welcher eine Eingangsspannung in eine logarithmisch proportionale Ausgangsspannung umsetzt. Aus Abbildung 3.25 ist der Zusammenhang zwischen am Detektormodul nach Abbildung 3.24 anliegender Eingangsleistung und Ausgangsspannung desselben zu ersehen.

Abbildung 3.26 zeigt den Leistungspegel am Ausgang der ZF-Trennverstärker in Abhängigkeit des Leistungspegels am Eingang des Rundfunkempfängers. Wie auch in Abbildung 3.25 ersichtlich ergibt sich daher, dass die gewählte Detektionsschaltung bereits unterhalb eines HF-Eingangspegels von -95 dBm nutzbar wird. Das Detektionsprinzip ist weit über den zu erwartenden Pegelbereich der Satellitenfunksignale hinaus geeignet. Die Dynamik beträgt dabei über 50 dB . Ein Vergleich des nutzbaren Detektionsbereichs mit Abbildung 3.15 zeigt, dass auch stark verrauschte und für den Empfänger nicht nutzbare Signale noch zu erkennen sind.

Integrator

Eine genaue Pegelmessung ist Voraussetzung zur Gewährleistung der sicheren Detektions- und Entscheidungsfähigkeit des Diversitysystems. Gerade im Bereich geringer Pegel muss die Un-

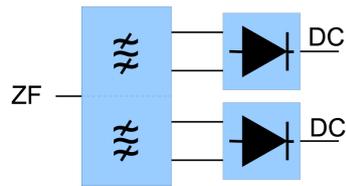


Abbildung 3.24: Blockschaltbild, SAW-Filter mit nachgeschalteten logarithmischen Verstärkern

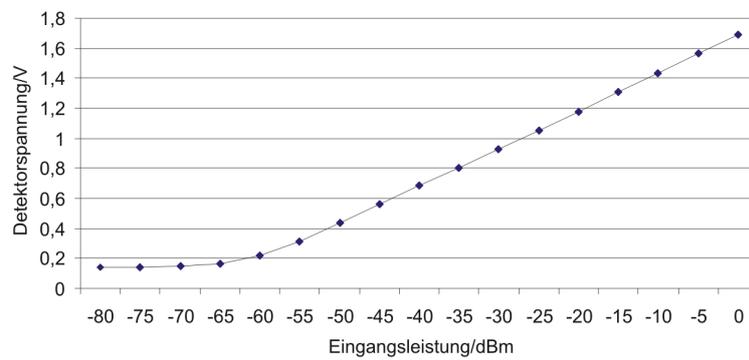


Abbildung 3.25: Gemessene Spannung (gemittelt) bei verschiedenen Eingangsleistungen (Sinus) am Detektormodul des schnell schaltenden Mehrantennendiversitysystems

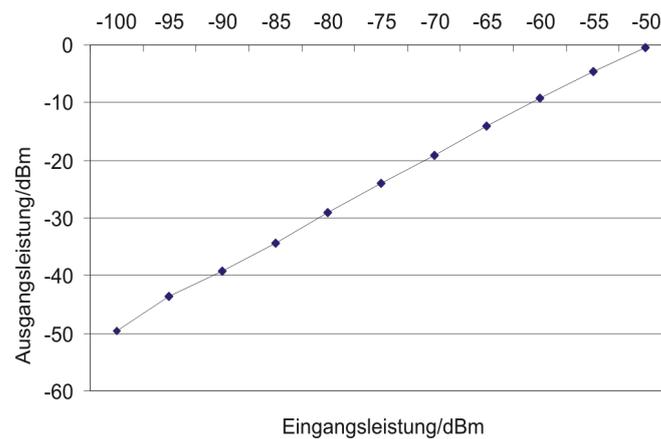


Abbildung 3.26: Verhältnis zwischen Eingangsleistung (Sinus) am Empfänger und Ausgangsleistung der ZF-Trennverstärker

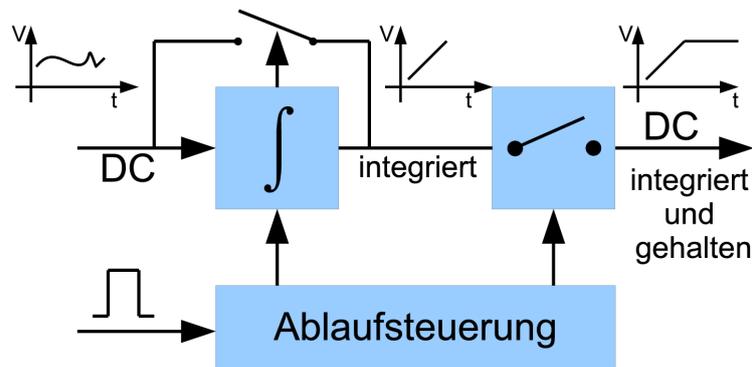


Abbildung 3.27: Blockschaltbild der Integrationsschaltung mit integriertem Halteglied

terscheidungs-fähigkeit auch kleiner Pegeldifferenzen noch gegeben sein. Ein geringerer Signal-Rauschabstand kleiner Signalpegel am Eingang des Systems schlägt sich in der Ausgangsspannung des Detektors nieder. Auch der Informationsgehalt des empfangenen Signals trägt unabhängig vom Nutzpegel des Empfangssignals zu Schwankungen der Amplitude bei. Beide Faktoren werden durch einen dem Detektor nachgeschalteten Integrationsvorgang in ihrem Einfluss gemindert. Das Blockschaltbild des Schaltkreises zur Ausführung des Integrationsvorgangs ist in Abbildung 3.27 dargestellt. Verarbeitet wird das Ausgangssignal des Detektorschaltkreises, welches als Gleichspannungssignal mit Rauschanteil und modulationsbedingten Amplitudenschwankungen erscheint. Die Eingangsspannung wird über ein Integrationsglied geführt. Es folgt eine zusätzliche Halteschaltung zur Stabilisierung des Integrationssignals für einen gewissen Zeitraum. Die Dauer der Integration und des Rücksetzens, des Haltevorgangs sowie der Beginn desselben werden durch eine beigestellte Ablaufsteuerung festgelegt. Der Integrator-schaltkreis ist daher mit geringem Aufwand von einem Mikrocontroller zu bedienen. Lediglich ein einzelnes Steuersignal wird zum Start des Integrationsvorgangs benötigt. Danach kann binnen eines durch die Haltezeit bestimmten Zeitraums die A/D-Umsetzung des gewonnenen Integrationssignals erfolgen. Nach Ablauf der Haltezeit wird das Integrationsglied automatisch zurückgesetzt. Graphisch dargestellt findet sich der Ablauf eines Integrationsvorgangs innerhalb der realisierten Schaltung in Abbildung 3.28. Deutlich zu entnehmen ist der obersten Kurve des Oszillogramms die verrauschte Ausgangsspannung der Detektionsschaltung. Darunter findet sich die schaltungsbedingt in den negativen Spannungsbereich verlaufende Integrationskurve. Am Ausgang der Integrationsschaltung wird diese invertiert. Aus dem Integrationspuls, welcher die Integrationsdauer festlegt, wird ein Haltepuls abgeleitet. Sind in einem System mehrere Integratoren vorhanden, so ermöglicht die variable Haltedauer den gleichzeitigen Start des Integrationsvorgangs auf allen Kanälen. Die A/D-Umsetzung der durch die Integration ermittelten Werte kann jedoch zeitlich versetzt nacheinander erfolgen. Die Abfolge der Messung mehrerer Antennenpegel nach Eintreffen eines Synchronisierungspulses des Empfängers ist Abbildung 3.29 zu entnehmen.

In Abbildung 3.30 dargestellt ist der Einfluss von Pegelschwankungen auf den Integrationsvorgang. Linkerhand zeigt die Abbildung ein Oszillogramm mit einer schwankenden Eingangsspannung. Im zeitlichen Verlauf ist die Eingangsspannung zunächst lediglich etwas verrauscht, weist dann aber einen starken Einbruch auf. Dieser schlägt sich in einer temporären Veränderung der Steigung des Integrationsergebnisses nieder. Nimmt die Eingangsspannung nach dem Einbruch wieder den vorherigen Wert an, so vergrößert sich auch die Steigung des Integratorsignals. Zum Vergleich ist rechterhand die Kurve eines weitgehend konstanten Eingangssignals dargestellt. Weist das Eingangssignal keine Veränderung auf, so bleibt auch die Steigung des

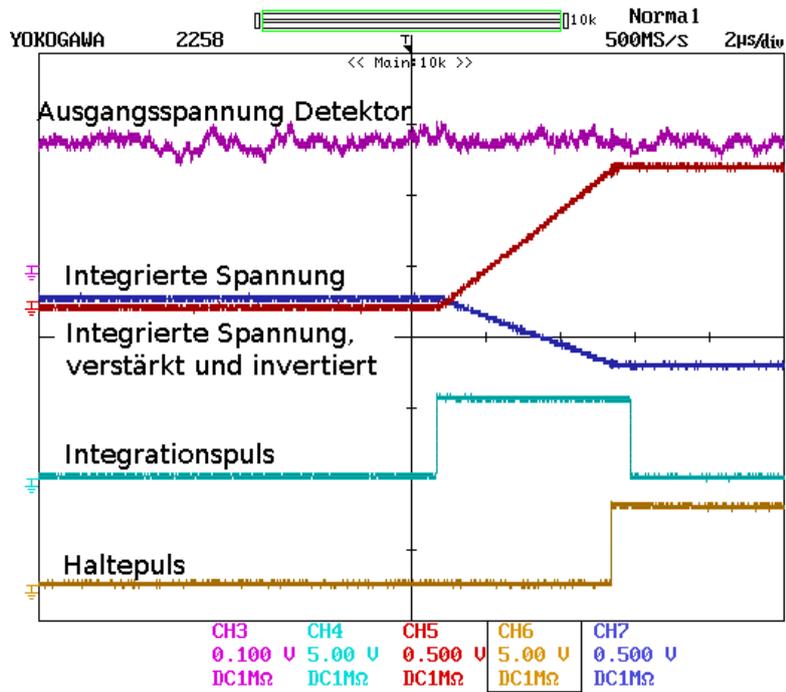


Abbildung 3.28: Oszillogramm; Darstellung des Integrationsablaufs

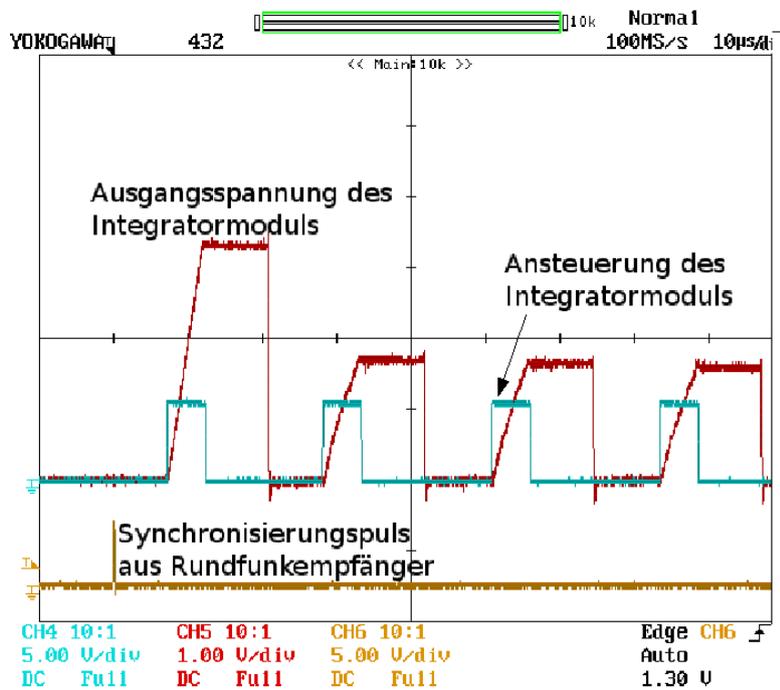


Abbildung 3.29: Zeitlicher Verlauf der Prüfung mehrerer Antennenpegel

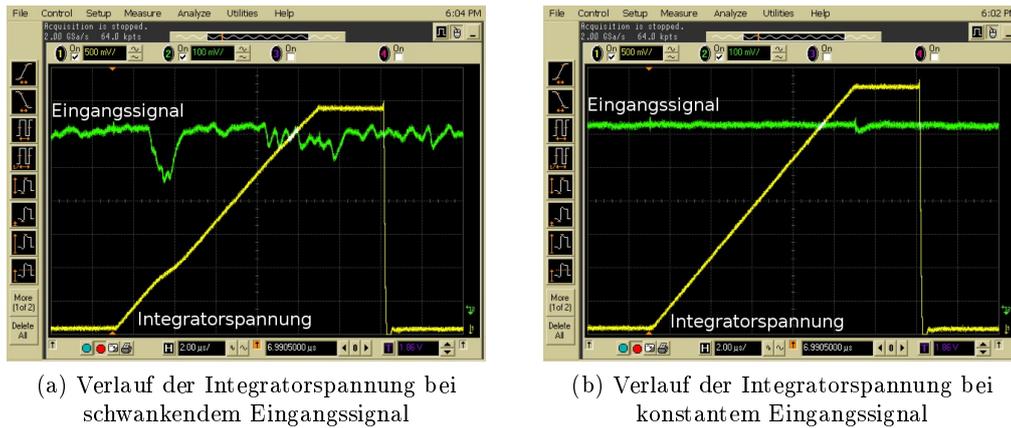


Abbildung 3.30: Verlauf der Integratorspannung (gelb) bei schwankendem und konstantem Eingangssignal (grün)

Integratorsignals gleich.

Verdeutlicht ist die mittels Detektormodul und Integrationseinheit erzielte Messgenauigkeit in Abbildung 3.31. In einem Oszillogramm dargestellt finden sich jeweils mehrere überlagerte Pegelmessungen bei unterschiedlichen Eingangsleistungen des HF-Signals am Rundfunkempfänger; bei jedem gewählten Eingangspegel wurden mehrere Messungen initiiert. Klar getrennt sind die einem bestimmten Eingangspegel zugehörigen Messungen oberhalb eines Eingangspegels von -95 dBm und damit eindeutig unterscheidbar. Die Streuung der Integrationsendwerte ist von dem am Eingang der Detektionseinheit vorliegenden Signal-Rauschabstand abhängig. Bekanntlich ist die aus einem gegebenen Signal-Rauschabstand resultierende Schwankung umgekehrt proportional dem Produkt aus Messbandbreite und Integrationszeit [37]. Kurze Integrationszeiten, siehe Abbildung 3.16, bringen daher zwangsweise eine unsichere Detektion mit sich. Aus Abbildung 3.31 ebenfalls ersichtlich ist die bei der Invertierung des integrierten Signals aus dem negativen Spannungsbereich heraus erwirkte Verstärkung.

Logikschaltung zur Rückgewinnung der Synchronisierungsinformation

Da, wie in Abschnitt 3.2.1 ausgeführt, ein Schaltvorgang jeweils nur kurz vor Eintreffen der Referenzphaseninformation initiiert werden darf, ist die in den Satellitensignalen eingefügte Synchronisierungsinformation zu ermitteln und innerhalb des Diversitysystems zugänglich zu machen. Diesem Zweck dient die in Abbildung 3.20 gezeigte Logikschaltung. Aus dem Datenstrom der bereits demodulierten digitalen Symbole entnimmt diese den Zeitpunkt der eingebetteten Synchronisierungsinformation und stellt zum Zeitpunkt des Auftretens derselben einen Puls für den Mikrocontroller bereit. Ebenfalls in der Logikschaltung implementiert ist die Berücksichtigung einer eventuellen, durch die analoge und digitale Signalverarbeitung des Rundfunkempfängers verursachten, zeitlichen Verschiebung zwischen dem Auftreten der Synchronisierungsinformation an der Antennenschnittstelle in Form einer modulierten Hochfrequenzschwingung und des an den Mikrocontroller weitergegebenen Pulses. Die Bedeutung der Berücksichtigung ebendieser Zeitdifferenz geht aus Abbildung 3.13 hervor. Einmal für eine bestimmte Systemkonfiguration ermittelt, kann die Verschiebung fest in der Logikschaltung implementiert werden.



Abbildung 3.31: Oszillogramm; Darstellung der Integrationsergebnisse mit Streuung bei unterschiedlichem Eingangspegel

Systemeinheit

Wesentliche Anforderung an einen Mikroprozessor oder Mikrocontroller im Kontext des schnell schaltenden Mehrantennendiversitysystems ist die Rechenleistung, um der geforderten Reaktionsgeschwindigkeit zu genügen. Daraus resultiert der Wunsch nach einer hohen Taktrate des Systemcontrollers. Des Weiteren ist ein in den Systemcontroller integrierter A/D-Umsetzer erwünscht, da er die Anzahl der benötigten Systemkomponenten reduziert. Besondere Anforderungen an die Rechengenauigkeit der Systemeinheit und damit die Architektur des Mikrocontrollers oder -prozessors existieren nicht. Wie später ersichtlich, können die benötigten Rechenoperationen in Form einfacher Vergleichsbildung durchgeführt werden. Daher genügt für die Umsetzung beispielsweise eine 8-Bit Architektur.

Zur Gestaltung eines Demonstrators des schnell schaltenden Mehrantennendiversitysystems wurde aufgrund leichter und günstiger Verfügbarkeit ein Mikrocontroller gewählt. Der Controller wurde für maximale Berechnungsgeschwindigkeit mit der höchstmöglichen Taktfrequenz von 20 MHz betrieben. Integriert findet sich ein A/D-Umsetzer mit einer Auflösung von zehn Bit, dessen Merkmale den Anforderungen im Kontext eines Demonstrators des Diversitysystems genügen. Eine schematische Darstellung der Beschaltung des zur Systemsteuerung genutzten Mikrocontrollers findet sich in Abbildung 3.32. Zur Linken des Mikrocontrollers sind die für die Funktion des Diversitysystems unabdingbaren Eingangssignale abgebildet. Neben den bereits erwähnten A/D-Umsetzern, welchen die gemessenen Spannungen „DC Band 1“ und „DC Band 2“ zugeführt werden, sind dort auch die Synchronisierungspulse „Sync Band 1“ und „Sync Band 2“ dargestellt. Ober- und unterhalb der Eingangssignale dargestellt sind Steuerungssignale, welche der Beeinflussung der Systemfunktion dienen. Beispielsweise kann der Mikrocontroller, ohne aus dem Diversitysystem entnommen werden zu müssen, neu programmiert werden („In System Programming“). Auch können Informationen aus dem Controller an einen steuernden Rechner gesendet werden, oder die Funktion durch denselben über eine serielle Schnittstelle beeinflusst werden. Eingriffsmöglichkeiten in die Funktion des Systemcontrollers werden auch über die Steuerleitungen „Reset“ und „Auswahl Modus Man/Div“ geboten. Das System kann dermaßen in einen statischen Modus versetzt werden, dass durch weitere Steuerleitungen manuell eine

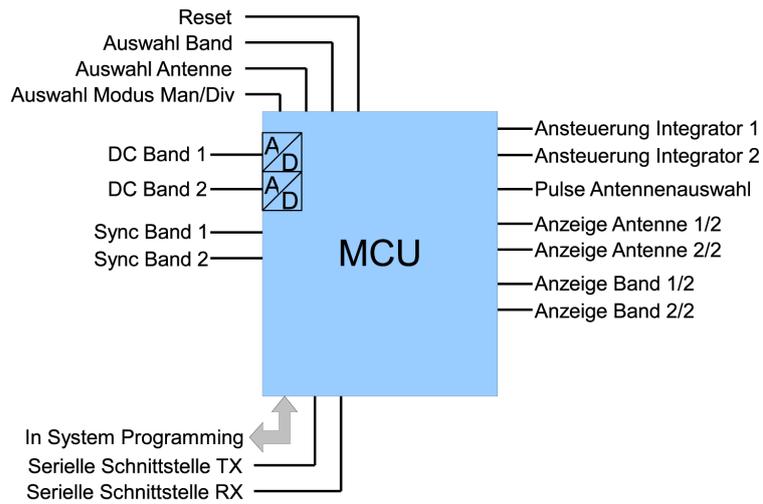


Abbildung 3.32: Systemcontroller des schnell schaltenden Mehrantennendiversitysystems, Darstellung der Anschlüsse

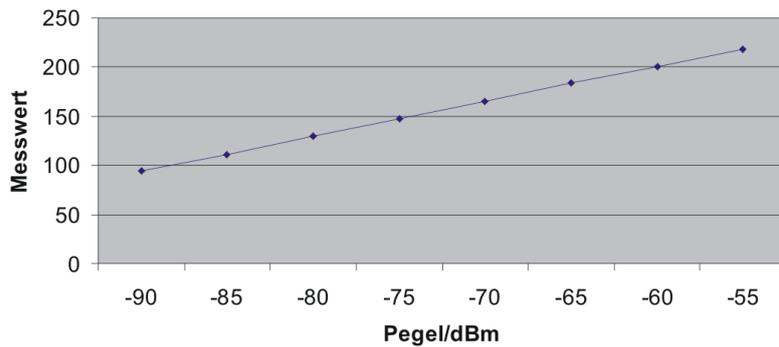


Abbildung 3.33: Im schnell schaltenden Mehrantennensystem gemessene Pegelwerte (gemittelt), aufgetragen über der Eingangsleistung am Empfänger

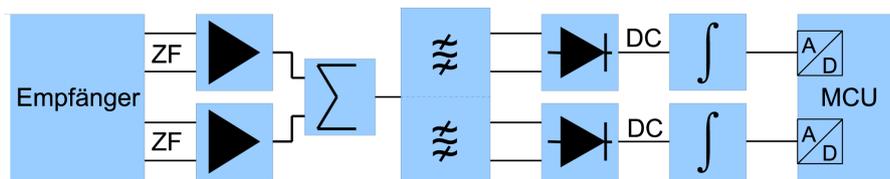


Abbildung 3.34: Blockschaltbild der Pegeldetektionskette

bestimmte Antenne oder ein gewünschtes Frequenzband ausgewählt werden können. Vom Systemcontroller ausgehende Steuerleitungen sind zur Rechten desselben abgebildet. Durch den Systemcontroller werden die Integrationsvorgänge für beide Satellitenbänder angestoßen. Auch werden die Pulse zur Antennenauswahl ausgegeben. Mit zwei Steuerleitungen kann die aktuell ausgewählte Antenne angezeigt werden⁵, was auch für die Anzeige des momentan ausgewerteten Satellitenbands gilt.

Die Abbildung 3.33 zeigt eine Darstellung ermittelter digitalisierter Pegelmesswerte in Abhängigkeit des Eingangsspegels am Rundfunkempfänger. Illustriert wird das gute Zusammenspiel der Baugruppenkette nach Abbildung 3.34, welche der Pegelmessung dient. Ausgehend von aus dem Rundfunkempfänger ausgekoppelten ZF-Signalen folgt das Pegeldetektormodul; nachgeschaltet ist der Integrator, welchem der Mikrocontroller folgt, mit dessen A/D-Umsetzer die Pegelmesswerte digitalisiert werden.

Weiche/Pulsdecoder

Ein wesentlicher Vorteil der gewählten Architektur des schnell schaltenden Mehrantennensystems besteht in der Verwendung eines einzigen Koaxialkabels als Verbindung zwischen dem modifizierten Rundfunkempfänger und dem Antennenmodul mit Schalter. An beiden Enden des Kabels ist nach Abbildung 3.18 daher eine Weiche zur Trennung der Signale vorzusehen. Diese ist auch für die Speisung des Antennenmoduls und des Umschalters mit der benötigten Gleichspannung verantwortlich.

Vorweggestellt sei, dass die Steuerung des Antennenumschalters über ein System erfolgt, welches die Antenne gemäß einer Anzahl übermittelter Rechteckpulse auswählt; diese Baugruppe wird im Kontext des Systems als Pulsdecoder bezeichnet. Aus der zur Auswertung der Pulse benötigten Flankensteilheit und Form derselben ergibt sich eine minimale Grenzfrequenz, bis zu welcher die Pulsinformation möglichst ungestört aus dem modifizierten Rundfunkempfänger zur Auswertung in einem Pulsdecoder gelangen soll.

Nach Abbildung 3.35 ist das dem Antennenmodul zugehörige Ende der Kabelverbindung daher mit einer Weiche ausgestattet, welche zunächst die Gleichspannungskomponente blockiert, und diese über einen Spannungsregler zwecks Versorgung der Antennen und des Pulsdecoders weiterleitet. Zugleich werden die Pulse gleichspannungsfrei an den Pulsdecoder gereicht. In Richtung des Empfängers werden die hochfrequenten Rundfunksignale vom Antennenschalter ausgehend in Richtung Rundfunkempfänger übermittelt. Zuletzt ist am Empfängereingang wieder das eigentliche Hochfrequenzsignal über eine Frequenzweiche abzutrennen und dem Rundfunkempfänger ohne niederfrequente Störung zur Verfügung zu stellen. In Gegenrichtung eingespeist werden dort über die Frequenzweiche Gleichspannung sowie die der Antennenauswahl dienenden Pulse.

Die funktionale Gliederung des Pulsdecoders ist in Abbildung 3.36 dargestellt. Zum einen wird durch die vom Systemcontroller übermittelten Pulse eine Ablaufsteuerung bewirkt, welche für eine bestimmte Zeit die Seriell-/Parallelumsetzung der Pulsfolge ermöglicht. Zum anderen wird die Pulsfolge über einen von der Ablaufsteuerung freigegebenen Schalter an eine Seriell-/Parallelumsetzung weitergereicht. Diese decodiert schließlich die Anzahl der Pulse in einen 1-aus-n-Code, welcher der Ansteuerung des Schalters dient. Nach Ablauf einer festgelegten Zeit wird die Seriell-/Parallelumsetzung durch das Eintreffen einer neuen Pulsfolge wieder freigegeben. Die maximale zwecks Decodierung benötigte Zeit ist durch die Pulsfrequenz und die

⁵Die Antenneninformation wird binär codiert an eine Anzeige weitergeleitet. Dort wird durch die zwei Steuerleitungen eine 1-aus-4 Anzeige aktiviert.

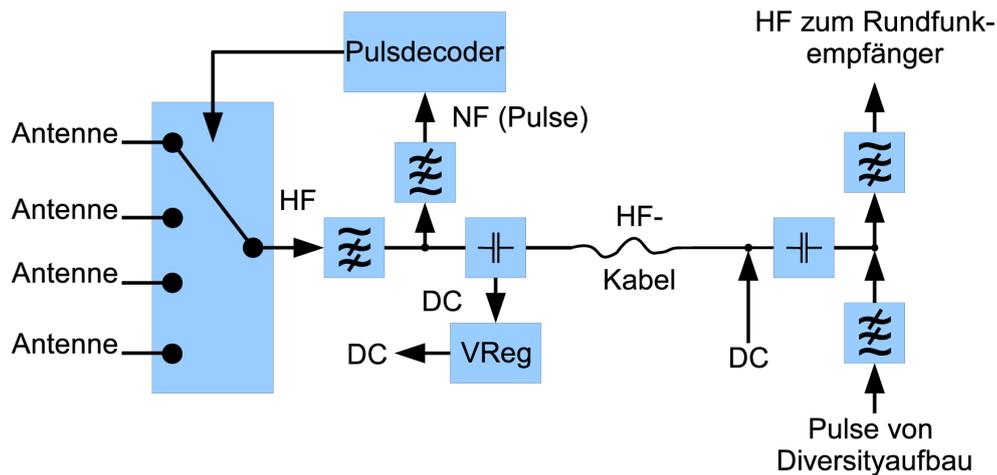


Abbildung 3.35: Blockschaltbild der Verbindung zwischen Antennenmodul sowie Einheit aus Rundfunkempfänger und Diversityaufbau

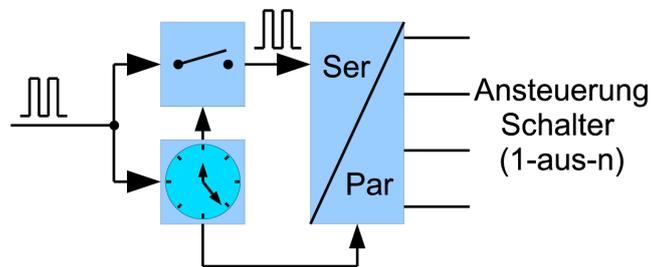


Abbildung 3.36: Blockschaltbild des Pulsdecoders

interne Verarbeitungszeit des Pulsdecoders festgelegt, wobei die zur Decodierung einer Pulsfolge benötigte Zeit wesentlich weniger als eine Mikrosekunde beträgt. Ein Umschaltvorgang nach Decodierung der Pulsfolge ist in Abbildung 3.37 ersichtlich. Vor Eintreffen des Schaltimpulses ist das Antennensignal zwei durchgeschaltet. Auf die Auswertung des Pulses folgend wird die Antenne ausgeschaltet.

Antennenschalter

Die Auswahl der gewünschten Antenne wird durch einen Antennenschalter bewerkstelligt. Dieser schaltet jeweils eines der am Eingang anliegenden Antennensignale an den Ausgang durch. Entscheidende Eigenschaften im Kontext des schnell schaltenden Mehrantennendiversitätssystems sind bei der Realisierung nach Abbildung 3.18 eine geringe Schaltverzögerung sowie eine ausreichend große Sperrdämpfung und geringe Verkopplung der Kanäle des Schalters. Die Forderung nach geringer Umschaltverzögerung ergibt sich wie folgt: Sind die Pegel mehrerer Antennen hintereinander zu messen, so addiert sich die Umschaltverzögerung bei jedem Schaltvorgang in zweifachem Maße; zunächst beim Hinschalten auf das neue Antennensignal, danach wiederum beim Zurückschalten auf das vorherige. Die Anforderung, eine größtmögliche Sperrdämpfung der augenblicklich nicht durchgeschalteten Antennenpfade zu erzielen, ist in der Trennung der verfügbaren Antennensignale begründet: Reicht die Sperrdämpfung nicht aus, so fließen stets Anteile momentan nicht erwünschter Antennensignale in die Messung des Pegels der aktuell aufgeschalteten Antenne mit ein. Gleiches gilt für die Verkopplung zwischen

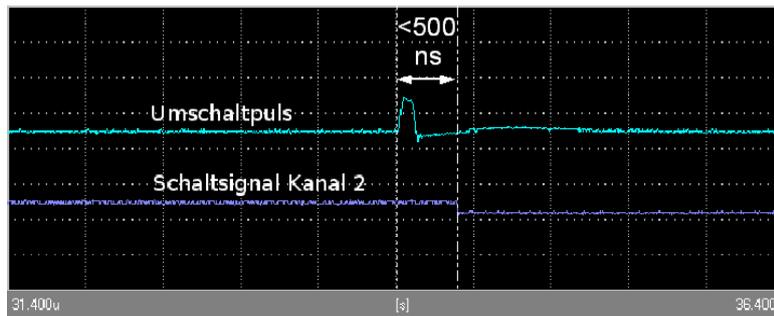


Abbildung 3.37: Pulsdecoder; Eingangspulsfolge und abgeschaltetes Steuersignal

den Pfaden des Umschalters. Zuletzt sollte die Dämpfung des durchgeschalteten Signalpfads möglichst gering sein.

Stets ist ein Kompromiss zwischen den geforderten Eigenschaften zu finden. Eine hohe Sperrdämpfung des Umschalters geht oftmals mit gleichfalls erhöhter Durchlassdämpfung und verlängerter Umschaltzeit einher. Im schnell schaltenden Mehrantennendiversitysystem wurden zwei Antennenschalter eingesetzt: Zunächst kam ein diskret realisierter PIN-Diodenschalter zum Einsatz; dieser ermöglicht eine hohe Umschaltgeschwindigkeit von weniger als einer Mikrosekunde bei geringer Durchlassdämpfung von typisch 0,9 dB. Die erzielte Sperrdämpfung liegt bei typisch 25 dB. Zum Vergleich wird ein integrierter Baustein eingesetzt, welcher eine erhöhte Sperrdämpfung bei besserer Entkopplung aber deutlich erhöhter Umschaltzeit erbringt. Hinsichtlich der Sperrdämpfung können mit einem integrierten Baustein typische Werte einer Sperrdämpfung von 30 dB bei Umschaltzeiten im Bereich weniger Mikrosekunden erzielt werden; in Kauf genommen wird damit eine Durchlassdämpfung von typisch 1,8 dB. Die Sperrdämpfung reicht somit aus, um pegelschwache sicher von zeitgleich vorliegenden pegelstarken Antennensignalen unterscheiden zu können.

Beide Schalterkonzepte sind verwendbar, wünschenswert ist jedoch hauptsächlich die erhöhte Sperrdämpfung. Eine verlängerte Umschaltzeit kann teils durch die Veränderung des Umschaltverhaltens umgangen werden. Durch die verbesserte Sperrdämpfung sind die Pegelunterschiede der zu prüfenden Antennensignale deutlicher erkennbar. Weiterhin wird eine ungewollte Überlagerung von Antennensignalen unterbunden.

3.4 Algorithmus des schnell schaltenden Mehrantennendiversitysystems

Ein wesentliches Element des schnell schaltenden Mehrantennendiversitysystems bildet der die Schaltentscheidungen steuernde Algorithmus. Als Programm ist dieser im Systemcontroller implementiert und veranlasst sämtliche Abläufe, beginnend bei der Feststellung des Pegels der momentanen Antenne bis hin zur eventuell fälligen Auswahl einer neuen Antenne.

Der Programmablauf ist in Abbildung 3.38 dargestellt. Ausgangspunkt aller Aktivitäten und zentraler Synchronisationsmechanismus für den nachfolgenden Ablauf ist das Eintreffen einer Synchronisierungsinformation, welche den Start eines *Cluster* im Antennensignal markiert. Solange die Synchronisierungsinformation nicht eingetroffen ist, wartet das schnell schaltende Mehrantennensystem auf das Eintreffen derselben. Erst nach deren Vorliegen folgt ein streng

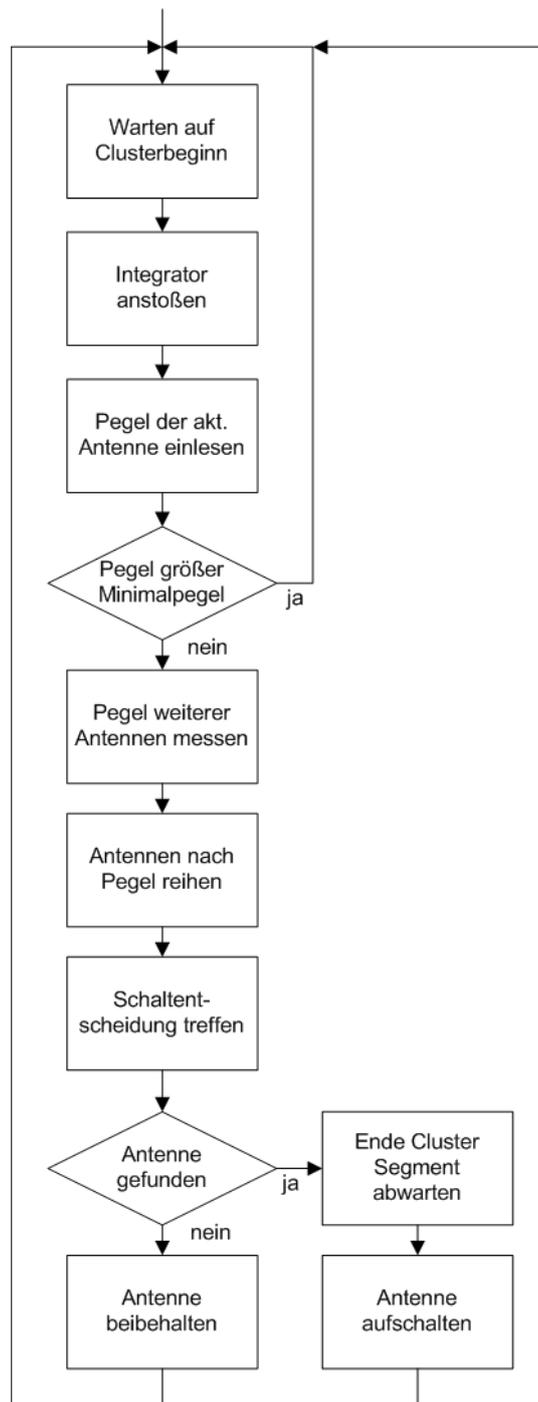


Abbildung 3.38: Flussdiagramm des schnell schaltenden Mehrantennendiversitysystems

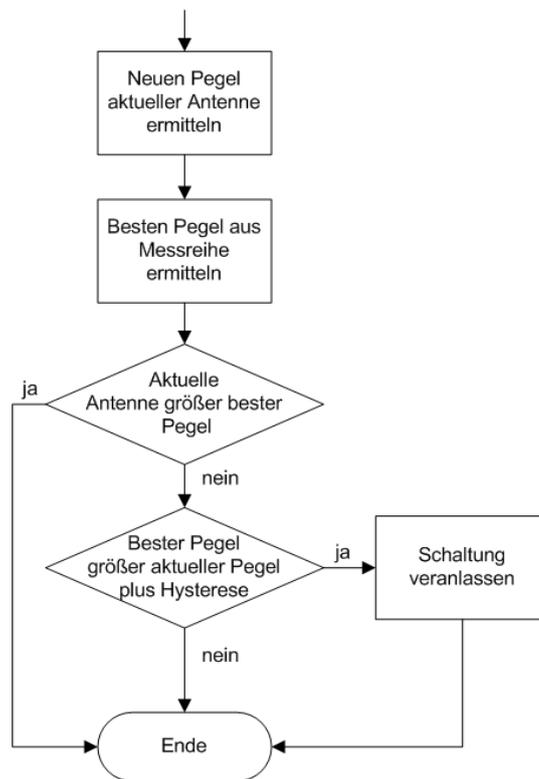


Abbildung 3.39: Flussdiagramm der Schaltentscheidung des schnell schaltenden Mehrantennendiversitätssystems

zeitabhängiger Ablauf, welcher mit der Messung des Pegels der momentan aufgeschalteten Antenne unter Zuhilfenahme von Pegeldetektor und Integrator beginnt. Ergibt die Messung dieser Antenne einen gewissen Mindestpegel, so liegt kein Handlungsgrund vor. Das schnell schaltende Mehrantennensystem verharrt auf der augenblicklichen Antenne und wartet auf das erneute Eintreffen der Synchronisierungsinformation, welche dann einen neuerlichen Ablauf veranlasst. Die Wahl eines Mindestpegels ist in einer Abwägung zwischen Umschalhäufigkeit und damit verbundenen Prüfvorgängen sowie einer potentiell erzielbaren Verbesserung des Signalpegels begründet. Kriterien zur Abwägung finden sich in Abschnitt 3.6.

Weist die Messung der momentan aufgeschalteten Antenne jedoch auf einen ungenügenden Pegel hin, so werden aufeinanderfolgend die weiteren verfügbaren Antennen im Pegel geprüft. Liegen Messwerte für sämtliche Antennen vor, werden diese, dem Pegel folgend, gereiht. Abhängig von den vorliegenden Werten wird danach eine Schaltentscheidung für den nächsten *Cluster* getroffen. Diese kann in einem Verweilen auf der momentan aufgeschalteten Antenne bestehen oder zur Aufschaltung einer anderen Antenne führen. Verharrt das System auf der augenblicklichen Antenne, wartet es auf ein erneutes Eintreffen der Synchronisierungsinformation, welche einen neuen Durchlauf veranlasst. Soll hingegen eine andere Antenne aufgeschaltet werden, kann dies nur kurz vor dem Eintreffen der Synchronisierungsinformation erfolgen. Daher verharrt das System mit dem Wissen um die zu wählende Antenne bis kurz vor Ende des momentanen *Cluster*; sodann wird diese Antenne aufgeschaltet und der Ablauf beginnt von neuem.

Herbeigeführt wird eine Schaltentscheidung entsprechend dem Flussdiagramm aus Abbildung 3.39. Zunächst wird der Pegel der aktuell aufgeschalteten Antenne aus den bereits vorliegenden Werten ermittelt. Die Messung der Antennenpegel erfolgt gemäß Abbildung 3.38. Zwecks

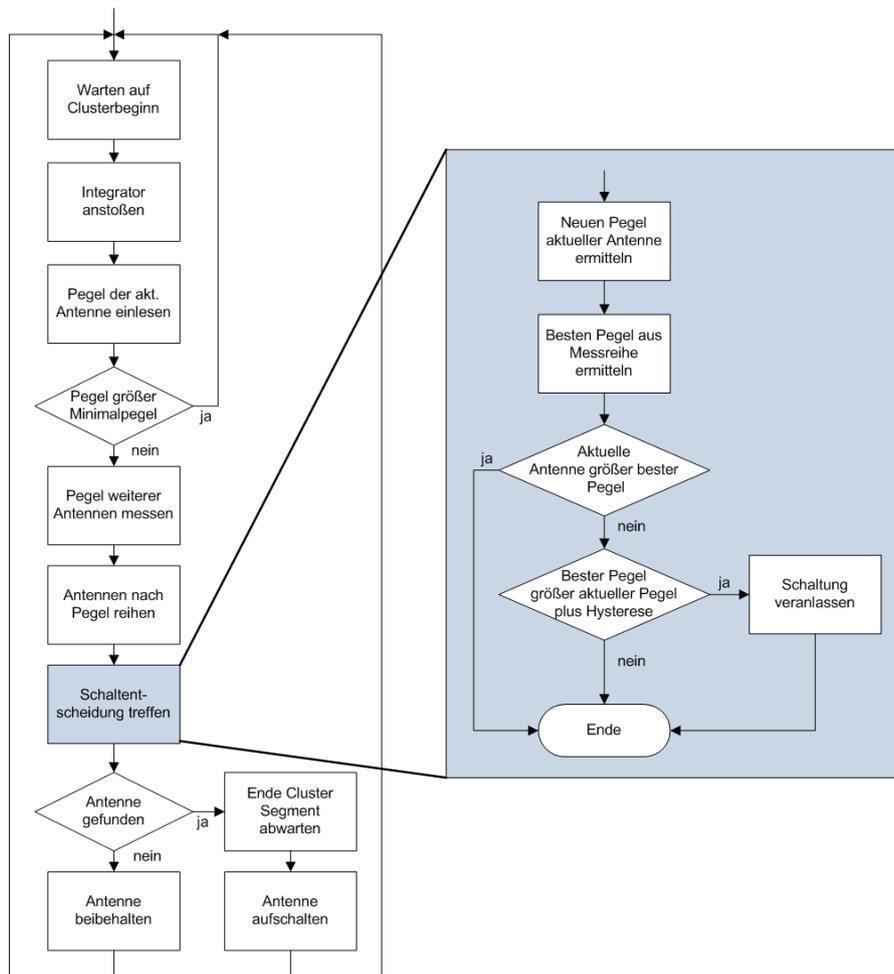


Abbildung 3.40: Verdeutlichung des Zusammenhangs zwischen Abbildung 3.38 und Abbildung 3.39

Verdeutlichung des Zusammenhangs von Abbildung 3.39 und 3.38 sei auf Abbildung 3.40 verwiesen.

3.5 Erweiterung des schnell schaltenden Mehrantennendiversitätssystem um eine Speichermöglichkeit

Die genaue Verhaltensuntersuchung und Beurteilung des schnell schaltenden Mehrantennendiversitätssystem erfordert die Verfügbarkeit der Mess- und Entscheidungsdaten desselben. Aufgrund der Arbeitsgeschwindigkeit des Systems ist die Übermittlung der anfallenden Daten in Echtzeit an einen Steuerrechner wegen unzureichender Kapazität der am verwendeten Mikrocontroller verfügbaren Schnittstellen nicht möglich. Eine Verlangsamung der Abläufe des Diversitätssystem ist nicht tragbar, da hierdurch die erforderliche Reaktionsgeschwindigkeit nicht erbracht werden kann.

Daher wurde im Rahmen dieser Arbeit eine Möglichkeit geschaffen, die in Echtzeit anfallenden Mess- und Entscheidungsdaten des Systems zunächst zu speichern. Nach Abschluss der

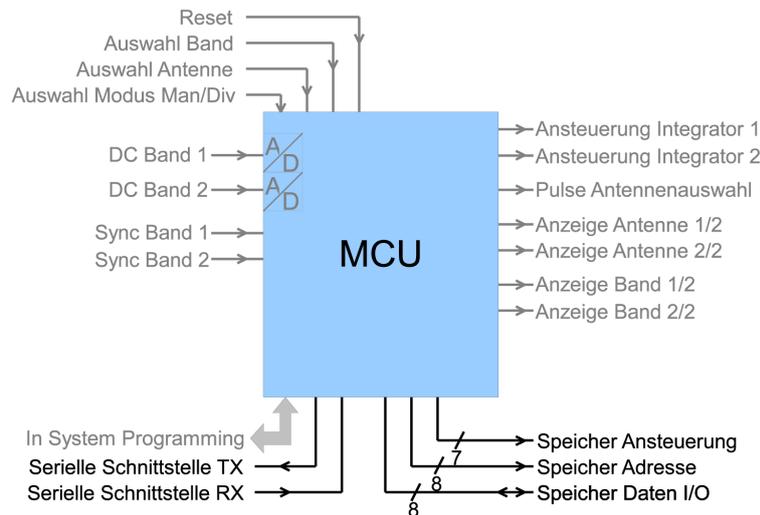


Abbildung 3.41: Systemcontroller des schnell schaltenden Mehrantennensystems, Anschlussschema mit Speicher (vgl. Abbildung 3.32)

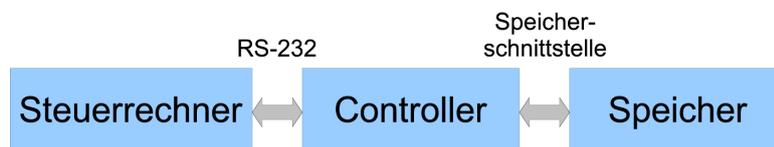


Abbildung 3.42: Blockschaltbild, Kommunikation zwischen Steuerrechner, Systemcontroller und Speicher

Messung werden die gespeicherten Daten an den Steuerrechner übertragen, somit ist die Beschränkung der Übermittlungsgeschwindigkeit zwischen Systemcontroller und Steuerrechner nicht mehr relevant, eine Einschränkung ist lediglich durch die verfügbare Speicherkapazität gegeben⁶. Beschreiben und Auslesen des Speichers erfolgen ausschließlich durch den Mikrocontroller; ein direkter Zugriff auf denselben durch den Steuerrechner ist nicht vorgesehen. Der Sachverhalt ist in Abbildung 3.42 dargestellt. Durch die Mittlerfunktion des ohnehin vorhandenen Mikrocontrollers⁷ beim Auslesen des Speichers ist die Nutzung der bereits zur Kommunikation zwischen Steuerrechner und Mikrocontroller genutzten seriellen Schnittstelle möglich. Aufseiten des Steuerrechners sind keine weiteren Vorkehrungen zu treffen, die Ausgabe der Messdaten an den Steuerrechner kann in einfach lesbarer Form erfolgen. Im Regelfall genügt ein Terminalprogramm zum Auslesen und Ablegen der Daten auf dem Steuerrechner.

Zur Speicherung werden SRAM-Bausteine eingesetzt, diese ermöglichen eine unkomplizierte Ansteuerung. Derart entsteht keine zusätzliche Belastung für den Mikrocontroller. Insgesamt sind dem Systemcontroller auf diese Art und Weise vier MiBit Speicher beigelegt; zur Ansteuerung in Blöcken von acht Bit sind daher 22 Adressleitungen notwendig. Eine einfache Logik ermöglicht die Adressierung des über den eigentlichen Adressbereich des Mikrocontrollers von acht Bit hinausgehenden Speichers. Gut verfügbar sind SRAM-Bausteine der Größe 512k⁸,

⁶Sollte die Dauer der Messung insgesamt größer sein, als es der verfügbare Speicherplatz zulässt, so kann auch lediglich ein Ausschnitt der Messung protokolliert werden. Ist der Speicherplatz erschöpft, wird die Messung ohne Protokollierung fortgesetzt.

⁷Es handelt sich um jenen Controller, der die Ablaufsteuerung des Mehrantennendiversitysystems übernimmt.

⁸Die einzelnen Speicherbausteine weisen also eine Kapazität von 512 KiB auf und sind in einer Wortbreite von acht Bit organisiert.

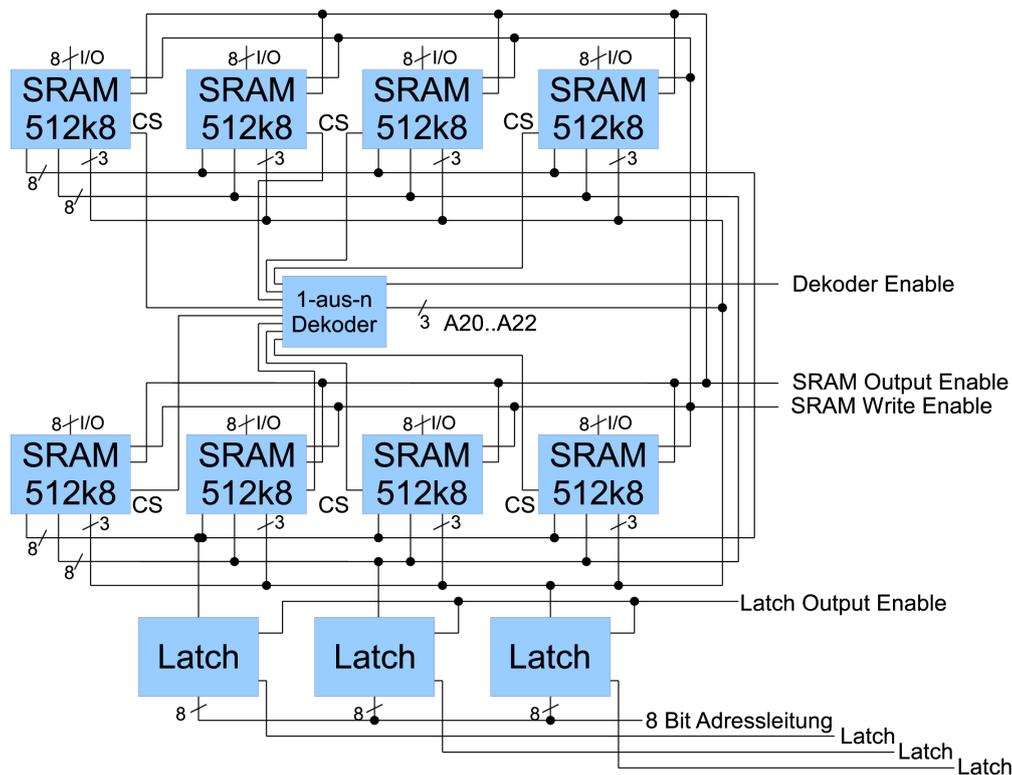


Abbildung 3.43: Blockschaltbild der logischen Struktur des Speichers

daher setzt sich der Speicher aus Elementen dieser Größe zusammen.

Die Erweiterung der Anschlüsse des Systemcontrollers ist schematisch aus Abbildung 3.41 zu ersehen. Der eingesetzte Mikrocontroller besitzt einen verhältnismäßig großen internen Speicher⁹, somit ist keine originäre Speicherschnittstelle für einen externen Speicher vorgesehen. Die Speicherschnittstelle wurde daher durch universelle Steuerleitungen in Kombination mit entsprechender Programmierung nachgebildet. Acht Steuerleitungen dienen der Adressierung. Neben den ebenfalls in einer Wortgröße von acht Bit vorliegenden Daten sind sieben Steuerleitungen vorgesehen.

Zu entnehmen aus Abbildung 3.43 ist der logische Aufbau des Speichers. Ohne weitere Maßnahmen benötigt die bereitgestellte Menge an Speicher 23 Adressleitungen. Der 1-aus-n-Dekoder übernimmt mittels der höchstwertigen Adressbits die Auswahl des anzusprechenden Speicherbausteins, die weiteren Adressbits A19..A0 dienen der Adressierung der Speicherstelle im jeweils selektierten Baustein. Zwecks Verringerung der Anzahl der benötigten Adressleitungen wurden Auffangregister¹⁰ verwendet, somit kann die Adressierung des Speichers sequentiell in Schritten von acht Bit erfolgen. Mithilfe der Steuerleitungen wird der korrekte zeitliche Ablauf aus Adressierung und Schreiben oder Lesen der Daten aus dem Speicher sichergestellt.

Die Dauer der möglichen Protokollierung der Zustände des Diversitysystems ist offensichtlich abhängig von der pro Zeiteinheit anfallenden Anzahl von Messwerten. Beschränkt man die Protokollierung auf die Messwerte der einzelnen Antennenpegel sowie die momentan aufgeschaltete Antenne, so ergibt sich für ein Diversitysystem mit vier Antennensignalen eine Anzahl von fünf

⁹Dieser ist jedoch nicht annähernd groß genug, um die zu protokollierenden Daten aufzunehmen. Ferner wird ein Teil des internen Speichers bereits für die eigentliche Diversityfunktionalität benötigt.

¹⁰Englisch: Latch

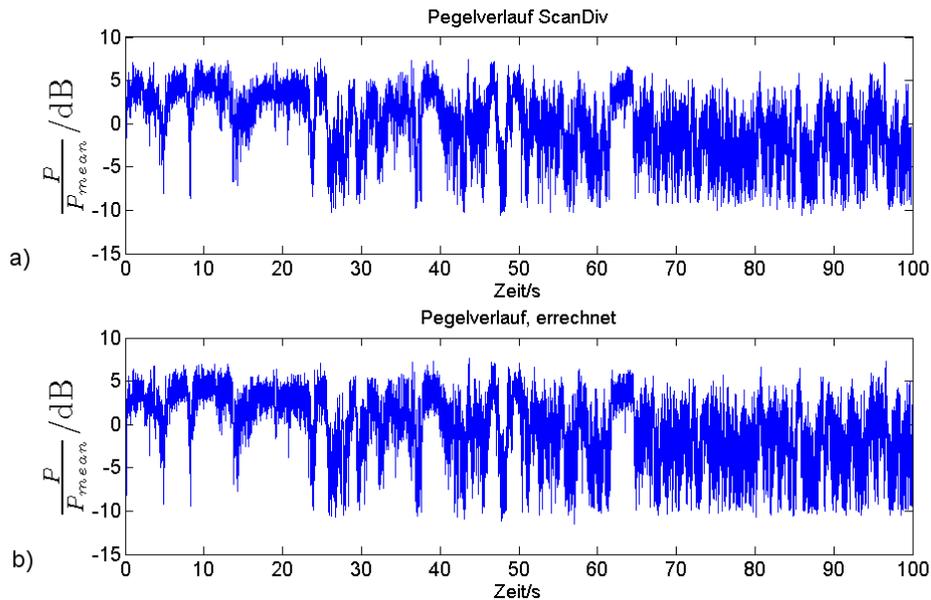


Abbildung 3.44: a): Gemessener Pegelverlauf im schnell schaltenden Mehrantennensystem (vgl. Abbildung 3.43) und b): errechneter Pegelverlauf bei Wiedergabe der vollständig aufgezeichneten Messfahrt (siehe Kapitel 5.2)

Messwerten pro Zyklus. Jeder der Antennenpegelmesswerte liegt mit einer Auflösung von acht Bit vor, die aktuell aufgeschaltete Antenne lässt sich durch zwei Bit darstellen. Da der Speicher mit einer Wortbreite von acht Bit anzusteuern ist, können in diesem Fall sechs Bits für die Kodierung weiterer Statusinformation eingesetzt werden¹¹. In der Summe ergibt sich daher bei Betrachtung eines Satellitenbandes die Gesamtzahl von $4 \cdot 8 \text{ Bit} + 8 \text{ Bit} = 40 \text{ Bit}$ pro Zyklus. Wird die Länge eines Zyklus des Systems gleich der Zeit, welche zur Übertragung eines Transmission Frames nach Abbildung 2.6 benötigt wird, gesetzt, so erhält man eine Frequenz von

$$\frac{7,5168 \text{ MBit/s}}{2048 \text{ Bit}} = 3,67 \text{ kHz.}$$

Hiermit ergibt sich exemplarisch die mögliche Dauer einer Protokollierung der Messwerte zu

$$\frac{4 \text{ MiB}/5 \text{ Byte}}{3,67 \text{ kHz}} = 228,6 \text{ s.} \quad (3.3)$$

Durch den beigeestellten Speicher besteht eine Möglichkeit, das Verhalten des schnell schaltenden Mehrantennendiversitysystems zu prüfen. Die Richtigkeit der Funktionsweise kann nachvollzogen werden, daher ist die Protokollierung ein wichtiges Werkzeug für Untersuchungen am praktischen Aufbau. Ein im schnell schaltenden Mehrantennensystem aufgezeichneter Pegelverlauf ist im oberen Teil der Abbildung 3.44 dargestellt; zum Vergleich ist darunter ein unter Verwendung derselben Daten gewonnener errechneter Pegelverlauf gezeichnet. Das praktische Resultat des erzeugten Pegelverlaufs kann sodann mit einer idealen, errechneten Diversitystrategie verglichen werden. Daneben können die Pegelaufzeichnungen zum Zweck der statistischen Auswertung herangezogen werden. Der Aufwand ist im Verhältnis zur Verwendung des zuvor

¹¹Im Regelfall, wenn also nur die aktuell aufgeschaltete Antenne und die weiteren Pegelwerte zu protokollieren sind, bleiben diese Bits ungenutzt.

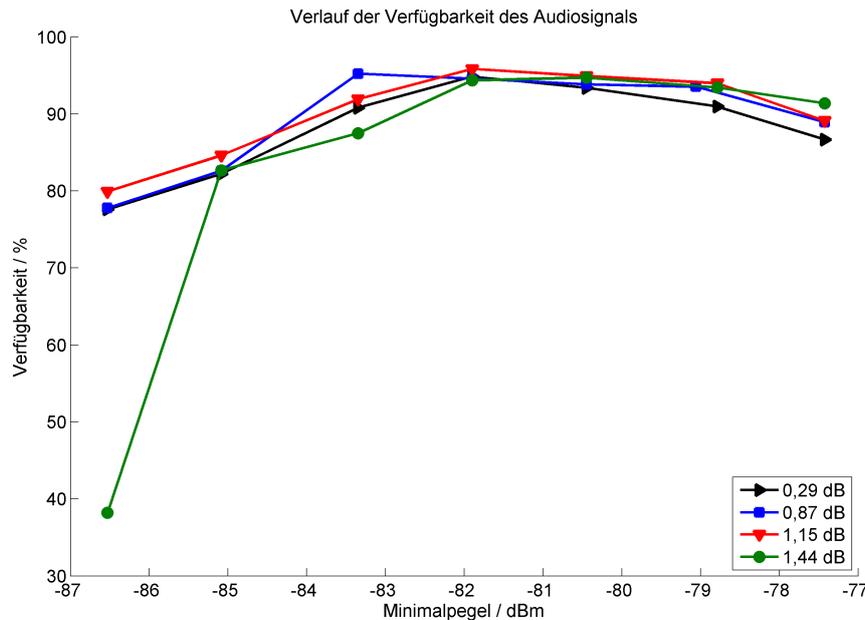


Abbildung 3.45: Verlauf der Verfügbarkeit des Audiosignals bei Variation der Schaltschwellen

dargestellten Aufbau zur vollständigen Signalaufzeichnung gering. Ein weiterer Anwendungsfall ist die Modulation synthetischer, aus einem Funktionsgenerator stammender Signale mit der gewonnenen Amplitudeninformation. Die Änderung der Amplitude der modulierten Signale veranlasst das Diversitysystem sodann zum Umschalten, dessen Korrektheit wiederum anhand protokollierter Daten nachvollzogen werden kann.

3.6 Systemspezifikation und Ermittlung geeigneter Werte zur Beeinflussung des Schaltverhaltens

Neben der Schaffung geeigneter Schaltungsaufbauten erfolgten im Verlauf der Untersuchungen des Konzepts eines schnell schaltenden Mehrantennendiversitysystems auch Betrachtungen zur Auswahl einer geeigneten Parametrisierung des Schaltalgorithmus. Die y-Achse von Abbildung 3.45 zeigt den Verlauf der erzielten Audioverfügbarkeit eines schnell schaltenden Mehrantennendiversitysystems mit vier Antennen. Die x-Achse des Diagramms kennzeichnet hierbei den Wert des Minimalpegels nach Abbildung 3.38. Unterschreitet der gemessene Pegel der aktuell aufgeschalteten Antenne diesen Wert, so wird das Diversitysystem eine Prüfung der weiteren Antennen durchführen. Durch die Wahl des Minimalpegels wird daher maßgeblich die Aktivität des Diversitysystems festgelegt. Verschiedenfarbig aufgetragen sind nun Kurven der Audioverfügbarkeit, welche sich durch Variation der Hysterese ergeben. Allen Kurven ist gemein, dass ein Bereich relativer Unempfindlichkeit bezüglich der Wahl des Minimalpegels besteht, in welchem die ermittelten Werte der Audioverfügbarkeit nicht stark schwanken. Wird dieser Bereich jedoch verlassen, so kommt es zu teils drastischer Verringerung der Audioqualität. Als Anhalt für die Einordnung der im Diagramm angetragenen Verfügbarkeiten des Audiosignals soll Tabelle 3.2 dienen.

Antenne	Verfügbarkeit
Antenne 1	74,17 %
Antenne 2	72,47 %
Antenne 3	74,84 %
Antenne 4	73,58 %

Tabelle 3.2: Verfügbarkeiten der Einzelantennen zu
Abbildung 3.45

Die Wahl einer Hysterese von 1,44 dB zeigt, dass lediglich bestimmte Kombinationen aus Minimalpegel und Hysterese zielführend sind. Bei niedrigem Minimalpegel beginnend sieht sich das schnell schaltende Mehrantennendiversitysystem zunächst sehr selten veranlasst, die aktuell aufgeschaltete Antenne zu verlassen. Zumeist wird diese Antenne sich zum Zeitpunkt der Aktivität bereits in einem tiefen Minimum des Pegels befinden, der Empfang des Rundfunksignals ist bereits als gestört zu betrachten. Hinzu kommt, dass die groß gewählte Hysterese ein schnelles Verlassen der Antenne nicht befördert, das Rundfunksignal aber durch Prüfung der weiteren Antennen in noch größerem Maße gestört wird. Zu größeren Werten des Minimalpegels hin verbessert sich das Verhalten deutlich.

Weitere Möglichkeiten der Kombination aus Minimalpegel und Hysterese zeigen die übrigen Kurven. Ein Maximum der Verfügbarkeit ergibt sich für die Hysterese 1,15 dB bei einem Wert des Minimalpegels von $-81,9$ dBm. Abgeleitet werden kann aus den vorstehenden Darlegungen, dass bei Wahl eines größeren Werts für den Minimalpegel auch eine größere Hysterese zu wählen ist; allgemein wird dadurch die Aktivität des Diversitysystems beruhigt.

Herausgegriffen zur näheren Betrachtung in Abbildung 3.46 sei an dieser Stelle die Kurve der Hysterese 1,15 dB, da diese zum besten gemessenen Ergebnis der Kurvenschar nach Abbildung 3.45 führt. Zuoberst liegt in blau die bereits gezeigte Kurve, welche die Verfügbarkeit des Audiosignals im schnell schaltenden Mehrantennensystem in Prozent bei Variation des Parameters „Minimalpegel“ bezeichnet. Darunter sind in weiteren Farben die Aufschaltverteilungen der eingesetzten Antennen zu erkennen. Im Maximum der Verfügbarkeit ist näherungsweise eine Gleichbehandlung der Antennen eins, drei und vier zu beobachten. Lediglich die zweite Antenne wird weniger häufig genutzt; dieses Verhalten ist jedoch auch bei anderen Werten des Parameters „Minimalpegel“ zu ersehen. Verwiesen sei an dieser Stelle auf Tabelle 3.2. Bereits im Vergleich der Einzelantennen schneidet die zweite Antenne schlechter ab. Deutlich ist die Bevorzugung der vierten Antenne bei größer gewähltem „Minimalpegel“. Offensichtlich bietet diese Antenne dem Mehrantennensystem in vielen Situationen den größten Pegel. Ziel bei Wahl der Schaltparameter des Diversitysystems sollte sein, bei gleichberechtigten Antennenstrukturen eine möglichst ausgewogene Verteilung der Antennenaufschaltungen anzustreben.

Des Weiteren bietet die Anzahl der fehlgeschlagenen Schaltversuche, ebenfalls in Abbildung 3.46 eingezeichnet, ein Kriterium zur Festlegung der Schaltparameter. Als fehlgeschlagener Schaltversuch gilt ein Fall, in welchem das Mehrantennendiversitysystem mit der aktuell aufgeschalteten Antenne den eingestellten Minimalpegel unterschreitet, alle weiteren Antennen jedoch ebenfalls keinen Pegel erbringen, der über demjenigen der aktuellen Antenne zuzüglich der Hysterese liegt. Das Diversitysystem hat demnach alle verfügbaren Antennen geprüft und verweilt trotz Unzulänglichkeit der Situation bei der aufgeschalteten Antenne. Steigt die Anzahl der fehlgeschlagenen Versuche merklich an, so ist dies im betrachteten Fall ein Indikator für eine falsche Parametrisierung des Diversitysystems¹².

¹²Anschaulich erklärt wird der Anstieg der fehlgeschlagenen Versuche bei größer gewählten Minimalpegeln dadurch, dass die aktuell betrachtete Antenne oftmals bereits den bestmöglichen Pegel bietet. Durch den

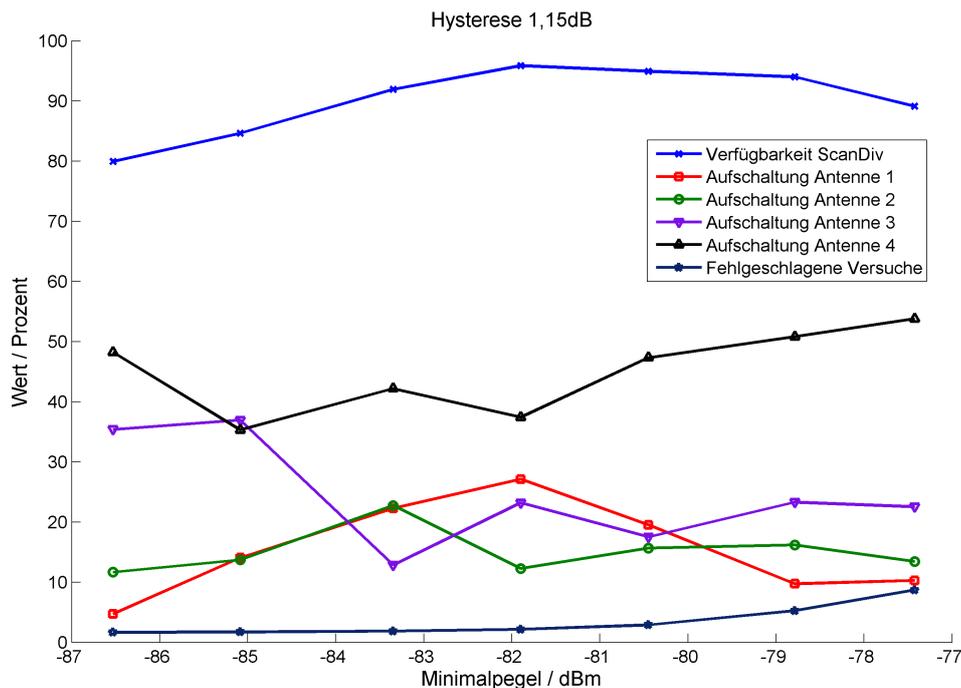


Abbildung 3.46: Hysterese 1, 15 dB, Verlauf der Verfügbarkeit, der Antennenaufschaltung und der fehlgeschlagenen Versuche

3.7 Auswertung einer Testfahrt bezüglich des Schaltverhaltens

Für die zuvor nach Gleichung 3.3 errechnete mögliche Speicherdauer wurde eine Messfahrt protokolliert. Diese fand in den Vereinigten Staaten von Amerika im Freifeld unter dichter Belaubung statt. Abbildung 3.47 zeigt die Aufschaltverteilung des schnell schaltenden Mehrantennendiversitysystems mit vier Antennensignalen¹³. Die Hysterese des Systems war zu 0,87 dB, die Schaltschwelle zu $-81,32$ dBm gewählt. Das Diversitysystem wurde also den zuvor in Abbildung 3.45 und Abbildung 3.46 gezeigten Zusammenhängen gemäß eingestellt. Die Verteilung der Antennenaufschaltung nach Abbildung 3.47 zeigt ein angemessen ausgewogenes Verhalten, welches dem zuvor aus Abbildung 3.46 ersichtlichen ähnlich ist. Als weiteres Kriterium für die richtige Wahl der Parameter wurde die Anzahl fehlgeschlagener Umschaltversuche zu 0,06 % ermittelt¹⁴.

Aufschlag der Hysterese wird das Auffinden einer pegelstärkeren Antenne nahezu unmöglich. Die Verringerung der Verfügbarkeit rührt im betrachteten Fall dann von den unnötig durchgeführten Prüfungen der weiteren Antennen her.

¹³Die Antennensignale wurden von handelsüblichen, auf dem Dach eines PKW verteilt platzierten Antennen gewonnen.

¹⁴Offensichtlich ist die Reproduzierbarkeit einer Freifeldmessung eingeschränkt. Daher wird hier lediglich ein Beispiel für die Wahl der Parameter des Diversitysystems aufgeführt. Dieses zeigt, dass aufgrund der in einer Laborumgebung ermittelten Einstellung eine sinnvolle Parametrisierung auch im Freifeld möglich ist.

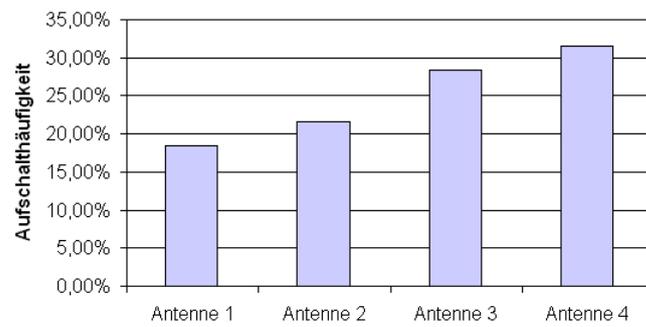


Abbildung 3.47: Darstellung der Aufschaltverteilung der Antennen während einer Messfahrt

4 Schnell schaltendes Mehrantennendiversitysystem mit Gleichphasung der Empfangssignale

Die im Falle des betrachteten digitalen Rundfunksystems notwendige enge Verflechtung eines schnell schaltenden Mehrantennendiversitysystems mit dem eigentlichen Rundfunkempfänger stellt wegen der Struktur der übermittelten Daten eine wesentliche Grundbedingung für das Funktionieren desselben dar. Eine einfache Trennung zwischen Rundfunkempfänger und schnell schaltendem Mehrantennendiversitysystem ist daher nicht möglich. Soll die Möglichkeit der Ausrüstung eines Rundfunkempfängers mit einem solchen System gegeben sein, so ist diese bereits in der Spezifikation des Rundfunkempfängers vorzusehen. Bestenfalls wird der Einsatz eines schnell schaltenden Mehrantennendiversitysystems bereits in der Spezifikationsphase des gesamten Rundfunksystems berücksichtigt. Beispielsweise kann nur auf diese Weise die notwendige zeitlich rasche Abfolge von Synchronisierungsinformation im Datenstrom, welche für eine schnelle Reaktion des Diversitysystems unabdingbar ist, gesichert werden.

Der Wunsch nach Aufhebung der breiten Schnittstelle zwischen Rundfunkempfänger und Mehrantennendiversitysystem führt daher zur Suche nach neuen Konzepten, welche eine größere Unabhängigkeit des Diversitysystems gewährleisten können. Maßgebliches Kriterium hierbei ist die möglichst geringe Beeinflussung der Phase bei einer Veränderung der dem Rundfunkempfänger zugeführten Signale. Nur auf diese Weise kann eine Loslösung von der Synchronisation des Mehrantennendiversitysystems auf die Referenzphaseninformation der Rundfunksignale erfolgen.

4.1 Systemarchitektur und Berechnungsgrundlagen

Geschaffen wurde daher als Weiterentwicklung des in Kapitel 3 beschriebenen schnell schaltenden Mehrantennendiversitysystems das schnell schaltende Mehrantennendiversitysystem mit Gleichphasung der Empfangssignale, welches die enge Verflechtung zwischen Diversityschaltung und Rundfunkempfänger umgeht und die in Abschnitt 2.4 beschriebenen Vorteile eines Phasendiversitysystems einbezieht [38]. Weiterhin dient ein einzelnes Kabel der Anbindung des Rundfunkempfängers. Da jedoch sämtliche Komponenten des Diversitysystems sich nun aufseiten der Antennen finden, ist das System als unabhängig von dem verwendeten Rundfunkempfänger anzusehen. Das schnell schaltende Mehrantennendiversitysystem mit Gleichphasung der Empfangssignale kann somit auch als Nachrüstlösung für bereits eingeführte Rundfunkempfänger eingesetzt werden.

Basierend auf der Idee des schnell schaltenden Mehrantennendiversitysystems verwendet das schnell schaltende Mehrantennendiversitysystem mit Gleichphasung der Empfangssignale angepasste Komponenten des Vorgängersystems. Wiederum ist ein Leitgedanke das automobiler Umfeld der US-amerikanischen Satellitenradiosysteme. Ein weiteres herausragendes Merkmal

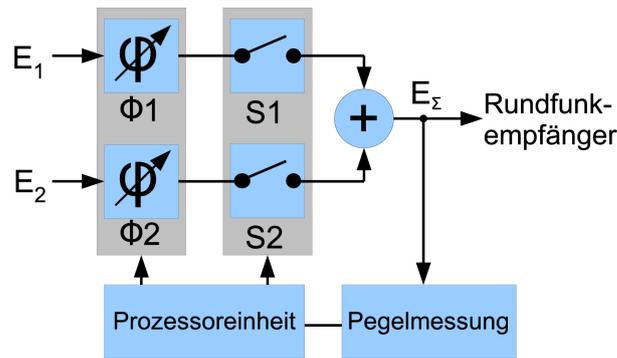


Abbildung 4.1: Vereinfachtes Blockschaltbild des schnell schaltenden Mehrantennensystems mit Gleichphasung der Empfangssignale

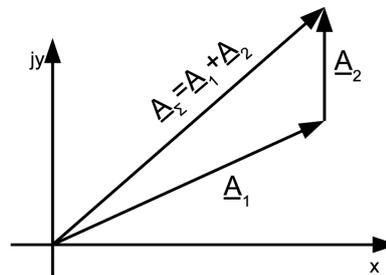


Abbildung 4.2: Einzelne Antennensignale und deren Überlagerung

des auf der Gleichphasung von empfangenen Signalen beruhenden Systems ist daher der Einsatz einer einfachen Abstimmeinrichtung zur Frequenzumsetzung.

4.1.1 Systemarchitektur

Abbildung 4.1 zeigt eine vereinfachte Darstellung des schnell schaltenden Mehrantennensystems mit Gleichphasung der Empfangssignale, welches im Rahmen dieser Arbeit realisiert und untersucht wurde. Zwecks nachfolgender Erläuterung werde im Folgenden vorausgesetzt, dass zunächst lediglich zwei empfangene Signale E_1 und E_2 zur Verfügung stehen. Ziel des geschaffenen Systems soll sein, diese beiden Signale mittels später vorgestellter Algorithmen phasenrichtig zu addieren und somit dem Rundfunkempfänger ein verbessertes Empfangssignal E_Σ bereitzustellen. Die Gleichphasung soll in einer Weise geschehen, dass die Phase des Summensignals im Verlauf der Optimierung gleichbleibt. Damit besteht keine Notwendigkeit einer Synchronisation hinsichtlich der Referenzphaseninformation mehr.

In Abbildung 4.2 ist ein Beispiel der komplexen Amplituden empfangener Signale abgebildet. Die zur Berechnung der Phasendifferenz dieser Signale erdachten Verfahren verwenden nun einfache Pegelmessungen der Empfangssignale und ihrer Kombinationen. Verfahrenabhängig muss hierbei teils eine Beeinflussbarkeit der Phase beider Empfangssignale gegeben sein. Nach Errechnung der Phasendifferenz wird diese durch eine entsprechende Einstellung der Phasengliedern ausgeglichen.

Wird die nun hergestellte Überlagerung der Empfangssignale E_1 und E_2 gedanklich zu einem Signal zusammengefasst, so kann ein weiteres Empfangssignal E_3 nach Abbildung 4.3 in den

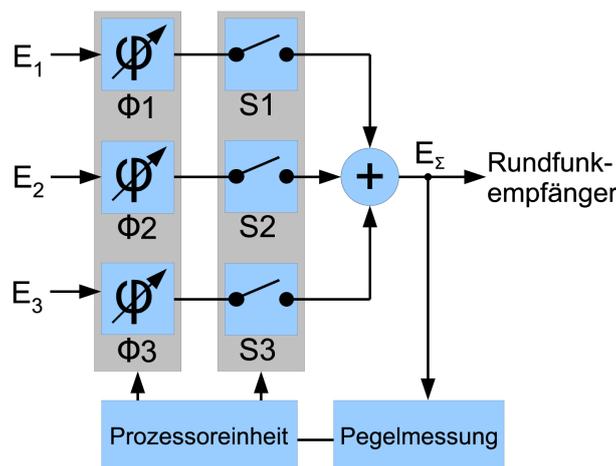


Abbildung 4.3: Vereinfachtes Blockschaltbild des schnell schaltenden Mehrantennensystems mit Gleichphasung der Empfangssignale, drei Empfangssignale

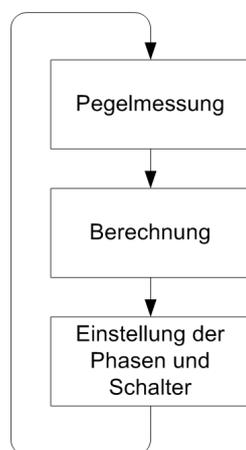


Abbildung 4.4: Vereinfachte Darstellung des Systemverhaltens des schnell schaltenden Mehrantennensystems mit Gleichphasung der Empfangssignale

Ablauf der Gleichphasung einbezogen werden. Eine Erweiterung auf beliebig viele Empfangssignale folgt dem gleichen Schema.

Der stark vereinfachte Handlungsablauf des schnell schaltenden Mehrantennendiversitätssystems mit Gleichphasung der Empfangssignale folgt Abbildung 4.4. Kontinuierlich wird der momentan zum angeschlossenen Rundfunkempfänger durchgereichte Pegel überwacht. Für den Fall eines als ungenügend erkannten Pegels erfolgt die Berechnung einer möglichst optimalen Überlagerung der verfügbaren Empfangssignale. Nach Ermittlung dieser Überlagerung werden Schalter und Phasenstellglieder so eingestellt, dass die Phase der Empfangssignale E_1 und E_2 nach Durchführung der Phasen Anpassung gleich der Phase des vor der Korrektur beobachteten Summensignals ist. Schlussendlich erfolgt wieder die Überwachung des Pegels.

Sämtliche Berechnungen, welche für die Ermittlung der auszugleichenden Phasendifferenzen notwendig sind, beruhen auf einer Messung der Pegel vorhandener Antennensignale und deren Kombinationen. Zur Errechnung ist daher eine Reihe von Teststellungen einzunehmen. Die Anzahl und Ausführung der Teststellungen sind abhängig von der jeweils zur Bestimmung der

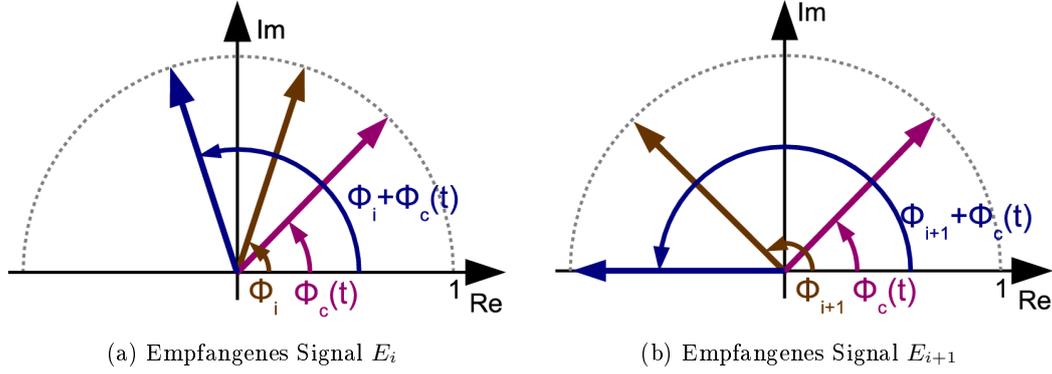


Abbildung 4.5: Winkeladdition von Phasenbeiträgen der Antenne und der Nutzinformation, verdeutlicht am Einheitskreis

Phasendifferenzen verwendeten Berechnungsvorschrift. Beispielsweise umfassen die Teststellungen Pegelmessungen der einzelnen Antennensignale, des Summensignals sowie die Summen aus in der Phase veränderten Einzelantennensignalen. Um eine Störung des gesendeten Datenstroms, siehe Abschnitt 3.2.2, klein zu halten, sind Dauer und Anzahl der Teststellungen auf ein möglichst geringes Maß zu beschränken.

Für die Darlegung der dem schnell schaltenden Mehrantennensystem mit Gleichphasung zugrunde liegenden Rechenvorschriften werden nun Konventionen vereinbart. Die Ausführungen setzen ein phasenmoduliertes Digitalsignal voraus. Im Falle der betrachteten Satellitenradiosysteme werden QPSK-modulierte Signale verwendet.

An einer Antenne i liege das jeweilige Empfangssignal E_i mit einer komplexen Amplitude \underline{A}_i an. Vereinbart sei:

$$A_i = |\underline{A}_i|. \quad (4.1)$$

Der Betrag dieses komplexen Signals ist nach Gleichung 4.1 daher A_i . Φ_i ist die Phase der jeweiligen Antenne, welche aufgrund der Gangunterschiede zwischen den verschiedenen Antennen variiert, während $\Phi_c(t)$ für die phasenmodulierte Information steht, die zwar variiert, aber allen Antennen zu einem bestimmten Zeitpunkt gemein ist. Die Winkel des Antennensignals lassen sich somit am komplexen Einheitskreis nach Abbildung 4.5 darstellen. Mit der Amplitude A_i ergibt sich Gleichung 4.2:

$$\underline{A}_i = A_i \cdot e^{j(\omega t + \Phi_i + \Phi_c(t))} \quad (4.2)$$

Ein normaler Empfangsfall besteht nun aus der Überlagerung mehrerer Empfangssignale mit $i = 1..N$; die Überlagerung der Signale wird ohne weitere Maßnahmen nur in den seltensten Fällen phasenrichtig erfolgen. Man erhält gemäß Gleichung 4.3 eine Summation der Signale zu einem Überlagerungssignal E_{norm} mit der komplexen Amplitude $\underline{A}_{\text{norm}}$:

$$\begin{aligned} \underline{A}_{\text{norm}} &= \sum_{i=1}^N A_i \cdot e^{j(\omega t + \Phi_i + \Phi_c(t))} \\ &:= A_{\text{norm}} \cdot e^{j(\omega t + \Phi_{\text{norm}} + \Phi_c(t))} \end{aligned} \quad (4.3)$$

Der Amplitudenbetrag ist somit A_{norm} , die Phase des Summensignals ist Φ_{norm} . Unverändert findet sich der Ausdruck $\Phi_c(t)$, da die Nutzinformation zu einem festen Zeitpunkt auf allen Antennensignalen gleichermaßen vorliegt. Aufgabe eines Phasenregelalgorithmus ist es nun,

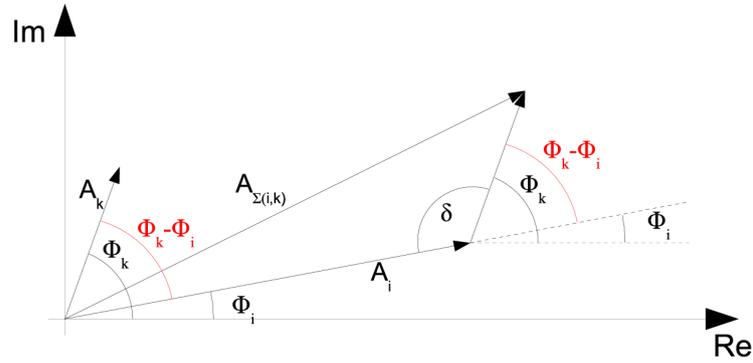


Abbildung 4.6: Zeigerdiagramm und Winkelbeziehungen zu Verfahren 1

die jeweiligen Phasendifferenzen $\Delta\Phi_i$ zwischen dem Überlagerungssignal E_{norm} und einzelnen Signalen E_i gemäß Gleichung 4.4 zu ermitteln:

$$\Delta\Phi_i = \Phi_i - \Phi_{\text{norm}} \quad (4.4)$$

Zur Ermittlung des Phasenunterschieds der empfangenen Signale können unterschiedliche Verfahren Verwendung finden; wesentliche Grundlage der Verfahren ist die Anwendung verschiedener Berechnungsformeln in schiefwinkligen Dreiecken.

4.1.2 Verfahrensweise zur Bestimmung der Phasendifferenz ohne Beeinflussung der Phase der Empfangssignale

Ziel des nun folgenden Verfahrens zur Ermittlung der Phasendifferenz zweier Empfangssignale soll sein, dieses ohne Veränderung der Phase beider Einzelsignale zu bewerkstelligen. Eine Veränderung der Phase der Einzelsignale ist somit erst zur phasenrichtigen Überlagerung derselben erforderlich. Der Algorithmus beruht daher lediglich auf einer Messung der Einzelamplituden beider Signale sowie deren Summe.

Zunächst wird eine einzelne Antenne i gemessen, die Amplitude des Signals wird zu A_i bestimmt. Eine weitere, in das Phasenanpassungsverfahren einzubeziehende, Antenne sei mit k bezeichnet; daher ergibt sich die Amplitude zu A_k . Ohne weitere Maßnahmen erfolgt nun die Messung des überlagerten Summensignals $\underline{A}_{\Sigma(i,k)} = \underline{A}_i + \underline{A}_k$ mit der Amplitude $A_{\Sigma(i,k)}$. Das Zeigerdiagramm in Abbildung 4.6 verdeutlicht die Lage zweier komplexer Antennensignale \underline{A}_i und \underline{A}_k sowie des Summensignals $\underline{A}_{\Sigma(i,k)}$ mit jeweils zugehörigen Amplituden A_i , A_k und $A_{\Sigma(i,k)}$.

Gesucht ist nun zur phasenrichtigen Überlagerung der Antennensignale \underline{A}_i und \underline{A}_k zu einem Summensignal der maximalen Amplitude $A_i + A_k$ die Phasendifferenz

$$\Delta\Phi = \Phi_k - \Phi_i.$$

Anschaulich wird hierdurch eines der empfangenen Signale durch Drehung um den zu ermittelnden Winkel in Phase mit dem anderen Signal gebracht. Der in Abbildung 4.6 eingezeichnete Winkel δ ergibt sich zu

$$\delta = 180^\circ - \Delta\Phi.$$

Die Anwendung des Kosinussatzes auf die dargestellte Konfiguration der Antennensignale führt zu Gleichung 4.5.

$$A_{\Sigma(i,k)}^2 = A_i^2 + A_k^2 - 2A_i A_k \cos(\delta). \quad (4.5)$$

Unter Verwendung der Tatsache, dass nach [39] allgemein gilt

$$\cos(180^\circ - \chi) = -\cos(\chi),$$

kann Gleichung 4.5 umgeschrieben werden zu

$$\cos(\Delta\Phi) = \frac{A_{\Sigma(i,k)}^2 - A_i^2 - A_k^2}{2A_i A_k}. \quad (4.6)$$

Die Kenntnis des Phasenversatzes nach Gleichung 4.6 ist auf den Betrag desselben beschränkt, das Ergebnis kann sowohl $|\Delta\Phi|$ als auch $|\Delta\Phi|$ entsprechen. Daher wird zur Phasenangleichung zunächst ein positiver Phasenwinkel $\Delta\Phi > 0$ angenommen. Nach der Angleichung ist die Amplitude des Überlagerungssignals erneut zu messen; kann ein Anwachsen der Amplitude nicht bestätigt werden, so muss das Vorzeichen des Phasenwinkels negativ gewählt werden. Dieser Ablauf ist in Abbildung 4.7 dargestellt.

Als Phasenreferenz festgelegt wurde die Phase des Antennensignals \underline{A}_i , daher wird nach Ermittlung der Phasendifferenz das Antennensignal \underline{A}_k in der Phase verändert. Das Summensignal weist die Phase des Signals \underline{A}_i auf. Die Vertauschung beider Signale führt umgekehrt zu einer Anpassung der Phase des Signals \underline{A}_i an diejenige des Signals \underline{A}_k , es ergibt sich eine andere Phase des Summensignals. Nach Abbildung 4.8 kann das Verfahren daher mit lediglich einem Phasenstellglied ausgeführt werden; der Aufwand gegenüber dem allgemeinen Fall in Abbildung 4.1 wird reduziert. Eine Gleichphasung weiterer Antennen l, m, \dots ist ebenfalls durch die oben gegebene Rechenvorschrift abgedeckt. Festgelegt muss lediglich eine Bezugsantenne werden, welche der Ermittlung des jeweiligen relativen Phasenversatzes der momentan in der Phase anzupassenden Antenne dient.

Wurde bisher lediglich ein Empfangssignal in der Phase dem anderen angeglichen, so soll nun als Variante des obigen Algorithmus eine Möglichkeit dargestellt werden, beide Signale \underline{A}_i und \underline{A}_k so zusammenzuführen, dass die Amplitude des bereits bestehenden Summensignals $\underline{A}_{\Sigma(i,k)}$ maximiert wird. Gemäß Abbildung 4.9 dient die Phase des Summensignals sodann als gedachte Referenzphase. Zu ermitteln sind daher die Phasenwinkel

$$\Delta\Phi_k = \Phi_k - \Phi_{\Sigma(i,k)}$$

und

$$\Delta\Phi_i = \Phi_{\Sigma(i,k)} - \Phi_i.$$

Durch Ergänzung zu einem Parallelogramm und unter Verwendung des Kosinussatzes ergibt sich

$$A_k^2 = A_{\Sigma(i,k)}^2 + A_i^2 - 2A_{\Sigma(i,k)} A_i \cos(\Delta\Phi_i). \quad (4.7)$$

Umformen von Gleichung 4.7 führt zu

$$\cos(\Delta\Phi_i) = \frac{A_k^2 - A_{\Sigma(i,k)}^2 - A_i^2}{-2A_{\Sigma(i,k)} A_i}. \quad (4.8)$$

Da nun zunächst der Winkelunterschied eines Antennensignals bezüglich des Summensignals ermittelt wurde, ist noch der Phasenversatz des zweiten Antennensignals zu bestimmen. Hierzu wird unter Verwendung des Kosinussatzes Gleichung 4.9 formuliert:

$$A_i^2 = A_{\Sigma(i,k)}^2 + A_k^2 - 2A_{\Sigma(i,k)} A_k \cos(\Delta\Phi_k). \quad (4.9)$$

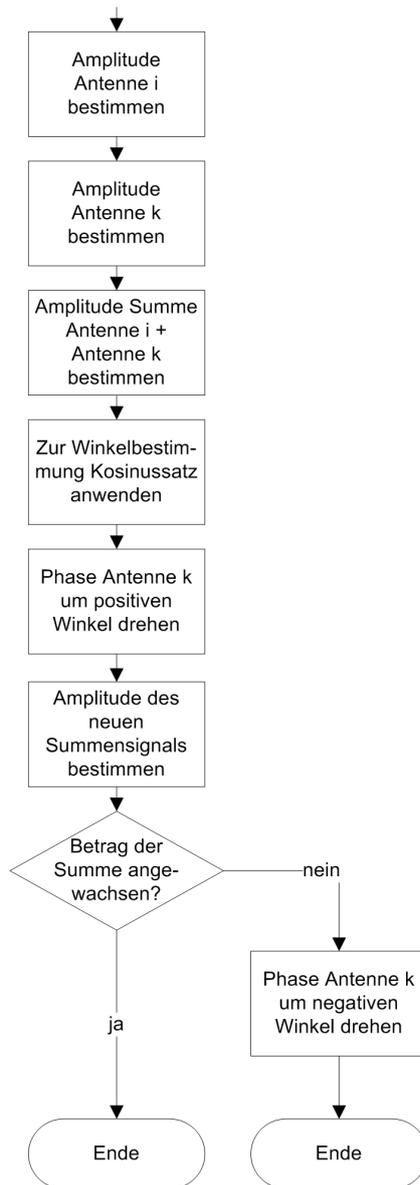


Abbildung 4.7: Flussdiagramm. Darstellung des Ablaufs zur Winkelbestimmung für Verfahren 1

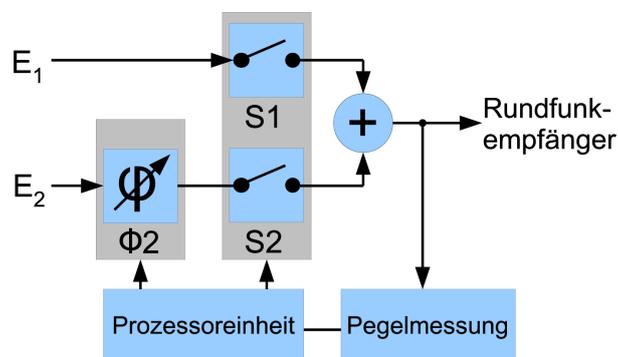


Abbildung 4.8: Blockschaltbild, Wegfall eines Phasenstellglieds durch Verzicht auf Phasenanpassung an das Summensignal nach Verfahren 1 (vgl. Abbildung 4.1)

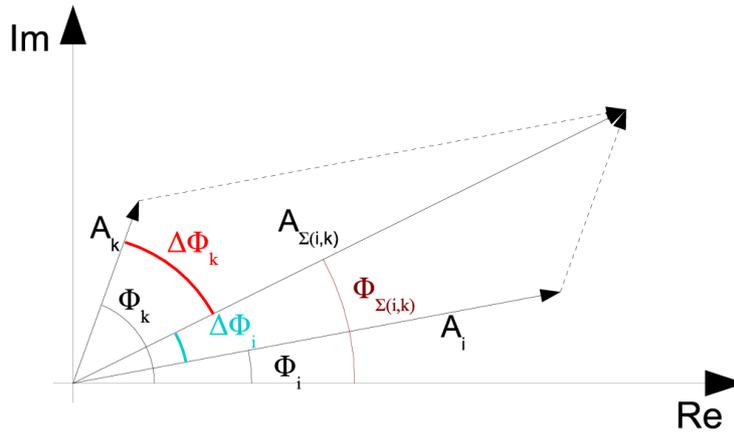


Abbildung 4.9: Zeigerdiagramm und Winkelbeziehungen zu Verfahren 1, Variante

Aus Gleichung 4.9 folgt nun:

$$\cos(\Delta\Phi_k) = \frac{A_i^2 - A_{\Sigma(i,k)}^2 - A_k^2}{-2A_{\Sigma(i,k)}A_k} \quad (4.10)$$

Offensichtlich ist, dass auch im Fall der gerade vorgestellten Variante keine Kenntnis der Vorzeichen ermittelter Winkel besteht. Daher ist, gleich dem ursprünglichen Fall, auch hier eine Probe auf Vergrößerung der Gesamtamplitude nach Einstellen der errechneten Winkel notwendig.

Zu erkennen ist bereits ein verfahrensbedingter Vorteil der soeben dargestellten Variante: Durch Überführen der einzelnen Antennensignale in das Summensignal stellt sich eine Stabilisierung der Phase des erzeugten Summensignals ein. Bezüglich des Rechenaufwands zur Ermittlung der Phasendifferenzen verhalten sich das ursprüngliche Verfahren und die Variante desselben annähernd gleich; die Argumente der Winkelfunktionen setzen sich in Zähler und Nenner aus Subtraktion und Multiplikation zusammen. Jedoch besteht in Gestalt der Variante des Verfahrens ein erhöhter Rechenaufwand zur Ermittlung zweier anstatt lediglich eines Winkels. Verglichen mit der Grundgestalt des Algorithmus sind bei der soeben dargelegten Variante zwei Phasenstellglieder zur Angleichung der errechneten Phasendifferenzen der Einzelsignale an das Summensignal vorzusehen. Die erforderliche Schaltung entspricht dem in Abbildung 4.1 gezeigten Blockschaltbild.

4.1.3 Verfahrensweise zur Bestimmung der Phasendifferenz ohne Abschaltung der Einzelsignale

Das zuvor dargelegte Verfahren beruht auf der selektiven An- und Abschaltung von Antennensignalen und deren Kombinationen. Im Folgenden wird ein Verfahren vorgestellt, welches zur Ermittlung der Phasenunterschiede zwischen Antennensignalen während der Berechnungsphase gewollt herbeigeführte Phasendifferenzen nutzt. Die nachstehenden Ausführungen beziehen sich zunächst wiederum auf die phasenrichtige Kombination zweier Antennensignale. Sinngemäß kann eine Erweiterung zwecks Angleichung weiterer Antennensignale erfolgen. Grundsätzlich erfolgt bei diesem Verfahren die Angleichung der Phase eines einzelnen Antennensignals an ein vorliegendes Summensignal. Im normalen Empfangsfall liegt daher eine Kombination der emp-

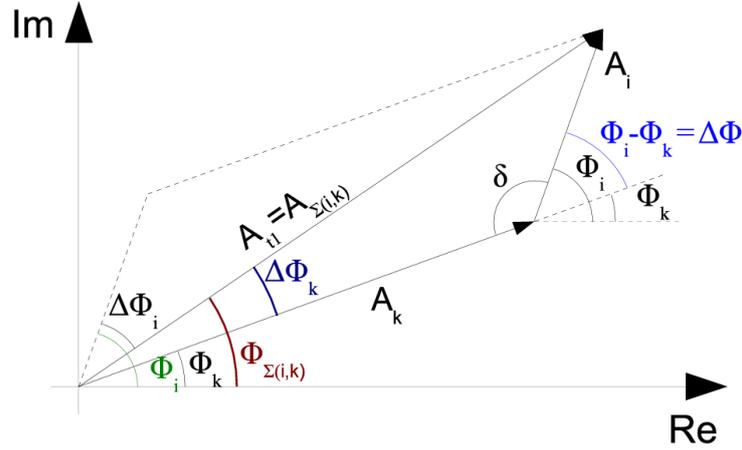


Abbildung 4.10: Zeigerdiagramm und Winkelbeziehungen zu Verfahren 2

fangenen Antennensignale gemäß Abbildung 4.10 vor. Gemessen wird die Summenamplitude $A_{\Sigma(i,k)}$, welche einer ersten Teststellung entspricht:

$$A_{t1} = A_{\Sigma(i,k)}. \quad (4.11)$$

Zu bestimmen sind durch die Schaffung weiterer Teststellungen die Phasendifferenzen, welche durch die in Abbildung 4.10 angetragenen Winkel $\Delta\Phi_i$ und $\Delta\Phi_k$ gegeben sind. Dabei gilt:

$$\Delta\Phi_i = \Phi_i - \Phi_{\Sigma(i,k)}$$

und

$$\Delta\Phi_k = \Phi_{\Sigma(i,k)} - \Phi_k.$$

Im Folgenden wird das Verfahren zur Ermittlung der Phasendifferenz, die durch den Winkel $\Delta\Phi_i$ gegeben ist, beschrieben. Der Winkel $\Delta\Phi_k$, welcher die Phasendifferenz zwischen Summensignal $A_{\Sigma(i,k)}$ und zweitem Empfangssignal E_k kennzeichnet, wird in gleicher Weise ermittelt.

Um den besagten Winkel $\Delta\Phi_i$ zu errechnen, sind insgesamt drei Teststellungen notwendig; bekannt ist bereits die erste Teststellung, in welcher nach Gleichung 4.11 die Amplitude der Summe der empfangenen Signale gemessen wird. In einer zweiten Teststellung wird zunächst gemäß Abbildung 4.11 die Phase des Empfangssignals E_i um einen bekannten Winkel $-\Delta\Phi_{t2}$ verändert. Hierdurch stellt sich die veränderte Gesamtamplitude der beiden Empfangssignale zu A_{t2} ein. Die Veränderung der Phase des Empfangssignals E_i kann anhand der ursprünglichen Phasenlage gemäß Abbildung 4.10 nachvollzogen werden; zur Orientierung ist grau (gestrichelt) die ursprüngliche Lage des Empfangssignals E_i eingezeichnet. Damit gilt für Teststellung zwei:

$$\Phi_{i,t2} = \Phi_i - \Delta\Phi_{t2}. \quad (4.12)$$

In einer dritten Teststellung erfolgt die Veränderung der Phase des Empfangssignals E_i um einen bekannten Winkel $\Delta\Phi_{t3}$. Somit erhält man:

$$\Phi_{i,t3} = \Phi_i + \Delta\Phi_{t3}. \quad (4.13)$$

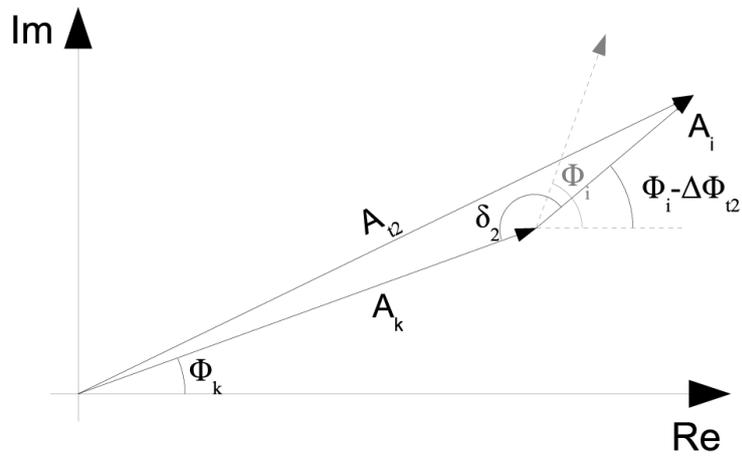


Abbildung 4.11: Zeigerdiagramm und Winkelbeziehungen zu Verfahren 2, Teststellung 2

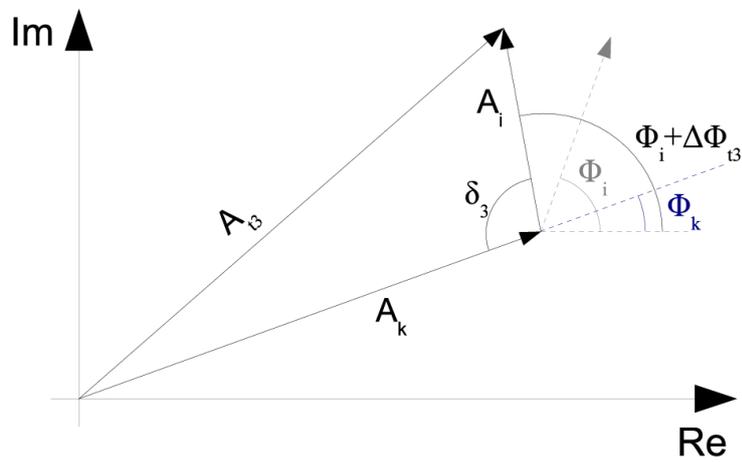


Abbildung 4.12: Zeigerdiagramm und Winkelbeziehungen zu Verfahren 2, Teststellung 3

Wiederum stellt sich nach Abbildung 4.12 eine Veränderung der Gesamtamplitude A_{t3} ein.

Zwecks Vereinfachung der technischen Realisierung kann ohne weitere Beschränkung gelten:

$$\Delta\Phi_{t2} = \Delta\Phi_{t3} = \Delta\Phi_t. \quad (4.14)$$

Allgemein gilt zur Berechnung des Phasenwinkels zwischen dem Signal \underline{A}_i und dem Summensignal $\underline{A}_{\Sigma(i,k)}$ nach dem Kosinussatz und Abbildung 4.10 die folgende Beziehung:

$$A_k^2 = A_{\Sigma(i,k)}^2 + A_i^2 - 2A_{\Sigma(i,k)}A_i \cos(\Delta\Phi_i). \quad (4.15)$$

Ein Umformen der Gleichung führt zu einer Lösung für die Phasendifferenz $\Delta\Phi_i$:

$$\cos(\Delta\Phi_i) = \frac{A_k^2 - A_{\Sigma(i,k)}^2 - A_i^2}{-2A_{\Sigma(i,k)}A_i}. \quad (4.16)$$

Ebenfalls nach dem Kosinussatz verfahren wird bei der Errechnung des Phasenwinkels zwischen den Signalen \underline{A}_k und $\underline{A}_{\Sigma(i,k)}$ nach Abbildung 4.10:

$$A_i^2 = A_{\Sigma(i,k)}^2 + A_k^2 - 2A_{\Sigma(i,k)}A_k \cos(\Delta\Phi_k). \quad (4.17)$$

Umgeformt ergibt sich eine Lösung für $\Delta\Phi_k$ zu:

$$\cos(\Delta\Phi_k) = \frac{A_i^2 - A_{\Sigma(i,k)}^2 - A_k^2}{-2A_{\Sigma(i,k)}A_k}. \quad (4.18)$$

Abzuleiten aus Abbildung 4.10 ist der Zusammenhang nach Gleichung 4.19:

$$A_{t1}^2 = A_k^2 + A_i^2 - 2A_kA_i \cos(\delta). \quad (4.19)$$

Weiterhin gilt nach Abbildung 4.11:

$$A_{t2}^2 = A_k^2 + A_i^2 - 2A_kA_i \cos(\delta_2), \quad (4.20)$$

sowie nach Abbildung 4.12:

$$A_{t3}^2 = A_k^2 + A_i^2 - 2A_kA_i \cos(\delta_3). \quad (4.21)$$

Mit den Gleichungen 4.12 und 4.14 wird Gleichung 4.20 zu:

$$A_{t2}^2 = A_k^2 + A_i^2 - 2A_kA_i \cos(\delta + \Delta\Phi_t). \quad (4.22)$$

Gemäß Abbildung 4.10 wird nun die Winkeldifferenz $\Delta\Phi$ zwischen den vorliegenden Antennensignalen zu:

$$\Delta\Phi = \Phi_i - \Phi_k, \quad (4.23)$$

daher gilt ebenfalls:

$$\delta = 180^\circ - \Delta\Phi. \quad (4.24)$$

Nach [39] gilt:

$$\cos(\alpha \pm \beta) = \cos(\alpha) \cos(\beta) \mp \sin(\alpha) \sin(\beta). \quad (4.25)$$

Verwendung der Gleichungen 4.23, 4.25 und 4.22 ergibt:

$$A_{t2}^2 = A_k^2 + A_i^2 - 2A_kA_i (\cos(\delta) \cos(\Delta\Phi_t) - \sin(\delta) \sin(\Delta\Phi_t)). \quad (4.26)$$

Gleichung 4.21 wird durch Gleichungen 4.13 und 4.14 umgeformt zu:

$$A_{t3}^2 = A_k^2 + A_i^2 - 2A_k A_i \cos(\delta - \Delta\Phi_t). \quad (4.27)$$

Verwendung der Gleichungen 4.23, 4.25 und 4.27 ergibt:

$$A_{t3}^2 = A_k^2 + A_i^2 - 2A_k A_i (\cos(\delta) \cos(\Delta\Phi_t) + \sin(\delta) \sin(\Delta\Phi_t)). \quad (4.28)$$

Addition der Gleichungen 4.26 und 4.28 ermöglicht die Darstellung:

$$A_k^2 = \frac{A_{t2}^2 + A_{t3}^2 - 2A_i^2 + 4A_k A_i \cos(\delta) \cos(\Delta\Phi_t)}{2}. \quad (4.29)$$

Zusammen mit Gleichung 4.19 entsteht:

$$2A_k A_i \cos \delta = \frac{2A_{t1}^2 - A_{t2}^2 - A_{t3}^2}{2 \cos(\Delta\Phi_t) - 2}. \quad (4.30)$$

Definiert wird nun eine Funktion \mathcal{P}_x , für welche gilt:

$$\mathcal{P}_x := -2A_k A_i \cos(\Delta\Phi). \quad (4.31)$$

Unter Verwendung der Tatsache, dass nach [39] allgemein gilt

$$\cos(180^\circ - \chi) = -\cos(\chi),$$

kann Gleichung 4.31 mit Gleichung 4.24 umgeschrieben werden zu:

$$\mathcal{P}_x = 2A_k A_i \cos(\delta), \quad (4.32)$$

siehe Abbildung 4.10. Nun kann \mathcal{P}_x unter Nutzung von Gleichung 4.30 ausgedrückt werden als:

$$\mathcal{P}_x = \frac{2A_{t1}^2 - A_{t2}^2 - A_{t3}^2}{2 \cos(\Delta\Phi_t) - 2}. \quad (4.33)$$

Gemeinsam ergeben die Gleichungen 4.26 und 4.28:

$$A_{t3}^2 - A_{t2}^2 = -4A_k A_i \sin(\delta) \sin(\Delta\Phi_t). \quad (4.34)$$

Da nach Abbildung 4.10 gilt $\delta = 180^\circ - \Delta\Phi$ und gemäß [39]

$$\sin(180^\circ \pm \alpha) = \mp \sin(\alpha)$$

wird Gleichung 4.34 zu:

$$-2A_k A_i \sin(\Delta\Phi) = \frac{A_{t3}^2 - A_{t2}^2}{2 \sin(\Delta\Phi_t)}. \quad (4.35)$$

Wiederum wird eine Funktion \mathcal{P}_y definiert:

$$\mathcal{P}_y := -2A_i A_k \sin(\Delta\Phi). \quad (4.36)$$

Diese ergibt sich durch Gleichung 4.35 nun als:

$$\mathcal{P}_y = \frac{A_{t3}^2 - A_{t2}^2}{2 \sin(\Delta\Phi_t)}. \quad (4.37)$$

Noch nicht gelöst ist die Abhängigkeit der Gleichungen 4.16 und 4.18 von den jeweils zugehörigen Einzelamplituden A_i und A_k , welche im Rahmen dieses Verfahrens nicht messtechnisch

ermittelt werden. Daher sind A_i und A_k durch bereits bekannte Ausdrücke zu ersetzen. Gleichungen 4.19 und 4.32 führen zu:

$$A_i^2 = A_{t1}^2 - A_k^2 + \mathcal{P}_x \quad (4.38)$$

Eine Multiplikation mit A_i^2 ergibt:

$$A_i^4 = (A_{t1}^2 + \mathcal{P}_x)A_i^2 - A_k^2 A_i^2. \quad (4.39)$$

Die Gleichungen 4.31 und 4.36 für \mathcal{P}_x und \mathcal{P}_y ermöglichen nach Quadrierung den Ausdruck:

$$\mathcal{P}_x^2 + \mathcal{P}_y^2 = 4A_k^2 A_i^2 \underbrace{(\cos^2(\Delta\Phi) + \sin^2(\Delta\Phi))}_{=1}. \quad (4.40)$$

Daher ist:

$$A_k^2 A_i^2 = \frac{\mathcal{P}_x + \mathcal{P}_y}{4}. \quad (4.41)$$

Gleichung 4.39 wird mit Gleichung 4.41 umgeschrieben:

$$A_i^4 = (A_{t1}^2 + \mathcal{P}_x)A_i^2 - \frac{\mathcal{P}_x^2 + \mathcal{P}_y^2}{4}. \quad (4.42)$$

Durch Substitution von $u = A_i^2$ wird eine quadratische Gleichung gewonnen und umgeformt:

$$u^2 - (A_{t1}^2 + \mathcal{P}_x)u + \frac{\mathcal{P}_x^2 + \mathcal{P}_y^2}{4} = 0. \quad (4.43)$$

Gelöst wird diese zu:

$$u_{1,2} = \frac{1}{2} \left(A_{t1}^2 + \mathcal{P}_x \pm \sqrt{A_{t1}^4 + 2A_{t1}^2 \mathcal{P}_x - \mathcal{P}_y^2} \right). \quad (4.44)$$

Die Substitution wird rückgängig gemacht:

$$A_{i1,2} = \pm \sqrt{\frac{1}{2} \left(A_{t1}^2 + \mathcal{P}_x + \sqrt{A_{t1}^4 + 2A_{t1}^2 \mathcal{P}_x - \mathcal{P}_y^2} \right)}, \quad (4.45)$$

$$A_{i3,4} = \pm \sqrt{\frac{1}{2} \left(A_{t1}^2 + \mathcal{P}_x - \sqrt{A_{t1}^4 + 2A_{t1}^2 \mathcal{P}_x - \mathcal{P}_y^2} \right)}. \quad (4.46)$$

Abhängig sind die gewonnenen Lösungen für A_i lediglich von durch Messung gemäß dem zugrunde liegenden Verfahren ermittelten Größen. Gleichung 4.38 kann zwecks Bestimmung von A_k^2 ebenfalls geschrieben werden als:

$$A_k^2 = A_{t1}^2 - A_i^2 + \mathcal{P}_x. \quad (4.47)$$

Offensichtlich ist der Lösungsweg analog zu dem für Gleichung 4.38 beschriebenen. Daher ergeben sich die Lösungen:

$$A_{k1,2} = \pm \sqrt{\frac{1}{2} \left(A_{t1}^2 + \mathcal{P}_x + \sqrt{A_{t1}^4 + 2A_{t1}^2 \mathcal{P}_x - \mathcal{P}_y^2} \right)}, \quad (4.48)$$

$$A_{k3,4} = \pm \sqrt{\frac{1}{2} \left(A_{t1}^2 + \mathcal{P}_x - \sqrt{A_{t1}^4 + 2A_{t1}^2 \mathcal{P}_x - \mathcal{P}_y^2} \right)}. \quad (4.49)$$

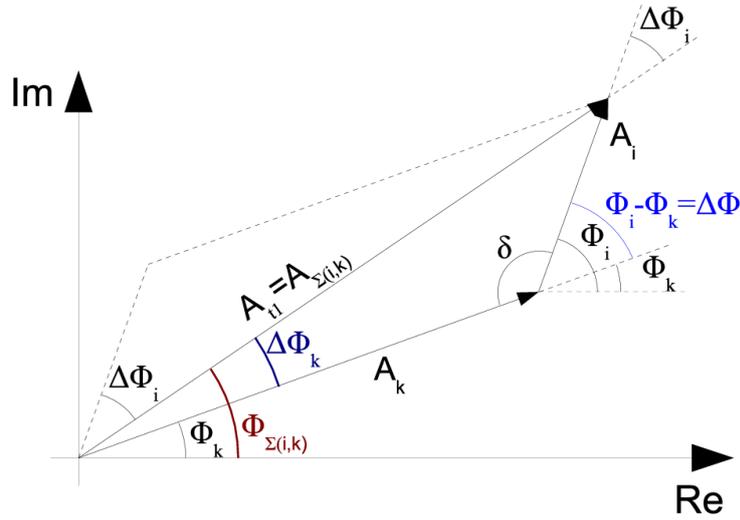


Abbildung 4.13: Zeigerdiagramm und Winkelbeziehungen zu Verfahren 2, Anwendung Sinussatz

Aus der Anschauung folgt, dass Teile der Lösungen der Gleichungen 4.45, 4.46, 4.48 und 4.49 keine Amplitudenbeträge empfangener Signale darstellen können. Die negativen Lösungen A_{i_2} , A_{i_4} , A_{k_2} und A_{k_4} scheiden somit aus. Es verbleiben daher zwei Lösungen für jede der Gleichungen 4.38 und 4.47:

$$A_{i_{1,3}} = \sqrt{\frac{1}{2} \left(A_{t1}^2 + \mathcal{P}_x \pm \sqrt{A_{t1}^4 + 2A_{t1}^2 \mathcal{P}_x - \mathcal{P}_y^2} \right)}, \quad (4.50)$$

$$A_{k_{1,3}} = \sqrt{\frac{1}{2} \left(A_{t1}^2 + \mathcal{P}_x \pm \sqrt{A_{t1}^4 + 2A_{t1}^2 \mathcal{P}_x - \mathcal{P}_y^2} \right)}. \quad (4.51)$$

Aufgrund der Identität von Gleichung 4.50 und Gleichung 4.51 herrscht anschaulich ein Mangel an Unterscheidbarkeit hinsichtlich des Zusammenhangs zwischen jeweiliger Lösung der Gleichungen und Amplitude der empfangenen Signale E_i und E_k . Zwecks Ermittlung beider Signalamplituden ist daher jedoch nur die Lösung einer einzigen der Gleichungen erforderlich. Die in Gleichung 4.50 und Gleichung 4.51 abgeleiteten Berechnungsvorschriften für die Amplituden der Einzelsignale E_i und E_k ermöglichen nun eine Berechnung der Phasenwinkel zwischen den Einzelsignalen und deren Summensignal $E_{\Sigma(i,k)}$. Nach Gleichung 4.19 und Gleichung 4.33 gilt:

$$2A_i^2 - \mathcal{P}_x = A_i^2 + A_{t1}^2 - A_k^2. \quad (4.52)$$

Berechnet wird nun der Term $\cos(\Delta\Phi_i)$ unter Rückgriff auf Gleichung 4.16 zu:

$$\cos(\Delta\Phi_i) = \frac{2A_i^2 - \mathcal{P}_x}{2A_i A_{\Sigma(i,k)}}. \quad (4.53)$$

Neben der Errechnung des Winkels $\Delta\Phi_i$ über den Kosinus besteht auch die Möglichkeit der Ableitung desselben über den Sinus. Hierzu sei zunächst auf den Sinussatz verwiesen. Angewandt auf Abbildung 4.13 ergibt der Sinussatz:

$$\frac{A_k}{A_{\Sigma(i,k)}} = \frac{\sin(\Delta\Phi_i)}{\sin(\delta)}. \quad (4.54)$$

Mit Gleichung 4.24 wird Gleichung 4.54 zu:

$$\frac{A_k}{A_{\Sigma(i,k)}} = \frac{\sin(\Delta\Phi_i)}{\sin(\Delta\Phi)}. \quad (4.55)$$

Danach wird Gleichung 4.55 durch Multiplikation erweitert:

$$\frac{A_k}{A_{\Sigma(i,k)}} = \frac{\sin(\Delta\Phi_i) \cdot 2A_i}{\sin(\Delta\Phi) \cdot 2A_i}, \quad (4.56)$$

und ergibt:

$$\sin(\Delta\Phi_i) = \frac{2A_i A_k \sin(\Delta\Phi)}{2A_{\Sigma(i,k)} A_i}. \quad (4.57)$$

Aufgrund der Definitionsgleichung 4.36 für \mathcal{P}_y wird Gleichung 4.57 geschrieben als

$$\sin(\Delta\Phi_i) = \frac{-\mathcal{P}_y}{2A_{\Sigma(i,k)} A_i}. \quad (4.58)$$

Mittels Gleichung 4.58 und Gleichung 4.53 ergibt sich:

$$\tan(\Delta\Phi_i) = \frac{-\mathcal{P}_y}{2A_i^2 - \mathcal{P}_x}. \quad (4.59)$$

Durch Verwendung der Gleichung 4.44 für A_i^2 erhält man:

$$\tan(\Delta\Phi_i) = \frac{-\mathcal{P}_y}{A_{t1}^2 \pm \sqrt{A_{t1}^4 + 2A_{t1}^2 \mathcal{P}_x - \mathcal{P}_y^2}}. \quad (4.60)$$

Einsetzen von Gleichung 4.33 und Gleichung 4.37 führt zu:

$$\tan(\Delta\Phi_i) = \frac{-\left(\frac{A_{t3}^2 - A_{t2}^2}{2 \sin(\Delta\Phi_t)}\right)}{A_{t1}^2 \pm \sqrt{A_{t1}^4 + 2A_{t1}^2 \left(\frac{2A_{t1}^2 - A_{t2}^2 - A_{t3}^2}{2 \cos(\Delta\Phi_t) - 2}\right) - \left(\frac{A_{t3}^2 - A_{t2}^2}{2 \sin(\Delta\Phi_t)}\right)^2}}. \quad (4.61)$$

Wie bereits zuvor erwähnt, wird die Winkeldifferenz $\Delta\Phi_k$ des zweiten Empfangssignals E_k ebenfalls gemäß dem soeben dargestellten Verfahren errechnet. Es ergibt sich:

$$\cos(\Delta\Phi_k) = \frac{2A_k^2 - \mathcal{P}_x}{2A_{t1} A_k}, \quad (4.62)$$

$$\sin(\Delta\Phi_k) = \frac{-\mathcal{P}_y}{2A_{t1} A_k}, \quad (4.63)$$

$$\tan(\Delta\Phi_k) = \frac{-\mathcal{P}_y}{2A_k^2 - \mathcal{P}_x} \quad (4.64)$$

$$= \frac{-\mathcal{P}_y}{A_{t1}^2 \pm \sqrt{A_{t1}^4 + 2A_{t1}^2 \mathcal{P}_x - \mathcal{P}_y^2}} \quad (4.65)$$

$$= \frac{-\left(\frac{A_{t3}^2 - A_{t2}^2}{2 \sin(\Delta\Phi_t)}\right)}{A_{t1}^2 \pm \sqrt{A_{t1}^4 + 2A_{t1}^2 \left(\frac{2A_{t1}^2 - A_{t2}^2 - A_{t3}^2}{2 \cos(\Delta\Phi_t) - 2}\right) - \left(\frac{A_{t3}^2 - A_{t2}^2}{2 \sin(\Delta\Phi_t)}\right)^2}} \quad (4.66)$$

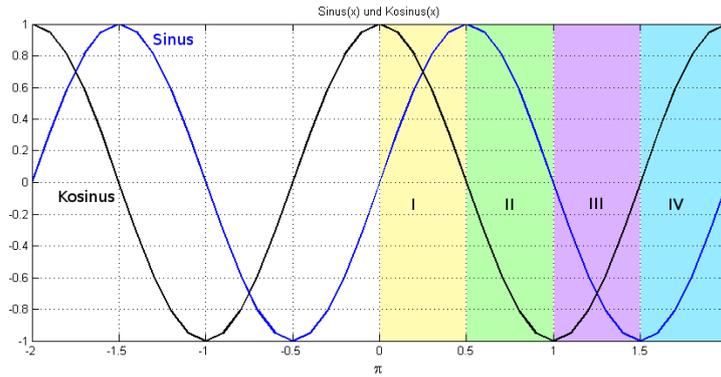


Abbildung 4.14: Verlauf von Sinus(x) und Kosinus(x) mit farblicher Kennzeichnung der Quadranten.

Explizit betont wird nochmals die Wechselbeziehung der Berechnungsgleichungen 4.60 und 4.66. Da aufgrund dieser nicht bekannt ist, welche der beiden Lösungen jeweils den Winkel $\Delta\Phi_i$ oder $\Delta\Phi_k$ darstellt, genügt zwecks Errechnung beider Winkel die Lösung einer der beiden Gleichungen. Ähnlich der Vorgehensweise des vorherigen Verfahrens ist auch in dem soeben beschriebenen Verfahren nun eine Probe auf Vergrößerung der Signalamplitude nach Einstellen der errechneten Winkellösungen vorzunehmen.

Eindeutig zu ermitteln ist jedoch der Quadrant eines jeden Winkels. Aus Abbildung 4.14 ist der Verlauf von Sinus(x) und Kosinus(x) für $-2\pi \leq x \leq 2\pi$ ersichtlich. Da der Tangens des jeweils gesuchten Winkels errechnet wird, liegt eine Bestimmung des Quadranten anhand der durch Sinus und Kosinus vorhandenen Quadranteninformation nahe. Dargelegt wird die Ermittlung des Quadranten anhand der Rechenvorschriften für den Winkel $\Delta\Phi_i$:

Die Definition des $\sin(\Delta\Phi_i)$ gemäß Gleichung 4.58 zeigt, dass lediglich der Term $-\mathcal{P}_y$ des Zählers das Vorzeichen der Gleichung bestimmt¹. Somit wird festgehalten:

- $\mathcal{P}_y > 0$: Der gesuchte Winkel liegt in Quadrant drei oder Quadrant vier.
- $\mathcal{P}_y < 0$: Der gesuchte Winkel liegt in Quadrant eins oder Quadrant zwei.

Der Kosinus des Winkels $\Delta\Phi_i$ errechnet sich nach Gleichung 4.53. Vorzeichenbestimmend ist wiederum der Zähler. Daher:

- $2A_i^2 > \mathcal{P}_x$: Der gesuchte Winkel liegt in Quadrant eins oder Quadrant vier.
- $2A_i^2 < \mathcal{P}_x$: Der gesuchte Winkel liegt in Quadrant zwei oder Quadrant drei.

Kombiniert ermöglicht die Quadranteninformation aus $\sin(\Delta\Phi_i)$ und $\cos(\Delta\Phi_i)$ eine eindeutige Bestimmung des Quadranten des Winkels $\Delta\Phi_i$; in gleicher Weise wird für den Winkel $\Delta\Phi_k$ verfahren.

Schematisch dargestellt ist der Ablauf des gesamten Verfahrens in Abbildung 4.15. Ein wesentlicher Vorteil des soeben dargelegten zweiten Verfahrens ist der Verzicht auf Schalter im Signalpfad. Die Anzahl der Baugruppen wird somit reduziert, wie aus Abbildung 4.1 hervorgeht. Der Verfahrensablauf setzt für das Ziel einer Angleichung der Phasen der Einzelsignale an das Summensignal derselben Phasenstellglieder in beiden Empfangszweigen voraus. Der Komponentenreduktion steht ein Anwachsen des Rechenaufwands aufgrund der komplexen

¹Da die Terme A_i und $A_{\Sigma(i,k)}$ gemessene Signalamplituden darstellen, sind diese stets größergleich Null.

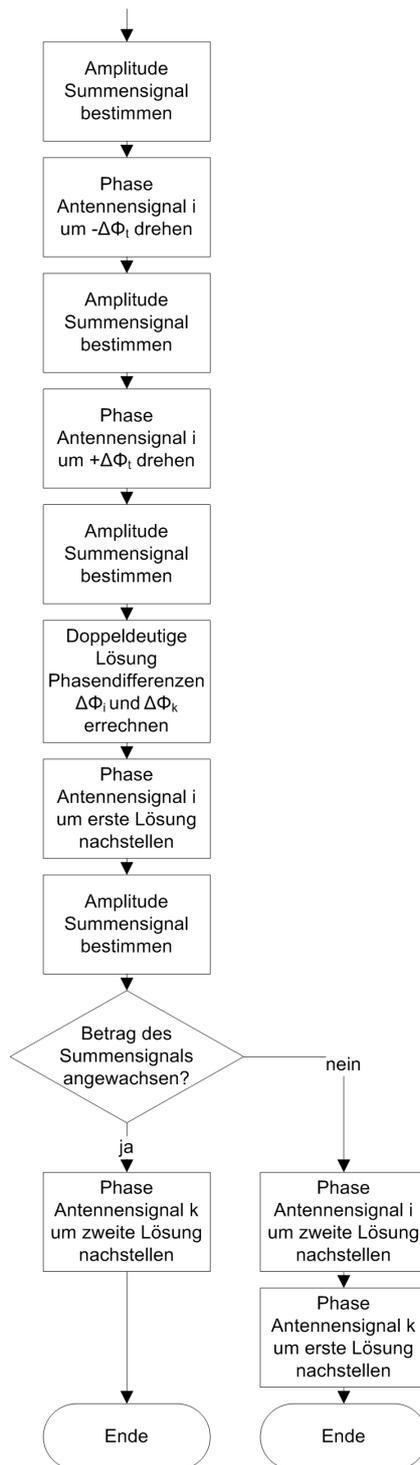


Abbildung 4.15: Flussdiagramm. Darstellung des Ablaufs zur Winkelbestimmung nach Verfahren 2

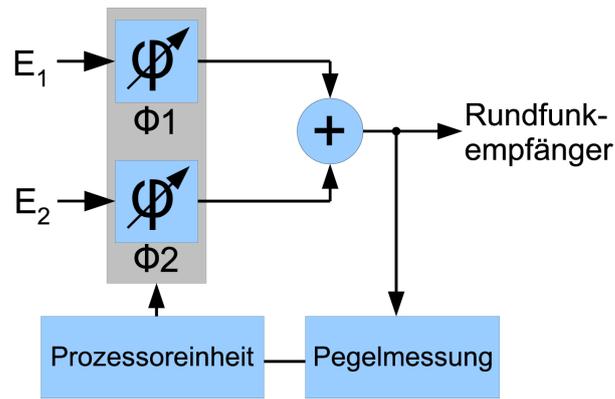


Abbildung 4.16: Blockschaltbild, Wegfall von HF-Schaltern durch Verzicht auf selektive Abschaltung von Empfangssignalen nach Verfahren 2 (vgl. Abbildung 4.1)

Berechnungsvorschrift des anzugleichenden Winkels nach Gleichung 4.66 gegenüber. Weiterhin ist der Verzicht auf die Möglichkeit der selektiven Abschaltung von Antennensignalen im Fall der Auswahl zweier Empfangssignale aus drei verfügbaren Antennensignalen nicht realisierbar. Vorteilhaft ist der Einsatz dieses Verfahrens daher lediglich im Falle einer dauerhaften phasenrichtigen Kombination zweier Antennensignale.

4.1.4 Verfahrensweise zur Bestimmung der Phasendifferenz mit Abschalten der Empfangssignale und Beeinflussung der Phase derselben

Ein drittes Verfahren kombiniert die selektive Abschaltung von Antennensignalen mit definierten Phasenänderungen zwecks Ermittlung der Nachstellwinkel. Maßgeblicher Vorteil des Verfahrens ist die Kenntnis des Vorzeichens der auszugleichenden Phasendifferenzen. Gegenüber dem vorstehend dargestellten Verfahren, das ebenfalls die Vorzeicheninformation liefert, ergibt sich jedoch eine Vereinfachung der Berechnungsvorschriften.

Wiederum sei der Empfang zweier Signale E_i und E_k mit den Amplituden A_i und A_k sowie zugehörigen Phasenwinkeln Φ_i und Φ_k Voraussetzung. Beide Einzelsignale sollen in der Phase an das Summensignal derselben angeglichen werden. Eine Darstellung der zur Erläuterung genutzten Signalkonstellation findet sich in Abbildung 4.17. Die Erweiterung auf eine größere Anzahl von Empfangssignalen ist möglich.

Nach Abbildung 4.17 berechnet sich die Differenz der Phasenwinkel $\Delta\Phi$ zu:

$$\Delta\Phi = \Phi_i - \Phi_k. \quad (4.67)$$

Weiterhin gelte für die zu korrigierenden Phasenunterschiede:

$$\Delta\Phi_i = \Phi_i - \Phi_{\Sigma(i,k)} \quad (4.68)$$

und

$$\Delta\Phi_k = \Phi_{\Sigma(i,k)} - \Phi_k. \quad (4.69)$$

Gemäß Kosinussatz wird nach Abbildung 4.17 die folgende Gleichung für den regulären Empfangsfall, welcher sich aus der Überlagerung beider empfangener Signale ergibt und damit Teststellung eins ist, aufgestellt:

$$A_{\Sigma(i,k)} = A_{t1} = A_k^2 + A_i^2 - 2A_k A_i \cos \delta. \quad (4.70)$$

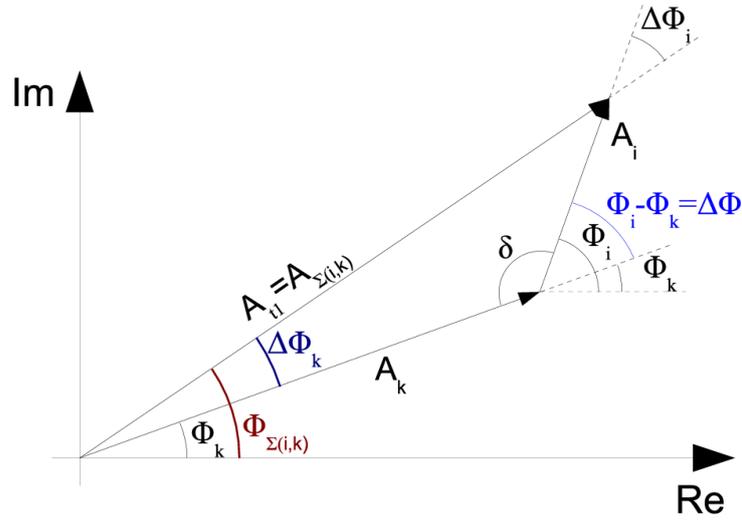


Abbildung 4.17: Zeigerdiagramm und Winkelbeziehungen zu Verfahren 3

Es gilt gemäß Abbildung 4.17:

$$\delta = 180^\circ - \Delta\Phi. \quad (4.71)$$

Mit Gleichung 4.71 und gängigen Winkelbeziehungen [39] wird Gleichung 4.70 transformiert:

$$A_{\Sigma(i,k)} = A_k^2 + A_i^2 + 2A_k A_i \cos(\Delta\Phi). \quad (4.72)$$

Eine zweite Teststellung wird durch Abschalten des Empfangssignals E_k generiert. Sodann liegt einzig die Amplitude A_i vor:

$$A_{t2} = A_i. \quad (4.73)$$

Die dritte Teststellung wird durch Abschalten des Empfangssignals E_i herbeigeführt:

$$A_{t3} = A_k. \quad (4.74)$$

Nach einer Drehung des Signals E_i um 90° ergibt sich Teststellung vier gemäß Abbildung 4.18. Mit dem Kosinussatz gilt auch in diesem Fall:

$$A_{t4}^2 = A_k^2 + A_i^2 - 2A_k A_i \cos(\delta_4). \quad (4.75)$$

Da $\delta_4 = \delta - 90^\circ$:

$$A_{t4}^2 = A_k^2 + A_i^2 - 2A_k A_i \cos(\delta - 90^\circ). \quad (4.76)$$

Weil $\cos(-\alpha) = \cos(\alpha)$ und $\cos(90^\circ \pm \alpha) = \mp \sin(\alpha)$ [39]:

$$A_{t4}^2 = A_k^2 + A_i^2 - 2A_k A_i \sin(\delta). \quad (4.77)$$

Die Gleichung 4.71 gilt, wie aus Abbildung 4.18 ersichtlich, auch in diesem Fall, damit folgt

$$A_{t4}^2 = A_k^2 + A_i^2 - 2A_k A_i \sin(180^\circ - \Delta\Phi). \quad (4.78)$$

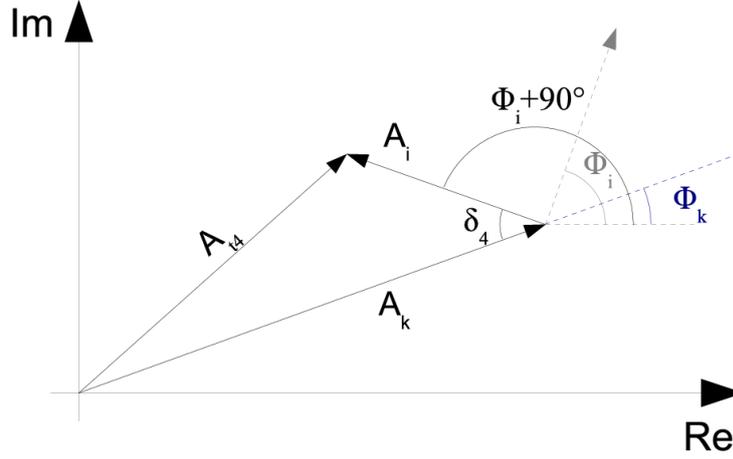


Abbildung 4.18: Zeigerdiagramm und Winkelbeziehungen zu Verfahren 3, Teststellung vier

Ebenfalls nach [39]: $\sin(180^\circ \pm \alpha) = \mp \sin(\alpha)$; Gleichung 4.78 wird hiermit vereinfacht zu

$$A_{t4}^2 = A_k^2 + A_i^2 + 2A_k A_i \sin(\Delta\Phi). \quad (4.79)$$

Erinnert sei an den Sinussatz und die Möglichkeit der zyklischen Vertauschung im schiefwinkligen Dreieck. Aus Abbildung 4.17 geht hervor

$$\frac{\sin(\Delta\Phi_i)}{\sin(\delta)} = \frac{A_k}{A_{\Sigma(i,k)}}. \quad (4.80)$$

Wieder gilt $\delta = 180^\circ - \Delta\Phi$ und $\sin(180^\circ \pm \alpha) = \mp \sin(\alpha)$

$$\frac{\sin(\Delta\Phi_i)}{\sin(\Delta\Phi)} = \frac{A_k}{A_{\Sigma(i,k)}}. \quad (4.81)$$

Gleichung 4.81 wird umgestellt in

$$\sin(\Delta\Phi_i) = \frac{A_k}{A_{\Sigma(i,k)}} \sin(\Delta\Phi). \quad (4.82)$$

Der Projektionssatz wird auf die Konstellation aus Abbildung 4.17 angewandt mit

$$A_i = A_{\Sigma(i,k)} \cos(\Delta\Phi_i) + A_k \cos(\delta). \quad (4.83)$$

Mit $\delta = 180^\circ - \Delta\Phi$ und $\cos(180^\circ \pm \alpha) = -\cos(\alpha)$ [39] gilt

$$A_i = A_{\Sigma(i,k)} \cos(\Delta\Phi_i) - A_k \cos(\Delta\Phi). \quad (4.84)$$

Auflösen von Gleichung 4.84 nach $\cos(\Delta\Phi_i)$ ergibt:

$$\cos(\Delta\Phi_i) = \frac{A_i + A_k \cos(\Delta\Phi)}{A_{\Sigma(i,k)}}. \quad (4.85)$$

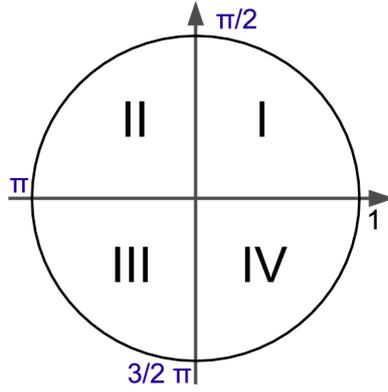


Abbildung 4.19: Einteilung des Einheitskreises in Quadranten, blau: zugehöriger Winkel

Umstellen von Gleichung 4.72 führt zu

$$2A_i A_k \cos(\Delta\Phi) = A_{\Sigma(i,k)}^2 - A_i^2 - A_k^2. \quad (4.86)$$

Ebenfalls umgestellt wird Gleichung 4.79 zu

$$2A_i A_k \sin(\Delta\Phi) = A_{t4}^2 - A_i^2 - A_k^2. \quad (4.87)$$

Mit den Definitionen aus Gleichung 4.70, Gleichung 4.73 und Gleichung 4.74 erhält man aus Gleichung 4.82

$$\sin(\Delta\Phi_i) = \frac{A_{t4}^2 - A_{t2}^2 - A_{t3}^2}{2A_{t2}A_{t1}}. \quad (4.88)$$

Ebenfalls mit Gleichung 4.70, Gleichung 4.73 und Gleichung 4.74 wird aus Gleichung 4.85

$$\cos(\Delta\Phi_i) = \frac{A_{t2}^2 + A_{t1}^2 - A_{t3}^2}{2A_{t2}A_{t1}}. \quad (4.89)$$

Zu beachten ist das Vorzeichen des Terms $2A_{t2}A_{t1}$ im Nenner von Gleichung 4.89 und Gleichung 4.88. Da sowohl A_{t1} und A_{t2} gemessene Pegelwerte darstellen, ist dieser Term stets positiv.

Aufgrund des Definitions- und Wertebereichs der Arkustangensfunktion ergibt sich bei einer Berechnung von Winkeln eine Doppeldeutigkeit. Abbildung 4.20 verdeutlicht den Verlauf der Arkustangensfunktion anhand eines Ausschnitts. Dargestellt ist der Hauptwert im Monotonieintervall $k\pi - \pi/2 < y < k\pi + \pi/2$ für $k = 0$, wobei gilt: $k = 0, \pm 1, \pm 2, \dots$. Anschaulich liegen die errechneten Winkel daher nach Abbildung 4.19 in den Quadranten eins und vier. Durch Verwendung weiterer Monotonieintervalle gemäß Abbildung 4.20 werden die Quadranten zwei und drei nach Abbildung 4.19 zugänglich.

Damit ergibt sich für die Berechnung des Phasenunterschieds zwischen erstem Antennen- und Summensignal mit Gleichung 4.89 und Gleichung 4.88 sowie den Definitionen

$$\text{Zähler} = A_{t4}^2 - A_{t2}^2 - A_{t3}^2 \quad (4.90)$$

und

$$\text{Nenner} = A_{t2}^2 + A_{t1}^2 - A_{t3}^2 \quad (4.91)$$

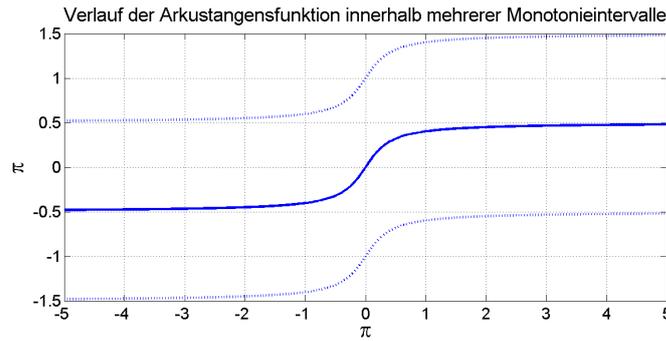


Abbildung 4.20: Darstellung der Arkustangensfunktion
 $y = \arctan(x)$

die Lösung für den Phasenwinkel $\Delta\Phi_i$ zu

$$\Delta\Phi_i = \arctan\left(\frac{\text{Zähler}}{\text{Nenner}}\right) + n\pi \quad \begin{cases} \text{Nenner} > 0 : n = 0 \\ \text{Nenner} < 0 : n = 1 \\ \text{Nenner} = 0 : \begin{cases} \text{Zähler} > 0 : \Delta\Phi_i = +90^\circ \\ \text{Zähler} < 0 : \Delta\Phi_i = -90^\circ \\ \text{Zähler} = 0 : \text{Fall ausgeschlossen} \end{cases} \end{cases} \quad (4.92)$$

Bezugnehmend auf Gleichung 4.92 ist darauf hinzuweisen, dass eine Winkelbestimmung nur in Fällen erfolgt, in welchen die gemessenen Pegel der Einzelantennen ungleich Null sind. In der praktischen Anwendung des Verfahrens zur Winkelbestimmung ist die Addition eines nicht vorhandenen Antennensignals zum Zweck der Gleichphasung ohnehin nicht möglich. Der ausgeschlossene Fall in welchem gilt $\text{Nenner} = 0$ und $\text{Zähler} = 0$ kann nicht auftreten, da in einem solchen Fall widersprüchliche Forderungen gleichzeitig gelten müssten: Die komplexen Amplitudenzeiger der Einzelantennensignale stünden sowohl gegenläufig als auch senkrecht zueinander.

Allgemein gilt nach Abbildung 4.14:

- Ist der Zähler positiv, so liegt der Winkel in Quadrant eins oder zwei.
- Ist der Zähler negativ, so liegt der Winkel in Quadrant drei oder vier.
- Ist der Nenner positiv, so liegt der Winkel in Quadrant eins oder vier.
- Ist der Nenner negativ, so liegt der Winkel in Quadrant zwei oder drei.

Zusammen mit der Aussage hinsichtlich des Nenners der Gleichungen 4.89 und 4.88 bestimmt damit der Nenner aus Gleichung 4.92 die Lage des errechneten Winkels.

Die Errechnung des Phasenwinkels $\Delta\Phi_k$ erfolgt in gleicher Weise. Eine Darstellung des Verfahrensablaufs findet sich in Abbildung 4.21.

Der bedeutende Vorteil des Verfahrens ist die einfache Errechnung des Arguments der Arkustangensfunktion nach Gleichung 4.92; das Argument besteht in Zähler und Nenner lediglich aus Summen und Differenzen messtechnisch ermittelter Größen. Weitere aufwändige Berechnungen, wie beispielsweise im Falle des in Abschnitt 4.1.3 dargelegten Verfahrens, entfallen an dieser Stelle. Wie im weiteren Verlauf gezeigt wird, weist die soeben aufgezeigte Berechnungsvorschrift außerdem gute Optimierungsmöglichkeiten auf. Abgestützt wird die Berechnung der

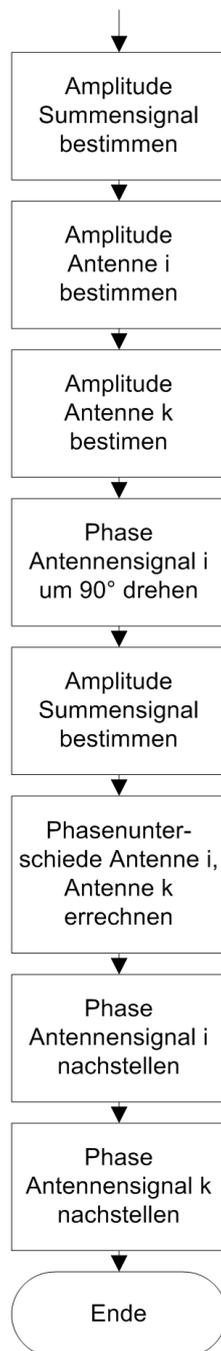


Abbildung 4.21: Flussdiagramm. Darstellung des Ablaufs zur Winkelbestimmung nach Verfahren 3

Phasendifferenzen bei Realisierung in Gestalt eines Demonstrators daher auf den oben dargelegten Algorithmus. Für den Fall der Verarbeitung zweier Empfangssignale ist das Blockschaltbild nach Abbildung 4.1 relevant. Werden drei Signale verarbeitet, so gilt das Blockschaltbild nach Abbildung 4.3. Das soeben dargestellte Verfahren nutzt somit die allgemeinste Form der möglichen Systemarchitekturen.

4.1.5 Vereinfachung der Winkelberechnung

Ein wesentlicher Teil der Rechenleistung, welche für die zuvor in Abschnitt 4.1.2 bis Abschnitt 4.1.4 dargelegten Algorithmen erforderlich ist, begründet sich in der Berechnung der Winkelfunktionen. Gelingt es, diese Berechnungen zu vereinfachen, so wird bei einer gegebenen Prozessorleistung die Reaktionsgeschwindigkeit des Systems erhöht. Alternativ hierzu kann die Prozessoreinheit weniger leistungsfähig ausgelegt werden. Zum Zweck der Erhöhung der Reaktionsgeschwindigkeit des Mehrantennendiversitysystems wurde daher die Vereinfachung der Winkelberechnung angestrebt.

Ins Gedächtnis gerufen sei zunächst der Verlauf der Arkustangensfunktion nach Abbildung 4.20. In Teilbereichen kann der Verlauf dieser Funktion nun durch Stufenapproximation, lineare Approximation oder allgemein eine Polynomapproximation angenähert werden. Anhand des zuvor in Abschnitt 4.1.4 dargelegten Verfahrens soll nun ein Beispiel der abschnittsweisen linearen Interpolation aufgeführt werden. In Anlehnung an Gleichung 4.92 wird zunächst eingeführt:

$$A_{\text{Zähler}}^2 = A_{t4}^2 - A_{t2}^2 - A_{t3}^2 \quad (4.93)$$

und

$$A_{\text{Nenner}}^2 = A_{t1}^2 + A_{t2}^2 - A_{t3}^2. \quad (4.94)$$

Danach gelte:

$$n = \begin{cases} 0; & A_{\text{Nenner}}^2 > 0 \\ 1; & A_{\text{Nenner}}^2 < 0. \end{cases} \quad (4.95)$$

Weiterhin wird ein Quotient bestimmt:

$$Q = \frac{A_{\text{Zähler}}^2}{A_{\text{Nenner}}^2}. \quad (4.96)$$

Nach Gleichung 4.92 ist zur Ermittlung des Winkels $\Delta\Phi_i$ der Arkustangens des Quotienten Q zu berechnen. Für eine maximale Abweichung von fünf Grad werde abschnittsweise folgende lineare Approximation gewählt:

$$\Delta\Phi_i = n \cdot \pi + \begin{cases} Q & ; |Q| \leq 0,7 \\ 0,25Q - 0,525 & ; -3,25 \leq Q < -0,7 \\ 0,25Q + 0,525 & ; 0,7 < Q \leq 3,25 \\ -1,35 & ; -7 \leq Q < -3,25 \\ 1,35 & ; 3,25 < Q \leq 7 \\ -1,5 & ; Q < -7 \\ 1,5 & ; Q > 7 \end{cases} \quad (4.97)$$

Dargestellt ist die Approximation anhand des Hauptwerts der Arkustangensfunktion in Abbildung 4.22. Neben Hauptwert und Approximation ist in roter Farbe die Abweichung der

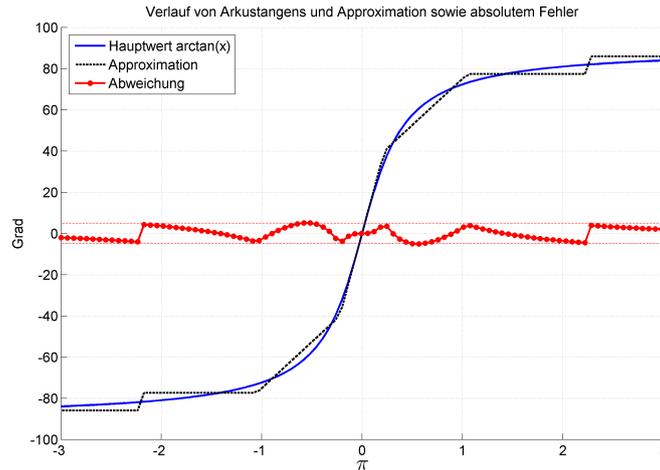


Abbildung 4.22: Hauptwert des Arkustangens (blau), Approximation (schwarz) sowie Abweichung (rot)

Approximation vom wahren Wert angetragen. Horizontale rote Linien kennzeichnen die maximale Abweichung von fünf Grad. Aufgrund der Eigenschaften des eingesetzten Mikrocontrollers führt die Verwendung einer derartigen Approximation bereits zu einem typischen Geschwindigkeitszuwachs von Faktor 2,8 bei Ermittlung der Phasendifferenzen. Abhängig von der Systemauslegung ist der Fehler von maximal fünf Prozent bei Errechnung der Phasendifferenzen vernachlässigbar. Verringert sich die Anzahl der Schritte, in welchen die Approximation geschieht, so kann der Berechnungsvorgang weiter auf Kosten der Genauigkeit beschleunigt werden.

Ergebnis der obigen Approximationen ist ein kontinuierlicher Wertebereich, jedoch sind die realisierten Phasenstellglieder auf diskrete Phasenschritte festgelegt. Naheliegend ist daher eine weitere Vereinfachung der Ermittlung der Phasendifferenzen der empfangenen Signale. Abbildung 4.23 zeigt den Einheitskreis, unterteilt in acht Sektoren; dies entspricht einer Diskretisierung in Schritten von 45° . Die Grenzen der Sektoren sind jeweils Vielfache von $22,5^\circ$. Für den jeweiligen Tangens der in Abbildung 4.23 angetragenen Sektorgrenzen ergeben sich die folgenden Werte:

$$\tan(22,5^\circ) \approx 0,414 \quad (4.98)$$

$$\tan(67,5^\circ) \approx 2,414 \quad (4.99)$$

$$\tan(112,5^\circ) \approx -2,414 \quad (4.100)$$

$$\tan(157,5^\circ) \approx -0,414 \quad (4.101)$$

$$\tan(202,5^\circ) \approx 0,414 \quad (4.102)$$

$$\tan(247,5^\circ) \approx 2,414 \quad (4.103)$$

$$\tan(292,5^\circ) \approx -2,414 \quad (4.104)$$

$$\tan(337,5^\circ) \approx -0,414 \quad (4.105)$$

Wird jeweils der Betrag der in Gleichung 4.98 bis Gleichung 4.105 gegebenen Zahlen gebildet, so verringert sich die Anzahl der Werte auf deren zwei:

$$|\tan(22,5^\circ)| = |\tan(157,5^\circ)| = |\tan(202,5^\circ)| = |\tan(337,5^\circ)| \quad (4.106)$$

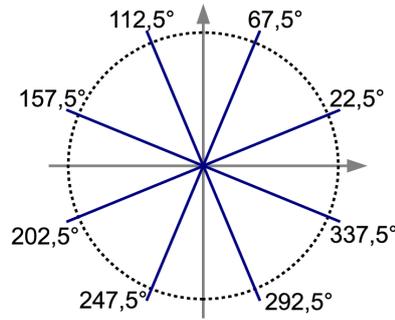


Abbildung 4.23: Diagramm; Einheitskreis sektoriert

und

$$|\tan(67,5^\circ)| = |\tan(112,5^\circ)| = |\tan(247,5^\circ)| = |\tan(292,5^\circ)|. \quad (4.107)$$

Eine ausreichend genaue Approximation von $\tan(22,5^\circ)$ ist durch

$$\tan(22,5^\circ) \approx \frac{1}{4} + \frac{1}{8} + \frac{1}{32} + \frac{1}{128} \quad (4.108)$$

gegeben. Vorteilhaft ist die Verwendung von Zweierpotenzen, da diese eine schnelle Berechnung ermöglichen². Unter Verwendung der Approximation des Winkels $\tan(22,5^\circ)$ erhält man weiter:

$$\begin{aligned} \tan(67,5^\circ) &\approx 2 + \tan(22,5^\circ) \\ &\approx 2 + \frac{1}{4} + \frac{1}{8} + \frac{1}{32} + \frac{1}{128}. \end{aligned} \quad (4.109)$$

Erinnert sei an die Schlussfolgerungen bezüglich der möglichen Lage errechneter Lösungen³. Weiterhin liegen in einem jeden Quadranten nach Abbildung 4.19 dann zwei der in Abbildung 4.23 eingezeichneten Sektorgrenzen. In einem jeden der Quadranten I bis IV ist daher ein vollständiger Sektor nach Abbildung 4.23 sowie jeweils die Hälfte zweier weiterer Sektoren vorhanden. Die Beträge der Sektorgrenzen innerhalb eines jeden Quadranten werden zu 0,414 und 2,414 berechnet.

Mithilfe einfacher Fallunterscheidungen wird nun eine Bestimmung des Winkels der Phasendifferenz, hier am Beispiel des Winkels $\Delta\Phi_i$, in einer Genauigkeit von 45° möglich. Zunächst wird in Anlehnung an Gleichung 4.92 definiert:

$$Z = A_{t4}^2 - A_{t2}^2 - A_{t3}^2. \quad (4.110)$$

Weiter:

$$N = A_{t2}^2 + A_{t1}^2 - A_{t3}^2. \quad (4.111)$$

Definiert wird ein Quotient Q_B zu:

$$Q_B = \left| \frac{Z}{N} \right| \quad (4.112)$$

²Multiplikation mit und Division durch Zweierpotenzen werden im Binärsystem effizient durch Links- und Rechtsschiebeoperationen verwirklicht.

³Zu finden auf Seite 91.

Der Winkel $\Delta\Phi_i$ errechnet sich nun durch gemeinsame Betrachtung der Quadranten- und Sektorinformation. Die Quadranteninformation wird durch Betrachtung von Zähler und Nenner gewonnen, die Lage innerhalb des Quadranten wird aufgrund der Sektorisierung bestimmt.

$$\Delta\Phi_i = \begin{cases} 0^\circ & ; Q_B < 0,414 \text{ und } N > 0 \\ 45^\circ & ; 0,414 < Q_B < 2,414 \text{ und } N > 0 \text{ und } Z > 0 \\ 90^\circ & ; Q_B > 2,414 \text{ und } Z > 0 \\ 135^\circ & ; 0,414 < Q_B < 2,414 \text{ und } N < 0 \text{ und } Z > 0 \\ 180^\circ & ; Q_B < 0,414 \text{ und } N < 0 \\ 225^\circ & ; 0,414 < Q_B < 2,414 \text{ und } N < 0 \text{ und } Z < 0 \\ 270^\circ & ; Q_B > 2,414 \text{ und } Z < 0 \\ 315^\circ & ; 0,414 < Q_B < 2,414 \text{ und } N > 0 \text{ und } Z < 0 \end{cases} \quad (4.113)$$

Gegenüber der zuvor beschriebenen wertebereichskontinuierlichen Approximation erbringt das Diskretisierungsverfahren in günstigen Fällen nochmals eine Beschleunigung um den Faktor zwei. Ohne weiteres ist eine feinere Auflösung dieses Verfahrens realisierbar. Hierzu sind neue Sektoren mit entsprechenden Grenzen festzulegen. Der Aufwand bezüglich der Fallunterscheidung steigt jedoch an. Abzuwägen ist dies bei einer programmtechnischen Realisierung beider Beschleunigungsvarianten.

4.2 Realisierter Demonstrator

Zur praktischen Anwendung der zuvor dargelegten Algorithmen, welche die Phasenangleichung mehrerer empfangener Signale aufgrund von Pegelmessungen ermöglichen, wurde ein Demonstrator in Schaltungsform geschaffen. Der Demonstrator umfasst alle notwendigen Baugruppen, beginnend auf Ebene der Hochfrequenz, über die Zwischenfrequenzebene, bis hin zur digitalen Verarbeitung mit Berechnung der Phasendifferenzen. Mit dem Ziel größtmöglicher Flexibilität wurde eine Realisierung der universellen Systemarchitektur nach Abbildung 4.3 gewählt.

4.2.1 Aufbau des Gesamtsystems

Ein Blockschaltbild des Gesamtsystems, in welchem alle konzipierten und nachstehend beschriebenen Komponenten dargestellt sind, ist Abbildung 4.24 zu entnehmen. Ausgehend von den bereitgestellten Antennensignalen erfolgt eine Verstärkung. Die verstärkten Signale können nun durch die Phasenstellglieder in der Phase beeinflusst werden. Sodann besteht die Möglichkeit, mittels HF-Schaltern selektiv Antennensignale zu- und wegzuschalten. In einem Dreifach-Power-Combiner werden die Antennensignale zusammengeführt, danach wird mittels eines Richtkopplers ein Großteil der Signalleistung an den Rundfunkempfänger weitergeleitet. Ein kleiner Anteil der Signalleistung wird für die erforderlichen Mess- und Testzwecke durch die Abstimmeinrichtung in der Frequenz umgesetzt. Danach erfolgen Filterung, Detektion und Integration zur Erfassung der Pegelmesswerte in deressoreinheit. Diese beeinflusst sowohl die Einstellung der Phasenstellglieder, als auch die Stellung der HF-Schalter und stößt die Integrationseinheiten zur Messung an.

Fotographisch ist der im Rahmen dieser Arbeit realisierte Demonstrator in Abbildung 4.25 festgehalten. Mittels dieses Demonstrators, wahlweise in einer Dreiantennen- oder Zweiantennenkonfiguration, wurden die im weiteren Verlauf der Arbeit vorgestellten Ergebnisse gewonnen.

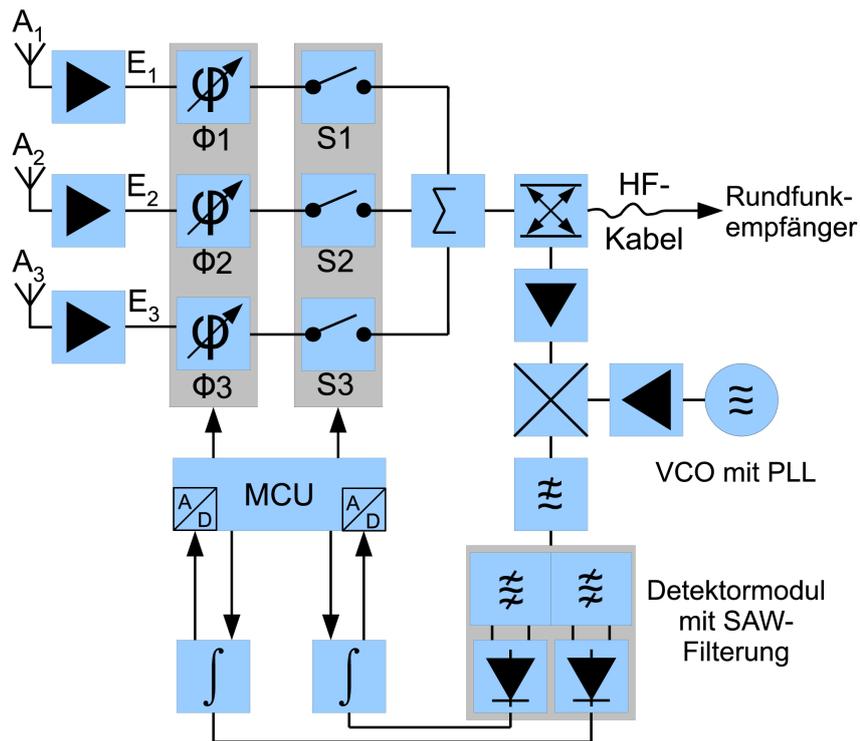


Abbildung 4.24: Blockschaltbild, realisierter Demonstrator für drei Antennensignale

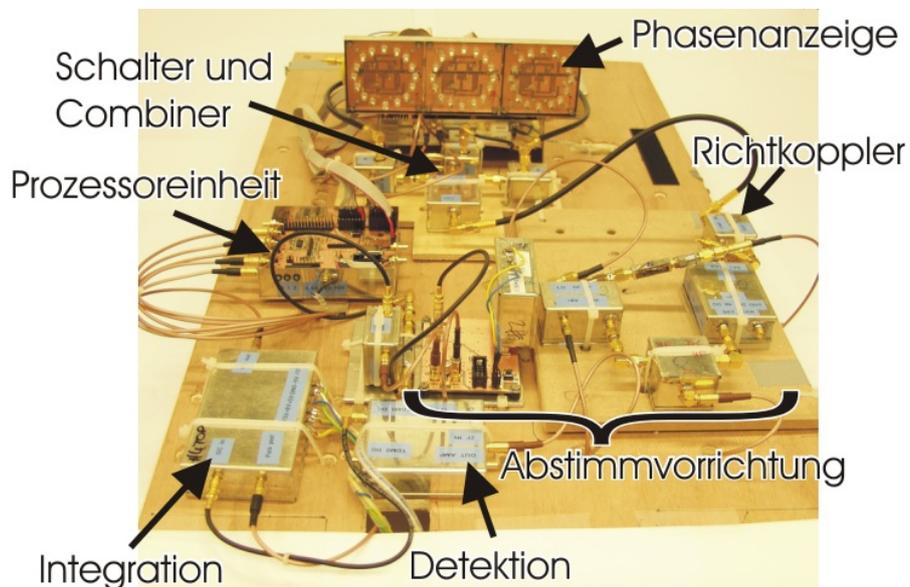


Abbildung 4.25: Realisierter Demonstrator für drei Antennensignale, Laboraufbau

4.2.2 Komponenten des schnell schaltenden Mehrantennendiversitysystems mit Gleichphasung der Empfangssignale

Phasenstellglieder

Ein Ausgleich errechneter Phasendifferenzen zwischen den verfügbaren Empfangssignalen E_1, E_2, \dots und dem Summensignal E_Σ erfolgt mittels Phasenstellgliedern. Der in dieser Arbeit realisierte Funktionsdemonstrator verwendet hierzu Phasenstellglieder, welche nach dem Prinzip der Umwegleitung arbeiten [40]. Die einzustellende Phase des durchgeleiteten Signals wird durch Zu- oder Wegschalten von Leitungslängen erreicht [41]. Tauglich ist jedoch ohne Modifikation der Algorithmen prinzipiell jedes Schaltungsprinzip, welches eine Variation der Phase $0^\circ < \Phi \leq 360^\circ$ zulässt [42]. Maßgeblich für die erzielbare Verbesserung durch die Überlagerung mehrerer Empfangssignale ist die Genauigkeit der Phasenstellglieder sowie deren Auflösung.

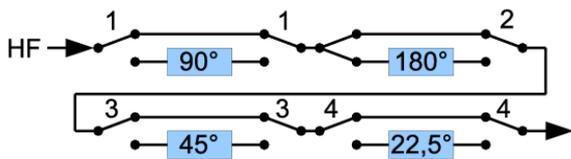


Abbildung 4.26: Aufbau der Phasenstellglieder aus Umwegleitungen

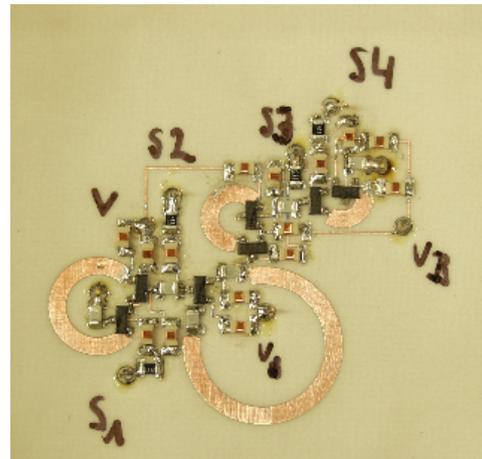


Abbildung 4.27: Realisiertes Phasenstellglied

Realisiert wurden Phasenstellglieder mit einer Schrittweite von $22,5^\circ$. Nach Abbildung 4.19 ist diese Auflösung bereits sehr gut geeignet, ein Überschreiten der Quadranten der QPSK-modulierten Empfangssignale zu verhindern. Zur Ansteuerung eines Phasenstellglieds nach Abbildung 4.26 werden für eine Auflösung von $22,5^\circ$ demnach vier Steuerleitungen benötigt. Sämtliche Schaltfunktionen innerhalb der Phasenstellglieder wurden durch diskrete Hochfrequenzdioden realisiert. Abbildung 4.27 zeigt ein aufgebautes Phasenstellglied, exemplarische Messdaten sind Abbildung 4.28 zu entnehmen. Angetragen ist auf der Abszisse der eingestellte Wert der Phasendifferenz zwischen Ein- und Ausgang des Phasenstellglieds. Die Ordinate kennzeichnet den idealen oder realen Wert. Im Fall des Idealverlaufs ergibt sich eine Gerade mit Umbruch, die gemessenen Werte weichen hiervon ab. Empfindlich sind nach Tabelle 4.1 insbesondere Phasenstellungen, welche einen Umweg von $22,5^\circ$ beinhalten, wenig anfällig sind die Stellungen für Vielfache von 45° ⁴. Ziel des konzeptionierten Phasenstellglieds ist eine möglichst genaue Einstellung der Vielfachen von 45° , um zunächst eine erste Abschätzung hinsichtlich der Möglichkeiten des neuartigen Diversitykonzepts anstellen zu können; dieses Ziel wird mit dem vorgestellten Phasenstellglied erreicht. Im praktischen Einsatz konnten keine Defizite durch die verringerte Einstellgenauigkeit festgestellt werden. Eine Betrachtung der durch die diskrete Phasenstellung verursachten Auswirkungen findet sich in Abschnitt 4.3.

⁴Die Anfälligkeit der Phasenstellungen, welche die Umwegleitung der elektrischen Länge $22,5^\circ$ beinhalten, liegt in der verhältnismäßig kurzen physikalischen Leitung begründet. Hier spielen parasitäre Effekte der eingesetzten Bauelemente eine Rolle.

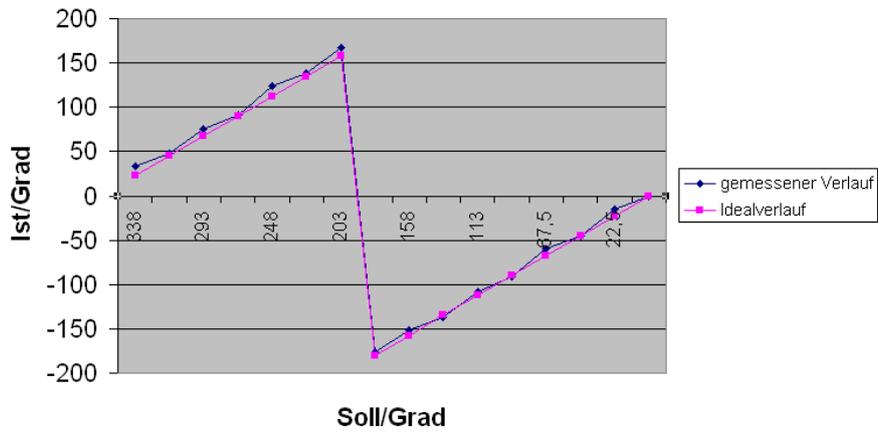


Abbildung 4.28: Gemessener Verlauf der eingestellten Phase eines Phasenstellglieds

Phase (Soll)/Grad	Abweichung/Grad
337,5	-10,353
315	-2,39
292,5	-8,07
270	-1,361
247,5	-11,39
225	-3,8
202,5	-9,21
180	-3,23
157,5	-6,63
135	2,37
112,5	4,85
90	0,654
67,5	-7,551
45	0,193
22,5	-7,224
0	0,164

Tabelle 4.1: Phasenstellglied: gewünschte Phasenstellung und Abweichung hiervon

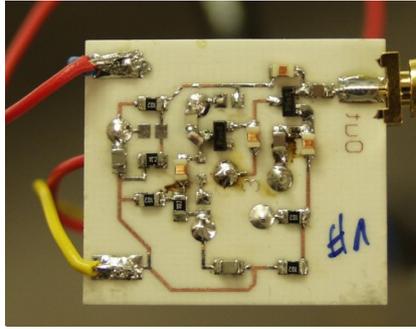


Abbildung 4.29: Realisierter HF-Schalter aus diskreten Bauelementen

HF-Schalter

Die Anforderungen an einen HF-Schalter sind im Kontext des Diversitysystems klar ermittelbar: Zunächst ist eine hohe Umschaltgeschwindigkeit unabdingbar, des Weiteren sind große Sperr- und geringe Durchlassdämpfung wünschenswert. Realisiert wurden die Schaltglieder durch eine Kombination diskreter Hochfrequenzdioden. Die Gestaltung der Schalter für den eng definierten Frequenzbereich des Diversitysystems ermöglicht eine gute Kombination der gewünschten Anforderungen. Gemessene Werte der Einfüge- und Sperrdämpfung sind Abbildung 4.30 zu entnehmen. Aufgrund der hohen Sperrdämpfung wird der Beitrag unerwünschter Signalanteile im betrachteten Frequenzband ausgeschlossen. Insbesondere ist dies im Falle der Messung einzelner Antennensignale notwendig, da aufgrund der späteren Kombination der Antennensignale nur mit einer hohen Sperrdämpfung der Einfluss starker Antennensignale bei Messung eines relativ dazu gesehen schwächeren Signals verhindert wird. Aufgrund der Eigenschaft, nur Signale in den Gleichphasungsprozess einzubeziehen, welche hinsichtlich des Summensignals einen Gewinn an Signal-Rauschabstand versprechen, ist dies eine zwingend notwendige Anforderung. Die geringe Einfügedämpfung stellt eine möglichst kleine Beeinträchtigung erwünschter Antennensignale sicher. Bezogen auf die Umschaltgeschwindigkeit führen die verwendeten PIN-Dioden zu einer schnellen Auswahl der Antennensignale und ihrer Kombinationen. Im Hinblick auf die Notwendigkeit der schnellen Reaktion auf veränderte Empfangsbedingungen und eine geringe Beeinträchtigung empfangener Signale durch Pegelmessungen ist dies ebenfalls eine besonders wünschenswerte Eigenschaft der realisierten HF-Schalter.

Power Combiner

Zusammengeführt werden die ausgewählten Antennensignale in einem Power Combiner. Wünschenswert ist eine Zusammenführung der Signale ohne weitere Phasendifferenz, dies vereinfacht die Berechnung der auszugleichenden Phasenunterschiede der Antennensignale. Eine Vielzahl handelsüblicher Komponenten erfüllt diese Anforderung.

Richtkoppler

Maßgebliches Kriterium im Kontext des Diversitysystems ist bei Auswahl eines geeigneten Richtkopplers die Auskoppeldämpfung und damit zusammenhängend die Dämpfung im Hauptpfad. Zahlreiche Hersteller bieten hierfür geeignete Komponenten an. Die Wahl einer Richtdämpfung von zehn Dezibel führt zur Bereitstellung eines noch ausreichenden Signalanteils der Empfangssignale für die anschließende Frequenzumsetzung und Pegeldetektion. Auch die

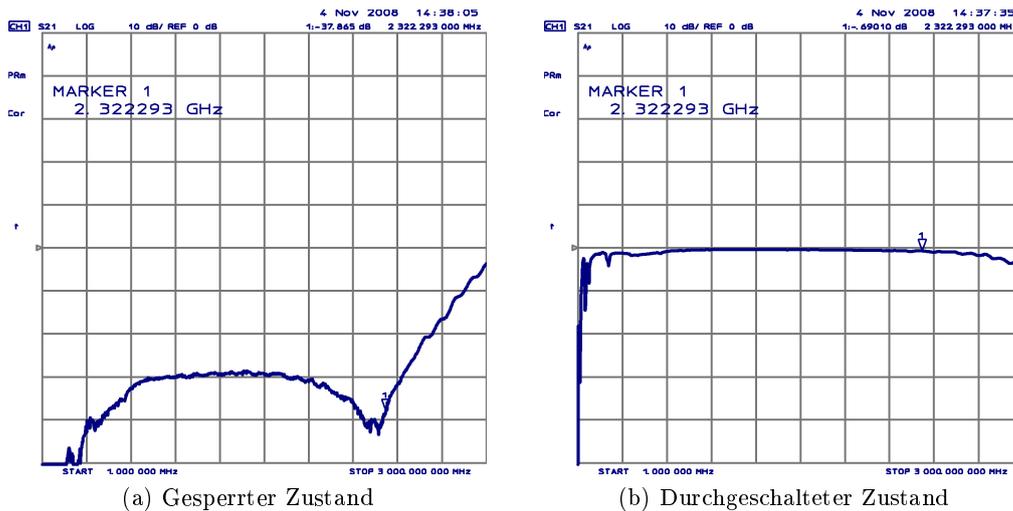


Abbildung 4.30: Dämpfung eines HF-Schalters nach Abbildung 4.29

Dämpfung im Hauptzweig spricht für die Verwendung eines Kopplers mit vergleichsweise geringer Koppeldämpfung. Wird zu viel Leistung ausgekoppelt, leidet darunter die Empfangsqualität. Vorteilhaft ist die Verwendung eines Richtkopplers aufgrund der weitgehenden Unterdrückung der Reflexionen, welche durch eine mögliche Fehlanpassung im Empfängerpfad hervorgerufen werden.

Abstimmvorrichtung

Konzipiert und realisiert wurde eine Abstimmvorrichtung nach Abbildung 4.31a, welche die empfangen Signale von der bei 2,33 GHz gelegenen Mittenfrequenz⁵ auf eine Zwischenfrequenz von 76,5 MHz umsetzt. Die Umsetzung erfolgt einstufig. Für die Gestaltung des Demonstrators wurde eine geringe durch die Frequenzumsetzung hervorgerufene Dämpfung angestrebt, da die zur Pegeldetektion vorgesehenen und zuvor mittels eines Richtkopplers ausgekoppelten Signalanteile bereits im Pegel herabgesetzt sind. Eine gute Isolation der Ein- und Ausgänge des zur Umsetzung verwendeten Mischers verhindert störende Anteile des Lokaloszillators im Mischprodukt. Zentrale Komponente der Abstimmvorrichtung ist daher ein Diodenringmischer. Der untenliegende Lokaloszillator zur Abwärtsmischung wird von einem VCO mit PLL bereitgestellt. Da die Ausgangsleistung des VCO nicht für eine optimale Aussteuerung des Mischers ausreicht, wird dem VCO ein Verstärker nachgeschaltet. Ein Ausgleich für die Konversionsdämpfung des Mischers erfolgt durch Vorschalten eines Verstärkers.

Detaillierter dargestellt ist der Block des VCO mit PLL in Abbildung 4.31b. Ein Quarzoszillator dient der Bereitstellung einer stabilen Referenz für die Phasenregelschleife. Programmiert und überwacht wird der PLL-Baustein durch einen beigeestellten Mikrocontroller. Eingesetzt werden kommerziell verfügbare Bauteile. Vorteilhaft ist die Parametrisierung der Phasenregelschleife durch einen Mikrocontroller, da hierdurch eine Adaptionmöglichkeit des Antennendiversitysystems auf weitere Frequenzbereiche gegeben ist. Wünschenswert ist, abgesehen von Eigenschaften wie guter Unterdrückung unerwünschter Harmonischer, in diesem Zusammenhang die Einstellbarkeit des VCO in einem weiten Frequenzbereich. Auf diese Art und Weise

⁵Die exakte Mittenfrequenz ist von dem betrachteten Satellitenradiosystem abhängig.

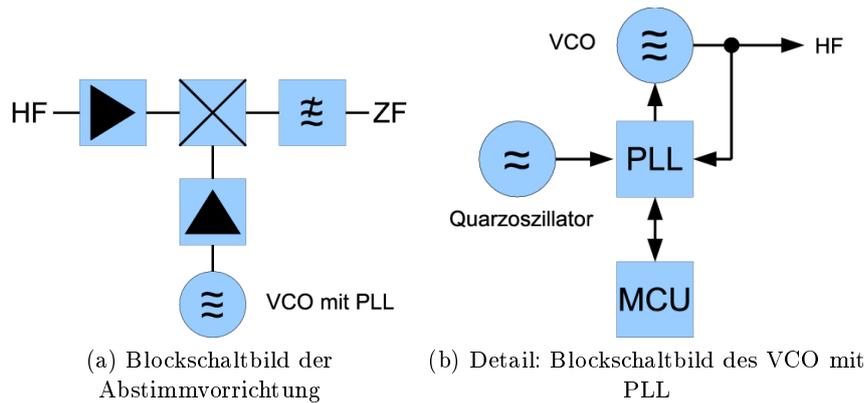


Abbildung 4.31: Abstimmvorrichtung

ist die Abdeckung des gesamten den Satellitenrundfunkdiensten im S-Band zugewiesenen Frequenzspektrums sichergestellt.

Pegeldetektions- und Integrationseinheit

Das Funktionsprinzip der geschaffenen Pegeldetektions- und Integrationseinheit wurde im Verlauf dieser Arbeit bereits vorgestellt⁶ und weitgehend unverändert übernommen. Weggefallen ist die nochmalige Verstärkung auf der Ebene der Zwischenfrequenz durch die ZF-Trennverstärker. Eine Kompensation der Einfügedämpfung des SAW-Filters findet durch einen diesem vorgeschalteten Verstärker statt.

Prozessoreinheit

Sämtliche Funktionen der Ablaufsteuerung und Berechnung sind in der Prozessoreinheit verarbeitet. Wie auch im Kontext des schnell schaltenden Mehrantennendiversitysystems ist das Vorhandensein eines internen A/D-Umsetzers wünschenswert. Des Weiteren ist eine ausreichende Anzahl an Steuerleitungen erforderlich. Aufgrund der durchzuführenden Berechnungen ist eine angemessene Rechenleistung des Prozessors oder Controllers vonnöten, gleiches gilt für die Wortbreite der Architektur. Diesen Anforderungen entsprechend wurde der Controller gewählt.

Abbildung 4.32 zeigt schematisch die Anschlussbelegung des Systemcontrollers für den Fall eines Diversitysystems, welches die Möglichkeit der Verarbeitung dreier Antennensignale aufweist. Der Controller verfügt über die üblichen Schnittstellen zur Programmierung (ISP und JTAG) sowie eine allgemeine Schnittstelle zur seriellen Datenübertragung. Zu Testzwecken kann das System in einen manuellen Modus versetzt werden, in welchem die Benutzerschnittstelle durch Eingänge zum An- und Abschalten der einzelnen Antennen sowie manuelle Einstellung der Phasenstellglieder abgebildet wird. Ermittelte Pegelinformationen werden dem Controller durch den integrierten A/D-Umsetzer zugeführt. Die Auslösung des Integrationsvorgangs zur Pegelmessung erfolgt durch Steuerleitungen des Controllers. Gleiches gilt für die Steuerung der Phasenstellglieder und der Antennenschalter.

⁶Siehe hierzu auch ab Seite 48.

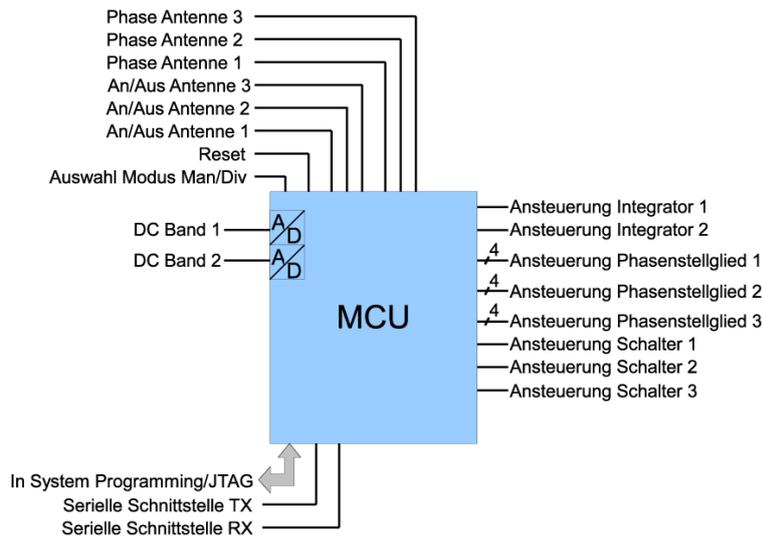


Abbildung 4.32: Anschlusschema des Systemcontrollers im Mehrantennensystem mit Gleichphasung der Empfangssignale für drei Antennensignale

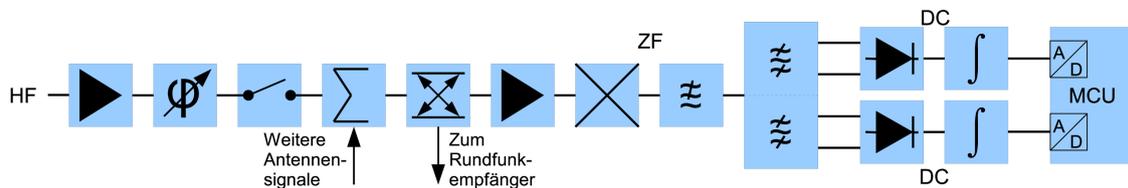


Abbildung 4.33: Detektionskette im schnell schaltenden Mehrantennensystem mit Gleichphasung der Empfangssignale. Exemplarisch dargestellt mit einem Empfangssignal.

Zentrale Funktion des Systemcontrollers ist die Ermittlung der Phasendifferenzen zwischen den bereitstehenden Empfangssignalen mittels der zuvor entworfenen Algorithmen. Hierzu ist die Kenntnis verschiedener Signalpegel vonnöten, welche wiederum durch die Pegeldetektionseinrichtung mit nachgeschalteter Integration ermittelt werden. Abbildung 4.33 zeigt die zu durchlaufenden Systemkomponenten; aus dieser Pegeldetektionskette wurden exemplarisch die Werte nach Abbildung 4.34 ermittelt.

Bedingt durch die rechnerische Komplexität der Algorithmen nach Abschnitt 4.1.2 bis Abschnitt 4.1.4 zur Bestimmung der Phasendifferenzen der Antennensignale ergeben sich zunächst erhöhte Anforderungen an die Rechenleistung des Systemcontrollers. Im Kontext des schnell schaltenden Mehrantennendiversitysystems fallen lediglich einfache Berechnungen an, nun jedoch sind vergleichsweise komplizierte Berechnungen von Winkelfunktionen durchzuführen. Erst eine Vereinfachung der Berechnungsvorschriften nach Abschnitt 4.1.5 ermöglicht auch im Fall des schnell schaltenden Mehrantennendiversitysystems mit Gleichphasung der Empfangssignale den Einsatz eines einfachen Microcontrollers. Zu beachten ist dennoch die logarithmische Kompression bei der Messung der Signalamplituden. Abbildung 4.35 zeigt den Ablauf der Pegelmessung eines Antennensignals. Zunächst wird das gewünschte Signal oder eine Kombination derselben durch die entsprechende Einstellung der HF-Schalter ausgewählt. Danach erfolgt das Anstoßen und Abwarten des Integrationsvorgangs mit nachfolgender Rückstellung der Schalterkombination. Sodann wird die A/D-Umsetzung durchgeführt und der gemessene Wert in einen linearen Maßstab umgerechnet.

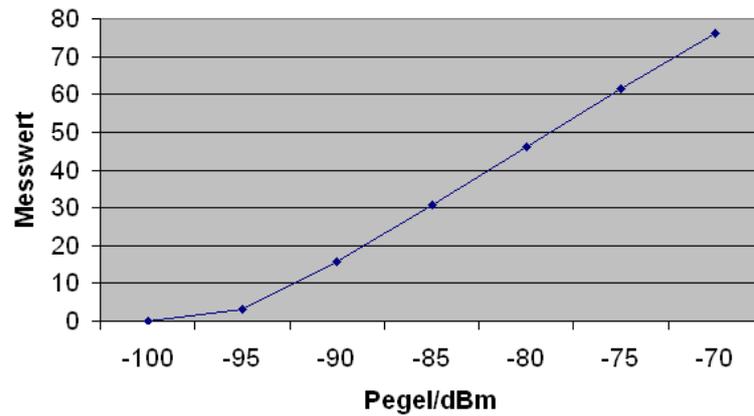


Abbildung 4.34: Im schnell schaltenden Mehrantennensystem mit Gleichphasung der Empfangssignale gemessene Pegelwerte (gemittelt), aufgetragen über der Eingangsleistung am Systemeingang. Beispiel für eine mögliche Auslegung des Systems.

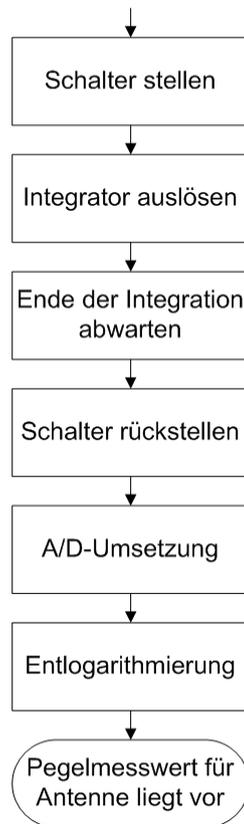


Abbildung 4.35: Flussdiagramm; Ablauf der Pegelmessung für ein Antennensignal im schnell schaltenden Mehrantennendiversitätssystem mit Gleichphasung der Empfangssignale.

4.3 Einflüsse von Mess- und Systemfehlern auf die Systemleistung

Die Gewährleistung des korrekten Nachstellens der Phasen ist eine Voraussetzung dafür, Nutzen aus den dargestellten Prinzipien zu ziehen. Daher sollen an dieser Stelle Ergebnisse von Untersuchungen diverser Fehlerquellen vorgestellt werden.

Die zu betrachtenden Fehler lassen sich nach den Ursachen

- Messfehler und
- Systemfehler

unterscheiden. Beispiel eines Messfehlers ist eine Abweichung des gemessenen Pegels einer Antenne von dem zu erwartenden wahren Wert. In die Gruppe der Systemfehler fallen unter anderem Fehler, welche durch konstante, konstruktionsbedingte Abweichungen in den einzustellenden Phasen entstehen. Die Auswirkungen von systemimmanenten Fehlern lassen sich daher innerhalb der Gruppe der Messfehler als systematische Fehler einordnen.

Zunächst sollen die Gleichungen zur Berechnung der Phasendifferenz zweier Antennensignale aus gemessenen Pegelwerten betrachtet werden. Im Verlauf der Betrachtung wird die bei der Vorstellung des Verfahrens nach Abschnitt 4.1.4 eingeführte Namenskonvention beibehalten.

Die zur Berechnung des Winkels $\Delta\Phi_i$ abgeleitete Gleichung 4.92 lautet ohne Berücksichtigung möglicher Spezialfälle:

$$\Delta\Phi_i = \arctan\left(\frac{A_{t4}^2 - A_{t2}^2 - A_{t3}^2}{A_{t2}^2 + A_{t1}^2 - A_{t3}^2}\right) + n\pi \quad \begin{cases} n = 0 & A_{t1}^2 + A_{t2}^2 > A_{t3}^2 \\ n = 1 & A_{t1}^2 + A_{t2}^2 < A_{t3}^2 \end{cases}. \quad (4.114)$$

In gleicher Weise ergibt sich für die Berechnung des Phasenwinkels $\Delta\Phi_k$ ohne spezielle Signalkonstellationen:

$$\Delta\Phi_k = \arctan\left(\frac{A_{t4}^2 - A_{t2}^2 - A_{t3}^2}{A_{t1}^2 - A_{t2}^2 + A_{t3}^2}\right) + n\pi \quad \begin{cases} n = 0 & A_{t1}^2 + A_{t2}^2 > A_{t3}^2 \\ n = 1 & A_{t1}^2 + A_{t2}^2 < A_{t3}^2 \end{cases}. \quad (4.115)$$

Die nun folgenden Darstellungen zu möglichen Abweichungen der berechneten Winkel beziehen sich auf die oben gegebenen Gleichungen und Voraussetzungen. Betrachtet werden die Fälle

- Messfehler bei Bestimmung der Antennenpegel,
- Fehler bei Einstellen der Phasenwinkel für Teststellungen sowie
- Spezialfälle der Signalkonstellation.

Die Betrachtung der Auswirkungen von Messfehlern bei der Ermittlung des Signalpegels soll zunächst unabhängig von der realisierten Systemkonfiguration erfolgen. Dargestellt werden mittels einer Simulation der Bestimmungsgleichungen 4.114 und 4.115 die Abweichungen vom erwarteten Wert. Für die Berechnung wird angenommen, dass ein unmoduliertes sinusförmiges Signal mit konstanter Amplitude vorliegt, dessen Leistung zur Bestimmung der zu errechnenden Phasenwinkel herangezogen wird. Nach der in Abschnitt 4.1.4 gezeigten Berechnungsvorschrift werden zwei empfangene Signale in deren Phase an die Phase des Summensignals angeglichen.

Zur Abschätzung der zu erwartenden Fehler dienen die Abbildungen 4.36 bis 4.39. Jeweils dargestellt sind die Auswirkungen eines relativen Fehlers von 50% bei einer Leistungsmessung des angegebenen Antennensignals. Aus den vier Teststellungen des Verfahrens werden in den

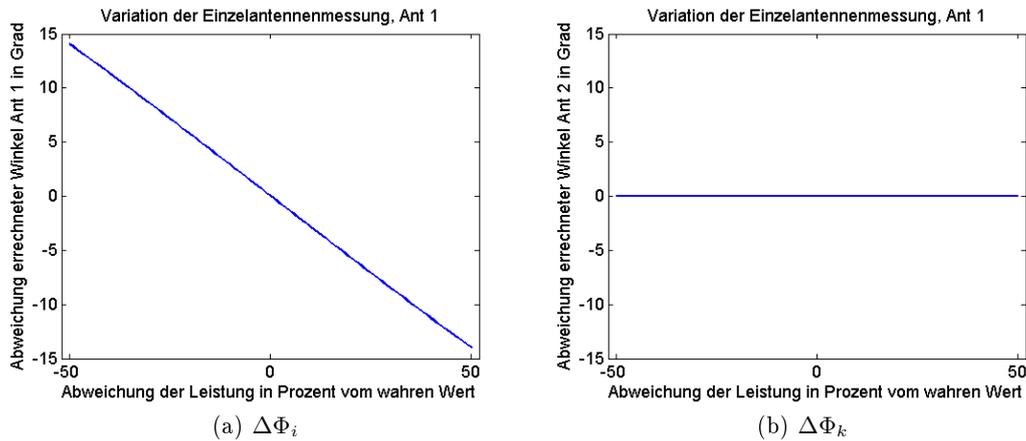


Abbildung 4.36: Errechnete Phasenwinkel bei Messfehler Einzelantenne 1

einzelnen Abbildungen die Fehler bei Berechnung des Nachstellwinkels für eine erste und eine zweite Antenne dargestellt.

Aus Abbildung 4.36 und Abbildung 4.37 geht hervor, dass ein Messfehler bei Messung der Einzelantennen sich nur auf die errechnete anzugleichende Phase der zweiten Antenne auswirkt. Ein Messfehler von $\pm 50\%$ führt bei Berechnung des anzugleichenden Winkels der Antenne, deren Pegel fehlerhaft bestimmt wurde, zu einer maximalen Abweichung von weniger als $\mp 15^\circ$.

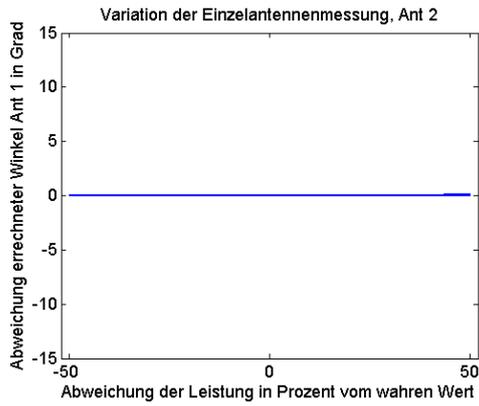
Deutlicher wirkt sich eine fehlerbehaftete Messung bei Bestimmung des Pegels in der vierten Teststellung⁷ des Verfahrens aus. Die zugehörige Darstellung ist Abbildung 4.38 zu entnehmen. Unabhängig davon, welcher der beiden anzugleichenden Phasenwinkel der empfangenen Signale berechnet wird, führt ein Messfehler des Summenpegels von -50% zu einem um 45° zu gering berechneten auszugleichenden Phasenwinkel. Ein Messfehler von $+50\%$ hingegen wirkt sich weniger stark aus; in diesem Fall werden beide Nachstellphasen mit einem Fehler von $+20^\circ$ berechnet.

Wird die einfache Summenmessung der empfangenen Signale fehlerhaft durchgeführt, so ergeben sich die Kurven nach Abbildung 4.39. Die Auswirkungen einer fehlerbehafteten Pegelmessung sind weniger drastisch als zuvor; für beide zu bestimmenden Winkel ergeben sich maximale Fehler von $+18,7^\circ$ und $-11,5^\circ$.

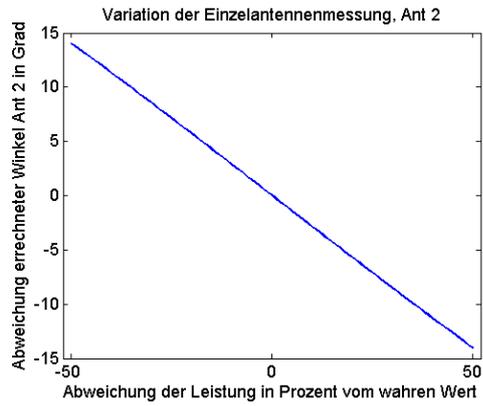
Hinsichtlich der Bewertung der soeben vorgestellten Fehlerbertrachtungen ist daran zu erinnern, dass die Phasensynchronisation eines Rundfunkempfängers eine kontinuierliche Nachführung der zur Demodulation der Rundfunksignale benötigten Trägerphase zum Ziel hat. Wird durch das vorgeschaltete Mehrantennendiversitysystem das dem Rundfunkempfänger bereitgestellte Signal nun in der Phase verändert, so führt dies unter Umständen zu einem Verlust an Nutzinformation: Die fehlerhafte Berechnung der Phasendifferenzen führt zu einer Rotation des Konstellationsdiagramms und damit zu fehlerhafter Demodulation des Signals im Empfänger. Bei korrekter Berechnung hingegen bleibt die Phase des Rundfunksignals weitgehend konstant. Zur Vermeidung eines Quadrantenwechsels bei Nachstellen der Phase durch das Mehrantennendiversitysystem ist daher ein Gesamtfehler in der Phasenberechnung von weniger als 45° anzustreben⁸.

⁷Hier liegt eine Summation beider empfangener Signale vor, während derer ein Signal um 90° in der Phase gedreht wird.

⁸Bei einem ausreichenden Signal-Störabstand und korrekter Phasensynchronisation liegen die Punkte der QPSK im Konstellationsdiagramm bei 45° , 135° , 225° und 315° . Es besteht daher ein Spielraum von jeweils

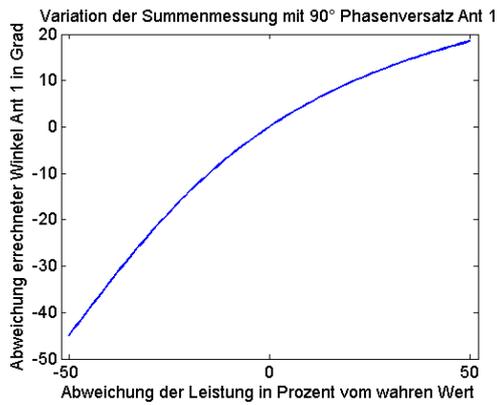


(a) $\Delta\Phi_i$

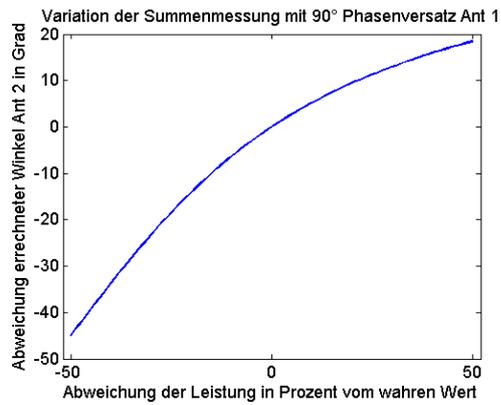


(b) $\Delta\Phi_k$

Abbildung 4.37: Errechnete Phasenwinkel bei Messfehler Einzelantenne 2

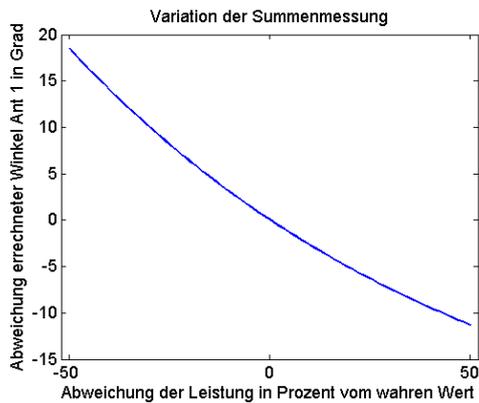


(a) $\Delta\Phi_i$

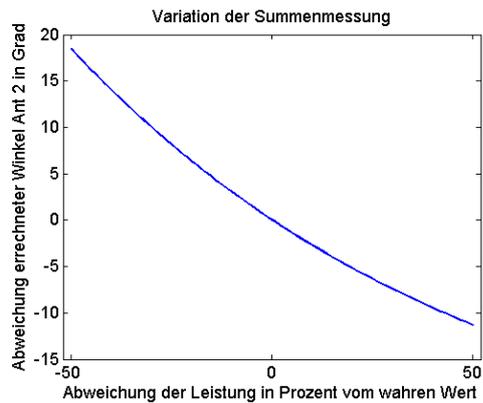


(b) $\Delta\Phi_k$

Abbildung 4.38: Errechnete Phasenwinkel bei Messfehler Summe(Ant1+90°, Ant2)



(a) $\Delta\Phi_i$



(b) $\Delta\Phi_k$

Abbildung 4.39: Errechnete Phasenwinkel bei Messfehler Summe(Ant1, Ant2)

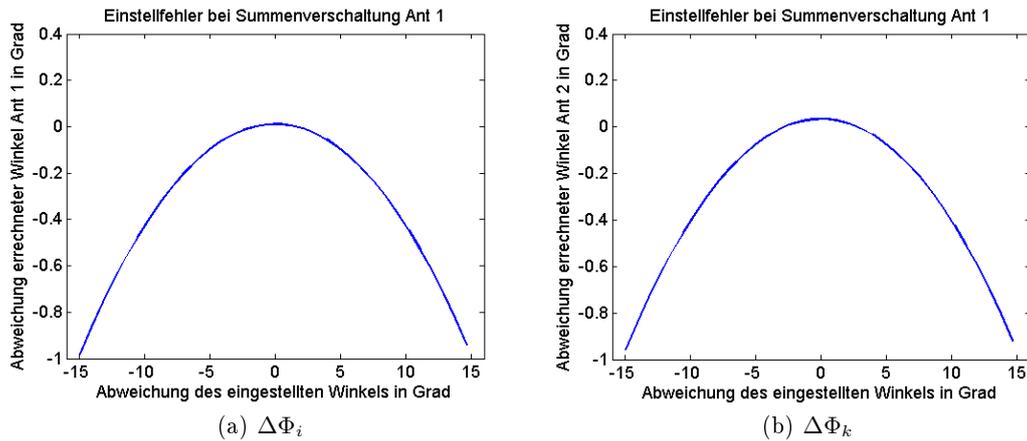


Abbildung 4.40: Errechnete Phasenwinkel bei Einstellfehler des Winkels Summe(Ant1+90°, Ant2)

Als weitere Quelle möglicher fehlerhafter Winkelberechnungen kommen Einstellfehler der zu Testzwecken herbeigeführten Phasenänderungen in Betracht. Auch an dieser Stelle soll das Verhalten des in Abschnitt 4.1.4 vorgestellten Verfahrens zugrunde gelegt werden.

Abbildung 4.40 zeigt die Fehler der berechneten Phasenwinkel, welche sich bei fehlerhafter Einstellung des Winkels in der Teststellung ergeben, die eine Phasendrehung eines Antennensignals um $\Delta = 90^\circ$ beinhaltet. Bei einer Abweichung der zu Testzwecken herbeigeführten Phasenänderung des ersten empfangenen Signals von $\pm 15^\circ$ ergibt sich daher ein Fehler von weniger als einem Grad.

Auf die durchgeführten Simulationen rückblickend ergibt sich der Schluss, dass fehlerhaft gemessene Antennenpegel sich im Rahmen des dahingehend untersuchten Verfahrens zur Winkelberechnung wesentlich stärker auswirken als eine falsche Phasendrehung der Antennensignale zu Testzwecken. Besondere Sorgfalt ist daher bei Realisierung eines schnell schaltenden Mehrantennendiversitysystems mit Gleichphasung der Empfangssignale der genauen Pegelmessung der empfangenen Signale zu widmen.

Einflüsse diskreter Phasenstellung

Eine weitere mögliche Fehlerquelle ist durch die eingesetzten Phasenstellglieder gegeben. Soll die Realisierung der Phasenstellglieder nicht unverhältnismäßig aufwändig ausfallen, so bringt dies zumeist auch eine Diskretisierung der Winkelauflösung mit sich. Bedingt durch die Diskretisierung ist eine Einstellung der zu einer idealen Überlagerung der Empfangssignale notwendigen Phase in einem solchen Fall nicht mehr möglich. Sowohl Auswirkungen auf die Amplitude als auch die Phase des erzeugten Summensignals sind die Folge. Auch wurde in Abschnitt 4.1.5 die Möglichkeit der Diskretisierung der Berechnung ausgleichender Phasendifferenzen diskutiert; hier ist ebenfalls eine Auswirkung auf die Einstellgenauigkeit des resultierenden Summensignals zu erwarten.

Der Sachverhalt ist in Abbildung 4.41 illustriert. Blau dargestellt sind die Einzelsignale E_i und E_k mit den Amplituden A_i und A_k sowie das sich ohne weitere Beeinflussung der Phasen ergebende Summensignal $E_{\Sigma(i,k)}$, ebenfalls blau, der Amplitude $A_{\Sigma(i,k)}$. Soll nun die Phase der

45° zum nächsten Konstellationspunkt, siehe auch Abbildung 2.15.

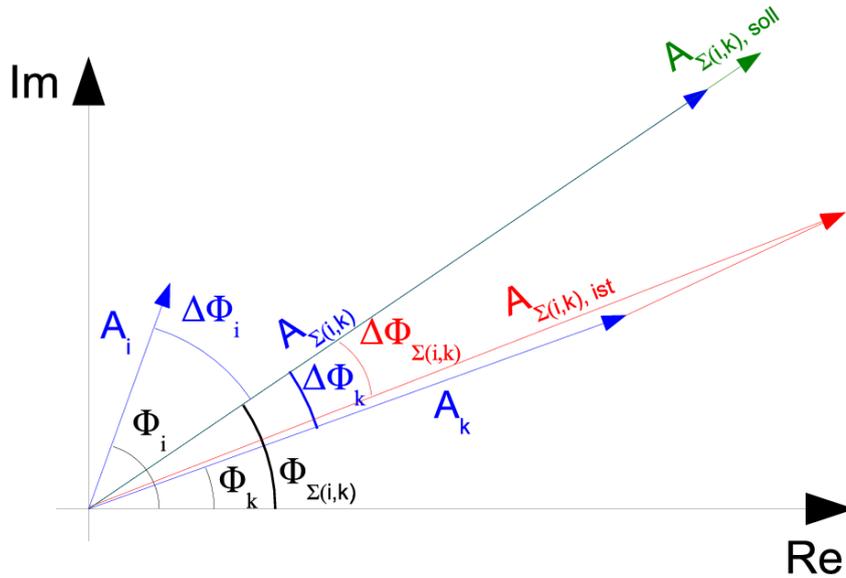


Abbildung 4.41: Diagramm; Veränderung des Summensignals durch Diskretisierung der Winkeleinstellmöglichkeiten

Einzel Signale E_i und E_k derjenigen des Summensignals $E_{\Sigma(i,k)}$ angepasst werden, so sind die Einzel Signale um die eingezeichneten Winkel $\Delta\Phi_i$ und $\Delta\Phi_k$ anzugleichen. Im idealen Fall ergibt sich die vergrößerte Amplitude des Summensignals zu $A_{\Sigma(i,k), soll}$ (grün eingezeichnet). Der Diskretisierung der Schrittweite der Phasenstellung wegen ist es nun nicht möglich, die Winkel $\Delta\Phi_i$ und $\Delta\Phi_k$ exakt zu errechnen oder einzustellen. Das gewählte Beispiel führt zu einer Beibehaltung des Winkels $\Delta\Phi_k$. Die Phase des Signals E_k wird nicht beeinflusst, da die errechnete Nachstellphase kleiner als die Hälfte der möglichen Schrittweite ist. Verändert wird hingegen die Phase des Signals E_i , wobei jedoch auch hier keine vollständige Übereinstimmung mit der errechneten Lösung von $\Delta\Phi_i$ zu erzielen ist. Nach Einstellung der Phasen der Einzel Signale ist nun eine veränderte Summenamplitude $A_{\Sigma(i,k), ist}$ (rot) festzustellen. Die Abweichung der Phase zwischen soeben erzeugtem Summensignal $A_{\Sigma(i,k), ist}$ und dem idealen Fall $A_{\Sigma(i,k), soll}$ beträgt daher $\Delta\Phi_{\Sigma(i,k)}$.

Anhand einer Simulation sollen nun die Auswirkungen der Diskretisierung der Phasenstellung verdeutlicht werden. Abbildung 4.42 zeigt das Verhalten des in Abschnitt 4.1.4 vorgestellten Berechnungsverfahrens mit diskreten Phasenstellgliedern, welche eine Schrittweite von 45° aufweisen. Stets werden beide verfügbaren Signale in den Gleichphasungsprozess einbezogen. Der Simulation zugrunde gelegt wurden im nordamerikanischen Freifeld aufgezeichnete Messwerte, die zeitliche Auflösung der Messwerte beträgt $273 \mu s$. In diesem Raster⁹ wurde nun das Verhalten der Berechnungsvorschrift zur Gleichphasung der Empfangssignale simuliert. Neben den Einzelantennensignalen, dargestellt als blaue und grüne Kurve, ist aus der Abbildung ein Verlauf bei idealer Gleichphasung der Einzel Signale, schwarz, ersichtlich. Nahezu gleichauf mit dem Idealverlauf liegt das Ergebnis (rot) des schnell schaltenden Mehrantennendiversitysystems mit Gleichphasung der Empfangssignale. Augenfällig sind kleine Einzüge im Pegelverlauf, welche mit jedoch zumeist weniger als 0,5 dB Differenz gegenüber dem Idealfall annähernd vernachlässigbar sind. Die durch Vereinfachung der Phasenstellglieder und der Berechnungsvorschrift

⁹Die zeitliche Auflösung entspricht damit dem Abstand zweier *Training Sequences*. Zur Berechnung siehe Gleichung 3.1.

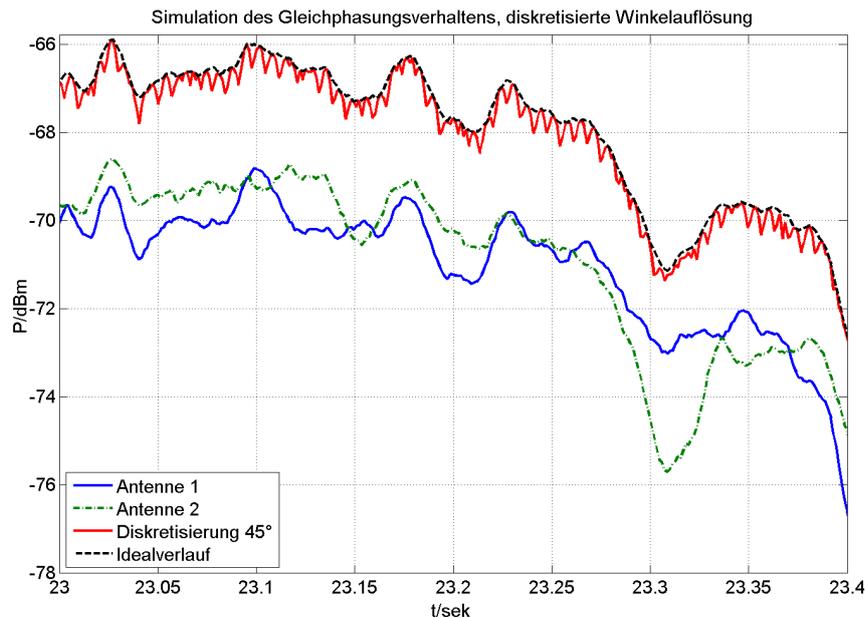


Abbildung 4.42: Diagramm; Simulation einer diskretisierten Einstellmöglichkeit berechneter Nachstellphasen, Zweiantennensystem

gewonnenen Vorteile hinsichtlich einer guten technischen Realisierbarkeit überwiegen deutlich.

Eine Veranschaulichung der Phasenabweichung $\Delta\Phi_{\Sigma_i,k}$ ist Abbildung 4.43 zu entnehmen. Hervorzuheben ist die Beschränkung der Abweichung auf ein Maximum von $\Delta\Phi_{\Sigma_i,k} = \pm 22,5^\circ$. Dies zeigt die Richtigkeit des zur Diskretisierung eingesetzten Algorithmus: Phasenabweichungen, welche größer als die Hälfte eines Diskretisierungsschritts sind, werden erfolgreich vermieden.

4.4 Programmtechnische Implementierung von Algorithmen zur Darstellung der Diversityfunktionalität

Wesentlicher Kern des realisierten schnell schaltenden Mehrantennendiversitysystems mit Gleichphasung der Empfangssignale sind die innerhalb des Systemcontrollers ablaufenden Programme. Allein die dort implementierten Programme entscheiden über die Auswahl von Antennensignalen und dienen der Berechnung ausgleichender Phasendifferenzen derselben. Nachfolgend soll daher zunächst der Ablauf eines Algorithmus zur Phasengleichung zweier empfangener Signale dargestellt werden. Darauf folgt die Erläuterung eines Algorithmus, welcher insgesamt drei empfangene Signale berücksichtigt.

4.4.1 Algorithmus für zwei Antennensignale und deren phasenrichtige Addition

Die einfachste Realisierungsform eines Algorithmus zur Steuerung des Ablaufs im schnell schaltenden Mehrantennensystem mit Gleichphasung der Empfangssignale befasst sich mit der möglichst optimalen dauerhaften Verschaltung zweier Antennensignale. Zielsetzung ist also zunächst nur eine Summation stets beider Antennensignale ohne Berücksichtigung möglicherweise vorhandener Unterschiede des Signal-Rauschabstands derselben. Anhand Abbildung 4.44

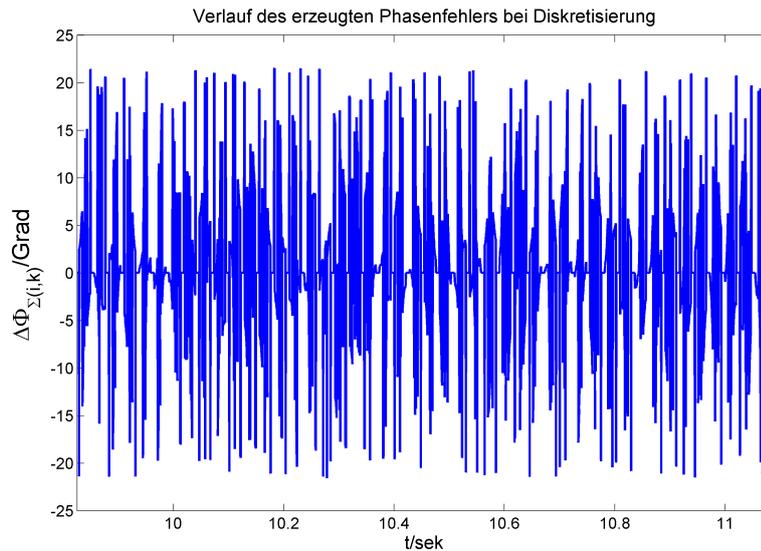


Abbildung 4.43: Diagramm; Simulation einer diskretisierten Einstellmöglichkeit berechneter Nachstellphasen, erzeugter Phasenfehler, Zweiantennensystem

wird der Ablauf erläutert: Zyklisch veranlasst das Programm die Prüfung des momentan zum Rundfunkempfänger durchgeleiteten Signalpegels. Ist dieser nicht ausreichend, so wird eine phasenrichtige Verschaltung der beiden verfügbaren Antennensignale bestimmt. Der weitere Ablauf ist bezogen auf eine Ermittlung der Phasendifferenz nach dem dritten Verfahren¹⁰. Zunächst erfolgt daher eine separate Messung der Einzelantennen. Sodann wird ein Antennensignal zur Bestimmung der Vorzeicheninformation des zu berechnenden Phasenunterschieds um 90° gedreht und der sich ergebende Summenpegel bestimmt. Nach dieser Pegelmessung wird die soeben eingestellte Phasendifferenz von 90° wieder rückgestellt. Aufgrund der zyklischen Messaktivität, welche die Notwendigkeit der Phasenkorrektur aufzeigte, ist der erforderliche vierte Messwert bereits bekannt. Mittels der vorliegenden Messwerte wird nun die Phasendifferenz beider Signale berechnet und nachgestellt. Das System beginnt wieder mit der zyklischen Überwachung des neuen Summenpegels. Auf diese Art und Weise wird so stets eine Angleichung der Phase beider empfangener Signale an jene bereits vorhandene des Summensignals vorgenommen. Die Amplitude des Summensignals wird dadurch maximiert. Anschaulich wird ein Auseinanderlaufen der komplexen Zeiger der Antennensignale verhindert.

4.4.2 Algorithmus für drei Antennensignale unter Berücksichtigung derer zwei zum Zweck der phasenrichtigen Addition

Grundsätzlich folgt auch dieser für drei Antennensignale entworfene Algorithmus der in Abbildung 4.4 gezeigten Struktur des Ablaufs „Messen-Rechnen-Stellen“. Aus mehreren Pegelmessungen werden durch einen der in Abschnitt 4.1 beschriebenen Algorithmen die einzustellenden Phasenzustände für die Antennensignale abgeleitet und eingestellt.

Eingesetzt wird der hier beschriebene Algorithmus in einer schaltungstechnischen Realisierung des schnell schaltenden Mehrantennendiversitysystems mit Gleichphasung der Empfangssignale, welche die Verarbeitung dreier Antennensignale ermöglicht. Hiervon werden nun stets zwei

¹⁰Siehe hierzu ab Seite 87

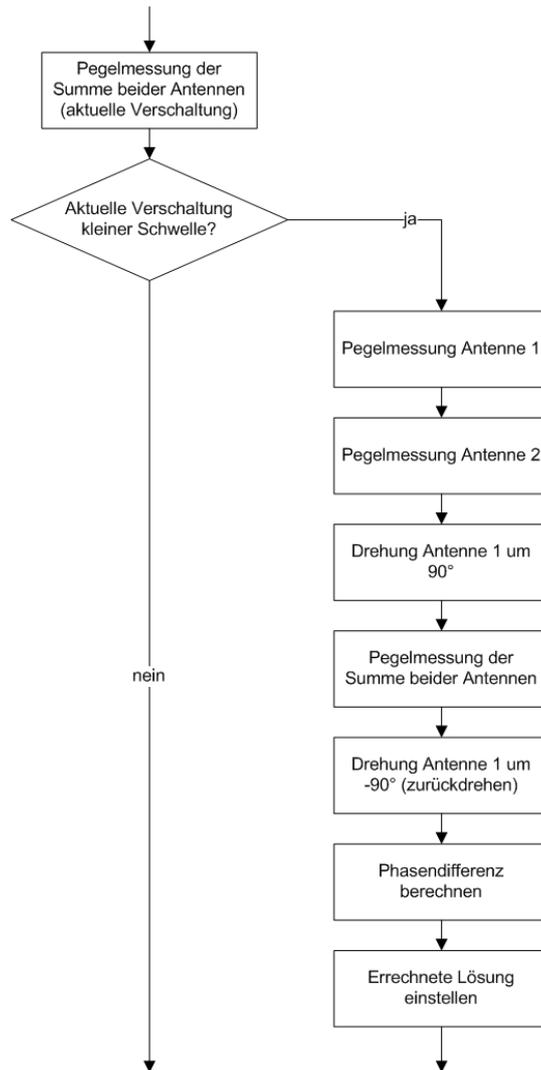


Abbildung 4.44: Flussdiagramm; Ablauf Programmversion für zwei Antennensignale stets verschaltet, Winkelberechnung nach Verfahren 3 (siehe Abschnitt 4.1.4)

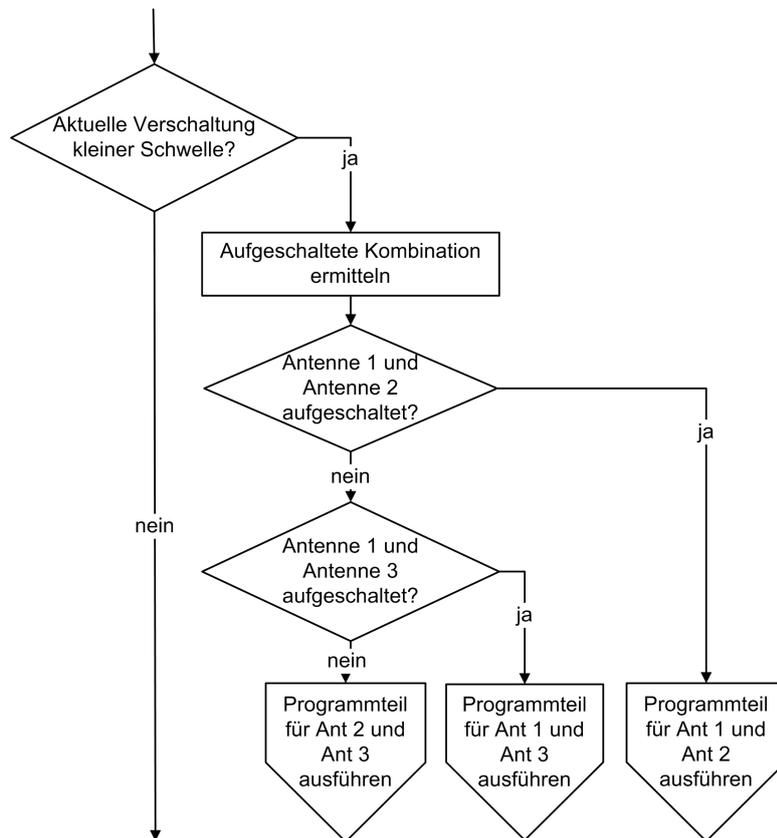


Abbildung 4.45: Flussdiagramm (Ausschnitt) einer Programmversion für drei Antennensignale (1)

Antennensignale phasenrichtig miteinander kombiniert. Das verfügbare dritte Signal erhöht die Wahrscheinlichkeit, stets zwei im Pegel ausreichende Signale kombinieren zu können. Gemäß Abbildung 4.45 wird das Diversitysystem nur dann aktiv, wenn die augenblicklich gewählte Verschaltung der Antennensignale einen zu geringen Pegel aufweist. Ist der am Rundfunkempfänger anliegende Signalpegel ausreichend groß, erfolgt keine weitere Phasen- oder Verschaltungskorrektur seitens des Diversitysystems. Wenn hingegen der Pegel der aktuellen Verschaltung der Antennen in der momentan gewählten Phasenwinkelstellung zu klein ist, so wird in Abhängigkeit der momentan aufgeschalteten Antennenkonfiguration eine neue Verschaltung ermittelt.

Am Beispiel einer aktuell aufgeschalteten Kombination aus Antenne eins und Antenne zwei soll die Darlegung des weiteren Ablaufs erfolgen. Abbildung 4.46 zeigt ein Flussdiagramm hiervon. Zunächst wird eine Messung der Pegel beider Antennen durchgeführt. Weisen beide Antennen einen ausreichenden Pegel auf, so wird ein Algorithmus zur Ermittlung der Phasendifferenz dieser beiden Signale ausgeführt. Dies entspricht dem Fall „Algorithmus für Ant 1 und Ant 2“ in Abbildung 4.46. Ist hingegen der Pegel einer der momentan verwendeten Antennen nicht ausreichend, so wird geprüft, welche dieser beiden Antennen keinen ausreichenden Pegel liefert. Die Prüfung erfolgt durch ein Ausschlussverfahren: Liefert die erste Antenne keinen ausreichenden Pegel, so wird sie aus der Betrachtung herausgenommen und weggeschaltet. Stattdessen wird die phasenrichtige Verschaltung von Antenne zwei und Antenne drei vorgenommen. Ist die erste Antenne hingegen größer als die festgelegte Abschaltchwelle, so folgt daraus, dass Antenne zwei den Wechsel der Antennenkombination ausgelöst hat. Diese wird sodann zugunsten von Antenne drei aus der Verschaltung herausgenommen; phasenrichtig verschaltet werden daher Antenne eins und Antenne drei.

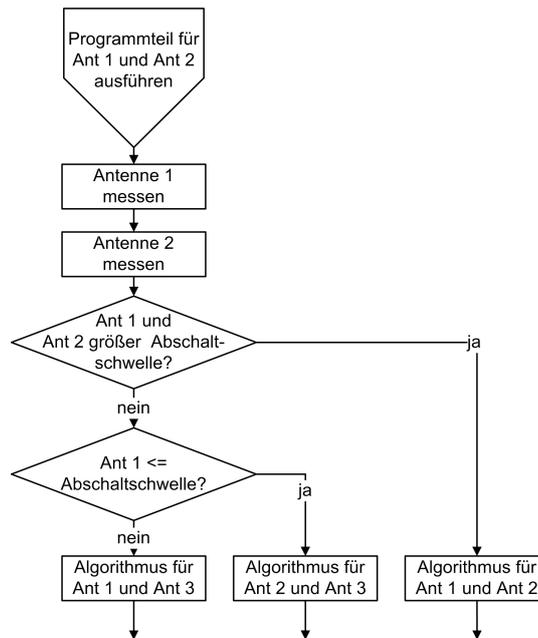


Abbildung 4.46: Flussdiagramm (Ausschnitt) einer Programmversion für drei Antennensignale (2)

Die weiteren in Abbildung 4.47 und 4.48 dargestellten Fälle folgen dem soeben beschriebenen Ablauf. Hinsichtlich der Auswahl zu verschaltender Signalkombinationen weist der Algorithmus noch Möglichkeiten auf, das Verfahren zu verbessern. Eine gezielte Auswahl der jeweils bestmöglichen Antennensignale ist wünschenswert. Gleichmaßen zu betrachten ist die Auswahl von Schaltstellungen, welche im Falle zweier schlechter Antennensignale lediglich das dritte, gute Antennensignal zum Empfänger schalten. Jedoch ist der hier dargestellte Algorithmus übersichtlich zu implementieren und bietet eine schnelle Ermittlung der phasenrichtigen Verschaltung zweier Antennen. Er stellt somit einen Mittelweg zwischen einem schnell schaltenden Mehrantennensystem mit Gleichphasung der Empfangssignale, dem zwei Antennensignale zur Verfügung stehen, und einem ebensolchen dar, welches permanent drei Antennensignale verschaltet und sämtliche möglichen Signalkombinationen berücksichtigt.

4.5 Systemspezifikation

Ziel der Systemauslegung des schnell schaltenden Mehrantennendiversitysystems mit Gleichphasung der Empfangssignale ist eine möglichst große Pegeltreue hinsichtlich der an den Rundfunkempfänger geführten Antennensignale. Wird das Pegelniveau der durchgereichten Signale verändert, so bringt dies neue Anforderungen an die automatische Verstärkungsregelung (AGC) des Rundfunkempfängers mit sich; gegebenenfalls ist dann die Regelung zu beeinflussen¹¹. Daher wird der vor dem Rundfunkempfänger eingefügte Teil des Diversitysystems weitgehend

¹¹Die Signale des SIRIUS-SDARS beispielsweise zeigen eine große Pegeldynamik. Gerade das terrestrisch verbreitete COFDM-Signal ist hiervon betroffen. Würde ein bereits derart starkes Signal nochmals verstärkt, so berge dies die Gefahr der Übersteuerung der Eingangsstufe des Rundfunkempfängers. Ein solches Verhalten wurde in Großsignalgebieten beobachtet und durch entsprechende Auslegung des Diversitysystems behoben. Die Modifikation des Verhaltens der AGC des Rundfunkempfängers wird als Lösungsmöglichkeit ausgeschlossen, da Ziel des Konzepts des schnell schaltenden Mehrantennendiversitysystems mit Gleichphasung der Empfangssignale die Verwendung nicht veränderter handelsüblicher Rundfunkempfänger ist.

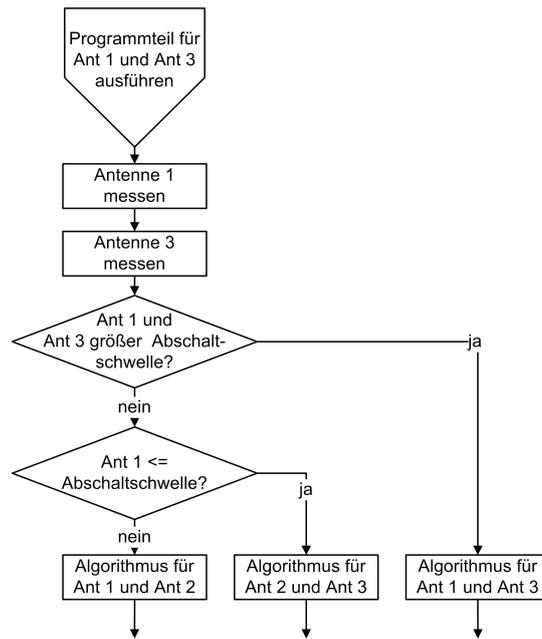


Abbildung 4.47: Flussdiagramm (Ausschnitt) einer Programmversion für drei Antennensignale (3)

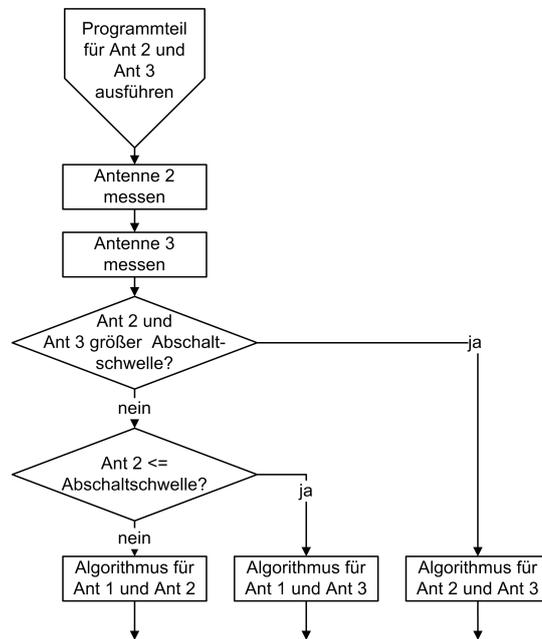


Abbildung 4.48: Flussdiagramm (Ausschnitt) einer Programmversion für drei Antennensignale (4)

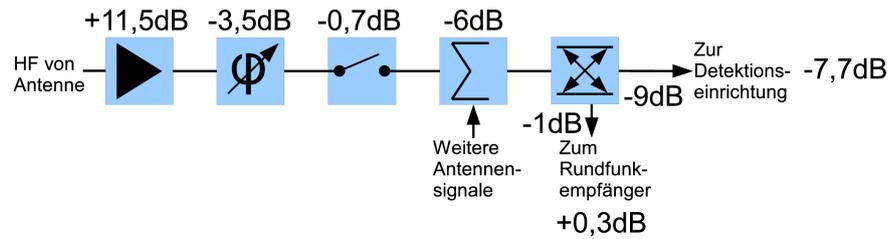


Abbildung 4.49: Eingangsteil des schnell schaltenden Mehrantennendiversitätssystems mit Gleichphasung der Empfangssignale, Pegelung für einen Antennenpfad

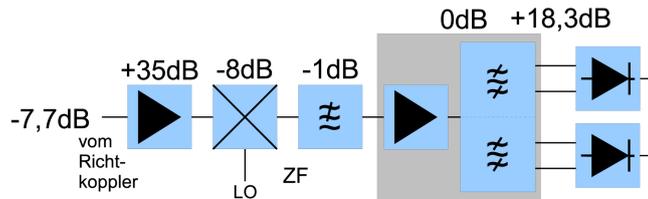


Abbildung 4.50: ZF-Teil des schnell schaltenden Mehrantennendiversitätssystems mit Gleichphasung der Empfangssignale, Pegelung

pegelneutral ausgelegt. Eingefügt am Systemeingang ist nach Abbildung 4.49 ein erster Verstärker¹², der sich durch eine Rauschzahl von 0,7 dB auszeichnet. Die erzeugte Verstärkung kompensiert die nachfolgende Dämpfung, welche durch Phasenstellglied, Schalter, Combiner und Richtkoppler im Empfängerpfad hervorgerufen wird.

Aufgrund der gewählten pegelneutralen Auslegung des Pfades zum Rundfunkempfänger ist die durch den Richtkoppler begründete Dämpfung im Auswertepfad nicht kompensiert. Da jedoch der nachgeschaltete Verstärker in der Rauschzahl demjenigen am Systemeingang entspricht, wird der detektierbare Anteil der Signale hierdurch nicht wesentlich eingeschränkt. Dabei wird die durch Mischer und Filterung verursachte Dämpfung jedoch kompensiert. Die Einfügedämpfung des SAW-Filters zur Kanalselektion ist durch einen vorgeschalteten, in das Detektionsmodul integrierten, Verstärker ausgeglichen.

Soll eine weniger empfindliche Detektionseinrichtung Verwendung finden, so bietet die Systemarchitektur jederzeit die Freiheit der Wahl einer größeren Verstärkung am Systemeingang. Die Pegeltreue im Empfängerpfad ist durch gezielten Einsatz von Dämpfungselementen zu gewährleisten, im Detektionspfad kann durch die erhöhte Eingangsverstärkung eine Kompensation der Dämpfung des Richtkopplers gewährleistet werden. Zu beachten ist bei einer Erhöhung der Verstärkung am Systemeingang jedoch die Sperrdämpfung der Schaltelemente in Phasenstellglied und HF-Schalter. Zwecks Gewährleistung einer vollständigen Abschaltung unerwünschter Signalanteile ist unter Umständen eine Vertauschung der Position von Phasenstellglied und HF-Schalter im Signalpfad vorzunehmen. Die Beeinflussung der Dämpfung in Empfänger- und Detektionspfad kann weiterhin auch durch den Koppelfaktor des Richtkopplers stattfinden.

Maßgeblich für eine korrekte Funktion des schnell schaltenden Mehrantennendiversitätssystems mit Gleichphasung der Empfangssignale ist eine genaue Messung der Signalpegel empfangener Signale und deren Kombinationen. Abbildung 4.51 zeigt verschieden lang gewählte Zeiten der Integration, siehe Abschnitt 4.2.2, von $2 \mu\text{s}$ bis $6 \mu\text{s}$. Jeweils markiert ist die Streuung der

¹²Sämtliche Pegelangaben und Rauschzahlen sind als durchschnittliche Werte zu betrachten, die Durchgangsdämpfung des HF-Schalters ist im geschlossenen Zustand gegeben.

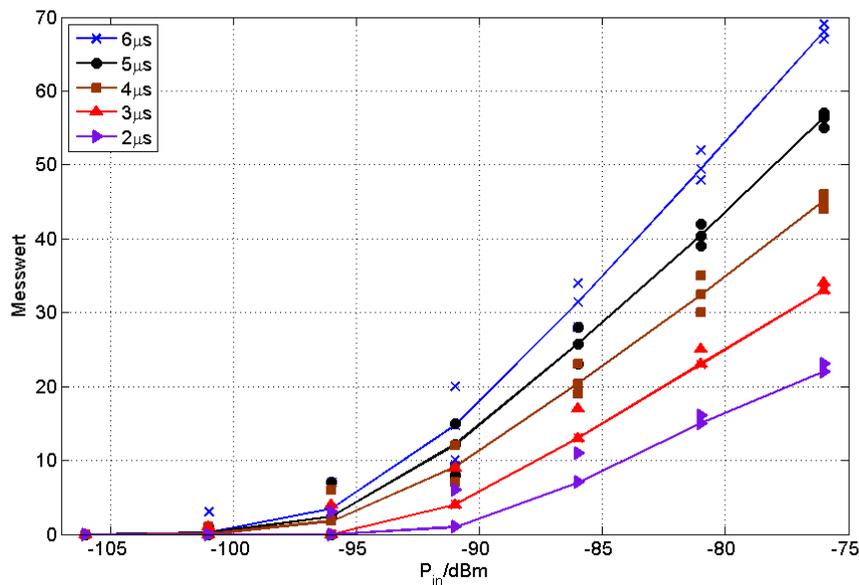


Abbildung 4.51: Pegelmesswerte in Abhängigkeit der gewählten Integrationsdauer, Stichprobe 50 Werte

Messwerte¹³ um den Mittelwert derselben. Wie zu erwarten, nimmt die Unterscheidbarkeit der Pegelmesswerte bei Verringerung der Integrationsdauer im Bereich geringer Pegel ab. Detailliert in Abbildung 4.52 dargestellt finden sich die Kurven für eine Integrationsdauer von $4 \mu\text{s}$ und $5 \mu\text{s}$. Ersichtlich wird, dass im Falle beider Integrationszeiten noch eine Unterscheidbarkeit der Werte für -95 dBm und -90 dBm gegeben ist. Rückblickend auf Abbildung 3.15 zeigt sich, dass die Anzahl der Bitfehler bei Pegeln kleiner -86 dBm stark ansteigt. Ausgehend hiervon wird abgeleitet, dass die Detektionseinrichtung größtenteils im Bereich dieses Pegels, sowohl oberhalb, als auch unterhalb davon, betrieben wird. Die frühzeitige Erkennung von möglichen Pegelbrüchen erfordert die Auswertung von Pegeln größer -86 dBm . Unterhalb dieser Grenze muss eine Unterscheidbarkeit zwecks sicherer Bestimmung zur phasenrichtigen Verschaltung gegeben sein. Bei Wahl der Integrationsdauer zu $3 \mu\text{s}$ ist die Unterscheidung von Pegeln zwischen -95 dBm und -90 dBm bereits erschwert, da aufgrund der verkürzten Integrationsdauer ein deutliches Rauschen auftritt.

Für die Wahl einer möglichst geringen Integrationszeit spricht der Sachverhalt nach Abbildung 3.16. Ähnlich dem schnell schaltenden Mehrantennensystem mit vier Antennen sind auch im schnell schaltenden Mehrantennensystem mit Gleichphasung dreier Empfangssignale insgesamt vier Pegelmessungen vonnöten. Sind dies beim schnell schaltenden Mehrantennensystem die Messungen der Signalpegel einzelner Antennen, so handelt es sich nun um die vier notwendigen Pegelmessungen nach Abbildung 4.45 ff. Gemäß Abbildung 3.16 bewirkt die Verringerung der Integrationszeit, und damit der Verweildauer auf einer anderen Antennenkombination, von $5 \mu\text{s}$ auf $3 \mu\text{s}$ eine Verringerung der Bitfehlerrate um 10000 ppm . Die Wahl der Integrationszeit fällt unter den obigen Gesichtspunkten daher auf $4, 5 \mu\text{s}$.

Zwecks Bestimmung geeigneter Reaktionsschwellen für das Verfahren nach Abbildung 4.45 ff. sei Abbildung 4.53 angeführt. Die verschiedenfarbigen Kurven stellen unterschiedliche Abschwelldauern dar, unterhalb derer eine Antenne zugunsten einer anderen aus der Betrachtung für

¹³Maximum und Minimum als Fehlerindikator.

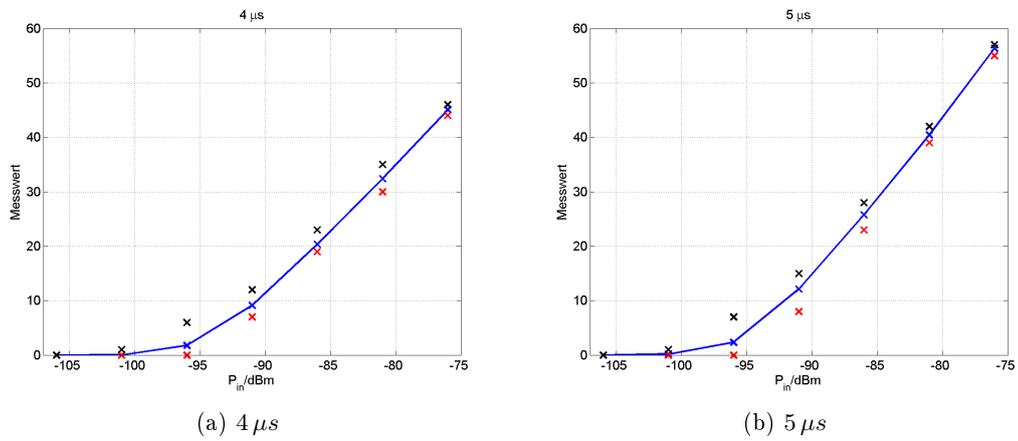


Abbildung 4.52: Integrationsdauer im schnell schaltenden Mehrantennensystem mit Gleichphasung der Empfangssignale, Stichprobe 50 Werte

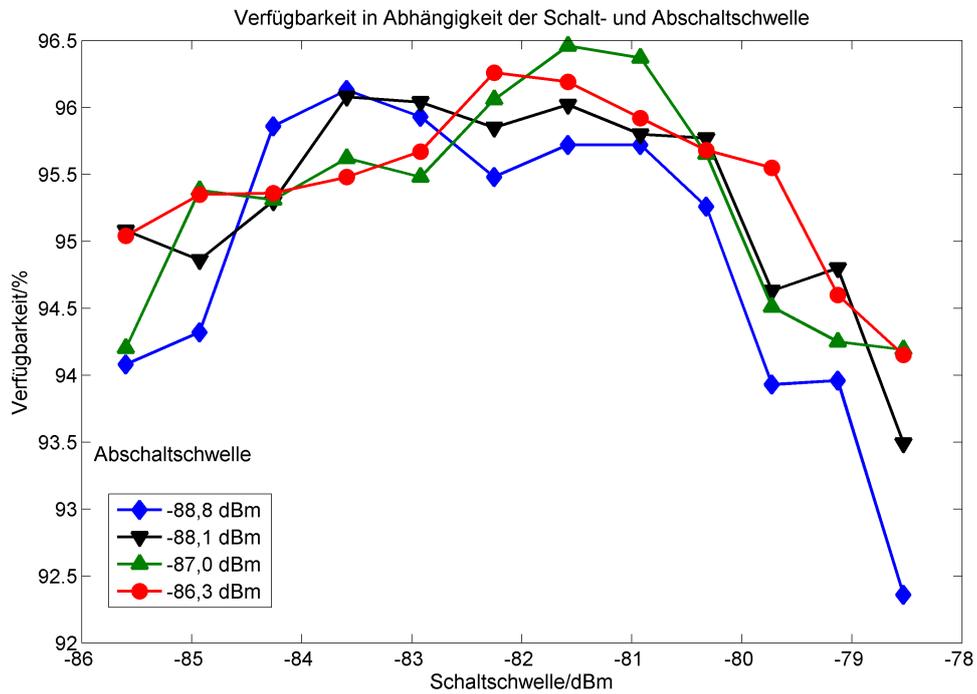


Abbildung 4.53: Verfügbarkeit des Audiosignals in Abhängigkeit der gewählten Schalt- und Abschaltschwelle

die phasenrichtige Verschaltung genommen und somit weggeschaltet wird. Angetragen ist die Audioverfügbarkeit über der Schaltschwelle für die Wahl einer neuen phasenrichtigen Verschaltung der momentan verwendeten Antennensignale. Ermittelt wurden die dargestellten Werte mittels der in Kapitel 5.2 vorgestellten Signalaufzeichnung; die Wiedergabe identischer aufgezeichneter Messdaten ermöglicht eine zuverlässige Bestimmung der Reaktionsschwellen. Rückblickend auf Abbildung 3.15 bestätigt sich, dass die Abschaltung einer Antenne zugunsten eines anderen Signals bei -87 dBm zu vollziehen ist. In deutlicher Übereinstimmung mit dem schnell schaltenden Mehrantennendiversitysystem, siehe Abbildung 3.45, kann die Schaltschwelle, ab welcher eine Reaktion des Diversitysystems auf veränderte Pegelverhältnisse notwendig wird, zwischen -81 dBm und -82 dBm definiert werden.

5 Messverfahren und -mittel

Wesentliche Grundlage der Beurteilung zu untersuchender Mehrantennensysteme ist eine entsprechende Messtechnik. Bedingt durch die geographische Begrenzung der verbreiteten Rundfunksignale, in diesem Fall der SDARS-Dienste, die ausschließlich im nordamerikanischen Verbreitungsgebiet zu empfangen sind, stellt sich unter anderem die Aufgabe einer Reproduktion derselben in einer Laborumgebung. Des Weiteren sind wesentliche Anforderungen und Einschränkungen durch die automobilen Testumgebung bestimmt.

Naheliegender ist ein Messaufbau gemäß Abbildung 5.1a, bei welchem die Antennen an ein zu untersuchendes Diversitysystem Anschluss finden. Ein Beispiel für eine hierbei verwendete Antennenkonfiguration ist Abbildung 5.4 zu entnehmen; unterschiedliche Antennen sind auf einer Metallplatte auf dem Dachträger eines Fahrzeugs angeordnet. Praktikabel ist diese Variante, wenn Satellitensignale unmittelbar verfügbar oder die Auswirkungen verschiedener Antennenkonfigurationen direkt zu untersuchen sind. Jedoch sind hierbei die Versuche nicht exakt reproduzierbar; ein Vergleich kann stets nur innerhalb desselben Versuchszeitraums stattfinden. Weiterhin ist aufgrund externer Einflüsse, wie beispielsweise Belaubungsgrad der Vegetation und Wetter, auch bei Wahl eines Zeitpunkts, zu welchem die Satelliten sich in vergleichbarer Position befinden, keine exakte Vergleichbarkeit von Messungen gegeben. Finden unterschiedliche Rundfunkempfänger Verwendung, so kann aufgrund der Serienstreuung auch hier keine exakte Vergleichbarkeit gegeben sein. Die Serienstreuung erzwingt bereits bei der Messung von Einzelantennensystemen komplexe Aufbauten mit gleichzeitiger Messung mehrerer Empfänger als Referenz und für das zu validierende System. Durch Mittelung nach Abschluss des Versuchs wird das Ergebnis festgelegt. Verwendet man stets dieselben Empfänger für den Test eines Diversitysystems und als Referenz, ist zumindest eine relative Vergleichbarkeit gewährleistet.

Der Wechsel der Jahreszeiten führt außerdem zu einer starken Einengung infrage kommender Testzeiträume. Die zu untersuchenden Szenarien verlangen nach komplexen Feldverteilungen, herrscht eine direkte Sichtverbindung zwischen Satelliten und Antenne, so erübrigt sich eine Untersuchung weitgehend.

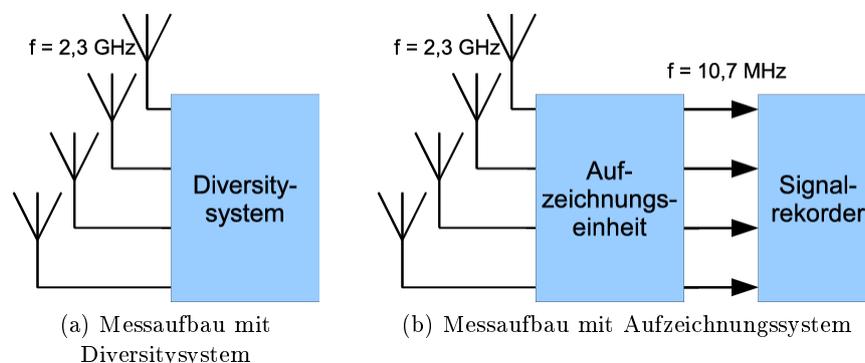


Abbildung 5.1: Messaufbauten für Diversitysysteme

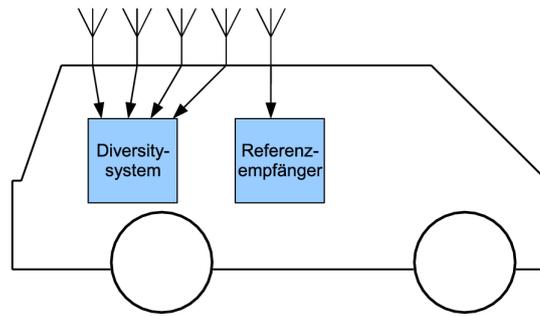


Abbildung 5.2: Messaufbau für den unmittelbaren Vergleich eines Mehrantennendiversitätssystems und einer Referenz

5.1 Messaufbau für direkte Vergleichsmessungen

Sind Satellitensignale direkt verfügbar, so kann also der Messaufbau gemäß Abbildung 5.3 gewählt werden. Sowohl das Mehrantennendiversitätssystem, als auch der Referenzempfänger erhalten Satellitensignale von auf dem Kraftfahrzeug angebrachten Antennen. Im oberen Teil des Blockschaltbilds ist der Empfänger als Teil des Diversitysystems dargestellt, da dieser, wie bereits ausgeführt¹, teils als integraler Bestandteil des Systems anzusehen ist.

Der grundsätzliche Aufbau gemäß Abbildung 5.3a und Abbildung 5.3b ist weitgehend gleich, unabhängig davon, ob es sich um das zu beurteilende Mehrantennensystem oder die zugehörige Referenzplattform handelt. In beiden Fällen wird der im Aufbau integrierte Empfänger durch eine *Head Unit*² angesteuert, welche über einen MOST-Bus³ mit dem Empfänger kommuniziert. Durch die *Head Unit* werden dem Empfänger beispielsweise die Bedienbefehle zum Wechsel des Sendekanals übermittelt; des Weiteren wird an der *Head Unit* der vom Empfänger digital über den MOST-Bus gesendete Audiodatenstrom D/A-gewandelt und hörbar gemacht. Zusätzlich hierzu wurde im Rahmen dieser Arbeit die Möglichkeit geschaffen, Audiodaten in digitaler Form direkt aus dem Rundfunkempfänger zu erhalten; diese Variante ist durch den direkten Audioausgang aus dem Empfänger heraus in den Steuer- und Analyserechner hinein zu erkennen. Als zweckmäßig erwies sich die digitale Übermittlung der Audiodaten aufgrund der anspruchsvollen EMV-Situation während der Testfahrten. Zwecks weitergehender Eingriffsmöglichkeiten in den Rundfunkempfänger wurde dieser in beiden Fällen für eine Steuerung über die serielle Schnittstelle des Steuer- und Analyserechners vorbereitet. Im Blockschaltbild nach Abbildung 5.3a ist hervorzuheben, dass über den Steuer- und Analyserechner auch das Mehrantennendiversitätssystem in seiner Funktion verändert und überwacht werden kann.

¹Siehe Kapitel 3.3

²Als *Head Unit* wird die Benutzerschnittstelle des Empfängers bezeichnet; augenblicklich etabliert ist in der Automobilentwicklung die Trennung zwischen tatsächlichem Empfänger und dessen Bedieneinheit. In der Vergangenheit war eine Integration von Empfänger- und Bedientechnik innerhalb eines Geräts üblich, klassisches Beispiel hierfür ist das AM-/FM-Autoradio mit Einbau im DIN-Schacht. Aufgrund stetiger Zunahme der Multimediakomponenten an Bord eines Fahrzeugs soll für alle diese eine einheitliche Benutzer- und Bedienschnittstelle angeboten werden. Jenes führt zur oben angeführten Trennung von Empfängertechnik und Bedieneinheit; verbunden werden Empfänger und Bedieneinheit über eine definierte Schnittstelle.

³Der MOST-Bus [43] ist ein in der Automobilindustrie verbreitetes serielles Bussystem. Er dient der Übertragung von beliebigen Daten, wird jedoch, dem Namen entsprechend, hauptsächlich zur Übermittlung von Medieninhalten genutzt. Die Definition des MOST-Bus umfasst sämtliche Schichten der ISO-Protokollspezifikation, vom physikalischen Medium ausgehend, bis hin zur Programmierschnittstelle (API).

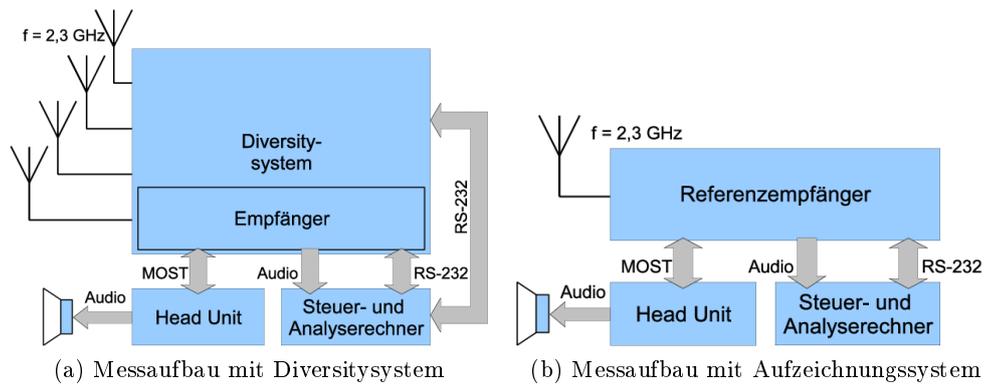


Abbildung 5.3: Messaufbau mit Mehrantennendiversitysystem und Referenzempfänger



Abbildung 5.4: Antennenplattform auf Kfz für Messaufbauten mit Mehrantennendiversitysystemen

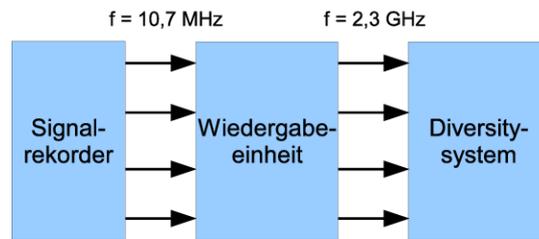


Abbildung 5.5: Messaufbau für die Wiedergabe von SDARS-Signalen mit einem Signalrekorder

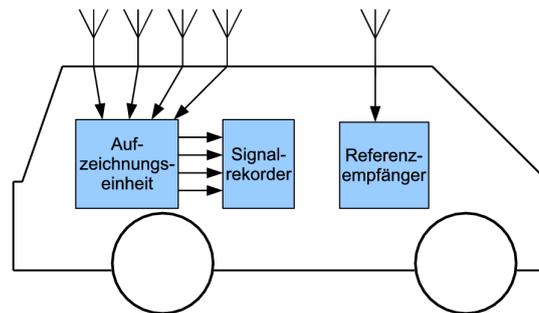


Abbildung 5.6: Messaufbau mit Aufzeichnungseinheit, Signalrekorder und Referenzempfänger im Fahrzeug

5.2 Messaufbau mit Signalaufzeichnung

Umgangen werden kann die saisonal bedingte Einschränkung der Untersuchungs- und Testmöglichkeiten durch eine Aufzeichnung von Signalen im Freifeld mit anschließender Wiedergabe derselben in der Laborumgebung. Ein Messaufbau, bestehend aus Aufzeichnungseinheit und Signalrekorder gemäß Abbildung 5.1b, wird hierbei in einem Kraftfahrzeug eingesetzt. Weiterhin findet sich neben dem Messaufbau ein Referenzempfänger, anhand dessen bei der Wiedergabe der aufgezeichneten Signale ein Qualitätsvergleich angestellt werden kann. Auf dem verwendeten Fahrzeug sind unterschiedliche zu untersuchende Antennenkonfigurationen, ein Beispiel ist in Abbildung 5.4 gegeben, angebracht.

Mittels der vierkanaligen Aufzeichnungseinheit [9] gelingt es, die aufzuzeichnenden Antennensignale nach Abbildung 5.1b in die Laborumgebung zu transferieren. Ein Kanal dieser Aufzeichnungseinheit ist in Abbildung 5.8 dargestellt. Die empfangenen Signale werden mittels eines eigens dafür geschaffenen Doppel-Superheterodynempfängers auf eine niedrige Zwischenfrequenz umgesetzt. Schnelle A/D-Karten in einem Signalrekorder [44] dienen der Digitalisierung der Zeitsignale; der entstehende Datenstrom wird auf einem RAID-Festplattensystem gespeichert. In der verwendeten Konfiguration ist das Gesamtsystem für die Aufzeichnung eines vollständigen Frequenzbands der Betreiber Sirius oder XM ausgelegt. Insgesamt bietet der verwendete Signalrekorder die Möglichkeit, vier Kanäle mit einer Abtastfrequenz von 50 MHz bei einer Auflösung von 12 Bit aufzuzeichnen. Während der Jahre 2006 bis 2008 wurden so über sechs Terabyte an nutzbaren Messdaten gewonnen. Abbildung 5.7 zeigt eine beispielhafte Darstellung der für Aufzeichnung und Messzwecke im Fahrzeug verwendeten Einbauten.

Die derart aufgezeichneten Daten können nun in der Laborumgebung gemäß Abbildung 5.5 für reproduzierbare Versuche verwendet werden. Unabhängig von Jahreszeit und Ausbreitungsverhältnissen bleiben so stets die gleichen Bedingungen erhalten, die bei der Aufnahme vorgefun-



Abbildung 5.7: Messaufbauten im Kfz, rechts oben: Signalaufzeichnungseinheit, links/mittig: Diversitysysteme, rechts unten: Signalrekorder (schwarz), Detroit 2008

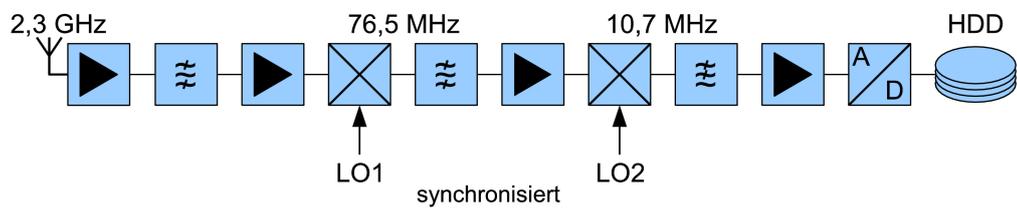


Abbildung 5.8: Blockschaltbild eines Kanals der Aufzeichnungseinheit

den wurden. Mit einer Wiedergabeeinheit erfolgt die Umsetzung der Signale von der ausgegebenen Zwischenfrequenz des Signalrekorders auf die ursprüngliche Frequenz bei 2,3 GHz. Diese Signale werden sodann einem Diversitysystem zugeführt.

5.3 Bewertungsgrundlagen für durch Diversity erzielbare Verbesserungen

Der subjektive Hörvergleich kann stets nur einen ersten Eindruck für die Bewertung eines Diversitysystems bieten. Sowohl der Vergleich eines herkömmlichen Rundfunkempfängers mit einem solchen, welcher Diversityverfahren verwendet, als auch und gerade die Beurteilung der Auswirkungen unterschiedlicher Diversitysysteme und ihrer Strategien erfordern genauere messtechnische Grundlagen. Hochgenaue Aussagen können beispielsweise über die Messung von Bitfehlerraten im empfangenen Datenstrom gewonnen werden. Eine weitere Möglichkeit ist durch die Beobachtung des Signal-Rauschabstands des Empfangssignals gegeben. Als nutzerrelevantes Merkmal bleibt schließlich die Messung der Ausfallzeiten des Audiosignals.

Jede der zuvor erwähnten Möglichkeiten bietet sich für einen bestimmten Anwendungszweck an.

- Messung der Audioausfallzeiten: Eine solche Messung trägt dem Bedürfnis des Endkunden Rechnung, welcher ausschließlich auf einen möglichst störungsfreien Rundfunkempfang Wert legt. Antennen und Rundfunkempfänger werden als Einheit betrachtet und nicht tiefergehend untersucht oder verändert. Gibt der Rundfunkempfänger, bedingt durch seine digitale Natur, oberhalb einer bestimmten Anzahl von im empfangenen Datenstrom enthaltenen Fehlern kein Tonsignal mehr aus, so kann lediglich darauf geschlossen werden, dass die Anzahl der Bitfehler nun über ebendieser Grenze liegt. Eine detaillierte Aussage, um wieviel die Grenze überschritten wurde, ist nicht möglich. Weiterhin können Fehlerkorrekturmechanismen der Kanalcodierung nicht aus der Betrachtung ausgenommen werden; gleiches gilt für Fehlerverschleierungsstrategien des Quellcodierers und -decodierers. Wesentlicher Vorteil des Verfahrens ist die leichte Anwendbarkeit.
- Messung des Signal-Störabstands: Größerer Aufwand ist für die Gewinnung einer Aussage über den aktuellen Signal-Störabstand des empfangenen Antennensignals zu betreiben. Unter Umständen ist der Empfänger erst dahingehend zu modifizieren, dass diese Daten bereitgestellt werden, so dies überhaupt möglich ist. Mit auf dem Markt verfügbaren Empfängern kann eine solche Messung daher nicht durchgeführt werden; sie eignet sich nicht, um beispielsweise eine Endabnahme im Feld durchzuführen. Kann das Verfahren jedoch verwendet werden, so bietet es eine fein abgestufte Aussage über die durch Diversity erzielten Verbesserungen.
- Messung von Bitfehlerraten: Abhängig von den Möglichkeiten des digitalen Rundfunksystems und des eingesetzten Empfängers stellt die Messung von Bitfehlerraten eine hochgenaue Aussage über die Qualität eines empfangenen Antennensignals bereit. Zu unterscheiden ist zwischen einer Messung der Bitfehlerrate vor oder nach Anwendung der Fehlerkorrekturverfahren des Empfängers.
- Berechnung der Diversityeffizienz: Die Diversityeffizienz liefert in einem Mehrantennendiversitysystem als dimensionslose Zahl n eine Aussage über die erzielte Verbesserung gegenüber einem Einzelantennensystem. Angaben zur Berechnung der Diversityeffizienz sind Abschnitt 5.3.4 zu entnehmen.

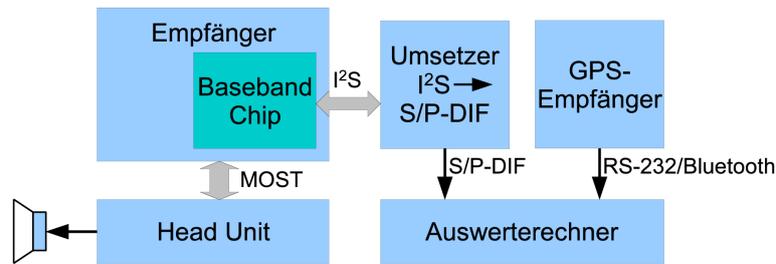


Abbildung 5.9: Messaufbau für die Auswertung von Audioausfallzeiten

5.3.1 Messung der Audioausfallzeiten

Die Messung der Audioausfallzeiten erfolgt durch Auswertung der aus dem Empfänger ausgegebenen Audiosignale. Eine Auswertung kann in Echtzeit, also beispielsweise während einer Messfahrt, oder durch die Aufzeichnung der Tonspuren und anschließende Auswertung derselben geschehen. Grundsätzlicher Vorteil der Auswertung in Echtzeit ist die sofortige Aussage über einen Unterschied zwischen erprobten Systemen.

Dargestellt in Abbildung 5.9 ist ein Aufbau, wie er im Verlauf dieser Arbeit zur Messung der Audioausfallzeiten entstand. Kernstück des Messaufbaus ist ein handelsüblicher SDARS-Rundfunkempfänger, welcher zu diesem Zweck modifiziert wurde. Durch die Modifikation werden die digitalen Audiosignale des Empfängers zugänglich. Im Regelfall werden diese zwar ebenfalls digital, im gegebenen Fall über den MOST-Bus, an eine *Head Unit* weitergeleitet. Dort erfolgt die Umwandlung in ein analoges Stereosignal mit Ausgabe über die Lautsprecher des Kraftfahrzeugs. Ohne aufwändigen Eingriff in die *Head Unit* sind die digitalen Audiodaten daher nicht verfügbar; am eigentlichen Empfänger hingegen ist der Abgriff ebendieser Signale vergleichsweise einfach durchzuführen.

Grundsätzlich notwendig ist der Zugriff auf die digitalen Audiosignale, da die automobiler Testumgebung eine große Anzahl an Störquellen aufweist, welche sich auf die zu bewertenden Audiosignale auswirken können. Sollen Audiosignale in einen Auswerterechner gelangen, so beherrscht dieser im Regelfall nicht den Umgang mit in der automobilen Umgebung zwecks Störunterdrückung symmetrisch ausgelegten Audiosignalen. Ebenfalls der Störunterdrückung dienlich ist eine galvanische Trennung der Audiosignale.

Die digitalen Audiosignale werden durch den Empfänger im I²S-Format [45] gemäß Abbildung 5.9 bereitgestellt. Das I²S-Format ist ein innerhalb elektronischer Schaltungen verbreitetes digitales Datenformat, welches dazu dient, Audiosignale zwischen Bausteinen derselben zu übertragen. Für die Übertragung werden drei Datenleitungen benötigt und es bestehen nur wenige Möglichkeiten, die Signale direkt einem Auswerterechner zuzuführen. Notwendig war daher die Entwicklung eines Umsetzers, welcher die Umwandlung aus dem I²S-Format hin zu S/P-DIF [46] vollzieht. Im Gegensatz zu I²S ist der S/P-DIF-Standard im Endverbraucherbereich verbreitet. Dies ermöglicht den Einsatz handelsüblichen Rechnerzubehörs zur Aufzeichnung der digitalen Audiosignale. Weiterhin vorteilhaft ist die Verwendung lediglich einer Signalleitung. Zur Wahl stehen bei einer Übertragung der Daten nach dem S/P-DIF-Standard als Übertragungsmedium entweder ein koaxiales Kabel oder ein Lichtwellenleiter aus Kunststoff. Zwecks galvanischer Trennung wird bei Verwendung des koaxialen Leiters üblicherweise ein Übertrager vorgesehen, die Datenübertragung mittels Lichtwellenleiter hingegen ist prinzipbedingt galvanisch getrennt. Aufgrund der im Zusammenspiel mit dem Auswerterechner vorgesehenen

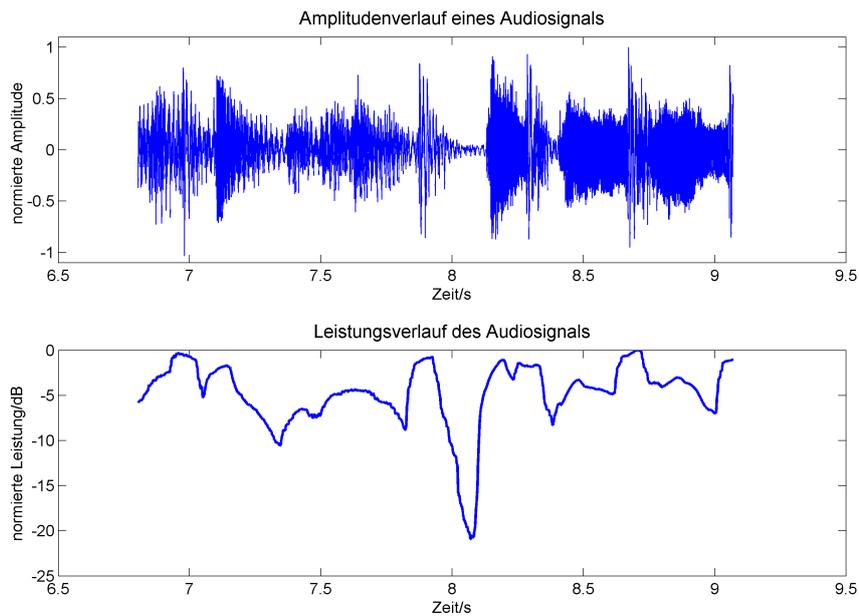


Abbildung 5.10: Verlauf eines Audiosignals mit zugehöriger Signalleistung

Audiokarte fiel die Wahl auf eine optische Datenübertragung zwischen Umsetzer und am Auswerterechner angeschlossener Audiokarte.

Unterstützt wird die Erfassung der Audioausfälle durch einen ebenfalls an den Auswerterechner angeschlossenen GPS-Empfänger. Durch die mittels GPS gewonnenen Positionsdaten ist eine örtliche Zuordnung von Audioausfällen möglich. So kann beispielsweise anhand von Luftbildern die vorherrschende Belaubung zu den Audioausfällen in Beziehung gesetzt werden.

Der Ausfall eines Audiosignals ist anhand im Normalbetrieb vorhandener Signale schwerlich zu detektieren. Eigene Versuche zeigen, dass große Schwankungen in der Dynamik des Signals bei Musiksendungen und Sprechpausen bei Sprachsignalen eine zuverlässige Erkennung von Ausfällen erschweren. Ersichtlich ist die große Dynamik eines modernen Musikstücks aus der im Rahmen der Untersuchungen zur Ausfallerkennung entstandenen Abbildung 5.10; die Signalamplitude wurde auf die maximal mögliche Aussteuerung normiert. Gerade im Zeitbereich von etwa acht Sekunden ist ein Rückgang der Amplitude des Signals zu verzeichnen; kurz darauf steigt die Amplitude hingegen wieder stark an. Dennoch liegt kein dem Rundfunksystem anzulastender Ausfall des Signals vor. Im unteren Teil der Abbildung ist die auf den Maximalpegel normierte Signalleistung zu erkennen. Naheliegenderweise ist nun eine Pegelschwelle zu definieren, unterhalb derer das Audiosignal als ausgefallen gilt. Ist die Signalleistung hingegen größer als die gewählte Schwelle, so gilt das Signal als vorhanden. Hierbei erweist sich jedoch die Festlegung der Schwelle als schwierig. Wird die Schwelle als Mittelwert der Leistung zwischen minimalem und maximalem Leistungspegel festgelegt, so führt dies unweigerlich zur Detektion von Audioausfällen an Stellen, welche lediglich eine geringe Signalamplitude aufweisen. Verwiesen sei hier wieder auf den Zeitbereich bei acht Sekunden in Abbildung 5.10.

Die Lösung des Problems der Ausfalldetektion besteht daher im Vorhandensein eines andauernd verfügbaren Audiosignals möglichst gleichbleibenden Pegels. Erst unter Ausschluss natürlicher Signalschwankungen kann sicher die Aussage erfolgen, ob ein Audioausfall vorliegt oder nicht.

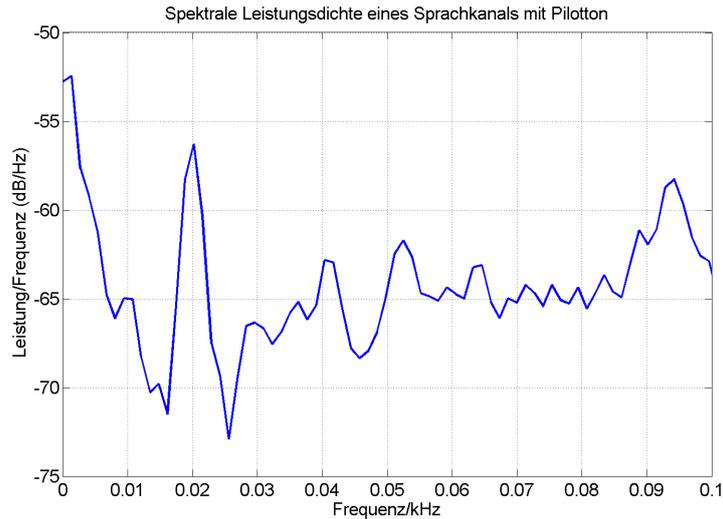


Abbildung 5.11: Spektrale Leistungsdichte eines Sprachkanals (Ausschnitt) mit eingebrachtem Pilotton bei 20 Hz

Im weiteren Verlauf der Untersuchungen der realisierten Mehrantennensysteme wurde durch den Betreiber der Rundfunksysteme ein solcher permanenter Pilotton innerhalb eines Sprachkanals zugänglich gemacht.

Abbildung 5.11 zeigt den Pilotton bei einer Frequenz von 20 Hz; hierbei wird der Regelbetrieb nicht beeinflusst, der Pilotton ist dennoch detektierbar. Anhand dieses bereitgestellten Pilottons wurden nun Messungen der Audioverfügbarkeit mit dem geschaffenen Messaufbau nach Abbildung 5.9 wesentlich erleichtert.

Mittels Auswertung des des Pilottons, welcher ständig gesendet wird, kann nun eine Verfügbarkeit des Audiosignals berechnet werden:

$$\text{Verfügbarkeit} = \left(1 - \frac{t_{\text{Ausfall}}}{t_{\text{gesamt}}}\right) \cdot 100\% \quad ; t_{\text{Ausfall}} < t_{\text{gesamt}} \quad (5.1)$$

Für den Fall $t_{\text{Ausfall}} = t_{\text{gesamt}}$ gilt

$$\text{Verfügbarkeit} = 0\%.$$

Die Verfügbarkeit ist damit definiert als prozentualer Zeitanteil der gesamten Betrachtungszeit, in welchem ein ungestörter Rundfunkempfang vorliegt.

Zwar liefert die Berechnung der Verfügbarkeit eine Aussage über die Qualität des Empfangs, wesentlich deutlicher ist jedoch eine graphische Darstellung der Orte, an denen Ausfälle des Audiosignals auftreten. Hierzu dienen die parallel zur Audioauswertung aufgezeichneten GPS-Positionsdaten. Nach Abschluss einer Messfahrt liegt daher ein Datensatz vor, in welchem die aufgezeichneten Audioausfälle mit Positionsdaten verknüpft sind. Geschaffen wurde nun in dieser Arbeit eine weitgehend automatisierte Darstellung dieser Datensätze, basierend auf frei zugänglichem Kartenmaterial [47]. Unter Verwendung bereits frei verfügbarer Werkzeuge [48] wurde eine Konvertierung der Daten in ein XML-basiertes Format vorgenommen, welchem nach Abbildung 5.12 mittels eigens dafür geschaffener weiterer Werkzeuge die Position aufgezeichneter Audioausfälle überlagert wird. In einem abschließenden Schritt wird nun eine visuelle Kartendarstellung erzeugt. Aufgrund der durchgängigen Verwendung freier und quelloffener

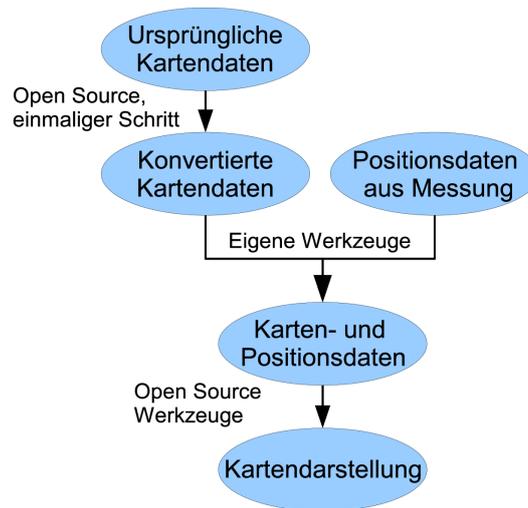


Abbildung 5.12: Zusammenführung von Karten- und Positionsdaten

Programme besteht die Möglichkeit einer weitgehenden Anpassung sämtlicher zur Darstellung führender Verarbeitungsschritte. Beispielsweise können Abmessung und Auflösung der erzeugten Kartendarstellung frei gewählt werden. Gleiches gilt für die farbliche und geometrische Gestaltung der Punkte, mit welchen die Positionsdaten markiert werden. Ein Beispiel für die Darstellung der Messergebnisse findet sich in Abbildung 5.13. Grün markiert sind dort Positionsbestimmungen, an welchen während der Messfahrt ein Audiosignal verfügbar war, rote Punkte verdeutlichen die Positionen, an denen ein Audioausfall vorlag. Die Fahrtrichtung ist durch Pfeile gekennzeichnet.

5.3.2 Messung des Signal-Störabstands

Der Signal-Störabstand stellt eine wichtige Größe zur Bewertung der Übertragungsqualität eines Nachrichtensystems einschließlich des Kanalverhaltens dar. In jüngerer Zeit ermöglicht steigende verfügbare Rechenleistung mit verschiedenen Verfahren [49] [50] eine Gewinnung präziser Signal-Störabstandsdaten in Echtzeit während der Übertragung.

Im Gegensatz zu der zuvor beschriebenen Möglichkeit, Audiosignale zur Auswertung des Systemverhaltens heranzuziehen, setzt die Messung des Signal-Störabstands der empfangenen Signale bereits einen größeren Eingriff in den Empfänger voraus. Mittels eines handelsüblichen Empfängers ist dies nicht mehr zu leisten. Daher wurde für die Gewinnung der Signal-Störabstände ein Empfänger zu diesen Zweck angepasst, welcher somit den Zugriff auf interne Signale ermöglicht.

Dargestellt in Abbildung 5.14 findet sich das Funktionsprinzip des Zugriffs auf die im Empfänger geschätzten Signal-Störabstände; durch die notwendige enge Interaktion mit dem Rundfunkempfänger stützt sich das Verfahren zur Messung des Signal-Störabstands weitgehend auf durch die Betreiber der Rundfunksysteme bereitzustellende Technik. Zunächst durchlaufen die empfangenen Antennensignale den vorgesehenen Signalpfad des Tuners. Für alle Frequenzbänder erfolgen jeweils die Digitalisierung und Demodulation der Zwischenfrequenzsignale. Zusammen mit weiteren Daten werden nun die ermittelten Signal-Störabstände für die zuvor demodulierten Signale an einen Logikbaustein übermittelt. Dieser trennt die übermittelten Daten und stellt die gewünschte Information zur Abholung durch einen Auswerterechner bereit; Logikbaustein

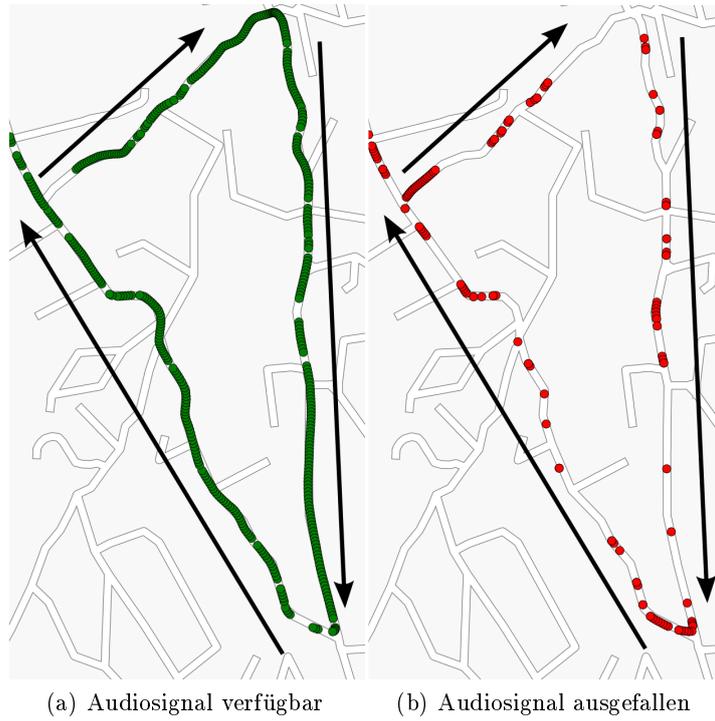


Abbildung 5.13: Beispiel einer Kartendarstellung anhand der Messdaten einer Fahrt mit Einzelantenne

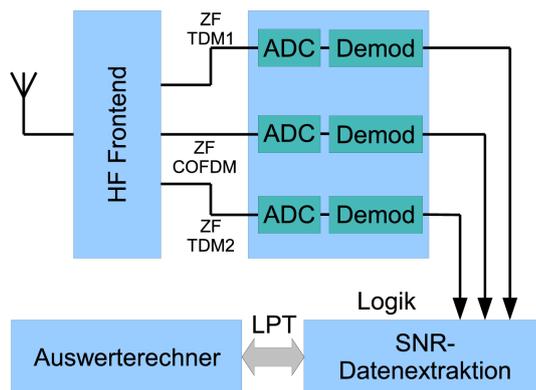


Abbildung 5.14: Blockschaltbild, Zugriff auf Signal-Störabstandsdaten eines Rundfunkempfängers

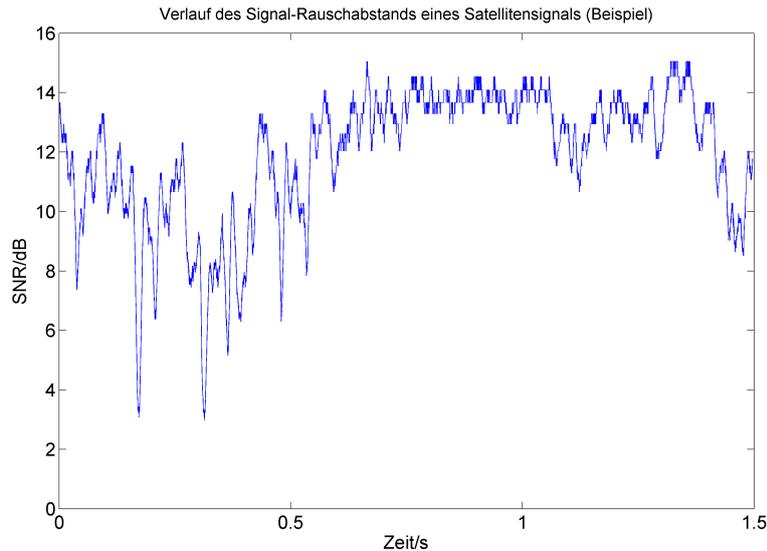


Abbildung 5.15: Verlauf des Signal-Rauschabstands eines Satellitensignals

und Auswerterechner kommunizieren über die parallele Schnittstelle des Auswerterechners. Ein Programm auf dem Auswerterechner übernimmt die Aufgabe der Abholung bereitstehender Daten und Archivierung derselben in einer Datei zwecks späterer Auswertung. Die Darstellung und Auswertung der Daten erfolgt nach Aufzeichnung derselben. Durch die Verwendung einer handelsüblichen Rechnerschnittstelle zur Kommunikation mit dem Logikbaustein entfallen komplexe Schaltungsaufbauten.

5.3.3 Messung von Bitfehlerraten

Soll eine noch genauere Aussage über die Unterschiede zwischen verschiedenen Diversitystrategien oder -systemen getroffen werden, so ist eine Betrachtung der Bitfehlerraten des dekodierten Rundfunksignals Mittel der Wahl. Ein Funktionsgenerator dient dazu, die Rundfunkempfänger mit Testsignalen zu beaufschlagen; in den erzeugten Testsignalen sind bestimmte, dem Empfänger bekannte, Pseudozufallsfolgen enthalten. Aus den Unterschieden zwischen den bekannten, ursprünglich im Signal enthaltenen Daten, und den demodulierten, unter Umständen fehlerhaften, Daten kann die Bitfehlerrate errechnet werden.

$$\text{Bitfehlerrate} = \left(\frac{\text{Anzahl fehlerhafter Bits}}{\text{Gesamtzahl der Bits}} \right) \cdot 100\% \quad (5.2)$$

Sinnvoll kann statt einer Angabe der Bitfehlerrate in Prozenten auch ein Bezug derselben auf den millionsten Teil sein (ppm); somit ist eine feinere Aussage über die Fehlerrate in kritischen Bereichen möglich. Das in Abbildung 5.16 dargestellte Blockschaltbild verdeutlicht den Aufbau zur Messung der Bitfehlerraten. Entgegen verbreiteter Verfahren erfolgt hier die Messung der Bitfehlerraten nicht durch eine Rückführung des im Empfänger demodulierten Signals in den Funktionsgenerator; stattdessen ermittelt der Rundfunkempfänger aus den bereits bekannten Pseudozufallsfolgen und den empfangenen Signalen eigenständig eine Bitfehlerrate. Diese wird mittels der *Head Unit* an einen Steuer- und Auswerterechner zur Aufzeichnung übermittelt. Wesentliche Grundlagen zur Messung der Bitfehlerraten sind durch die Betreiber der Rundfunksysteme festgelegt und nicht beeinflussbar. Geschaffen wurde daher im Rahmen dieser

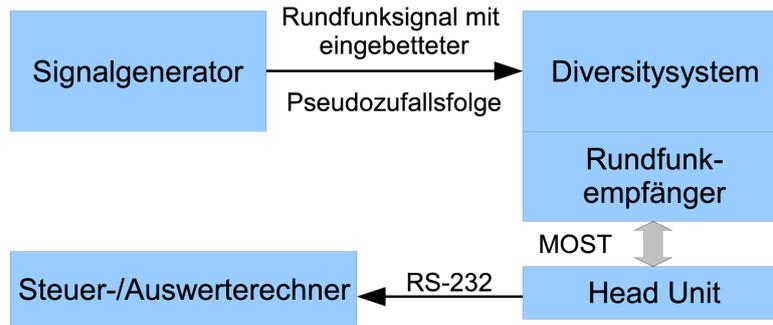


Abbildung 5.16: Blockschaltbild, Aufbau zur Messung der Bitfehlerraten des digitalen Rundfunksystems

Arbeit eine Möglichkeit zur Erfassung und Speicherung der aus der *Head Unit* des Empfängers gesendeten Bitfehlerraten.

5.3.4 Berechnung der Diversityeffizienz

Als Maß für die Verbesserung, welche ein Mehrantennendiversitysystem gegenüber einer Einzelantenne erbringt, kann die Diversityeffizienz n herangezogen werden [51]. Dabei gilt, dass p_{div} gleich der Ausfallwahrscheinlichkeit des Diversitysystems und p_{ref} gleich derjenigen des Referenzsystems ist. Die Ausfallwahrscheinlichkeit p wird in beiden Fällen festgelegt als

$$p = \frac{t_{\text{ausgefallen}}}{t_{\text{gesamt}}}, \quad (5.3)$$

wobei $t_{\text{ausgefallen}}$ die Gesamtzeit aller einzelnen Audioausfälle bezeichnet. t_{gesamt} gibt die Dauer der Messzeit an. Offensichtlich gleicht die Berechnung der Ausfallwahrscheinlichkeit derjenigen, welche zuvor zur Bestimmung der Verfügbarkeit, siehe Abschnitt 5.3.1, angegeben wurde. Definiert ist nun die Diversityeffizienz zu:

$$n = \frac{\log p_{\text{div}}}{\log p_{\text{ref}}} \quad (5.4)$$

Im Falle eines idealen Diversitysystems mit m vollständig entkoppelten Antennen wird die theoretische Diversityeffizienz von

$$n = m$$

erreicht. Sind die Antennen hingegen verkoppelt oder wird ein reales Diversitysystem betrachtet, so ergibt sich ein Wert von $n < m$. Aus Gleichung 5.4 geht hervor, dass eine jede vollständig entkoppelte Antenne eine Verbesserung der Diversityeffizienz um den Faktor

$$\frac{1}{p_{\text{ref}}}$$

erbringt. Anschaulich schlägt sich dies darin nieder, dass im Falle einer Ausfallwahrscheinlichkeit von $p_{\text{ref}} = 10\%$ die vollständig entkoppelte weitere Antenne ein Absinken der Ausfallwahrscheinlichkeit auf $p_{\text{div}} = 1\%$ bewirkt.

6 Fahrtests und Systemvergleich

Abschließend werden nun ausgewählte Ergebnisse der in dieser Arbeit behandelten Mehrantennendiversitysysteme dargestellt. Während insgesamt vier Messkampagnen, welche in den Vereinigten Staaten von Amerika stattfanden, wurden die konzipierten und realisierten Demonstratoren der schnell schaltenden Mehrantennendiversitysysteme in den Jahren 2006 bis 2008 ausführlichen Tests unterzogen. Abbildung 6.1 zeigt ein verwendetes Messfahrzeug in dicht belaubter Umgebung während einer Testfahrt. Neben derartigen Szenarien des Typs *rural* fanden Testfahrten auch in dicht bebautem Gebiet (*urban*) statt. Dargestellt ist in Abbildung 6.1 die stark belaubte Fahrtstrecke im Raum New York, welche während der Jahre 2006 und 2007 befahren wurde. Ebenfalls in den Jahren 2006 und 2007 sowie im Jahr 2008 wurde eine Teststrecke mit starker Belaubung im Raum Detroit genutzt. Ein Eindruck ist Abbildung 6.2 zu entnehmen.

Abgesehen von einer Vielzahl an Messfahrten mit Prototypen und Demonstratoren der Mehrantennendiversitysysteme wurden umfangreiche Aufzeichnungen von realen Signalen im Freifeld durchgeführt. Hierzu wurde die beschriebene Aufzeichnungs- und Wiedergabeeinheit, siehe Kapitel 5, in einem Fahrzeug installiert. Ein solcher Aufbau ist Abbildung 6.3 zu entnehmen. Die derart gewonnenen Daten dienen der kontinuierlichen Verbesserung und Optimierung der Mehrantennendiversitysysteme und Diversitystrategien in der Laborumgebung. Auch außerhalb der Vegetationsperiode ist auf diese Weise eine Weiterentwicklung in der Laborumgebung möglich.

Als anschauliche Darstellung der mittels der schnell schaltenden Mehrantennendiversitysysteme erreichten deutlichen Empfangsverbesserung wird die Messung der Audioausfallzeiten nach Abschnitt 5.3.1 gewählt. Anhand der Verknüpfung mit GPS-Daten ergibt sich derart eine Zuordnung der Ausfälle des Audiosignals zu einer bestimmten Position während einer Testfahrt. Auf diese Art und Weise wird ein Vergleich zwischen einem Rundfunkempfänger, welchem lediglich eine einzelne Antenne zur Verfügung steht, und einem solchen mit vorgeschaltetem Mehrantennendiversitysystem durch die örtliche Referenzierung der Audioausfälle erleichtert.



Abbildung 6.1: Messfahrzeug in dicht belaubtem Testgebiet [52]



Abbildung 6.2: Stark beliebte Teststrecke (Detroit) [53]

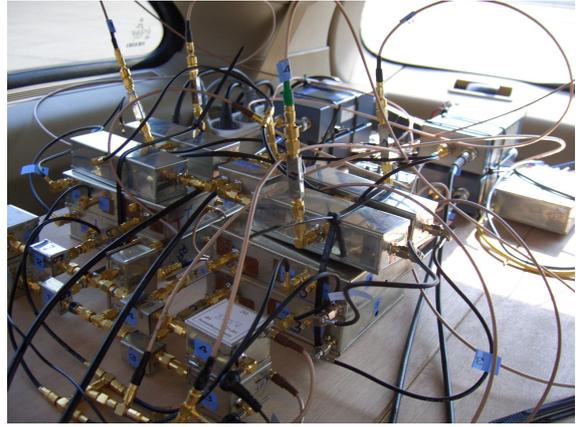


Abbildung 6.3: Vierkanal-Aufzeichnungseinheit im Fahrzeug, Detroit 2007

Bedingt durch die zu Beginn der Arbeit vorgestellte Architektur des Satellitenrundfunksystems, anhand dessen die Untersuchungen erfolgten, unterliegt die Verfügbarkeit der Audiosignale abhängig von den Satellitenpositionen zum Zeitpunkt der Messungen gewissen Schwankungen. Dies begründet die teils verschiedene Verteilung der Audioausfälle im Fall der Referenzmessungen. Evident ist nun ebenfalls, dass eine Aussage hinsichtlich Verbesserung der Verfügbarkeit des Audiosignals stets auf die jeweilige Referenzmessung zu beziehen ist. Mithin werden im Fall der gezeigten Testfahrten stets zwei Karten dargestellt; eine der Karten zeigt die Positionen, an welchen der Rundfunkempfänger des untersuchten Diversitysystems einen Audioausfall hinnehmen musste, eine zweite Karte illustriert die Audioausfälle des zu Referenzzwecken mitgeführten Empfängers. Registrierte Audioausfälle werden auf einer Karte als Punkte dargestellt. Die Positionsbestimmung des GPS-Empfängers im Sekundentakt führt nun dazu, dass allzu schnell aufeinanderfolgende Audioausfälle in einem Ortspunkt verschmelzen. Ist ein Audioausfall mit einer Dauer von mehr als einer Sekunde zu verzeichnen, so wird dieser durch eine Kette von Punkten dargestellt.

6.1 Ausgewählte Ergebnisse des schnell schaltenden Mehrantennensystems

Zunächst folgt die Darstellung der Ergebnisse des schnell schaltenden Mehrantennendiversitysystems mit unterschiedlichen Antennenkonfigurationen. Abbildung 6.4 zeigt beispielhaft zwei Fahrzeuge, welche während der ausführlichen Erprobung der Prototypen des schnell schaltenden Mehrantennendiversitysystems zum Einsatz kamen. Zu erkennen ist in Abbildung 6.4, dass anstelle eines herkömmlichen Dachträgers auf den Fahrzeugen jeweils eine Antennenplattform angebracht wurde. Der Einbau eines Demonstrators des schnell schaltenden Mehrantennendiversitysystems in ein Fahrzeug während einer Messkampagne ist in Abbildung 6.5 dargestellt.

Das Beispiel eines Zweiantennendiversitysystems in Abbildung 6.6 zeigt, dass bereits mit zwei Antennensignalen bei Verfügbarkeit lediglich eines Satellitensignals eine deutliche Empfangsverbesserung erzielt wird. Herausragendes Merkmal der gezeigten Messung ist die Positionierung beider Antennen des Diversitysystems an lediglich einem Einbauort; eine speziell gestaltete



Abbildung 6.4: Testfahrzeuge Messkampagne 2007 (New York) [52]

planare Antenne wurde direkt hinter einer handelsüblichen gekreuzten Rahmenantenne positioniert. Als Referenz diente eine gleichartige gekreuzte Rahmenantenne. Insgesamt betrug die Dauer des Fahrtests 550 s. Im Falle dieses Beispiels ergibt sich die Diversityeffizienz zu $n = 1,43$. Dies stellt angesichts der gemeinsamen Einbauposition beider Antennenstrukturen bereits ein hervorragendes Ergebnis dar.

Eine ebenfalls sehr deutliche Verbesserung der Empfangssituation durch das realisierte schnell schaltende Mehrantennendiversitysystem ist in Abbildung 6.7 und Tabelle 6.2 dokumentiert. Das Ergebnis wurde mit vier disloziert positionierten handelsüblich erhältlichen Nachrüstantennen erzielt, welche dem Diversitysystem zur Verfügung standen. Eine gleichartige Antenne diente als Referenz. Insgesamt betrug die Fahrzeit während der Messung 139 s, wobei lediglich ein Satellitensignal bereitstand. Aus den gemessenen Verfügbarkeiten ergibt sich die Diversityeffizienz im Falle dieser Testfahrt zu $n \geq 2,87$. Zu berücksichtigen ist an dieser Stelle eine teils sehr gute direkte Sichtverbindung zwischen Fahrzeug und Rundfunksatellit. Diese führt zu einer Reduzierung der erzielbaren Diversityeffizienz, da in einem solchen Fall das geschaltete Mehrantennendiversitysystem keine Empfangsverbesserung gegenüber dem ohnehin vorhandenen Einzelantennensignal erzielen kann. Die eigentliche Diversityeffizienz auf ausschließlich belaubten Strecken ist daher höher anzusetzen.

6.2 Ausgewählte Ergebnisse des schnell schaltenden Mehrantennensystems mit Gleichphasung der Empfangssignale

Auch das Prinzip des schnell schaltenden Mehrantennendiversitysystems mit Gleichphasung der Empfangssignale bewies in Gestalt des realisierten Demonstrators und späterer Prototypen seine Leistungsfähigkeit während zahlreicher Testfahrten unter realen Bedingungen. Daher sollen an dieser Stelle ebenfalls ausgewählte Ergebnisse dargestellt werden. Der Aufbau eines Demonstrators des schnell schaltenden Mehrantennendiversitysystems mit Gleichphasung der Empfangssignale in einem Fahrzeug ist in Abbildung 6.8 dargestellt.

Ein mittels des Demonstrators für drei Antennensignale erzieltes Ergebnis findet sich in Abbildung 6.9. Drei dislozierte handelsübliche Nachrüstantennen wurden auf dem Dach eines Fahrzeugs platziert und an das Diversitysystem geführt. In der Systemeinheit implementiert

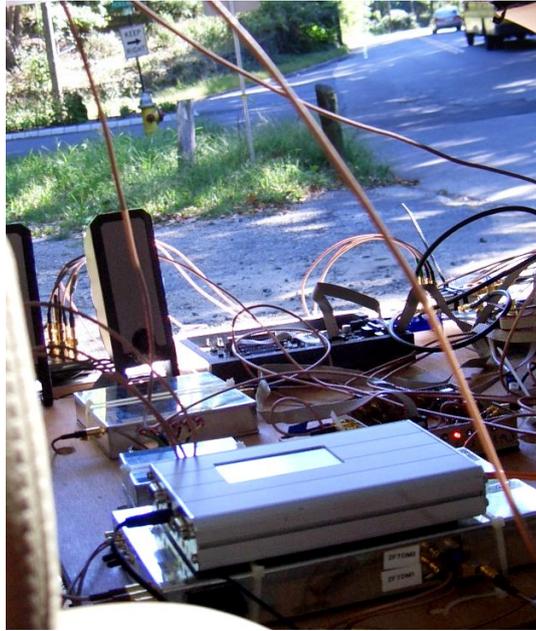


Abbildung 6.5: Demonstrator des schnell schaltenden Mehrantennendiversitysystems im Fahrzeug (New York 2007)

war der Algorithmus nach Abschnitt 4.4.2, welchem zufolge stets zwei der Antennensignale phasenrichtig verschaltet werden. Eine gleichartige Antenne diente als Referenz. Insgesamt betrug die Fahrtdauer 264 s. Hinsichtlich der Diversityeffizienz wurde ein Wert von $n = 2,24$ bei Verfügbarkeit eines einzelnen Satellitenkanals erzielt. Unter Berücksichtigung des eingesetzten Algorithmus, welcher stets zwei der drei verfügbaren Antennensignale phasenrichtig kombiniert, stellt dies ein sehr gutes Ergebnis dar. Das verfügbare dritte Antennensignal hebt, obwohl nicht stets in den Gleichphasungsprozess einbezogen, die Diversityeffizienz deutlich über den für zwei ideale nicht verkoppelte Antennensignale erzielbaren Wert. Zu beachten ist ein auch während dieser Messfahrt vorhandener Anteil der Fahrtstrecke mit teils deutlicher Sichtverbindung zum Rundfunksatelliten.

Auch in Abbildung 6.10 und Tabelle 6.4 ist ein Ergebnis des schnell schaltenden Mehrantennendiversitysystems mit Gleichphasung der Empfangssignale zu finden. Die Konfiguration der Antennen entspricht derjenigen der zuvor dargestellten Messung, gleiches gilt für den implementierten Algorithmus. Jedoch wurde die Dauer der Messfahrt auf 685 s erhöht. Bei Verfügbarkeit eines einzelnen Satellitenkanals konnte so eine Diversityeffizienz von $n = 2,09$ erreicht werden. Zu beachten ist in diesem Fall, dass das zuvor angeführte Beispiel in Abbildung 6.9 geringere Streckenanteile mit direkter Sichtverbindung zu den Rundfunksatelliten aufweist. Die soeben abgebildete Fahrtstrecke dagegen führt zu deutlicherer direkter Sichtverbindung mit den Rundfunksatelliten. Hierdurch verringert sich die erzielbare Diversityeffizienz.

Zum Vergleich soll in Abbildung 6.11 und Tabelle 6.5 auch ein mit zwei Antennensignalen erzieltetes Ergebnis vorgestellt werden. Im Gegensatz zu den zuvor dargestellten Messungen wurden bei diesem Ergebnis zwei verschiedene Antennenstrukturen, welche sich an einer Einbauposition befanden, verwendet. Eine dritte Antenne, baugleich einer der Diversityantennen, diente als Referenz. Bei einer Messdauer von insgesamt 573 s wurde so eine Diversityeffizienz von $n = 1,63$ erzielt. Dies stellt nochmals eine überaus gute Verbesserung des mit einem schnell schaltenden Mehrantennendiversitysystem erzielten hervorragenden Resultats, siehe Abbildung 6.6, dar. Beispielhaft nachgewiesen ist hiermit, dass auch an einer einzigen Einbauposition mit



(a) Schnell schaltendes
Mehrantennendiversitysystem

(b) Referenz

Abbildung 6.6: Testfahrt schnell schaltendes
Mehrantennendiversitysystem, zwei Antennen

	Diversity	Einzelantenne
Verfügbarkeit	96,71 %	90,84 %
Ausfallzeit	18,1 s	50,3 s
Ausfallrate	3,28 %	9,16 %

Tabelle 6.1: Daten zu
Abbildung 6.6

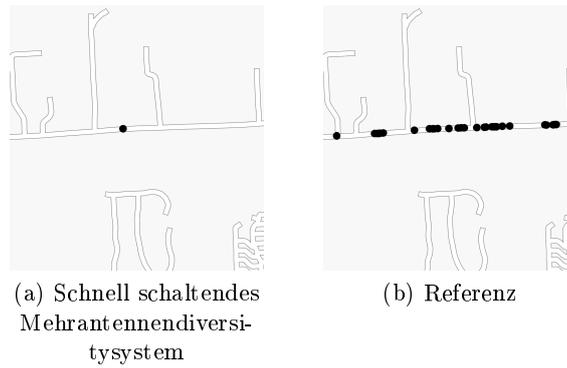


Abbildung 6.7: Audioausfälle während einer Testfahrt des schnell schaltenden Mehrantennendiversitätssystems, vier Antennen

	Diversity	Einzelantenne
Verfügbarkeit	99,8 %	88,57 %
Ausfallzeit	0,3 s	15,9 s
Ausfallrate	0,2 %	11,43 %

Tabelle 6.2: Daten zu
Abbildung 6.7

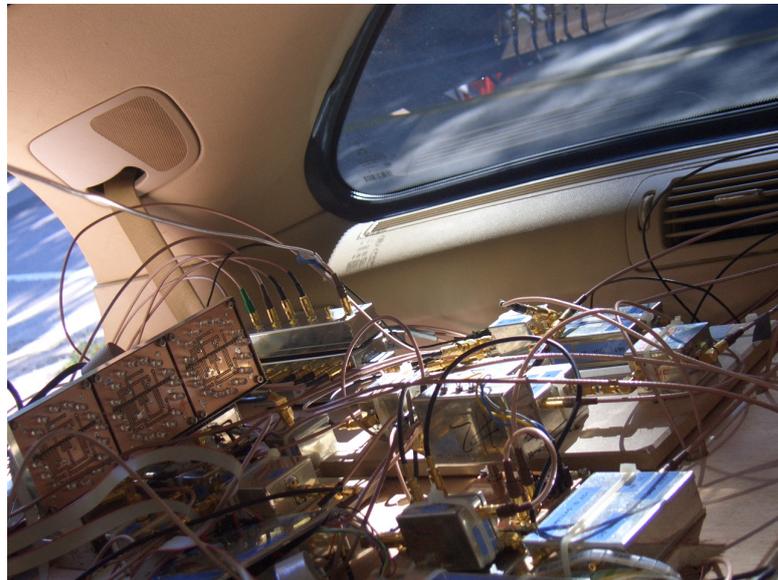
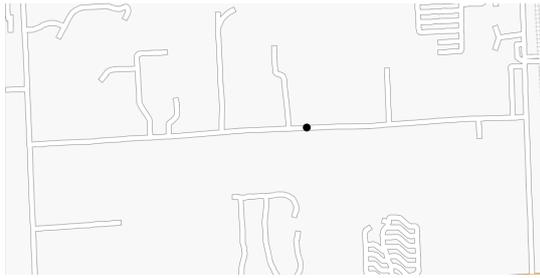
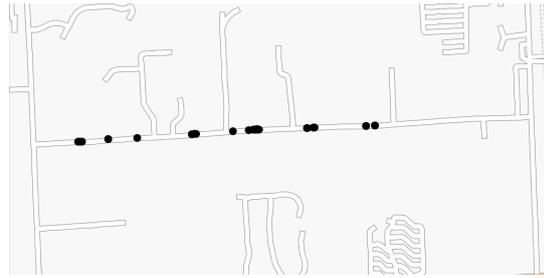


Abbildung 6.8: Demonstrator des schnell schaltenden Mehrantennendiversitätssystems mit Gleichphasung der Empfangssignale im Fahrzeug (New York 2007)



(a) Schnell schaltendes
Mehrantennendiversitysystem mit Gleichphasung
der Empfangssignale

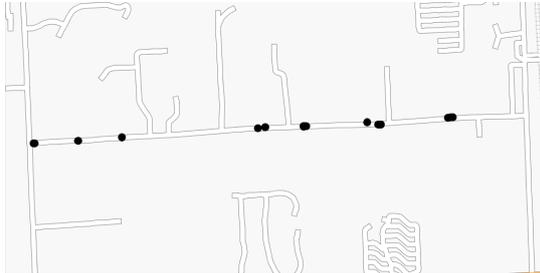


(b) Referenz

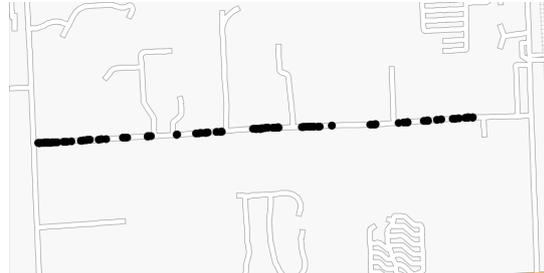
Abbildung 6.9: Testfahrt schnell schaltendes Mehrantennendiversitysystem mit Gleichphasung der Empfangssignale, drei Antennen

	Diversity	Einzelantenne
Verfügbarkeit	99,85 %	95,54 %
Ausfallzeit	0,4 s	14,4 s
Ausfallrate	0,15 %	4,46 %

Tabelle 6.3: Daten zu
Abbildung 6.9



(a) Schnell schaltendes
Mehrantennendiversitysystem mit Gleichphasung
der Empfangssignale



(b) Referenz

Abbildung 6.10: Testfahrt schnell schaltendes Mehrantennendiversitysystem mit Gleichphasung der Empfangssignale, drei Antennen

	Diversity	Einzelantenne
Verfügbarkeit	98,41 %	86,23 %
Ausfallzeit	10,9 s	94,3 s
Ausfallrate	1,59 %	13,77 %

Tabelle 6.4: Daten zu
Abbildung 6.10

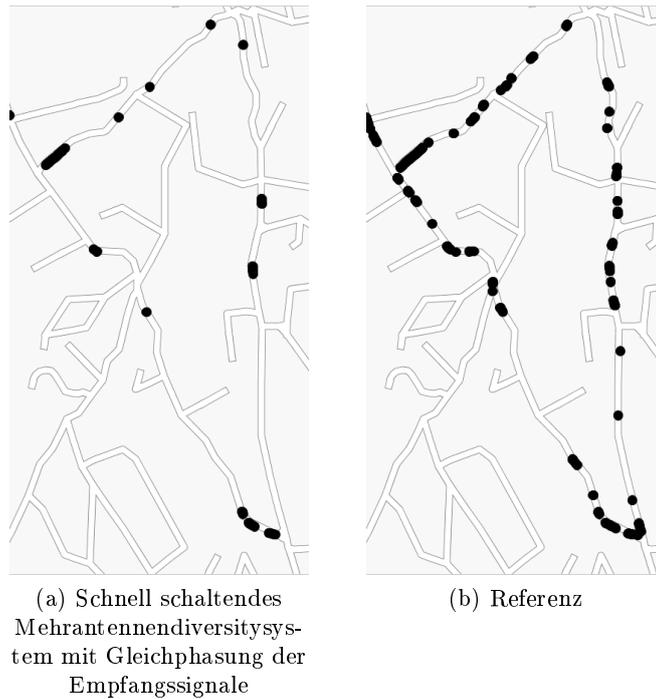


Abbildung 6.11: Testfahrt schnell schaltendes Mehrantennendiversitätssystem mit Gleichphasung der Empfangssignale, zwei Antennen

	Diversity	Einzelantenne
Verfügbarkeit	94,11 %	82,33 %
Ausfallzeit	33,7s	101,2 s
Ausfallrate	5,89 %	17,67 %

Tabelle 6.5: Daten zu
Abbildung 6.11

optimierten Antennenstrukturen eine deutliche Verbesserung des Satellitenrundfunkempfangs in stark belaubtem Gebiet möglich ist.

Der Nachweis einer Verbesserung des Rundfunkempfangs auch in urbanen Szenarien ist in Abbildung 6.12 am Beispiel des schnell schaltenden Mehrantennendiversitätssystems mit Gleichphasung der Empfangssignale dargestellt. Zusätzlich weist das abgebildete Szenario, dessen Fahrtstrecke durch Pfeile markiert ist, eine starke Präsenz terrestrischer Unterstützungssignale auf. Der Abbildung zu entnehmen ist, dass bei einer Fahrtdauer von über 30 Minuten und Nutzung sämtlicher Frequenzbänder des Rundfunksystems keine negative Beeinflussung des Mehrantennendiversitätssystems und damit des Rundfunkempfangs durch die komplexen Pegelverhältnisse auftritt. Maßgeblich hierfür ist unter anderem die zuvor in Abschnitt 4.5 dargestellte pegelneutrale Auslegung des schnell schaltenden Mehrantennendiversitätssystems mit Gleichphasung der Empfangssignale. Des Weiteren verhindert die phasenstabilisierende Eigenschaft des Diversitysystems eine ungewollte Beeinflussung augenblicklich nicht in den Pegeloptimierungsvorgang einbezogener Frequenzbänder. Derart wird die Verbesserung des Rundfunkempfangs auch in einem komplexen urbanen Szenario sichergestellt.

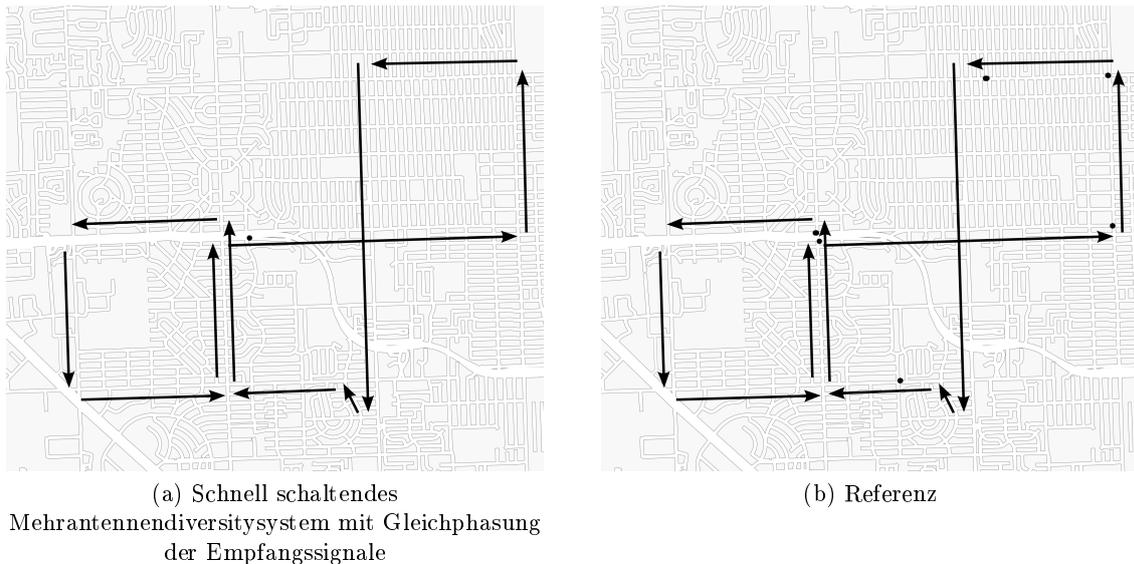


Abbildung 6.12: Testfahrt schnell schaltendes Mehrantennendiversitätssystem mit Gleichphasung der Empfangssignale, drei Antennen, *urban* 2008

6.3 Zusammenfassung der Messergebnisse

Insgesamt zeigt sich ein außerordentlich zufriedenstellendes Ergebnis hinsichtlich der Verbesserung der Empfangsqualität bei Anwendung beider Mehrantennendiversitätssysteme gegenüber einer Einzelantenne. Beide Mehrantennensysteme tragen zu einer deutlichen Reduzierung der hörbaren Signalausfälle bei und ermöglichen so ein wesentlich verbessertes Hörerlebnis.

Hinsichtlich der Leistungsfähigkeit ist eine prinzipbedingte Abstufung offenbar. Während bereits das schnell schaltende Mehrantennendiversitätssystem eine deutliche Verbesserung gegenüber der Einzelantenne erzielt, siehe Abbildung 6.6, wird diese in einem gleichartigen Szenario mit identischen Antennenstrukturen bei Verwendung des schnell schaltenden Mehrantennendiversitätssystem mit Gleichphasung der Empfangssignale nochmals übertroffen, siehe Abbildung 6.11. Auch alle weiteren Messergebnisse deuten in diese Richtung [54].

Die realisierten Demonstratoren und Prototypen, anhand derer die dargestellten Messergebnisse erzielt wurden, entsprechen somit vollauf den gestellten Ansprüchen. Ein verkürzter Vergleich der untersuchten Mehrantennendiversitätssysteme ist Tabelle 6.6 zu entnehmen. Dort sind die wesentlichen Unterschiede beider Systeme aufgeführt und gegenübergestellt. Beiden Systemen gemein ist jedoch, bei verhältnismäßig geringem Aufwand eine wesentliche Empfangsverbesserung gegenüber der Verwendung einer Einzelantenne zu erzielen.

Eine Betrachtung der erzielten Diversityeffizienzen bestätigt die hervorragende Qualität der Empfangsverbesserung. Die höchst deutliche Empfangsverbesserung ist am Beispiel des schnell schaltenden Mehrantennendiversitätssystem mit vier Antennensignalen sichtbar, siehe hierzu auch Abbildung 3.3. Jedoch liefert auch die Verwendung zweier Antennensignale noch eine sehr gute Verbesserung des Rundfunkempfangs. Hinsichtlich der aus Tabelle 6.1 und Tabelle 6.2 zu entnehmenden zugehörigen Ergebnisse ist zu beachten, dass die dem Ergebnis des schnell schaltenden Diversitysystems mit vier Antennen zugrunde liegende Messung in einer Umgebung mit teils guter Sichtverbindung zu den Rundfunksatelliten durchgeführt wurde. Aussagekräftig ist die Betrachtung der Diversityeffizienz jedoch besonders in Fällen komplexer Feldverteilung.

	schnell schaltendes Mehrantennensystem	schnell schaltendes Mehrantennensystem mit Gleichphasung
Synchronisation erforderlich?	ja	nein
Modifikation am Empfänger notwendig?	ja	nein
Technischer Aufwand	sehr gering	gering
Anzahl der HF-Kabel	1	1
Steigerung der Empfangsqualität	hoch	sehr hoch

Tabelle 6.6: Verkürzter Vergleich der Mehrantennendiversitysysteme

Werden Streckenabschnitte mit guter Sichtverbindung, wie in diesem Fall geschehen, mit in die Berechnung der Diversityeffizienz einbezogen, so liegt das Ergebnis unter dem zu erwartenden Wert. Ersichtlich ist dies aus Abbildung 6.9 und Abbildung 6.10. Die in Abbildung 6.9 gezeigte Messung stellt hinsichtlich der Fahrstrecke einen Ausschnitt aus der Abbildung 6.10 zugrunde liegenden Messung dar. Ausgelassen wurden jedoch Streckenabschnitte mit besonders guter Sichtverbindung zu den Rundfunksatelliten. Unter gleichen Bedingungen ergibt sich somit eine zuverlässigere Aussage bezüglich der Diversityeffizienz, welche nahe am theoretisch möglichen Wert liegt. Die hervorragende Leistungsfähigkeit des schnell schaltenden Mehrantennendiversitysystems mit Gleichphasung der Empfangssignale wird nochmals unterstrichen durch die in Abbildung 6.11 dokumentierte Messung. In einem stark belaubten Empfangsgebiet wird in einer praktischen Realisierung durch die Verwendung zweier Antennensignale eine sehr gute Diversityeffizienz nahe dem theoretischen Maximalwert erzielt.

7 Ausblick

Im Rahmen dieser Arbeit wurden zwei Konzepte zur Empfangsverbesserung durch Mehrantennendiversity am Beispiel eines vorhandenen Rundfunksystems vorgestellt. Es liegt daher nahe, die hier untersuchten Verfahren auch auf weitere digitale Funkdienste anzuwenden.

Sollen die Funktionsprinzipien der schnell schaltenden Mehrantennendiversitysysteme künftig auf weitere Rundfunkdienste übertragen werden, so sind bestimmte Auslegungsparameter erneut zu betrachten. Zu nennen sind beispielsweise andere Pegelverhältnisse, welche durch eine veränderte Sendeleistung hervorgerufen werden. Diese wirken sich unmittelbar auf die Wahl der Integrationsdauer zur Pegelmessung aus: Sinkt die empfangene Leistung, so ist zumeist eine Verlängerung der Integrationsdauer zur Gewinnung zuverlässiger Messdaten notwendig. Auch die verwendete Modulationsart führt zu einer Neubetrachtung von Systemkomponenten. Bedingt durch eine veränderte Einhüllende der modulierten Signale ist unter Umständen eine Änderung der Integrationsdauer notwendig. Mit veränderten Pegelverhältnissen und allgemeinen Aspekten der Systemauslegung, so zum Beispiel des minimal notwendigen Signal-Rauschabstands, geht eine Veränderung der Schaltschwellen der Mehrantennendiversitysysteme einher. Wird eine Veränderung der Integrationsdauer zur Pegelmessung vorgenommen, so ist zu beachten, dass diese im Falle einer Verlängerung derselben nicht zu einer übermäßigen Beeinträchtigung gesendeter Nutzinformation durch Messungen weiterer Antennen oder Teststellungen führen darf. Die während der Dauer der Pegelmessung übermittelte Nutzinformation wiederum ist abhängig von der Datenrate des Rundfunksystems. Abhängig von der verwendeten Modulationsart und Datenrate sind beispielsweise auch die Anforderungen an die eingesetzten Phasenstellglieder im schnell schaltenden Mehrantennendiversitysystem mit Gleichphasung der Empfangssignale: Steigt die Anzahl der möglichen Konstellationspunkte einer Phasenmodulation, so muss auch die Genauigkeit der Phasenstellglieder angepasst sein.

Unter Beachtung dieser oben als Beispiel angeführten Punkte bietet sich die Möglichkeit, die vorgestellten Mehrantennendiversitysysteme ohne wesentliche Änderungen in der Realisierung zur Empfangsverbesserung weiterer, auch zukünftiger, Satellitenrundfunksysteme in gleich gelegenen Frequenzbändern zu verwenden. Werden bereits bestehende Rundfunksysteme erweitert, ist auch eine Unterstützung dieser neuen Dienste möglich. Ein Beispiel hierfür ist die Übertragung von Videosignalen, welche bei gleichbleibender Bandbreite der Rundfunksysteme erfolgen soll.

Gerade während der Systemdefinitionsphase besteht die Gelegenheit, Mehrantennendiversitysysteme bereits vor der Markteinführung in die Konzeption der Rundfunkdienste einzubeziehen. Von Beginn an kann so eine hohe Verfügbarkeit des Systems auch in schwierigen Empfangsszenarien sichergestellt werden. Der Aufwand gegenüber einer Nachrüstlösung verringert sich durch die Möglichkeit der Integration entsprechender Funktionalität in die Bausteine des Empfängers. Auch die, für die Anwendung des schnell schaltenden Mehrantennendiversitysystems benötigten, Kenntnisse der Signalstruktur im Fall phasenmodulierter Systeme sind so gesichert. Einer optimalen Integration des schnell schaltenden Mehrantennendiversitysystems in den Systemkontext steht nichts entgegen.

Insbesondere das schnell schaltende Mehrantennendiversitysystem mit Gleichphasung der Empfangssignale bietet sich als universelle Lösung zur Empfangsverbesserung aller im S-Band gelegenen Rundfunkdienste an. Aufgrund der phasenstabilisierenden Eigenschaft des schnell schaltenden Mehrantennendiversitysystems mit Gleichphasung der Empfangssignale ist dieses von der Struktur der übertragenen Daten unabhängig. Eine Modifikation des Rundfunkempfängers oder eine Anpassung an diesen kann entfallen.

Für künftige oder bereits bestehende Rundfunkdienste in anderen Frequenzbändern ist ein Einsatz beider schnell schaltender Mehrantennendiversitysysteme erneut zu untersuchen. Anzupassen sind dazu zunächst die zuvor genannten Eigenschaften. Im Fall des schnell schaltenden Mehrantennendiversitysystems ist im Besonderen die Gewinnung der Pegelinformation zu betrachten, da diese in der vorgestellten Realisierung eng mit dem verwendeten Rundfunkempfänger zusammenhängt. Auch die Verwendung des schnell schaltenden Mehrantennendiversitysystems mit Gleichphasung der Empfangssignale in anderen Frequenzbändern erfordert Modifikationen. Die geänderte Mittenfrequenz der Rundfunksignale macht zusätzlich eine neue Auslegung des Hochfrequenzteils bis hin zur Umsetzung auf die zur Pegelmessung verwendete Zwischenfrequenz erforderlich.

Wurden bisher Satellitenrundfunksysteme betrachtet, so kann auch die Möglichkeit aufgezeigt werden, die in dieser Arbeit dargelegten Prinzipien und Systeme auf terrestrische Rundfunkdienste anzuwenden. Eine ähnliche Bandbreite wie die betrachteten Satellitenrundfunksysteme weist beispielsweise DAB [55] im L-Band auf. Auch in diesem Fall herrschen, bedingt durch die vorrangige Verbreitung der Signale in stark bebautem Gebiet, schwierige Ausbreitungsbedingungen vor, welche zu einer Störung des Rundfunkempfangs führen. Durch die offengelegte Signalstruktur ist die Untersuchung der Anwendung eines schnell schaltenden Mehrantennendiversitysystems ohne diesbezügliche Hindernisse möglich. Abzuschätzen ist jedoch zunächst die Möglichkeit der Übertragung der dargestellten Prinzipien auf COFDM-Signale.

Auch der digitale terrestrische Fernsehempfang beruht auf COFDM-modulierten Signalen. Zu untersuchen ist in diesem Fall das Verhalten beider Verfahren hinsichtlich der breitbandig ausgelegten Signale. Ebenfalls zu berücksichtigen sind die integrierten Kanalschätzverfahren mittels Pilottönen. Bei Betrachtung der vergleichsweise robust und schmalbandig ausgelegten Satellitenrundfunksysteme spielen derartige Aspekte keine wesentliche Rolle.

Mit den kurz skizzierten weiteren Anwendungsmöglichkeiten der untersuchten und realisierten Mehrantennendiversitysysteme für digitale Dienste ist ein großes Potential beider Verfahren absehbar. Sowohl in Nordamerika als auch in Europa werden derzeit neben bereits existierenden Systemen neue Satellitenrundfunkdienste konzipiert und eingeführt. Weiter vorausschauend sind derart multifunktionale Diversitymodule für die Empfangsverbesserung in gleichen Bändern liegender Rundfunkdienste denkbar. Insgesamt wurden in dieser Arbeit wesentliche Grundlagen für die Anwendung des Prinzips des schnell schaltenden Mehrantennendiversity bei digitalen Funkdiensten erarbeitet. Durch die Einführung neuer Dienste und Rundfunksysteme ist daher eine weitere Entwicklung und eine Vielzahl von Einsatzmöglichkeiten des schnell schaltenden Mehrantennendiversity im Bereich digitaler Funkdienste absehbar.

Literaturverzeichnis

- [1] LIDA (ED.), T. ; PELTON (ED.), J. ; ASHFORD (ED.), E.: *Satellite Communications in the 21st Century: Trends and Technologies*. Progress in Astronautics and Aeronautics, Volume 202, 2003
- [2] RUSH, C. M.: *Summary of conclusions of the 1992 World Administrative Radio Conference*. Antennas and Propagation Magazine, IEEE, Vol. 34, No. 3, June 1992
- [3] LUTZ, E. ; WERNER, M. ; JAHN, A.: *Satellite Systems for Personal and Broadband Communications*. Springer, 2000
- [4] VOGEL, W. ; DAVARIAN, F.: *Propagation Effects and Satellite Radio Design*. URSI-GA02, XXVII General Assembly of the Int. Union of Radio Science, 2002
- [5] HEUBERGER, A.: *Fade correlation and diversity effects in satellite broadcasting to mobile users in S-band*. International Journal of Satellite Communications and Networking, Vol. 26, 2008
- [6] LINDENMEIER, S. ; REITER, L. ; HOPF, J. ; BARIÉ, D.: *Antenna diversity for the improvement of satellite radio reception in fading scenario*. Proceedings of WFMN07, Chemnitz, Germany: Wave Propagation in Communication, Microwave Systems and Navigation, Inaugural Lecture, 2007
- [7] PARKS, M. A. N. ; BUTT, G. ; EVANS, B. G. ; RICHHARIA, M.: *Results of Multiband (L, S, Ku Band) Propagation Measurements and Model for High Elevation Angle Land Mobile Satellite Channel*. JPL, Proceedings of the Seventeenth NASA Propagation Experimenters Meeting (NAPEX 17) and the Advanced Communications Technology Satellite (ACTS) Propagation Studies Miniworkshop, 1993
- [8] VOGEL, W. J. ; GOLDBIRSH, J.: *Multipath Fading at L Band for Low Elevation Angle, Land Mobile Satellite Scenarios*. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, Vol. 13, No. 2, February 2005
- [9] MÜLLER, D. J. ; REITER, L. M. ; HOPF, J. F. ; BARIÉ, D. E. ; LINDENMEIER, S. M.: *A Measurement System for Investigation and Evaluation of Diversity Antenna Combinations in Microwave Fading Scenarios*. German Microwave Conference 2008, 2008
- [10] PARSONS, J. D. ; HENZE, M. ; RATLIFF, P. A. ; WITHERS, M. J.: *Diversity Techniques for Mobile Radio Reception*. IEEE Transactions on Vehicular Technology, Vol. VT-25, No. 3, 1976
- [11] MÜLLER, D. J. ; REITER, L. M. ; BARIÉ, D. E. ; LINDENMEIER, S. M.: *Measurement and Analysis of Satellite Digital Audio Signals in Rayleigh Fading Scenarios*. Antennas and Propagation Society International Symposium, AP-S 2008, IEEE, 2008
- [12] BRENNAN, D. G.: *Linear Diversity Combining Techniques*. Proceedings of the IRE, vol. 47, June 1959, pp. 1075 - 1102, 1959

- [13] YEGIN, K. ; HARRIS, B. W. ; LIVENGOOD, W. R. ; ZHANG, S. ; CRAMER, D. ; MARRAH, J. J.: *Satellite Radio Diversity Antenna Systems*. Antennas and Propagation Society International Symposium, AP-S 2005. IEEE, 2005
- [14] BEAULIEU, N. C.: *Introduction to „Linear Diversity Combining Techniques“*. Proceedings of the IEEE, Vol 91. No. 2, February 2003, 2003
- [15] MEINKE ; GUNDLACH: *Taschenbuch der Hochfrequenztechnik*. Springer, 1986
- [16] SATELLITE CD RADIO, INC.: *FCC Application SAT-MOD-20080521-0110*. Sirius Satellite Radio Inc., Mai 2008
- [17] SIRIUS SATELLITE RADIO INC.: *Application for Authority to Launch and Operate SIRIUS FM-5, a Geostationary Satellite, to Provide Satellite Digital Audio Radio Services, Attachment A, Sirius FM-5, Technical Description*. Sirius Satellite Radio Inc., 2006
- [18] RIAZI, H. ; SAYEED, Z. ; ZHENG, D.: *Signal Combining Scheme For Wireless Communication Systems Having Multiple Modulation Schemes, CA 2322930 A1*. Lucent Technologies Inc., 2001
- [19] BRISKMAN, R. ; NELSON, R.: *Efficient High Latitude Service Area Satellite Mobile Broadcasting Systems, US 6564053 B1*. Sirius Satellite Radio Inc., 2003
- [20] GUTHMANN, A.: *Einführung in die Himmelsmechanik und Ephemeridenrechnung*. BI Wissenschaftsverlag, 1994
- [21] BRISKMAN, R. D. ; PREVAUX, R. J.: *S-DARS broadcast from inclined, elliptical orbits*. Acta Astronautica 54 (2004) 503-518, 2004
- [22] SCARPA, C. ; SAZZAD, S. ; STROLLE, C.: *Systems and Methods For Antenna Diversity Combining For Satellite Radio Signals, US 2007/0142009*. Sirius Satellite Radio Inc., 2007
- [23] RIAZI, H. ; SAYEED, Z. ; ZHENG, D.: *A Transmission Frame Structure For A Satellite Digital Audio Radio System, CA 2327052 A1*. Lucent Technologies Inc., 2001
- [24] SIRIUS SATELLITE RADIO INC.: *Internetpräsenz Sirius Satellite Radio Inc.* <http://www.sirius.com>, Januar 2008
- [25] CORAZZA (ED.), G. E.: *Digital Satellite Communications*. Springer Science+Business Media LLC, 2007
- [26] BAUER, G.: *Gestaltung von Antennen-Diversity-Systemen für den mobilen FM-Rundfunkempfang, Dissertation*. Institut für Hoch- und Höchstfrequenztechnik, Universität der Bundeswehr München, 2005
- [27] SHATARA, R. S.: *Combined Switched And Phase Aligned Multi-Antenna Diversity System for Signal-Error-Reduction in Mobile Receiving Systems, Dissertation*. Institut für Hoch- und Höchstfrequenztechnik, Universität der Bundeswehr München, 2005
- [28] BARIÉ, D. ; SENEGA, S. ; REITER, L. ; LINDENMEIER, S.: *Concept Studies of Scanning and Combined Scan/Phase Antenna Diversity Systems for SDARS*. Journal Frequenz 2008, 9-10, September/Oktober 2008
- [29] MEYR, H. ; ASCHEID, G.: *Synchronization in Digital Communications, Vol.1*. John Wiley & Sons, 1990

- [30] LINDENMEIER, H. ; REITER, L. ; HOPF, J. ; LINDENMEIER, S. ; SCHÜRING, H. ; HASSMANN, G.: *SDARS-Antenna-Diversity-Schemes for a better Radio-Link in Fast Driven Vehicles*. SAE 2005 World Congress, 2005-01-0568, 2005
- [31] LINDENMEIER, S.M. ; REITER, L.M. ; BARIÉ, D.E. ; HOPF, J.F.: *Antenna Diversity for Improving the BER in Mobile Digital Radio Reception Especially in Areas with Dense Foliage*. INICA '07. 2nd International ITG Conference on Antennas, 2007
- [32] PROAKIS, J. G.: *Digital Communications*. McGraw-Hill, 2008
- [33] RAGHUNANDAN, K.: *Satellite digital radio - brings new image to broadcasting*. Recent Advances in Space Technologies, 2005. RAST 2005. Proceedings of 2nd International Conference on, 2005
- [34] RIAZI, H. ; SAYEED, Z. ; ZHENG, D.: *A Cluster Frame Synchronization Scheme For A Satellite Digital Audio Radio System, EP 1113607 A2*. Lucent Technologies Inc., 2001
- [35] RUPPEL, C. C. W. ; REINDL, L. ; WEIGEL, R.: *SAW devices and their wireless communications applications*. IEEE Microwave Magazine Vol. 3, Issue 2, Juni 2002
- [36] WEIGEL, R. ; MORGAN, D. P. ; OWENS, J. M. ; BALLATO, A. ; LAKIN, K. M. ; HASHIMOTO, K. ; RUPPEL, C. C. W.: *Microwave acoustic materials, devices, and applications*. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Volume 50, Issue 3, März 2002
- [37] HOPF, J.: *Die Rückkopplungsabhängigkeit der Rauscheigenschaften und der Intermodulationsverzerrungen in Hochfrequenzschaltungen, Dissertation*. Fachbereich Elektrotechnik TU München, 1976
- [38] LINDENMEIER, S. ; BARIÉ, D. ; REITER, L. ; HOPF, J. ; SENEGA, S.: *Novel combined scan-phase antenna diversity system for SDARS*. Antennas and Propagation Society International Symposium, AP-S 2008, IEEE, 2008
- [39] BRONSTEIN ; SEMENDJAJEW ; MUSIOL ; MÜHLIG: *Taschenbuch der Mathematik*. Verlag Harri Deutsch, 2000
- [40] KOUL, S. K. ; BHAT, B.: *Microwave and Millimeter Wave Phase Shifters, Volume II*. Artech House, 1991
- [41] SHIBAHARA, G.: *Studienarbeit: Phase Shifter*. August 2005
- [42] KOUL, S. K. ; BHAT, B.: *Microwave and Millimeter Wave Phase Shifters, Volume I*. Artech House, 1991
- [43] MOST COOPERATION: *Internetpräsenz MOST Cooperation*. <http://www.mostcooperation.com>, März 2008
- [44] EHS: *Internetpräsenz Fa. EHS*. <http://www.ehs-gmbh.com>, Dezember 2008
- [45] PHILIPS SEMICONDUCTORS: *I²SBus Specification*. http://www.nxp.com/acrobat_download/various/I2SBUS.pdf, 1986
- [46] IEC: *IEC 60958-1 Ed. 2.0, Digital audio interface - Part 1: General*. <http://www.iec.ch>, 2007
- [47] U.S. CENSUS BUREAU: *TIGER Data*. <http://www.census.gov/geo/www/tiger>, Dezember 2008
- [48] OPENSTREETMAP PROJEKT: *OpenStreetMap*. <http://www.openstreetmap.org>, Dezember 2008

- [49] PAULUZZI, D. R. ; BEAULIEU, N. C.: *A Comparison of SNR Estimation Techniques for the AWGN Channel*. IEEE Transactions On Communications, Vol. 48, No. 10, October 2000
- [50] PAULUZZI, D. R. ; TOMS, A. S. ; BEAULIEU, N. C.: *Comparison of four SNR Estimators for QPSK Modulations*. IEEE Communications Letters, Vol. 4, No. 2, February 2000
- [51] LINDENMEIER, H. ; REITER, L. ; HOPF, J. ; BROSE, J. ; KRONBERGER, R.: *Elektronik im Kraftfahrzeug*. VDI Berichte, Nr. 1547, 2000
- [52] ROMFELD, A.: *Dokumentation Messkampagne New York*. Delphi Delco Electronics Europe, Bad Salzdetfurth, 2007
- [53] MÜLLER, D.: *Dokumentation Messkampagne Detroit*. Universität der Bundeswehr München, Institut für Hoch- und Höchstfrequenztechnik, 2008
- [54] BARIÉ, D. ; SENEGA, S. ; REITER, L. ; LINDENMEIER, S.: *Concept Studies of Scanning and Combined Scan/Phase Antenna Diversity Systems for SDARS*. German Microwave Conference 2008, März 2008
- [55] ETSI: *Radio broadcasting systems; Digital Audio Broadcasting (DAB) to mobile, portable and fixed receivers, EN 300 401*. ETSI, 2006