

Mehrdienstfähiges Antennendiversity für den mobilen Satellitenrundfunkempfang

Zur Erlangung des akademischen Grades eines

DOKTOR-INGENIEURS

von der Fakultät für
Elektrotechnik und Informationstechnik
der Universität der Bundeswehr München

genehmigte

DISSERTATION

von

Dipl.-Ing. Simon Senega
geb. in Rosenheim

Tag der mündlichen Prüfung:

10. Juni 2013

Hauptreferent:

Prof. Dr.-Ing. habil. Stefan Lindenmeier

Korreferent:

Prof. Dr.-Ing. Dr.-Ing. habil. Robert Weigel

Vorwort

Mein besonderer Dank gilt zuerst Herrn Prof. Dr.-Ing. habil. Stefan Lindenmeier, der mir die Erstellung dieser Dissertation an seinem Lehrstuhl ermöglichte. Seine wertvollen Anregungen und Ideen sowie seine richtungsweisenden fachlichen Ratschläge haben mich sehr unterstützt. Des Weiteren möchte ich mich bei ihm für die Möglichkeit bedanken, am Lehrbetrieb teilzunehmen, der mir sehr Spaß macht und in dem ich selbst viel gelernt habe.

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

Weiterhin bedanke ich mich herzlich bei Herrn Apl. Prof. Dr.-Ing. habil. Leopold Reiter und Apl. Prof. Dr.-Ing. habil. Jochen Hopf. Sie standen mir mit Ihrem großen Erfahrungsschatz stets hilfreich zur Verfügung. Auch bei Messfahrten und Signalaufzeichnungen konnte ich auf Ihre Unterstützung zählen.

Bei der Erstellung der einzelnen Schaltungen sowie des gesamten Systemdemonstrators profitierte ich sehr von der fachlichen Kompetenz der Werkstattmitarbeiter Herrn Oliver Kindt und Herrn Markus Mittermeier.

Meine Kollegen Herr Dr.-Ing. Daniel Barié, Herr Dr.-Ing. Dominikus Müller und Herr Johannes Kammerer sowie die Herren C. Heuer, A. Romfeld und Dr.-Ing. G. Bauer haben mir die Durchführung zahlreicher, arbeitsintensiver Messfahrten ermöglicht. Durch die angenehme Zusammenarbeit mit den genannten Herren war es jedoch auch eine Zeit, die ich keinesfalls missen möchte.

Bei allen Studenten, die mich mit ihren Diplom-, Bachelor- oder Masterarbeiten durch Simulationen, Aufbauten und Messungen unterstützt haben, will ich mich an dieser Stelle ebenfalls bedanken.

Die bisherige Zeit am Institut für Hoch- und Höchstfrequenztechnik war von einer angenehmen und anregenden Arbeitsatmosphäre geprägt und trotz der vielen hier verbrachten Stunden sehr schön. Dafür bin ich meinen Kolleginnen und Kollegen äußerst dankbar.

Schließlich möchte ich mich bei meiner Frau Christina bedanken, deren enormer Rückhalt und aufopfernde Unterstützung mir während der Erstellung dieser Arbeit zuteilwurden.

Neubiberg, Dezember 2012

Simon Senega

Inhaltsverzeichnis

1	Einleitung und Zusammenfassung	1
2	Digitale Satellitenradio-Dienste	9
2.1	Vergleich terrestrischer Rundfunkdienste mit digitalen Satellitenradio-Diensten	9
2.2	Funktionsweise und Komponenten von Satellitenradio-Systemen . .	12
2.3	Auflistung einiger verfügbarer und geplanter Satellitenradio-Dienste	16
2.3.1	Satellitenradio-Dienste in Nordamerika	16
2.3.2	Satellitenradio-Dienste in Europa	18
2.4	Verfahren zur Sicherstellung der Dienstverfügbarkeit	20
2.4.1	Senderseitige Diversity-Verfahren	20
2.4.2	Fehlerschutz durch Signalkodierung	21
2.5	Signalausbreitung im Mehrwegeszenario	23
2.5.1	Ursache und Wirkung von Mehrwegeausbreitung	23
2.5.2	Rice-Fading	24
2.5.3	Rayleigh-Fading	25
2.6	Antennendiversity-Empfangssysteme	27
2.6.1	Schaltdiversity	29
2.6.2	Phasendiversity	30
2.6.3	Maximum Ratio Combining Diversity	31
2.6.4	Schalt-Phasen-Diversity	31
2.6.5	Vergleich der Leistungsfähigkeit der Diversity-Systeme . . .	32
2.6.6	Abschließende Bewertung der Systeme	33
3	Antennendiversity-Empfangssystem für Sirius Satellite Radio	35
3.1	Systemaufbau im Überblick	35
3.2	Programmablauf des Schalt-Phasen-Diversity-Systems	36
3.2.1	Algorithmus zur Auswahl und Kombination zweier Antennensignale	37
3.2.2	Herleitung des Pegelverhältnisses zur Signalabschaltung . .	39
3.2.3	Berechnung der Phasendifferenz zweier Signale aus Pegelinformationen	42
3.3	HF-Pfad	44
3.3.1	Rauscharme Antennenverstärker	45
3.3.2	Phasenschieber	45
3.3.3	HF-Schalter	48
3.3.4	Kombinator	48

3.3.5	Richtkoppler	49
3.4	Pegelmessschaltung	49
3.5	Mikrocontroller	57
4	Mehrdienstfähiges Diversitysystem	59
4.1	Anforderungen an ein mehrdienstfähiges Diversity-System	59
4.2	Architektur des mehrdienstfähigen Diversity-Systems	60
4.2.1	Vergleich unterschiedlicher Signalauskopplpunkte	62
4.2.2	Möglichkeiten der Anordnung des Systemcontrollers	63
4.3	Breitbandige Phasenschieber	65
4.3.1	Phasenschieber aus schaltbaren Filtern	66
4.3.2	Kontinuierlich einstellbarer, breitbandiger Phasenschieber	78
4.3.3	Messungen des mehrstufigen, breitbandigen Phasenschiebers	82
4.4	Mehrdienstfähige Pegelmessschaltung	85
4.4.1	Frequenzkonversion zu einer tieferen Zwischenfrequenz	89
4.4.2	Vorfilterung des Gesamtbandes	91
4.4.3	Analog-Digital-Umsetzung	92
4.4.4	Digitale Filterung	92
4.4.5	Digitale Pegelmessung und Integration zur Minderung des Rauscheinflusses	95
4.4.6	Funktionsüberprüfung der Pegelmessschaltung	96
4.5	Aufbau eines Systemdemonstrators	98
5	Untersuchung und Minderung des Einflusses systematischer Fehler	103
5.1	Linearisierung der Pegelmesskurve	103
5.2	Abweichungen der Pegelmessergebnisse	106
5.2.1	Messfehler der Einzelantennenpegel	108
5.2.2	Messfehler bei den Summenantennenmessungen	116
5.2.3	Zusammenfassende Auswertung der Auswirkungen der Pe- gelmessfehler	117
5.3	Abweichungen der Phasenstellglieder	119
5.4	Kompensation des Grundrauschpegels	120
5.4.1	Auswirkungen des Grundrauschens auf die Phasenberechnung	121
5.4.2	Korrektur des Grundrauschpegels	126
5.4.3	Verbesserung der Audioverfügbarkeit durch die Rauschkompensation	129
5.5	Kalibrierung der Pegelmessung	131
5.5.1	Messung der auftretenden Dämpfungsschwankungen	131
5.5.2	Korrektur der Pegelmesswerte mit Hilfe der Kalibrierungsdaten	132
5.5.3	Verbesserung der Audioverfügbarkeit durch Anwendung der Kalibrierung	135
5.6	Einfluss der Messstellungen auf die Audioverfügbarkeit	136

6	Minderung des Einflusses statistischer Schwankungsgrößen bei geringen Signalpegeln	139
6.1	Erhöhung der Pegelmessgenauigkeit	139
6.1.1	Randbedingungen für die Verwendung der Pegelmittelung	139
6.1.2	Methoden der Mittelung der Pegelmessergebnisse	140
6.2	Mittelung des Pegelmessergebnisses durch Mehrfachmessungen	141
6.2.1	Implementierung der Pegelmittelung	142
6.2.2	Durchführung von Messreihen	143
6.2.3	Variation der Anzahl gemittelter Pegelwerte	143
6.2.4	Variation der Pausenlänge zwischen den Testsequenzen	145
6.3	Pegelmittelung bei höheren Geschwindigkeiten	146
7	Methoden und Mittel zur Bestimmung der Systemeigenschaften	149
7.1	Evaluierung der Leistungsfähigkeit des Gesamtsystems	149
7.2	System zur Aufzeichnung von Antennensignalen	150
7.2.1	Aufzeichnungseinheit	151
7.2.2	Untersuchung aufgezeichneter Signale	152
7.2.3	Simulation von Antennendiversity-Systemen	154
7.3	Messung der Audioverfügbarkeit	155
7.4	Strecken für Diversity-Messfahrten	157
7.4.1	Messungen mit Signalen von Sirius Satellite Radio	157
7.4.2	Messungen mit Signalen europäischer Satellitenradio-Dienste	158
8	Messungen der Audioverfügbarkeit bei zwei Satellitenradio-Diensten	161
8.1	Audioverfügbarkeit bei Sirius Satellite Radio	161
8.1.1	Messung mit Standard-Antennen	161
8.1.2	Messung mit einem kompakten Diversity-Antennenset	164
8.2	Audioverfügbarkeit bei europäischem Satellitenradio	167
8.2.1	Messung mit einem kompakten Diversity-Antennenset	167
9	Diversity-System als integrierter Schaltkreis	171
9.1	Systemkonzept für ein Diversity-IC	171
9.2	Bestimmung der Eigenschaften der Funktionsblöcke	175
9.2.1	Signalpfad zum Empfänger	175
9.2.2	Signalpfad zur Pegelmessung	179
9.3	Erstellung eines Hardware-Demonstrators	181
10	Ausblick	183
	Literatur	185

Abkürzungsverzeichnis

ADU	Analog-Digital-Umsetzer
AGC	Adaptive Gain Control
BAW	Bulk Acoustic Wave
BPSK	Binary Phase-Shift Keying
COFDM	Coded Orthogonal Frequency Division Multiplex
DAB	Digital Audio Broadcasting
DAU	Digital-Analog-Umsetzer
DSP	Digital Signal Processing
DSV	Digitale Signalverarbeitung
DVB	Digital Video Broadcasting
DVB-S	Digital Video Broadcasting-Satellite
DVB-T	Digital Video Broadcasting-Terrestrial
EMV	Elektromagnetische Verträglichkeit
ESD	Electrostatic Discharge
FEC	Forward Error Correction
FFT	Fast Fourier Transform
FIR	Finite Impulse Response
FPGA	Field Programmable Gate Array
GEO	Geostationärer Orbit
GPIB	General Purpose Interface Bus
GPS	Global Positioning System
HD	Häufigkeitsdichte
HEO	Hochgradig Elliptischer Orbit

HF	Hochfrequenz
IC	Integrated Circuit
I²S	Inter-IC Sound
IIR	Infinite Impulse Response
LNA	Low Noise Amplifier
LO	Lokaloszillator
LOS	Line-of-Sight
LSB	Least Significant Bit
MEESAR	Mehrantennen-Diversity Empfangssystem für Europäisches Satellitenradio
MCU	Micro-Controller Unit
MRC	Maximum Ratio Combining
MSB	Most Significant Bit
NWA	Netzwerk-Analysator
PLL	Phase-Locked Loop
PSK	Phase-Shift Keying
QAM	Quadratur-Amplituden-Modulation
QPSK	Quadrature Phase-Shift Keying
RAID	Redundant Array of Independent Discs
RDS	Radio Data System
SAW	Surface Acoustic Wave
SDARS	Satellite Digital Audio Radio Service
SNR	Signal-to-Noise Ratio
S/PDIF	Sony/Philips Digital Interface
TDM	Time Division Multiplex
UKW	Ultrakurzwelle
UMTS	Universal Mobile Telecommunication System
VCO	Voltage Controlled Oscillator

WD	Wahrscheinlichkeitsdichte
ZF	Zwischenfrequenz

1 Einleitung und Zusammenfassung

Analoge Radiodienste, welche von terrestrischen Sendern ausgestrahlt werden, sind weltweit verbreitet. In Deutschland ist die terrestrische Rundfunkversorgung bei den Verbrauchern ein sehr bekannter und viel genutzter Dienst. Dies liegt unter anderem an der hohen verfügbaren Audioqualität, welche im Band der Ultrakurzwelle (UKW) empfangen werden kann. Ebenso wie in Deutschland ist in den USA die Verfügbarkeit von Radiosendern mit hoher Audioqualität in Ballungsräumen gegeben. Im Gegensatz dazu ist die Versorgung auf dem Land in den USA jedoch in der Regel viel schlechter. Der Hauptgrund dafür dürfte im wesentlich größeren Staatsgebiet mit ausgedehnten, dünn besiedelten Landstrichen zu finden sein. Die Versorgung mit UKW-Signalen ist hier aufgrund der geringen Reichweite nicht rentabel.

Seit dem Jahr 2000 gibt es in den USA eine Alternative zur terrestrischen Verbreitung von Rundfunksignalen. Die beiden Anbieter *Sirius Satellite Radio* und *XM Satellite Radio* starteten jeweils einen Satellitenradio-Dienst. Dieser bietet eine Vielzahl von Radiokanälen im Abonnement, welche über Satelliten im gesamten Gebiet der kontinentalen USA verbreitet werden. Die Quellenkodierung der Signale erfolgt digital, so dass eine hohe Audioqualität am Empfänger gewährleistet ist. Regulär ist das Signal-Rausch-Verhältnis (Signal-to-Noise Ratio (SNR)) fast im gesamten Empfangsgebiet ausreichend für den störungsfreien Empfang. Es gibt allerdings auch Orte, an denen die Signale derart stark gestört werden, dass Audioausfälle den Hörgenuss empfindlich stören. Abbildung 1.1 zeigt ein Fahrzeug mit zwei Empfangsantennen in einem solchen Szenario. Durch die Abschattung der Sichtverbindung zwischen Satellit und Empfänger durch Hindernisse (beispielsweise Hügel, Gebäude oder Bäume) kommt es zu einer Schwächung des Signals. Andererseits führt die Mehrwegeausbreitung durch Streuung, Beugung und Reflexion zur Überlagerung mehrerer Signalanteile am Empfänger, wodurch es zu statistisch verteilten destruktiven Interferenzen kommt. Der angedeutete Verlauf des SNR entlang der Fahrstrecke zeigt die tiefen Einbrüche, welche zu Ausfällen des Empfangs- und damit des Audiosignals führen.

Zur Verminderung der in diesen Szenarien auftretenden Audioausfälle kommen Antennendiversity-Systeme zum Einsatz. Schalt-Phasen-Diversity vereinigt die Vorteile der Signalüberlagerung und -auswahl mit einem einfachen Systemaufbau, in welchem nur ein Verbindungskabel zum Empfänger und nur ein Tuner notwendig sind [6]. Es kann als unabhängiges Austauschmodul eine Standard-Einzelantenne ersetzen, ohne einen Tausch des Satellitenradio-Empfängers oder das Verlegen zusätzlicher teurer Hochfrequenz (HF)-Kabel erforderlich zu machen. Die Vorteile einer verbesserten Empfangsqualität werden hier also vereint mit einer einfachen Handhabung und Einsetzbarkeit in einem bislang von Einzelantennenlö-

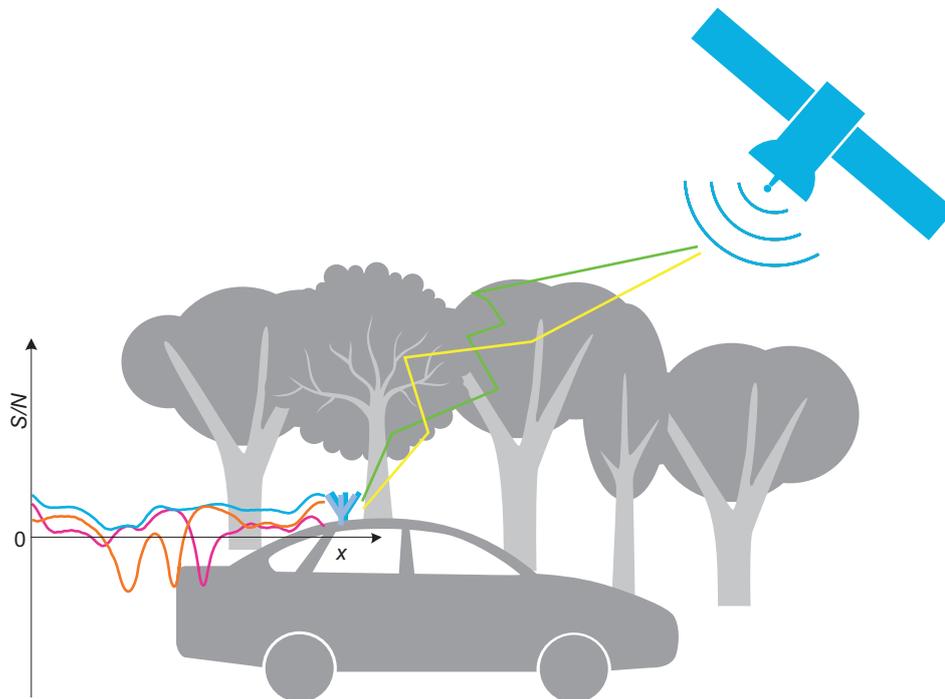


Abbildung 1.1: Der mobile Empfang von Satellitensignalen wird durch Abschattung und Mehrfachreflexion beispielsweise unter dichtem Laub empfindlich gestört. Einzelantennensignale weisen tiefe Pegelabfälle auf (orange und magentafarbene Kurve, nicht maßstabsgetreu). Antennendiversity verbessert den Empfang in solchen Szenarien deutlich (blaue Kurve).

sungen dominierten Markt. Ein bereits am *Institut für Hoch- und Höchstfrequenztechnik* der *Universität der Bundeswehr München* bestehendes Schalt-Phasen-Diversity-System wurde für den Dienst von *Sirius Satellite Radio* entworfen. Die mit Hilfe dieses Demonstrators erzielbaren Verbesserungen konnten bereits gezeigt werden [47, 77, 78, 81]. Beispielsweise verringerte sich die Audioausfallzeit in drei Testfahrten über insgesamt 1240 s von 223,0 s mit einer Einzelantenne auf nur noch 10,9 s mit Diversity [78]. Jedoch weist der bisher erstellte Hardware-Demonstrator durch die gewählte Implementierung einige Einschränkungen auf, welche einen Einsatz bei anderen Satellitenradio-Diensten erschweren. Da das Schaltungsprinzip für alle Satellitenradio-Dienste gleichermaßen geeignet ist, wurde in dieser Arbeit ein Systemdemonstrator erstellt, welcher in mehreren Diensten mit nur geringen Modifikationen eingesetzt werden kann. Neben der Untersuchung und Erstellung eines mehrdienstfähigen Schalt-Phasen-Diversity-Systems sollten auch grundlegende Eigenschaften und Randbedingungen des Systemkonzepts ergründet werden, um eine fundierte Systemspezifikation erstellen zu können.

Durch Fortschritte in den Verfahren der digitalen Signalkodierung ist es für den Einsatz des Diversity-Systems in modernen Funksystemen notwendig, auch

bei niedrigem SNR eine genaue und reproduzierbare Pegelmessung durchzuführen. Daher war eine Untersuchung systematischer und statistischer Fehlerquellen im System erforderlich. Auf der Basis der Ergebnisse sollten Korrekturverfahren erstellt werden, welche die Verbesserung der Audioverfügbarkeit auch bei kleinem SNR zuverlässig ermöglichen. Alle Untersuchungsergebnisse sollten schließlich dem öffentlichen Förderprojekt Mehrantennen-Diversity Empfangssystem für Europäisches Satellitenradio (MEESAR) zugute kommen, um den breiten kommerziellen Einsatz des Schalt-Phasen-Diversity-Systems zu ermöglichen.

In der vorliegenden Arbeit werden in Kapitel 2 einige grundlegende Überlegungen zu Satellitenradio-Systemen und deren Eigenschaften und Systemaufbau angestellt. Insbesondere wird hier ein Vergleich terrestrischer Radiosysteme mit satellitengestützten Radiosystemen durchgeführt. Der allgemeine Aufbau von Satellitenradio-Systemen wird geschildert und die Unterschiede zwischen verschiedenen Systemkonzepten werden – auch anhand einer Auflistung bestehender und geplanter Dienste – dargelegt. Es folgt eine Darstellung der den Systemen gemeinsamen Methoden zur Sicherstellung der Dienstverfügbarkeit, wozu neben digitaler Signalkodierung auch senderseitige Diversity-Verfahren zählen.

In besonderen Empfangsszenarien kommt es zu massiven Störungen der Dienstverfügbarkeit durch Mehrwegeausbreitung. Der Grund ist in der destruktiven Überlagerung der Signalanteile zu suchen, woraus tiefe Signaleinbrüche resultieren, welche die systemseitigen Fehlerschutzmechanismen überfordern. Einer Erläuterung der Hintergründe und Kenngrößen dieser Mehrwegeszenarien folgt die Beschreibung von Antennendiversity-Empfangssystemen, welche zur Verringerung von Audioausfällen in solchen Szenarien eingesetzt werden.

In Kapitel 3 wird ein bereits am *Institut für Hoch- und Höchstfrequenztechnik der Universität der Bundeswehr München* bestehendes Schalt-Phasen-Diversity-System genauer untersucht. Es verwendet sowohl Schalter als auch Phasenschieber, um die Auswahl und konstruktive Überlagerung der Antennensignale zu ermöglichen. Damit wird eine signifikante Verbesserung der Empfangsqualität beim Satellitenradio-Dienst von *Sirius Satellite Radio* gegenüber einer Einzelantenne erreicht. Ein großer Vorteil des Systems ist, dass keinerlei Modifikation des Empfängers notwendig ist, es kann als stand-alone-Lösung eine Standard-Einzelantenne ersetzen. Auch reicht ein einzelnes HF-Kabel zur Verbindung zwischen Diversity-System und Empfänger aus, über das sowohl die Speisung des Systems als auch die Zuführung des Ausgangssignals zum Empfänger erfolgt. Hieraus ergibt sich ein – im automobilen Einsatzbereich sehr wichtiger – Kostenvorteil gegenüber vielen anderen Antennendiversity-Verfahren. Das System ist in einigen Punkten speziell auf den Satellitenradio-Dienst von *Sirius Satellite Radio* ausgelegt. Dies stellt für einen Funktionsdemonstrator keinen Nachteil dar, ist jedoch für den kommerziellen Einsatz unvorteilhaft. Die Beschreibung seiner Funktionsweise erfolgt daher besonders mit Hinblick auf die Einschränkungen für den mehrdienstfähigen Einsatz. Das bis dahin bestehende System arbeitete in einem Frequenzbereich von

2,320 GHz bis 2,3325 GHz. Die relative Bandbreite B_{rel} ist zu berechnen nach

$$B_{\text{rel}} = 2 \cdot \frac{f_o - f_u}{f_o + f_u} \quad (1.1)$$

und beträgt für das eindienstfähige Diversity-System $B_{\text{rel}} = 0,54 \%$. Diese Bandbreite beinhaltet weder das obere amerikanische Satellitenradio-Band, welches von *XM Satellite Radio* genutzt wird, noch das der europäischen Satellitenradio-Dienste. Ein System, das alle erwähnten Dienste in einer Hardware unterstützt, muss jedoch bei Frequenzen zwischen 2,170 GHz und 2,345 GHz die spezifizierten Eigenschaften aufweisen. Die erforderliche relative Bandbreite beträgt nach (1.1) $B_{\text{rel}} = 7,75 \%$ und ist damit erheblich höher. Um dies zu ermöglichen, mussten wichtige Schaltungsteile des HF-Pfads sowie die vollständige Pegelmessschaltung neu entworfen werden.

Alle neu erstellten Systemkomponenten der mehrdienstfähigen Diversity-Schaltung sind in Kapitel 4 beschrieben. Insbesondere war hierbei auf die hohe relative Bandbreite sowie eine erhöhte Flexibilität der mehrdienstfähigen Schaltung zu achten. Die Änderungen des HF-Pfads beziehen sich einerseits auf die Bandbreite und Phasengenauigkeit der Phasenschieber, zum Anderen wurden die Schalter im Signalpfad ersetzt. Der Neuentwurf der Pegelmessschaltung war notwendig, um nicht starr auf die Bandaufteilung von *Sirius Satellite Radio* festgelegt zu sein. Anstatt einer rein analogen Pegelmessschaltung kommen Methoden der digitalen Signalverarbeitung zum Einsatz, da die resultierende Schaltung damit wesentlich flexibler einsetzbar ist. Digitale Filter erlauben eine Änderung der Messbandbreite und -frequenz durch die einfache Umprogrammierung eines Field Programmable Gate Array (FPGA), während im eindienstfähigen System jeweils ein neuer Schaltungsentwurf notwendig gewesen wäre. Auch der Abgleich der neuen Pegelmessschaltung gestaltet sich wesentlich unkomplizierter.

Neben den Untersuchungen der Hardware des Systems sind die Analysen der Eigenschaften der Schaltung sowie des Algorithmus zur Phasenberechnung zentrale Bestandteile dieser Arbeit. Kapitel 5 stellt eine Aufzählung und Analyse der systematischen Fehlerquellen dar, welche das Diversity-System beeinträchtigen können. Zunächst werden die Auswirkungen einer nichtidealen Kennlinie der Pegelmessschaltung beschrieben. Die Korrektur des entsprechenden Fehlers wird durch die Aufnahme und Anwendung von Kalibrierungsdaten durchgeführt. Selbst bei einer idealen Kennlinie der Pegelmessung kommt es zu Schwankungen der gemessenen Pegel bei wiederholten Messungen. Umfangreiche Untersuchungen der daraus resultierenden Phasenberechnungsfehler wurden im Rahmen dieser Arbeit vorgenommen. Die Ergebnisse erlauben die Abschätzung der Größe dieser Fehler und ermöglichen so eine fundierte Spezifikation von Mindestanforderungen der Pegelmessgenauigkeit.

Die Phasenberechnung im Diversity-Algorithmus beruht auf Pegelmessungen der Antennensignale. Das in jedem realen System unvermeidliche Rauschen verfälscht aber die Messung der Signalpegel. Eine Maßnahme zur Kompensation des Rauschpegels der gemessenen Werte wird vorgestellt und untersucht. Sie er-

laubt den Einsatz des Diversity-Systems auch bei Signalen mit sehr niedrigem SNR. Die Minimierung verbleibender Pegelfehler erfolgt durch die Anwendung von Korrekturmechanismen basierend auf automatisch durchgeführten Messungen der Streuparameter der Schaltung beziehungsweise von Pegelwerten bei bekannter Eingangssignalleistung. Sowohl die Methoden der Messung als auch der Korrektur der Pegelfehler wurden im Rahmen dieser Arbeit implementiert. Zur Phasenberechnung auf der Basis von Pegelmessungen müssen verschiedene Teststellungen nacheinander geschaltet und die zugehörigen Pegel gemessen werden. Die Auswirkungen dieser Teststellungen auf die Audioverfügbarkeit in einem Mehrwegeszenario werden anhand zweier Systemimplementierungen untersucht.

Kapitel 6 beschreibt statistische Fehlerquellen, welche speziell beim Einsatz in Szenarien mit niedrigem SNR relevant sind. Maßnahmen zur Verbesserung der Funktionalität des Diversity-Systems werden vorgestellt und im Rahmen der gegebenen Möglichkeiten untersucht. Umfangreiche Messreihen wurden hierzu durchgeführt, um die Wirksamkeit der Maßnahmen zu evaluieren. Eine Diskussion der Vor- und Nachteile zeigt sowohl das Potential als auch die Grenzen auf.

Kapitel 7 beschreibt die Aufbauten und Vorgehensweisen geeigneter Messmethoden und Mittel, mit denen die Untersuchung und Darstellung der Systemeigenschaften durchgeführt wurden. Auch die Messung der erzielbaren Verbesserungen der Audioverfügbarkeit zählt hierzu. Des Weiteren werden Aufbauten zur zeitsparenden, automatischen Messung der Streuparameter und Signal- und Rauschpegel beschrieben, welche in dieser Arbeit entstanden sind. Die Geräte und die Software, welche zur Aufzeichnung und Analyse der Antennensignale notwendig sind, werden erläutert. Schließlich werden die Strecken vorgestellt, auf denen die zahlreichen Messfahrten und Signalaufzeichnungen durchgeführt wurden.

Die erzielbaren Verbesserungen der Audioverfügbarkeit bei unterschiedlichen Diensten mit dem in dieser Arbeit erstellten, mehrdienstfähigen Demonstrator werden in Kapitel 8 beschrieben. Insbesondere wird hier der Vergleich zu den vorher bereits bestehenden Diversity-Systemen für die jeweiligen Einzeldienste durchgeführt. Dieser erfolgt sowohl für Signale des amerikanischen als auch des europäischen Satellitenradios. Außerdem werden Messergebnisse mit sehr unterschiedlichen Antennenanordnungen präsentiert. Die vorgestellten Ergebnisse zeigen einerseits, dass das neue mehrdienstfähige Diversity-System den jeweils auf die Dienste speziell zugeschnittenen Systemen ebenbürtig ist. Andererseits beweisen sie die Überlegenheit des Antennendiversity-Systems gegenüber einer Einzelantenne. In Abbildung 1.2 sind Messergebnisse wiedergegeben, welche den Vergleich einer im Handel erhältlichen Standardantenne für *Sirius Satellite Radio* mit dem eindienstfähigen und dem mehrdienstfähigen Diversity-System zeigen. Die Einzelantenne weist in der fünfminütigen Messung eine Gesamtausfallzeit von 110,9 s auf. Das eindienstfähige Diversity-System reduziert diese Zeit auf 26,9 s. Noch etwas besser ist das mehrdienstfähige Diversity-System mit einer Gesamtdauer der Audioausfälle von nur 25,4 s. Die erzielbaren Verbesserungen der Audioverfügbarkeit ermöglichen sogar die Verwendung von Antenneneinbauorten, welche mit Einzelantennen aufgrund ungenügender Empfangsqualität nicht brauchbar wären. Hierzu zählt beispielsweise die Unterbringung des Diversity-Antennensets auf dem

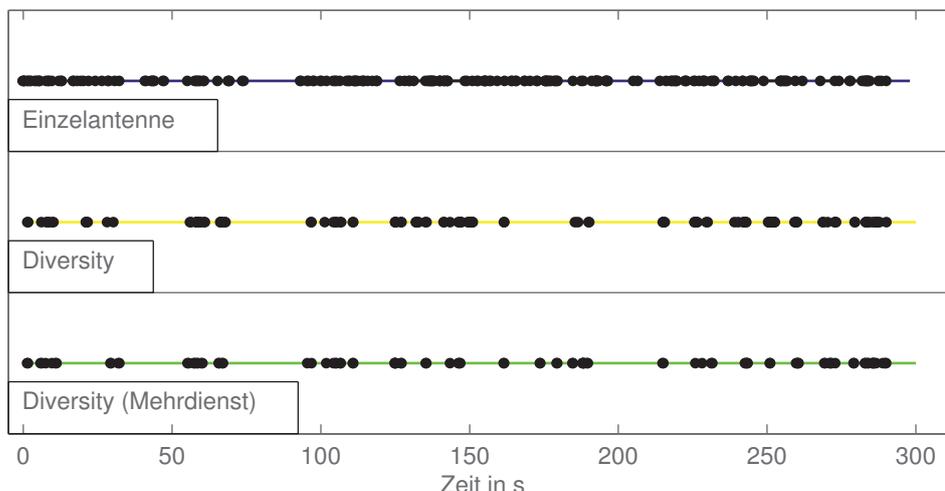


Abbildung 1.2: Darstellung der auftretenden Audioausfälle in der Vergleichsmessung der Einzelantennen-Referenz mit den beiden Diversity-Systemen mit aufgezeichneten Signalen von *Sirius Satellite Radio*. Die Aufzeichnung wurde mit einem Diversity-Antennenset auf dem Fahrzeugdach erstellt.

Armaturenbrett des Fahrzeugs. Entsprechende Ergebnisse sind in Tabelle 1.1 angegeben. Sie wurden mit dem eindienstfähigen Diversity-System bei Messfahrten im Realszenario aufgenommen und zeigen, dass das Diversity-System in dieser Einbausituation mit einer Ausfallzeit von 14,0 s besseren Empfang bietet als eine Einzelantenne auf dem Fahrzeugdach mit 16,0 s.

Im Hinblick auf einen zukünftigen kommerziellen Einsatz des Antennendiversity-Systems soll im Rahmen eines Förderprojekts ein integrierter Schaltkreis (Integrated Circuit (IC)) entstehen. Diese Förderung des Projekts MEESAR erfolgt durch das *Bayrische Staatsministerium für Wirtschaft, Infrastruktur, Verkehr und Technologie*. Die Vorteile, welche sich aus der Verwendung eines ICs anstelle einer diskreten Schaltung ergeben, sind geringerer Platzverbrauch und geringere Kosten des Gesamtsystems durch die hohe Integration. Im Rahmen

	Referenz	Diversity Sirius
Messdauer in s	402	402
Mutedauer in s	64,5	56,4
Verfüg. in %	84,0	86,0
Muteanteil in %	16,0	14,0

Tabelle 1.1: Vergleich der Audioverfügbarkeit bei Messfahrten mit Signalen von *Sirius Satellite Radio* im Realszenario in USA [77]. Als Referenzantenne wurde eine handelsübliche Antenne auf dem Metalldach des Wagens verwendet. Das Diversity-Antennenset wurde auf dem Armaturenbrett positioniert.

dieser Arbeit kann kein vollständiges IC realisiert werden. Jedoch gehen die gesammelten Erfahrungen und Untersuchungsergebnisse direkt in die Spezifikation eines solchen Diversity-ICs ein. Kapitel 9 beschreibt den Aufbau eines ICs mit dem Fokus auf der HF-Schaltung sowie dem Pegelmesszweig. Es ist sowohl für europäisches, als auch amerikanisches Satellitenradio geeignet. Eine Betrachtung der Pegelung des Systems wird durchgeführt. Besonderes Augenmerk muss auf die Linearität der Schaltung gelegt werden, da sehr starke Störsignale in unmittelbarer Nachbarschaft vor allem des europäischen Satellitenradios auftreten können. Aus den ermittelten Daten sowie auf Basis der im Rahmen dieser Arbeit durchgeführten Untersuchungen des diskret aufgebauten, mehrdienstfähigen Diversity-Systems wird eine Spezifikation der Komponenten erstellt.

Zum Abschluss der Arbeit wird in Kapitel 10 ein Ausblick gegeben. Hier werden Untersuchungen und weitere Arbeiten vorgestellt, welche im Rahmen der Forschungen am Diversity-System zu weiteren Erkenntnis- und Verfügbarkeitsgewinnen führen können.

2 Digitale Satellitenradio-Dienste

In den USA können digitale Satellitenradio-Dienste – seit dem Start der beiden Anbieter *XM Satellite Radio* und *Sirius Satellite Radio* in den Jahren 2001 beziehungsweise 2002 – stetig steigende Abonnentenzahlen verzeichnen. In Europa ist ein solches Angebot noch nicht verfügbar, soll jedoch auch hier eingeführt werden. Da diese Systeme aus den genannten Gründen einen geringen Bekanntheitsgrad in Europa aufweisen, wird im Folgenden zunächst ihr Systemaufbau und ihre Funktionsweise erläutert. Die verwendeten Verfahren zur Sicherung der Übertragungsqualität werden aufgeführt und erklärt. Trotz dieser Maßnahmen kann es in Empfangsszenarien mit Mehrwegeausbreitung zu Signalausfällen kommen. Zwei charakteristische Fading-Szenarien werden vorgestellt und erörtert. Schließlich werden Antennendiversity-Systeme beschrieben, welche in solchen Szenarien zur Verbesserung des Empfangs eingesetzt werden können.

2.1 Vergleich terrestrischer Rundfunkdienste mit digitalen Satellitenradio-Diensten

Analoge Radiodienste, welche von terrestrischen Sendern ausgestrahlt werden, sind weltweit verbreitet. Unterschiedliche Frequenzbänder werden für die Ausstrahlung dieser Dienste verwendet. Lang-, Mittel- und Kurzwellen besitzen ein vergleichsweise großes Ausbreitungsgebiet, so dass leistungsstarke Sender in diesen Frequenzbändern aufgrund von Boden- und/oder Raumwellenausbreitung ein großes Empfangsgebiet abdecken können. Allerdings bieten diese Frequenzbereiche nur relativ kleine Kanalbandbreiten von wenigen Kilohertz. Somit ist die übertragbare Datenrate sehr stark eingeschränkt. Das schlägt sich in der Audioqualität nieder, welche durch die geringere Bandbreite niedriger ausfällt.

Größere Kanalbandbreiten können Sender im Bereich der UKW nutzen und damit eine bessere Audioqualität bieten. Jedoch decken diese, entsprechend ihrer Sendeleistung sowie aufgrund der kürzeren Wellenlänge, nur kleinere und mittlere Regionen ab. Die Wellenausbreitung erfolgt im UKW-Band nach nahezu optischen Gesetzmäßigkeiten, während die Signale der Lang-, Mittel- und Kurzwellensender der Krümmung der Erdoberfläche durch Beugung und Ionosphärenreflexion weit über den sichtbaren Horizont hinaus folgen können.

In Gebieten, in denen eine hohe Bevölkerungsdichte herrscht, wird aus diesem Grund häufig das von den Regulierungsbehörden zur Verfügung gestellte Frequenzband voll belegt und zum Teil sogar überbelegt. Insbesondere bei nahezu ausschließlich werbefinanzierten Radiostationen, wie beispielsweise in Städten der USA, kann der Radiohörer aus einer Vielzahl von Programmen auswählen.

Das Angebot in dünn besiedelten Gebieten ist dagegen eher spärlich. So kann es beispielsweise vorkommen, dass bei Fahrten zwischen New York und Los Angeles über weite Strecken kein UKW-Empfang möglich ist. Daher wird heute in den USA für die Versorgung großflächiger Empfangsgebiete mit hochqualitativen Audiosignalen ein anderer Übertragungsweg genutzt. Satellitenradio-Dienste sind hier besonders geeignet, da die Ausleuchtzone ihrer Sendeantennen das gesamte kontinentale Staatsgebiet der USA sowie den Süden Kanadas umfasst. Diese Dienste nutzen eine Kanalbandbreite von mehreren Megahertz, so dass eine hohe Programmvierfalt mit sehr guter Audioqualität angeboten wird.

Neben der Art der Signalausstrahlung sind auch die verwendete Modulation und Kodierung für die Audioqualität von entscheidender Bedeutung. Das beim analogen UKW-Rundfunk im Bereich des Senders vorhandene SNR von etwa 65 dB kann nur bei ungewöhnlich guten Empfangsbedingungen im Empfangsradio wiedergegeben werden. Jedoch hat sich die UKW-Rundfunkempfangstechnik in den vergangenen 60 Jahren stetig weiterentwickelt. Den auftretenden Empfangsstörungen durch Mehrwegeempfang, sowie Grenzempfang verursacht von Rauschen und Gleich- und Nachbarkanalstörungen begegnet man durch Störreduktionsmaßnahmen, welche sich automatisch an die Empfangsbedingungen anpassen. Dazu zählen beispielsweise die Überblendung von Stereo- auf Monoempfang, Tonhöhenabsenkung und Lautstärkereduktion. Der zunehmende Einsatz von Diversity-Empfangssystemen, die in Kapitel 2.6 vorgestellt werden, führt sogar zur Verbesserung des empfangenen SNR gegenüber einer Einzelantenne. Dadurch können die Störreduktionsmaßnahmen noch effektiver arbeiten. Insgesamt wird der mobile Rundfunkteilnehmer mit Hilfe dieser Maßnahmen mit guter bis zufriedenstellender Klangqualität versorgt.

Seit den 90er Jahren verfügbare Audiodatenreduktionsverfahren in Verbindung mit der frequenzökonomischen Übertragungstechnik Coded Orthogonal Frequency Division Multiplex (COFDM) bieten die Möglichkeit der digitalen terrestrischen Rundfunkübertragung. Dadurch kann das im Bereich des Senders vorhandene SNR vollständig im Empfänger reproduziert werden, sofern die zur Dekodierung erforderliche Signalstärke am Empfänger zur Verfügung steht. Durch gezieltes Einfügen eines sogenannten Schutzintervalls ist es außerdem möglich, ein Gebiet mit überlappenden Sendebereichen bei einer Frequenz aufzubauen (Gleichwellennetz). Mit vorhandenen Senderketten wird so extrem frequenzressourcenschonend eine großflächige terrestrische Versorgung möglich.

In Europa wird die digitale Verbreitung von Fernsehsignalen unter Verwendung der Standardfamilie Digital Video Broadcasting (DVB) durchgeführt. Hierbei kommen drei verschiedene Verbreitungswege in Betracht, nämlich per Kabel, Satellit und terrestrischer Ausstrahlung. Da der Empfang von Satellitenfernsehen nach dem Standard Digital Video Broadcasting-Satellite (DVB-S) in der Regel große Spiegelantennen erfordert, welche auf den Satelliten ausgerichtet werden müssen, ist dieser Empfangsweg für mobile Empfänger ungeeignet. Der mobile Empfang terrestrischer Signale ist dagegen aufgrund der wesentlich geringeren Streckendämpfung auch mit Scheibenantennen möglich [49]. Die erste Generation des Standards Digital Video Broadcasting-Terrestrial (DVB-T) [19] ist jedoch,

trotz der Verwendung des Modulationsverfahrens COFDM, für mobile Empfänger nur sehr eingeschränkt geeignet. Der Grund ist vor allem das Fehlen von Time Interleaving (Verwürfelung eigentlich aufeinander folgender Datenblöcke, siehe Kapitel 2.4.2) im Standard [30, 43]. Erst die zweite Generation des Standards (DVB-T2) sieht dies vor [18]. Allerdings ist die Tiefe des Interleaving durch die Festlegung der maximal verfügbaren Speichermenge im Standard begrenzt. Die tatsächliche Eignung für mobilen Empfang in schwierigen Szenarien muss deshalb erst untersucht werden [31].

Nicht nur die eingeschränkte technische Eignung der DVB-T-Signale für mobilen Empfang behindert den Einsatz für die Verbreitung von Hörrundfunkprogrammen. Der Standard ist ausgelegt für die Übertragung von Fernsehsignalen, deren hohe Datenraten große Übertragungsbandbreiten und komplexe Digitale Signalverarbeitung (DSV) im Empfänger erforderlich machen. Für die Ausstrahlung von Rundfunk-Audiosignalen wurde deshalb der Standard Digital Audio Broadcasting (DAB) erarbeitet [20], welcher ebenfalls COFDM-modulierte Signale verwendet. Er ist jedoch für geringere Datenraten und einfachere Dekodierung entworfen und ermöglicht dadurch günstigere Empfänger. Die zweite Generation DAB+ unterscheidet sich lediglich durch Fehlerschutz und Audiocodec [17]. Allerdings konnte sich dieser in Europa hauptsächlich in Großbritannien etablieren, während die Verbreitung in anderen Ländern meist deutlich geringer ausfällt [27]. Sowohl DVB-T als auf DAB gemeinsam ist der Nachteil terrestrischer Übertragung. Diese zieht hohe Infrastrukturkosten nach sich für die flächendeckende Versorgung dünn besiedelter Gebiete. Durch die jeweils verhältnismäßig kleine Fläche, welche mit einem Sender abgedeckt werden kann, ist ein ausgedehntes Netz dieser teuren Einrichtungen notwendig.

Für eine kontinentale Rundfunkversorgung kommt trotz aller Fortschritte in der digitalen Signalübertragung ausschließlich die Satellitenausstrahlung in Frage, da hier die erforderlichen Infrastrukturkosten wesentlich geringer als bei flächendeckender terrestrischer Versorgung sind. So kann zum Beispiel ganz Mitteleuropa von einem einzigen Satelliten versorgt werden. Diese Art der Signalübertragung ist auch in Nordamerika vorteilhaft. Sowohl stark besiedelte Küstengebiete und Ballungsräume, als auch relativ schwach besiedelte ländliche Gebiete können mit dem selben Signal von nur einem Satelliten versorgt werden. In Gebieten, in welchen das Satellitensignal alleine aufgrund von Abschattung oder Mehrwegeausbreitung keine ausreichende Versorgung gewährleistet, ist der Aufbau von terrestrischen Unterstützungssendern erforderlich. Die Zahl dieser Sender ist aber wesentlich geringer, als für ein rein terrestrisches Sendernetz erforderlich wäre. Diesen Umstand machen sich digitale Satellitenradio-Dienste zu Nutze. Sie bieten eine Vielzahl von Programmen in hoher Audioqualität in großen Bereichen Nordamerikas an, so dass der mobile Radiohörer seinen Lieblingssender von Küste zu Küste hören kann.

2.2 Funktionsweise und Komponenten von Satellitenradio-Systemen

Digitale Satellitenradio-Dienste bieten stationären wie mobilen Nutzern in einem sehr weitläufigen Empfangsgebiet eine hervorragende Audioqualität. Erreicht wird dies durch die Abstrahlung digital kodierter Signale durch Satelliten, welche aufgrund ihres großen Abstands zur Erde mit ihren Antennen eine große Fläche beleuchten können. Die Übertragung der Nutzdaten des Satellitenradio-Dienstes erfolgt zunächst von einer Bodenstation zu den Satelliten. Im Vergleich zu terrestrischen Sendern stehen Satelliten höher über dem Horizont und bieten daher steilere Einstrahlwinkel. Dennoch gibt es Gebiete, in denen den Empfängern keine direkte Sichtverbindung zu den Satelliten zur Verfügung steht. Dies ist zum Beispiel der Fall, wenn hohe Gebäude, Vegetation oder Berge den direkten Übertragungsweg blockieren. Für solche Szenarien setzen die Betreiber der Satellitenradio-Dienste terrestrische Unterstützungssender ein. Durch diese kann das Signal auch in Gegenden empfangen werden, in welchen sonst keinerlei oder nur eine sehr schlechte Satellitenverfügbarkeit gegeben ist. Abbildung 2.1 illustriert die einzelnen Komponenten des Satellitenradio-Systems. Da der Betrieb terrestrischer Sender zusätzliche Kosten verursacht, sind diese in der Regel nur in dicht besiedelten Gegenden im Einsatz, wo sich zahlreiche potentielle Empfänger regelmäßig aufhalten.

Aufgrund der hohen Anfangsinvestitionen zum Aufbau eines Satellitenradio-Systems, welche durch die Verwendung von Satelliten zur Signalübertragung verursacht werden, können diese Dienste nur als Bezahlender angeboten werden, für die ein Abonnement abgeschlossen werden muss. (Satellitenradio-Dienste können ihren Kunden erst ein funktionsfähiges System bieten, wenn alle Satelliten im Orbit sind und den Sendebetrieb aufgenommen haben. Dann sind allerdings sofort im gesamten Empfangsgebiet die gleichen Sender verfügbar. Terrestrische Netze erfordern insgesamt sehr hohe Investitionen, allerdings kann nach der Inbetriebnahme einzelner Sender bereits ein begrenztes Gebiet versorgt und somit ein gestaffelter Dienststart durchgeführt werden.) Um eine Vielzahl von Kanälen für die Abonnenten der Satellitenradio-Dienste zur Verfügung stellen zu können, werden diese im Zeitmultiplex (Time Division Multiplex (TDM)) übertragen. Dadurch kann eine große Programmvierfalt über das Satellitensignal zum Empfänger gelangen, wodurch die Attraktivität des Dienstes für die Kunden steigt.

Eine Vielzahl von möglichen Orbits steht für Satelliten in der Erdumlaufbahn zur Auswahl. Zwei davon sind für die in dieser Arbeit beschriebene Anwendung wegen ihrer Eigenschaften von besonderem Interesse. Bei Nachrichtensatelliten häufig verwendet wird ein Geostationärer Orbit (GEO). Der Name dieses Orbits beschreibt die Tatsache, dass sich der Satellit durch seinen entsprechend gewählten Abstand zur Erde in genau einem siderischen Tag um diese herum bewegt, während sich die Erde ebenfalls einmal um ihre Achse dreht. Von einem Betrachter auf der Erdoberfläche steht der Satellit scheinbar immer an der gleichen Position am Himmel. Dies trifft jedoch nur zu, wenn der Satellit direkt über dem Äquator

2.2. FUNKTIONSWEISE UND KOMPONENTEN VON SATELLITENRADIO-SYSTEMEN

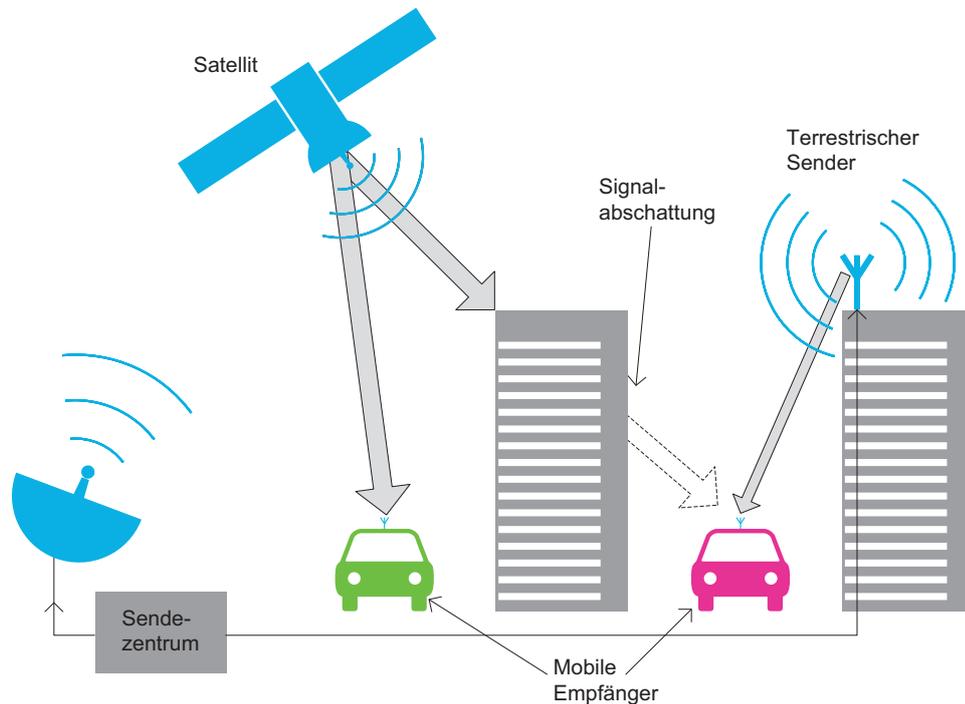


Abbildung 2.1: Die Signale des Satellitenradio-Dienstes werden vom Betreiber zu den Satelliten und den terrestrischen Unterstützungssendern übertragen. Von dort gelangen sie zu den Empfängern. Die terrestrischen Sender ermöglichen den Empfang auch in Gegenden, wo kein direktes Satellitensignal verfügbar ist.

steht, da er ansonsten von der Erde aus in seiner Elevation periodisch schwanken würde. Hierin liegt auch bereits ein Nachteil dieses Orbits. Je weiter nördlich sich potentielle Empfänger auf der Erde befinden, desto geringer ist die Elevation des Satelliten über dem Horizont. Die Folge davon ist, dass eine Abschattung durch Hindernisse, wie zum Beispiel Hügel, Häuser, Bäume etc., wahrscheinlicher wird.

Alternativ zum GEO wird bei Satellitenradio-Diensten auch ein Hochgradig Elliptischer Orbit (HEO) verwendet. Hier bewegen sich die Satelliten auf einer exzentrischen Ellipse um die Erde. Dabei befindet sich das Apogäum (der erdfernste Punkt der Umlaufbahn) über dem gewünschten Empfangsgebiet auf der Erde. Dadurch ist sichergestellt, dass er aufgrund seiner dann langsamen Bahngeschwindigkeit lange über dem gewünschten Gebiet sichtbar ist. Das Perigäum (erdnächster Punkt des Orbits) liegt außerhalb des Zielgebiets. Da der Satellit dort seine höchste Geschwindigkeit erreicht, befindet er sich in diesem Abschnitt seiner Bahn nur sehr kurze Zeit. Durch die elliptische Bahn wird die Zeit, in der die Satelliten über dem Zielgebiet sichtbar sind, vergrößert. Allerdings schwankt dadurch auch der Elevationswinkel des Satelliten über einem Empfänger im Zielgebiet periodisch [12]. Auch bei einem HEO muss die Periode einem siderischen Tag entsprechen, da sich der Satellit ansonsten im Laufe der Zeit von seinem

	Entfernung zur Erde in km	Ausbreitungsdämpfung in dB
Perigäum	24 469	(−187,55)
„descending node“/ „ascending node“	32 750	−190,09
Apogäum	47 102	−193,24
GEO	38 192	−191,42

Tabelle 2.1: Ausbreitungsdämpfung des Satellitenradio-Signals bei verschiedenen Positionen der HEO-Satelliten entlang ihres Orbitalpfads. Die Entfernungsdaten sind für die Satelliten von *Sirius Satellite Radio* zutreffend [12]. Zum Vergleich ist die Ausbreitungsdämpfung für einen GEO-Satelliten gegeben, wenn dieser direkt südlich Münchens über dem Äquator stünde und hier empfangen werden sollte.

gewünschten Zielgebiet entfernen würde.

Neben dem Elevationswinkel schwankt bei HEO-Satelliten aufgrund der elliptischen Umlaufbahn auch die Entfernung zwischen Satellit und Erde. Dadurch kommt es zu Unterschieden in der Ausbreitungsdämpfung und somit zu schwankenden Signalpegeln am Empfänger. Bei Annahme der Ausbreitung einer ebenen Welle im Freiraum mit der Wellenlänge λ_0 ergibt sich die Freiraumausbreitungsdämpfung a (ohne Betrachtung der Antennengewinne) zu [52]

$$a = \left(\frac{\lambda_0}{4\pi d} \right)^2, \quad (2.1)$$

wobei mit d der Abstand zwischen Satellit und Empfänger bezeichnet wird. Tabelle 2.1 zeigt die Extremwerte der Ausbreitungsdämpfung im Perigäum und Apogäum am Beispiel eines HEO-Satelliten von *Sirius Satellite Radio*. Zum Vergleich sind ebenfalls Daten für einen GEO-Satelliten angegeben. Der Satellit arbeitet im Perigäum nicht als Transmitter, da er sich zu dieser Zeit über der Südhalbkugel der Erde und damit außerhalb des Zielgebiets befindet. Die Umschaltung zwischen Ruhephase und Sendemodus und umgekehrt erfolgt erst zum sogenannten „ascending node“ beziehungsweise „descending node“. Aus diesem Grund sind die Werte für die Ausbreitungsdämpfung zu diesen Zeitpunkten ebenfalls in Tabelle 2.1 angegeben.

Die senkrechte Projektion der Satellitenposition auf die Erdoberfläche für einen vollständigen Umlauf wird als Bodenspur bezeichnet. GEO-Satelliten weisen, abgesehen von kleinen Schwankungen um ihre eigentliche Position, einen Punkt als Bodenspur auf, da sie sich ja geostationär auf ihrer Umlaufbahn bewegen. HEOs folgen bei ihrer Bodenspur einer Lemniskate, welche mit veränderlicher Geschwindigkeit durchlaufen wird. Da sich die Satelliten im HEO auch einige Zeit südlich des Äquators befinden, reicht ein Satellit nicht für die ununterbrochene Verfügbarkeit des Signals im Empfangsgebiet. Daher werden zum Beispiel bei *Sirius Satellite Radio* drei Satelliten in unterschiedlichen HEOs verwendet, die jedoch

2.2. FUNKTIONSWEISE UND KOMPONENTEN VON SATELLITENRADIO-SYSTEMEN

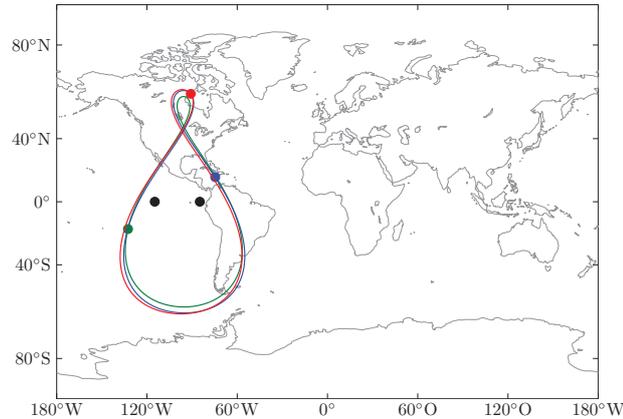


Abbildung 2.2: Bodenspur der Satelliten von *XM Satellite Radio* (GEO, schwarze Punkte) und *Sirius Satellite Radio* (HEO, grüne, blaue und rote Lemniskate; GEO nicht dargestellt) [59].

alle der gleichen Bodenspur folgen. Abbildung 2.2 zeigt die Bodenpfade einiger der Satelliten von *XM Satellite Radio* und *Sirius Satellite Radio*.

Die Verwendung von Satelliten als Sendestationen ermöglicht eine im Allgemeinen gute Verfügbarkeit der Signale in einem großen Zielgebiet. Allerdings ergibt sich hieraus auch eine geringe Signalleistung am Empfänger, wie man schon aufgrund der Dämpfungswerte aus Tabelle 2.1 erkennen kann. Für die Dekodierung des Satellitenradio-Signals ist jedoch nicht alleine sein Pegel entscheidend. Er muss lediglich hoch genug sein, damit der Signalpegel im Bereich oberhalb der Eingangsempfindlichkeit des Tuners liegt. Wichtig für die Dekodierung der Signale ist das SNR am Empfänger. Das bedeutet, dass die Rauschbeiträge und Dämpfungen aller Schaltungsteile in der Empfangskette relevant sind. Die Berechnung der Rauschzahl F einer Kettenschaltung von N Schaltungsblöcken erfolgt gemäß [28]

$$F = F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_1} + \frac{F_3 - 1}{G_1 \cdot G_2} + \dots + \frac{F_N - 1}{G_1 G_2 \dots G_{N-1}}, \quad (2.2)$$

wobei F_n die Rauschzahl und G_n die Verstärkung der n -ten von N Stufen ist (jeweils linear ausgedrückt). Passive Schaltungen, welche keinen Gewinn aufweisen, besitzen eine Rauschzahl entsprechend ihrer Dämpfung. Aus (2.2) ist ersichtlich, dass die Rauschzahlen der ersten Schaltungsteile die größten Auswirkungen auf die Gesamtrauschzahl der Kette haben. Daher kommt in Satellitenradio-Empfangssystemen direkt am Antennenfußpunkt ein rauscharmer Verstärker (Low Noise Amplifier (LNA)) zum Einsatz. Antennen mit einem hohen Wirkungsgrad und optimal an die zu empfangende Satellitenkonstellation angepassten Antennenpatern bieten in Kombination mit einem LNA mit niedriger Rauschzahl die besten Empfangseigenschaften.

2.3 Auflistung einiger verfügbarer und geplanter Satellitenradio-Dienste

Mehrere Dienste bieten ihren Kunden satellitengestützte, mobil empfangbare Radioprogramme in verschiedenen Teilen der Erde an. Eine Ausnahme bildet derzeit Europa, wo noch kein Anbieter ein kommerziell verfügbares Angebot vorweisen kann. Hier sind allerdings ebenfalls mehrere Dienste in Planung, da die europaweite Verfügbarkeit der Radiokanäle für die Nutzer ein interessantes Angebot darstellen dürfte. Satellitenradio ist außerdem im Gegensatz zu Internet-Radio auch ohne teures Auslandsroaming und abseits gut ausgebauter Mobilfunknetze mobil verfügbar. Alle in dieser Arbeit berücksichtigten Dienste werden im S-Band gesendet, wie der Frequenzbereich zwischen 2 GHz und 4 GHz benannt ist [54].

2.3.1 Satellitenradio-Dienste in Nordamerika

Im Folgenden wird zunächst ein kurzer Überblick über einige der derzeit verfügbaren, für diese Arbeit relevanten Dienste gegeben. Kommerziell erfolgreich sind bisher die Anbieter im nordamerikanischen Markt. Die Liste der Satellitenradio-Dienste erhebt keinen Anspruch auf Vollständigkeit.

Pendrell Corporation

Pendrell Corporation (früher *ICO Global Communications* [35]) arbeitet am Aufbau eines hybriden terrestrischen und satellitengestützten Netzes. Es befindet sich ein funktionsfähiger GEO-Satellit im Orbit [36], welcher im S-Band Signale senden kann. Derzeit ist jedoch noch kein kommerzielles System im Einsatz. Aufgrund der Verwendung von Frequenzen im S-Band zur Signalübertragung sollte das in dieser Arbeit untersuchte und erstellte Diversity-System zur Erhöhung der Dienstgüte einsetzbar sein. Diversity-Untersuchungen für diesen Dienst haben am *Institut für Hoch- und Höchstfrequenztechnik* der *Universität der Bundeswehr München* bereits stattgefunden, jedoch noch nicht mit dem in dieser Arbeit vorgestellten Systemdemonstrator.

Sirius XM Radio

Sirius XM Radio ist aus dem Zusammenschluss von *Sirius Satellite Radio* und *XM Satellite Radio* entstanden. Die beiden Unternehmen starteten zunächst als Konkurrenten auf dem nordamerikanischen Kontinent. Sie verwenden sehr unterschiedliche Systemkonzepte, senden jedoch beide im für diesen Zweck reservierten Teil des S-Bands bei Frequenzen von 2,32 GHz bis 2,345 GHz. Da die beiden Betreiber mit verschiedenen Systemen gestartet sind, welche beide weiterhin in Betrieb sind, werden diese im Folgenden jeweils näher erläutert.

Sirius Satellite Radio Die Satellitenkonstellation von *Sirius Satellite Radio* hat sich seit der Inbetriebnahme verändert. Zu Beginn wurden drei Übertragungssatelliten in so genannten HEO benutzt, welche einen Bodenpfad auf-

2.3. AUFLISTUNG EINIGER VERFÜGBARER UND GEPLANTER SATELLITENRADIO-DIENSTE

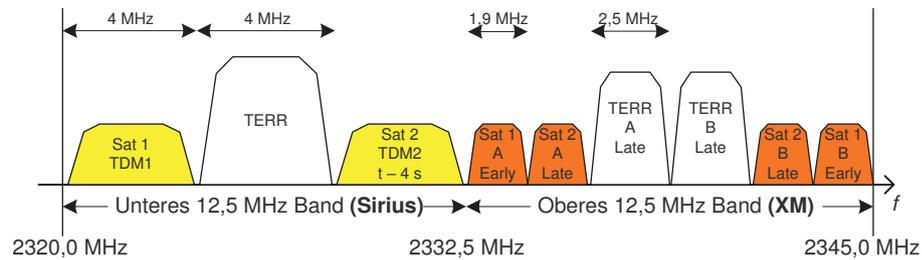


Abbildung 2.3: Spektrum der Satellitenradio-Dienste von *Sirius-XM Satellite Radio* mit Darstellung der Unterbänder für Satelliten- und terrestrische Signale [15]. Die zeitliche Verzögerung der Nutzsignale (Zeitdiversity) ist in der Beschriftung der einzelnen Unterbändern angedeutet.

weisen, der es erlaubt, dass zu jeder Zeit zwei Satelliten über Nordamerika stehen und damit als aktive Sender dienen können. Der dritte Satellit befindet sich dann zu weit südlich, um in das Zielgebiet senden zu können, und ist deshalb inaktiv.

Der untere Teil des Frequenzbandes, das für US-Satellite Digital Audio Radio Service (SDARS) ausgeschrieben wurde, wird von *Sirius Satellite Radio* verwendet und reicht von 2,32 GHz bis 2,3325 GHz. Die Bandaufteilung sieht zwei Satellitenbänder vor, die jeweils am oberen und unteren Rand des Frequenzbandes liegen und eine Bandbreite von etwa 4 MHz aufweisen. Sie werden im Rahmen dieser Arbeit als TDM-1 und TDM-2 bezeichnet. Ein terrestrisches Frequenzband in der Mitte wird für Füllsender am Boden in Gegenden mit schwierigen Empfangsbedingungen verwendet und ist ebenfalls etwa 4 MHz breit. Dadurch soll in Gebieten, in welchen durch Topographie, Bewuchs oder Bebauung der Empfang der Satellitensignale schwierig ist, die Verfügbarkeit des Dienstes erhöht werden. Die Aufteilung der Frequenzbänder ist in Abbildung 2.3 dargestellt. Zu Beginn wurde jeweils eines der beiden Satellitenbänder von einem HEO-Satelliten gesendet. Seit 2009 hat *Sirius Satellite Radio* zusätzlich einen Satelliten in einem GEO positioniert [7, 8]. Dieser ist kontinuierlich als Sender aktiv, während von den HEO-Satelliten nur noch der jeweils höherstehende als aktiver Sender arbeitet. Der GEO-Satellit sendet dauerhaft auf dem unteren Satellitenband TDM-1, während das obere Satellitenband TDM-2 von dem jeweils über Nordamerika höherstehenden HEO-Satelliten abgestrahlt wird.

Die Signalübertragung erfolgt digital. Hierbei kommen Diversity-Verfahren und Fehlerschutzmechanismen zum Einsatz, welche in den Abschnitten 2.4.1 und 2.4.2 erläutert werden [12].

Sirius Satellite Radio überträgt sowohl Audio- als auch Videodaten. Hierzu kommt eine hierarchische Modulation zum Einsatz. Die Audiodaten werden dabei Quadrature Phase-Shift Keying (QPSK)-moduliert. Die Modulation der Videodaten ist als Binary Phase-Shift Keying (BPSK) hierarchisch auf

die QPSK aufgesetzt [75, 91]. Um für den terrestrischen Übertragungsweg mit seiner potentiell auftretenden Mehrwegeausbreitung bessere Empfangbarkeit zu gewährleisten, sind die Signale der terrestrischen Unterstützungssender COFDM-moduliert.

XM Satellite Radio *XM Satellite Radio* benutzt seit Inbetriebnahme zwei geostationäre Satelliten, welche ununterbrochen als aktive Sender arbeiten. Die Bandaufteilung unterscheidet sich von der des Dienstes von *Sirius Satellite Radio*. *XM Satellite Radio* verwendet zwar ebenfalls zwei Satellitenbänder und ein terrestrisches für Unterstützungssender, allerdings sind diese jeweils noch einmal in zwei Bänder unterteilt. Jeder der beiden Satelliten sendet ein Unterband ober- und unterhalb der terrestrischen Bänder. Die Anordnung der Bänder ist in Abbildung 2.3 verdeutlicht. Sat 1 A und Sat 1 B bezeichnen die Bänder, welche von Satellit 1 abgestrahlt werden. Sat 2 A und Sat 2 B werden von Satellit 2 abgestrahlt.

Die Signalkodierung von *XM Satellite Radio* erfolgt wie bei *Sirius Satellite Radio* ebenfalls digital. Die HF-Signale sind wie bei der Audioübertragung von *Sirius Satellite Radio* QPSK-moduliert. Die terrestrischen Sender verwenden COFDM als Modulation. Auch *XM Satellite Radio* verwendet eine erweiterte Modulation, welche hierarchisch auf die QPSK aufgesetzt ist [85].

2.3.2 Satellitenradio-Dienste in Europa

Da digitale Satellitenradio-Dienste gegenüber terrestrischen, analogen Systemen wie erwähnt einige Vorteile bieten, sind auch in Europa derartige Dienste geplant. Aus diesem Grund wurde durch die EU 2008 ein Frequenzband für Satellitenradio-Dienste festgelegt [69]. Wie die amerikanischen Satellitenradio-Dienste sollen sie im S-Band arbeiten, allerdings bei einer etwas niedrigeren Frequenz von 2,170 GHz bis 2,200 GHz für die Übertragung vom Satelliten zur Erde. Die Gesamtbandbreite von 30 MHz wurde auf die zwei Bieter *Inmarsat Ventures Limited* und *Solaris Mobile Limited* aufgeteilt, welche jeweils 15 MHz erhalten haben [24, 68]. Die beiden Bieter erhalten außerdem jeweils die Hälfte des Frequenzbandes zwischen 1,980 GHz und 2,010 GHz für Kommunikationsverbindungen von der Erde zu den Satelliten (Rückkanal). Ob die beiden Anbieter, welche die Rechte zur Verwendung des Spektrums erworben haben, auch tatsächlich selbst Satellitenradio-Dienste anbieten oder Teile ihres Spektrums an andere Anbieter lizenzieren werden, ist derzeit (Stand Juni 2013) nicht bekannt. Die Aufteilung des Spektrums ist in Abbildung 2.4 dargestellt.

Inmarsat

Inmarsat erhielt bei der Vergabe das untere Teilband zwischen 2,170 GHz und 2,185 GHz [24, 68]. Über einen tatsächlich von *Inmarsat* selbst angebotenen Satellitenradio-Dienst ist nichts bekannt. Allerdings besteht auch die Möglichkeit, dass das Teilband an ein anderes Unternehmen in Lizenz vergeben und von diesem für einen eigenen Dienst verwendet wird.

2.3. AUFLISTUNG EINIGER VERFÜGBARER UND GEPLANTER SATELLITENRADIO-DIENSTE

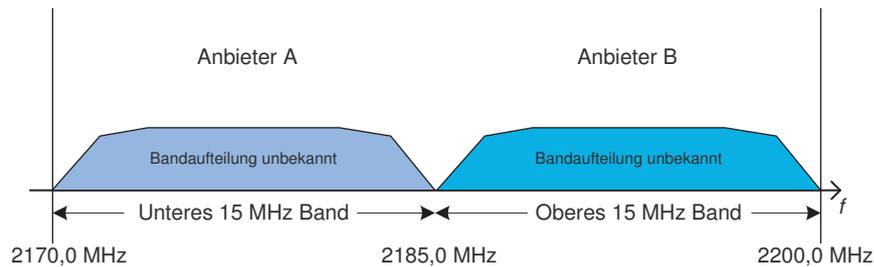


Abbildung 2.4: Spektrum der europäischen Satellitenradio-Dienste. Über die operierenden Anbieter sowie die Aufteilung des Spektrums in Unterbänder ist derzeit nichts bekannt.

Solaris Mobile

Solaris Mobile ist ein Joint Venture von *SES* und *Eutelsat* und hat in der Versteigerung das obere Teilband zwischen 2,185 GHz und 2,200 GHz erhalten [24, 68]. Am 3. April 2009 wurde der Satellit *Eutelsat W2A* gestartet, welcher für *Solaris* verwendet werden sollte. Er befindet sich nun in einem GEO auf der Position 10° Ost. Aufgrund eines Problems in der S-Band-Sendeinheit – zu geringer Gewinn der Sendeantenne des Satelliten – ist die weitere Verwendung des Satelliten für die Abstrahlung von Signalen in diesem Band ungewiss [25]. Auch in einer solchen Situation kann das hier untersuchte Diversity-System helfen, die erforderliche Abdeckung des Empfangsbereichs noch möglich zu machen.

ICO Satellite

ICO Satellite Limited ist eine Tochter der *Pendrell Corporation*, welche für den Aufbau und Betrieb eines europäischen Satellitenradio-Systems gegründet wurde. Beim Auswahlverfahren der EU wurde zunächst kein Frequenzband zugeteilt [24, 68], das Unternehmen hat gegen diese Entscheidung Beschwerde eingelegt [37]. Über den von *ICO* geplanten Satellitenradio-Dienst für Europa sind derzeit keine Details bekannt.

Ondas

Ondas Media S.A. hat bei der Zuteilung der EU kein eigenes Frequenzband erhalten [24, 68], ist jedoch nach eigenen Aussagen mit beiden Lizenzhaltern in Gesprächen über den Zugang zu deren Spektrum [64]. Aus diesem Grund ist die Satellitenkonstellation sowie die genaue Bandaufteilung noch unbekannt. Allerdings konnte Ondas für sein System schon früh wichtige Partner sowohl im Bereich der Fahrzeughersteller [62, 63, 72], als auch für die Erstellung und Fertigung der Endgeräte gewinnen [51]. Die Aufnahme des Diversity-Systems als Teil der Spezifikation von Fahrzeug-Antennen für diesen Dienst ist im Gespräch, da der erhöhte Link-Margin direkt in Kundenvorteile umgesetzt werden könnte.

2.4 Verfahren zur Sicherstellung der Dienstverfügbarkeit

Trotz eventuell gestörtem Übertragungsweg muss in Funksystemen wie den Satellitenradio-Diensten eine für die Hörer noch akzeptable Audioverfügbarkeit erreicht werden. Aus diesem Grund ist es notwendig Maßnahmen zu treffen, die den Informationsverlust bei Störungen so gut wie möglich eindämmen. Digitale Fehlerschutzmechanismen spielen hierbei in Kombination mit unterschiedlichen Diversity-Verfahren eine zentrale Rolle.

2.4.1 Senderseitige Diversity-Verfahren

Das Diversity-Prinzip beschreibt die Nutzung von Redundanz mit Hilfe mehrerer, paralleler Übertragungskanäle zur Überbrückung von Störungen oder Ausfällen in einem oder mehreren der verwendeten Kanäle. Diese Kanäle können sich durch verschiedene Eigenschaften voneinander unterscheiden, die in der Regel den Namen des Diversity-Verfahrens bestimmen. Auch Kombinationen der beschriebenen Diversity-Verfahren untereinander sowie Kombinationen mit weiteren, hier nicht erwähnten Verfahren sind möglich.

Frequenzdiversity

Die Verwendung verschiedener Frequenzen zur Übertragung von Signalen desselben Nutzinhaltes wird allgemein als Frequenzdiversity bezeichnet. Dabei wird dieselbe Nutzinformation auf verschiedenen Frequenzen vom Sender zum Empfänger übertragen. Bei diesem Diversity-Verfahren macht man sich zu Nutze, dass die Ausbreitungsbedingungen im Allgemeinen frequenzabhängig sind. Somit kommt es in der Regel zu statistisch unabhängigen Störeinflüssen, welche dann durch den jeweils anderen Übertragungskanal überbrückt werden können. Wie bereits bei der Systembeschreibung erwähnt wurde, kommt Frequenzdiversity bei den betrachteten Satellitenradio-Diensten zum Einsatz. Beim Dienst *Sirius Satellite Radio* senden zwei Satelliten auf jeweils einer Frequenz die Signale aus. Die Nutzdaten des Satellitenbandes mit der tieferen Frequenz (TDM-1) sind dabei zeitlich gegenüber denen des oberen Satellitenbandes verzögert (siehe Abbildung 2.3). Bei *XM Satellite Radio* sendet jeder Satellit auf zwei unterschiedlichen Frequenzen, wobei wiederum der Nutzinhalt eines der Signale gegenüber dem des anderen Signals verzögert ist (ebenfalls in Abbildung 2.3 dargestellt).

Raumdiversity

Raumdiversity bezeichnet die Methode, durch räumliche Trennung der jeweiligen Antennen von Sender oder Empfänger verschiedene physikalische Übertragungskanäle zu nutzen. Die beschriebenen Satellitenradio-Dienste erreichen dies durch die Verwendung mehrerer Satelliten in unterschiedlichen Orbitalpositionen. Dadurch ergeben sich unterschiedliche Winkel und Richtungen, in welchen die sendenden Satelliten vom Empfänger aus gesehen am Himmel stehen. Mit dieser

Methode kann die Wahrscheinlichkeit, dass ein Hindernis alle Übertragungswege blockiert oder zumindest stört, reduziert werden.

Zeitdiversity

Zeitdiversity beschreibt die Vorgehensweise, mehrere Datenströme vor dem Senden mit verschiedenen zeitlichen Verzögerungen zu beaufschlagen. Kommt es auf dem Übertragungskanal zu einem Ereignis, das alle Signale gleichzeitig stört, kann der Empfänger idealerweise trotzdem die Nutzdaten verarbeiten. Wenn der Empfänger die zeitlichen Verschiebungen der Signale nutzt, kann er durch die Auswertung der jeweils ungestörten Inhalte die Störungen überbrücken. Bei Satellitenradio-Diensten wird Zeitdiversity durch die Verzögerung eines der Satellitensignale um eine gewisse Zeitspanne Δt implementiert ($\Delta t = 4$ s bei *Sirius Satellite Radio*). Dies reicht beispielsweise aus, um bei einer Fahrt unter einer Brücke den kurzzeitigen Ausfall des Satellitensignals für den Nutzer unhörbar zu überbrücken (solange die Dauer der Abschattung nicht den Zeitversatz der Signale übersteigt).

2.4.2 Fehlerschutz durch Signalkodierung

Neben den beschriebenen Diversity-Verfahren kommen bei den Satellitenradio-Diensten auch mehrere Signalkodierungsverfahren zum Einsatz, die der Korrektur von aufgetretenen Übertragungsfehlern dienen.

Vorwärtsfehlerkorrektur

Durch Hinzufügen redundanter Informationen in der digitalen Quellenkodierung vor der Übertragung des Signals wird es dem Empfänger ermöglicht, während der Übertragung aufgetretene Fehler zu korrigieren [14, 32]. Dieses Verfahren wird Forward Error Correction (FEC) genannt. Einzelne Bits, die durch Übertragungsfehler verfälscht wurden, können erkannt und durch die hinzugefügten, redundanten Daten wieder korrigiert werden.

Die Berechnung der redundanten Daten erfolgt in der Regel über einen Block mit einer bestimmten Anzahl Bits, so dass Vorwärtsfehlerkorrektur ein blockbasiertes Verfahren ist. Die Anzahl der Bits, die als fehlerhaft erkannt und die Anzahl der Bitfehler, die korrigiert werden können, sind wesentliche Merkmale einer eingesetzten Vorwärtsfehlerkorrektur. Neben dem Verfahren selbst ist die Menge hinzugefügter, redundanter Informationen für diese wesentlichen Kenndaten entscheidend. Allerdings sinkt durch die zusätzlich gesendeten Daten, die keine neuen Informationen enthalten, die effektive Übertragungsrate der Nutzdaten.

Interleaving

Zur Sicherung der Übertragung gegen Fehler, die mehrere sequentielle Bits stören (Burst-Fehler), sind die Mechanismen der Vorwärtsfehlerkorrektur nur schlecht geeignet. Diese Burstfehler verfälschen überdurchschnittlich viele Bits eines Datenblocks, während andere Blöcke nicht gestört werden. Da die Anzahl korrigier-

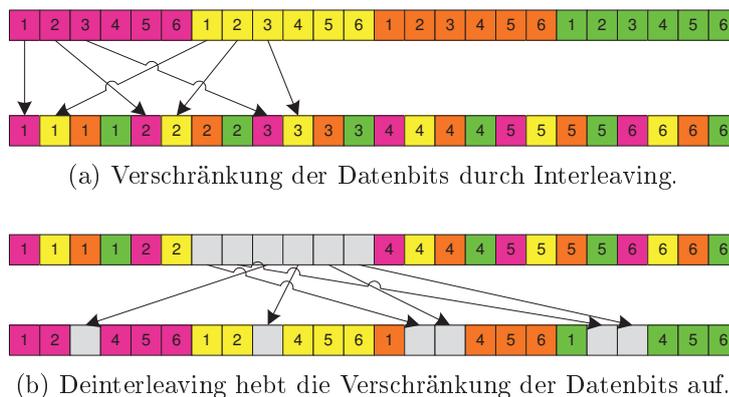


Abbildung 2.5: Darstellung der Funktion von Interleaving und Deinterleaving. Beim Deinterleaving werden fehlerhafte Bits aufgrund von Burstfehlern (grau dargestellt) auf verschiedene Blöcke aufgeteilt und können dadurch mit Hilfe der Vorwärtsfehlerkorrektur behoben werden.

barer Bitfehler bei einem Verfahren nur durch Hinzufügen von Redundanz erhöht werden kann, ist eine Auslegung der Vorwärtsfehlerkorrektur für die relativ selten auftretenden Burstfehler unwirtschaftlich. Besser eignet sich zu diesem Zweck das Interleaving, bei dem die Bits verschiedener Blöcke miteinander nach einem bekannten Muster vertauscht und so gesendet werden.

Normalerweise werden die Bits in ihrer tatsächlichen Reihenfolge übertragen, wie in Abbildung 2.5a oben dargestellt. Wenn in einer solchen Übertragung ein Burstfehler auftritt, dann kann der oder die entsprechenden Blöcke nicht mehr dekodiert werden und sind damit verloren. Um solche Fälle zu umgehen, können die Bits vor dem Senden durch einen Interleaver umsortiert werden, wie in Abbildung 2.5a unten dargestellt. Tritt nun während der Übertragung ein Burstfehler auf, wie in Abbildung 2.5b oben dargestellt, so sind zwar wiederum mehrere, hintereinander liegende Bits fehlerhaft. Allerdings liegen diese Bits in verschiedenen Blöcken, so dass pro Block nur wenige Einzelfehler vorliegen (Abbildung 2.5b unten). Nach dem De-Interleaver kann die Vorwärtsfehlerkorrektur diese Einzelfehler korrigieren, der Datenstrom ist vollständig lesbar.

Die Verwendung von zeitlichem Interleaving unterscheidet sich von Zeitdiversity dadurch, dass in ersterem die Bits eines Datenstroms umsortiert werden, während bei Zeitdiversity zwei Datenströme den gleichen Inhalt mit unterschiedlicher Verzögerung übertragen. Beide Verfahren können kombiniert werden, so dass sowohl einzelne, lange Signalausfälle durch Zeitdiversity überbrückt werden können, als auch eine lange Folge kurzer Burstfehler durch zeitliches Interleaving der Datenströme.

2.5 Signalausbreitung im Mehrwegeszenario

Im freien Raum breiten sich elektromagnetische Wellen in der Regel ungestört aus. Dadurch trifft an einem beliebig positionierten Empfänger nur ein Signal ein. Im Gegensatz dazu kann es in einem Mehrwegeszenario dazu kommen, dass sich beim Empfänger mehrere Wellenanteile unterschiedlicher Amplitude und Phase überlagern.

2.5.1 Ursache und Wirkung von Mehrwegeausbreitung

Die einzelnen Anteile der empfangenen elektromagnetischen Wellen entstehen durch Reflexion und Beugung an Gegenständen. Durch die verschiedenen Weglängen vom Sender zum Empfänger weisen die ankommenden Signale unterschiedliche Phasen auf. Je nach Anzahl, Anordnung, Reflektivität, Dämpfung etc. dieser Gegenstände kann es zu destruktiver Überlagerung kommen, so dass der Empfänger an bestimmten Orten kein Signal vorfindet. Andernorts können dagegen bei konstruktiver Überlagerung durchaus gute Empfangsbedingungen vorherrschen.

Je nach verwendeter Frequenz und Sendeleistung sind bei der Übertragung elektromagnetischer Wellen verschiedene, potentielle Reflektoren relevant. Im Falle der Ausstrahlung von terrestrischem Rundfunk wird das Signal zum Beispiel an Bergen oder Häusern reflektiert. Beugungseffekte an Bergkuppen oder Hügeln führen ebenfalls zu anderen Ausbreitungswegen. Am Empfänger kommt damit nicht nur das auf direktem Weg empfangene Line-of-Sight (LOS)-Signal an, sondern auch Signalanteile mit anderer Amplitude und Phase. Es gibt aber auch Empfangssituationen ohne funktechnische Sichtverbindung zwischen Sender und Empfänger, so dass nur reflektierte Signale empfangen werden. Die Überlagerung all dieser Signalanteile am Empfänger führt zu ortsabhängigen Schwankungen der Signalstärke, dem sogenannten Fading. Wenn sich ein mobiler Empfänger durch ein solches Szenario bewegt, so ergeben sich durch seine Bewegung zeitlich variierende Signalstärken. Überlagert mit dem unvermeidlichen (eventuell ebenfalls ortsabhängigen) Umgebungs- und Empfängerrauschen schwankt das SNR am mobilen Empfänger und es kann zu Signalausfällen kommen.

Die Verteilung der Signalstärke, vor allem bezüglich der Abstände zwischen den Signaleinbrüchen, hängt sowohl von der räumlichen Verteilung der Reflektoren sowie von deren Reflexionseigenschaften, als auch von der Wellenlänge des Signals ab [89]. Szenarien mit starker Mehrwegeausbreitung können bei Satellitenradio-Diensten zum Beispiel innerstädtische Bereiche mit Hochhäusern oder Strecken unter dichten Laubbäumen darstellen.

Eine charakteristische Kenngröße von Mehrwegeszenarien ist die Wahrscheinlichkeitsdichte (WD) der Amplitude der einfallenden Signalanteile. Sie beschreibt die Wahrscheinlichkeit, mit der die Amplitude eines Signalanteils einen bestimmten Wert aufweist. Die Art der WD hat Einfluss auf die auftretende Feldverteilung und damit auf die Signalstärke im Empfangsgebiet. Für die Betrachtungen dieser Arbeit ist vor allem die Rayleigh-Verteilung von Bedeutung, sowie in eingeschränktem Maß ihre Verallgemeinerung, die Rice-Verteilung.

2.5.2 Rice-Fading

Das so genannte Rice-Fading tritt auf in Szenarien, in denen schwache Mehrwegesignale durch ein starkes Signal – üblicherweise das LOS-Signal – überlagert werden. Die WD der empfangenen Signalstärke wird durch eine Rice-Verteilung beschrieben,

$$f(x, \sigma, \nu) = \frac{x}{\sigma^2} \cdot e^{-\frac{(x^2 + \nu^2)}{2\sigma^2}} \cdot I_0\left(\frac{x\nu}{\sigma^2}\right), \quad (2.3)$$

wobei x die stetige Zufallsvariable und $I_0(\cdot)$ die modifizierte Besselfunktion erster Art der Ordnung 0 ist. Der Parameter σ ist vergleichbar mit der Standardabweichung bei Normalverteilungen und gibt die „Breite“ der Verteilung wieder. Durch ν wird der Ort des Maximums der WD bezüglich der Zufallsvariable x beeinflusst. Der Erwartungswert ist

$$E(x) = \sigma \cdot \sqrt{\frac{\pi}{2}} \cdot L_{\frac{1}{2}}\left(\frac{-\nu^2}{2\sigma^2}\right), \quad (2.4)$$

mit dem Laguerre-Polynom $L_{\frac{1}{2}}$ der Ordnung $\frac{1}{2}$.

Für die Betrachtungen im Fall von Mehrwegeszenarien ist jedoch eine andere Darstellung besser geeignet. Hierbei wird die WD der Signalamplitude R beschrieben durch die Rice-Verteilung [87]

$$f_R(r, K, \Omega) = \frac{2(K+1)r}{\Omega} \cdot \exp\left(-K - \frac{(K+1)r^2}{\Omega}\right) \cdot I_0\left(2\sqrt{\frac{K(K+1)}{\Omega}} \cdot r\right), \quad (2.5)$$

wobei die Bedeutung von $I_0(\cdot)$ unverändert ist. K ist das Verhältnis der Leistung des LOS-Pfads zu jener der indirekten Pfade. Die gesamte Leistung aller Signale ist mit $\Omega = E(R^2) = \nu^2 + 2\sigma^2$ bezeichnet. Die Umrechnung in die Parameter σ und ν wird mittels

$$\nu^2 = \frac{K}{K+1}\Omega \quad (2.6)$$

und

$$\sigma^2 = \frac{\Omega}{2(K+1)} \quad (2.7)$$

durchgeführt. Die Darstellung der Verteilung (2.5) mit Bezug auf die Leistungen der Signalanteile sowie der Gesamtleistung ist für die Beurteilung des Fading-Szenarios anschaulicher als (2.3). Abbildung 2.6 zeigt die WD aus (2.5) für verschiedene Parameter K . Je größer der Parameter K ist, desto stärker wird das empfangene Signal vom LOS-Anteil dominiert, die Übertragung wird also weniger Störungen zeigen. Dies zeigt sich deutlich in den Eigenschaften der Kurve für $K = 20$ dB, in welcher die Signalamplitude nur in geringem Maß vom Mittelwert abweicht. Sehr kleine (und sehr große) Amplitudenwerte treten nur mit extrem geringer Wahrscheinlichkeit auf. Anders verhalten sich die Werte der Signalamplitude beispielsweise bei $K = 0$ dB. Hier treten selbst Amplitudenwerte nahe 0 häufiger auf. (Dieses Szenario entspricht nicht dem Rayleigh-Fading, da der LOS-

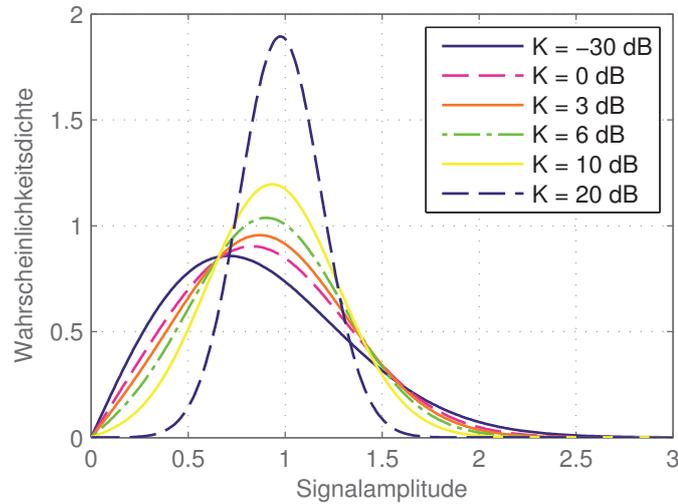


Abbildung 2.6: WD einer Rice-verteiltern Signalamplitude für verschiedene Parameter K .

Anteil zwar die gleiche Amplitude wie die anderen Echos hat, jedoch eine andere Phasen- und Dopplercharakteristik aufweist.) Die Kurve mit $K = -30$ dB entspricht einem Signal ohne LOS-Anteil und damit dem Rayleigh-Fading. Ein Empfangsszenario mit einer derartigen Verteilung der Signalamplitude wird wesentlich häufiger Signalausfälle zeigen als ein Szenario mit starkem LOS-Signal.

2.5.3 Rayleigh-Fading

Das Rayleigh-Fading ist ein Sonderfall des Rice-Fadings. Wenn zwei Zufallsvariablen normalverteilt, mittelwertfrei und statistisch unabhängig sind, zum Beispiel Real- und Imaginärteil einer komplexen Zahl, so ist der Betrag der komplexen Zahl Rayleigh-verteilt. Dies ist in den betrachteten Mehrwegeszenarien der Fall, wenn kein dominanter Signalanteil am Empfänger ankommt, sondern nur zahlreiche, etwa gleich starke Signale überlagert werden. Die Phasen der ankommenden Signale sind hierzu in einem Bereich von 0 bis 2π gleichverteilt angenommen. Die Amplitude des Summensignals, also der Überlagerung aller Signalanteile, folgt dann der Rayleigh-Verteilung, welche eine Rice-Verteilung aus (2.3) mit dem Parameter $\nu = 0$ darstellt. Analog zu (2.5) wird die WD der Signalamplitude R beschrieben durch

$$f_R(r, \Omega) = \frac{2r}{\Omega} \cdot e^{-\frac{r^2}{\Omega}}. \quad (2.8)$$

r bezeichnet wieder die stetige Zufallsvariable. Der Parameter $\Omega = E(R^2) = 2\sigma^2$ stellt die Leistung des Signals dar. Abbildung 2.7 zeigt einige Rayleigh-Verteilungen mit verschiedenen Werten von Ω zwischen $0,5$ und 4 .

Durch die Eigenschaft des Rayleigh-Fadings, keinen dominanten Signalanteil aufzuweisen, kann es aufgrund der statistischen Eigenschaften der einzelnen Si-

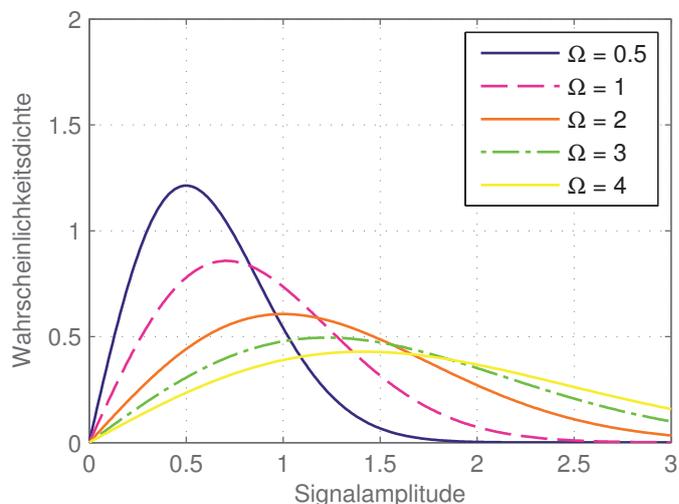


Abbildung 2.7: WD einer Rayleigh-verteiltern Signalamplitude mit verschiedenen Parameterwerten von Ω .

Signalanteile vergleichsweise häufig zu tiefen Pegelstürzen an der Empfangsantenne kommen. In Abbildung 2.7 ist zu erkennen, dass geringe Signalamplituden mit nicht vernachlässigbarem Anteil auftreten. Selbst Signale mit großer durchschnittlicher Leistung $\Omega = 4$ weisen noch signifikante Häufigkeiten kleiner Amplitudenwerte auf. Dies ist besonders auffällig im Vergleich zur Kurve der Rice-Verteilung mit $K = 20$ dB in Abbildung 2.6. Jene wurde für eine Gesamtleistung $\Omega = 1$ berechnet, also ein Viertel der Rayleigh-Kurve mit $\Omega = 4$, und weist dennoch keine signifikanten Häufigkeiten sehr kleiner Amplituden auf. Bei Szenarien mit Rayleigh-Fading ist also wesentlich häufiger mit Signalausfällen zu rechnen als bei Rice-Fading.

Ein Beispiel für den zeitlichen Verlauf eines empfangenen Antennensignalpegels in einem Szenario mit Mehrwegeausbreitung ist in Abbildung 2.8 dargestellt. Der dargestellte Abschnitt stammt aus der Signalaufzeichnung einer Patchantenne für *Sirius Satellite Radio* in den USA 2008. Die Fahrgeschwindigkeit bei der Aufzeichnung des Signals betrug etwa 40 km/h. Die abgebildeten Pegel wurden errechnet als Mittelwerte über eine Bandbreite von 3 MHz und einen zeitlichen Abschnitt von etwa 100 μ s. Sogar in diesem kurzen Zeitabschnitt von nur 1 s schwankt der Signalpegel um mehr als 15 dB. Die Auswertung zahlreicher aufgezeichneter Antennensignale hat gezeigt, dass die Abstände der tiefen Pegelstürze bis hinunter zu $\lambda/4$ reichen können. Ein längerer Abschnitt des Signals aus Abbildung 2.8 mit einer Gesamtdauer von 10 s wurde hinsichtlich der Häufigkeitsverteilung der Signalamplituden analysiert. Die daraus errechnete Häufigkeitsdichte (HD) ist in Abbildung 2.9 gezeigt. Ebenfalls dargestellt ist die WD-Kurve einer Rayleigh-Verteilung mit angepasstem Parameter $\Omega = 1,805 \cdot 10^{-8}$. Auffällig ist dabei, dass in der HD des analysierten Signals Amplitudenwerte kleiner als 0,5 V sehr viel seltener auftreten als bei der idealen Rayleigh-Verteilung. Weitergehende Analysen

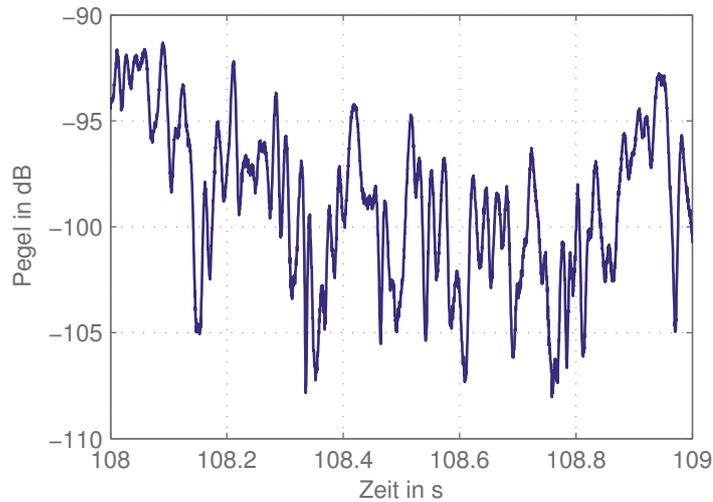


Abbildung 2.8: Zeitlicher Verlauf des Signalpegels eines Antennensignals in einem Empfangsszenario mit Rayleigh-Fading.

haben jedoch gezeigt, dass dies alleine auf die ausgewertete Bandbreite des Satellitensignals von 3 MHz zurückzuführen ist. Die vollständige Auslöschung eines Signals in einem Szenario mit Rayleigh-Fading tritt nur in einem kleinen Frequenzbereich auf, bei breitbandigen Signalen kommt es dagegen lediglich zu einer Reduzierung des Pegels. Abbildung 2.9 zeigt, dass die Rayleigh-Verteilung eine sehr gute Beschreibung der HD des Signalpegels in diesem Zeitabschnitt darstellt.

2.6 Antennendiversity-Empfangssysteme

Die Fadings des Empfangssignals, welche in Mehrwegsszenarien auftreten, können zu Bitfehlern im empfangenen Datenstrom bis hin zum totalen Verlust von Datenblöcken führen. Maßnahmen der Kanalkodierung und -übertragung wurden bereits in Kapitel 2.4.2 beschrieben. Während die bisher dargestellten Methoden auf Sender- beziehungsweise Systemseite implementiert werden müssen, kann auch die Verfügbarkeit des Signals am Empfänger erhöht werden.

In zahlreichen modernen Funkübertragungs- und Kommunikationsdiensten werden Diversity-Empfangssysteme bei mobilen Empfängern verwendet. Sie dienen dazu, die in Kapitel 2.5 beschriebenen Signalausfälle durch den Einsatz von mehreren Antennen zu vermeiden. So werden heute Antennendiversity-Systeme kommerziell bei Radio- und Fernsehempfang in Fahrzeugen, bei W-LAN, bei Funkmikrofonen, bei Mobiltelefonen und vielem mehr genutzt. Das Verfahren beruht auf der Tatsache, dass der gleichzeitige Ausfall aller Antennensignale mit steigender Anzahl von Antennen immer unwahrscheinlicher wird. Bei N statistisch unabhängigen Antennensignalen mit der jeweils gleichen Ausfallwahrscheinlichkeit p ist die Wahrscheinlichkeit p_{total} für den gleichzeitigen Ausfall aller Signale nur noch $p_{\text{total}} = p^N$ [66].

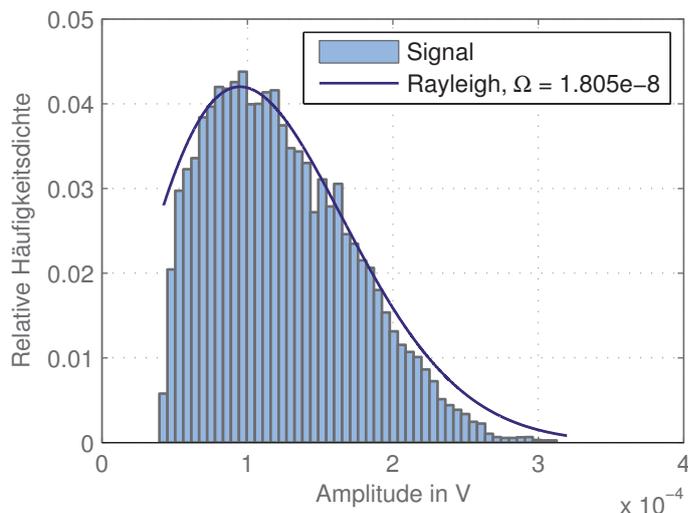


Abbildung 2.9: Häufigkeitsdichte der Signalamplitude aus dem Ausschnitt einer Aufzeichnung von Satellitenradio-Signalen. Die Gesamtdauer des analysierten Ausschnitts beträgt 10 s.

Es existieren verschiedene Systemkonzepte, von denen einige in diesem Kapitel erläutert werden. Die Systeme ziehen die Pegel oder das SNR der einzelnen Antennen sowie teilweise deren Phasendifferenzen als Entscheidungskriterien für die Antennenauswahl oder -kombination heran [11, 65]. In dieser Arbeit soll es vor allem um Antennendiversity-Empfangssysteme für den mobilen Satellitenradio-Empfang gehen, für den noch keine kommerziell verfügbare Lösung existiert.

Allen Systemen gemeinsam ist die Anforderung an eine niedrige Reaktionszeit auf Schwankungen der Signalamplituden (und gegebenenfalls -phasen). Dies resultiert aus den Abständen der tiefen Signaleinbrüche bis hinunter zu $\lambda/4$. Um für den kommerziellen Einsatz in Frage zu kommen, muss auch bei hohen Geschwindigkeiten die Funktionsfähigkeit des Diversity-Systems gewährleistet sein. Die maximal tolerable Periodendauer T_{Div} des Algorithmus ergibt sich aus dem Abstand der tiefen Pegeleinbrüche im Mehrwegesenario sowie der Fahrgeschwindigkeit des Empfängers, bis zu der das System zuverlässig arbeiten soll. Bei einer Geschwindigkeit von $v = 110 \frac{\text{km}}{\text{h}} \approx 68 \text{ mph}$ und einer angenommenen Distanz von $x = \lambda/4$ zwischen zwei tiefen Einbrüchen ergibt sich bei den Frequenzen des europäischen Satellitenradio-Bandes ein zeitlicher Abstand T_{Fade} von

$$T_{\text{Fade}} = \frac{x}{v} = \frac{\lambda}{4 \cdot v} = \frac{c_0}{4 \cdot f \cdot v} = 1,05 \text{ ms.} \quad (2.9)$$

Diese Zeit erhöht sich, wenn die Fahrgeschwindigkeit geringer ist oder die tiefen Einbrüche in größeren Abständen auftreten. Die Reaktion des Diversity-Systems auf schwankende Pegel muss in kürzeren Abständen erfolgen, um vor dem Schwinden des Signals eine alternative Verschaltung zu ermöglichen. Mit einer Diversity-

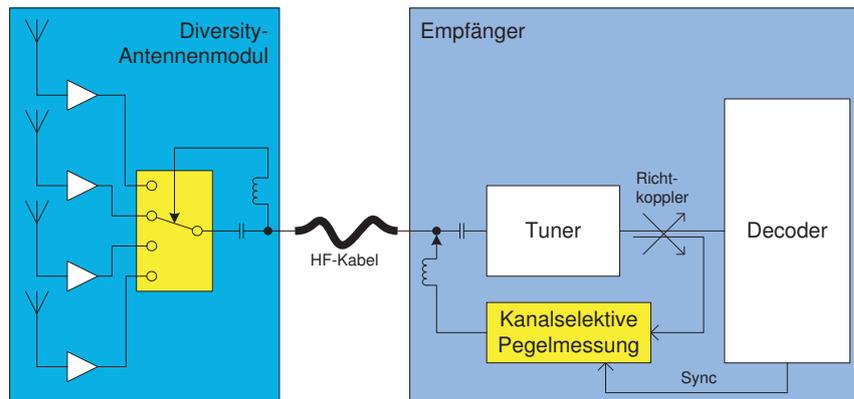


Abbildung 2.10: Schaltdiversity

Periode von

$$T_{\text{Div}} = \frac{T_{\text{Fade}}}{4} \approx 263 \mu\text{s} \quad (2.10)$$

ist dies beispielsweise sichergestellt.

2.6.1 Schaltdiversity

Ein sehr einfaches System ist das des Schaltdiversity. Es misst nacheinander oder parallel die empfangenen Pegel der Einzelantennen und vergleicht sie miteinander. Die Antenne mit dem höchsten Pegel oder SNR wird dann ausgewählt und zum Empfänger durchgeschaltet. Je nach gewünschtem Schaltverhalten kann ständig nach dem besten Signal gesucht werden oder erst bei Unterschreitung einer bestimmten Schwelle. Durch das Umschalten der Antennensignale treten Phasensprünge im Signal zum Empfänger auf, da die Antennensignale für den Einsatz im Diversity-System möglichst unkorreliert sein müssen. Wegen der verwendeten Phasenmodulation in den Satellitenradio-Signalen führt dies in der Regel zu Bitfehlern. Aus diesem Grund sind die Schaltvorgänge schnell durchzuführen, um die Anzahl der auftretenden Fehler zu reduzieren. Zur Synchronisierung der Phasen im Empfänger auf das übertragene Signal sind in regelmäßigen Abständen sogenannte Referenzphasensymbole eingebettet. Durch die Synchronisation des Schaltens mit diesem Referenzphasensymbol können die auftretenden Bitfehler minimiert werden [4]. Das Blockschaltbild eines Schaltdiversity-Systems ist in Abbildung 2.10 dargestellt.

Die Pegelmesseinheit muss bei allen Diversity-Systemen kanalselektiv sein, da eine breitbandige Optimierung aller Signale gleichzeitig nicht möglich ist. Dies führt zu einem nicht zu vernachlässigenden Hardware-Aufwand für diese Schaltung. Eine Reduzierung ist möglich, wenn die Signale vom Empfänger kanalselektiv auf einer Zwischenfrequenz (ZF) wieder ausgegeben werden. In diesem Fall kann auf die eigene Frequenzumsetzung zur Pegelmessung verzichtet werden.

Der einfache Aufbau des Schaltdiversity – es ist keine Signaladdition möglich und daher keine Phasendetektion und -einstellung erforderlich – ermöglicht ein

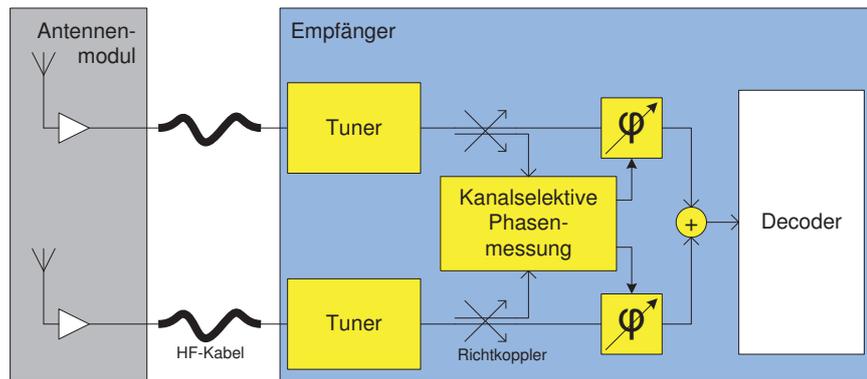


Abbildung 2.11: Phasendiversity-System.

günstiges Gesamtsystem. Es wird nur ein Messpfad und ein HF-Kabel vom Schalter zum Empfänger benötigt. Das Steuersignal für den Antennenschalter kann auf demselben Kabel zurückgeführt werden, ohne die Antennensignale zu stören [4]. Durch das Schalten zwischen den Antennensignalen treten für eine sehr kurze Zeit Störungen im Signal zum Empfänger auf. Diese sind allerdings nur in geringem Maße relevant und werden durch die Verbesserung des Empfangssignals durch das Diversity-System bei weitem aufgewogen [45].

2.6.2 Phasendiversity

Beim reinen Phasendiversity werden, im Gegensatz zum Schaltdiversity, die Antennen immer kombiniert. Es erfolgt keine Abschaltung oder Gewichtung einzelner Antennen. Zur konstruktiven Überlagerung der Antennensignale müssen erst ihre Phasendifferenzen ausgeglichen werden. Hierzu sind in den einzelnen Signalpfaden Phasenschieber integriert. Phasendetektion und -drehung sowie die Signaladdition können sowohl im analogen, als auch im digitalen Teil des Empfangspfades durchgeführt werden.

Die Phasendetektion muss für eine optimale Leistungsfähigkeit des Systems vor dem Addieren geschehen. Daraus folgt, dass jedes Antennensignal mit einem eigenen Kabel mit dem Empfänger verbunden werden muss. Außerdem benötigt jedes Signal eine eigene Empfangseinheit, da erst die Phasenmessung und -einstellung erfolgen muss, bevor die Überlagerung der Signale durchgeführt wird. Vorteil dieses Systems ist die Möglichkeit, durch die konstruktive Überlagerung von Signalen ein höheres SNR als das der besten Einzelantenne zu erreichen. Abbildung 2.11 zeigt den prinzipiellen Aufbau eines Phasendiversity mit zwei Antennen.

Die Anwendbarkeit von Phasendiversity beschränkt sich auf Signale mit ausreichend kleiner Bandbreite. Breitbandige Signale weisen im Mehrwegszenario keine konstante Phasendifferenz über der Signalbandbreite auf, so dass die konstruktive Überlagerung nicht im gesamten Frequenzbereich möglich ist. Die Unterbänder der Satellitenradio-Dienste sind ausreichend schmalbandig (maximal etwa 4 MHz bei *Sirius Satellite Radio*), so dass Phasendiversity hier anwendbar ist.

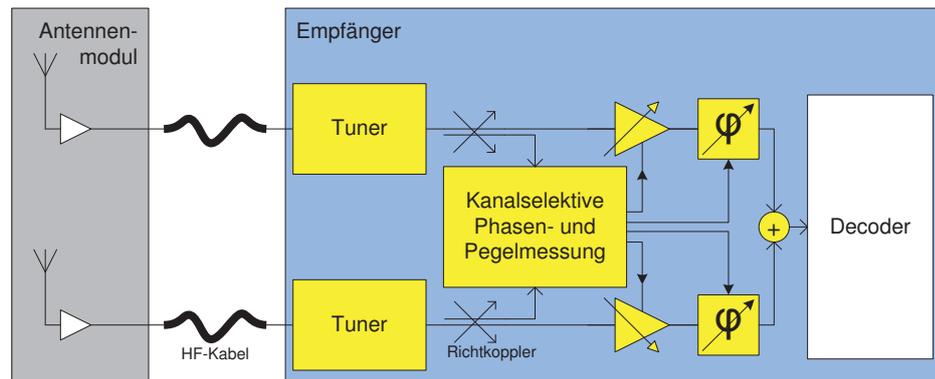


Abbildung 2.12: MRC

2.6.3 Maximum Ratio Combining Diversity

Ebenso wie Phasendiversity bietet Maximum Ratio Combining (MRC) die Möglichkeit, Signale konstruktiv zu überlagern. Zur weiteren Optimierung des SNR werden die Signale allerdings außerdem mit kontinuierlich einstellbaren Verstärkungs- beziehungsweise Dämpfungsfaktoren gewichtet. Durch diese Maßnahme kann das SNR des kombinierten Signals optimiert werden, woher auch der Name des Verfahrens stammt. Die Gewichtung der Signale kann zum Beispiel mit Verstärkern erfolgen, die eine einstellbare Verstärkung für jeden Pfad zur Verfügung stellen. Die Ermittlung der Gewichtungsfaktoren und der Phaseinstellungen erfolgt anhand des SNR aller Einzelantennen sowie deren Phasenlage zueinander. Ein vereinfachter Aufbau eines MRC-Systems ist in Abbildung 2.12 dargestellt. Wie man daraus erkennen kann, benötigt jedes Antennensignal einen eigenen Empfangspfad sowie ein eigenes Kabel zur Verbindung mit dem Empfänger. Da die Pegel- und Phasendetektion erst in der ZF erfolgen kann, ist auch ein eigener Tuner für jedes Signal notwendig.

2.6.4 Schalt-Phasen-Diversity

Schalt-Phasen-Diversity kann entweder als eine Kombination der beiden Systeme Schaltdiversity und Phasendiversity gesehen werden, oder als vereinfachtes MRC-System. Der vereinfachte Aufbau eines Schalt-Phasen-Diversity ist in Abbildung 2.13 dargestellt. Phasenschieber ermöglichen die konstruktive Überlagerung mehrerer Antennensignale, während mit Hilfe der Schalter eine Antennenauswahl durchgeführt wird. In den einzelnen Signalpfaden sind hierzu sowohl Phasenschieber als auch Schalter integriert. Ein nachgeschalteter Addierer ermöglicht die Kombination der Signale.

Aufgrund der Möglichkeit der Signalüberlagerung erzielt das Schalt-Phasen-Diversity ebenfalls eine Verbesserung des SNR von bis zu 3 dB bei identischen Einzelantennenpegeln. Durch die Schalter erfolgt eine „Gewichtung“ der Antennensignale vor der Addition. Im Gegensatz zum MRC-System ist aber kein kontinuierliches Signalgewicht möglich, sondern lediglich das vollständige Zu- oder Ab-

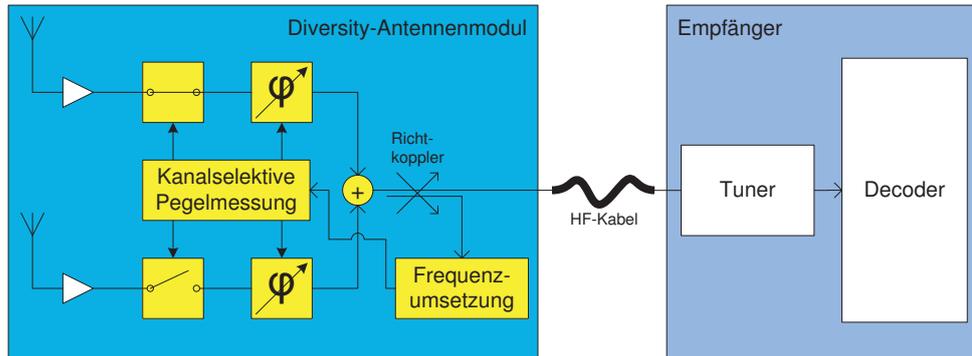


Abbildung 2.13: Schalt-Phasen-Diversity.

schalten des Einzelsignals. Wie in Kapitel 3.2.3 dargelegt wird, ist zur Ermittlung der optimalen Systemeinstellungen lediglich eine Pegelmesseinheit erforderlich, eine direkte Phasemessung ist nicht notwendig. Die Messung kann im Anschluss an die Überlagerung der Antennensignale erfolgen.

Wie beim Schaltdiversity wird auch hier nur ein Kabel zur Verbindung mit dem Empfänger benötigt. Ein einzelner Signalpfad im Empfänger ist folglich ausreichend. Ein Schalt-Phasen-Diversity-System kann wie eine Einzelantenne mit diesem verbunden werden, liefert aber wesentlich ausfallsicherere Signale durch die Verschaltung mehrerer Antennen. Es kann also als sogenannte stand-alone-Lösung ohne Modifikation oder Austausch anderer Empfangskomponenten eine Einzelantenne ersetzen.

2.6.5 Vergleich der Leistungsfähigkeit der Diversity-Systeme

Die Unterschiede der Diversity-Empfangssysteme führen zu sehr verschiedenen Hardware-Anforderungen und Kosten. Der Nutzen von Diversity, der sich in der Verbesserung des Empfangspegels beziehungsweise des SNR ausdrückt, lässt sich durch Simulation und Rechnung abschätzen. Ausgehend von Pegelverläufen aufgezeichneter Signale wurde das errechnete Empfangssignal der verschiedenen Diversity-Verfahren bestimmt. Die Phasendifferenzen der beiden Einzelantennensignale wurden als unkorreliert und gleichverteilt zwischen 0° und 360° angenommen. Ein Auszug der Signalverläufe ist in Abbildung 2.14 dargestellt. Bei tiefen Pegelbrüchen eines der Antennensignale (beispielsweise bei Sample 1300) ist zu erkennen, dass die Diversity-Systeme mit Schalt- beziehungsweise Gewichtungsfunktion ein mit dem besseren Signalpegel nahezu identisches Ergebnis liefern. Das SNR des Ausgangssignals von Phasendiversity wird durch den Rauschbeitrag aus dem Signal mit sehr niedrigem Pegel negativ beeinflusst. Hier ist also Schaltdiversity besser als Phasendiversity. In Fällen, in denen beide Signale gleiche Pegel aufweisen, wie um Sample 1400 zu sehen, kann ein Gewinn von bis zu 3 dB durch die Kombination der Signale erzielt werden. Hier liefert wiederum Schaltdiversity niedrigere Pegel als die Systeme mit der Möglichkeit zur Signaladdition. Wie erwähnt kommt beim idealen MRC-Diversity immer das bestmögliche SNR zu-

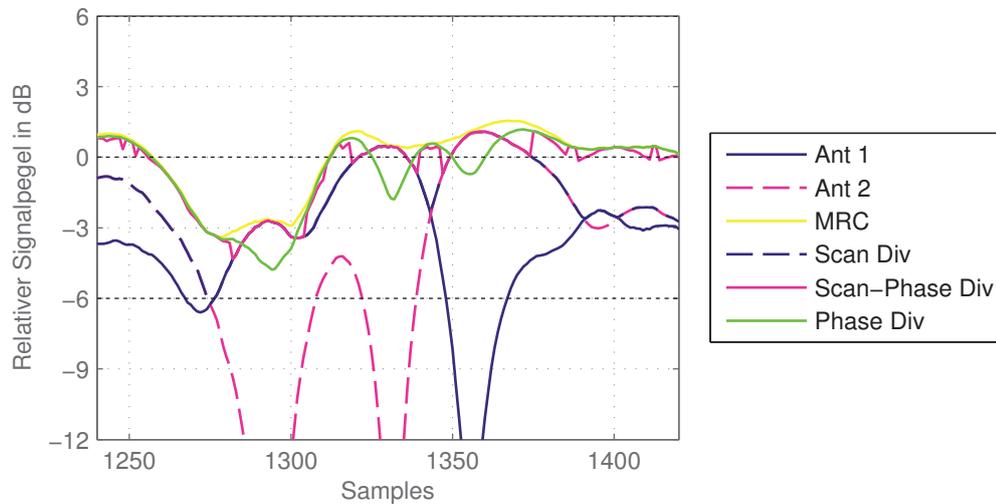


Abbildung 2.14: Zeitlicher Verlauf der empfangenen Signalpegel eines Satellitenradio-Dienstes von zwei Einzelantennen, gewonnen aus Aufzeichnungen [79]. Die Signale der Diversity-Systeme wurden unter der Annahme idealer Implementierungen errechnet. Scan-Phase-Diversity (Schalt-Phasen-Diversity) weist hierbei eine Phasenschrittweite von 45° auf.

stande, allerdings unterscheidet sich das Signal des Schalt-Phasen-Diversity kaum davon. Die Abweichung beträgt über die gesamte Dauer der Aufzeichnung im Durchschnitt nur 0,36 dB. Alle Diversity-Systeme zeigen im Mittel deutliche Verbesserungen des Empfangspegels gegenüber den Einzelsignalen.

2.6.6 Abschließende Bewertung der Systeme

Neben der Betrachtung der erzielbaren Verbesserungen der Signalpegel durch die unterschiedlichen Diversity-Systeme muss auch ein Vergleich der notwendigen Systemkomponenten angestellt werden, um eine abschließende Bewertung zu erlauben. Ein vereinfachter Überblick über wesentliche Systemkomponenten ist in Tabelle 2.2 gegeben. Schaltdiversity zeigt den einfachsten Aufbau der vorgestellten Systeme (siehe Abbildungen 2.10).

Gegenüber einer Einzelantenne kommen auf dem Antennenmodul selbst lediglich drei einfache Systemteile hinzu. Wegen der notwendigen Abstimmung der Schaltvorgänge mit der Referenzphasenübertragung ist dieses System nur mit Kooperation des Empfängers realisierbar. Im Vergleich dazu ist der Aufbau von Phasendiversity in Abbildung 2.11 wesentlich komplexer. Da die Phasendetektion vor der Signalüberlagerung erfolgen muss, ist für jede Antenne ein eigenes HF-Kabel sowie ein eigener Tuner und Phasenschieber erforderlich. Die Dekodierung aller Signale erfordert komplexe und teure Systemkomponenten. Auch in einem MRC-System muss für jedes Antennensignal ein eigenes HF-Kabel sowie je ein Tu-

	Schalt- Div.	Phasen- Div.	MRC Div.	Schalt-Phasen- Div.
Ant.-LNA	n	n	n	n
HF-Kabel	1	n	n	1
Tuner	1	n	n	1
Frequenzums.	–	–	–	1
Messgröße	Pegel	Phase	Pegel + Phase	Pegel

Tabelle 2.2: Benötigte Anzahl ausgewählter Schaltungsteile sowie Messgröße für verschiedene Diversity-Systeme mit n Antennen.

ner eingesetzt werden. Zusätzlich zu den Funktionseinheiten des Phasendiversity ist hier eine Pegelmesseinheit und regelbare Verstärker oder Dämpfungsglieder notwendig. (Selbst eine digitale Implementierung der Pegel- und Phasemessung sowie der Gewichtung der Signale erfordert zusätzliche Funktionseinheiten und damit mehr „Platz“ im Digitalteil, wodurch wiederum höhere Kosten entstehen.)

Das Schalt-Phasen-Diversity aus Abbildung 2.13 vereint die Vorteile der Systemkonzepte von Schaltdiversity und Phasendiversity. Gegenüber einer Einzelantenne werden zusätzlich Schalter, Phasenschieber und ein Kombinator im Antennenmodul benötigt. Bei Phasendiversity und MRC müssen alle Signale dekodiert werden, so dass der Tuner mittels Regelschleifen genau auf deren Trägerfrequenz und Phasenlage abgestimmt werden muss. Die einfache Frequenzumsetzung im Schalt-Phasen-Diversity ermöglicht lediglich die Pegelmessung im Zwischenfrequenzbereich. Die Dekodierung der Signale ist nicht erforderlich, so dass diese feine Abstimmung hier entfällt. Das Schalt-Phasen-Diversity-System muss auch keine Synchronisierung der Umschaltvorgänge mit den Referenzphasen der Signale beachten und ist somit unabhängig vom Empfänger als vollkommen eigenständiges Antennenmodul anzusehen. Ein einzelnes HF-Kabel verbindet das Diversity-Antennenmodul mit dem Standard-Empfänger. Ein einfacher Tausch einer Einzelantenne gegen das Schalt-Phasen-Diversity-System ermöglicht besseren Empfang für den Endnutzer ohne die Notwendigkeit, andere Systemkomponenten zu modifizieren oder zu ersetzen.

3 Antennendiversity-Empfangssystem für Sirius Satellite Radio

Die in Kapitel 2.6 beschriebenen Systeme werden teils bereits in Empfangssystemen für verschiedene Rundfunkdienste kommerziell genutzt. Beispielsweise werden Schaltdiversity-Systeme seit vielen Jahren beim automobilen Empfang von UKW-Sendern verwendet [44]. Auch Phasendiversity-Systeme werden für diesen Einsatzzweck häufig kommerziell eingesetzt [10, 94]. Für den Empfang von Satellitenradio-Diensten wird in der Automobilindustrie aus Kostengründen bisher eine Einzelantenne verwendet.

In Kapitel 2.6.4 wurde ein Schalt-Phasen-Diversity-System vorgestellt, das eine zu MRC vergleichbare Verbesserung des SNR des Empfangssignals ermöglicht, jedoch mit geringerer Hardware-Komplexität und damit geringeren Kosten aufgebaut werden kann. Dieses System ist für den Empfang von Satellitenradio-Diensten noch nicht kommerziell am Markt verfügbar. Die in Kapitel 2.6.5 gezeigten Auswertungen der Leistungsfähigkeit des Schalt-Phasen-Diversity in Kombination mit den geringen Hardwarekosten, welche in Kapitel 2.6.6 im Vergleich zu anderen Systemen dargestellt wurden, zeigen jedoch das große Potential dieses Verfahrens.

Ein Demonstrator wurde am *Institut für Hoch- und Höchstfrequenztechnik* der *Universität der Bundeswehr München* untersucht, aufgebaut und bereits erfolgreich im Realszenario getestet, allerdings speziell für *Sirius Satellite Radio*. Mit diesem konnten die beschriebenen Vorteile des Systemaufbaus sowie die erzielbaren Verbesserungen der Audioverfügbarkeit in Feldtests eindrucksvoll gezeigt werden [6, 47, 78]. Die vorliegende Arbeit untersucht die Grenzen dieses Diversity-Verfahrens und erweitert den Anwendungsbereich auf mehrere Satellitenradio-Dienste. Zunächst soll die Funktionsweise des bestehenden Systems beschrieben werden, bevor in Kapitel 4 das in dieser Arbeit entstandene, mehrdienstfähige System vorgestellt wird.

3.1 Systemaufbau im Überblick

Das Schalt-Phasen-Diversity-System für *Sirius Satellite Radio* besteht aus dem HF-Pfad zur Phasendrehung sowie Auswahl und Kombination der Signale, der Pegelmessschaltung zur Bestimmung der Signalpegel und der Logikeinheit, welche den Diversity-Algorithmus implementiert. Ein Blockschaltbild des Diversity-Systems ist in Abbildung 3.1 gezeichnet. Die einzelnen Funktionsblöcke sind darin zur Kennzeichnung farblich hinterlegt, sie werden in den folgenden Abschnitten ausführlicher behandelt. Das Antennenmodul arbeitet vollkommen unabhängig vom eingesetzten Satellitenradio-Empfänger. Die Verbindung zwischen diesen erfolgt

über ein einzelnes Kabel, welches das Antennenmodul mit Gleichstrom versorgt und das HF-Signal zum Empfänger leitet.

Der HF-Pfad im Antennenmodul ermöglicht die Auswahl und Kombination der einzelnen Antennensignale. Er besteht aus Verstärkern, PIN-Dioden-Schaltern, Phasenschiebern, einem Kombinator und einem Richtkoppler zum Auskoppeln des Messsignals für die Pegelmessungseinheit. Die Verstärker dienen lediglich dem Ausgleich der durch die folgenden Komponenten eingefügten Dämpfung, um die Gesamtanordnung gegenüber dem Empfänger pegelneutral zu realisieren. Die Phasenanpassung der Antennensignale wird mittels Phasenschiebern aus schaltbaren Umwegleitungen erreicht. Diodenschalter ermöglichen die Messung von Einzelsignalpegeln sowie das Abschalten von Signalen mit niedrigem SNR. Die eigentliche Überlagerung wird mit einem diskreten Wilkinson-Kombinator vorgenommen.

Die Pegelmessschaltung koppelt einen Teil der Signalenergie mittels eines Richtkopplers aus (im Signalpfad hinter dem Kombinator positioniert) und bestimmt den Pegel dieses Signals. Zunächst erfolgt hierzu eine Verstärkung des Signals, um die in der folgenden Frequenzumsetzung auftretenden Verluste zu kompensieren. Die Frequenzumsetzung wird mit einem passiven Mischer durchgeführt. Der Lokaloszillator (LO) wird aus dem Takt eines Referenzquarz mittels einer Phasenregelschleife (Phase-Locked Loop (PLL)) erzeugt. Er muss nicht an den Träger des Satellitensignals gekoppelt werden, so dass eine komplexe Rückgewinnung von dessen Frequenz und Phase hier (im Gegensatz zum Tuner im Empfänger) entfällt. Bei der Zwischenfrequenz erfolgt eine weitere Verstärkung sowie die kanalselektive Filterung des Signals getrennt in die beiden Bänder TDM-1 und TDM-2. Beide Signale werden im Folgenden an je einen logarithmischen Detektor geleitet, der eine zum logarithmischen Pegel proportionale Spannung ausgibt. Diese Spannung wird wiederum mit Hilfe eines Integrationsglieds über eine Messdauer von 5 μ s aufintegriert und schließlich für die Analog-Digital-Umsetzer (ADU) mittels eines Halteglieds gehalten.

Der Diversity-Algorithmus ist auf der Micro-Controller Unit (MCU) implementiert. Er initiiert die Pegelmessungen, wertet sie aus und steuert die Phasenschieber und Schalter des HF-Pfads. Die integrierte ADU wird verwendet, um das als Spannungswert vorliegende Ergebnis der Pegelmessschaltung zu digitalisieren.

3.2 Programmablauf des Schalt-Phasen-Diversity-Systems

Wie bereits erwähnt wurde, ermöglicht das Schalt-Phasen-Diversity-System die sowohl die Auswahl von Antennensignalen, als auch deren phasenrichtige Überlagerung. Die Abschaltung von Signalen verhindert den Eintrag von Rauschen durch eine Einzelantenne mit schlechtem Pegel. Die Überlagerung erlaubt einen Zusatzgewinn und somit ein SNR, welches besser ist als das der Eingangssignale. Beide Möglichkeiten gemeinsam erlauben eine Leistungsfähigkeit, welche einem MRC-System kaum nachsteht.

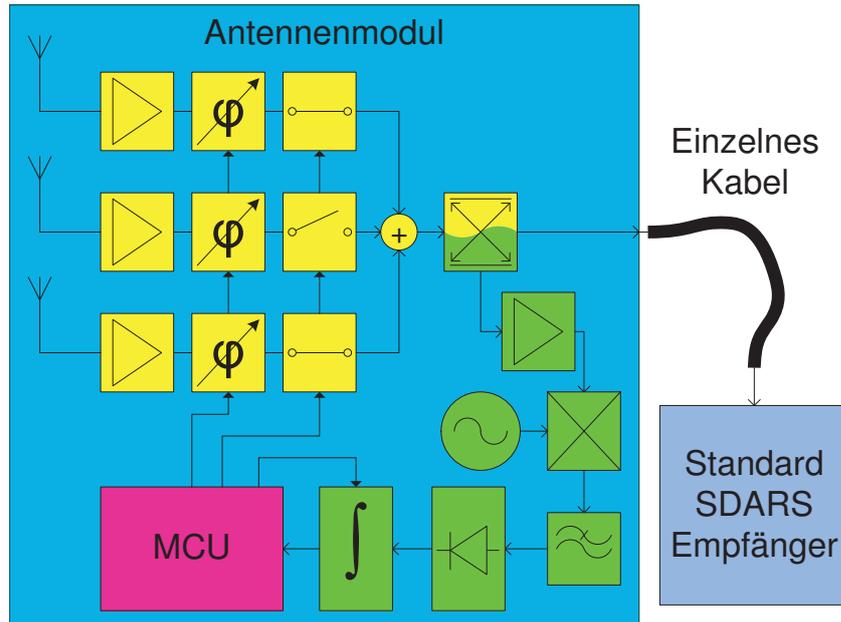


Abbildung 3.1: Blockschaltbild des Schalt-Phasen-Diversity. Das Antennenmodul arbeitet vollkommen unabhängig vom eingesetzten Satellitenradio-Empfänger. Die Verbindung zwischen Antennenmodul und Empfänger erfolgt über ein einzelnes Kabel, welches das Antennenmodul mit Gleichstrom versorgt und das HF-Signal zum Empfänger leitet.

3.2.1 Algorithmus zur Auswahl und Kombination zweier Antennensignale

Ein vereinfachter Ablauf des Programms zur Auswahl aus und Verschaltung von zwei Antennensignalen ist in Abbildung 3.2 dargestellt. Dieser Algorithmus wurde im Rahmen dieser Arbeit von früheren Versionen weiterentwickelt [5]. Er erlaubt nun die pegelbasierte Abschaltung von Antennensignalen.

Zu Beginn eines Durchlaufs wird der Pegel der aktuellen Verschaltung gemessen. Liegt dieser Pegel oberhalb eines Schwellwertes, dann liegen gute Empfangsbedingungen vor, es muss keine Änderung der Verschaltung vorgenommen werden. Falls jedoch der Pegel kleiner als der Schwellwert ist, so wird anhand weiterer Messungen eine bessere Verschaltung der Antennensignale gesucht. Wenn eine bisher aufgeschaltete Einzelantenne immer noch einen wesentlich höheren Pegel liefert als die andere Antenne, dann ist keine Änderung der Verschaltung notwendig. In allen anderen Fällen werden zunächst die Pegel der beiden Einzelantennen sowie der Summenschaltung bestimmt. Sollten beide Einzelantennen ähnliche Pegel aufweisen, so wird nach Bestimmung der Phasendifferenzen zum Summensignal eine optimale Überlagerung hergestellt, wobei Phasensprünge gegenüber der vorherigen Verschaltung vermieden werden. Wenn eine der Einzelantennen einen wesent-

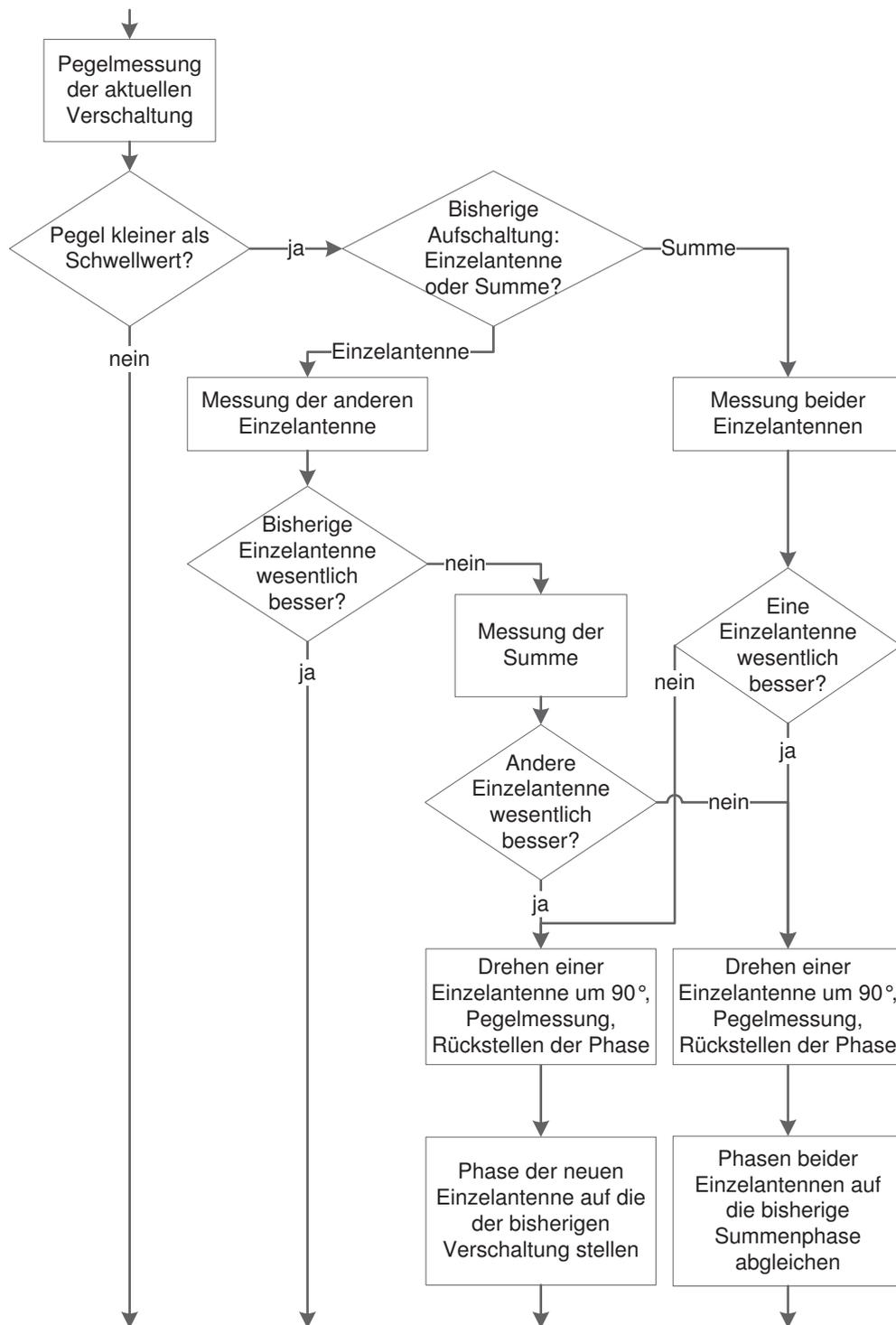


Abbildung 3.2: Algorithmus zur Auswahl aus und Verschaltung von zwei Antennensignalen im Schalt-Phasen-Diversity-System.

lich größeren Signalpegel aufweist als die andere, so wird die Phase dieses Signals so angepasst, dass sie mit der Phase der vorherigen Verschaltung übereinstimmt, um wiederum einen Phasenfehler im Ausgangssignal zu vermeiden.

3.2.2 Herleitung des Pegelverhältnisses zur Signalabschaltung

In Abbildung 2.14 sind die berechneten Ausgangssignale unterschiedlicher Diversity-Systeme dargestellt. Wie die Kurven von Phasendiversity, Schalt-Phasen-Diversity und MRC-Diversity zeigen, ist die Überlagerung der Signale nur sinnvoll, wenn diese näherungsweise identische Pegel aufweisen. Der maximale Pegelunterschied, mit dem eine Kombination der Signale noch zu einer Verbesserung des SNR führt, kann aus den Schaltungseigenschaften des Wilkinson-Kombinators abgeleitet werden. Die Streumatrix dieses Bauteils lautet unter der Annahme der Verlustlosigkeit

$$\underline{S}_{\text{Wilkinson}} = \begin{pmatrix} 0 & \frac{-j}{\sqrt{2}} & \frac{-j}{\sqrt{2}} \\ \frac{-j}{\sqrt{2}} & 0 & 0 \\ \frac{-j}{\sqrt{2}} & 0 & 0 \end{pmatrix}, \quad (3.1)$$

wenn der Summenausgang als Tor 1 bezeichnet wird. Im Folgenden werden an den Toren 2 und 3 die Signale \underline{s}_2 beziehungsweise \underline{s}_3 eingespeist. Da die Überlagerung der Signale unter der Annahme idealer Gleichphasung betrachtet werden soll, wird die Phase beider Signale zu 0° definiert, sodass anstatt komplexer Werte mit rein reellen Werten gerechnet werden kann

$$\underline{s}_2 = s_2, \quad (3.2)$$

$$\underline{s}_3 = s_3. \quad (3.3)$$

Die Leistungen dieser Signale sollen zur Vereinfachung der Rechnung unter Vernachlässigung der genauen Proportionalität lauten

$$P_{2,3} = s_{2,3}^2 \quad (3.4)$$

Den Signalen $s_{2,3}$ mit der Leistung $P_{2,3}$ sei jeweils die Rauschleistung $N_{2,3}$ überlagert, welche aus dem Effektivwert $n_{2,3\text{eff}}$ der Rauschamplitude $n_{2,3}$ berechnet wird mittels

$$N_{2,3} = n_{2,3\text{eff}}^2 = \sqrt{\overline{n_{2,3}^2}}^2 = \overline{n_{2,3}^2}, \quad (3.5)$$

wobei $\overline{n_{2,3}^2}$ den Mittelwert des Amplitudenquadrats von $n_{2,3}$ darstellt. Das SNR der Signale errechnet sich gemäß

$$SNR_{2,3} = \frac{P_{2,3}}{N_{2,3}}. \quad (3.6)$$

Zunächst wird in nur eines der beiden Tore 2 oder 3 ein Signal $s_{2,3}$ mit der Leistung $P_{2,3}$ eingespeist. Die Amplitude $s_{1,\text{Einzel}}$ und Leistung $P_{1,\text{Einzel}}$ am Ausgang

des Summentors 1 lauten dann

$$s_{1,\text{Einzel}} = \frac{-j}{\sqrt{2}} \cdot s_{2,3}, \quad (3.7)$$

$$P_{1,\text{Einzel}} = s_{1,\text{Einzel}}^2 = \left(\frac{-j}{\sqrt{2}} \cdot s_{2,3} \right)^2 = \frac{s_{2,3}^2}{2} = \frac{P_{2,3}}{2}. \quad (3.8)$$

Für die Rauschleistung $N_{1,\text{Einzel}}$ gilt analog

$$n_{1,\text{Einzel,eff}} = \frac{-j}{\sqrt{2}} \cdot n_{2,3,\text{eff}}, \quad (3.9)$$

$$N_{1,\text{Einzel}} = n_{1,\text{Einzel}}^2 = \left(\frac{-j}{\sqrt{2}} \cdot n_{2,3,\text{eff}} \right)^2 = \frac{n_{2,3,\text{eff}}^2}{2} = \frac{N_{2,3}}{2}. \quad (3.10)$$

Hieraus ergibt sich für das SNR an Tor 1 $SNR_{1,\text{Einzel}}$

$$SNR_{1,\text{Einzel}} = \frac{P_{1,\text{Einzel}}}{N_{1,\text{Einzel}}} = \frac{P_{2,3}/2}{N_{2,3}/2} = SNR_{2,3}, \quad (3.11)$$

es hat also unverändert den Wert des Eingangssignals.

Werden stattdessen nun an beiden Toren 2 und 3 zugleich die Signale s_2 und s_3 eingespeist, so ergibt sich für das Summensignal $s_{1,\text{Summe}}$ und dessen Leistung $P_{1,\text{Summe}}$ aus der Superposition der Ausgangssignale der beiden Einzelfälle

$$s_{1,\text{Summe}} = \frac{-j}{\sqrt{2}} \cdot s_2 + \frac{-j}{\sqrt{2}} \cdot s_3 = \frac{-j}{\sqrt{2}} \cdot (s_2 + s_3), \quad (3.12)$$

$$P_{1,\text{Summe}} = s_{1,\text{Summe}}^2 = \left(\frac{-j}{\sqrt{2}} \cdot (s_2 + s_3) \right)^2 = \frac{(s_2 + s_3)^2}{2}. \quad (3.13)$$

Die Überlagerung der Rauschsignale erfolgt unter der Annahme unkorrelierten Rauschens mit gaußverteilten Amplituden und zufälligen Phasen, so dass allgemein für die Summe n_Σ zweier Rauschsignale $n_{2,\text{eff}}$ und $n_{3,\text{eff}}$ gilt

$$n_{\Sigma,\text{eff}} = \sqrt{n_{2,\text{eff}}^2 + n_{3,\text{eff}}^2}. \quad (3.14)$$

Unter Berücksichtigung der Streumatrix des Wilkinson-Kombinators ergibt sich für die Summe der Rauschsignale am Tor 1

$$\begin{aligned} n_{1,\text{Summe,eff}} &= \sqrt{\left(\frac{-j}{\sqrt{2}} \cdot n_{2,\text{eff}} \right)^2 + \left(\frac{-j}{\sqrt{2}} \cdot n_{3,\text{eff}} \right)^2} = \\ &= \sqrt{\frac{1}{2} \cdot (n_{2,\text{eff}}^2 + n_{3,\text{eff}}^2)}, \end{aligned} \quad (3.15)$$

$$N_{1,\text{Summe}} = n_{1,\text{Summe,eff}}^2 = \frac{1}{2} \cdot (n_{2,\text{eff}}^2 + n_{3,\text{eff}}^2). \quad (3.16)$$

Nimmt man zunächst an, dass die beiden eingespeisten Signale die gleiche Am-

3.2. PROGRAMMABLAUF DES SCHALT-PHASEN-DIVERSITY-SYSTEMS

plitude $s = s_2 = s_3$ aufweisen, so ist

$$P = P_2 = P_3, \quad (3.17)$$

$$s_{1,\text{Summe}} = \frac{-j}{\sqrt{2}} \cdot (s_2 + s_3) = \frac{-j}{\sqrt{2}} \cdot (2s) = -j\sqrt{2}s, \quad (3.18)$$

$$P_{1,\text{Summe}} = s_{1,\text{Summe}}^2 = \left(\sqrt{2}s\right)^2 = 2s^2 = 2P = P_2 + P_3. \quad (3.19)$$

Für identische effektive Rauschamplituden $n_{\text{eff}} = n_{2,\text{eff}} = n_{3,\text{eff}}$ der beiden Signale folgt

$$N = N_2 = N_3 \quad (3.20)$$

$$n_{1,\text{Summe,eff}} = \sqrt{\frac{1}{2} \cdot (2n_{\text{eff}}^2)} = n_{\text{eff}}, \quad (3.21)$$

$$N_{1,\text{Summe}} = n_{1,\text{Summe,eff}}^2 = n_{\text{eff}}^2 = N. \quad (3.22)$$

Die Berechnung des SNR des Summensignals an Tor 1 aus (3.19) und (3.22) ergibt

$$SNR_{1,\text{Summe}} = \frac{P_{1,\text{Summe}}}{N_{1,\text{Summe}}} = \frac{2P}{N} = 2 \cdot SNR_{2,3}, \quad (3.23)$$

was der bereits erwähnten Steigerung des SNR um 3 dB durch Summation zweier identischer Signale entspricht.

Ist eine Signalamplitude aufgrund eines tiefen Pegeleinbruchs im Fading-Szenario sehr klein, also beispielsweise $s_2 = 0$, wobei die effektive Rauschamplitude beider Antennen $n_{\text{eff}} = n_{2,\text{eff}} = n_{3,\text{eff}}$ identisch ist, so sinkt das SNR des Summensignals unter das der besseren Einzelantenne

$$s_{1,\text{Summe}} = \frac{-j}{\sqrt{2}} \cdot (0 + s_3) = \frac{-j}{\sqrt{2}} s_3, \quad (3.24)$$

$$P_{1,\text{Summe}} = s_{1,\text{Summe}}^2 = \frac{1}{2} P_3, \quad (3.25)$$

$$n_{1,\text{Summe,eff}} = \sqrt{\frac{1}{2} \cdot (2n_{\text{eff}}^2)} = n_{\text{eff}}, \quad (3.26)$$

$$N_{1,\text{Summe}} = n_{1,\text{Summe,eff}}^2 = n_{\text{eff}}^2 = N, \quad (3.27)$$

$$SNR_{1,\text{Summe}} = \frac{P_{1,\text{Summe}}}{N_{1,\text{Summe}}} = \frac{P}{2N} = 0,5 \cdot SNR_3, \quad (3.28)$$

was einer Veränderung des SNR um -3 dB durch Summation und damit einer Verringerung gegenüber dem SNR des Eingangssignals entspricht. Dieser Fall kann bei Phasendiversity auftreten, da hier keine Abschaltung oder Gewichtung der Signale möglich ist.

Von Interesse für die weiteren Betrachtungen im Rahmen dieser Arbeit ist dasjenige Amplitudenverhältnis $k = s_2/s_3$, bei dem das SNR nach der Summation

mit dem SNR der besseren Einzelantenne vor der Summation identisch ist

$$SNR_{1,Summe} \stackrel{!}{=} SNR_3 \text{ für } k < 1. \quad (3.29)$$

Zunächst wird hierzu der Pegel des Summensignals unter den genannten Voraussetzungen bestimmt

$$s_{1,Summe} = \frac{-j}{\sqrt{2}} \cdot (k \cdot s_3 + s_3) = \frac{-j}{\sqrt{2}} \cdot s_3 \cdot (k + 1), \quad (3.30)$$

$$P_{1,Summe} = s_{1,Summe}^2 = \frac{s_3^2 \cdot (k + 1)^2}{2}. \quad (3.31)$$

Die Rauschleistung $N_{1,Summe}$ beträgt nach (3.22) unverändert $N_{1,Summe} = N$. Durch Einsetzen von (3.6) und (3.31) in (3.29) und Umformung derselben kann man nun den gesuchten Faktor k ermitteln

$$1 = \frac{SNR_{1,Summe}}{SNR_3},$$

$$1 = \frac{\frac{s_3^2 \cdot (k+1)^2}{2N}}{\frac{s_3^2}{N}} = \frac{(k+1)^2}{2},$$

$$k = \sqrt{2} - 1 \approx 0,414, \quad (3.32)$$

$$k_{\log} = 20 \log_{10}(k) = -7,66 \text{ dB} \quad (3.33)$$

Nach (3.33) muss also im Schalt-Phasen-Diversity-System die Abschaltung des Signals mit dem niedrigeren SNR erfolgen, wenn das Pegelverhältnis beider Antennensignale einen Wert von $\pm 7,66$ dB oder mehr aufweist.

3.2.3 Berechnung der Phasendifferenz zweier Signale aus Pegelinformationen

Der Aufbau einer Schaltung zur direkten Messung der Phasendifferenzen zweier Antennensignale wäre zu komplex und damit kostspielig für den Einsatz im automobilen Satellitenradio-Empfang. Durch die Anwendung trigonometrischer Beziehungen zwischen den Antennensignalen und zweier unterschiedlicher Signalsummen ist jedoch der Rückschluss von Pegelmessungen auf die Phasenbeziehung der Signale möglich. Durch dieses Vorgehen ist die Messung der Signalpegel für das Schalt-Phasen-Diversity ausreichend.

Die Durchführung der Berechnungen wird im Folgenden anhand eines komplexen Zeigerdiagramms beschrieben, welches in Abbildung 3.3 dargestellt ist. Dabei werden für die Gleichphasung zweier Antennen vier Messwerte verwendet, nämlich die linearen Pegel der beiden Einzelantennen, sowie lineare Pegel von zwei Signalsummen mit unterschiedlichen Phasenstellungen. Die Benennung dieser Pegel erfolgt im weiteren Verlauf dieser Arbeit nach folgendem Schema:

- Pegel der Summe der Antennensignale ($Pt1$)

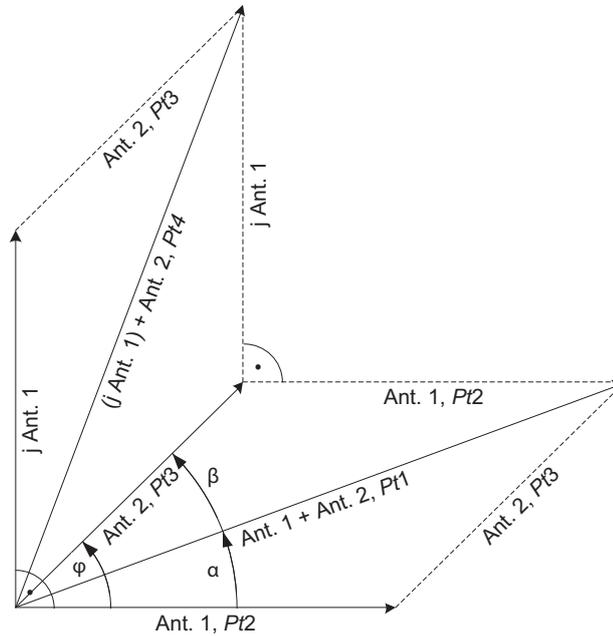


Abbildung 3.3: Zwei Antennensignale und deren Signalsumme im komplexen Zeigerdiagramm. Die angegebenen Pegel ($Pt2, \dots$) sind jeweils proportional zum Quadrat der zugehörigen Zeigerlänge (Amplitude). Dargestellt ist ebenfalls die Signalsumme mit Drehung einer Antenne um 90° ($\text{Ant. 1} \cdot e^{j90^\circ} = j\text{Ant. 1}$).

- Pegel der ersten Einzelantenne ($Pt2$)
- Pegel der zweiten Einzelantenne ($Pt3$)
- Pegel der Summe der Antennensignale, wobei eines der Signale (beispielsweise Ant. 1 in Abbildung 3.3) um 90° in der Phase verschoben wird ($Pt4$)

Aus diesen vier Werten können drei verschiedene Winkel bestimmt werden, welche die Phasendifferenzen der Antennensignale untereinander sowie zum Summensignal bezeichnen. Die Lage dieser Winkel im komplexen Zeigerdiagramm ist in Abbildung 3.3 verdeutlicht.

- Phasendifferenz beider Einzelantennen zueinander (φ)
- Phasendifferenz der ersten Antenne zum momentanen Summensignal (α)
- Phasendifferenz der zweiten Antenne zum momentanen Summensignal (β)

Die Berechnung dieser Phasen erfolgt nach den folgenden Formeln [5, 46]:

$$\alpha = \arctan \left(\frac{Pt4 - Pt2 - Pt3}{Pt1 + Pt2 - Pt3} \right), \quad (3.34)$$

$$\beta = \arctan \left(\frac{Pt4 - Pt2 - Pt3}{Pt1 - Pt2 + Pt3} \right), \quad (3.35)$$

$$\varphi = \arctan \left(\frac{Pt4 - Pt2 - Pt3}{Pt1 - Pt2 - Pt3} \right). \quad (3.36)$$

Die Berechnung der arctan-Funktion in der einfachen MCU des Diversity-Systems würde zu lange dauern. Da die Phaseneinstellung durch die Verwendung von Phasenschaltern nur diskret erfolgen kann, ist eine Vereinfachung der erforderlichen Berechnungen möglich [5]. Die möglichen Winkelstellungen werden in Sektoren unterteilt, die sich aus der Auflösung des Gesamtphasenschiebers ergeben, also bei 45° beispielsweise von $-22,5^\circ$ bis $+22,5^\circ$, $+22,5^\circ$ bis $+67,5^\circ$, ... Die Einteilung des Winkels in diese Sektoren erfolgt bei getrennter Betrachtung des Zählers Z , des Nenners N sowie des Quotienten Q_B . Für (3.34) ergibt sich

$$Z = Pt4 - Pt2 - Pt3, \quad (3.37)$$

$$N = Pt1 + Pt2 - Pt3, \quad (3.38)$$

$$Q_B = \frac{Z}{N} = \tan \alpha. \quad (3.39)$$

Folgende Eigenschaften der tan-Funktion erleichtern die Fallunterscheidung zur Bestimmung des Winkelsektors

$$|\tan(22,5^\circ)| = |\tan(157,5^\circ)| = |\tan(202,5^\circ)| = |\tan(337,5^\circ)| \approx 0,414 \quad (3.40)$$

$$|\tan(67,5^\circ)| = |\tan(112,5^\circ)| = |\tan(247,5^\circ)| = |\tan(292,5^\circ)| \approx 2,414 \quad (3.41)$$

Durch die Vorzeichen und Werte von Z , N und Q_B kann der Sektor des Winkels α nun bestimmt werden [5]

$$\alpha = \begin{cases} 0^\circ, & \text{wenn } Q_B < 0,414 & \text{und } N > 0, \\ 45^\circ, & \text{wenn } 0,414 < Q_B < 2,414 & \text{und } N > 0 & \text{und } Z > 0, \\ 90^\circ, & \text{wenn } Q_B > 2,414 & \text{und } Z > 0, \\ 135^\circ, & \text{wenn } 0,414 < Q_B < 2,414 & \text{und } N < 0 & \text{und } Z > 0, \\ 180^\circ, & \text{wenn } Q_B < 0,414 & \text{und } N < 0, \\ 225^\circ, & \text{wenn } 0,414 < Q_B < 2,414 & \text{und } N < 0 & \text{und } Z < 0, \\ 270^\circ, & \text{wenn } Q_B > 2,414 & \text{und } Z < 0, \\ 315^\circ, & \text{wenn } 0,414 < Q_B < 2,414 & \text{und } N > 0 & \text{und } Z < 0, \end{cases} \quad (3.42)$$

Diese Fallunterscheidung gilt unverändert für die Winkel β und φ , lediglich auf die richtige Definition von Z , N und Q_B ist zu achten.

3.3 HF-Pfad

Der HF-Pfad setzt sich aus den rauscharmen Antennenverstärkern, Phasenschiebern, HF-Schaltern, einem Kombinator und einem Richtkoppler zusammen. Im

Folgenden werden diese Komponenten einzeln beschrieben.

3.3.1 Rauscharme Antennenverstärker

Die LNAs erhöhen die Signalpegel der Eingangssignale und sorgen so dafür, dass Rauschbeiträge folgender Schaltungsteile die Gesamtrauschzahl der Empfangskette nicht so stark anheben. Zum Einsatz kommen LNAs in diskreter Bauweise mit einer Verstärkung im Bereich von 30 dB bis 33 dB. Diese Verstärkung wird mit Dämpfungsgliedern soweit reduziert, dass die Gesamtverstärkung des HF-Pfads zum Empfänger näherungsweise pegelneutral ist, also 0 dB aufweist. Die Rauschzahl der LNAs ohne die Dämpfungsglieder liegt zwischen 0,4 dB und 0,7 dB.

3.3.2 Phasenschieber

Die Phasenschieber sind ein wichtiger Bestandteil des Schalt-Phasen-Diversity-Systems. Sie sind realisiert als schaltbare Umwegleitungen [84]. Diodenschalter werden eingesetzt, um zwischen Signalpfaden mit unterschiedlicher Länge umzuschalten. Die Phasenschieber erreichen einen Phasenhub von 360° mit einer Schrittweite von $22,5^\circ$. Vier Stufen werden hierfür kaskadiert, welche jeweils einen Phasenhub von 180° , 90° , 45° beziehungsweise $22,5^\circ$ ermöglichen. Da die Satellitenradio-Signale QPSK-moduliert sind – also mit einer Phasenschrittweite von 90° – ist diese Schrittweite zur Nachführung der Signale ausreichend [79]. Die einzelnen Stufen bestehen aus zwei Signalpfaden, zwischen welchen mit Hilfe von Schaltdioden durch eine entsprechende Ansteuerspannung gewählt werden kann. Einer der Pfade stellt die direkte Verbindung von Ein- und Ausgang der Stufe dar. Der andere führt über eine Mikrostreifenleitung, welche elektrisch um den gewünschten Phasenhub länger ist als der direkte Pfad.

Einer der Nachteile dieses Aufbaus ist die relativ hohe Frequenzabhängigkeit des Phasenhubes. Dieser berechnet sich aus der Differenz der Leitungslängen zweier Stellungen des Phasenschiebers und der Phasenkonstante β_ϵ gemäß

$$\Delta\varphi = \beta_\epsilon \cdot (l_2 - l_1). \quad (3.43)$$

Die elektrische Länge der Leitung steigt mit der Frequenz. Deshalb liegt der Phasenhub nur innerhalb eines relativ schmalen Frequenzbereichs nahe am Sollwert. Außerdem ist es in diesem Aufbau kaum möglich, die parasitären (induktiven) Eigenschaften der Schaltdioden auszugleichen, welche zu Reflexionen und damit zu einer Fehlanpassung führen. Dazu wären Anpassungen in den Leitungsdicken der Umwegleitungen notwendig, die aufgrund der komplexen Gesamtschaltung nur in sehr eingeschränktem Maß praktikabel umsetzbar sind. Messungen am Phasenschalter des Diversity-Systems für den Einsatz bei *Sirius Satellite Radio* zeigen, dass die HF-Eigenschaften einen Einsatz in beiden in dieser Arbeit betrachteten Satellitenradio-Bändern nicht zulassen. In Abbildung 3.4 sind die Ergebnisse der Messungen von Impedanzanpassung, Durchgangsdämpfung und Phasenhub in allen Schaltstellungen dargestellt. Die Reflexionsdämpfung beträgt teilweise nur $-6,2$ dB, die Durchgangsdämpfung schwankt zwischen $-3,6$ dB und $-5,7$ dB.

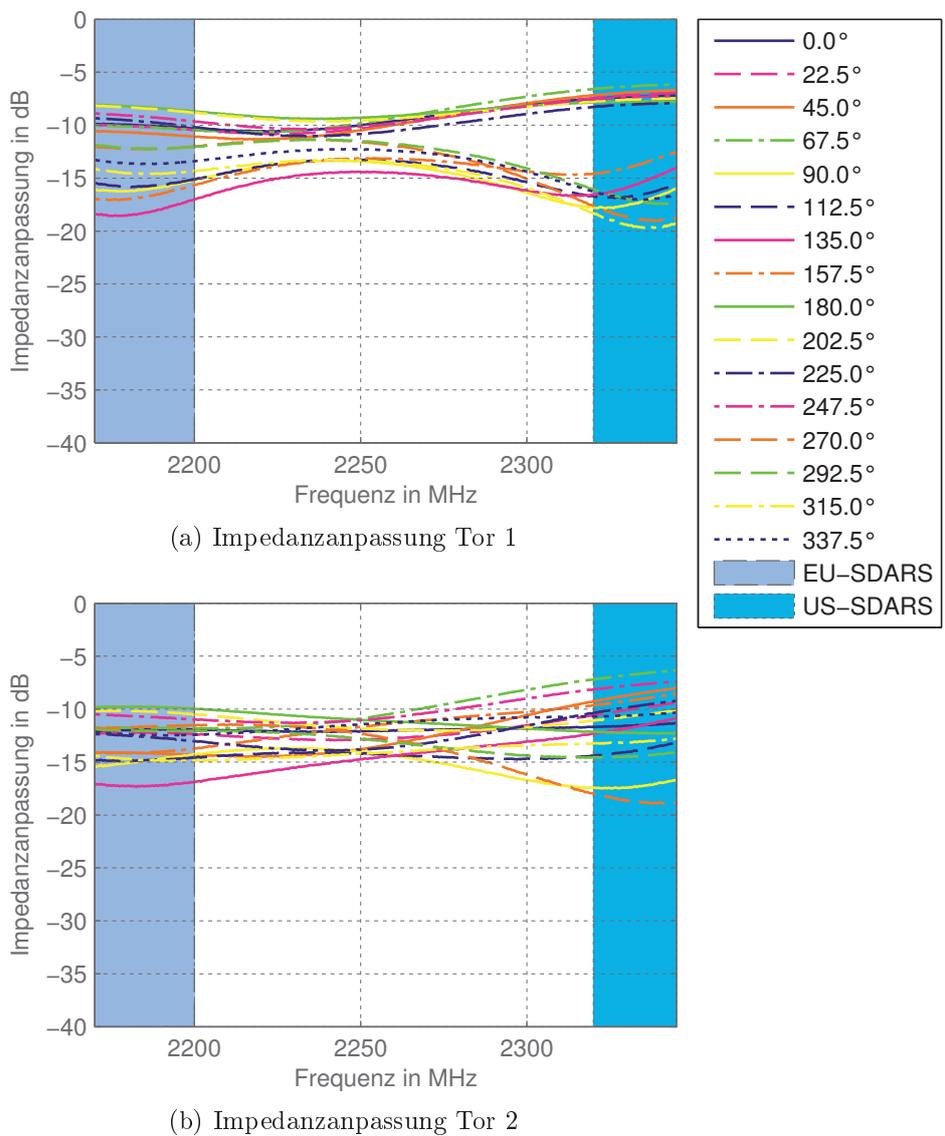


Abbildung 3.4: Messergebnisse des schaltbaren Phasenschiebers des Diversity-Systems für *Sirius Satellite Radio*. Der Phasenhub ist durch schaltbare Umwegleitungen realisiert.

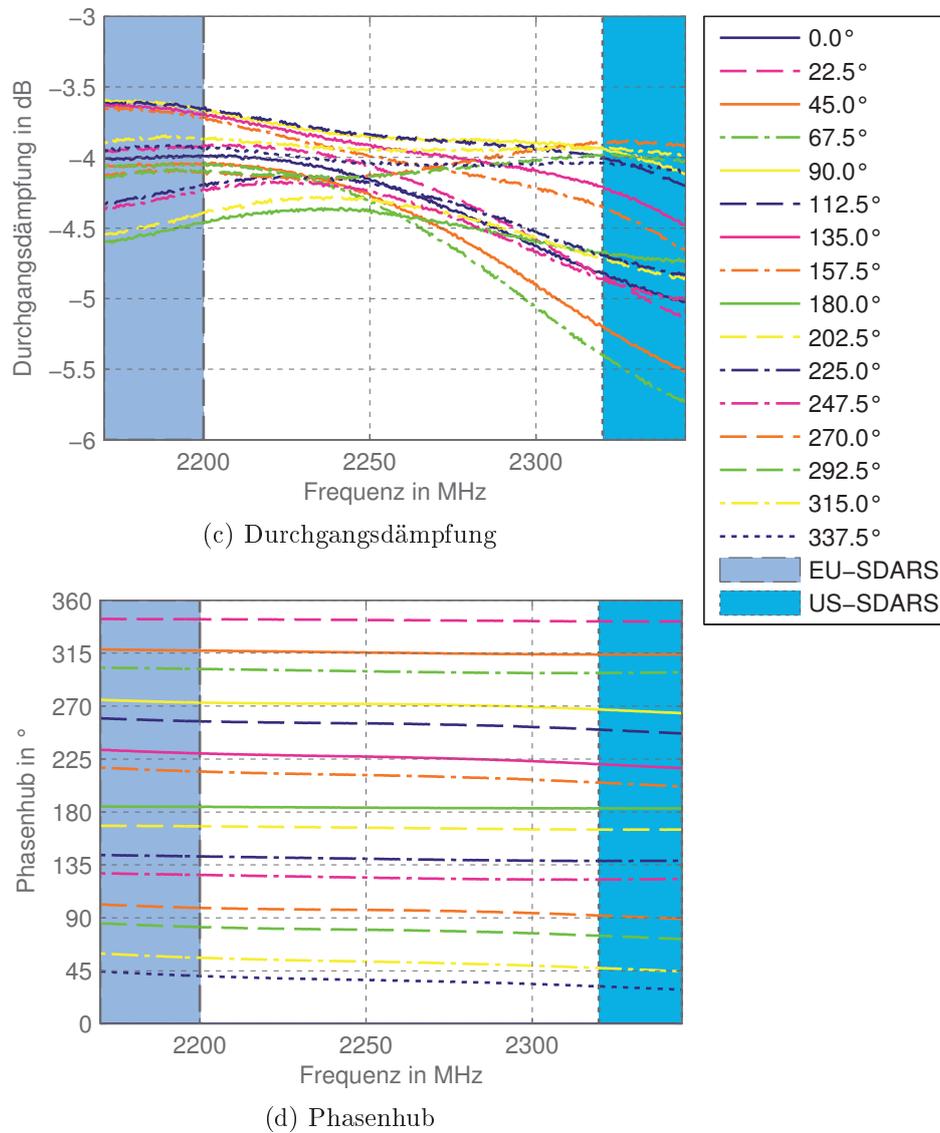


Abbildung 3.4: Messergebnisse des schaltbaren Phasenschiebers des Diversity-Systems für *Sirius Satellite Radio*. Der Phasenhub ist durch schaltbare Umwegleitungen realisiert.

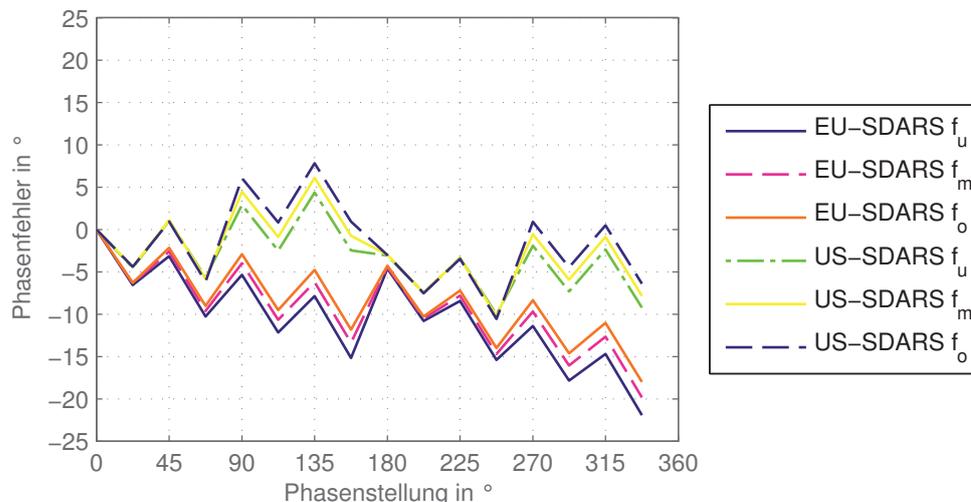


Abbildung 3.5: Abweichung des Phasenhubs in allen möglichen Stellungen des Phasenschiebers aus Umwegleitungen vom Sollwert. Die Abweichung ist dargestellt für EU-SDARS sowie US-SDARS bei der unteren und oberen Grenzfrequenz sowie der Mittenfrequenz des jeweiligen Dienstes.

Aus der Darstellung des Absolutwertes der Durchgangsphase in Abbildung 3.4 lässt sich bereits erkennen, dass kein konstanter Phasenhub im gesamten Frequenzband gegeben ist. Die Phasenfehler der einzelnen Stellungen wurden berechnet und sind in Abbildung 3.5 gezeigt. Hierbei wurde als Referenzphase für alle Frequenzen die Phase der 0° -Stellung gewählt. (Die anderen Phasenstellungen beziehen sich auf die Differenz des Phasenhubs zu diesem Wert, so dass der absolute Phasenhub herausgerechnet ist.) Die Phasenfehler im Band um 2,33 GHz liegen ausgewogen zwischen -8° und $+9^\circ$. Weit größer sind aber die Phasenfehler im Band um 2,185 GHz. Hier treten Phasenfehler bis zu 22° auf. Dies zeigt den Nachteil der nur schmalbandig einsetzbaren Realisierung mit Umwegleitungen.

3.3.3 HF-Schalter

Bei den HF-Schaltern handelt es sich um PIN-Diodenschalter, welche durch ihren internen Aufbau in Sperrschaltung einen Leerlauf im HF-Pfad darstellen. Die Sperrdämpfung beträgt etwa 30 dB, so dass bei abgeschaltetem Pfad eine ausreichende Unterdrückung des jeweiligen Antennensignals gewährleistet ist.

3.3.4 Kombinator

Zur Addition der Signale wird ein Wilkinson-Kombinator verwendet. Wichtig für die Anwendung im Diversity-System ist die Eigenschaft der Anpassung an allen Toren sowie die Entkopplung der Pfade untereinander. Im Diversity-System für *Sirius Satellite Radio* beträgt die Entkopplung der Signale voneinander mindes-

tens 20 dB. Dieses Bauteil ist als diskretes Element von zahlreichen Anbietern erhältlich.

3.3.5 Richtkoppler

Zur Auskopplung der Signale für die Pegelmessschaltung kommt ein Richtkoppler zum Einsatz. Ein Leistungsanteil von -7 dB (20 %) bis -10 dB (10 %) wird der Pegelmessung zugeführt. Die restliche Leistung von -1 dB bis $-0,5$ dB wird zum Empfänger geführt, wo das Empfangssignal dekodiert wird. Diese Größenordnung stellt den besten Kompromiss dar zwischen einer ausreichenden Leistung im Pegelmesspfad und einer zu starken Bedämpfung des Hauptpfads zum Empfänger. Außerdem ist durch den Richtkoppler gewährleistet, dass eventuell im Messpfad reflektierte Signale (beispielsweise aufgrund von Abweichungen der Eingangsimpedanz des nachfolgenden Verstärkers von der Bezugsimpedanz) nicht in den Hauptpfad zurückfließt. Auch dieses Bauteil ist von zahlreichen Herstellern verfügbar.

3.4 Pegelmessschaltung

Die Pegelmessschaltung wurde für *Sirius Satellite Radio* entworfen und ist daher auf einige Spezifika des Dienstes zugeschnitten [5]. Sie besteht aus fünf Funktionsblöcken:

- Frequenzkonversion zu einer tieferen Zwischenfrequenz
- Filterung des Signals
- Logarithmische Detektion des Signalpegels
- Integration zur Minderung des Rauscheinflusses
- Analog-Digital-Umsetzung

Ein Blockschaltbild der Pegelmesseinheit des Diversity-Systems für einen Satellitenradio-Dienst ist in Abbildung 3.6 dargestellt. Im Folgenden werden die einzelnen Funktionsblöcke näher beschrieben. Insbesondere sollen die Punkte herausgearbeitet werden, die einem Einsatz dieser Pegelmesseinrichtung für mehrere Dienste im Wege stehen.

Frequenzkonversion zu einer tieferen Zwischenfrequenz

Die Mittenfrequenz von *Sirius Satellite Radio* liegt bei 2,326 25 GHz und die Bandbreite beträgt 12,5 MHz. Die Frequenz ist zu hoch für eine direkte Auswertung mit einem für die geforderte Anwendung vertretbaren Hardwareaufwand. Aus diesem Grund muss eine Frequenzumsetzung auf eine niedrigere Zwischenfrequenz erfolgen. Diese besteht aus einem Mischer und einem LO. Eine Filterung zur Unterdrückung von Spiegelfrequenzen wird in der Pegelmesseinrichtung nicht

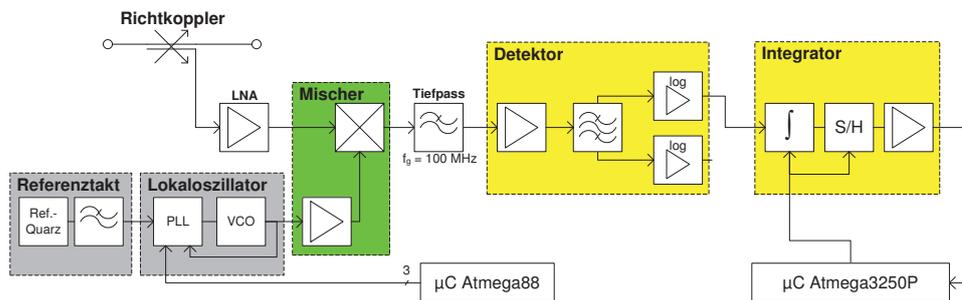


Abbildung 3.6: Blockschaltbild der Pegelmessung im Schalt-Phasen-Diversity. Am Eingang ist der Richtkoppler gezeichnet, der einen kleinen Signalanteil zur Messung im Diversity-System auskoppelt. Der Hauptanteil der Leistung wird zum Satellitenradio-Empfänger geleitet. Die verwendeten Komponenten erlauben nur die Messung bei einem Satellitenradio-Dienst.

durchgeführt, da diese bereits im LNA in Form von Oberflächenwellen-Filtern (Surface Acoustic Wave (SAW)-Filtern) zur Unterdrückung von Störern implementiert ist.

Die Frequenzumsetzung in diesem System verwendet einen spannungsgesteuerten Oszillator (Voltage Controlled Oscillator (VCO)) mit einer PLL-Schaltung als LO, der einen Frequenzbereich von 2,200 GHz bis 2,350 GHz abdeckt. PLL, Mischer und Verstärker könnten zusammen auch in einem wesentlich breiteren Frequenzbereich von 0,5 GHz bis 2,2 GHz eingesetzt werden. Der passive Mischer hat eine Konversionsdämpfung von -8 dB. In der beschriebenen Frequenzumsetzung wird das Frequenzband von 2,320 GHz bis 2,3325 GHz umgesetzt auf einen Frequenzbereich von 70,5 MHz bis 83,0 MHz. Am Ausgang des Mixers befindet sich ein diskret aufgebautes Tiefpassfilter mit einer Grenzfrequenz von 150 MHz zur Unterdrückung von eventuell vorhandenen Signalanteilen des HF-Bandes sowie des LO. Diese Maßnahme dient zur Aufrechterhaltung der hohen Empfindlichkeit des Pegeldetektors selbst bei kleinen Satellitensignalpegeln, da die Durchgangsdämpfung des Mixers in diesen Frequenzbändern mit etwa 40 dB für starke Störer zu klein sein könnte. Die weitere Filterung des gewünschten Messsignals erfolgt im Anschluss an die Tiefpassfilterung nach der Frequenzumsetzung.

Diese Schaltung kann in einem mehrdienstfähigen Diversity-System nicht unmittelbar verwendet werden, da der abstimmbare Frequenzbereich des VCO nicht ausreicht, um alle Dienste auf dieselbe Zwischenfrequenz konvertieren zu können. Die Ausgangsleistung des LO ist zu gering für den verwendeten passiven Mischer, so dass ein Zwischenverstärker notwendig ist, der das Signal des LO auf den erforderlichen Pegel anhebt. Der Aufbau der Frequenzumsetzung erfolgt aus zahlreichen Einzelkomponenten. Hier ist eine Vereinfachung durch den Einsatz höher integrierter Schaltkreise wie Synthesizern und aktiven Mixern erwünscht.

Filterung des Signals

Die Bandbreite des Signals ist jeweils durch die Systemspezifikationen der Satellitenradio-Dienste definiert. Eine Messbandbreite, die größer als die Signalbandbreite ist, nimmt unerwünschte Störer und mehr Rauschen auf, als unbedingt erforderlich. Eine zu kleine Bandbreite andererseits reduziert zwar die aufgenommene Rauschleistung, jedoch im selben Maß auch die Signalleistung. Unvermeidbarerweise wird in der Pegelmessschaltung selbst Rauschen zum Messsignal hinzugefügt. Dieses wird hinter dem SAW-Filter nicht mehr bandbegrenzt und verschlechtert dadurch das SNR der Pegelmessung. Die Filterung des Signals mit der richtigen Bandbreite ist für ein optimales SNR der Pegelmesseinrichtung deshalb essentiell. Um unerwünschte Nachbarkanäle oder Störer mit geringem Frequenzabstand zum Nutzband ausreichend unterdrücken zu können, ist die ideale Messbandbreite etwas kleiner als die Bandbreite des Nutzsignals. Die optimale Bandbreite des Filters hängt daher auch von seiner Flankensteilheit ab.

Dem Filter vorgeschaltet ist ein Verstärker, der sowohl dessen Dämpfung ausgleicht, als auch als Treiber für die kapazitive Eingangsimpedanz fungiert. Die Filterung im Schalt-Phasen Diversity-System für *Sirius Satellite Radio* erfolgt in Form eines SAW-Filters auf der Zwischenfrequenz, da hier ein entsprechendes Filter mit großer Flankensteilheit speziell für diesen Einsatzbereich verfügbar ist. Das Filter erfüllt zwei Funktionen. Einerseits arbeitet es als Diplexer, das heißt die beiden Satellitenbänder TDM-1 und TDM-2 stehen an getrennten Ausgängen zur Verfügung. Andererseits erfolgt eine Filterung zur Reduzierung der Rauschbandbreite des Signals. Die 3 dB-Bandbreite des Durchlassbereichs beträgt jeweils 2,8 MHz und ist damit um circa 1,2 MHz schmaler als die Signalbandbreite. Auf diese Weise ist sichergestellt, dass die Sperrdämpfung an den Bandrändern mindestens -20 dB beträgt. So beeinflussen selbst Störer mit geringem Frequenzabstand oder angrenzende Nachbarbänder desselben Dienstes, wie zum Beispiel die Signale terrestrischer Füllsender, die Messung im gewünschten Band kaum.

Nachteil der Filterung mit einem SAW-Filter ist die Festlegung auf einen Satellitenradio-Dienst, da das Filter speziell für die Bandstruktur des Dienstes angepasst sein muss. Durch die Festlegung des Filters auf die spezielle Bandstruktur eines Dienstes ist der Aufbau eines mehrdienstfähigen Systems nur schwer möglich. Selbst falls sich zwei vom System zu unterstützende Dienste lediglich in der Bandbreite der Unterbänder unterscheiden, bedeutet dies, dass SAW-Filter mit identischem Gehäuse, gleichen Anschlüssen und unveränderter Topologie der Anpassschaltung verfügbar sein müssen. Noch komplizierter gestaltet sich der Aufbau einer entsprechenden Filterung, wenn sich die Dienste weiter unterscheiden. Als Beispiel hierfür können *Sirius Satellite Radio* und *XM Satellite Radio* dienen. Alleine die unterschiedliche Anzahl der Unterbänder – vier Satellitenbänder bei *XM Satellite Radio*, zwei bei *Sirius Satellite Radio* – macht ein System, das beide Dienste in einer Hardware unterstützt, sehr komplex.

Logarithmische Messung des Signalpegels

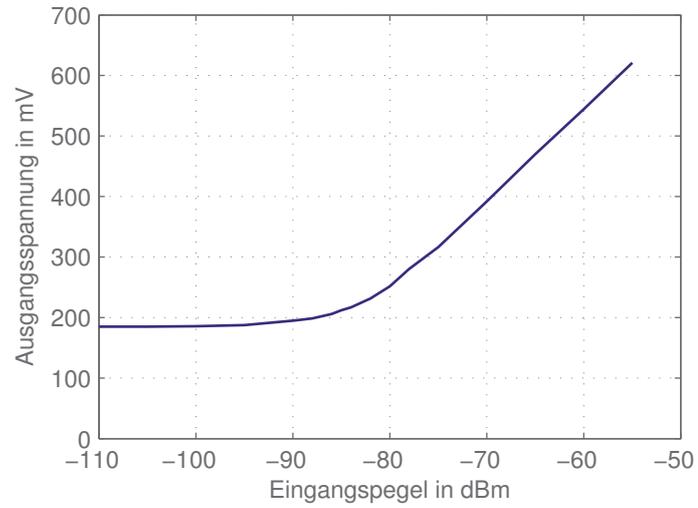
Nach der Filterung des Signals auf Zwischenfrequenzebene folgt ein logarithmischer Verstärker. Dieser erzeugt eine Gleichspannung, die zum Logarithmus des Pegels des gefilterten Signal proportional ist. Der Grund für diese Maßnahme liegt in der lediglich 8 bit betragenden Auflösung des ADU, welcher noch genauer beschrieben werden wird. Die relativ geringe Auflösung und die damit verbundene Unterteilung des Messbereichs in nur 256 Abschnitte ist vor allem bei kleinen Signalpegeln nachteilig, die dadurch nur unzureichend unterschieden werden können. Der logarithmische Verstärker dient dazu, die Genauigkeit der Messung bei kleinen Pegeln zu erhöhen. Durch die logarithmische Kennlinie werden die Bereiche kleiner Pegel auf einen größeren Messbereich abgebildet (eine Halbierung des Pegels wird immer mit der gleichen Messwertänderung abgebildet, während bei linearer Messung die Abstufung immer kleiner würde). Dadurch können kleine Pegel besser aufgelöst werden, so dass die Phasenberechnungen in diesem interessanten Pegelbereich mit einer höheren Genauigkeit durchgeführt werden können.

Zur Einstellung der gewünschten Kennlinie des logarithmischen Verstärkers dient ein Potentiometer. Über dessen variablen Widerstand kann die Referenzspannung V_X eingestellt werden. Die Steigung der Kennlinie wird über den Parameter V_Y festgelegt und ist im verwendeten Detektor nicht einstellbar. V_X und V_Y beeinflussen die Ausgangsspannung V_{out} nach folgender Gleichung

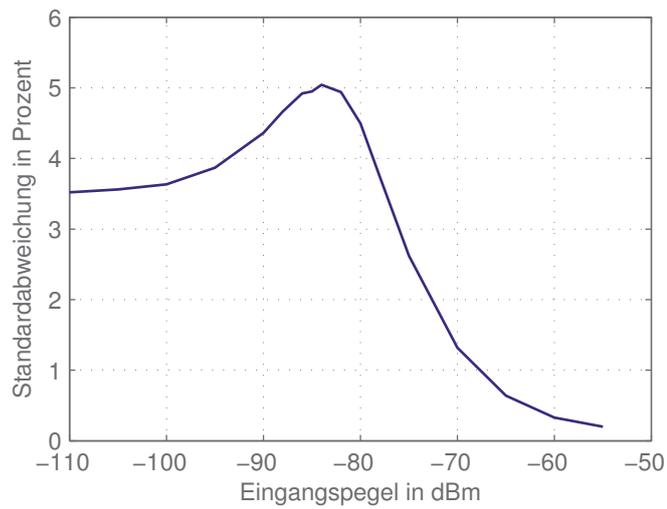
$$V_{\text{out}} = V_Y \log(V_{\text{in}}/V_X). \quad (3.44)$$

Um auch die Steigung V_Y der Messkurve beeinflussen zu können, ist die Verstärkung des nachfolgenden Operationsverstärkers über ein Potentiometer einstellbar. Die Einstellung der Potentiometer ist ein Teil des beim Aufbau des Pegelmessschaltung notwendigen Abgleichs. Da auch im Schaltkreis zur Integration Potentiometer zum Abgleich eingestellt werden müssen, und die Einstellungen sich gegenseitig beeinflussen, ist dieser Abgleichprozess langwierig.

Bei der Darstellung der Ausgangsspannung V_{out} über der logarithmisch aufgetragenen Eingangsspannung V_{in} würde sich idealerweise eine stetig steigende Gerade ergeben. Allerdings kommt es aufgrund von Begrenzungseffekten durch die Versorgungsspannungen einerseits und andererseits durch Rauschen zu einer Sättigung im unteren Bereich der Eingangsspannungen und damit bei niedrigen Eingangspegeln. Eine Messung der Ausgangsspannung mit verschiedenen Eingangssignalpegeln wurde am Detektor aus Abbildung 3.6 durchgeführt, welcher neben dem logarithmischen Verstärker noch das SAW-Filter mit dem Eingangsverstärker beinhaltet. Die Spannung wurde mit einem Voltmeter gemessen (lange Integrationsdauer pro Messung), damit auch bei kleinen Eingangspegeln der Verlauf der Kennlinie sichtbar ist und nicht durch Rauschen beeinträchtigt wird. Die Messkurve ist in Abbildung 3.7 dargestellt. Die Begrenzung des linearen Bereichs bei kleinen Eingangsleistungen unter etwa -90 dBm ist deutlich erkennbar.



(a) Ausgangsspannung



(b) Standardabweichung relativ zum jeweiligen Mittelwert

Abbildung 3.7: Gemessene Ausgangsspannung und Standardabweichung der Detektorplatine aus Abbildung 3.6 in Abhängigkeit des Eingangssignalpegels.

Integration zur Minderung des Rauscheinflusses

Speziell kleine Pegel müssen im Diversity-System genau gemessen werden können. Um auch bei diesen Pegeln zuverlässige Messungen zu ermöglichen, ist eine Integratorstufe Teil der Pegelmessung. Die Ausgangsspannung des logarithmischen Detektors wird über eine Zeitspanne T aufintegriert. Durch diese Maßnahme fallen kurzzeitige Schwankungen der Eingangsspannung weniger stark ins Gewicht. Dies entspricht einer Mittelung des Pegelwertes über T .

Dem Integrator nachgeschaltet ist ein Halteglied, das dazu dient, das Integrationsergebnis auf eine Triggerung hin für eine gewissen Zeit stabil am Ausgang zur Verfügung zu stellen. Dies ist notwendig, um der nachgeschalteten ADU genügend Zeit für einen Wandlungsvorgang zur Verfügung zu stellen, in der sich die dort anliegende Spannung nicht ändern darf. Für Integration und Halteglied kommt je ein IC des gleichen Typs zum Einsatz. Die Ausgangsspannung des Integrations- und Halteglieds liegt bei sehr kleinen Eingangspegeln bei 0 V und bewegt sich mit steigendem Pegel immer weiter in den negativen Spannungsbereich. Um für die ADU wieder die benötigten positiven Spannungen zur Verfügung zu stellen, ist dem Halteglied daher ein invertierender Verstärker nachgeschaltet.

Die Integrationsschaltung ist sehr komplex, was sich auch im langwierigen Abgleich der einzustellenden Potentiometer niederschlägt. Die Offset-Spannungen von Integrator und Halteglied sowie der Widerstandsteiler am Eingang des nachgeschalteten invertierenden Verstärkers müssen miteinander sowie mit der Einstellung des logarithmierenden Verstärkers abgestimmt werden. Da dies für den gesamten relevanten Pegelbereich des Eingangssignales durchgeführt werden muss, sind zahlreiche Messungen hierzu notwendig. Es muss insbesondere darauf geachtet werden, dass die Kennlinie der Pegelmesseinheit bei allen aufgebauten Varianten etwa gleich eingestellt ist. Ansonsten stimmen die Pegelmesswerte nach einem Austausch dieser Komponente (zum Beispiel nach einem Defekt) nicht mehr mit denen der vorher verwendeten Schaltung überein, wodurch Anpassungen im Algorithmus notwendig werden.

Besonders die ICs, welche die Funktionen Integration und Halten implementieren, weisen außerdem noch einige nachteilige Eigenschaften auf. Sie werden im Betrieb, abhängig vom Schaltungszustand, sehr warm. Dies gilt speziell, wenn gerade keine Integration vorgenommen wird. Es muss also dafür gesorgt werden, dass in regelmäßigen Zeitabständen eine Integration durchgeführt wird, da ansonsten die beiden verwendeten ICs Schaden nehmen. Für die verwendeten ICs in der Integrationsschaltung sind drei positive und zwei negative Versorgungsspannungen plus Masse notwendig. Diese große Anzahl an unterschiedlichen Versorgungsspannungen erhöht die Komplexität der Spannungsversorgung.

Analog-Digital-Umsetzung

Die Umsetzung der analogen Ausgangsspannung der Integrationsschaltung in ein vom MCU auswertbares Digitalsignal erfolgt direkt durch die ADU des MCU. Auf diese Weise wird der Einsatz eines separaten ICs für die ADU vermieden.

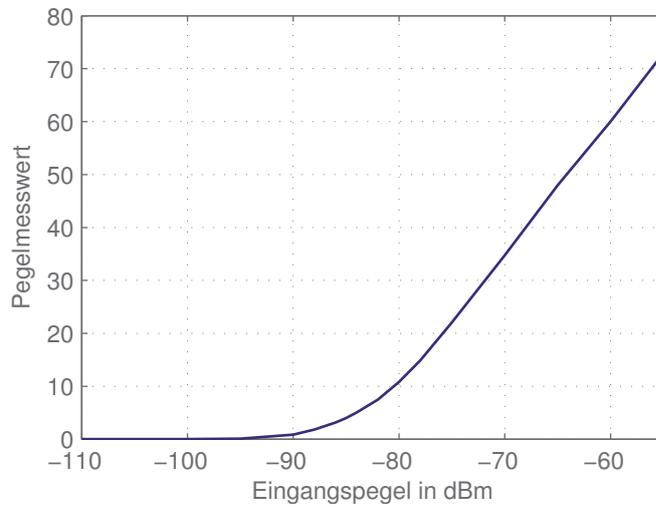
Die Auflösung der ADU beträgt 8 bit, ein Wandlungsvorgang dauert dabei etwa 13 μ s. Die maximal verfügbare Auflösung ist mit 10 bit zwar höher, jedoch würde sich dann die Dauer einer Wandlung auf inakzeptabel lange 65 μ s erhöhen.

Die Referenzspannung der ADU ist festgelegt auf die Versorgungsspannung des MCU. Es ließe sich auch eine niedrigere Spannung wählen, um die Auflösung der Messwerte bei kleinen Pegeln zu erhöhen. Allerdings ist diese Möglichkeit durch die eingeschränkte Rechenleistung und Speichermenge des MCU praktisch nicht verwendbar, da die Berechnung der Phasenunterschiede der Signale auf den linearen Pegeln basiert. Um diese aus den gemessenen, logarithmierten Werte zu erhalten, muss eine Entlogarithmierung durch die MCU erfolgen. Einerseits ist diese aber für eine Berechnung der Werte zur Laufzeit zu langsam. Andererseits ist die Speichermenge nicht groß genug, um alle 256 möglichen Ergebnisse als vorberechnete Werte im Speicher abzulegen, wenn die volle Wortbreite des ADU verwendet werden soll. Hieraus resultiert, dass im Diversity-System für nur einen Satellitenradio-Dienst nur die unteren etwa 50 Stufen der maximal möglichen 256 verwendet werden.

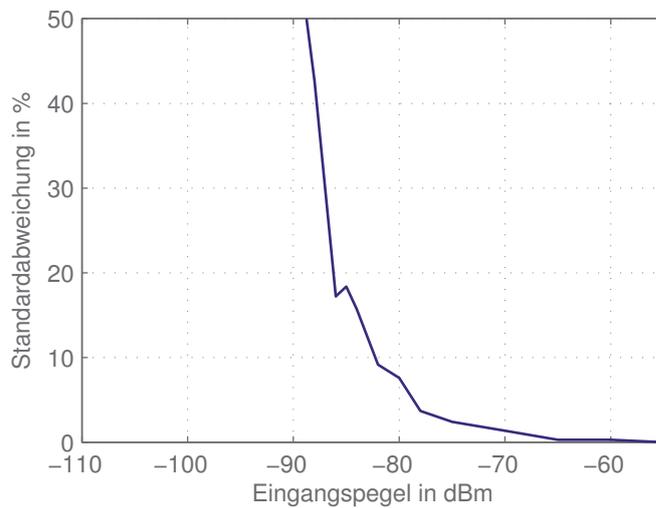
Gesamtpformance der Pegelmessung für einen Satellitenradio-Dienst

Zur Bestimmung der Gesamtpformance der beschriebenen Pegelmessschaltung wurde ein Sinussignal bei 2,3302 GHz in diese eingespeist. Diese Frequenz entspricht etwa der Mittenfrequenz des TDM-2-Bandes von *Sirius Satellite Radio*. Die Durchgangsdämpfung des SAW-Diplexers ist in beiden Satellitenbändern gleich, so dass die Werte mit denen des TDM-1-Bandes vergleichbar sind. Messwerte für Eingangspegel von -110 dBm bis -55 dBm wurden ermittelt. Die daraus gewonnene Messcharakteristik ist in Abbildung 3.8a dargestellt. Pro Eingangspegel wurden 250 Messungen durchgeführt, um die Genauigkeit des Ergebnisses bestimmen zu können. Die Standardabweichung der gemessenen Pegel ist in Abbildung 3.8b gezeigt.

Bei großen Eingangspegeln ist der lineare Zusammenhang zwischen Pegelmesswert und Eingangspegel in Dezibel erkennbar. Um einen Pegel von -80 dBm beginnt die Charakteristik vom idealen Wert abzuweichen, da die Rauschanteile des Messsignals das Ergebnis stärker beeinflussen. Pegel kleiner als -95 dBm können nicht mehr unterschieden werden. Für die optimale Verwendbarkeit der Pegelmesseinrichtung ist daher sicherzustellen, dass Pegelbereiche, in denen das SNR des Antennensignals nahe am kritischen SNR für gerade noch möglichen Empfang liegt, im linearen Bereich der Messcharakteristik liegen. Im Diversity-System für *Sirius Satellite Radio* ist dies sichergestellt durch die Einstellung der Potentiometer im Messpfad. Mit ihnen wird die Gesamtverstärkung so justiert, dass die Pegelmessergebnisse nach der ADU im Wertebereich zwischen 10 und 50 liegen.



(a) Pegelmessergebnis



(b) Standardabweichung relativ zum jeweiligen Mittelwert

Abbildung 3.8: Messcharakteristik der Pegeldetektion des Diversity-Systems für *Sirius Satellite Radio*. Bezugsebene für den Eingangsspegel ist der Ausgang des Richtkopplers, mit dem das Messsignal aus dem Hauptpfad ausgekoppelt wird. Die Berechnung von Mittelwert und Standardabweichung erfolgte über je 250 Pegelmesswerte des Eingangssignals.

3.5 Mikrocontroller

Der Diversity-Algorithmus zur Steuerung des HF-Pfads und der Pegelmessung ist auf einer MCU implementiert. Diese muss eine ausreichend hohe Rechenleistung aufweisen, um die in jeder Messperiode anfallenden Berechnungen und Entscheidungen in der zur Verfügung stehenden Zeit abzuarbeiten. Zum Einsatz kommt eine MCU mit einer Taktfrequenz von 20 MHz. Gewählt wurde hierfür ein *ATmega3250P* von *Atmel*. Die MCU der *ATmega*-Reihe arbeiten die meisten elementaren Befehle in ein oder zwei Taktzyklen ab und erreichen damit eine Rechenleistung nahe des theoretischen Maximums von 20 MFLOPS. Ein Hardware-Multiplizierer ermöglicht die Bearbeitung entsprechender Rechenoperationen in zwei Taktzyklen. Der integrierte ADU weist für den Einsatz im Rahmen der vorliegenden Pegelmessschaltung des Diversity-Systems eine ausreichend hohe Geschwindigkeit und Auflösung auf. Da der Diversity-Algorithmus auf Vergleichen und einfachen Rechenoperationen basiert, ist die 8 bit-Architektur der MCU für diesen Einsatz hervorragend geeignet.

4 Mehrdienstfähiges Diversitysystem

Bisher wurde das Schalt-Phasen-Diversity-System, wie es in Kapitel 3 beschrieben ist, lediglich für einen Satellitenradio-Dienst untersucht und erprobt. Der Einsatz eines Systems für mehrere Dienste bietet hingegen zahlreiche Vorteile. Ein einziger Systemdemonstrator kann für Messungen aller Dienste eingesetzt werden. Erarbeitete Erkenntnisse und Verbesserungen können möglicherweise unmittelbar auf andere Dienste übertragen werden, da Anpassungen an abweichende Aufbauten entfallen. Auch Optimierungen des Algorithmus können ohne fehlerträchtige Anpassung an einen anderen Demonstrator direkt verwendet werden. Auch im kommerziellen Einsatz ist ein mehrdienstfähiges System günstiger als ein eigenes System für jeden Dienst. Größere Stückzahlen in der Fertigung gehen einher mit weniger unterschiedlichen Teilen in der Lagerhaltung, wodurch die Kosten sinken. Bei einem mehrdienstfähigen Diversity-System muss jedoch berücksichtigt werden, dass die dazu eingesetzte Schaltung einen größeren Frequenzumfang im HF-Bereich unterstützen muss. Das System muss an Unterschiede in der Systemarchitektur verschiedener Dienste, zum Beispiel bei der Aufteilung des Frequenzbandes in Unterbänder, einfach anpassbar sein. Im Rahmen dieser Arbeit entstand ein diesen Anforderungen gewachsenes Diversity-System. Die Realisierung des Systemdemonstrators, welche sich aus der Aufgabenstellung durch die gewünschte Mehrdienstfähigkeit ergibt, wird im Folgenden beschrieben.

4.1 Anforderungen an ein mehrdienstfähiges Diversity-System

Diversity-Systeme, welche für mehr als einen Dienst ausgelegt sind, müssen einige zusätzliche Anforderungen erfüllen, die bei Eindienstsystemen nicht bestehen:

Breitbandigkeit HF-Schaltungen wie Phasenschieber, Schalter, Kombinator, etc. müssen in allen Frequenzbändern der Satellitendienste die geforderten Werte von Anpassung, Dämpfung und Phasenhub aufweisen

Bandaufteilung Die Pegelmessschaltung muss bei Satellitendiensten mit unterschiedlichen Unterbandaufteilungen korrekte Messergebnisse liefern

Signalbandbreite Die Pegelmesseinrichtung muss bei unterschiedlichen Diensten die Filterung entsprechend der jeweiligen Kanalbandbreite durchführen

Im vorliegenden Fall wird ein Diversitysystem betrachtet, das für die bestehenden Satellitenradio-Dienste in den USA (*Sirius Satellite Radio* und *XM Satellite*

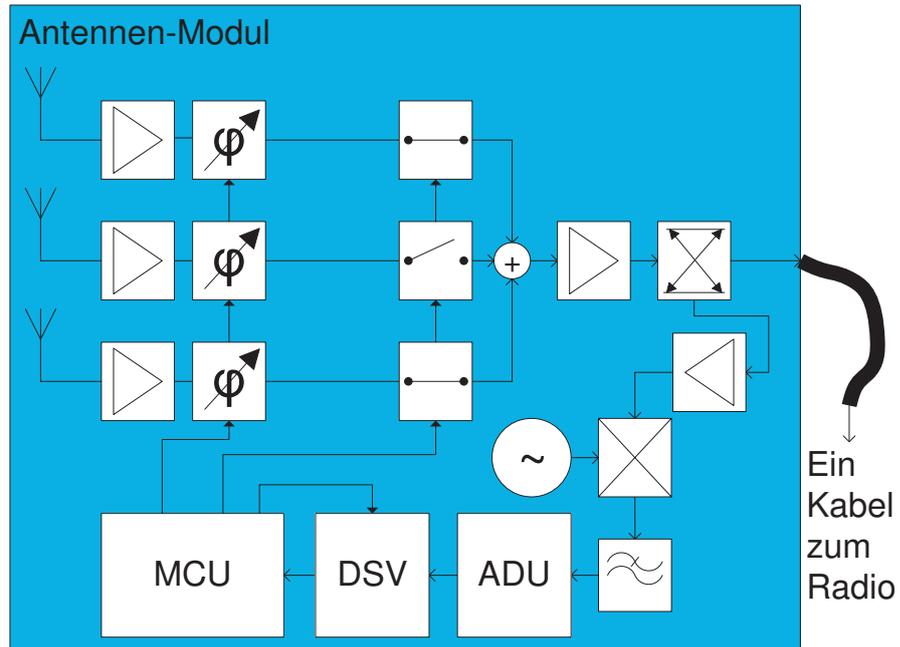
Radio) und zukünftige Dienste in Europa verwendbar ist. Wie in Kapitel 2.3 dargestellt, nutzen die beiden Dienste in den USA ein Frequenzband von 2,320 GHz bis 2,345 GHz. Für die europäischen Satellitenradio-Dienste ist ein Frequenzband von 2,170 GHz bis 2,200 GHz festgelegt. Die HF-Schaltung im Antennenmodul muss deshalb zumindest in den beiden genannten Bändern die Anforderungen an Verstärkung, Empfindlichkeit und Rauschzahl sowie an Anpassung sowie Genauigkeit und Umfang des Phasenhubs erfüllen. Wie bereits erwähnt wurde, muss eine Schaltung, die den kompletten Frequenzbereich von der untersten bis zur obersten verwendeten Frequenz abdeckt, eine relative Bandbreite von $B_{\text{rel}} = 7,75\%$ aufweisen. Eine gleichzeitige Unterstützung von Diensten im L-Band (ehemals *WorldSpace*) wäre wegen des sehr großen Abstandes zu den S-Band-Frequenzen zu aufwendig und wird folglich nicht betrachtet.

4.2 Architektur des mehrdienstfähigen Diversity-Systems

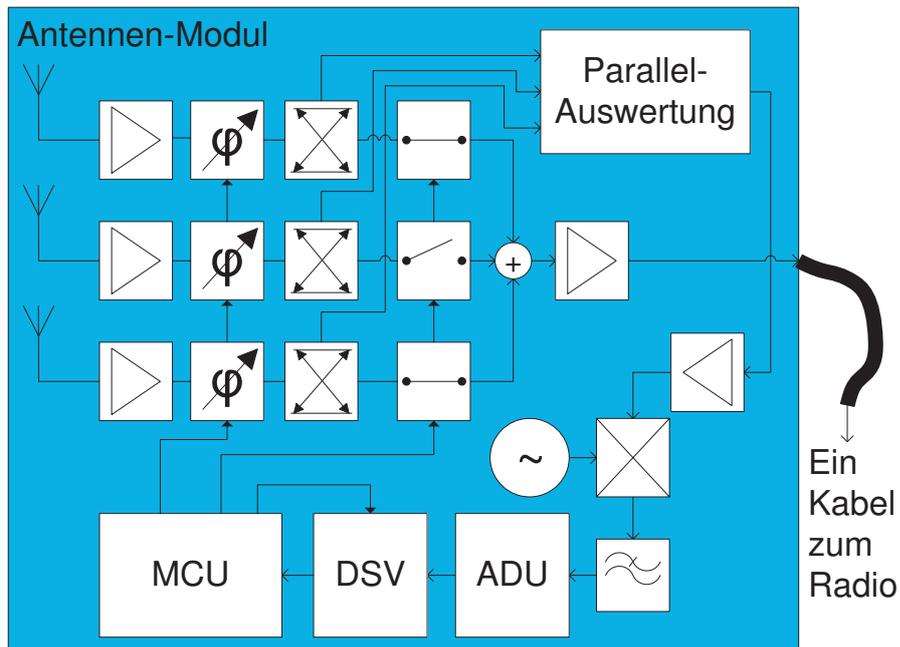
Die Architektur des mehrdienstfähigen Diversity-Systems unterscheidet sich auf den ersten Blick nicht von der des Schalt-Phasen-Systems für einen Satellitenradio-Dienst aus Abbildung 3.1. Der Aufbau besteht unverändert aus dem HF-Pfad mit Phasenschiebern, Schaltern und einem Kombinator zur Überlagerung der Signale. Ein Richtkoppler stellt einen Teil der Signalleistung für die Pegelmessschaltung zur Verfügung, der Hauptteil wird zum Empfänger geleitet. Die Pegelmessung erfolgt nach der Frequenzumsetzung auf einer Zwischenfrequenz (ZF). Unterschiede bestehen jedoch in der Ausführung der einzelnen Schaltungsteile, da hier jeweils die breitbandige Funktion gewährleistet sein muss.

Spezielles Augenmerk musste auf die Phasenschieber und die Pegelmessung gelegt werden. Die Phasenschieber, welche bis jetzt im eindienstfähigen Diversity-System bei 2,33 GHz Anwendung fanden, bestehen aus schaltbaren Umwegleitungen [84]. Durch die Verwendung von unterschiedlich langen Leitungen zur Erzielung des Phasenhubs wird der gewünschte Phasenunterschied nur bei einer bestimmten Frequenz erreicht, der Phasenfehler nimmt mit steigender Abweichung von dieser Frequenz schnell zu (siehe Abbildung 3.5). Deshalb bieten diese Phasenschieber nicht die für eine Mehrdienstfähigkeit geforderte Phasenverschiebung innerhalb des gesamten Frequenzbereichs beider Satellitenradio-Bänder (siehe Kapitel 3.3.2). Auch die Pegelmessung musste überarbeitet werden, da für die Unterstützung weiterer Dienste eine größere Flexibilität bezüglich der ausgewerteten Bänder erforderlich ist.

Das Blockschaltbild in Abbildung 4.1a zeigt den Aufbau des mehrdienstfähigen Diversity-Systems. Wie bereits erwähnt wurde, unterscheidet es sich funktional nicht von dem des eindienstfähigen Diversity-Systems aus Abbildung 3.1. Zwar sind unterschiedliche Ausführungen der Schaltungsteile erforderlich, um die Mehrdienstfähigkeit zu gewährleisten, jedoch ergibt sich hieraus keine grundsätzliche Änderung des Funktionsprinzips.



(a) Diversity ohne Parallelauswertung



(b) Diversity mit Parallelauswertung

Abbildung 4.1: Blockschaltbild des mehrdienstfähigen Schalt-Phasen-Diversity-Systems ohne und mit Parallelauswertung [78]. Die Auskoppel-
punkte für den Pegelmesszweig sind unterschiedlich angeordnet.

4.2.1 Vergleich unterschiedlicher Signalauskopplungspunkte

Bei den bisher vorgestellten Diversity-Systemen fand die Auskopplung des Signals für die Pegelmessung nach dem Kombinator im Hauptpfad statt (siehe Abbildung 4.1a). Hierdurch treten im Rahmen der Testsequenzen Phasenfehler im Signal zum Empfänger auf, welche dort für eine sehr kurze Zeit zu Bitfehlern im Datenstrom führen können. Durch diese Bitfehler kann es zu Audioausfällen kommen, welche somit durch das Diversity-System verursacht werden. Um die Auswirkungen dieser Signalstörungen zu ermitteln, ist ein alternativer Aufbau des Diversity-Systems vonnöten.

Im System in Abbildung 4.2.1 wird die Signalauskopplung nach der Auswahl (und hier auch der Addition) der Signale durchgeführt, analog zum Schaltdiversity aus Abbildung 2.10. Alternativ kann die Auskopplung des zu messenden Signals auch direkt in jedem Signalpfad vor dem Schalter und dem Kombinator erfolgen. Die HF-Schalter im Hauptpfad dürfen erst nach den Richtkopplern folgen, um dort abgeschaltete Signale trotzdem messen zu können. Abbildung 4.1b zeigt ein entsprechend modifiziertes Diversity-System. Die Einstellung der Teststellungen muss in diesem Fall jedoch in einem zusätzlichen Schaltungsteil ermöglicht werden. Die Phasenschieber und Schalter des Hauptpfads stellen nur noch die endgültige, optimierte Kombination der Antennensignale ein, welche durch den Algorithmus bestimmt wird. Auf diese Weise wird dem Empfänger im Hauptpfad während der Pegelmessungen ein unverändertes Signal zur Verfügung gestellt. Die Berechnung der neuen Schaltstellungen wird in allen Systemvarianten so durchgeführt, dass Phasensprünge des Summensignals vermieden werden, da sie zu Bitfehlern führen.

Nach den Richtkopplern muss im Messpfad eine Möglichkeit zur Einstellung der vier Testmessungen gegeben sein (siehe Kapitel 3.2.3). So wird sichergestellt, dass die Einstellungen der Schalter und Phasenschieber des Hauptpfads während der Testmessungen unverändert bleiben. Deshalb wurde eine weitere Schaltung entworfen und aufgebaut, welche mit jeder Kombination von zwei Antennensignalen die vier Teststellungen zur Messung einstellen kann [95]. Die Einstellung der Testmessungen erfolgt also nicht mehr im Hauptpfad, sondern parallel dazu. Deshalb wird dieses System im weiteren Verlauf dieser Arbeit als Diversity-System mit Parallelauswertung bezeichnet. Die Schaltung, welche diese Funktion implementiert, ist in Abbildung 4.1b mit der Bezeichnung „Parallelauswertung“ gekennzeichnet. Sie beinhaltet HF-Schalter, Phasenschalter $0^\circ/90^\circ$ und einen Kombinator. Am Ausgang dieses Kombinator erfolgt die Pegelmessung über die gleiche Messschaltung wie beim normalen breitbandigen System aus Abbildung 4.1a. Eine Modifikation der Frequenzumsetzung sowie der Pegelbestimmung auf ZF-Ebene ist beim Vergleich der beiden Systeme nicht erforderlich.

Beim Aufbau des Systems mit Parallelauswertung muss sichergestellt werden, dass die Phasenbeziehungen von den Richtkopplern bis zum Kombinator des Hauptpfads identisch sind zu denen der Pfade der Parallelauswertung. Ansonsten wären die aus den Pegelmessungen errechneten Phasen zwar für den Parallelzweig zutreffend, würden jedoch im Hauptpfad nicht zu einer optimalen Überlagerung führen. Hierbei kommt es nicht auf die absolute Phase der Pfade an, sondern

nur darauf, dass die Phasendifferenzen zwischen den Signalpfaden gleich ausfallen. Dies kann beispielsweise durch identische Kabellängen in allen drei Pfaden sichergestellt werden und stellt keine nennenswerte Einschränkung der Implementierbarkeit dar.

4.2.2 Möglichkeiten der Anordnung des Systemcontrollers

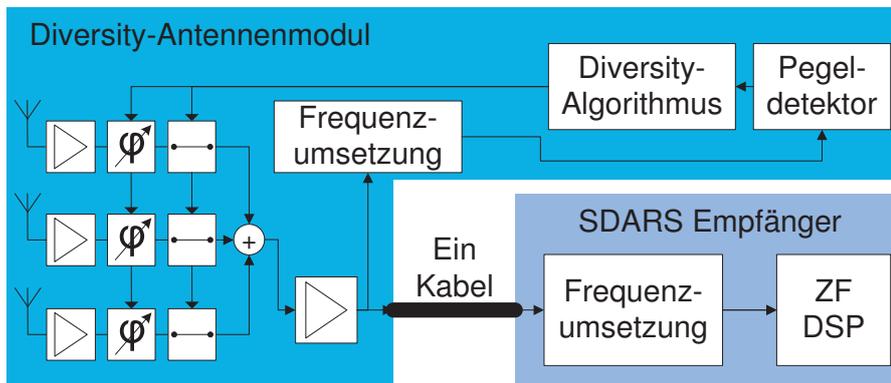
Bei den in dieser Arbeit beschriebenen Diversity-Systemen befindet sich die MCU unmittelbar auf dem Antennenmodul. Somit sind alle für den Diversity-Betrieb relevanten Schaltungsteile – Phasenschieber, Schalter, Kombinator, Pegelauswertung und Ansteuerlogik – auf dem Antennenmodul angeordnet. Der Einsatz eines solchen Systems ist als stand-alone-Variante möglich, das heißt eine normale Einzelantenne kann ohne weitere Änderungen durch das Antennendiversity-System ersetzt werden. Im Satellitenradio-Empfänger sind keine Anpassungen notwendig, der Nutzer profitiert sofort vom durch Diversity verbesserten Empfang. Nachteil der stand-alone-Variante ist, dass auf dem Antennen-Modul Systemkomponenten erforderlich sind, welche bereits im Empfänger verwendet werden oder dort sehr einfach hinzugefügt werden können. Dazu zählen vor allem die Frequenzumsetzung und die Pegelmessung. Auch die Funktion des MCU kann im Empfänger leicht implementiert werden, da diese über eine ausreichende Rechenleistung verfügen.

Falls die Unabhängigkeit vom Empfänger nicht erforderlich oder gewünscht ist, können einige Schaltungsteile des Diversity-Antennenmoduls entfernt und stattdessen als Teil des Empfängers implementiert werden. Auf dem Antennenmodul selbst sind nur noch die HF-Baugruppen erforderlich. Da diese allerdings vom Empfänger aus angesteuert werden müssen, um die vom Diversity-Algorithmus berechneten Optimierungen vorzunehmen, ist die Einrichtung einer Kommunikation zwischen Empfänger und Antennenmodul notwendig. Abbildung 4.2 zeigt die Blockschaltbilder beider Systemkonzepte im Vergleich.

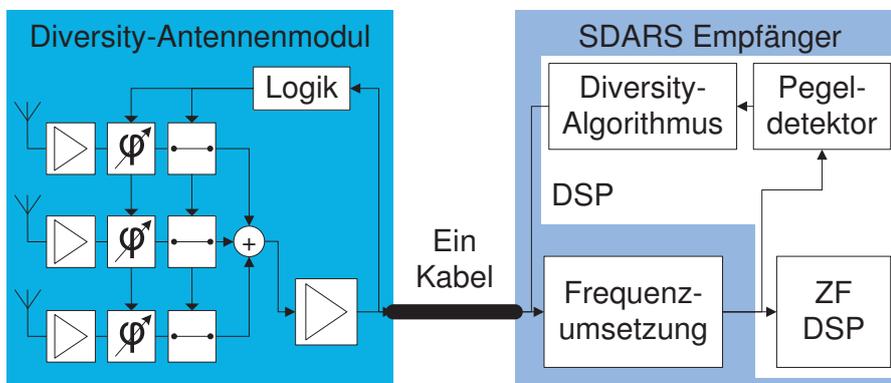
Beide Systeme benötigen nur ein HF-Kabel als Verbindung zum Empfänger. Die Übertragung der Kommunikationssignale wird hierzu zusammen mit der Versorgungsspannung und dem HF-Signal auf einer Leitung durchgeführt. Ermöglicht wird das durch die Wahl einer Übertragungsmethode, deren Spektrum keinen Gleichanteil aufweist und welche die Taktrückgewinnung aus dem Datenstrom erlaubt. Hierzu ist beispielsweise ein Manchester-Code geeignet [26, 93], doch auch andere Kodierungen weisen diese Eigenschaften auf.

Im Vergleich zum eigenständigen Diversity-Antennenset führt die Signalübertragung über das HF-Kabel zu Verzögerungen bei der Ausführung der Schaltbefehle. Würden diese zu groß, so wäre die Einhaltung der Ausführungsperiode des Diversity-Algorithmus gefährdet. Allerdings sind selbst mit einfachen Schaltungsaufbauten sehr kleine Verzögerungen im Bereich weniger Mikrosekunden zu realisieren. Daher wurde für das System eine maximal erlaubte Verzögerung von 2 μ s festgelegt. Messungen mit verzögerten Schaltvorgängen (im Algorithmus durch einfache Warteschleifen implementiert) haben gezeigt, dass diese Dauer nicht zu Beeinträchtigungen der Audioverfügbarkeit führen.

Die Übertragung von Steuersignalen zwischen Empfänger und Diversity-Anten-



(a) Algorithmus implementiert auf einer MCU im Antennenmodul



(b) Algorithmus implementiert in der DSP des Empfängers

Abbildung 4.2: Die Implementierung des Diversity-Algorithmus kann entweder auf einer eigenen MCU auf dem Antennenmodul oder in der DSP des Empfängers erfolgen.

nenset darf nicht zur Abstrahlung von Störsignalen in Frequenzbereichen anderer Dienste führen, welche im Fahrzeug empfangen werden sollen. Insbesondere sind hier Einstörungen in nahe am Diversity-Set angebrachten Empfangsantennen für Rundfunksignale zu vermeiden, zum Beispiel über Kurzstabantennen auf dem Fahrzeugdach [61]. Folglich ist auf eine ausreichende Dämpfung von Spektralanteilen im UKW-Band zu achten. Diese Dienste werden auch bei gleichzeitiger Verfügbarkeit von Satellitenradio-Signalen benutzt, beispielsweise zum Empfang lokaler Verkehrsnachrichten über die entsprechende Signalisierung mittels Radio Data System (RDS) [86]. Die erforderliche Dämpfung im UKW-Band ist für das Gesamtsystem zu bestimmen. Der verbleibende Störpegel am UKW-Empfänger darf die spezifizierten Grenzwerte nicht übersteigen, um den störungsfreien Empfang von UKW-Signalen nicht zu gefährden [90]. Die Vermeidung von Störungen im HF-Spektrum ist einfach sicherzustellen, da die Frequenzen der hier betrachteten Satellitenradio-Dienste oberhalb 2 GHz liegen. Eine derart hochfrequente

Kommunikation zwischen dem Empfänger und dem Diversity-Antennenmodul ist weder notwendig noch wirtschaftlich sinnvoll. Lediglich auf entsprechend niedrige Pegel von Harmonischen der Grundsignale muss Rücksicht genommen werden.

Die Extraktion der Schaltstellungen der Phasenschieber und Schalter aus dem Kommunikationssignal muss durch eine geeignete Schaltung auf dem Antennenmodul vorgenommen werden. Hierzu zählt die Trennung der Signalanteile beispielsweise mit einfachen Filterstrukturen. Bei digitaler Kommunikation ist eine Taktrückgewinnung aus dem Signal notwendig sowie die Abtastung und Ausgabe der einzelnen Bits an die entsprechenden Steuerleitungen der Schalter und Phasenschieber. Allerdings ist diese Schaltung in ihrer Komplexität wesentlich einfacher als Frequenzumsetzung, Pegelmessung und MCU, so dass sich insgesamt eine kleinere und damit kostengünstigere Realisierung des Diversity-Systems ergibt.

Bei allen genannten Vorteilen, welche die Integration von Teilen des Diversity-Systems in den Empfänger bietet, müssen auch die Nachteile dessen erwähnt werden. Durch die Verzahnung der Diversity-Schaltung mit dem Empfänger ist ein derartiges System nicht ohne enge Zusammenarbeit mit den Empfänger-Herstellern möglich. Um die breite Verwendbarkeit einer Diversity-Antenne ohne eigene „Intelligenz“ zu gewährleisten, muss jedoch sichergestellt sein, dass zumindest der Großteil der am Markt befindlichen Empfänger über die Implementierung des Diversity-Systems verfügen. Dies bedeutet, dass für ein mehrdienstfähiges Diversity-Antennenmodul die Unterstützung zahlreicher verschiedener Empfänger gegeben sein muss. Hierdurch entsteht eine starke Abhängigkeit des Diversity-Systems von anderen Anbietern, und die Untersuchungen am System wird durch die Einbindung weiterer Parteien verlangsamt. Ein System mit Implementierung des Algorithmus im Empfänger stellt lediglich eine andere Aufbauart der gleichen Komponenten dar, folglich treffen die im Rahmen dieser Arbeit gewonnenen Erkenntnisse auch auf ein derartiges System zu.

Im Zuge der Realisierung des mehrdienstfähigen Diversity-Systems wurden auch ein Diversity-System mit Pegelmessung im Empfänger für europäische Satellitenradio-Dienste aufgebaut [79]. Einige der Untersuchungen, welche später noch vorgestellt werden, wurden unter Verwendung dieses Systems durchgeführt. Aus den oben genannten Gründen sind die Ergebnisse beider Implementierungen zueinander übertragbar. Für Forschungsarbeiten am System und den eingesetzten Algorithmen ist jedoch die Unabhängigkeit von den Empfänger-Herstellern vorteilhaft. Aus diesem Grund wurde der Diversity-Algorithmus im mehrdienstfähigen Diversity-System auf einer eigenen MCU implementiert und die Pegelmessung wird in eigener Hardware vorgenommen.

4.3 Breitbandige Phasenschieber

Speziell bei den Phasenschiebern stellt die erhöhte Bandbreitenanforderung eines Mehrdienstsystems eine große Herausforderung dar. Nicht nur müssen Anpassung und Dämpfung in den gewünschten Bändern den Anforderungen entsprechen, sondern es muss auch die relative Phasenverschiebung in allen möglichen

Einstellungen für alle Bänder gleich sein. Dies bedeutet zum Beispiel, dass der 90° -Phasenschalter in beiden Frequenzbändern (von europäischem und amerikanischen Satellitenradio) einen Phasenhub von 90° mit einer Genauigkeit von $\pm 6^\circ$ erreichen muss. Dies ist insbesondere erforderlich, um Signale mit höheren Modulationen mit dem Diversity-System optimieren zu können, wie sie (zumindest versuchsweise) auch bei den amerikanischen Satellitenradio-Diensten eingesetzt werden [75, 85, 91].

Die Realisierung breitbandiger Phasenschalter ist mit unterschiedlichen Ansätzen möglich [42]. Eine dieser Möglichkeiten ist die Umschaltung zwischen zwei Leitungsstrukturen [76]. Nachteilig an diesem Aufbau ist der große Platzbedarf der Leitungen, welcher die benötigte Platinenfläche und damit die Kosten steigert. Auch andere Koppelstrukturen von Mikrostreifenleitungen können breitbandige Phasenschieber ermöglichen [2]. Sie erfordern allerdings teure, mehrlagige Substrate sowie den Wechsel der Platinenseite im Verlauf der Leitungsstruktur. Dies ist aus Gründen der Schirmung der Schaltung gegenüber den Antennen in automobilen Dachradomen nachteilig.

Vier Grundtypen von Phasenschaltern können mit Hilfe von Schaltdioden realisiert werden [29]. Diese sind schaltbare Umwegleitungen, reflektierende Phasenschieber, Leitungen mit schaltbaren Parallelelementen und umschaltbare Phasenschieber mit Hoch- und Tiefpassfiltern. Letztere bieten zahlreiche Vorteile für die Anwendung im Rahmen dieser Arbeit. Vor allem ist die Platinenfläche- und Bauteil-sparende Realisierung breitbandiger Phasenschalter damit möglich. Die Verwendung von Allpass-Strukturen würde zwar eine weitere Steigerung der Bandbreite erlauben, allerdings mit dem Nachteil einer hohen Zahl notwendiger Bauteile [16].

4.3.1 Phasenschieber aus schaltbaren Filtern

Im Rahmen dieser Arbeit wurden mehrere Phasenschieber simuliert und aufgebaut, welche den kompletten gewünschten Frequenzbereich von 2,170 GHz bis 2,345 GHz abdecken. Hierbei wurden, analog zum bisher verwendeten Phasenschieber, PIN-Dioden eingesetzt, um zwischen zwei Filterschaltungen umzuschalten. Abbildung 4.3 zeigt mögliche Topologien der Phasenschalter. Dieses Prinzip erlaubt das Erreichen eines nahezu konstanten Phasenhubes über einen großen Frequenzbereich [29]. Die Realisierung der Filterschaltungen mittels diskreter Bauelemente mit kompakten Abmessungen ermöglichte eine sehr platzsparende Umsetzung [70].

Wie oben erwähnt wurde, wird der Phasenhub durch das Umschalten zwischen einem Hoch- und einem Tiefpassfilter erreicht. Beim Tiefpassfilter wird die Phase verzögert, beim Hochpass eilt sie voraus. Die Differenz der Durchgangsphasen der beiden Pfade ergibt den Phasenhub der Schaltung. Verwendet werden symmetrische Schaltungen vom Typ einer Breitband-Kompensation. Dadurch wird die Bandbreite gegenüber einfacheren Schaltungen erhöht. Zusätzlich erreicht man auch im realen Aufbau nahezu identische Impedanzen am Eingang und Ausgang der Schaltung.

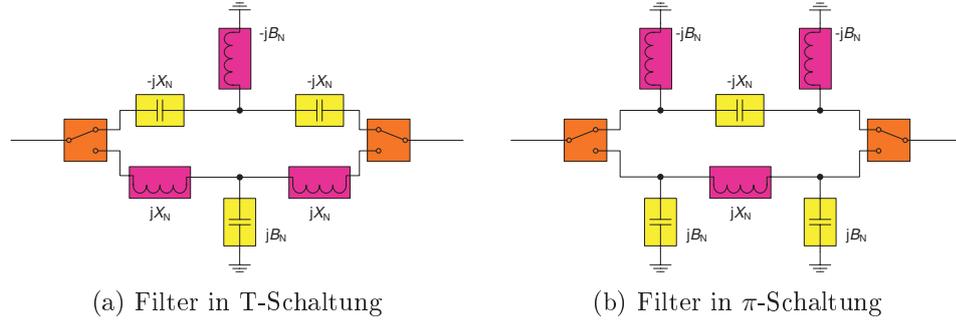


Abbildung 4.3: Aufbau eines Phasenschalters mit Hoch- und Tiefpass zur Realisierung des Phasenhubs.

Berechnung der Schaltungseigenschaften

Die Berechnung der Streuparameter der Filterschaltungen kann sehr einfach mit Hilfe der Kettenmatrix $[A]$ durchgeführt werden. Beispielhaft wird im Folgenden die Vorgehensweise anhand der Schaltung in Abbildung 4.3a gezeigt. Die Kettenmatrix des Tiefpasses errechnet sich nach [29] zu

$$\begin{aligned} [\underline{A}_{\text{TP}}] &= \begin{bmatrix} 1 & jx_N \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ jb_N & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} 1 & jx_N \\ 0 & 1 \end{bmatrix} = \\ &= \begin{bmatrix} 1 - b_N x_N & j(2x_N - b_N x_N^2) \\ jb_N & 1 - b_N x_N \end{bmatrix}. \end{aligned} \quad (4.1)$$

Die Parameter b_N und x_N stellen die mit der Bezugsimpedanz Z_0 normierten Blindleitwerte beziehungsweise Blindwiderstände der Bauelemente dar. Es gilt also zum Beispiel für x_N der Serieninduktivität L sowie für b_N der Parallelkapazität C aus dem unteren Pfad von Abbildung 4.3a

$$jx_N = \frac{jX_N}{Z_0} = \frac{j\omega L}{Z_0}, \quad (4.2)$$

$$jb_N = jB_N Z_0 = j\omega C Z_0. \quad (4.3)$$

Die Übertragungseigenschaften des Filterzweiters werden durch den Parameter \underline{S}_{21} bestimmt, der sich aus den Elementen der Kettenmatrix durch die Formel

$$\begin{aligned} \underline{S}_{21, \text{TP}} &= \frac{2}{\underline{A}_{11} + \underline{A}_{12} + \underline{A}_{21} + \underline{A}_{22}} = \\ &= \frac{2}{2(1 - b_N x_N) + j(b_N + 2x_N - b_N x_N^2)} \end{aligned} \quad (4.4)$$

berechnen lässt [29]. Die Phasenverschiebung φ_{TP} ist somit gegeben durch

$$\varphi_{\text{TP}} = \varphi_{21} = \arctan \left(\frac{\text{Im}(\underline{S}_{21})}{\text{Re}(\underline{S}_{21})} \right) = \arctan \left(-\frac{b_N + 2x_N - b_N x_N^2}{2(1 - b_N x_N)} \right). \quad (4.5)$$

Die Berechnung der Übertragungsparameter des Hochpassfilters kann direkt aus (4.4) erfolgen. Ein Vergleich der Bauelemente in den beiden Pfaden in Abbildung 4.3a zeigt, dass dazu die Vorzeichen von jx_N und jb_N jeweils umgekehrt werden müssen. Daher ist die Phase φ_{HP} des Pfades mit dem Hochpassfilter

$$\varphi_{\text{HP}} = -\varphi_{\text{TP}} = \arctan \left(+ \frac{b_N + 2x_N - b_N x_N^2}{2(1 - b_N x_N)} \right). \quad (4.6)$$

Die Phasendifferenz $\Delta\varphi$ der beiden Filterschaltungen ist

$$\Delta\varphi = \varphi_{\text{HP}} - \varphi_{\text{TP}}. \quad (4.7)$$

Sie definiert den Phasenhub des Phasenschalters, wobei sich hier das Vorzeichen des Phasenhubs alleine aus der Reihenfolge der Differenzterme, und damit aus der Wahl der Referenzphase bestimmt. (Die Formel $\Delta\varphi = \varphi_{\text{TP}} - \varphi_{\text{HP}}$ wäre ebenso verwendbar.) Für den Fall, dass $B_{N,\text{TP}} = B_{N,\text{HP}}$ und $X_{N,\text{TP}} = X_{N,\text{HP}}$ gilt, lässt sich (4.7) unter Berücksichtigung von [67]

$$\arctan(-\alpha) = -\arctan(\alpha) \quad (4.8)$$

vereinfachen zu

$$\Delta\varphi = 2\varphi_{\text{HP}} = 2 \arctan \left(+ \frac{b_N + 2x_N - b_N x_N^2}{2(1 - b_N x_N)} \right). \quad (4.9)$$

Unter der Annahme idealer Impedanzanpassung im Durchgangsband der Filter sowie Verlustlosigkeit gilt für die Parameter \underline{S}_{11} und \underline{S}_{21}

$$\underline{S}_{11} = \sqrt{1 - |\underline{S}_{21}|^2} = 0 \quad (4.10)$$

$$|\underline{S}_{21}| = 1. \quad (4.11)$$

Aus (4.4) und (4.11) kann man, nach Auflösen der quadratischen Gleichung nach b_N und Ermittlung der Lösung, für die Parameter x_N und b_N feststellen, dass

$$b_N = \frac{2x_N}{1 + x_N^2} \quad (4.12)$$

sein muss. Dadurch wiederum lässt sich (4.9) vereinfachen zu

$$\Delta\varphi = 2 \arctan \left(\frac{2x_N}{1 - x_N^2} \right). \quad (4.13)$$

Um diesen Term nach x_N aufzulösen, macht man sich zu Nutze, dass [67]

$$t = \tan \left(\frac{\alpha}{2} \right) \Leftrightarrow \tan(\alpha) = \frac{2t}{1 - t^2}. \quad (4.14)$$

Durch Umformung kann man nun daraus den Sollwert $x_{N,\text{soll}}$ bestimmen zu

$$x_{N,\text{soll}} = \tan\left(\frac{\Delta\varphi_{\text{soll}}}{4}\right). \quad (4.15)$$

Bei diesem wird gewünschte Phasenhub $\Delta\varphi_{\text{soll}}$ exakt erreicht. Durch Einsetzen von (4.15) in (4.12) erhält man

$$b_{N,\text{soll}} = \frac{2 \tan\left(\frac{\Delta\varphi_{\text{soll}}}{4}\right)}{1 + \tan^2\left(\frac{\Delta\varphi_{\text{soll}}}{4}\right)}, \quad (4.16)$$

was sich wiederum unter Berücksichtigung des Zusammenhangs [67]

$$\sin(2x) = \frac{2 \tan x}{1 + \tan^2 x} \quad (4.17)$$

umformen lässt zu

$$b_{N,\text{soll}} = \sin\left(\frac{\Delta\varphi_{\text{soll}}}{2}\right). \quad (4.18)$$

Mit Hilfe von (4.15) und (4.18) werden, für beide Filterarten getrennt, die Bauteilwerte von C und L berechnet, mit denen bei der Mittenfrequenz f_m der gewünschte Phasenhub $\Delta\varphi_{\text{soll}}$ exakt erreicht wird. Die Mittenfrequenz ist das geometrische Mittel der unteren Grenzfrequenz des europäischen Satellitenradio-Bandes und der oberen Grenzfrequenz des amerikanischen Satellitenradio-Bandes, also

$$f_m = \sqrt{f_u \cdot f_o} = \sqrt{2,170 \text{ GHz} \cdot 2,345 \text{ GHz}} = 2,2558 \text{ GHz}. \quad (4.19)$$

Der Wert der Serieninduktivität aus dem unteren Pfad von Abbildung 4.3a ist zu bestimmen aus der Umformung von (4.2) nach L und ergibt

$$L = \frac{x_{N,\text{soll}}}{\omega_{\text{soll}}} Z_0. \quad (4.20)$$

Der Wert der Kapazität C ergibt sich aus der Umformung von (4.3) zu

$$C = \frac{b_{N,\text{soll}}}{\omega_{\text{soll}} Z_0}. \quad (4.21)$$

Für die π -Filter in Abbildung 4.3b können die Berechnungsvorschriften in analoger Weise hergeleitet werden. Der Phasenhub ergibt sich dabei (wiederum für $b_{N,\pi} = x_{N,\pi}$) zu

$$\Delta\varphi_\pi = 2 \arctan\left(+\frac{2b_{N,\pi} + x_{N,\pi} - b_{N,\pi}^2 x_{N,\pi}}{2(1 - b_{N,\pi} x_{N,\pi})}\right). \quad (4.22)$$

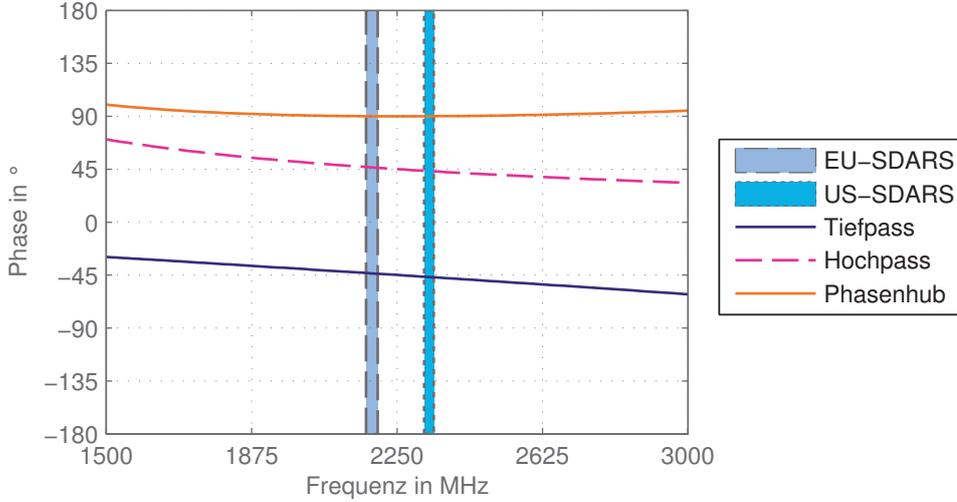


Abbildung 4.4: Phasenverschiebung φ_{21} sowie Phasenhub $\Delta\varphi$ für den Phasenschalter aus Abbildung 4.3a. Die Bauteilwerte sind berechnet für einen Phasenhub von $\Delta\varphi_{\text{soll}} = 90^\circ$ bei der Frequenz $f_m = 2,2558$ GHz.

Die Berechnung der Blindleitwerte und -widerstände der π -Filter erfolgt gemäß

$$b_{N,\text{soll},\pi} = \tan\left(\frac{\Delta\varphi_{\text{soll}}}{4}\right) \quad (4.23)$$

$$x_{N,\text{soll},\pi} = \sin\left(\frac{\Delta\varphi_{\text{soll}}}{2}\right). \quad (4.24)$$

Die Bauteilwerte errechnen sich hieraus wiederum mit Hilfe von (4.20) und (4.21). Der Verlauf des Phasenhubs ist identisch zu dem der Filter in T-Schaltung.

Der mit (4.20) ermittelte Wert L weist nur bei der Mittenfrequenz f_m die mit (4.15) bestimmte normierte Impedanz $x_{N,\text{soll}}$ auf. Auch C aus (4.21) stimmt nur bei der Frequenz f_m mit dem Wert von $b_{N,\text{soll}}$ aus (4.18) überein. Bei einer Abweichung der Frequenz wird sich der Phasenhub $\Delta\varphi$ ändern und damit nicht mehr dem gewünschten Wert $\Delta\varphi_{\text{soll}}$ entsprechen. Um den daraus für den Phasenhub $\Delta\varphi$ resultierenden Fehler berechnen zu können, müssen (4.5) und (4.6) mit den jeweils für sie berechneten Werten von x_N und b_N ausgewertet werden. Die Differenz dieser beiden Terme ist nach (4.7) der tatsächlich auftretende Phasenhub $\Delta\varphi$. Zur Veranschaulichung sind in Abbildung 4.4 die Phasen der beiden Pfade eines Phasenschalters nach Abbildung 4.3a dargestellt. Die Bauteilwerte wurden berechnet für einen Phasenhub von 90° bei der Frequenz $f_m = 2,2558$ GHz. Zwar kommt es durch die Frequenzabhängigkeit der Parallel- und Serienelemente zu Abweichungen vom gewünschten Phasenhub $\Delta\varphi_{\text{soll}}$, allerdings ändert sich φ_{21} für beide Filterarten in nahezu identischem Maß. Beim Tiefpass steigt der Betrag der Phasenverzögerung $|\varphi_{21}|$, wenn die Frequenz größer als f_m wird. Hingegen sinkt beim Hochpass der Betrag des Phasenhubs $|\varphi_{21}|$, so dass die gewünschte Phasendiffe-

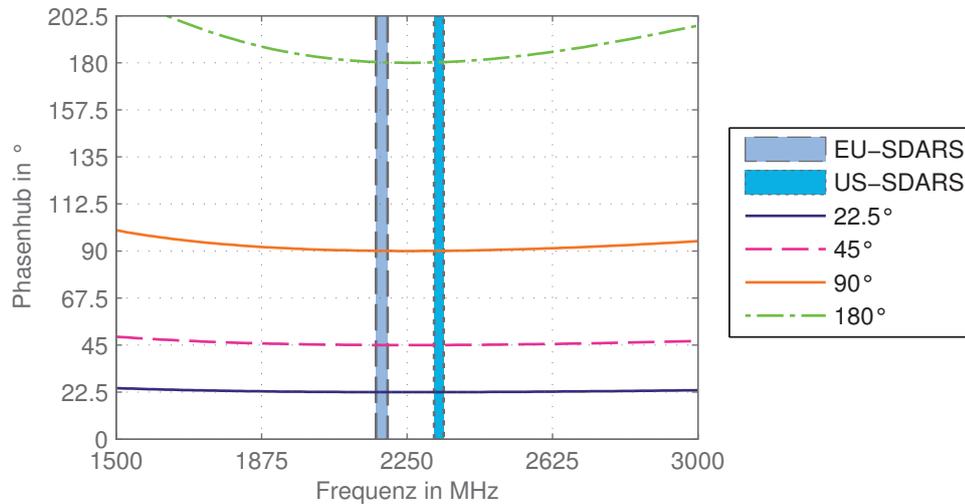


Abbildung 4.5: Phasenhub $\Delta\varphi$ für Phasenschalter nach Abbildung 4.3a. Die Bauteilwerte sind berechnet für die jeweils in der Legende angegebenen Sollwerte $\Delta\varphi_{\text{soll}}$ bei der Frequenz $f_m = 2,2558$ GHz.

renz $\Delta\varphi_{\text{soll}}$ innerhalb einer relativ großen Bandbreite eingehalten werden kann. Die genaue verwendbare Bandbreite hängt vom Phasenhub $\Delta\varphi$ der Anordnung ab und ist um so größer, je kleiner der Sollwert des Phasenhubs $\Delta\varphi_{\text{soll}}$ ist.

Abbildung 4.5 zeigt den tatsächlich auftretenden Phasenhub $\Delta\varphi$ für verschiedene Sollwerte $\Delta\varphi_{\text{soll}}$ in Abhängigkeit der Frequenz. Im Gegensatz zu den Phasenschaltern mit schaltbaren Umwegleitungen zeigt sich deutlich, dass mit den schaltbaren Filtern eine ausreichende Bandbreite der Gesamtanordnung erreicht werden kann, um beide Satellitenradio-Bänder zu unterstützen.

Die Berechnungen, welche zu den Phasenschaltern angestellt wurden, sind für die idealisierten Schaltungen in Abbildung 4.3 gültig. Bei einem Aufbau der Schaltung mit realen Bauelementen treten jedoch unvermeidliche parasitäre Effekte von Bauteilen, von Leitungen und vom Substratmaterial auf. Außerdem sind in Abbildung 4.3 keinerlei Ansteuerungsmöglichkeiten für die Schalter berücksichtigt. Die Ergebnisse der Berechnungen dienen daher als Startpunkt für weitergehende Simulationen mit dem Schaltungs-Simulations-Programm *Advanced Design System* des Unternehmens *Agilent EEsof EDA*. In diesen wurden Ersatzschaltungen aller verwendeten Bauelemente (Dioden, Induktivitäten, Kapazitäten und Widerstände) verwendet. Auch reale Eigenschaften der Leitungen und des Substrates wurden dabei berücksichtigt. Durch die parasitären Eigenschaften der realen Schaltungselemente weichen die letztendlich ermittelten Werte der verwendeten Bauteile von den berechneten ab. Zu jedem Schaltungsdesign wurden Testschaltungen gefertigt und vermessen. Auf Basis der ermittelten Messwerte wurde gegebenenfalls eine Optimierung des Designs vorgenommen, bis die jeweils gestellten Anforderungen erfüllt wurden.

Nicht nur die Einhaltung des Phasenhubs im gesamten geforderten Frequenzband ist für die Verwendbarkeit der Phasenschalter im Diversity-System relevant.

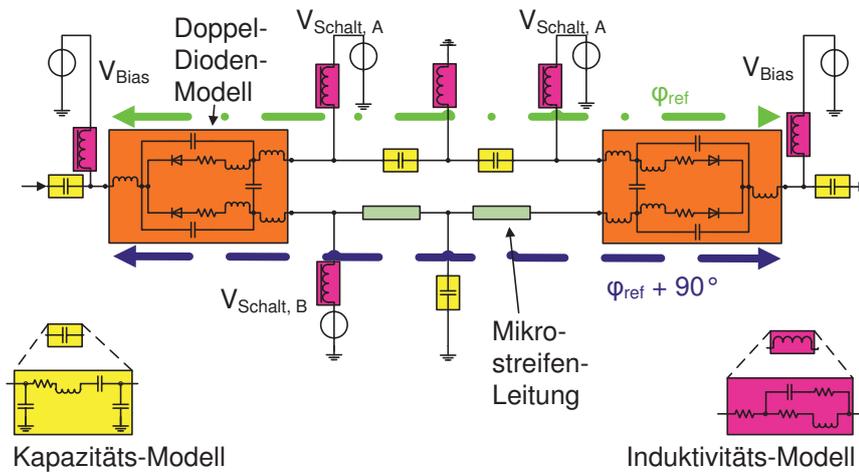


Abbildung 4.6: Phasenschieber bestehend aus PIN-Diodenschaltern und zwei Filterschaltungen zum Erreichen eines konstanten Phasenhubes von 90° im Frequenzbereich von 2,170 GHz bis 2,345 GHz [79].

Eine gute Impedanzanpassung der einzelnen Stufen ist besonders wichtig, weil eine Serienschaltung der einzelnen Phasenschieberstufen erfolgt. Fehlanpassungen an einzelnen Phasenschaltern führen zu Reflexionen, welche die Phasenverschiebung und die Durchgangsdämpfung negativ beeinflussen. Die Filterschaltungen bieten die Möglichkeit, Fehlanpassungen durch die Diodenschalter auszugleichen und damit eine bessere Anpassung der Gesamtschaltung zu erreichen. Da die Impedanz an Ein- und Ausgang eines Phasenschiebers von seiner Phaseinstellung abhängt ist es nicht möglich, mit diskreten Anpassschaltungen zwischen den Phasenschieberstufen zu arbeiten. Im Design der einzelnen Phasenschalter wurde daher auf sehr gute Reflexionsdämpfung der einzelnen Schaltungsblöcke von mindestens -20 dB geachtet. Insgesamt ist ein sehr konstanter Phasenhub mit hervorragenden Werten bei Anpassung und Dämpfung erzielt worden. Die einzelnen Stufen des gesamten Phasenschiebers können jeweils einen Phasenhub von 45° , 90° und 180° erreichen. Aus der Kaskadierung dieser Stufen ergibt sich eine vollständige Abdeckung des Phasenkreises in einer Schrittweite von 45° . Der Aufbau der einzelnen Stufen wird im Folgenden näher erläutert. Messwerte zeigen die Eigenschaften der Schaltungen.

Phasenschalter $0^\circ/90^\circ$

Im Phasenschalter $0^\circ/90^\circ$ werden zwei Filterschaltungen dritter Ordnung verwendet, um den gewünschten Phasenhub zu erreichen. Ein Pfad ist als Hochpass in T-Schaltung aufgebaut, der andere als Tiefpass in T-Schaltung, er entspricht also dem in Abbildung 4.3a gezeigten Aufbau. Allerdings wurden beim Tiefpass in T-Schaltung die beiden Serien-Induktivitäten durch dünne Mikrostreifenleitungen ersetzt, die eine induktive Wirkung haben. Die Dämpfung einer solchen Leitung ist kleiner als die Verluste einer diskreten Induktivität, solange sich die Leitungs-

	Rechnung	optimierter Aufbau
L_{TP} in nH	1,46	1,5
C_{TP} in pF	1,00	1,0
L_{HP} in nH	4,99	8,2
C_{HP} in pF	3,41	1,6

Tabelle 4.1: Bauteilwerte der Filterstrukturen des Phasenschalters $0^\circ/90^\circ$ nach idealer Rechnung und nach der Optimierung unter Berücksichtigung parasitärer Bauteileigenschaften. Die Induktivität der Leitung im Tiefpass wurde abgeschätzt mit einer Näherung (circa 10 nH/cm [54]).

länge auf einige Millimeter beschränkt. Aus diesem Grund kann so eine geringere Dämpfung der Schaltung erreicht werden. Der Schaltplan des Phasenschalters $0^\circ/90^\circ$ ist in Abbildung 4.6 dargestellt.

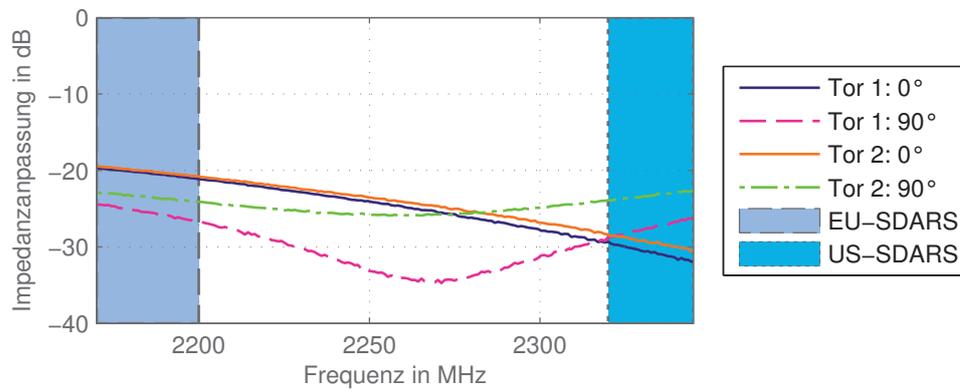
Die Bauteilwerte der Filterschaltungen für die Dimensionierung nach (4.20) und (4.21) sind in Tabelle 4.1 angegeben. Durch das Zusammenschalten beider Filter mit den Dioden wurden Änderungen an den Filtern notwendig. Grund hierfür sind die nicht ideale Sperrdämpfung der Diodenschalter (gegenseitige Beeinflussung der beiden Pfade) sowie parasitäre Induktivitäten der Bauteile (Verstimmung der Filter). Zum Vergleich sind die Werte wiedergegeben, welche durch die Optimierung der Schaltung unter Berücksichtigung parasitärer Elemente gewonnen wurden. Beim Tiefpass stimmen die Werte sehr gut mit den theoretisch ermittelten überein, während sich beim Hochpass Abweichungen zeigen.

Messungen an einem aufgebauten Phasenschalter $0^\circ/90^\circ$ wurden durchgeführt. Die Ergebnisse sind in Abbildung 4.7 zu betrachten. Die gemessene Schaltung weist in beiden Schaltstellungen eine Reflexionsdämpfung an Eingang und Ausgang von besser als -20 dB im gesamten betrachteten Frequenzbereich auf. Die Einfügedämpfung liegt zwischen $-0,6 \text{ dB}$ und $-0,5 \text{ dB}$ und ist damit für beide Schaltstellungen nahezu identisch. Der Phasenhub liegt sowohl im europäischen (EU-SDARS) als auch im amerikanischen (US-SDARS) Satellitenradio-Band bei fast exakt 90° .

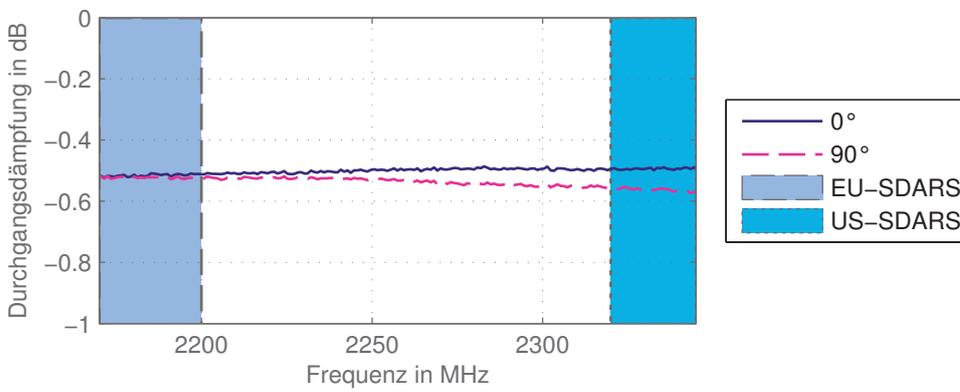
Phasenschalter $0^\circ/45^\circ$

Der Phasenschalter $0^\circ/45^\circ$ ist theoretisch sehr breitbandig aufzubauen, wie bereits in Abbildung 4.5 zu erkennen ist. Allerdings zeigt eine Berechnung der erforderlichen Bauteilwerte, welche in Tabelle 4.2 wiedergegeben sind, dass die Realisierung mit realen Bauteilen problematisch ist. Die parasitären Eigenschaften der Dioden liegen in der Größenordnung der idealen Bauteilwerte der Filterschaltungen und beeinflussen damit die Charakteristik sehr stark. Die zusätzliche Induktivität verändert damit Impedanzanpassung, Durchgangsdämpfung und Phasenhub der Schaltung wesentlich.

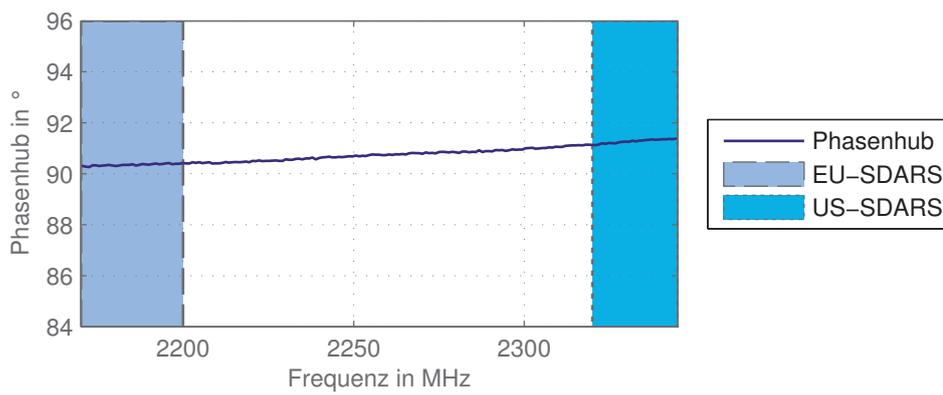
Im Unterschied zum Phasenschalter $0^\circ/90^\circ$ wurde aus den genannten Gründen der Phasenschalter $0^\circ/45^\circ$ aus zwei Tiefpassfiltern mit der gleichen Topologie



(a) Impedanzanpassung



(b) Durchgangsdämpfung



(c) Phasenhub

Abbildung 4.7: Messergebnisse des schaltbaren 0°/90° Phasenschiebers aus Abbildung 4.6.

	Rechnung	optimierter Aufbau
$L_{1,TP}$ in nH	1,40	1,6
$C_{1,TP}$ in pF	0,27	0,3
L_{HP} in nH	18,44	–
C_{HP} in pF	3,55	–
$L_{2,TP}$ in nH	–	4,7
$C_{2,TP}$ in pF	–	0,6

Tabelle 4.2: Bauteilwerte der Filterstrukturen des Phasenschalters $0^\circ/45^\circ$ nach idealer Rechnung (Tiefpass und Hochpass in π -Schaltung) und nach der Optimierung unter Berücksichtigung parasitärer Bauteileigenschaften (zwei Tiefpässe in π -Schaltung).

aufgebaut [70]. In den beiden Pfaden kommt je ein Tiefpass dritter Ordnung in π -Schaltung zum Einsatz. In zahlreichen Simulationen hat sich dieser Aufbau als derjenige mit den besten Eigenschaften herausgestellt. Die parasitären Induktivitäten der Diodenanschlüsse wirken als weitere Blindelemente des Filters. So kann die Anpassung durch die Kapazitäten gegen Masse entsprechend nachjustiert werden. Die Bauteilwerte der Elemente der beiden Tiefpassfilter sind in Tabelle 4.2 wiedergegeben. Insgesamt ergibt sich durch die parasitären Serieninduktivitäten der Dioden in Kombination mit der π -Schaltung des Tiefpassfilters dritter Ordnung ein Tiefpassfilter fünfter Ordnung. Dadurch ist die Gesamtbandbreite größer und der gewünschte Phasenhub von 45° kann mit zwei Tiefpassfiltern mit identischer Topologie, aber unterschiedlichen Elementewerten erreicht werden. Allerdings ist es schwierig, den Durchgangsbereich der Filter an das geforderte Frequenzband anzupassen, während gleichzeitig der Phasenunterschied von 45° eingehalten wird. Dies zeigt sich auch in den Abweichungen der HF-Eigenschaften der beiden Filterstellungen voneinander, die größer ausfallen als bei den anderen Phasenschaltern. Dennoch werden alle geforderten Werte von Anpassung, Dämpfung und Phasenhub in beiden Satellitenradio-Bändern eingehalten.

Der beschriebene Phasenschalter $0^\circ/45^\circ$ wurde gefertigt und die Streuparameter mit einem Netzwerk-Analysator (NWA) ermittelt. Die Impedanzanpassung an Eingang und Ausgang liegt in beiden Schaltstellungen im gesamten Frequenzbereich besser als -20 dB. Die Durchgangsdämpfung schwankt zwischen $-0,5$ dB und $-0,6$ dB im europäischen Satellitenradio-Band. Im amerikanischen Satellitenradio-Band werden etwas schlechtere Werte zwischen $-0,65$ dB und $-0,75$ dB erreicht. Hier zeigt sich, dass der Durchlassbereich des Filters im 0° -Zweig nicht weit oberhalb des betrachteten Frequenzbandes endet (Durchgangsdämpfung -3 dB bei $f = 2,456$ GHz). Die erreichten Dämpfungswerte sind jedoch für beide Schaltstellungen nahezu identisch und liegen immer noch im akzeptablen Bereich.

Phasenschalter $0^\circ/180^\circ$

Wie Abbildung 4.5 zeigt, ist die erreichbare Bandbreite bei einem Phasenhub von 180° gegenüber kleineren Phasenhuben bereits stark verringert. Bei der idealen

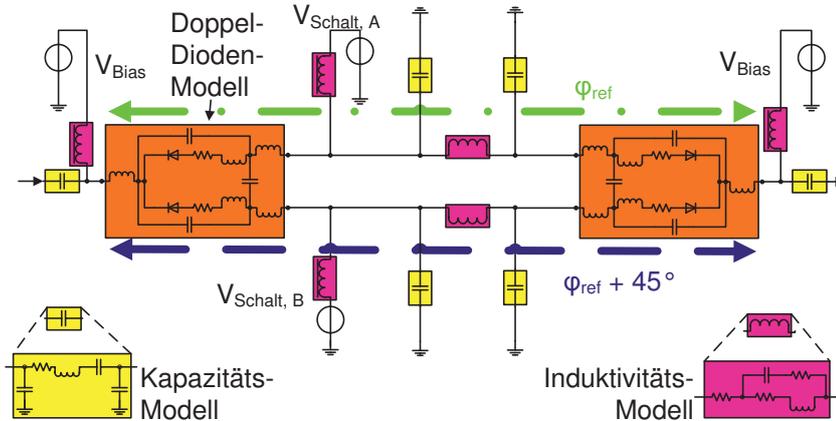


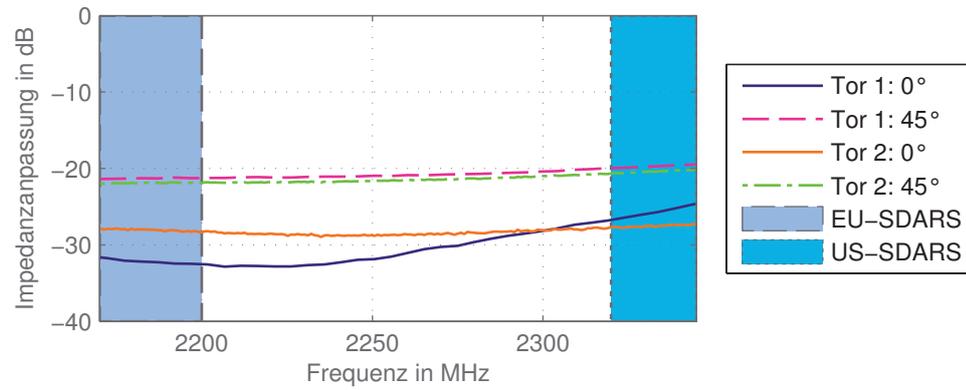
Abbildung 4.8: Phasenschieber bestehend aus PIN-Diodenschaltern und zwei Filterschaltungen zum Erreichen eines konstanten Phasenhubes von 45° in einem Frequenzbereich von 2,170 GHz bis 2,345 GHz.

Schaltung aus Abbildung 4.3a wird zwar der gewünschte Phasenhub in beiden Satellitenradio-Bändern immer noch eingehalten. Allerdings zeigten Simulationen der Schaltung unter Berücksichtigung parasitärer Effekte, dass dieser Aufbau so nicht umsetzbar ist. Die Bandbreite der Schaltung kann aber erhöht werden, wenn die Ordnung der Filterschaltungen erhöht wird [55]. Aus diesem Grund kommen im Phasenschalter $0^\circ/180^\circ$ Filter fünfter Ordnung zum Einsatz. Das Hochpassfilter ist eine symmetrische T-Schaltung fünfter Ordnung. Das Tiefpassfilter ist eine symmetrische π -Schaltung fünfter Ordnung. Die unterschiedlichen Filtertopologien wurden verwendet, da die Verluste diskreter Induktivitäten höher sind als die von Kapazitäten. Ein Schaltplan des Phasenschalters ist in Abbildung 4.10 dargestellt.

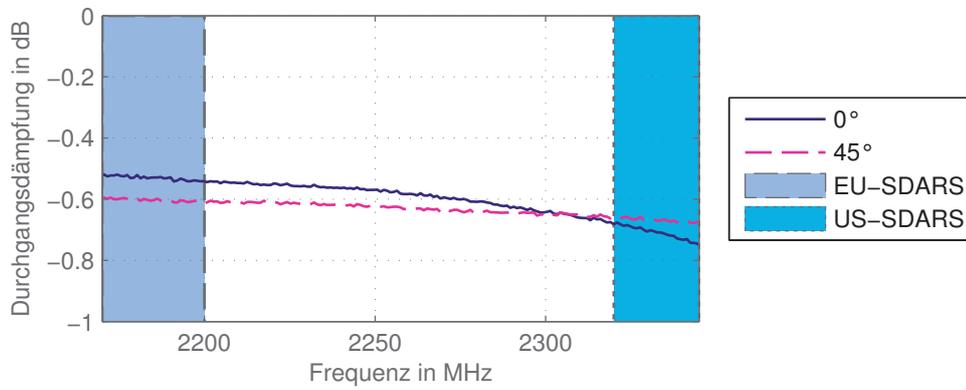
Durch die Verwendung einer π -Schaltung im Tiefpass sowie einer T-Schaltung im Hochpass werden in beiden Filterschaltungen lediglich zwei Induktivitäten benötigt, Verluste werden minimiert. Die beiden unterschiedlichen Filter weisen Phasenverschiebungen zwischen Eingang und Ausgang auf, die sich um 180° un-

	Rechnung	optimierter Aufbau
L_{TP} in nH	2,49	2,2
$C_{1,TP}$ in pF	0,58	0,4
$C_{2,TP}$ in pF	1,17	0,5
L_{HP} in nH	4,99	5,6
$C_{1,HP}$ in pF	3,41	0,9
$C_{2,HP}$ in pF	1,70	3,0

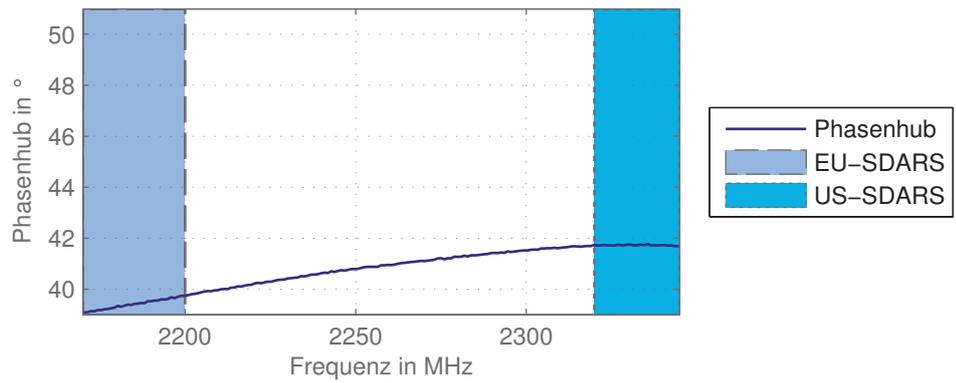
Tabelle 4.3: Bauteilwerte der Filterstrukturen des Phasenschalters $0^\circ/180^\circ$ nach idealer Rechnung und nach der Optimierung unter Berücksichtigung parasitärer Bauteileigenschaften.



(a) Impedanzanpassung



(b) Durchgangsdämpfung



(c) Phasenhub

Abbildung 4.9: Messergebnisse des schaltbaren 0°/45° Phasenschiebers aus Abbildung 4.8.

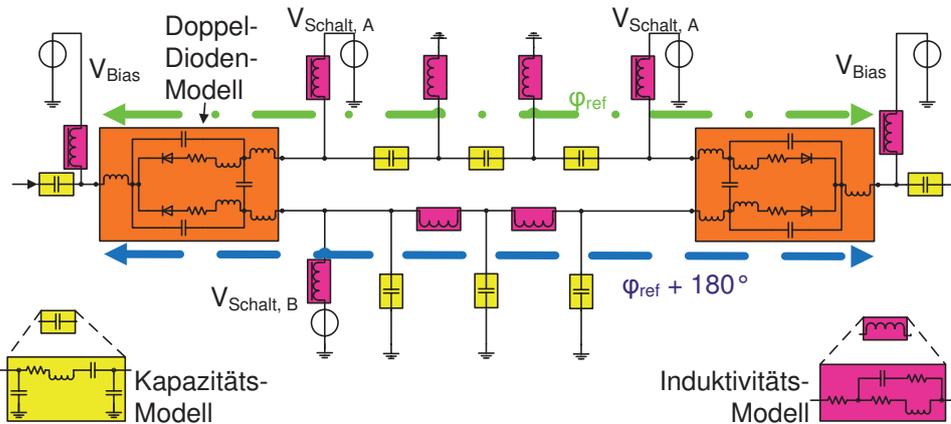


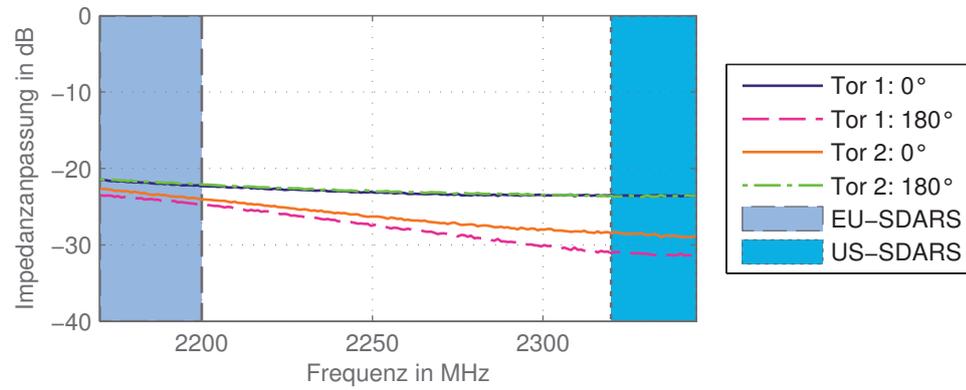
Abbildung 4.10: Phasenschieber bestehend aus PIN-Diodenschaltern und zwei Filterschaltungen zum Erreichen eines konstanten Phasenhubs von 180° zwischen 2,170 GHz und 2,345 GHz [79].

terscheiden. Die Berechnung der optimalen Bauteilwerte erfolgt aus der Kaskadierung zweier Filter mit einem Phasenhub von 90° sowohl beim Hochpass als auch beim Tiefpass. Durch das Zusammenfassen der mittleren Filterbauteile (beispielsweise der beiden Kapazitäten beim π -Tiefpass) ergeben sich die in Tabelle 4.3 angegebenen Werte. Die Bauteilwerte nach der Optimierung der Gesamtschaltung unter Berücksichtigung parasitärer Bauteileigenschaften weichen wiederum von den zuvor berechneten Werten ab und sind ebenfalls angegeben.

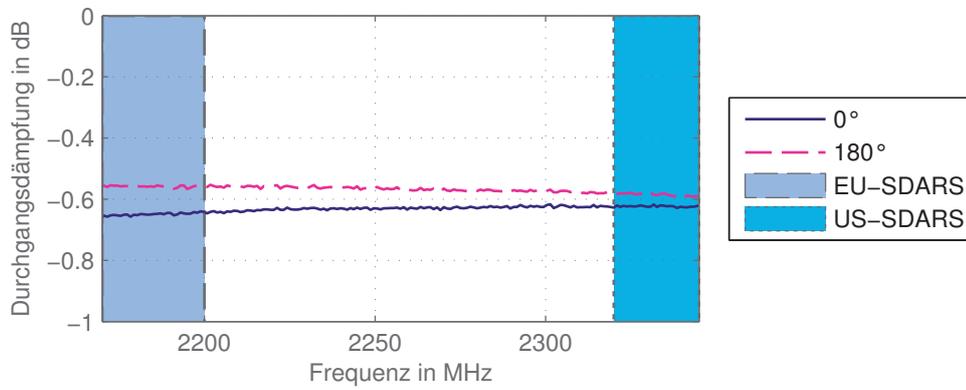
Phasenschalter mit entsprechend angepassten Filtern wurden aufgebaut und mit Hilfe eines NWA vermessen. Die Messergebnisse sind in Abbildung 4.11 gegeben. Die Reflexionsdämpfung liegt im gesamten Frequenzbereich bei Werten besser als -20 dB sowohl am Eingang als auch am Ausgang der Schaltung in beiden Schaltzuständen. Die Durchgangsdämpfung liegt zwischen $-0,65$ dB und $-0,55$ dB und ist in beiden interessierenden Frequenzbereichen nahezu identisch. Im europäischen Satellitenradio-Band weist der Phasenhub eine Abweichung von etwa 6° auf, was jedoch immer noch innerhalb des Toleranzbereichs liegt. Bei den Frequenzen des amerikanischen Satellitenradios wird der gewünschte Phasenhub von 180° fast ideal erreicht.

4.3.2 Kontinuierlich einstellbarer, breitbandiger Phasenschieber

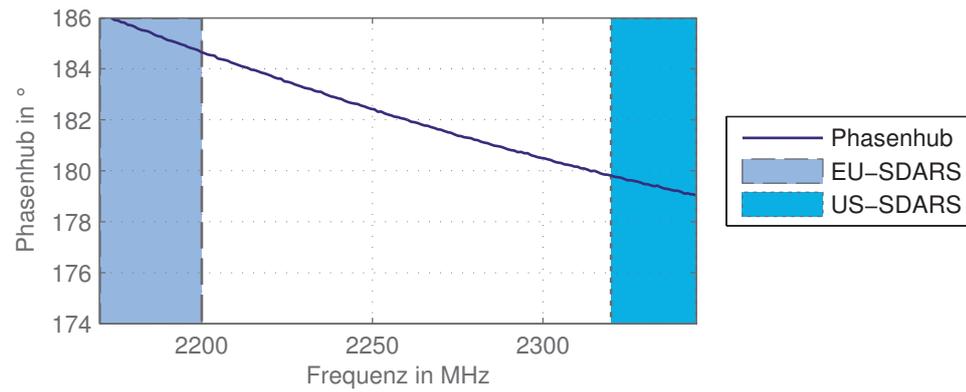
Die bisher vorgestellten Phasenschalter erlauben lediglich die Einstellung diskreter Phasenschritte. Für Satellitenradio-Dienste mit einer QPSK-Modulation ist eine Schrittweite von 45° oder sogar 90° ausreichend, wie Messungen mit einem Diversity-System für *Sirius Satellite Radio* ergeben haben [79], [78]. Für andere Anwendungen oder höhere Modulationsarten kann jedoch eine feinere Phasenschrittweite vonnöten sein. Vorstellbar ist die Verwendung einer Phasenumtastung (Phase-Shift Keying (PSK)) mit acht unterschiedlichen Symbolen (8-PSK) oder eine Quadratur-Amplituden-Modulation (QAM) mit 16 unterschiedlichen Symbo-



(a) Impedanzanpassung



(b) Durchgangsdämpfung



(c) Phasenhub

Abbildung 4.11: Messergebnisse des schaltbaren 0°/180° Phasenschiebers aus Abbildung 4.10.

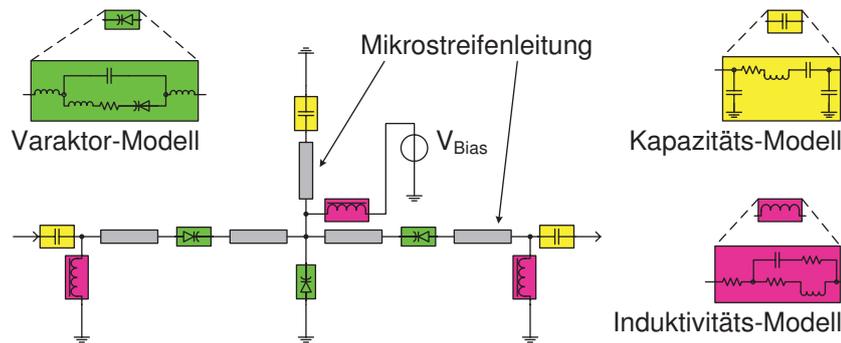


Abbildung 4.12: Kontinuierlich einstellbarer Phasenschieber realisiert als Bandpass-Schaltung mit Varaktor-Dioden.

len (16-QAM). Die weitere Verwendung von Phasenschaltern mit immer feineren Stufen ist hierzu zwar möglich, aber unnötig aufwendig. Besser eignet sich die Ergänzung der vorgestellten Phasenschalter um einen kontinuierlich einstellbaren Phasenschieber mit 45° Phasenhub.

Im Rahmen dieser Arbeit wurde ein solcher kontinuierlich einstellbarer Phasenschieber erstellt [40, 50] und für eine breitbandige Verwendung angepasst [70]. Er basiert auf einer Bandpass-Struktur mit symmetrisch ergänzter Breitband-Bandpass-Kompensation in T-Schaltung. Ein Schaltplan des Phasenschiebers ist in Abbildung 4.12 gegeben. Die Kapazitäten des Bandpasses sind mit Varaktor-Dioden realisiert, deren Kapazität über die Bias-Spannung eingestellt wird. Die Induktivitäten der Bandpass-Struktur bestehen aus Mikrostreifenleitungen. Die Breite und Länge der Leitungen ist jeweils so abgestimmt, dass die Anforderungen an Durchgangsdämpfung, Impedanzanpassung und Einstellbereich der Durchgangsphase erfüllt werden.

Die Ansteuerung des Phasenschiebers ist nicht unmittelbar durch die MCU des Diversity-Systems möglich. Für einen Phasenhub von 45° sind – aufgrund der $C(U)$ -Charakteristik verfügbarer Varaktordioden – vergleichsweise hohen Spannungen von bis zu 17 V erforderlich. In den Schalt-Phasen-Diversity-Systemen für europäische und amerikanische Satellitenradio-Dienste beträgt die Versorgungs-

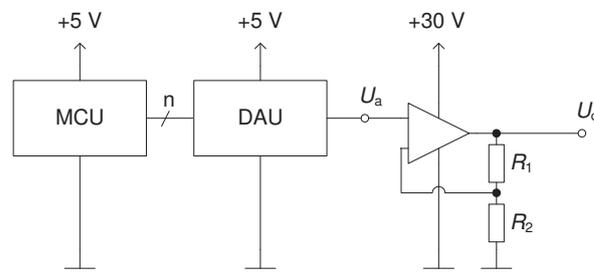


Abbildung 4.13: Ansteuerschaltung des variablen Phasenschiebers mit Hilfe eines nichtinvertierenden Verstärkers.

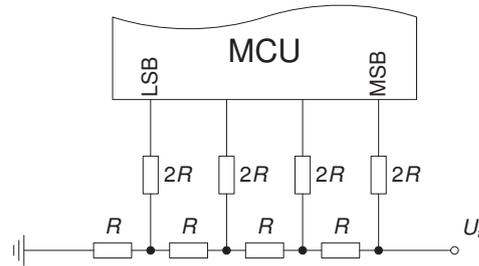


Abbildung 4.14: Ein R - $2R$ -Netzwerk zur Erzeugung einer analogen Ausgangsspannung U_a aus einer MCU. Das dargestellte Netzwerk bietet eine Auflösung von 4 bit.

spannung der MCU 5 V, im mehrdienstfähigen System sogar nur 3,3 V. Andere Controller können auch mit niedrigeren Spannungen bis hinunter zu 1,8 V betrieben werden. Es muss also eine Umsetzung des Steuersignals von der Versorgungsspannung der MCU zur Ansteuerspannung der Varaktor-Dioden vorgenommen werden. Diese Umsetzung ist in Abbildung 4.13 dargestellt. Sie erfolgt mit Hilfe eines Operationsverstärkers, der als nichtinvertierender Verstärker beschaltet ist [88]. Die Versorgungsspannung des Operationsverstärkers wird durch einen Gleichspannungswandler aus der Versorgungsspannung der MCU erzeugt.

Die MCU gibt zur Einstellung der Phase eine analoge Steuerspannung U_a aus. Dies kann zum Beispiel durch einen Digital-Analog-Umsetzer (DAU) erfolgen, der entweder direkt in der MCU integriert ist, oder extern zugeschaltet wird.

Alternativ zur Verwendung eines DAU ist auch die Erzeugung der analogen Spannung über ein R - $2R$ -Netzwerk direkt aus mehreren digitalen Ausgängen des MCU ist möglich. Zur Veranschaulichung ist in Abbildung 4.14 ein R - $2R$ -Netzwerk mit $n = 4$ Stufen dargestellt, dessen Ausgangsspannung U_a in $2^n = 16$ Schritten eingestellt werden kann. Der kleinste einstellbare Wert beträgt 0 V, der größte liegt bei $2^{n-1}/2^n = 15/16$ der Versorgungsspannung des MCU. Die Funktionsweise dieses Netzwerks kann mit Hilfe einer schaltungstechnischen Analyse leicht erfasst werden, weshalb in dieser Arbeit nur die wesentlichen Eigenschaften dargestellt werden. Die Ansteuerung der Ausgangsports des MCU erfolgt direkt mit der Binärdarstellung der gewünschten Spannung, wobei der Wert zwischen 0 und 2^{n-1} liegen kann. Die Zuweisung der Bits zu den Ports ist in Abbildung 4.14 mit der Beschriftung Most Significant Bit (MSB) und Least Significant Bit (LSB) angegeben. Mit dieser Methode lässt sich kostengünstig eine Steuerspannung erzeugen, deren Wert sich sehr einfach durch einen MCU einstellen lässt. Die Quellimpedanz der Spannung U_a ist vom Wert R abhängig und schwankt außerdem mit jeder Einstellung der Ansteuerspannungen, so dass ein Pufferverstärker am Ausgang eingesetzt werden muss. Der Wert von R ist groß genug zu wählen, damit die Ausgänge des MCU einen ausreichend großen Strom durch das Widerstandsnetzwerk treiben können. Andererseits führen große Widerstandswerte zu ungenaueren Ergebnissen aufgrund der schlechteren Toleranzeigenschaften der Bauteilewerte. Ein Wert von $R = 10 \text{ k}\Omega$ stellt hier einen guten Kompromiss dar.

Die Auflösung, in der die Steuerspannung erzeugt werden muss, ergibt sich aus der geforderten Schrittweite und Genauigkeit des Phasenhubs des kontinuierlich einstellbaren Phasenschiebers. Mit einer größeren Anzahl Stufen kann auch der nichtlineare Verlauf der Beziehung zwischen Spannung und Phasenhub der Varaktordioden ausgeglichen werden. Durch automatisierte Messung aller Spannungswerte U_a des R - $2R$ -Netzwerks und gezielte Auswahl der gewünschten Ansteuerwerte können auch verbleibende Fehler durch zu große Toleranzen der Widerstände minimiert werden.

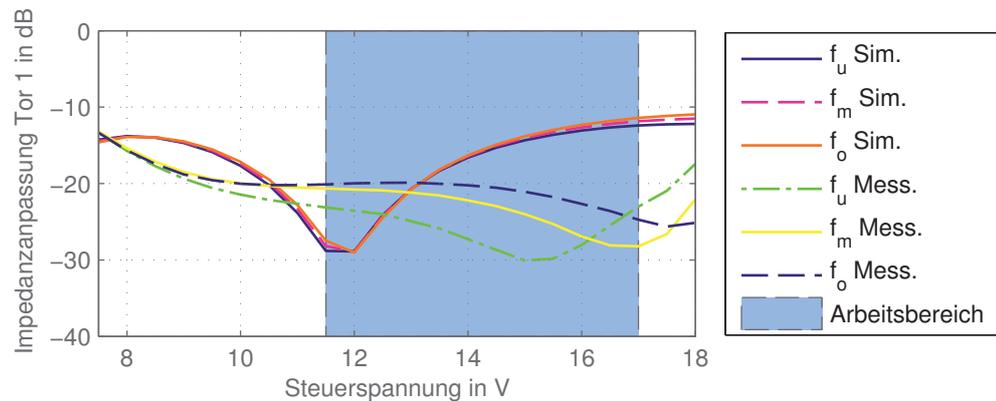
Der im Rahmen dieser Arbeit realisierte Phasenschieber verwendet eine Ansteuerung mittels R - $2R$ -Netzwerk mit einer Auflösung von 8 bit. Die Phase kann in acht Werten eingestellt werden, es ist also eine Schrittweite von $11,25^\circ$ realisiert. Ein *Matlab*-Skript misst die Streuparameter des Phasenschiebers vollautomatisch für alle möglichen Ansteuerspannungen. Die Ermittlung der optimalen acht Werte aus den 256 möglichen für die Ansteuerspannung erfolgt ebenfalls durch dieses Skript. Die Streuparameter des Phasenschiebers sind in Abbildung 4.15 angegeben. Drei Kurven stellen die Ergebnisse bei der unteren Grenzfrequenz, in der Bandmitte beziehungsweise bei der oberen Grenzfrequenz des jeweiligen Satellitenradio-Bands dar. In Tabelle 4.4 ist eine Zusammenfassung der wesentlichen Eigenschaften des Phasenschiebers aufgeführt. Die Impedanzanpassung ist in beiden Satellitenradio-Bändern besser als -15 dB. Der geforderte Phasenhub von 45° wird erreicht. Die Durchgangsdämpfung liegt in beiden Bändern besser als $-1,2$ dB. Sie ist innerhalb der Bänder mit einem Schwankungsbereich von $0,1$ dB im europäischen beziehungsweise $0,2$ dB im amerikanischen Satellitenradio-Band sehr konstant. Der breitbandige, kontinuierlich einstellbare Phasenschieber kann somit als weiteres Glied in der Zusammenschaltung der Phasenschieber verwendet werden, falls die Anwendung eine sehr feine Einstellung des Phasenhubs erfordert. Bei einer Lockerung der Anforderungen an die Durchgangsdämpfung und Anpassung kann der Phasenhub des breitbandigen, kontinuierlich einstellbaren Phasenschiebers sogar auf 90° erweitert werden, wodurch der diskret einstellbare 45° -Phasenschalter entfallen könnte.

Im mehrdienstfähigen Diversity-System wird der vorgestellte, kontinuierlich einstellbare Phasenschieber zunächst nicht verwendet werden. Er eröffnet jedoch für die Zukunft durch seine große Flexibilität des einstellbaren Phasenhubs die Möglichkeit des Einsatzes des Diversity-Systems für Dienste mit Modulationsarten höherer Ordnung.

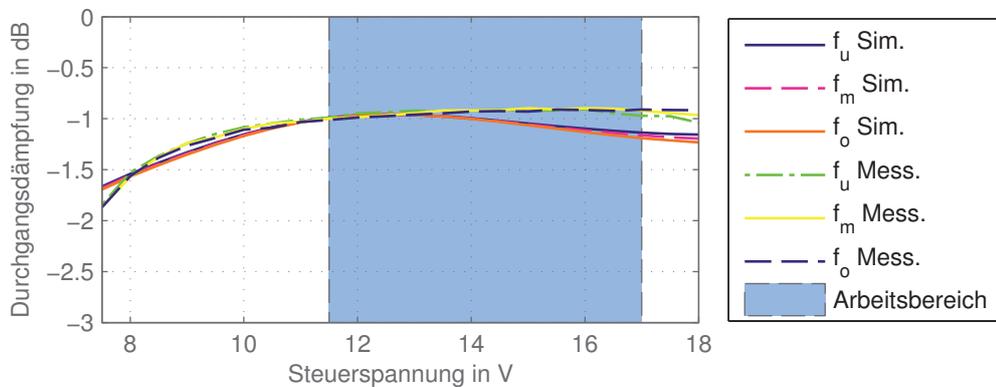
4.3.3 Messungen des mehrstufigen, breitbandigen Phasenschiebers

Für den Einsatz im breitbandigen Diversity-System werden die drei Phasenschalter $0^\circ/45^\circ$, $0^\circ/90^\circ$ und $0^\circ/180^\circ$ in Serie geschaltet. Daraus ergibt sich dann ein Phasenschieber, der einen Vollkreis in Schritten von 45° abdeckt. Besonders vorteilhaft für alle Phaseinstellungen ist eine konstante, möglichst geringe Dämpfung sowie ein kleiner Phasenfehler.

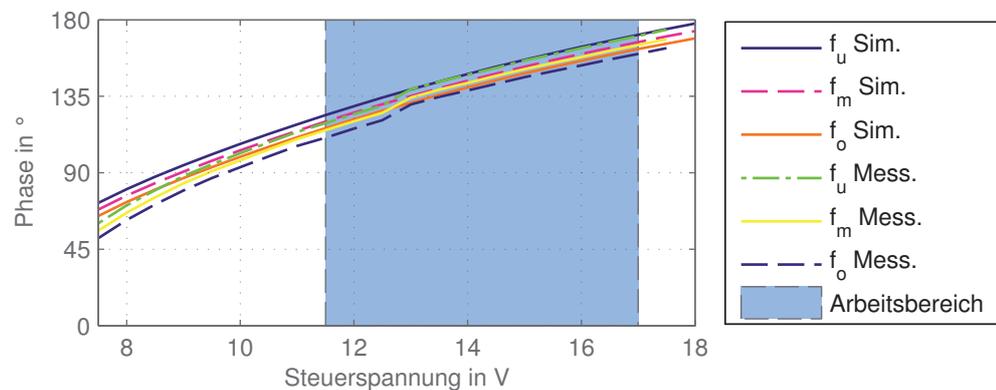
Die Kombination der Phasenschalter in der entsprechenden Reihenfolge führt trotz optimierter Verschaltung zu einer Verschlechterung der Impedanzanpas-



(a) Impedanzanpassung bei EU-SDARS

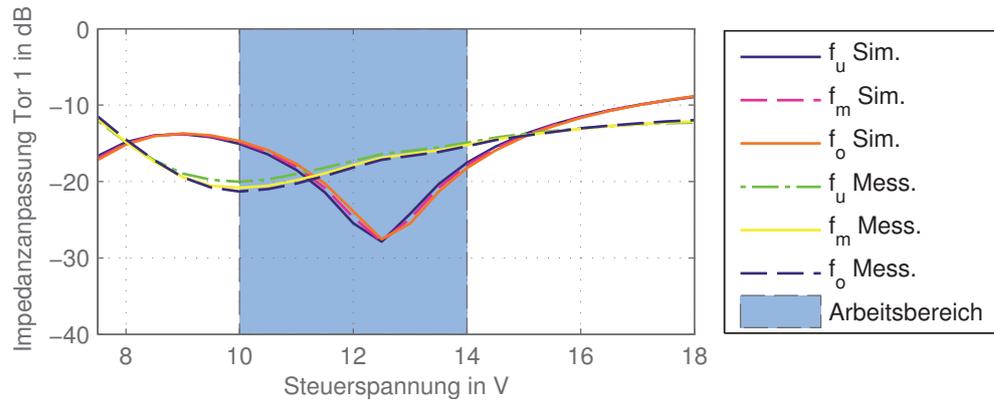


(b) Dämpfung bei EU-SDARS

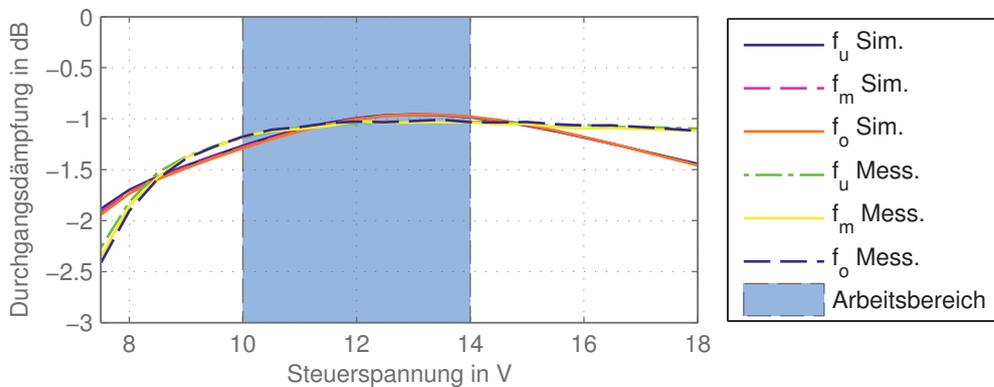


(c) Phase bei EU-SDARS

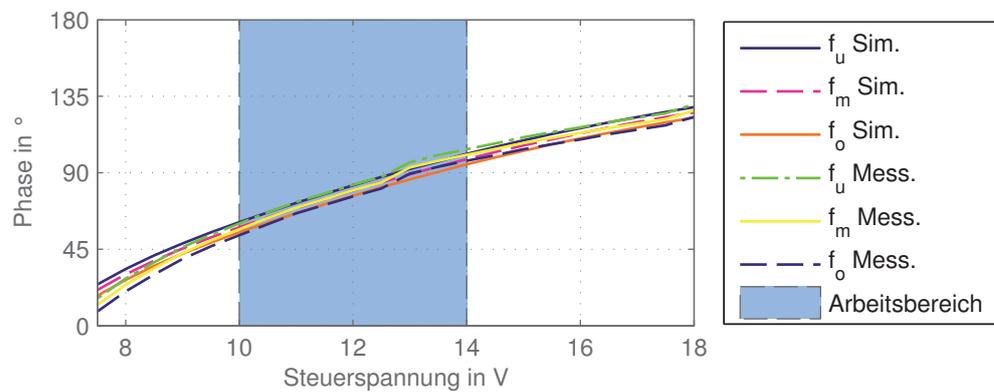
Abbildung 4.15: Vergleich gemessener (Mess.) und simulierter (Sim.) Werte von Anpassung, Dämpfung und maximalem Phasenhub des breitbandigen, kontinuierlich einstellbaren Phasenschiebers [70]. Die hinterlegte Fläche zeigt den optimalen Bereich der Steuerspannung im jeweiligen Satellitenradio-Band.



(d) Impedanzanpassung bei US-SDARS



(e) Dämpfung bei US-SDARS



(f) Phase bei US-SDARS

Abbildung 4.15: Vergleich gemessener (Mess.) und simulierter (Sim.) Werte von Anpassung, Dämpfung und maximalem Phasenhub des breitbandigen, kontinuierlich einstellbaren Phasenschiebers [70]. Die hinterlegte Fläche zeigt den optimalen Bereich der Steuerspannung im jeweiligen Satellitenradio-Band.

	EU-SDARS	US-SDARS
min. Bias-Spannung in V	11,5	10,0
max. Bias-Spannung in V	17,0	14,0
Anpassung in dB	≤ -20	≤ -15
Durchgangsdämpfung in dB	$\geq -1,0$	$\geq -1,2$
Phasendrehung in °	46	46
Phasenabweichung in °	± 2	± 4

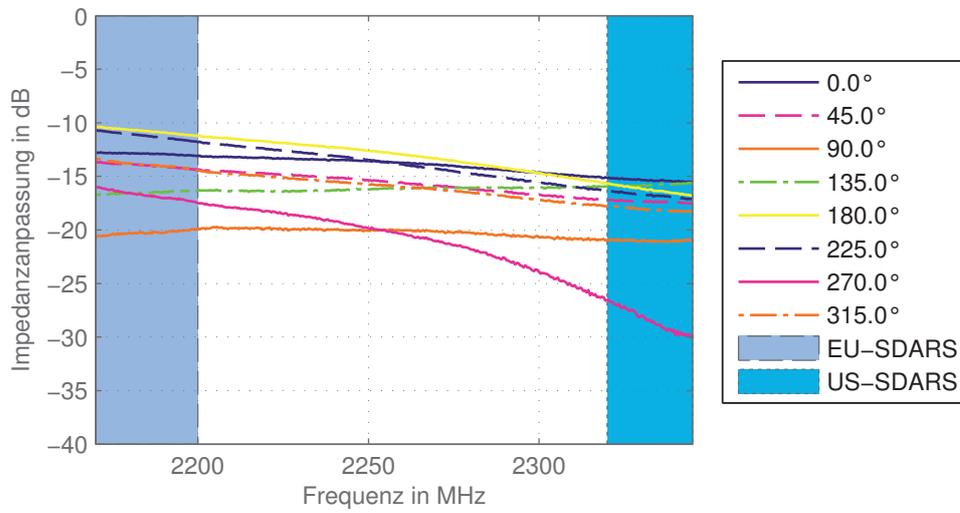
Tabelle 4.4: Messergebnisse des breitbandigen, kontinuierlich einstellbaren Phasenschiebers in den Bändern des europäischen und amerikanischen Satellitenradio [70].

sung der Gesamtschaltung. Die erreichte Reflexionsdämpfung liegt bei mindestens $-10,3$ dB im Band des europäischen Satellitenradio beziehungsweise bei $-15,1$ dB im amerikanischen Satellitenradio-Band. Diese Werte sind für den Einsatz im Diversity-System akzeptabel. Die Durchgangsdämpfung liegt zwischen $-2,4$ dB und $-2,0$ dB und ist damit wesentlich geringer und gleichmäßiger als im Phasenschieber aus Umwegleitungen. Die Messergebnisse von Impedanzanpassung, Durchgangsdämpfung und absolutem Phasenhub der Phasenschalter-Kombination sind in Abbildung 4.16 wiedergegeben. Die Abweichungen der Phasenstellungen von den Sollwerten des Phasenhub sind in Abbildung 4.17 dargestellt. Der Phasenhub erreicht im Band des amerikanischen Satellitenradio die geforderten Werte mit einer Abweichung von lediglich $\pm 4,5^\circ$. Bei der Verwendung im Band des europäischen Satellitenradio liegen die Phasenfehler bei $\pm 8,4^\circ$ und damit über den Spezifikationen für die Verwendung bei Systemen mit Modulationsgraden höher als QPSK. Diese Abweichungen müssen noch durch Anpassung der Verschaltung der Phasenschieber korrigiert werden. Für den Einsatz bei den derzeit verfügbaren amerikanischen Satellitenradio-Systemen erfüllen diese Werte sämtliche Anforderungen. Die in Kapitel 4.3.2 beschriebenen, kontinuierlich einstellbaren Phasenschieber sind in dieser Schaltung noch nicht verwendet worden, da sie bei den derzeitigen, QPSK-modulierten Signalen nicht notwendig sind.

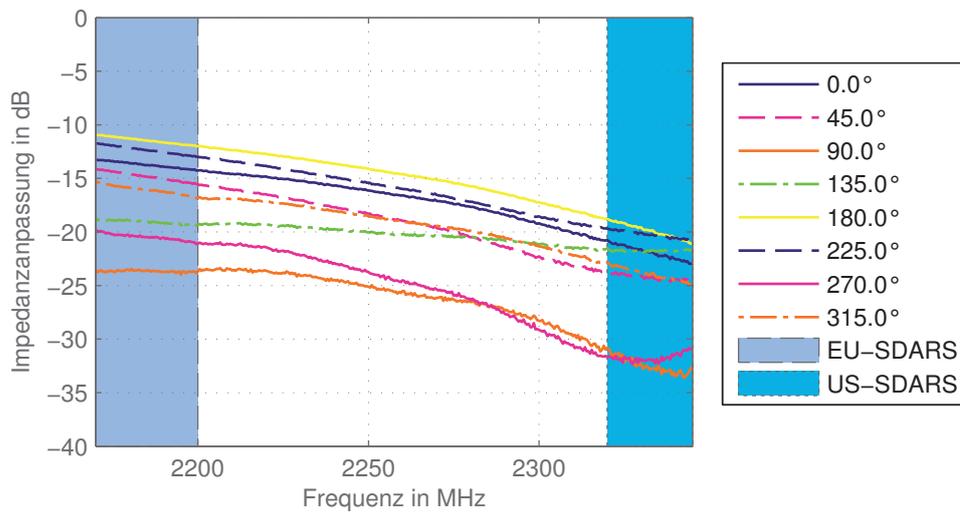
4.4 Mehrdienstfähige Pegelmessschaltung

Wie in Kapitel 3.2.3 erläutert wird, basiert der Algorithmus zur phasenrichtigen Addition der verfügbaren Antennensignale auf der Messung von Signalpegeln. Um ein mehrdienstfähiges Diversity-System aufzubauen, ist eine Pegelmessschaltung erforderlich, die alle gewünschten Dienste unterstützt. Zu diesem Zweck muss zum einen der entsprechende Frequenzbereich des Dienstes in den Messbereich fallen. Zum Anderen muss die Bandaufteilung des Dienstes berücksichtigt werden, also die Anzahl und Bandbreite der verwendeten Unterbänder.

Die Pegelmessschaltung des Schalt-Phasen-Diversity-Systems für *Sirius Satellite Radio* wurde in Kapitel 3.4 beschrieben. Diese Schaltung entstand, um die Funktionsweise des Diversity-Systems darzustellen und erfüllt alle an sie gestell-



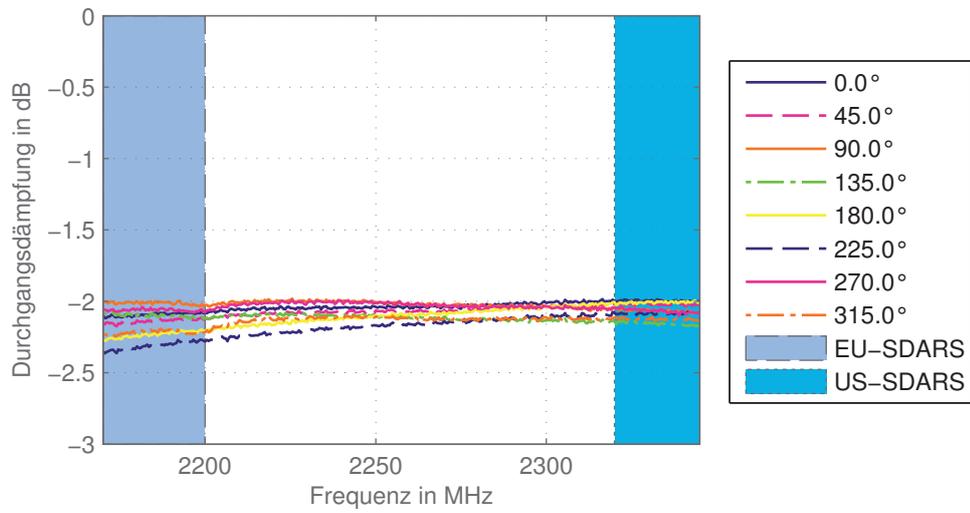
(a) Impedanzanpassung Tor 1



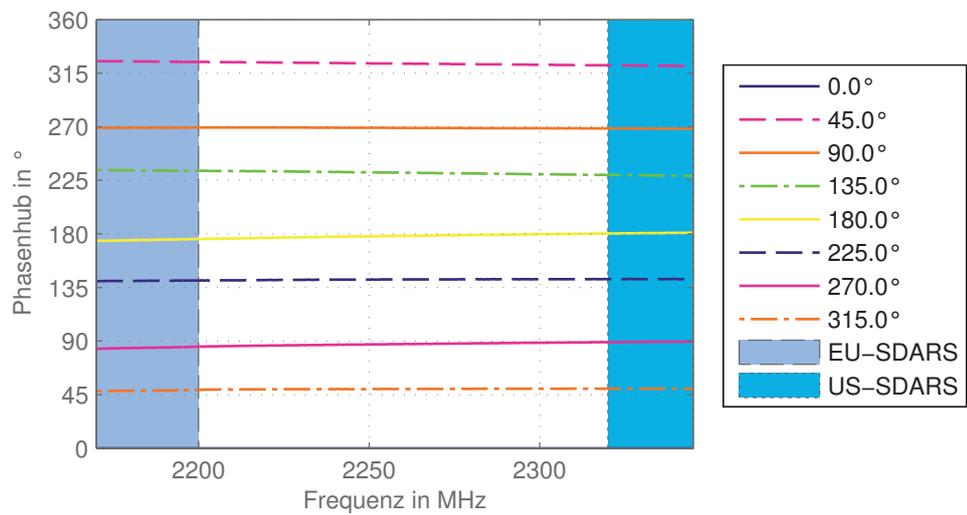
(b) Impedanzanpassung Tor 2

Abbildung 4.16: Messergebnisse des schaltbaren Phasenschiebers des mehrdienstfähigen Diversity-Systems. Der Phasenshub ist durch kaskadierte schaltbare Filter realisiert und kann in Schritten von 45° eingestellt werden.

4.4. MEHRDIENSTFÄHIGE PEGELMESSSCHALTUNG



(c) Durchgangsdämpfung



(d) Phasenhub

Abbildung 4.16: Messergebnisse des schaltbaren Phasenschiebers des mehrdienstfähigen Diversity-Systems. Der Phasenhub ist durch kaskadierte schaltbare Filter realisiert und kann in Schritten von 45° eingestellt werden.

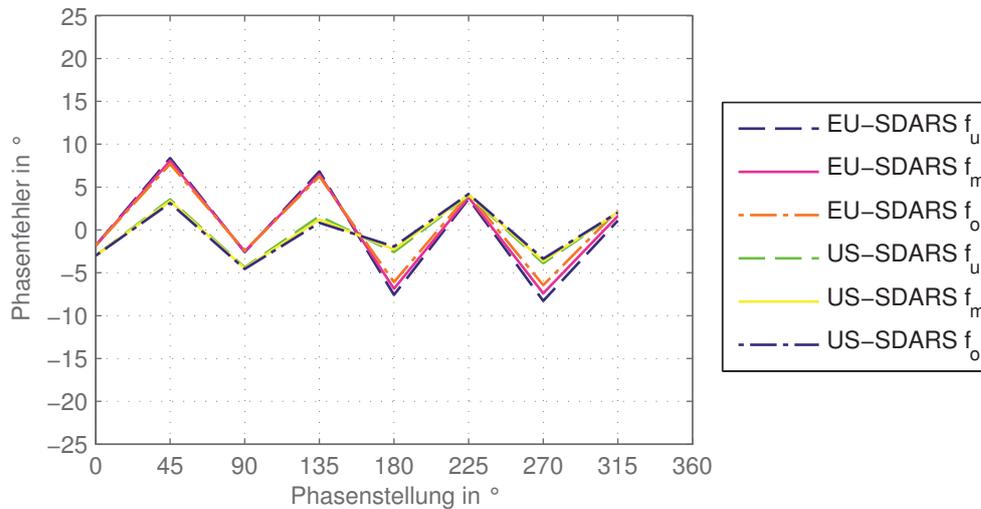


Abbildung 4.17: Abweichung des Phasenhubs vom Sollwert in allen schaltbaren Stellungen des Phasenschiebers aus Filtern für dem Einsatz im mehrdienstfähigen Diversity-System.

ten Anforderungen im Hinblick auf die Verwendbarkeit bei einem Satellitenradio-Dienst [5]. Sie ist allerdings nicht für die Unterstützung mehrerer Dienste realisiert worden und weist deshalb einige Schwachpunkte in Bezug auf die Verwendbarkeit in einem mehrdienstfähigen Diversity-System auf. Des Weiteren gibt es einige Nachteile allgemeiner Art, die ebenfalls im Rahmen einer neu entworfenen Schaltung vermieden werden sollen. Hierzu zählen zum Beispiel ein komplizierter Abgleich, der beim Aufbau notwendig ist, sowie eine große Anzahl unterschiedlicher Versorgungsspannungen.

Aus den dargelegten Gründen wurde der Aufbau der Pegelmessschaltung gegenüber dem für *Sirius Satellite Radio* modifiziert, um eine möglichst einfache und dennoch mehrdienstfähige Pegelmessschaltung zu erstellen. Die so entworfene Schaltung besteht aus fünf Funktionsblöcken [15, 39]:

- Frequenzkonversion zu einer tieferen Zwischenfrequenz
- Vorfilterung des Gesamtbandes
- Analog-Digital-Umsetzung (ADU)
- Digitale Filterung
- Digitale Pegelmessung und Integration zur Minderung des Rauscheinflusses.

Hierbei sind die Funktionseinheiten, welche auf die ADU folgen, mit den Methoden der DSV realisiert. In Abbildung 4.18 ist das Blockschaltbild der mehrdienstfähigen Pegelmessschaltung dargestellt. Am Eingang ist der Richtkoppler gezeichnet, der einen kleinen Signalanteil zur Messung im Diversity-System auskoppelt. Der Hauptanteil der Leistung wird zum Satellitenradio-Empfänger geleitet. Im

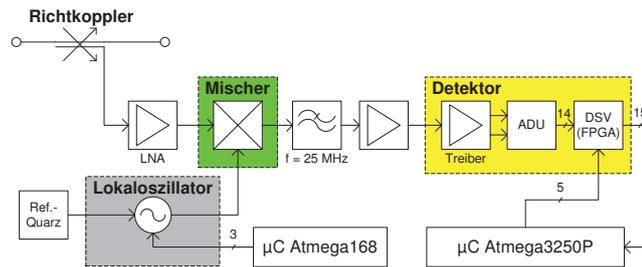


Abbildung 4.18: Blockschaltbild der Pegelmessung im mehrdienstfähigen Schalt-Phasen-Diversity-System.

Folgenden sollen die einzelnen Funktionsblöcke erläutert und ihre Vorteile beim allgemeinen Einsatz in einem Diversity-System sowie speziell im Hinblick auf den Einsatz für mehrere Dienste herausgearbeitet werden.

4.4.1 Frequenzkonversion zu einer tieferen Zwischenfrequenz

Im Hinblick auf die Verwendbarkeit bei mehreren Diensten wurde eine neue Umsetzeinheit gestaltet. Da kein VCO verfügbar war, der in der bisher existierenden Schaltung eingesetzt werden konnte und den gesamten geforderten Frequenzbereich abdeckt, musste ein neues Schaltungsdesign erstellt werden. Dabei wurden auch gleich einige Komponenten durch andere ersetzt, die eine höhere Integration aufweisen und damit eine schlankere Schaltung ermöglichen [15]. Zum einen konnten so die Einzelbausteine VCO und PLL durch ein Synthesizer-IC ersetzt werden. Der Synthesizer kann ein LO-Signal im Frequenzbereich von 2,050 GHz bis 2,450 GHz ausgeben. Zum anderen wurden Mischer und vorgeschalteter LO-Verstärker durch einen aktiven Mischer ersetzt.

Da die Zwischenfrequenz bei der neuen Pegelmesseinheit im Bereich von 10 MHz bis 25 MHz liegt, deckt ihre Bandbreite alle zu unterstützenden Satellitenradio-Dienste ab. Der aktive Mischer kann am HF-Eingang mit Frequenzen zwischen 1,6 GHz und 2,7 GHz beaufschlagt werden und schränkt damit den verwendbaren Frequenzbereich der Pegelmesseinheit nicht ein. Der Zwischenfrequenzausgang des Mixers ist spezifiziert für einen Bereich von 10 MHz bis 500 MHz, wobei in der vorliegenden Schaltung nur Frequenzen bis 25 MHz relevant sind. Die Verstärkung des aktiven Mixers beträgt 8 dB, seine Rauschzahl ist laut Datenblatt 10 dB.

Das Spektrum der europäischen Satellitenradio-Dienste reicht von 2,170 GHz bis 2,200 GHz. Unmittelbar darunter schließt das Spektrum des Downlink von Universal Mobile Telecommunication System (UMTS) an, welches für die Übertragung von der Basisstation zum Teilnehmer verwendet wird. Für dieses wird das Frequenzband zwischen 2,110 GHz und 2,170 GHz verwendet. Abbildung 4.19 zeigt die Belegung dieses Frequenzbereichs. Die UMTS-Basisstationen dürfen zwar mit einer maximalen Sendeleistung von etwa 20 W pro Sendeantenne betrieben werden [13], während beispielsweise die Satelliten von *Sirius Satellite Radio* eine Sendeleistung von 4 kW aufweisen [12]. Allerdings ist die Ausbreitungsdämpfung der Satellitensignale aufgrund der viel größeren Entfernung zwischen Sender und

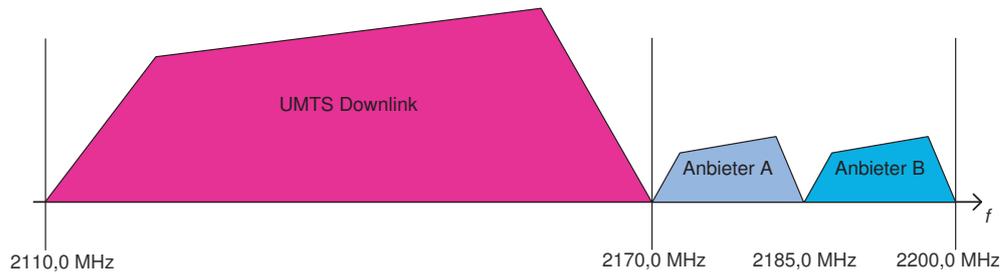


Abbildung 4.19: Das Frequenzband der geplanten europäischen Satellitenradio-Dienste schließt unmittelbar an das Band des Downlink von UMTS an.

Empfänger um ein vielfaches höher. Daher ist die Leistung der UMTS-Signale am Empfänger erheblich größer als die Leistung des Satellitenradio-Signals. Somit stellt UMTS einen Störer mit sehr großer Störleistung in unmittelbarer Frequenznähe zum Band der europäischen Satellitenradio-Dienste dar und muss bei der Konzeptionierung der Pegelmessschaltung des Diversity-Systems berücksichtigt werden.

Zur Vermeidung unerwünschter Signalanteile aus dem Spiegelfrequenzbereich im Nutzband muss die Frequenz des LO entsprechend gewählt werden [53]. Aufgrund der in Abbildung 4.19 dargestellten Frequenzbelegung sowie der großen Bandbreite des UMTS-Downlink von 60 MHz folgt, dass bei der Wahl eines tiefen LO dessen Frequenz mindestens in der Mitte des UMTS-Bandes oder tiefer liegen müsste. Daraus ergäbe sich als Untergrenze für den ZF-Bereich eine Frequenz von 30 MHz. Für eine geringe Hardware-Komplexität und Fehleranfälligkeit des Aufbaus wäre jedoch die Verwendung einer niedrigeren ZF vorteilhaft. Laut dem Abtasttheorem von Nyquist muss für die Aliasing-freie Rekonstruierbarkeit die Abtastung eines Signals mit einer Abtastfrequenz erfolgen, welche mindestens dem doppelten Wert der Bandbreite des Signals entspricht [83]. Dies gilt allerdings nur für Signale, die außerhalb dieser Bandbreite (auch bei kleineren Frequenzen) keinerlei Frequenzanteile aufweisen. Ansonsten ist mindestens die doppelte Abtastfrequenz der höchsten vorkommenden Frequenz notwendig. Die Störsignale im UMTS-Band (mit ihrem vergleichsweise großen Pegel) können mit einem Bandfilter aufgrund des geringen Frequenzabstands nicht ausreichend unterdrückt werden, so dass die Abtastfrequenz mindestens dem doppelten der oberen Grenzfrequenz des Satellitensignals in der ZF-Ebene entsprechen muss. Die Signale sollen im mehrdienstfähigen Diversity-System mit einer Überabtastung um den Faktor 3 digitalisiert werden. Dadurch schließt sich das nächste wiederholte Spektrum nach der Digitalisierung nicht unmittelbar an das Spektrum des Signals an. Da nicht nur ein einzelnes Unterband, sondern das gesamte Frequenzband des jeweiligen Satellitenradio-Dienstes verarbeitet werden soll, liegt die obere Grenzfrequenz unter den beschriebenen Voraussetzungen bei 45 MHz. Somit wäre eine Abtastfrequenz von 135 MHz notwendig. Der Implementierungsaufwand und die Bauteilkosten für ADU, welche dieses leisten können, sprechen

gegen diese Lösung.

Die Verwendung eines hohen LO für die Frequenzumsetzung ist für den Einsatz des Diversity-Systems bei den europäischen Satellitenradio-Diensten besser geeignet. Hier kann die Frequenz so gewählt werden, dass das Spektrum des jeweils im System zu optimierenden Anbieters bei der unteren Frequenz von 10 MHz beginnt (der unteren Grenzfrequenz des ZF-Ausgangs des Mischer-ICs). Da sich dann das Gesamtsignal auf eine obere Frequenz von 25 MHz beschränkt, ist bei der Abtastung mit 80 MHz die Forderung einer dreifachen Überabtastung im gesamten Frequenzbereich erfüllt. Die Filterung des UMTS-Signals kann mit einem vorgeschalteten Tiefpassfilter erfolgen, das bei gleicher Anzahl von Bauteilen eine höhere Sperrdämpfung als ein Bandpassfilter erreicht.

4.4.2 Vorfilterung des Gesamtbandes

Um eine Vorselektion zur Unterdrückung von Störern und Vermeidung von unerwünschten Mischprodukten zu gewährleisten, muss das Signal in der Pegelmessschaltung vorgefiltert werden. Dies kann vor oder nach der Frequenzkonversion stattfinden. Für die Filterung vor der Umsetzung spricht die sichere Vermeidung unerwünschter Mischprodukte im Nutzband. Allerdings sind steile Filterflanken bei tieferen Frequenzen einfacher zu realisieren. Da in den Antennen-LNAs Bandfilter integriert sind, welche zur Vermeidung von Einstörungen durch andere Dienste notwendig sind, ist die Filterung nach der Frequenzumsetzung im Messpfad ausreichend.

Im Gegensatz zur Filterung im Messpfad des eindienstfähigen Diversity-Systems aus Kapitel 3.4 ist im mehrdienstfähigen System keine Filterung einzelner Satellitenkanäle erforderlich. Die Filterung des Gesamtbandes des jeweiligen Satellitenradiodienstes ist hier ausreichend, da die Kanalselektivität durch reprogrammierbare, digitale Filter erzielt wird. Im Rahmen der Vorfilterung soll vor allem verhindert werden, dass Störer mit hohem Signalpegel zu einer Übersteuerung der Verstärker oder der ADU führen. Dies würde eine fehlerfreie Pegelmessung des eigentlichen Signals unmöglich machen. Zum Einsatz kann hierzu ein Bandpassfilter kommen, dessen Durchlassbereich dem des gewünschten Satellitenradio-Dienstes entspricht, also zum Beispiel 12,5 MHz im Falle der amerikanischen Satellitenradio-Dienste. Die Mittenfrequenz muss dabei so gewählt sein, dass der gesamte Durchlassbereich möglichst günstig im Wandlungsbereich der ADU liegt. Es kann allerdings auch ein Tiefpassfilter verwendet werden, wie es in Abbildung 4.18 dargestellt ist. Bei einer Grenzfrequenz von 25 MHz ist eine Bandbreite von 15 MHz für die ADU nutzbar, so dass sowohl europäische, als auch amerikanische Satellitenradio-Dienste unterstützt werden.

Im realisierten Demonstrator kommen SAW-Filter im HF-Bereich zum Einsatz, da sie in Form von LNAs am Institut verfügbar waren. Die Bandbreite der integrierten Filter entspricht der des Satellitenradio-Dienstes, für den der jeweilige LNA erstellt wurde. Dieser Schaltungsteil muss derzeit noch beim Wechsel des zu optimierenden Dienstes ausgetauscht werden.

4.4.3 Analog-Digital-Umsetzung

Die ADU arbeitet im vorliegenden System mit einer Taktrate von 80 MHz und einer Auflösung von 12 bit. Dies sind wesentlich höhere Werte als sie im eindienstfähigen Diversity-System verwendet werden. Durch die schnellere Abtastung und die höhere Genauigkeit ist es möglich, die Filterung, Pegelmessung und Integration im Digitalteil durchzuführen [15, 39]. Hieraus ergibt sich der enorme Vorteil einer höheren Flexibilität der Pegelmesseinheit.

Durch die hohe Taktrate von 80 MHz wird selbst am obersten Rand des Messbandes bei 25 MHz noch eine Überabtastung um den Faktor 3 erreicht. Ein noch höherer Takt würde teurere Komponenten (vor allem ADU) und komplexere Signalverbindungen zu den folgenden Systemen erfordern. Auch die Taktung des FPGAs beziehungsweise der darin durchgeführten DSV müsste erhöht werden. Um die einfache Verarbeitung des erhaltenen Digitalsignals zu ermöglichen, wurde ein ADU ausgewählt, der über parallele Ausgänge verfügt. Dies bedeutet, dass jedes Bit des Ergebnisworts an einem eigenen Pin zur Verfügung steht. Ein serieller Ausgang hätte eine viel höhere Datenrate der Schnittstelle zu den folgenden Systemteilen erfordert und damit hohe Anforderungen an die Signalverbindung gestellt.

Vor der ADU kommt ein Zwischenverstärker und ein Treiber zum Einsatz. Beide sorgen in Kombination dafür, dass der Pegel des Eingangssignals der ADU ausreichend groß ist, so dass die Wandlung mit einer intern verfügbaren Referenzspannung erfolgen kann. Der Treiber wandelt außerdem das Signal von asymmetrisch nach symmetrisch, um den differentiellen Eingang der ADU optimal anzusteuern.

4.4.4 Digitale Filterung

Wie bereits erwähnt wurde, erfolgt die Filterung des Signals für die Pegelmessung im mehrdienstfähigen Diversity-System im Digitalteil der Schaltung. Vorteil dieses Aufbaus ist seine große Flexibilität, da für ein einmal implementiertes Filter zahlreiche verschiedene Parametersätze verwendet werden können, die dann über die genauen Filtereigenschaften entscheiden. Zu einem späteren Zeitpunkt soll dies auch im laufenden Betrieb durch einen Mikrocontroller möglich sein. Derzeit wird der FPGA von einem angeschlossenen Speicher beim Einschalten programmiert. Eine andere Filtercharakteristik muss jeweils mit dem PC in diesen Speicher geschrieben werden, bleibt jedoch dann auch ohne Spannungsversorgung erhalten.

Realisiert wird die DSV in einem FPGA, welches für diesen Zwecke optimierte Funktionsblöcke beinhaltet (sogenannte DSP-Slices). Im FPGA können zahlreiche Operationen parallel ausgeführt werden. Der Takt des FPGA ist mit dem Takt des ADU identisch, beträgt also ebenfalls 80 MHz. Dadurch ist die Synchronität der beiden ICs gewährleistet, so dass die Kommunikation ohne Taktratenkonversion durchgeführt werden kann.

Digitale Filter werden anhand ihrer Impulsantwort üblicherweise in zwei Klassen eingeteilt, nämlich Finite Impulse Response (FIR) und Infinite Impulse Response (IIR). Während FIR-Filter den Vorteil der einfachen Realisierbarkeit be-

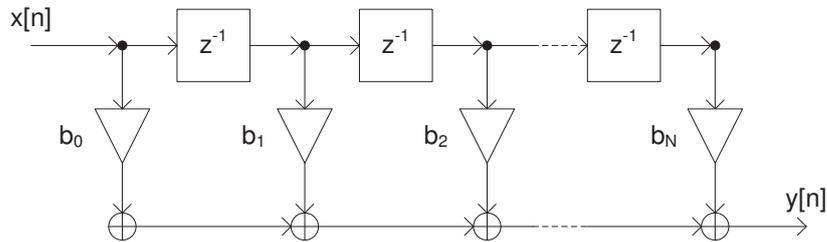


Abbildung 4.20: Direktform 1 eines FIR-Filters.

sitzen und immer stabil sind, erfordern sie zum Erreichen einer bestimmten Filtercharakteristik eine höhere Ordnung als IIR-Filter. IIR-Filter bieten dagegen hohe Flankensteilheit und Sperrdämpfung bei niedrigen Filterordnungen, sind jedoch nicht so einfach zu realisieren, können instabil sein und besitzen eine unendlich lange Impulsantwort. Dabei bezeichnet Stabilität hier die Eigenschaft, dass das Ausgangssignal des Filters nach Anregung mit einem beliebigen, endlichen Eingangssignal asymptotisch abklingt [34]. Aufgrund der einfacheren Implementierbarkeit kommen in der Pegelmessschaltung FIR-Filter zum Einsatz. Diese können später durch IIR-Filter ersetzt werden, um höhere Filtergüten zu erreichen.

Das verwendete FPGA vom Typ *Xilinx Spartan 6e* verfügt über 32 Funktionsblöcke für die Ausführung der digitalen Filterung. FIR-Filter können als Folge von Addierern, Multiplizierern und Verzögerungsgliedern dargestellt werden, wie in Abbildung 4.20 dargestellt ist. Die Differenzgleichung zur Beschreibung eines FIR-Filters lautet [93]

$$y[n] = \sum_{i=1}^N b_i \cdot x[n - i]. \quad (4.25)$$

Aus den Koeffizienten b_i lässt sich die Übertragungsfunktion $H(z)$ eines solchen Filters berechnen zu [41, 93]

$$H(z) = \sum_{i=0}^{N-1} b_i \cdot z^{-i}. \quad (4.26)$$

Bei reellwertigen Filtern, wie sie im Rahmen dieser Arbeit zum Einsatz kommen, kann anstatt z auch $e^{j\Omega}$ geschrieben werden. Ω ist dabei die auf die Grenzfrequenz normierte Frequenz [34]. So kann für gegebene Filterkoeffizienten die Übertragungsfunktion des Filters im Frequenzbereich berechnet werden.

Die digitale Filterung des Pegelmesssignals ist nicht mit dem Takt der ADU durchführbar, da die Filtergüte mit 32 Koeffizienten zu niedrig ist. Allerdings ist die Verwendung der DSP-Slices auch mit einer höheren Taktrate möglich, so dass mehrere Rechenschritte in der selben Zeit ausgeführt werden können. Die Filterung erfolgt im mehrdienstfähigen Diversity-System mit einer Taktfrequenz von 240 MHz, wodurch ein FIR-Filter mit bis zu 96 Koeffizienten implementiert werden kann. Die Synthese der eingesetzten Filter wurde mit *Matlab* durchgeführt [39]. Die Dämpfung der erstellten Filter über der Frequenz ist in

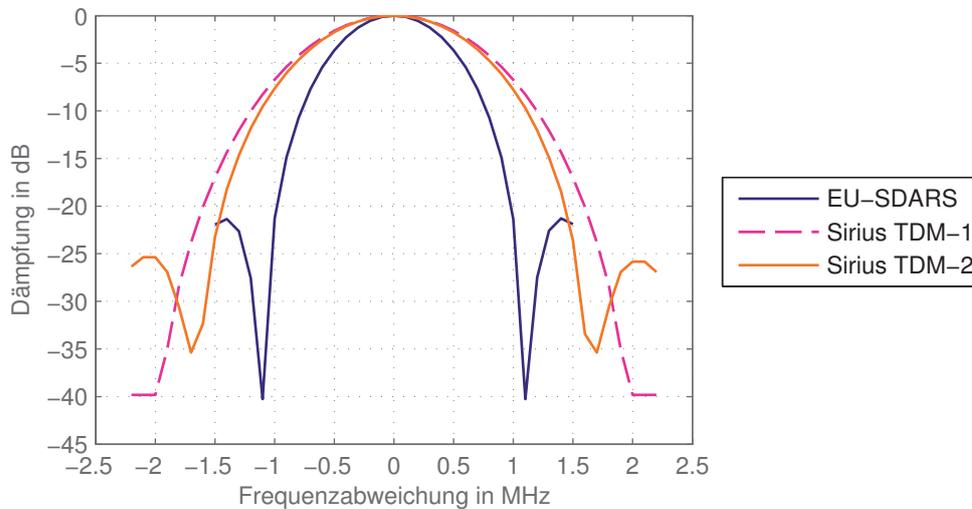


Abbildung 4.21: Übertragungsfunktionen der FIR-Filter für einige Satellitenradio-Bänder. Die Mittenfrequenzen liegen im Bereich zwischen 10 MHz und 25 MHz.

Abbildung 4.21 zeigt. Die dargestellten Daten wurden aus Messdaten der vollständigen Pegelmessung erstellt. Die Sperrdämpfung des Filters für europäisches Satellitenradio beträgt mindestens 20 dB in einem Frequenzbereich von ± 1 MHz um die Mittenfrequenz. Die 3 dB-Bandbreite beträgt 0,9 MHz. Dieses Filter kann aufgrund der ähnlichen Bandbreite der Signale ebenfalls für *XM Satellite Radio* eingesetzt werden. Die größere Bandbreite der Filter für *Sirius Satellite Radio* erlaubt eine höhere Sperrdämpfung von 25 dB bei TDM-2 und sogar 40 dB bei TDM-1 außerhalb eines Frequenzbereichs von ± 2 MHz um die Mittenfrequenz. Die 3 dB-Bandbreite beträgt hier 1,3 MHz. Eine höhere Sperrdämpfung bei gleichzeitig breiterem Passband würde eine gleichmäßigere Messung der Signalleistung im Band bei besserer Unterdrückung von Störern ermöglichen. Dies ist mit der gegebenen Beschränkung der Anzahl der Koeffizienten sowie des Frequenzbereichs für die Mittenfrequenz mit einem FIR-Filter aber nicht erreichbar.

Im Diversity-System wird schnell zwischen verschiedenen Signalkombinationen und Einzelsignalen umgeschaltet. Damit stets die korrekten Pegel der Antennensignale gemessen werden können, muss auf die Umschaltdauer der Schalter, auf die Laufzeit der Signale bis zur Pegelmessung sowie auf die Verzögerungszeiten durch die Filterung und Summation im Digitalteil Rücksicht genommen werden. Letztere werden vor allem bestimmt von der Laufzeit der Signale durch das Filter sowie der Einschwingzeit. In einer Messreihe wurde die notwendige Verzögerungszeit zwischen Schalten und Pegelmessung bestimmt [39]. Die zu berücksichtigende Verzögerung liegt unter $1 \mu\text{s}$ und stört damit den schnellen Ablauf des Diversity-Algorithmus nicht.

4.4.5 Digitale Pegelmessung und Integration zur Minderung des Rauscheinflusses

Auf die digitale Filterung zur Auswahl des zu messenden Unterbandes folgt die Messung des Pegels. Die Pegelmessung wird im Zeitbereich durchgeführt und basiert auf der Gleichung

$$P = \frac{1}{2} \cdot \frac{\hat{U}^2}{R}, \quad (4.27)$$

welche den Zusammenhang zwischen der Amplitude \hat{U} eines sinusförmigen Zeitsignals und seinem Pegel beschreibt. Die Impedanz R und der Faktor $\frac{1}{2}$ sind hierbei Konstanten und können im Diversity-System vernachlässigt werden, da der Algorithmus zur Phasenbestimmung nur mit Pegelverhältnissen arbeitet. Für ein Zeitsignal $u(t)$ kann die Leistung P im Zeitbereich durch Integration über eine Schwingungsperiode bestimmt werden

$$u(t) = \hat{U} \cdot \sin(\omega t + \varphi_0) \quad (4.28)$$

$$P = \frac{1}{R} \cdot \int_0^T u^2(t) dt \quad (4.29)$$

$$= \frac{1}{2} \cdot \frac{\hat{U}^2}{R} = \frac{U_{\text{eff}}^2}{R} \quad (4.30)$$

Um trotz der starken Pegelschwankungen, welche durch das vorhandene Rauschen verursacht werden, ein stabiles Messergebnis erhalten zu können, wird die Messung nicht über eine Schwingungsperiode durchgeführt, sondern über zahlreiche Perioden. Dies hat gleichzeitig den Vorteil, dass Pegelschwankungen durch die Modulation des Signals ebenfalls durch Mittelung gemindert werden. In früheren Betrachtungen wurde die Bestimmung der Integrationszeit der Pegelmessung für das Diversity-System für einen Satellitenradio-Dienst durchgeführt. Hierbei zeigte sich, dass eine Integrationsdauer von 5 μs einen guten Kompromiss darstellt zwischen der Genauigkeit des Messergebnisses und der Dauer der Pegelmessungen [5]. Diese Dauer entspricht einer Anzahl von 400 Abtastwerten bei der Abtastfrequenz 80 MHz. Dabei erfolgt eine Messung über 125 Schwingungsperioden der oberen Grenzfrequenz (25 MHz) des Messbandes und über 50 Schwingungsperioden der unteren Grenzfrequenz (10 MHz). *Sirius Satellite Radio* verwendet beispielsweise eine Baudrate von 3,7684 MBaud [74]. Bei diesem Dienst werden also 5 $\mu\text{s} \cdot 3,7684 \text{ MBaud} \approx 19$ verschiedene Datensymbole innerhalb des Messzeitraums erfasst. Pegelschwankungen während der Übergänge zwischen den unterschiedlichen Modulationssymbolen treten nur sehr kurzzeitig auf und werden durch die Mittelung ausreichend unterdrückt. Die Beeinflussung des Pegelmessergebnisses durch Symbolübergänge kann daher vernachlässigt werden.

Die Abtastwerte werden zunächst quadriert und dann in einem Register aufsummiert. Das Ergebnis dieser Prozedur ist ein Wert, der die Summe der quadrierten Abtastwerte darstellt. Aus der Binärdarstellung dieses Ergebnisses wird ein bestimmter Bereich als Messergebnis der Pegelbestimmung an den MCU des

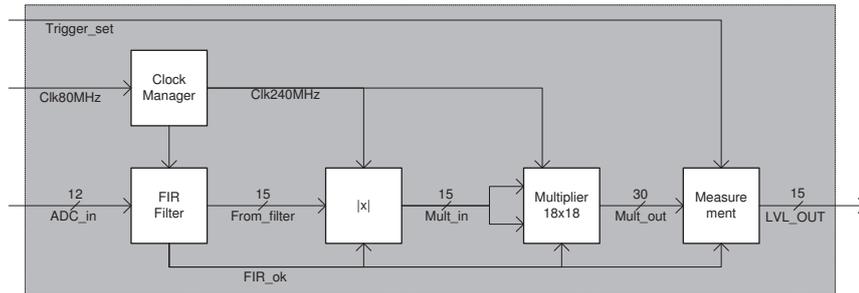


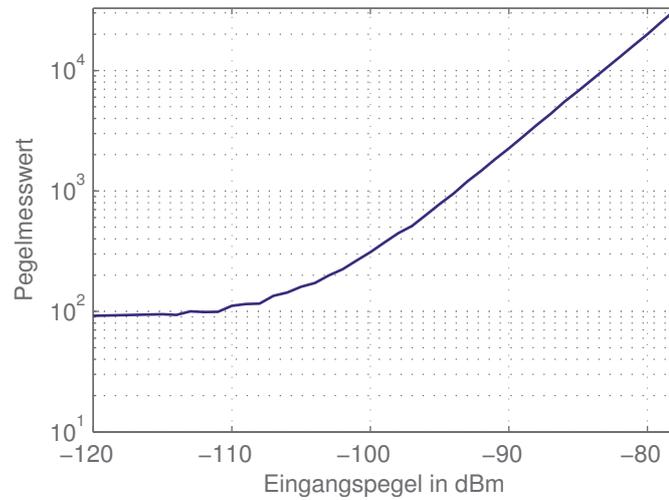
Abbildung 4.22: Blockschaltbild der digitalen Signalverarbeitung im FPGA [39].

Diversity-Systems ausgegeben. Nicht alle Bits des Ergebnisses sind für die Anwendung im Diversity-System relevant. Um die zu übertragende Datenmenge zwischen Pegelmessung und MCU – und damit die Anzahl der Verbindungsleitungen des parallelen Interface – gering zu halten, wird entsprechend des zu messenden Pegelbereichs der Ausschnitt festgelegt. Drei Aspekte müssen dabei berücksichtigt werden. Der verwendete Pegelbereich muss eine ausreichende Anzahl Bits aufweisen, um die Genauigkeitsanforderungen und den benötigten Dynamikbereich zu erfüllen. Höherwertige Bits sind nur bei großen Pegeln relevant, jedoch ist dann der Empfang ohnehin ausreichend gut und das Diversity-System ist inaktiv. Die niedrigwertigen Bits schwanken aufgrund der Rauschanteile sehr stark, haben jedoch nur geringe Auswirkungen auf den Absolutwert des Messergebnisses. Um Untersuchungen der optimalen Bitbreite und Position des Ausschnitts sowie Anpassungen an verschiedene, externe Schaltungsänderungen zu erlauben, wurde ein Ausschnitt von 15 bit gewählt. Die Position des Ausschnitts innerhalb des Ergebnisworts der Integration/Aufsummierung ist dabei frei wählbar und kann durch einfache Anpassung der Programmierung des FPGAs verändert werden.

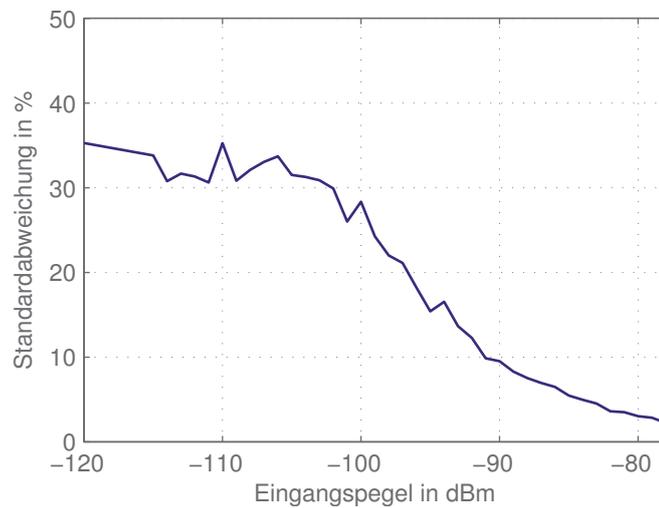
4.4.6 Funktionsüberprüfung der Pegelmessschaltung

Die gesamte Pegelmessschaltung wurde mit einem Sinussignal bei 2,3302 GHz als Eingangssignal vermessen. Dies entspricht etwa der Mittenfrequenz des Bandes von TDM-2 von *Sirius Satellite Radio*. Messwerte für Eingangspegel von -120 dBm bis -78 dBm wurden aufgezeichnet. Die daraus gewonnene Messcharakteristik ist in Abbildung 4.23a dargestellt. Pro Eingangspegel wurden 250 Messungen durchgeführt, um die Genauigkeit des Ergebnisses bestimmen zu können. Die Standardabweichung der gemessenen Pegel ist in Abbildung 4.23b gezeigt.

Für Eingangspegel größer als -97 dBm ist der lineare Zusammenhang des gemessenen Pegels mit dem Eingangspegel ersichtlich. Bei Eingangspegeln kleiner als -97 dBm weicht der gemessene Pegel zunehmend vom erwarteten linearen Wert ab. Dies ist begründet durch zunehmende Rauschanteile am gemessenen Signal. Für Eingangspegel oberhalb von -78 dBm tritt eine Sättigung ein, sie können nicht unterschieden werden. Im Vergleich zur Pegelmesseinrichtung des eindienstfähigen Systems ist der Messbereich deutlich zu kleineren Pegeln verschoben. Die Messgenauigkeit in diesem Bereich ist im mehrdienstfähigen System



(a) Pegelmessergebnis



(b) Standardabweichung relativ zum jeweiligen Mittelwert

Abbildung 4.23: Messecharakteristik der vollständigen Pegeldetektion für das mehrdienstfähige Diversity-System inklusive Verstärker und Mischer. Die digitale Filterung ist programmiert für *Sirius Satellite Radio* auf der Frequenz von TDM-2. Bezugsebene für den Eingangspegel ist der Ausgang des Richtkopplers, mit dem das Messsignal aus dem Hauptpfad ausgekoppelt wird. Die Berechnung von Mittelwert und Standardabweichung erfolgte über je 250 Pegelmesswerte des Eingangssignals.

deutlich besser. Die relative Standardabweichung erreicht erst bei einem Eingangspegel von -91 dBm einen Wert von 10 %, wohingegen dies vorher bei -82 dBm der Fall war (siehe Abbildung 3.8). Für den Einsatz im Antennendiversity-System stellt die Charakteristik der mehrdienstfähigen Pegelmessschaltung eine Verbesserung dar. Bei hohen Eingangspegeln ist keine Verschaltung oder Auswahl von Antennensignalen notwendig, so dass kein Nachteil aus dem Auftreten der Sättigung entsteht. Vor Allem bei kleinen Eingangspegeln kann eine Verbesserung des Empfangs erzielt werden, hier ist die erhöhte Messgenauigkeit vorteilhaft.

4.5 Aufbau eines Systemdemonstrators

Eines der wesentlichen Ziele dieser Arbeit war die Erstellung eines Systemdemonstrators. Mit dessen Hilfe können die theoretischen Untersuchungen zum Diversity-System, die in den folgenden Kapiteln beschrieben werden, mit Messungen belegt werden. Hierzu mussten die in den vorangehenden Abschnitten erstellten und untersuchten Schaltungsteile zu einem vollständigen System zusammengefügt werden, das die Funktionalität des Konzeptes aus Abbildung 4.1a oder aus Abbildung 4.1b implementiert. Außerdem sind noch einige Zusatzmodule von Vorteil, die zwar nicht zur eigentlichen Funktion beitragen, aber die Verwendung des Systems, insbesondere in Messkampagnen, wesentlich erleichtern. Zu nennen ist hier beispielsweise eine Anzeige, welche die momentane Einstellung der HF-Schalter und der Phasenschieber visualisiert. Auch die Kommunikation des MCU mit einem PC über eine serielle Schnittstelle hat sich bei den bisherigen Messungen als sehr wertvoll dargestellt.

Der Systemdemonstrator implementiert beide Schaltungskonzepte des mehrdienstfähigen Schalt-Phasen-Diversity aus Kapitel 4.2. Dabei ist sowohl ein Aufbau mit als auch ohne Parallelauswertung möglich. Um die Flexibilität und Erweiterbarkeit des Gesamtsystems sicherzustellen, sowie um defekte Schaltungsteile zum Beispiel auch während Messfahrten leicht austauschen zu können, ist das System modular aufgebaut. Die einzelnen Schaltungen sind in Weißblechkästchen verbaut, so dass sowohl die mechanische Robustheit als auch die Abschirmung elektromagnetischer Störer gewährleistet ist. Die Gesamtanordnung ist auf einem Holzbrett montiert. Dadurch ist sie sowohl robust als auch einfach zu transportieren, was für die Durchführung von Messfahrten von großem Vorteil ist.

Die Auslegung des Diversity-Demonstrators erfolgte weitgehend pegelneutral, ebenso wie beim System in [5]. Hierdurch wird sichergestellt, dass die adaptive Verstärkungsregelung (Adaptive Gain Control (AGC)) des Satellitenradio-Empfängers nicht in ihrem Ansprechverhalten durch höhere Signalpegel beeinflusst wird. Die von den jeweiligen Systemspezifikationen geforderten Verstärkungen zwischen Antenne und Empfänger werden durch die LNA unmittelbar an der Antenne erreicht. Da durch das Einfügen des Diversity-Systems eine zusätzliche Dämpfung entstände, wird diese durch einen vorgeschalteten Verstärker wieder ausgeglichen.

In Abbildung 4.24 sind die Blöcke des Diversity-Systems mit ihren jeweiligen

4.5. AUFBAU EINES SYSTEMDEMONSTRATORS

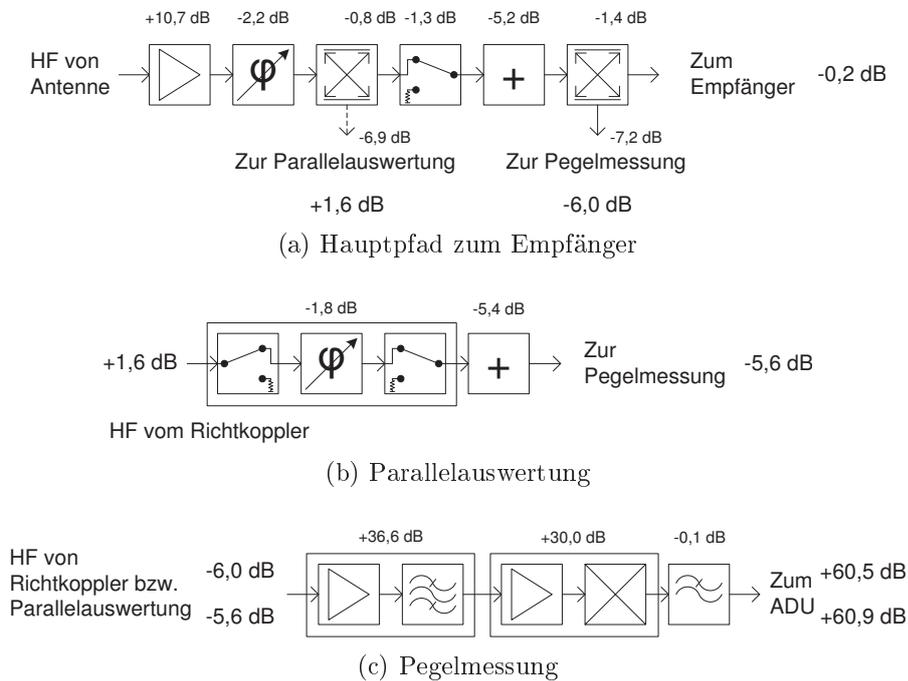
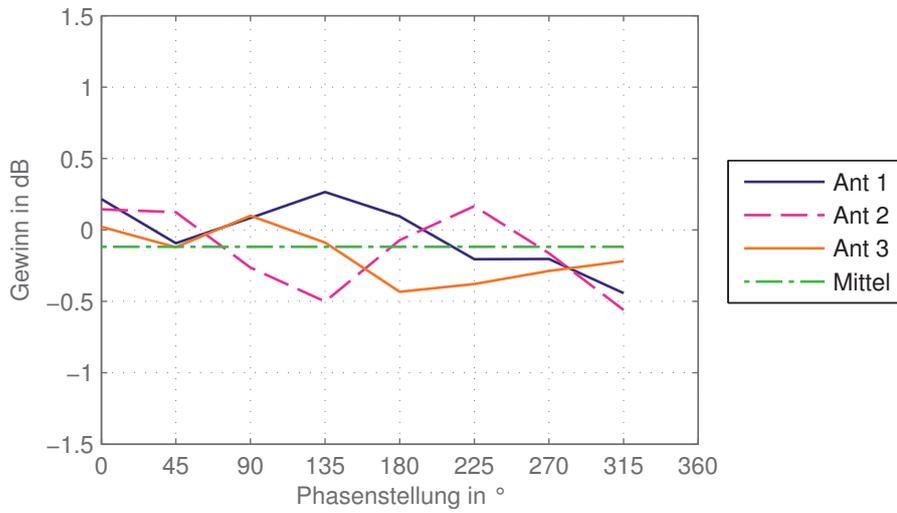


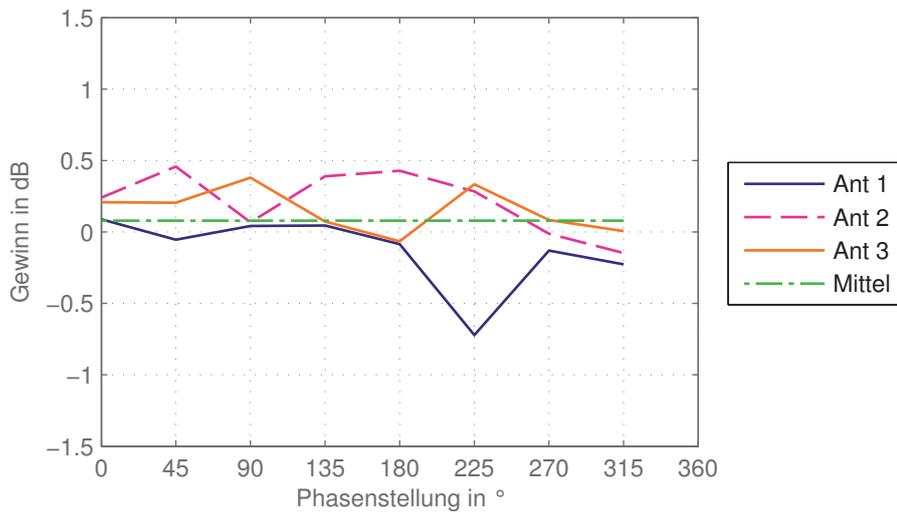
Abbildung 4.24: Pegelung des Diversity-Demonstrators mit und ohne Parallelauswertung. Die Messwerte sind für das System für europäisches Satellitenradio dargestellt. Die Pegelung für amerikanische Satellitenradio-Dienste unterscheidet sich nur geringfügig.

Verstärkungs- beziehungsweise Dämpfungswerten dargestellt. Die Pegelung zeigt, dass lediglich eine kleine Dämpfung von 0,2 dB verbleibt, wodurch die AGC des Empfängers nicht beeinflusst wird. Messergebnisse der Dämpfung in allen Phasenstellungen der Signalpfade sind in Abbildung 4.25 dargestellt. Abbildung 4.25a zeigt die Messwerte in der Konfiguration für europäisches Satellitenradio. Die Messergebnisse der Konfiguration für amerikanische Satellitenradio-Dienste sind in Abbildung 4.25b wiedergegeben.

Die pegelneutrale Auslegung des Hauptpfads zum Empfänger führt dazu, dass die Einfügedämpfung des Richtkopplers im Messpfad nicht ausgeglichen werden kann. Dies wird erst durch den nachgeschalteten Verstärker durchgeführt, wie in Abbildung 4.24c dargestellt ist. Da allerdings die LNAs an der Antenne schon eine Verstärkung von etwa +30 dB mit einer sehr niedrigen Rauschzahl von weniger als 0,6 dB aufweisen, wird die Gesamtrauschzahl durch diesen Verstärker kaum beeinflusst. Die hohe Summe der Verstärkergewinne des Messpfads in Abbildung 4.24c von +66,6 dB ist notwendig, um Eingangssignale mit sehr kleinen Pegeln um -90 dBm so zu verstärken, dass sie in den Messbereich der ADU fallen. Berücksichtigt man die Dämpfung vom Eingang des Diversity-Systems bis zum Ausgang des Richtkopplers im Hauptpfad zur Pegelmessung von $-6,0$ dB, so ergibt sich vom Eingang des Diversity-Systems zum ADU eine Verstärkung von +60,5 dB. Im Messpfad des Funktionsdemonstrators sind Frequenzbandfilter im



(a) Gewinn im europäischen Satellitenradio-Band



(b) Gewinn im amerikanischen Satellitenradio-Band

Abbildung 4.25: Verlauf des Gewinns der drei Signalpfade des mehrdienstfähigen Diversity-Systems bei den verschiedenen Phasenstellungen bei den Frequenzen von europäischem (4.25a) und amerikanischem (4.25b) Satellitenradio. Der Mittelwert aller drei Pfade ist ebenfalls dargestellt.

Verstärker vor dem Mischer integriert, welche die Vorfilterung des Gesamtbandes übernehmen. Diese Filterung könnte zwar auch im Zwischenfrequenzbereich durchgeführt werden, allerdings ist aufgrund der Verfügbarkeit der Verstärker mit integrierten Filtern auf diese zurückgegriffen worden.

Soll der Diversity-Demonstrator in seiner Konfiguration mit Parallelauswertung betrieben werden, so ergibt sich eine nur geringfügig andere Pegelung. Zwar ist am Ausgang des Richtkopplers zur Parallelauswertung noch ein Gewinn von +1,6 dB gegenüber dem Eingangssignal des Diversity-Systems zu verzeichnen. Allerdings wird dieses Signal durch die zusätzlich notwendige Schaltung für die Phaseneinstellung im Parallelpfad wieder gedämpft. Wie in Abbildung 4.24b gezeigt ist, beträgt die Gesamtdämpfung vom Eingang des Diversity-Systems bis zum Ausgang des Kombinator im Parallelpfad $-5,6$ dB. Es kommt also insgesamt zu einer nahezu identischen Dämpfung der Signale im System mit und ohne Parallelauswertung, so dass sich die Pegelmessergebnisse zwischen diesen Systemen kaum unterscheiden ($\Delta g = 0,4$ dB). Hierdurch ist nur eine kleine Anpassung des Schwellwertes im Diversity-Algorithmus erforderlich, wodurch dessen Optimierung für beide Systeme wesentlich vereinfacht wird.

5 Untersuchung und Minderung des Einflusses systematischer Fehler

Bei Verwendung des Antennendiversity-Systems zur Verbesserung der Verfügbarkeit von Satellitenradio-Signalen können zahlreiche Fehlergrößen die Funktion beeinflussen. Die Fehlergrößen mit dem größten Einfluss in Bezug auf Störausmaß und Häufigkeit werden im Folgenden einer näheren Betrachtung unterzogen. Dazu zählt unter anderem die Kennlinie der Pegelmesseinheit, die bei Abweichungen vom linearen Verlauf zu Fehlentscheidungen im Diversity-Algorithmus führen kann. Auch die Anforderungen an die Genauigkeit der Pegelmesseinheit wurden bestimmt. Hierzu wurden die resultierenden Phasenfehler bei Abweichungen der Messwerte der Teststellungen herangezogen, um damit Grenzwerte für die Systemspezifikation zu ermitteln. Abweichungen des Phasenhubs des Phasenstellglieds $0^\circ/90^\circ$ vom Sollwert führen ebenfalls zu Pegelfehlern im Summensignal von Teststellung 4 (siehe Kapitel 3.2.3). Deren Auswirkungen werden im Folgenden ebenfalls quantitativ analysiert. Und schließlich kommt es durch das stets vorhandene Rauschen zu einer Beeinflussung des gemessenen Signalpegels, was wiederum Fehler in den errechneten Phasen verursacht. Wie gezeigt werden wird, können diese aber durch geeignete Maßnahmen in der Auswertung der Daten korrigiert werden. Die erarbeitete Kalibrierung der Pegelmesseinheit mit Messdaten unvermeidbarer Dämpfungsschwankungen der Phasenschieber reduziert schließlich die Abweichungen der Phasenberechnungsergebnisse auf ein Minimum.

5.1 Linearisierung der Pegelmesskurve

Im Diversity-System für *Sirius Satellite Radio* kommt, wie in Abbildung 5.1 dargestellt, zur besseren Auflösung auch kleiner Eingangspegel ein logarithmischer Verstärker im Pegelmesssystem zum Einsatz. Dies ist notwendig, da durch die geringe Auflösung des internen ADU von 8 bit ansonsten kleine Pegelmesswerte nur ungenau aufgelöst würden. Zur Berechnung der Phasen werden lineare Pegelwerte benötigt. Die Umrechnung der logarithmischen in lineare Werte erfolgt in der MCU durch die Exponentialfunktion

$$P_{\text{lin}} = e^{P_{\text{ADU}}}, \quad 0 \leq P_{\text{ADU}} \leq 255, \quad (5.1)$$

wobei P_{ADU} den Pegel bezeichnet, der von der ADU der MCU ermittelt wurde. Bei dieser Umrechnung ergeben sich nichtlineare Abweichungen der Pegelwerte vom idealen Verlauf, wenn die gewählte Entlogarithmierungsfunktion e^x nicht genau der Umkehrfunktion der Kennlinie des logarithmischen Verstärkers im Pe-

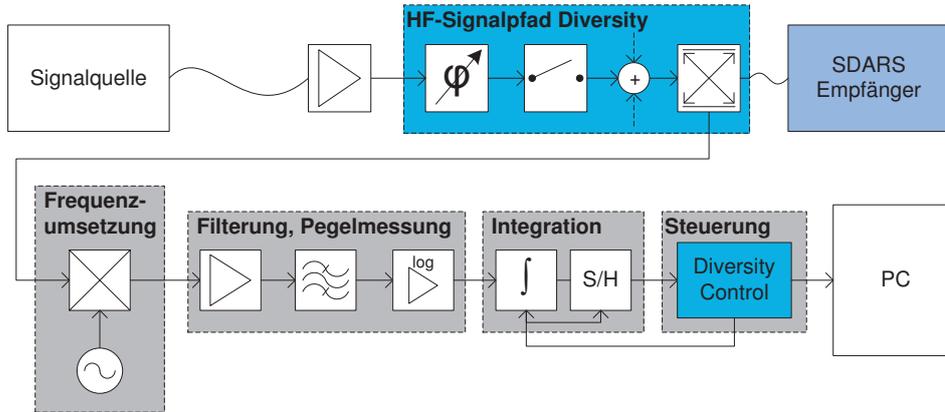


Abbildung 5.1: Messaufbau zur Bestimmung der Pegelmesscharakteristik des Diversity-Systems.

gelmesssystem entspricht. Dies kann anhand folgender Rechnungen nachvollzogen werden. Hierbei ist a die Basis des Logarithmus der Pegelmesseinheit, während die Entlogarithmierung mit der Basis b erfolgt. Im Diversity-System gilt $a > b > 1$ (woraus folgt, dass $\log_b a = k > 0$), sowie für das Argument $x > 0$. Damit kann gezeigt werden, dass

$$\begin{aligned}
 b^{\log_a x} &= b^{(\log_b x)/(\log_b a)} = \left(b^{\log_b x}\right)^{1/(\log_b a)} \\
 &= x^{1/(\log_b a)} = {}^{\log_b a}\sqrt{x} \\
 &\text{mit } \log_b a = k \\
 &= {}^k\sqrt{x}.
 \end{aligned} \tag{5.2}$$

Aufgrund der Nichtlinearität dieser Abweichungen im Bezug auf den Pegel kürzt sich der Fehler bei der Bildung von Pegelverhältnissen nicht heraus, so dass der Algorithmus falsche Phasenwinkel berechnet.

Die Charakteristik der Pegelmessung für *Sirius Satellite Radio* bei Eingangspegeln zwischen -110 dBm und -55 dBm wurde mit dem Aufbau aus Abbildung 5.1 gemessen. Zur Korrektur der abweichenden Messcharakteristik wurden in Referenzmessungen die Pegel im Controller bei bekannten HF-Eingangspegeln ermittelt. Mit diesen Messwerten wurde eine neue Berechnungsvorschrift bestimmt, mit der die Pegelmesswerte in lineare Werte umgewandelt werden. Die Korrekturfunktion für lineare Pegelergebnisse kann nicht während der Laufzeit des Algorithmus berechnet werden, da die Ausführung in der einfachen MCU zu lange dauert. Doch auch die Ausführungszeit der Berechnung der Exponentialfunktion ist aufgrund der begrenzten Rechenleistung zu groß, um zur Laufzeit durchführbar zu sein. Es müssen also in jedem Fall die Werte vorausberechnet werden, so dass sie zur Laufzeit aus einem Array gelesen werden können. Daher ergeben sich durch das Ersetzen der Exponentialfunktion durch die korrigierte Berechnung keine Komplexitäts- oder Laufzeit-Nachteile. Selbst die belegte Speichermenge des

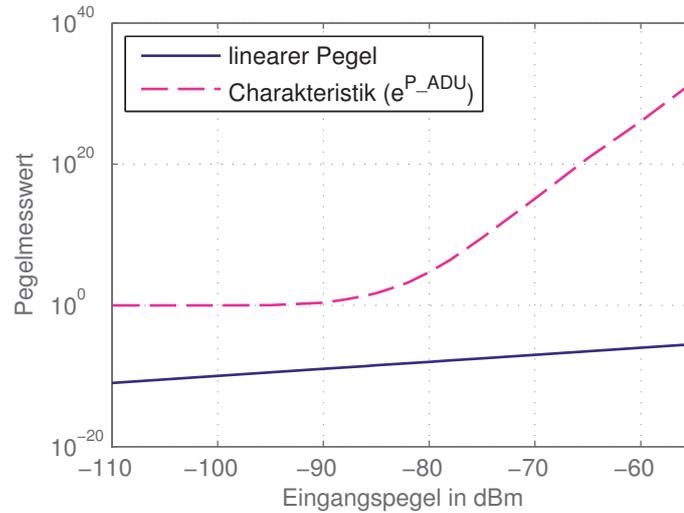


Abbildung 5.2: Entlogarithmierte Pegelmesscharakteristik des Diversity-Systems für *Sirius Satellite Radio*, basierend auf den Daten aus Abbildung 3.8a. Die ideale lineare Charakteristik ist zum Vergleich ebenfalls dargestellt.

Arrays ist identisch.

Um die neue Umrechnungsvorschrift zu bestimmen, wurden die in der MCU gemessenen Pegelwerte für Eingangsleistungen im Bereich von -110 dBm bis -55 dBm aufgenommen. Die daraus resultierende Messcharakteristik ist in Abbildung 5.2 wiedergegeben. Da bei hohen Eingangssignalpegeln der Messwert weniger stark vom Rauschen beeinflusst wird als bei niedrigen Pegeln, wurde im Bereich großer Pegel eine Formel bestimmt, welche die gemessenen Werte in lineare Pegel wandelt. Neben einer falschen Steigung der Kurve musste auch ein Offset korrigiert werden. Die ermittelte Berechnungsvorschrift zur Linearisierung der Pegelmessung lautet

$$P_{\text{lin}} = e^{\frac{P_{\text{ADU}} - 212,8}{11,08}}. \quad (5.3)$$

Eine linearisierte Pegelmesscharakteristik, welche die zuvor im Labor bestimmten Korrekturdaten verwendet, ist in Abbildung 5.3 dargestellt. Zum Vergleich ist auch die Kurve einer vollkommen linearen Pegelmesscharakteristik abgebildet, die sich aus einer einfachen Umrechnung von logarithmischen in lineare Werte ergibt:

$$P_{\text{ideal}}/\text{mW} = 10^{\frac{P_{\text{log}}/\text{dBm}}{10}}. \quad (5.4)$$

Die Pegelmessergebnisse nach der Umrechnung sind bei ausreichend großen Eingangspegeln genau mit den linearen Pegeln identisch. Bei kleinen Eingangspegeln ergeben sich Abweichungen, die durch das Rauschen im gesamten Empfangssystem begründet sind. Insgesamt wird aus Abbildung 5.3 ersichtlich, dass aufgrund der beschriebenen Linearisierung eine sehr gute Übereinstimmung zwischen dem

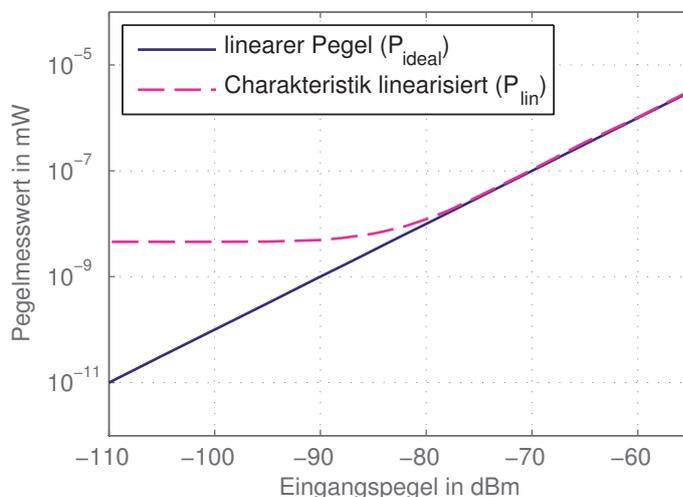


Abbildung 5.3: Linearisierte Pegelmesscharakteristik des Diversity-Systems für *Sirius Satellite Radio*. Die ideale Kurve ist zum Vergleich ebenfalls dargestellt.

im Diversity-System für *Sirius Satellite Radio* gemessenen Verlauf und dem der idealen Charakteristik vorliegt.

Die Pegelmessschaltungen des Diversity-Systems für europäische Satellitenradio-Dienste sowie des mehrdienstfähigen Diversity-Systems messen lineare Signalleistungen, weshalb keine Umrechnung der Werte erforderlich ist. Bei diesen Systemen wurde anhand von Messungen sichergestellt, dass die Pegelwerte tatsächlich einen linearen Verlauf aufweisen und somit direkt im Algorithmus verwendet werden können.

5.2 Abweichungen der Pegelmessergebnisse

Das Verfahren zur Berechnung der Phasendifferenzen der Antennensignale stützt sich auf Pegelmessungen, wie bereits in Kapitel 3.2.3 dargelegt wurde. Aus den Pegeln der vier Teststellungen können drei verschiedene Winkel bestimmt werden, welche die Phasendifferenzen der Antennensignale untereinander sowie zum Summensignal bezeichnen.

- Phasendifferenz beider Einzelantennen zueinander (φ)
- Phasendifferenz der ersten Antenne zum momentanen Summensignal (α)
- Phasendifferenz der zweiten Antenne zum momentanen Summensignal (β)

Die Berechnung der Phasen erfolgt mit (3.34), (3.35) und (3.36). Bei Abweichungen der gemessenen Pegelwerte vom wahren Wert um den Messfehler Δ ergeben sich dabei allerdings Abweichungen vom Sollwert. Für einen Pegelfehler Δ bei der

Messung von $Pt3$ ergeben sich beispielsweise die fehlerhaften Phasenberechnungsergebnisse

$$\alpha_F = \arctan \left(\frac{Pt4 - Pt2 - (Pt3 + \Delta)}{Pt1 + Pt2 - (Pt3 + \Delta)} \right), \quad (5.5)$$

$$\beta_F = \arctan \left(\frac{Pt4 - Pt2 - (Pt3 + \Delta)}{Pt1 - Pt2 + (Pt3 + \Delta)} \right), \quad (5.6)$$

$$\varphi_F = \arctan \left(\frac{Pt4 - Pt2 - (Pt3 + \Delta)}{Pt1 - Pt2 - (Pt3 + \Delta)} \right). \quad (5.7)$$

Um Phasenfehlern bei der Dekodierung vorzubeugen, dürfen die Messfehler der Pegelmessungen nicht zu groß werden. Ansonsten treten Phasensprünge im Ausgangssignal auf, welche bei den phasenmodulierten Satellitenradio-Signalen zu Bitfehlern führen würden. Die Höhe der tolerierbaren Abweichungen soll im Folgenden ermittelt werden. Hierzu werden die auftretenden Phasenabweichungen in Abhängigkeit des relativen Pegelmessfehlers untersucht. Dabei wird von der Annahme ausgegangen, dass jeweils nur eine der vier Pegelmessungen durch den Pegelmessfehler Δ verfälscht wird, um die Teststellung mit der größten Empfindlichkeit zu ermitteln. Die Ergebnisse der Untersuchung dieser Teststellung werden dann verwendet, um die Genauigkeit der Pegelmesseinheit zu spezifizieren.

Die Pegel der Summensignale – sowohl ohne 90° Phasenverschiebung als auch mit dieser – hängen von den Pegeln der Einzelantennen sowie von deren Phasendifferenz ab. Um diese Zusammenhänge zu berücksichtigen, werden alle Berechnungen für verschiedene Antennenpegel sowie verschiedene Phasendifferenzen durchgeführt. Da aber nur die Pegelmessgenauigkeit untersucht wird, ergeben sich aus einem Messfehler einer Einzelantenne keine Änderungen der Summenpegel. Der berücksichtigte Phasendifferenzbereich umfasst einen Vollkreis von 0° bis 360° . Die Pegel der Antennensignale werden relativ zueinander über einen definierten Wertebereich betrachtet. Wie in (3.33) berechnet wurde, ist ab einem Pegelverhältnis der beiden Einzelantennen von $\pm 7,7$ dB keine Verbesserung des SNR durch die Signalüberlagerung mehr möglich. Daher bietet sich eine Betrachtung der Pegel der zweiten Antenne $Pt3$ relativ zum Pegel der ersten Antenne $Pt2$ über einen Bereich von $-7,7 \text{ dB} \leq Pt2/Pt3 \leq +7,7 \text{ dB}$ an. Größere Unterschiede der Pegel der Einzelantennen führen sogar zur Verschlechterung des SNR bei der Signalüberlagerung und werden daher nicht betrachtet. Im Schalt-Phasen-Diversity-System sowie im MRC-Diversity-System kommen diese Konstellationen nicht vor, da schlechte Antennen abgeschaltet beziehungsweise sehr gering gewichtet werden. Wichtig ist die ausreichende Genauigkeit der Pegelbestimmung an den Grenzen der Abschaltung beziehungsweise Zuschaltung einzelner Antennensignale. Zur Vermeidung von Phasensprüngen im Signal zum Empfänger muss ein neu zugeschaltetes Antennensignal auf die Phase der vorherigen Verschaltung beziehungsweise Einzelantenne eingestellt werden. Die QPSK-Modulation der Satellitenradio-Signale erfordert dabei zur Vermeidung von Bitfehlern, dass bei einer Änderung der Verschaltung der auftretende Phasenfehler im Signal zum Empfänger kleiner als 45° ist.

Die folgenden Untersuchungen wurden mit einem Pegelfehler im Bereich von $50\% \leq \Delta/PtX \leq 200\%$ beziehungsweise $-3\text{ dB} \leq \Delta/PtX \leq +3\text{ dB}$ durchgeführt. Größere Abweichungen der gemessenen Pegel vom wahren Wert können bei sorgfältigem Aufbau der Pegelmesseinheit vermieden werden, so dass sie in dieser Untersuchung nicht berücksichtigt werden.

5.2.1 Messfehler der Einzelantennenpegel

Die Berechnung der Phasenfehler bei falsch gemessenem Pegel einer Einzelantenne erfolgt nach dem Schema, welches in (5.5) bis (5.7) für einen Pegelfehler von $Pt3$ dargestellt ist. Im Folgenden wird angenommen, dass für das Pegelverhältnis der Einzelantennen $Pt2/Pt3 = k_\alpha$ gilt. Der Pegelfehler Δ wird dem Pegel $Pt3$ zugeordnet. Unter diesen Voraussetzungen folgt für die verfälschte Phase α_F

$$\begin{aligned}\alpha_F &= \arctan \left(\frac{Pt4 - Pt2 - (Pt3 + \Delta)}{Pt1 + Pt2 - (Pt3 + \Delta)} \right) = \\ &\text{für } \frac{Pt2}{Pt3} = k_\alpha, \quad \text{Pegelfehler bei } Pt3 \\ &= \arctan \left(\frac{Pt4 - Pt3(k_\alpha + 1) - \Delta}{Pt1 + Pt3(k_\alpha - 1) - \Delta} \right).\end{aligned}\quad (5.8)$$

Für den Fall, dass für das Pegelverhältnis der beiden Einzelantennen $Pt3/Pt2 = k_\beta$ gilt, sowie dass der Pegelfehler Δ dem Pegel $Pt2$ zugeordnet wird, ergibt sich für die Phase β_F

$$\begin{aligned}\beta_F &= \arctan \left(\frac{Pt4 - (Pt2 + \Delta) - Pt3}{Pt1 - (Pt2 + \Delta) + Pt3} \right) = \\ &\text{für } \frac{Pt3}{Pt2} = k_\beta, \quad \text{Pegelfehler bei } Pt2 \\ &= \arctan \left(\frac{Pt4 - Pt3(k_\beta + 1) - \Delta}{Pt1 + Pt3(k_\beta - 1) - \Delta} \right).\end{aligned}\quad (5.9)$$

Der im Rahmen der Pegelfehleruntersuchung betrachtete Bereich des Pegelverhältnisses $k_\alpha = Pt2/Pt3$ ist identisch zu dem der Betrachtung von $k_\beta = Pt3/Pt2$, da beide einen Wertebereich von $-7,7\text{ dB}$ bis $+7,7\text{ dB}$ aufweisen. Da die Untersuchungen der Phasenfehler stets den gesamten Wertebereich umfassen, gilt also $k_\alpha = k_\beta$. Hieraus wiederum folgt, dass (5.8) und (5.9) identisch sind. Es genügt nach diesen Betrachtungen also die Untersuchung eines der beiden Werte. Die Berechnung des Winkels φ_F muss in allen betrachteten Fällen durchgeführt werden, da sich der resultierende Phasenfehler von dem von α_F und β_F unterscheidet. Da die aus dem Messfehler Δ resultierenden Phasenfehler vom Phasenunterschied φ der Antennensignale, von deren Pegel und von der Größe des Pegelmessfehlers selbst abhängig sind, werden die errechneten Phasenfehler im Weiteren in Abhängigkeit dieser Parameter dargestellt.

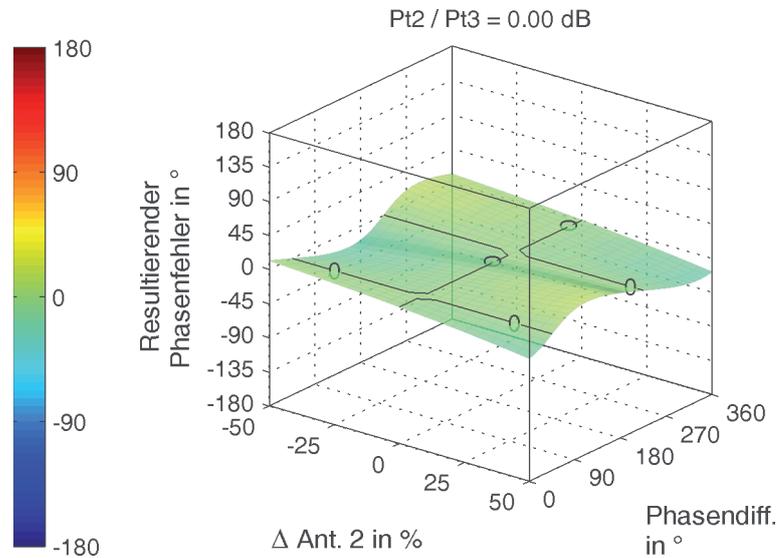


Abbildung 5.4: Resultierender Phasenfehler $\varphi_F - \varphi$ dargestellt in Abhängigkeit der Phasendifferenz φ der beiden Einzelantennen sowie des Pegelmessfehlers Δ der zweiten Einzelantenne bei gleichen Signalpegeln $Pt2$ und $Pt3$.

Berechnungsfehler des Phasenwinkels φ

Die Berechnung des Phasenfehlers $\varphi_F - \varphi$ erfolgt analog zu (5.7) in Abhängigkeit der Phasendifferenz φ zwischen den beiden Einzelantennen. Ob der Pegelmessfehler Δ der Antenne 2 oder 3 zugeordnet wird, hat wegen identischer Vorzeichen von $Pt2$ und $Pt3$ keine Auswirkung. Das Ergebnis ist in Abbildung 5.4 zu sehen. Diese Grafik wurde erstellt für identische Pegel der beiden Einzelantennen. Sowohl die Höhe (Wert der z -Achse) als auch die Farbe der Fläche geben gleichermaßen Aufschluss über den Phasenfehler $\varphi_F - \varphi$. Zur besseren Erkennbarkeit der Form der Fläche sind – in Anlehnung an die Höhenlinien geographischer Karten – Linien gleichen Phasenfehlers eingetragen und entsprechend gekennzeichnet. In Abbildung 5.4 ist erkennbar, dass im gesamten betrachteten Bereich der Phasenfehler $\varphi_F - \varphi$ kleiner als $22,5^\circ$ ist. Das bedeutet, dass die Berechnung dieser Phase sehr robust gegenüber Fehlern der Einzelantennenpegel ist. Bei Verwendung eines Antennendiversity-Systems mit einer Phasenauflösung von 45° oder größer – wie sie für die Verwendung mit QPSK-modulierten Signalen vollkommen ausreichend ist [78] – sind also keinerlei Bitfehler zu erwarten, da der auftretende Fehler kleiner ist als der halbe Phasenunterschied zweier benachbarter Symbole im Konstellationsdiagramm.

Um den Einfluss des Pegelverhältnisses $Pt2/Pt3$ auf den Fehler der Phasenberechnung zu bewerten, wurden Berechnungen mit unterschiedlichen Pegeln durchgeführt. Dabei wurde der Pegel der ersten Einzelantenne $Pt2$ konstant gewählt, während der Pegel der zweiten Einzelantenne $Pt3$ relativ dazu in einem Bereich von $-7,7$ dB bis $+7,7$ dB variiert wurde. Die errechneten Phasenfehler für einige

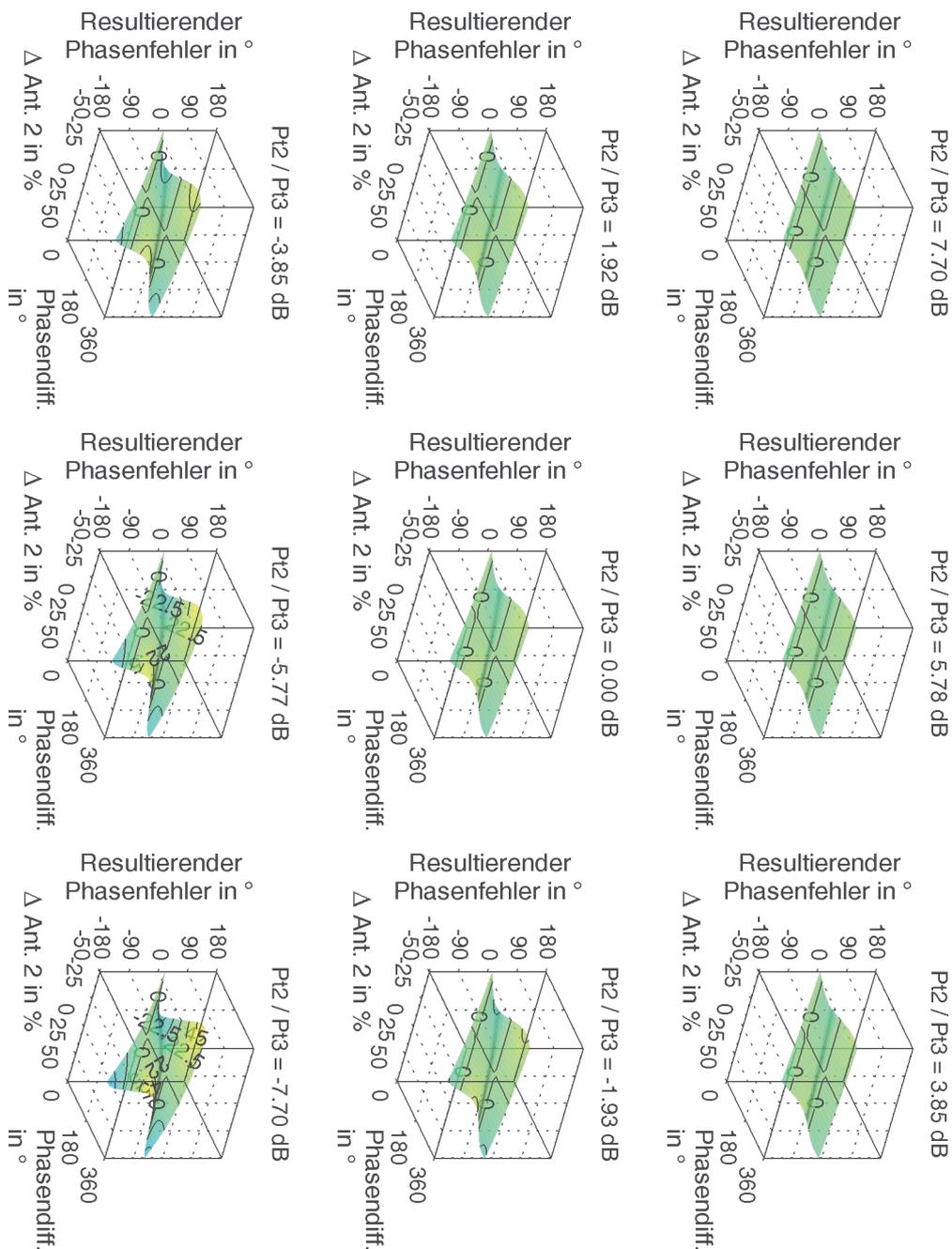


Abbildung 5.5: Resultierender Phasenfehler $\varphi_F - \varphi$ für verschiedene Pegelverhältnisse P_{t2}/P_{t3} der Einzelantennen. Das Verhältnis der Einzelantennenpegel P_{t2}/P_{t3} ist jeweils im Titel der Grafiken in Dezibel angegeben.

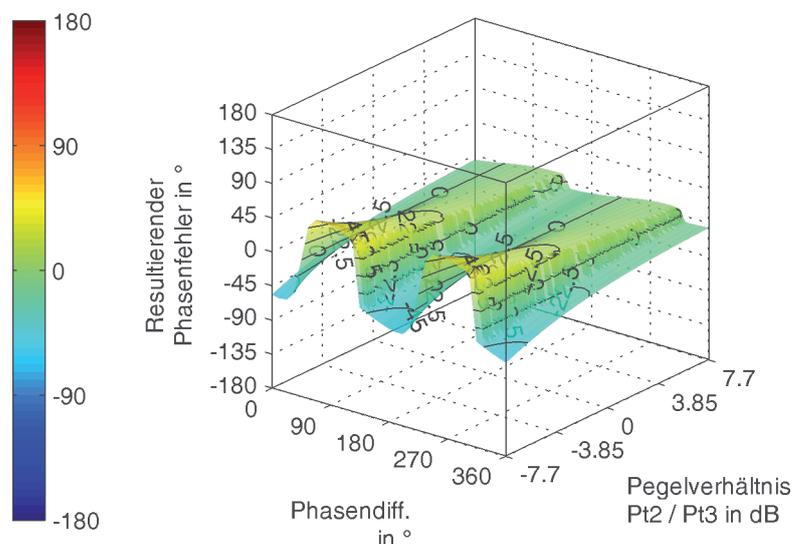


Abbildung 5.6: Maximaler Phasenfehler $\varphi_F - \varphi$ für einen Bereich des Pegelverhältnisses Pt_2/Pt_3 zwischen $-7,7$ dB und $+7,7$ dB. Ergebnis dargestellt in Abhängigkeit der Phasendifferenz φ sowie des Pegelverhältnisses Pt_2/Pt_3 der beiden Einzelantennen.

Werte des Pegelverhältnisses sind in Abbildung 5.5 zusammengefasst. Es zeigt sich, dass unterhalb von $Pt_2/Pt_3 = -6$ dB in geringer Anzahl Phasenfehler von 45° oder mehr auftreten, welche zu Bitfehlern im Empfänger führen könnten. Selbst diese Fehler treten erst bei Werten von $\Delta/Pt_2 \approx \pm 40\%$ auf, die Phasenberechnung von φ ist also sehr robust gegenüber Störungen der gemessenen Pegel.

Zur einfacheren Einschätzung bietet sich eine Betrachtung des maximalen Phasenfehlers $\varphi_F - \varphi$ über alle berechneten Pegelverhältnisse Pt_2/Pt_3 an. Eine entsprechende Auswertung ist in Abbildung 5.6 dargestellt. Wie man aus den einzelnen Grafiken in Abbildung 5.5 bereits schließen kann, ist der maximale Phasenfehler von φ_F nur in einem sehr engen Bereich sowohl der Phasendifferenz als auch des Pegelunterschiedes der Einzelantennen größer als 45° . Bei annähernd gleichen Pegeln der Einzelantennen im Bereich von $-1 \text{ dB} \leq Pt_2/Pt_3 \leq +1 \text{ dB}$ ist der Fehler sogar kleiner als $22,5^\circ$. Daraus ergibt sich, dass der Phasenfehler bei der Berechnung von $\varphi_F - \varphi$ keinen kritischen Fall in der Festlegung von Grenzwerten der Pegelmessgenauigkeit darstellt.

Berechnungsfehler der Phasenwinkel α und β

Die beiden Phasenwinkel α und β geben die Phasenverschiebung der Signale der ersten und der zweiten Einzelantenne zum Summensignal an. Wie am Anfang des Kapitels 5.2.1 geschildert wurde, sind die Fehler der Phasenwinkel α_F und β_F in der Gesamtbetrachtung des untersuchten Parameterbereichs identisch. Daher wird im Folgenden nur der Phasenfehler von α_F dargestellt. Im Gegensatz zum

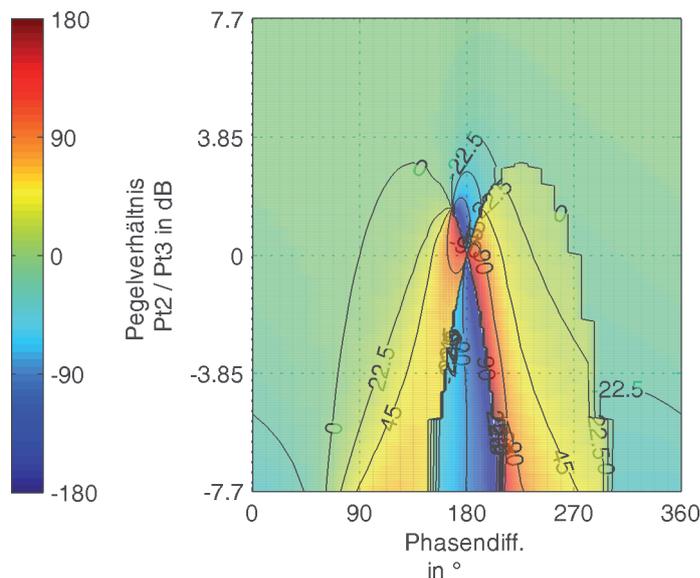


Abbildung 5.7: Maximaler Phasenfehler $\alpha_F - \alpha$ beziehungsweise $\beta_F - \beta$ für einen Bereich des Pegelverhältnisses $Pt2/Pt3$ zwischen $-7,7$ dB und $+7,7$ dB. Ergebnis dargestellt in Abhängigkeit der Phasendifferenz φ der beiden Antennen sowie des Verhältnisses $Pt2/Pt3$ der beiden Einzelantennenpegel.

Berechnungsfehler von φ_F treten beim Winkel α_F (und damit ebenfalls bei β_F) durchaus größere Abweichungen der berechneten Werte vom tatsächlichen Winkel auf. In diesem Fall ist die Darstellung als dreidimensionale Fläche nicht optimal, da durch die Verdeckung von Teilen der Grafik kaum Informationen aus den Darstellungen hervorgehen. Stattdessen wird die Abbildung einer einfachen Fläche mit farbkodierten Fehlerwerten bevorzugt. Dies entspricht einer Draufsicht auf die dreidimensionale Darstellung zum Beispiel von Abbildung 5.6.

Wie in Abbildung 5.7 zu sehen ist, treten große Phasenfehler bei annähernd identischen Antennenpegeln im Bereich von $-3 \text{ dB} \leq Pt2/Pt3 \leq +3 \text{ dB}$ nur bei einer Phasendifferenz der Einzelantennen von $\varphi = (180 \pm 45)^\circ$ auf. Der Betrag der Abweichung ändert sich nur in geringem Maß mit verschiedenen Pegelverhältnissen $Pt2/Pt3$. Derart große Phasendifferenzen dürften sich im Betrieb des Diversity-Systems nur selten ergeben, da durch das schnelle Schalten bereits kleinere Phasendifferenzen der Signale korrigiert werden. Da sich die Einzelsignale bei einer Phasendifferenz von $\varphi = 180^\circ$ destruktiv überlagern, ist auch eine fehlerhafte Einstellung der Phasenwinkel besser, als der Zustand vor dem Eingriff des Diversity-Systems. Größere Abweichungen der errechneten Phasen sind für stark unterschiedliche Antennenpegel zu erkennen mit $Pt2/Pt3 < -3 \text{ dB}$. Allerdings sind selbst für $Pt2/Pt3 = -7,7 \text{ dB}$ Phasenfehler von mindestens 45° erst für Phasendifferenzen der Eingangssignale von $\pm 90^\circ$ oder größer zu verzeichnen. Durch die häufige Optimierung der Schaltstellungen im Schalt-Phasen-Diversity-System treten solche Fälle selten ein.

Der Phasenwinkel φ wird im Diversity-System zur Vermeidung von Phasensprüngen im Signal zum Empfänger benutzt, wenn einer Einzelantenne eine zusätzliche Antenne zugeschaltet wird. Hierzu wird die neu zugeschaltete Einzelantenne mit einer Änderung ihrer Phase um den Phasenwinkel φ auf die Phase der bereits aufgeschalteten Einzelantenne gedreht. Wenn jedoch zwei bereits aufgeschaltete Antennen neu gleichgephast werden müssen, so werden diese mit ihrem jeweiligen Differenzwinkel α beziehungsweise β auf die Phasenlage des Summensignals gedreht. Dadurch werden Phasensprünge im Signal zum Empfänger vermieden, welche zu Bitfehlern führen könnten. Da α und β jeweils die Phasenwinkel zwischen den Einzelantennen und dem Summensignal darstellen (siehe Abbildung 3.3), addieren sie sich idealerweise genau zu φ

$$\varphi = \alpha + \beta. \quad (5.10)$$

Um den Restfehler der Gleichphasung beider Antennen zur idealen Summe nach (5.10) zu bestimmen, wurde die Phasendifferenz $\alpha_F + \beta_F - \varphi$ berechnet. Abbildung 5.8 zeigt diese Abweichungen. Bis hinunter zu kleinen Pegelverhältnissen von $Pt2/Pt3 \approx -6$ dB treten Phasenfehler von 45° und mehr bei Phasendifferenzen φ zwischen 180° und 270° auf. Im Bereich $Pt2/Pt3 < -6$ dB erstreckt sich dieser Bereich von 174° bis 297° . Ansonsten kommt es nur in einem sehr kleinen Bereich um einen Phasenunterschied von $\varphi = 180^\circ$ herum zu signifikanten Fehlern der berechneten Phasensumme. Für $Pt2/Pt3 > -1,5$ dB treten lediglich in sehr engen Bereichen von φ relevante Abweichungen auf.

Gesamtbetrachtung von Messfehlern der Einzelantennenpegel

Insgesamt zeigt sich, dass die Berechnung der Phasendifferenz φ_F der Eingangssignale nur sehr wenig von einem Messfehler Δ des Pegels einer Einzelantenne beeinflusst wird. Daraus folgt, dass die Optimierung des Pegels der Signalsumme durch das Diversity-System von Pegelmessfehlern einer Einzelantenne kaum beeinträchtigt wird. Die auszugleichende Phasendifferenz φ zwischen den Einzelantennensignalen wird sehr genau bestimmt.

Größer ist der Einfluss von Pegelmessfehlern auf die korrekte Bestimmung der Phasenwinkel α und β zwischen den Einzelantennensignalen und der Signalsumme. Durch die Fehler bei der Berechnung dieser Phasen kann es jedoch dazu kommen, dass in seltenen Fällen ein Phasenfehler des Summensignals durch die neu durchgeführte Signalverschaltung im Diversity-System entsteht. Allerdings treten große Phasenfehler, welche in Bitfehler resultieren können, nur in einem kleinen Parameterbereich der Pegel und Phasen der Einzelsignale auf.

Aus den Ergebnissen der vorgestellten Untersuchungen auftretender Phasenberechnungsfehler geht hervor, dass der Phasenfehler von α_F beziehungsweise β_F dazu verwendet werden kann, Grenzwerte für die maximal zulässige Abweichung der Pegelmessergebnisse der Einzelantennen zu bestimmen. Aus den Ergebnissen der Berechnungen in Abbildung 5.8 ist ersichtlich, dass jeweils nur kleine Bereiche der Phasenverschiebung und Pegelverhältnisse der Einzelantennen zu relevanten

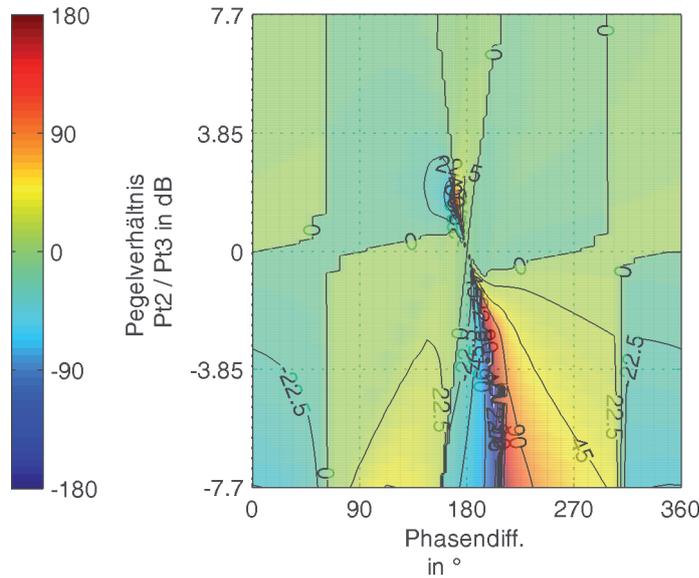


Abbildung 5.8: Maximaler Phasenfehler $(\alpha_F + \beta_F) - \varphi$ für einen Bereich des Pegelverhältnisses $Pt2/Pt3$ zwischen $-7,7$ dB und $+7,7$ dB. Ergebnis dargestellt in Abhängigkeit der Phasendifferenz φ der beiden Antennen sowie des Verhältnisses $Pt2/Pt3$ der beiden Einzelantennenpegel.

Berechnungsfehlern führen. Um Grenzwerte für die Messfehler angeben zu können, muss bekannt sein, wie sehr die Fehler im Pegelberechnungsergebnis mit steigender Ungenauigkeit der Einzelpegelmessung ansteigen. Zu diesem Zweck wurde die Häufigkeitsdichte (HD) des Phasenberechnungsfehlers herangezogen. Diese ergibt sich aus der Anzahl von Wertekombinationen des Pegelverhältnisses $Pt2/Pt3$ und der Phasendifferenz φ , welche zu Phasenfehlern bestimmter Höhe führen. Die Einteilung der Phasenfehler für die Berechnung der HD erfolgt gemäß den Phasenfehlerbereichen in Tabelle 5.1. Die Berechnung wird für verschiedene Wertebereiche von Δ durchgeführt.

Die Berechnung der HD erfolgt im Rahmen dieser Arbeit mit gleicher Gewichtung aller Pegelverhältnisse und Phasendifferenzen der Einzelantennensignale. Dies muss nicht den tatsächlichen Verhältnissen in beliebigen Realisierungen und Kombinationen von Diversity-Antennen und dem Schalt-Phasen-Diversity-System entsprechen. Allerdings sind die möglichen Variationen enorm vielfältig und abhängig von einer Vielzahl von Parametern. Hierzu zählen beispielsweise das Messszenario, der Zeitpunkt der Messung (Elevation und Azimut der Satelliten, Witterung, ...), die Richtcharakteristik und der Gewinn der verwendeten Antennen, der Gewinn der verwendeten LNA, ... Die Ergebnisse, welche im Folgenden präsentiert werden, erlauben jedoch eine ausreichend fundierte Festlegung von Spezifikationswerten für die Pegelmessschaltung. Für den Fall, dass ein bestimmtes System analysiert werden soll, für das andere Gewichtungen eine exaktere Beschreibung ermöglichen, können die erstellten Analysemethoden ohne

	Untergrenze des Phasenfehlers in ° (einschließlich)	Obergrenze des Phasenfehlers in ° (ausschließlich)
0,0°	0,0	22,5
45,0°	22,5	67,5
90,0°	67,5	112,5
135,0°	112,5	157,5
180,0°	157,5	180,0

Tabelle 5.1: Einteilung der Phasenfehler in Wertebereiche zur Berechnung der Häufigkeitsdichte. Ein Phasenfehler von 180° wird entgegen der Spaltenbeschriftung dem gleichnamigen Wertebereich zugeordnet.

großen Aufwand entsprechend angepasst werden.

Die HD des Fehlers von α_F bei einem Pegelmessfehler Δ des Einzelantennenpegels *Pt2* ist in Abbildung 5.9 dargestellt. Darin ist deutlich zu sehen, dass mit steigendem Fehler Δ der Einzelantennenpegelmessung sowohl die Anzahl als auch die Höhe der auftretenden Phasenfehler zunimmt. Da der Realisierungsaufwand der Pegelmessung mit kleineren zulässigen Fehlern ansteigt, muss ein Kompromiss zwischen Pegelmessgenauigkeit und Implementierungsaufwand gefunden werden. Ausgehend von Abbildung 5.9 kann man beispielsweise festlegen, dass eine Schwankung von $\pm 20\%$ toleriert werden kann, entsprechend einem Pegelfehler zwischen $-0,97\text{ dB}$ und $+0,79\text{ dB}$. Die kumulative Wahrscheinlichkeit, dass unter diesen Voraussetzungen ein Phasenfehler von 45° oder mehr auftritt, ist dabei nur

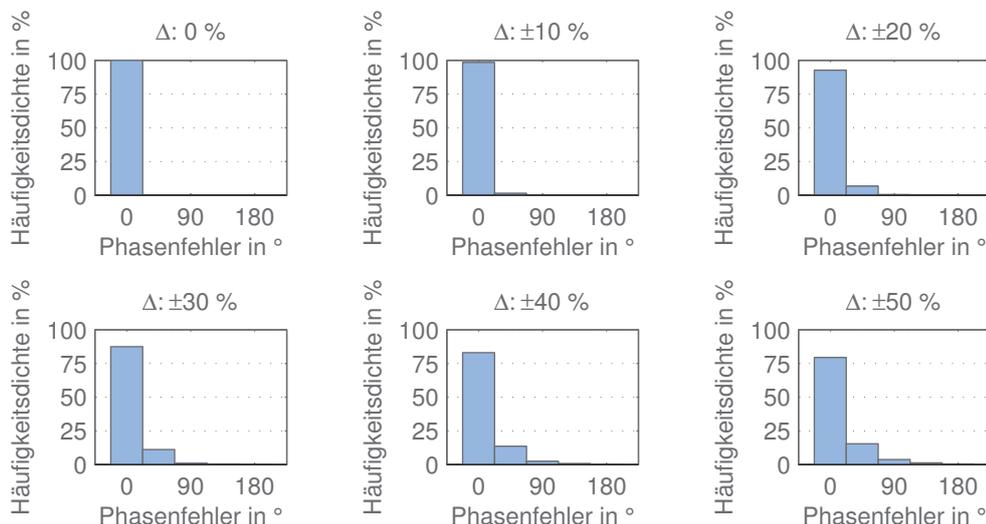


Abbildung 5.9: Häufigkeitsdichte des Phasenberechnungsfehlers von α_F beziehungsweise β_F für verschiedene zugelassene Messfehler der Einzelantennenpegelmessung *Pt2* beziehungsweise *Pt3*. Die Einordnung in die Fehlerintervalle erfolgt gemäß Tabelle 5.1.

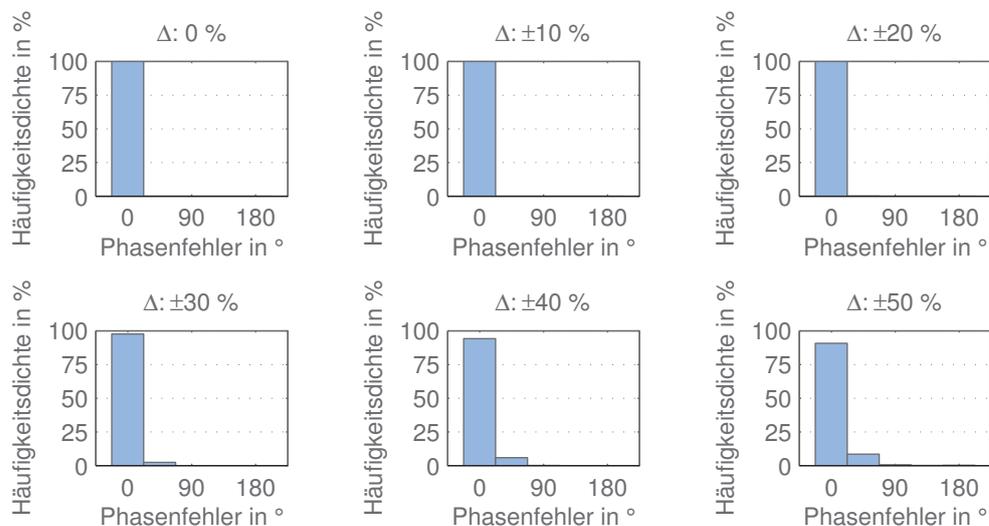


Abbildung 5.10: Häufigkeitsdichte des Phasenberechnungsfehlers $\varphi_F - \varphi$ für verschiedene zugelassene Messfehler Δ der Summenpegelmessung *Pt1*. Die Einordnung in die Fehlerintervalle erfolgt gemäß Tabelle 5.1.

noch 1,44 %. (Dieser Wert kann nicht direkt aus Abbildung 5.9 abgelesen werden, da die Grenzen der HD-Werte in Tabelle 5.1 zur Erstellung verwendet wurden. Die Überschreitungs-Häufigkeit des Phasenfehlers von 45° wurde direkt aus den errechneten Daten bestimmt.) Bei einem Toleranzbereich der Pegelmessung von $\pm 10\%$, entsprechend einem Pegelfehler zwischen $-0,46$ dB und $+0,41$ dB, liegt die kumulative Wahrscheinlichkeit bei 0,39 %.

5.2.2 Messfehler bei den Summenantennenmessungen

Durch Messfehler bei der Pegelbestimmung des Summensignals können ebenfalls Phasenberechnungsfehler auftreten. Zwei Pegelmessungen von Summensignalen werden im Rahmen des Diversity-Algorithmus durchgeführt. Teststellung 1 bestimmt den Pegel *Pt1* der Summe der beiden Einzelantennensignale ohne zusätzliche Phasenverschiebung. In Teststellung 4 wird der Pegel *Pt4* der Summe beider Einzelantennensignale mit Phasenverschiebung eines Signals um 90° gemessen.

Die Abbildungen 5.10 und 5.11 zeigen die HD der Phasenfehler bei den entsprechenden, im jeweiligen Titel angegebenen Pegelmessfehlern in Teststellung 1. Es zeigt sich, dass die Pegelmessfehler kaum Auswirkungen auf die Phasenberechnungsergebnisse haben. Relevante Phasenfehler von $\pm 45^\circ$ oder mehr treten bei der Berechnung von φ erst bei Pegelmessfehlern von $\Delta/Pt1 = \pm 40\%$ mit einer Häufigkeit von 0,77 % auf. Die Berechnung von α und β zeigt keine Phasenfehler bis zu diesem Ausmaß der Pegelmessfehler. Aus diesem Grund ist die Betrachtung des Pegelmessfehlers des Summensignals ohne Phasenverschiebung eines Einzelsignals für die Festlegung von Grenzwerten des Pegelmessfehlers nicht

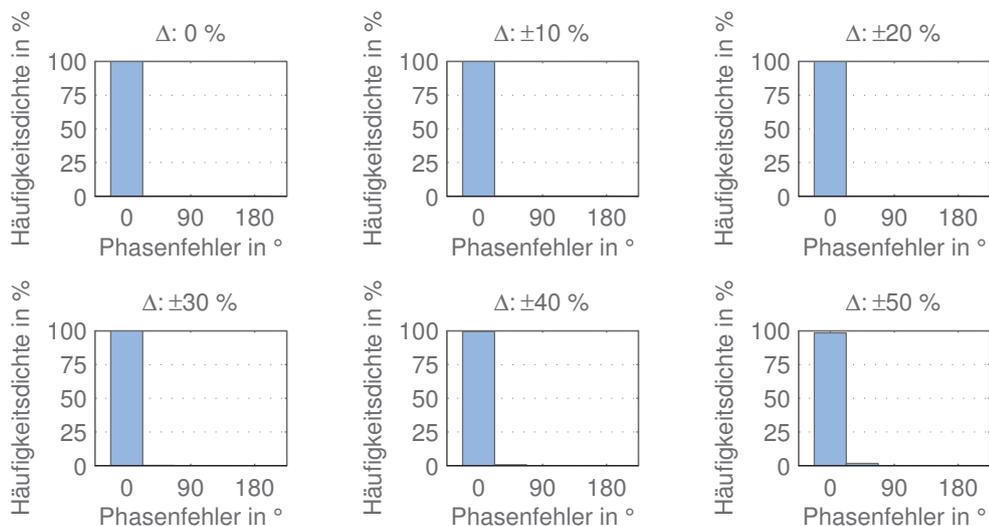


Abbildung 5.11: Häufigkeitsdichte des Phasenberechnungsfehlers $\alpha_F - \alpha$ beziehungsweise $\beta_F - \beta$ für verschiedene zugelassene Messfehler der Summenpegelmessung $Pt1$. Die Einordnung in die Fehlerintervalle erfolgt gemäß Tabelle 5.1.

relevant.

In Abbildung 5.12 sind die Phasenfehler $\varphi_F - \varphi$ dargestellt, welche sich durch Messfehler in Teststellung 4, Pegelmessung der Summenschaltung mit Phasenverschiebung eines Signals um 90° , ergeben. Hier ist ebenfalls keine nennenswerte Beeinflussung festzustellen, erst ab Pegelabweichungen von $\pm 40\%$ treten Phasenfehler von 45° und mehr mit einer Häufigkeit von 0,77 % auf.

Im Unterschied dazu sind bei der Berechnung der Winkel α_F und β_F größere Abweichungen durch Pegelmessfehler festzustellen, wie Abbildung 5.13 zeigt. Schon bei Pegelfehlern von $\pm 10\%$ treten in 0,81 % der Fälle Phasenfehler von 45° oder mehr auf. Bei Pegelmessfehlern von $\pm 20\%$ liegt diese Wahrscheinlichkeit bei 2,64 %. Für eine Messgenauigkeit von $\pm 30\%$ steigt sich die Häufigkeit auf 5,41 %. Für eine Obergrenze von 5 % für auftretende Phasenfehler größer als 45° folgt also beispielsweise eine maximale Pegelmessabweichung von $\pm 20\%$.

5.2.3 Zusammenfassende Auswertung der Auswirkungen der Pegelmessfehler

Ziel der Betrachtungen aus den vorangegangenen Abschnitten ist die Festlegung von Grenzwerten der Messgenauigkeit, welche bei der Pegelmessung einzuhalten sind. Dabei zeigt sich, dass die drei berechneten Phasenwinkel α , β und φ sehr verschieden auf Pegelfehler in den vier Teststellungen reagieren. Als sehr empfindlich stellt sich beispielsweise die Berechnung von α und β auf Pegelfehler in Teststellung 4 dar, also bei Summenschaltung mit einem phasenverschobenen Signal. Hier führen Messfehler von $\pm 10\%$ in 0,81 % der Fälle zu Phasenfehlern

KAPITEL 5. UNTERSUCHUNG UND MINDERUNG DES EINFLUSSES SYSTEMATISCHER FEHLER

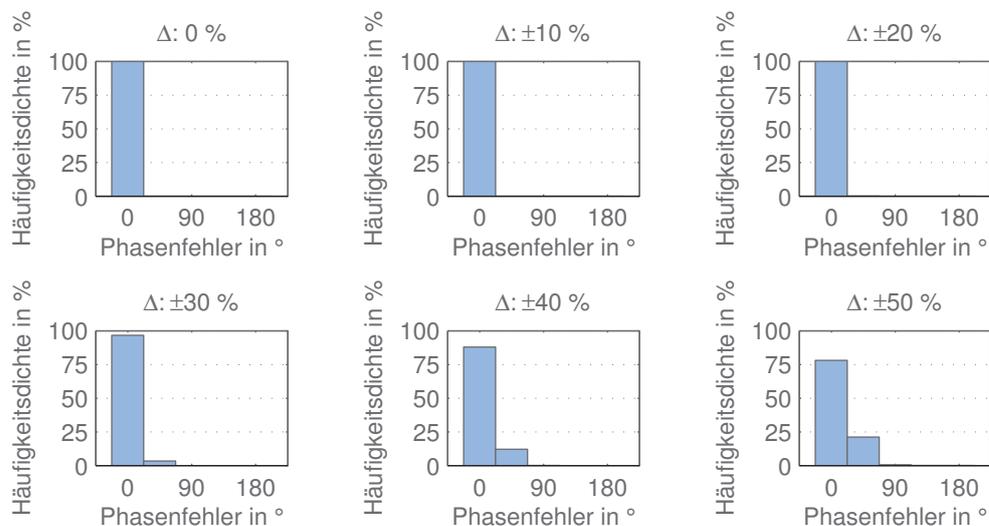


Abbildung 5.12: Häufigkeitsdichte des Phasenberechnungsfehlers $\varphi_F - \varphi$ für verschiedene zugelassene Messfehler Δ der Summenpegelmessung *Pt4*. Die Einordnung in die Fehlerintervalle erfolgt gemäß Tabelle 5.1.

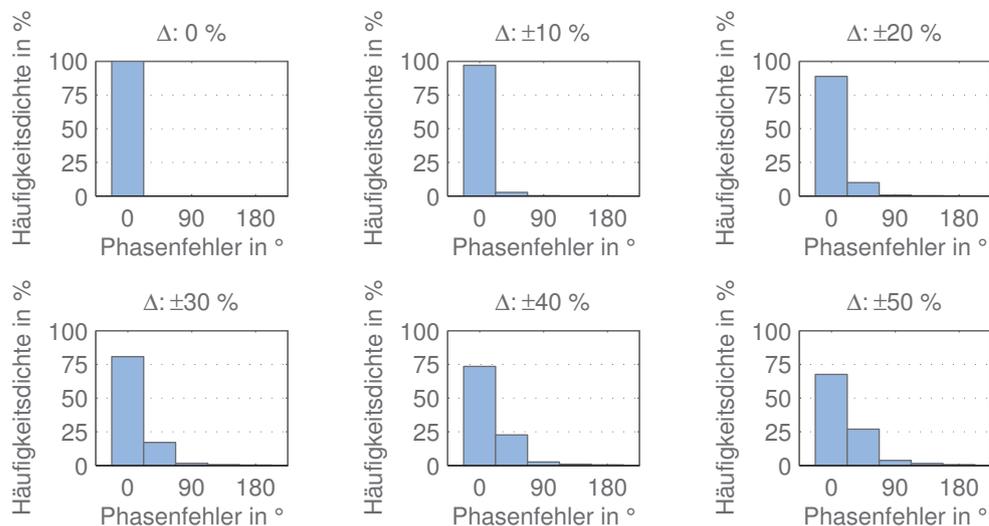


Abbildung 5.13: Häufigkeitsdichte des Phasenberechnungsfehlers $\alpha_F - \alpha$ beziehungsweise $\beta_F - \beta$ für verschiedene zugelassene Messfehler Δ der Summenpegelmessung *Pt4*. Die Einordnung in die Fehlerintervalle erfolgt gemäß Tabelle 5.1.

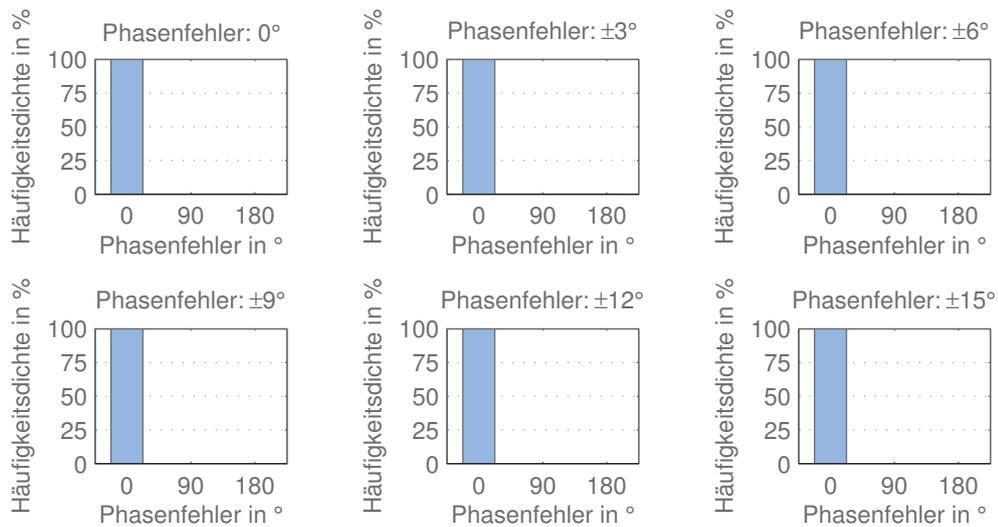


Abbildung 5.14: Häufigkeitsdichte des Phasenberechnungsfehlers $\varphi_F - \varphi$ für verschiedene Phasenfehler des 90° Phasenstellglieds. Die Einordnung in die Fehlerintervalle erfolgt gemäß Tabelle 5.1.

von bis zu 45° , was einer Schwankung des Pegelmesswertes zwischen $-0,46$ dB und $+0,41$ dB entspricht. Dieser Grenzwert der Pegelabweichungen ist bei kleinen Signalpegeln nur mit sehr hohem Realisierungsaufwand einzuhalten. Eine Abweichung der Messgenauigkeit zwischen $-0,97$ dB und $+0,79$ dB entsprechend $\pm 20\%$ führt in $2,64\%$ der betrachteten Parameterkombinationen zu Phasensprüngen von 45° und mehr. Diese Werte zeigen, dass es ausreicht, die Pegelmessgenauigkeit auf $\pm 20\%$ festzulegen.

5.3 Abweichungen der Phasenstellglieder

Die Messung des Summenpegels mit Phasenverschiebung eines Einzelantennensignals um 90° ermöglicht es, das Vorzeichen der Phasendifferenz und damit die Richtung der Phasenänderung zu bestimmen. Neben einem Fehler bei der Bestimmung des Pegels kann es dabei auch zu einem Fehler kommen, wenn die gewünschte Phasenänderung von 90° nicht richtig eingestellt wird. Diese Abweichungen entstehen zum Beispiel durch Bauteiltoleranzen in der phasendrehenden Schaltung. Der maximale Einstellfehler der Phasenstellglieder beträgt in den Berechnungen $\pm 15^\circ$. Da selbst die Realisierung mehrdienstfähiger Phasenschieber mit kleineren Abweichungen der Phase möglich ist (siehe Kapitel 4.3), sind damit alle relevanten Phaseinstellfehler in den Untersuchungen berücksichtigt.

Der Phasenberechnungsfehler $\varphi_F - \varphi$ des Winkels zwischen den Einzelantennensignalen zeigt keine nennenswerte Beeinflussung durch ein fehlerhaftes 90° -Phasenstellglied. Wie in Abbildung 5.14 dargestellt ist, sind erst ab einem Phaseinstellfehler von $\pm 15^\circ$ kleine Phasenabweichungen von $\pm 22,5^\circ$ zu erkennen. Da selbst hier noch keine Phasenfehler von $\pm 45^\circ$ oder mehr auftreten, und somit

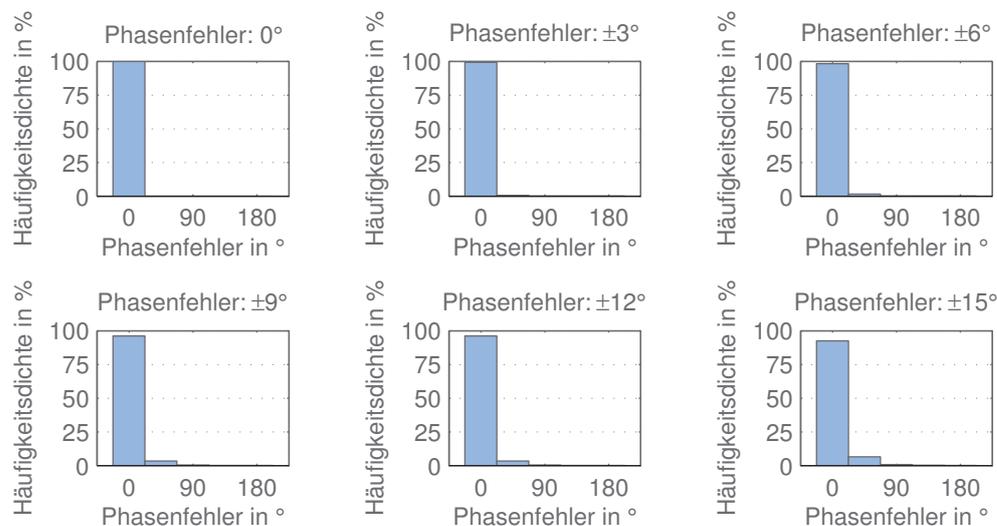


Abbildung 5.15: Häufigkeitsdichte des Phasenberechnungsfehlers $\alpha_F - \alpha$ beziehungsweise $\beta_F - \beta$ für verschiedene Phasenfehler des 90° Phasenglieds. Die Einordnung in die Fehlerintervalle erfolgt gemäß Tabelle 5.1.

keine Bitfehler hervorgerufen werden können, kann man diese Berechnung als für das Diversity-System vollkommen unkritisch betrachten.

Größer ist der Phasenfehler bei der Berechnung von α_F und β_F in Teststellung 4. Wie in Abbildung 5.15 gezeigt, treten bei einer Abweichung des 90° -Phasenglieds von $\pm 9^\circ$ in 1,09 % der Fälle Phasenfehler von $\pm 45^\circ$ und mehr auf. Bei $\pm 6^\circ$ reduziert sich diese Zahl bereits um mehr als die Hälfte auf 0,47 %. Verringert man die Abweichung des Phasenglieds auf $\pm 3^\circ$, treten nur noch in 0,19 % der Fälle relevante Phasenberechnungsfehler auf.

Ausgehend von diesen Ergebnissen kann man die Toleranzen des 90° -Phasenglieds auf $\pm 9^\circ$ festlegen und erhält daraus mit einer Wahrscheinlichkeit etwa 1 % Phasenfehler, die im worst-case zu Bitfehlern beim Empfang führen.

5.4 Kompensation des Grundrauschpegels

In jedem elektronischen System sind die Signale von Rauschen überlagert. Zur Bestimmung der idealen Überlagerung der Satellitenradio-Signale im Schalt-Phasen-Diversity-System sind aber alleine die Signalpegel von Interesse. Das Rauschen, welches den empfangenen Signalen überlagert ist, stört die Pegelauswertung. Auf der Empfängerseite wird es vornehmlich durch folgende Faktoren beeinflusst:

1. Antennenrauschtemperatur T_A (Beitrag abhängig von der Richtcharakteristik der Antenne. Die Rauschtemperatur von Satellitenradio-Antennen liegt in der Größenordnung von 25 K bis 70 K [73].)
2. Antennenverluste und Verluste der Zuleitung zum LNA (Wirkungsgrad der

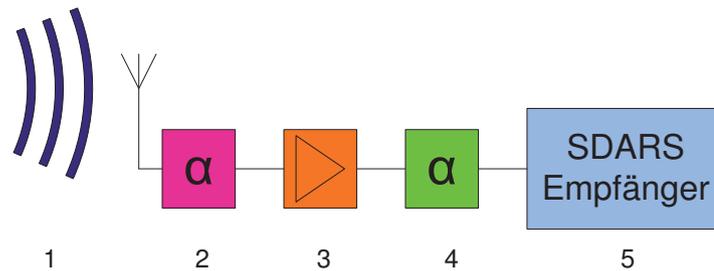


Abbildung 5.16: Beiträge zum Gesamtrauschen am Empfänger.

Antenne $\eta < 1$, dielektrische und ohmsche Verluste)

3. Rauschzahl F des LNA (Beiträge vor allem durch thermisches Rauschen und Schrotrauschen, $F > 1$)
4. Verluste nach dem LNA (Dämpfung α durch nachgeschaltete Funktionsblöcke, Kabel, etc. Relevanz: je nach Verstärkung des LNA)
5. Rauschzahl F des Tuners (Relevanz: je nach Verstärkung des LNA)

Diese Faktoren sind in Abbildung 5.16 innerhalb der Empfangskette dargestellt und entsprechend nummeriert.

Der Rauschanteil der empfangenen Signale basiert grundsätzlich auf statistischen Effekten. Daraus ergäbe sich eine Betrachtung der Verfälschung der Pegelmessungen als statistische Fehlergröße. Die folgenden Untersuchungen und Messergebnisse werden in dieser Arbeit als systematische Fehlerquellen analysiert, da die Höhe des Grundrauschpegels im System durch die Integration des Pegelmessergebnisses nahezu konstant ist. Dadurch ist sie einer Kompensation mit vordefinierten Werten zugänglich.

5.4.1 Auswirkungen des Grundrauschens auf die Phasenberechnung

Analog zu den Untersuchungen in Kapitel 5.2 kann auch der Einfluss des Grundrauschpegels auf die Phasenberechnung analysiert werden. In den Pegelmessungen im Diversity-System wirkt sich der stets vorhandene Rauschpegel auf die Messergebnisse aus, indem dieser um die mittlere Rauschleistung während der Messdauer erhöht wird. Der gemessene Pegel wird also stets größer sein als der Pegel des reinen Signals ohne Rauschanteile.

Um die Auswirkungen des Grundrauschens auf die Phasenberechnung im Diversity-Algorithmus feststellen zu können, wurde wiederum eine Analyse der zugrunde liegenden Gleichungen durchgeführt. Im Folgenden wird der Fall der Gleichphasung zweier bereits aufgeschalteter Einzelsignale betrachtet, also die Neuphasung auf die Phase des zum Empfänger geleiteten Summensignals. Der Fall der Phasenstellung eines Einzelsignals auf ein anderes Einzelsignal tritt nur selten ein und wird daher nicht betrachtet, da er nur beim Wechsel der Verschaltung auftreten

kann. Im Rahmen der Analyse wird angenommen, dass der Rauschpegel Δ , welcher zu jeder der Pegelmessungen der vier Teststellungen addiert wird, identisch ist. Zwar weichen die genauen Rauschpegel im System voneinander ab, allerdings liegen diese Abweichungen aufgrund der Integration beziehungsweise Mittelung bei der Pegelmessung unter 10 %. Der aus der Annahme identischer Rauschleistungen resultierende Fehler ist somit vernachlässigbar. Durch die Addition des Leistungspegels des Grundrauschens zu allen gemessenen Pegeln des Nutzsignals in den vier Teststellungen ergibt sich aus (3.34)

$$\begin{aligned}\alpha_F &= \arctan \left(\frac{(Pt4 + \Delta) - (Pt2 + \Delta) - (Pt3 + \Delta)}{(Pt1 + \Delta) + (Pt2 + \Delta) - (Pt3 + \Delta)} \right) = \\ &= \arctan \left(\frac{Pt4 - Pt2 - Pt3 - \Delta}{Pt1 + Pt2 - Pt3 + \Delta} \right).\end{aligned}\quad (5.11)$$

Analog folgt aus (3.35) und (3.36)

$$\begin{aligned}\beta_F &= \arctan \left(\frac{(Pt4 + \Delta) - (Pt2 + \Delta) - (Pt3 + \Delta)}{(Pt1 + \Delta) - (Pt2 + \Delta) + (Pt3 + \Delta)} \right) = \\ &= \arctan \left(\frac{Pt4 - Pt2 - Pt3 - \Delta}{Pt1 - Pt2 + Pt3 + \Delta} \right),\end{aligned}\quad (5.12)$$

$$\begin{aligned}\varphi_F &= \arctan \left(\frac{(Pt4 + \Delta) - (Pt2 + \Delta) - (Pt3 + \Delta)}{(Pt1 + \Delta) - (Pt2 + \Delta) - (Pt3 + \Delta)} \right) = \\ &= \arctan \left(\frac{Pt4 - Pt2 - Pt3 - \Delta}{Pt1 - Pt2 - Pt3 - \Delta} \right).\end{aligned}\quad (5.13)$$

Zur Gleichphasung der Signale müssen nach Kapitel 3.2.3 die beiden Phasenwinkel α und β berechnet werden. Wenn die beiden Antennensignale um diese Winkel in ihrer Phase gedreht werden, ergibt sich ein optimiertes Summensignal mit größerem Pegel, aber unveränderter Phase. Durch die Drehung um die stattdessen ermittelten fehlerbehafteten Phasen α_F und β_F gemäß (5.11) sowie (5.12) ergeben sich Abweichungen und damit eine Veränderung der Phase des Summensignals. Abbildung 5.17 zeigt die aus der Neuphasung mit den abweichenden Phasenwinkeln resultierenden Signale im Zeigerdiagramm.

Der Phasenfehler des Summensignals kann im Empfänger zu Bitfehlern führen. Dies ist der Fall, falls die Änderung der Phase größer ist als der halbe Phasenunterschied zwischen zwei benachbarten Modulationssymbolen. Bei der in den Satellitenradio-Systemen eingesetzten QPSK-Modulation muss also der Betrag des maximal auftretende Phasenfehlers kleiner sein als 45° . Die Größe des Phasenfehlers kann aus einem Vergleich der Phase des Summensignals mit dem Pegel $Pt1$ mit der verfälschten Neuphasung mit dem Pegel $Pt1_n$ in Abbildung 5.17 gewonnen werden. Ohne Beschränkung der Allgemeinheit wird im Folgenden die vor dem Umschalten vorgefundene Phase von Antenne 1 zu 0° gewählt und als Referenzphase $\gamma_0 = 0^\circ$ für alle Berechnungen verwendet, wie es auch in Abbildung 5.17

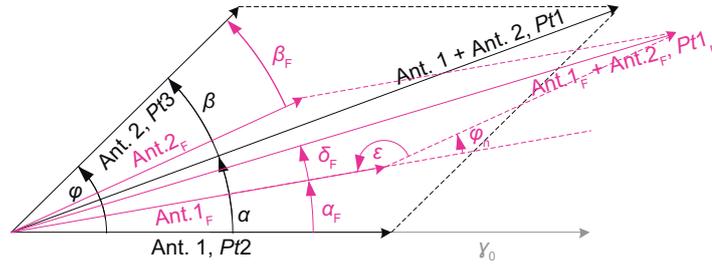


Abbildung 5.17: Verfälschte Neuphasung zweier Antennensignale. Die beiden Ausgangssignale sowie der Summenvektor sind schwarz gezeichnet. Rot dargestellt sind die Antennensignale sowie deren Summe nach der Phasung mit den verfälschten Phasenwinkeln α_F und β_F .

dargestellt ist. Die Phase γ_1 des Summensignals $Pt1$ vor und nach der Gleichphasung ohne Phasenfehler beträgt unter diesen Voraussetzungen $\gamma_1 = \alpha$. Bei der verfälschten Neuphasung hingegen ergibt sich der abweichende Winkel γ_{1F} gemäß

$$\gamma_{1F} = \alpha_F + \delta_F. \quad (5.14)$$

Wie aus Abbildung 5.17 hervorgeht, beschreibt δ_F den Restwinkel zwischen dem um α_F gedrehten Antennensignal 1 und dem Summensignal $Pt1_n$ der beiden um die verfälschten Phasenwinkel α_F und β_F gedrehten Antennensignale. Folglich beträgt der Phasenfehler $\Delta\gamma$ durch die verfälschte Neuphasung

$$\Delta\gamma = \gamma_{1F} - \gamma_1 = \gamma_{1F} - \alpha = \alpha_F + \delta_F - \alpha. \quad (5.15)$$

Zur Vermeidung von Bitfehlern im dekodierten Signal muss $|\Delta\gamma| < 45^\circ$ sein. Für die Untersuchung der Auswirkungen der Pegelverfälschung auf die Gleichphasung muss deshalb diejenige Rauschleistung Δ_{krit} bestimmt werden, bei welcher der Phasenfehler diesen Grenzwert annimmt, bei der also gilt

$$\Delta\gamma|_{\Delta=\Delta_{\text{krit}}} = 45^\circ. \quad (5.16)$$

Dieser kritische Rauschpegel ist abhängig von der Signalkonstellation, also von den Pegelverhältnissen der Einzelantennen zueinander sowie von deren Phasendifferenz φ .

Durch Einsetzen von (5.11) und (3.34) in (5.15) folgt, dass

$$\begin{aligned}
 \Delta\gamma &= \alpha_F + \delta_F - \alpha = \\
 &= \arctan\left(\frac{Pt4 - Pt2 - Pt3 - \Delta}{Pt1 + Pt2 - P3 + \Delta}\right) + \\
 &\quad + \arctan\left(\frac{Pt4_n - Pt2 - Pt3}{Pt1_n + Pt2 - Pt3}\right) - \\
 &\quad - \arctan\left(\frac{Pt4 - Pt2 - Pt3}{Pt1 + Pt2 - P3}\right)
 \end{aligned} \tag{5.17}$$

ist, wobei sich aus Abbildung 5.17 trigonometrisch ergibt

$$\begin{aligned}
 Pt1_n &= Pt2 + Pt3 - 2 \cdot \sqrt{Pt2 \cdot Pt3} \cdot \cos \varepsilon = \\
 &= Pt2 + Pt3 - 2 \cdot \sqrt{Pt2 \cdot Pt3} \cdot \cos(180^\circ - \varphi_n) = \\
 &= Pt2 + Pt3 + 2 \cdot \sqrt{Pt2 \cdot Pt3} \cdot \cos \varphi_n = \\
 &= Pt2 + Pt3 + 2 \cdot \sqrt{Pt2 \cdot Pt3} \cdot \cos(\varphi - (\alpha_F + \beta_F))
 \end{aligned} \tag{5.18}$$

sowie

$$\begin{aligned}
 Pt4_n &= Pt2 + Pt3 - 2 \cdot \sqrt{Pt2 \cdot Pt3} \cdot \cos(180^\circ - (90^\circ - \varphi_n)) = \\
 &= Pt2 + Pt3 + 2 \cdot \sqrt{Pt2 \cdot Pt3} \cdot \sin \varphi_n = \\
 &= Pt2 + Pt3 + 2 \cdot \sqrt{Pt2 \cdot Pt3} \cdot \sin(\varphi - (\alpha_F + \beta_F))
 \end{aligned} \tag{5.19}$$

analog zu Abbildung 3.3 gilt. Insgesamt ist der Phasenfehler

$$\begin{aligned}
 \Delta\gamma &= \arctan\left(\frac{Pt4 - Pt2 - Pt3 - \Delta}{Pt1 + Pt2 - P3 + \Delta}\right) + \\
 &\quad + \arctan\left(\frac{\sqrt{Pt2 \cdot Pt3} \cdot \sin(\varphi - (\alpha_F + \beta_F))}{Pt2 + \sqrt{Pt2 \cdot Pt3} \cdot \cos(\varphi - (\alpha_F + \beta_F))}\right) - \\
 &\quad - \arctan\left(\frac{Pt4 - Pt2 - Pt3}{Pt1 + Pt2 - P3}\right),
 \end{aligned} \tag{5.20}$$

wobei die verfälschten Phasenwinkel α_F und β_F wiederum gemäß (5.11) und (5.12) vom Pegelfehler Δ abhängig sind.

Die Auswertung von (5.20) wurde mit Hilfe von *Matlab* durchgeführt. Untersucht wurden Pegelverhältnisse im Bereich $-7,7 \text{ dB} \leq Pt2/Pt3 \leq +7,7 \text{ dB}$ (bezugnehmend auf die Ergebnisse von (3.33)) bei Phasendifferenzen φ der Signale zwischen 0° und 360° . Der Variationsbereich des Rauschpegels betrug $-10 \text{ dB} \leq \Delta/Pt2 \leq +5 \text{ dB}$. Innerhalb dieser Grenzen wurde der kritische Rauschpegel Δ_{krit} bestimmt. Die ermittelten Werte sind in Abbildung 5.18 dargestellt. Hierbei wurde der Wert von Δ_{krit} in Fällen, in denen der maximal auftretende Phasenfehler kleiner als 45° ist, dem Grenzwert des untersuchten Pegelbereichs gleichgesetzt, beträgt also $\Delta_{\text{krit}}/Pt2 = +5 \text{ dB}$. Je kleiner der Wert von Δ_{krit} ist, desto störan-

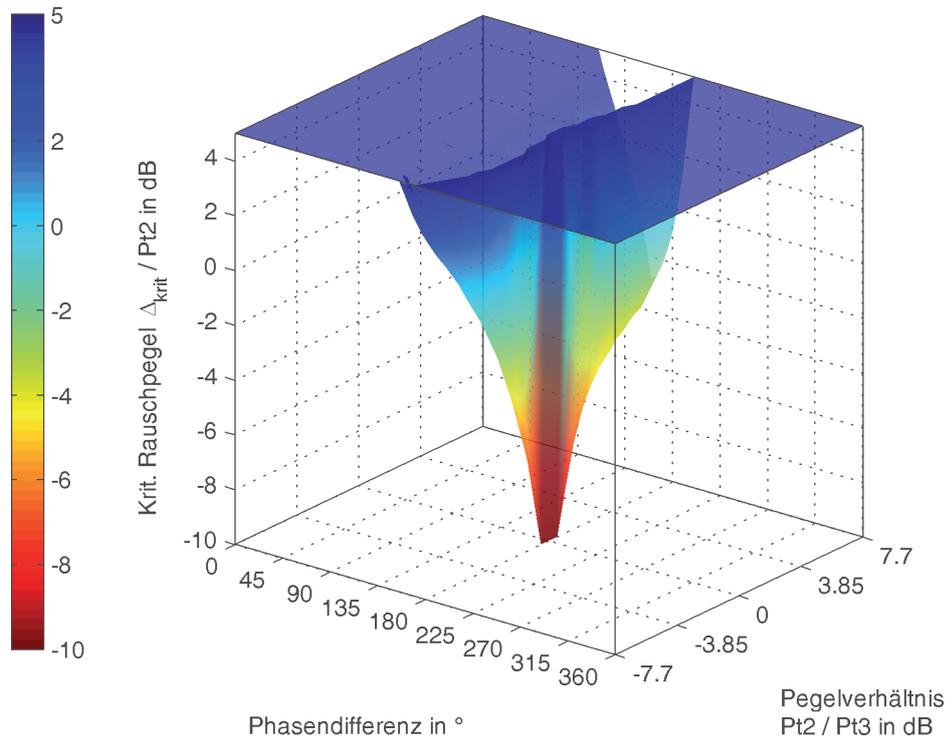


Abbildung 5.18: Kritischer Rauschpegel Δ , ab dem im Summensignal Phasensprünge von 45° oder höher auftreten.

fälliger ist die Neuphasung der Signale mit entsprechenden Pegeln und Phasendifferenzen. Besonders klein ist Δ_{krit} bei annähernd gleich großen Signalen mit einer Phasendifferenz von 180° , hier tritt bereits am unteren untersuchten Grenzwert von Δ ein Phasenfehler von 180° auf. Der Grund für die hohe Empfindlichkeit in diesem Bereich liegt in der Auslöschung der Signale bei der Summierung und den daraus resultierenden kleinen Signalpegeln. Hier wirken sich bereits kleine Änderungen der gemessenen Pegel störend auf die Phasenberechnungen aus.

Für den Einsatz eines schnell schaltenden Schalt-Phasen-Diversity-Systems im Mehrwegeszenario zeigen diese Ergebnisse, dass kaum negative Einflüsse zu erwarten sind. Durch die in kurzen zeitlichen Abständen durchgeführte Gleichphasung der Signale treten meist nur kleine Differenzwinkel φ auf. Die Ergebnisse in Abbildung 5.18 zeigen, dass bei kleinen Werten von φ keine Phasensprünge resultieren, welche zu Bitfehlern führen. Es kann angenommen werden, dass die Phasendifferenz der Signale durch die in kurzen Perioden erfolgende Gleichphasung durch das Diversity-System nur äußerst selten größer als $\varphi = 135^\circ$ ist. Die Kurven von Δ_{krit} über dem Pegelverhältnis der Einzelantennen für einige Phasendifferenzen φ zwischen 135° und $191,25^\circ$ sind in Abbildung 5.19 aufgetragen. In den dargestellten Ergebnissen zeigt sich, dass der Rauschpegel Δ_{krit} nicht symmetrisch zu $Pt_2/Pt_3 = 0$ dB ist. Der Grund dieser Asymmetrie ist, dass das Vorzeichen des Pegelfehlers Δ nur positiv ist, da die Rauschleistung nie kleiner als 0 sein kann,

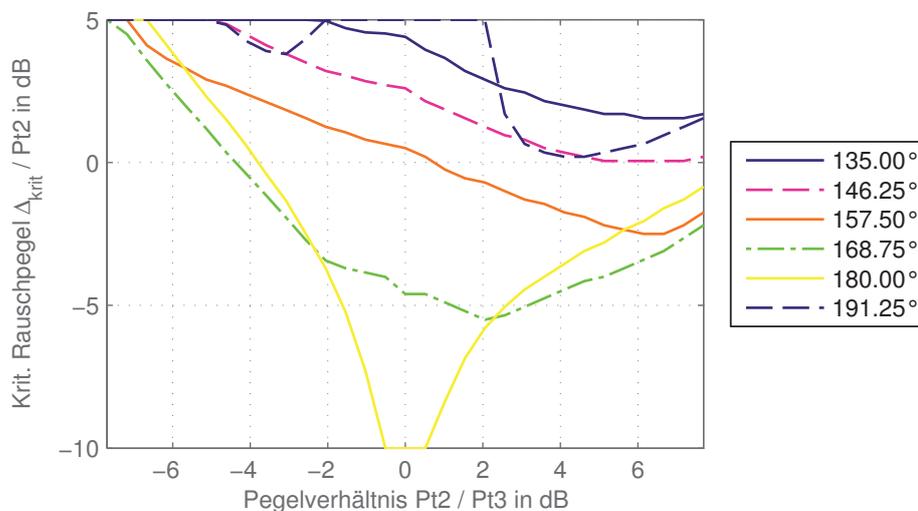


Abbildung 5.19: Kritischer Rauschpegel Δ_{krit} , bei dem der Phasenfehler im Summensignal $\Delta\gamma = 45^\circ$ ist.

was sich auf die Vorzeichenwechsel von Zähler und Nenner der arctan-Funktion auswirkt. Betrachtet man eine maximale Phasendifferenz von $\varphi = 135^\circ$ und das Pegelverhältnis $Pt2/Pt3 = +7,0$ dB, so liegt das Minimum von Δ_{krit} bei 1,55 dB. Übersteigt das zusätzliche Rauschen in der Pegelmessung diesen Wert, so können unter diesen Bedingungen Phasensprünge im Summensignal auftreten, die zu Bitfehlern führen. Dies entspricht unter den beschriebenen Voraussetzungen einem kritischen SNR von $-1,55$ dB der besseren Einzelantenne. Erst unterhalb dieses SNR werden Phasensprünge von 45° oder größer durch verfälschte Phasenberechnungen aufgrund von Rauschpegeln verursacht.

5.4.2 Korrektur des Grundrauschpegels

Die Untersuchungen in Kapitel 5.4.1 zeigen, dass sich die Verfälschung der Pegelmessungen durch eine zusätzliche Rauschleistung nur sehr gering auf die Phase des Summensignals auswirkt. Bei ungünstigen Konstellationen der Phasendifferenz φ sowie des Pegelverhältnisses $Pt2/Pt3$ sind allerdings durchaus Phasensprünge im Summensignal zu verzeichnen. Um in diesen – wenn auch selten auftretenden – Fällen ebenfalls eine optimale Gleichphasung zu ermöglichen, muss eine Korrektur des Rauschpegels in den Pegelmessergebnissen durchgeführt werden.

Zur Korrektur des durch das Systemrauschen verursachten Pegelmessfehlers ist die Kenntnis des Rauschpegels im Diversity-System erforderlich. Bereits in Kapitel 5.1 wurde die Linearisierung der Pegelmessschaltung des Systems für *Sirius Satellite Radio* dargestellt. In diesen Messergebnissen ist auch ein Rauschanteil vorhanden, welcher durch die Abflachung der Messcharakteristik in Abbildung 5.3 bei kleinen Eingangspegeln erkennbar ist. Die in der Pegelmessung inhärent mitgemessenen Rauschanteile stören die Auswertung der Phasendifferenzen der Signale kaum, falls der Signalpegel wesentlich größer als der Rauschpegel ist. Mit sin-

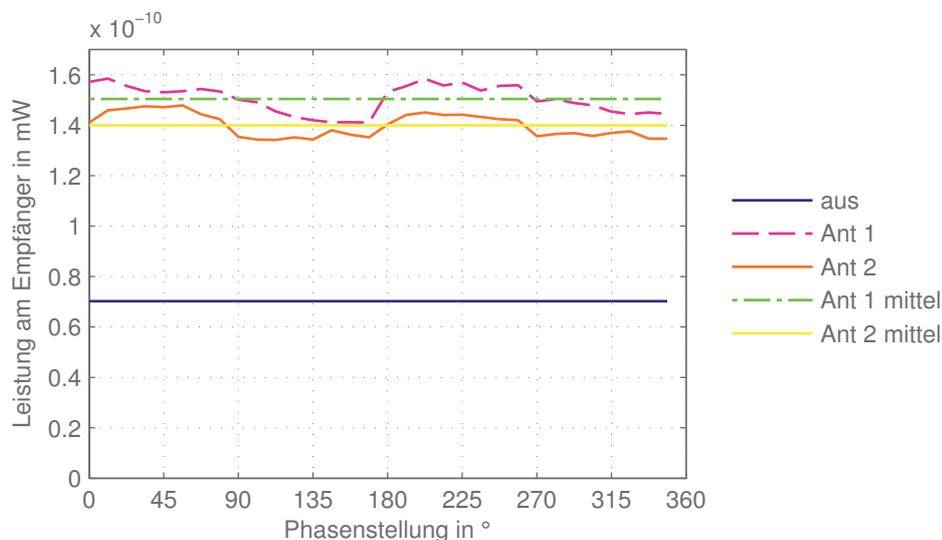


Abbildung 5.20: Ergebnis der Rauschpegelmessung der Einzelantennen in allen möglichen Phasenstellungen des Diversity-Systems für europäische Satellitenradio-Dienste. Die Messung erfolgte unter freiem Himmel ohne aktiven Sender.

kendem Signalpegel (und damit steigendem Rauschanteil am Messwert) jedoch treten häufiger Phasenberechnungsfehler auf. Beim Diversity-System für *Sirius Satellite Radio* ist dies weniger störend, da hier mindestens ein SNR von etwa 5 dB zur Dekodierung erforderlich ist. Satellitenradio-Systeme mit einer stärker ausgeprägten FEC können jedoch auch bei einem SNR im Bereich von ± 1 dB dekodierbar sein. (Neben einer großen Anzahl von Nutzkanälen kann auch eine hohe Verfügbarkeit als Verkaufsargument für das jeweilige Satellitenradio-System dienen.) Der Einsatz noch robusterer Signalkodierung dürfte aufgrund der damit einhergehenden Reduktion der Nutzdatenrate unwirtschaftlich sein.

Für Signale mit einem SNR im Bereich von ± 1 dB ist der vorhandene Rauschanteil durchaus im Pegelmessergebnis erkennbar. Die Bestimmung der reinen Signalleistung aus der gemessenen Summe von Signal- und Rauschleistung ist möglich unter Kenntnis des Rauschpegels der einzelnen Antennensignale beziehungsweise einer gewählten Summenschaltung. Um genaue Werte des Rauschpegels zu erhalten und somit eine möglichst exakte Korrektur der Pegelmesswerte durchführen zu können, ist es daher erforderlich, die Rauschpegel mit jeder neuen Kombination von Antennen und nachgeschaltetem LNA zu messen. Eine In-Band Messung alleine des Rauschens ist im normalen Empfangsfall nicht möglich, da hier stets das Satellitensignal vorhanden ist. Derzeit ist allerdings das zugewiesene Frequenzband für europäische Satellitenradio-Dienste nahezu unbelegt. Daher konnte die in Abbildung 5.20 dargestellte Rauschleistungsmessung für alle Phasenstellungen des Diversity-Systems für europäische Satellitenradio-Dienste durchgeführt werden. Der Aufbau für diese Messung ist in Abbildung 5.21 wiedergegeben.

Für die simultane Messung der Rauschleistung im normalen Betrieb muss in

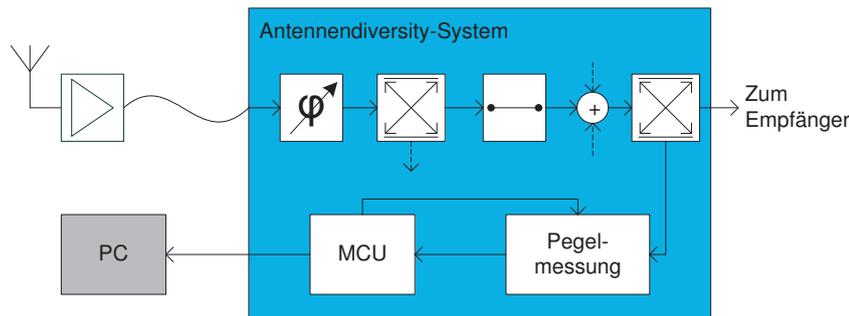


Abbildung 5.21: Konfiguration der HF-Schaltung des Diversity-Systems zur Messung der Rauschpegel unter freiem Himmel. Es ist nur ein Signalpfad gezeichnet, die anderen sind am Kombinator angedeutet.

einem nahe am Signal liegenden, unbelegten Frequenzbereich gemessen werden. Dessen Frequenz muss weit genug vom Nutzband entfernt sein, um beide Leistungen getrennt detektieren zu können, ohne durch die Filterung des Gesamtbandes im Antennenverstärker bereits gedämpft zu werden. Hierzu ist also ein hoher schaltungstechnischer Aufwand nötig, um beide Bänder hinreichend genau und voneinander unbeeinflusst messen zu können. Zur einfachen Abschätzung des Einflusses der Rauschanteile ist dieser hohe Aufwand jedoch nicht erforderlich. Am Anfang von Kapitel 5.4 wurden einige Faktoren aufgezählt, welche die empfangene Rauschleistung beeinflussen. Abgesehen vom Umgebungsrauschen sind alle beteiligten Faktoren während der Messfahrten nahezu unveränderlich. (Genau genommen ändert sich in geringem Maße die Rauschzahl der Gesamtschaltung während der Messfahrt, wenn Phasenschieber und Schalter des Diversity-Schaltkreises umgeschaltet werden. Die entsprechende Betrachtung wird in Kapitel 5.5 genauer ausgeführt. Allerdings sind diese Auswirkungen durch die Platzierung hinter dem LNA für die Rauschbetrachtung vernachlässigbar, wie man unter Verwendung von (2.2) leicht feststellen kann.) Eine Auswertung der Rauschpegel neben dem Band bei aufgezeichneten Daten von Messfahrten mit europäischen Satellitenradio-Signalen zeigt keine erkennbaren Schwankungen. Deshalb werden im Folgenden die Schwankungen des Rauschpegels während der Fahrt vernachlässigt.

Die Kompensation der Rauschleistung im Diversity-System erfolgt mit der Leistung des Grundrauschens, welche im Labor durch den Abschluss der Antenneneingänge mit 50Ω einfach gemessen werden kann. Davon abweichende Werte durch die vorgeschalteten Antennenverstärker können bei Messfahrten durch Messungen im Funkschatten großer Gebäude, in Tälern oder notfalls durch Abdeckung der Antenne gewonnen werden. Da die so ermittelten Werte für eine Kombination von Antenne und LNA nicht mehr ändern, ist der Aufwand der einmaligen Gewinnung dieser Werte überschaubar. Die Messung der Rauschpegel erfolgt durch Abspeichern der Pegelmessergebnisse des Diversity-Systems am PC mit einem Aufbau analog zu Abbildung 5.21. Kleine Schwankungen der Rauschleistung bei den verschiedenen Phasenstellungen können vernachlässigt werden. Sie könnten aufgrund der hohen Standardabweichung des Pegelmessergebnisses bei kleinen Signalpegeln

	Diversity ohne Rauschkompensation	Diversity mit Rauschkompensation
Testdauer in s	25,0	25,0
Mutedauer in s	4,4	3,3
Verfügbarkeit in %	82,5	86,8
Muteanteil in %	17,5	13,2

Tabelle 5.2: Ergebnisse der Vergleichsmessungen des Diversity ohne Rauschkompensation und des Diversity mit Rauschkompensation.

ohnehin kaum in einer vertretbaren Anzahl von Messungen unterschieden werden.

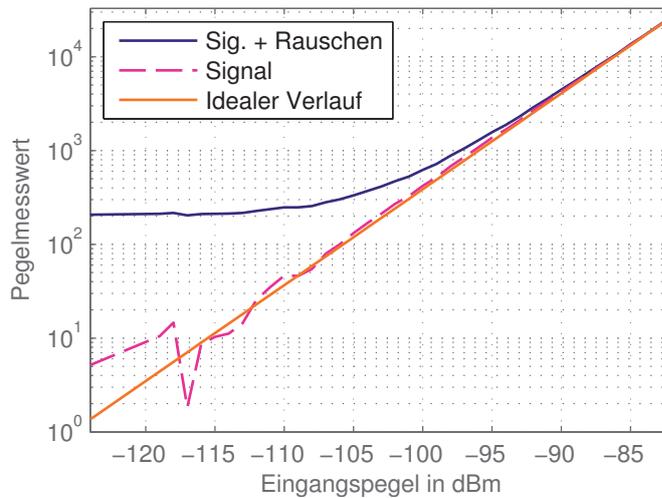
Die Pegelmessung im Diversity-System für europäische Satellitenradio-Dienste gibt lineare Messwerte aus, ebenso wie die des mehrdienstfähigen Diversity-Systems. Auf der Basis dieser gemessenen Werte können die Pegelmessergebnisse mit

$$P_{\text{Signal}} = P_{\text{Signal+Rauschen}} - P_{\text{Rauschen}} \quad (5.21)$$

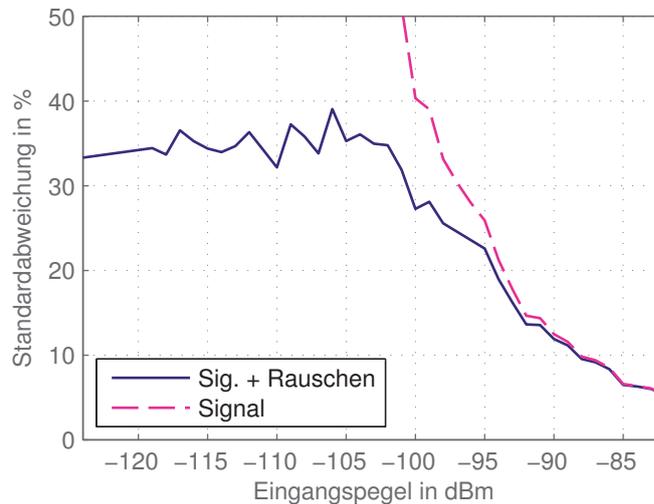
so umgerechnet werden, dass sie die reine Signalleistung ohne den enthaltenen Rauschanteil wiedergeben. Eine entsprechend korrigierte Pegelmesscharakteristik des mehrdienstfähigen Diversity-Systems in der Konfiguration für europäische Satellitenradio-Dienste ist in Abbildung 5.22a wiedergegeben. Die Kompensation der Rauschleistung mittels (5.21) führt zu einer sehr deutlichen Annäherung an den idealen Verlauf bis hinunter zu Eingangsleistungen von -115 dBm. Allerdings verschlechtert sich dadurch natürlich auch die relative Standardabweichung der Messergebnisse, wie in Abbildung 5.22b dargestellt ist. Diese Abweichung ist aber bis etwa -98 dBm bei weniger als 10 %. Trotz der größeren Standardabweichung ist die Anwendung der Rauschkorrektur für das Diversity-System vorteilhaft. Die Berechnung der Phasendifferenz der Antennensignale wird erst dadurch auch bei kleineren Pegeln ermöglicht, da die phasenrichtige Überlagerung nur auf Basis der reinen Signalleistungen korrekt durchgeführt werden kann.

5.4.3 Verbesserung der Audioverfügbarkeit durch die Rauschkompensation

Der Einfluss der Rauschkompensation auf die Audioverfügbarkeit ist bei kleinem SNR am größten, da hier eine deutliche Verbesserung der Linearität der Pegelmessung erzielt wird. Um das Ausmaß dieser Verbesserung festzustellen, wurden Vergleichsmessungen mit aufgezeichneten Daten gemacht. Verwendet wurde ein kompaktes Diversity-Antennenset in einem Fading-Szenario mit selbst abgestrahlten Signalen von einem Pseudo-Satelliten (siehe Kapitel 7.4.2). Die Ergebnisse dieser Messungen sind in Tabelle 5.2 angegeben. Durch die Anwendung der Rauschkompensation wird die Audioverfügbarkeit von 82,5 % auf 86,8 % verbessert.



(a) Pegelmesscharakteristik



(b) Standardabweichung relativ zum jeweiligen Mittelwert

Abbildung 5.22: Messcharakteristik der Pegelmessschaltung des mehrdienstfähigen Diversity-Systems ohne („Signal + Rauschen“) und mit Rauschkompensation („Signal“). Durch die Rauschkompensation steigt die Standardabweichung der Messergebnisse. Die Berechnung von Mittelwert und Standardabweichung erfolgte über je 250 Pegelmesswerte des Eingangssignals.

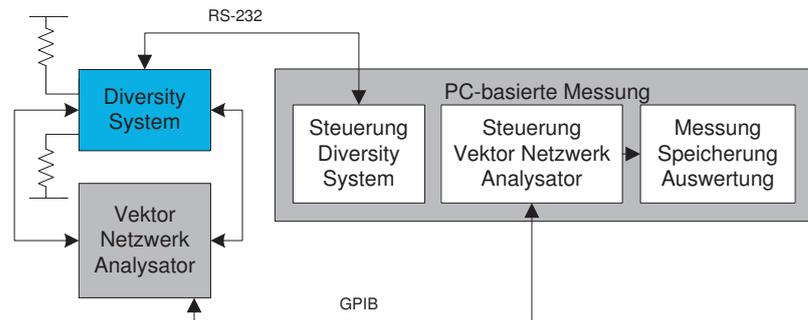


Abbildung 5.23: Aufbau zur automatischen Streuparameter-Messung der Signalfade des Diversity-Systems.

5.5 Kalibrierung der Pegelmessung

Wie in Kapitel 4.3 dargestellt wurde, ist es aufgrund von Verlusten und parasitären Effekten der verwendeten Bauelemente nur schwer möglich, die Dämpfung der beiden Schaltstellungen der Phasenschalter gleichzeitig möglichst gering und in beiden Einstellungen identisch zu gestalten. Diese kleinen Abweichungen beeinflussen das SNR kaum, da die LNA der Antennen im Signalpfad vor den Phasenschiebern angeordnet sind. In Kapitel 5.2 wurde bereits gezeigt, dass es für die Genauigkeit der Phasenberechnungen des Diversity-Algorithmus von Vorteil ist, wenn die resultierenden Pegelabweichungen berücksichtigt und korrigiert werden.

5.5.1 Messung der auftretenden Dämpfungsschwankungen

Die Dämpfungsschwankungen hängen vom Aufbau der Phasenschieberstufen und deren Verschaltung untereinander ab. Durch Bauteiltoleranzen können sie sich für jede aufgebaute Schaltung leicht unterscheiden. Jedoch sind sie für eine einmal aufgebaute Schaltung nahezu unveränderlich. (Die Alterung oder Temperaturdrift der Bauteile könnte Änderungen verursachen. Allerdings fallen diese sehr gering aus und werden daher vernachlässigt.) Aus diesem Grund können durch Messungen der gefertigten Schaltung mit dem NWA die zur Kalibrierung notwendigen Daten ermittelt werden.

Da die drei Signalpfade jeweils acht mögliche Phasenstellungen aufweisen, gibt es insgesamt 216 Einstellungen des hier betrachteten Diversity-Systems, die für den Betrieb relevant sind. Eine Messung all dieser Einzelverschaltungen und Kombinationen von Pfaden mit unterschiedlichen Phasenstellungen ist jedoch nicht notwendig. Durch den Einsatz eines Wilkinson-Leistungsteilers zur Addition der Pfade sind diese voneinander entkoppelt. Die Dämpfungs- und Phasenwerte können also für alle Pfade gleichzeitig variiert werden, es treten keine nennenswerten Abweichungen von den Messwerten der tatsächlichen Schaltstellungen auf. Trotz dieser Vereinfachung ist ein Aufbau zur automatisierten Messung vorteilhaft. Daher wurde ein Messskript erstellt, das die Messungen mit Hilfe von *Matlab* automatisiert durchführt und auswertet. Hierzu wird mittels einer Kommunikation über

die serielle Schnittstelle die gewünschte Einstellung des Diversity-Systems vom PC aus gesetzt und der NWA über den General Purpose Interface Bus (GPB) angesteuert, um die Messdaten aufzunehmen und abzuspeichern. Das Diversity-System meldet an den Messrechner zurück, in welcher Einstellung es sich gerade befindet, so dass gegebenenfalls eine Korrektur durchgeführt werden kann, wenn ein Steuerkommando falsch erkannt wurde. Ein Prinzipbild der Schaltung ist in Abbildung 5.23 dargestellt.

Aus den gemessenen Daten werden Korrekturdaten errechnet, anhand derer der Messfehler der Pegelmessung im Diversity-System reduziert werden kann. Die Wirksamkeit der Kompensation auf Basis von Streuparameter-Messungen mit dem NWA wurde bereits im Aufbau des Diversity-Systems für europäische Satellitenradio-Dienste gezeigt [82]. Einfacher als mit dem NWA können die erforderlichen Messungen direkt mit der Pegelmesseinrichtung des Diversity-Systems selbst durchgeführt werden. Der Aufbau ist analog zu dem in Abbildung 5.21 dargestellten, es wird jedoch anstatt einer Antenne eine Signalquelle nacheinander an die Signaleingänge aller HF-Pfade des Systems angeschlossen. Ein Sinussignal im gewünschten Band wird mit möglichst hoher Eingangsleistung (jedoch im linearen Bereich der Pegelmesseinheit) eingespeist. In allen Phasenstellungen werden mehrere Pegelmessungen durchgeführt und die Ergebnisse auf dem PC ausgewertet. Auf Basis dieser Daten kann ebenfalls die Korrektur der abweichenden Pegelmesswerte erfolgen.

5.5.2 Korrektur der Pegelmesswerte mit Hilfe der Kalibrierungsdaten

Die Schwankungen der Anpassung und Dämpfung der Phasenschieber lassen sich nur mit hohem Aufwand im Schaltungsdesign beheben. Deshalb wurde im Rahmen dieser Arbeit stattdessen versucht, die Komplexität der Phasenschieber mit der Größe der Schwankungen abzuwägen. Abweichungen in der Durchgangsdämpfung werden bis zu einem Schwankungsbereich von $\pm 1,0$ dB toleriert. Verbleibende Schwankungen werden dann im Controller bei der Pegelmessung korrigiert, so dass eine noch höhere Genauigkeit des Diversity-Algorithmus gewährleistet ist.

Zur Korrektur des Pegelmessergebnisses kommen die mit dem NWA gemessenen Dämpfungs- bzw. Verstärkungswerte der HF-Pfade oder die bei hoher Leistung gemessenen Signalpegel in allen Phasenstellungen zum Einsatz. Die Pegelmessung sowohl im mehrdienstfähigen Diversity-System als auch im System für europäisches Satellitenradio erfolgt linear. Deshalb ist für die Korrektur des Messfehlers eine Multiplikation mit dem invertierten Wert der linearen Abweichung vom Mittelwert durchzuführen. Der Korrektur-Multiplikator m berechnet sich aus den Messwerten des NWA für Einzelantennenmessungen gemäß

$$m_i = 10^{\frac{-\Delta g_i/\text{dB}}{10}}, \quad (5.22)$$

wobei Δg_i die Abweichung in dB des Gewinns der jeweiligen Einstellung i des HF-Pfads vom Mittelwert über alle Einstellungen ist. Aus den Messwerten der

Pegelmessung können die Korrekturfaktoren auf ähnliche Weise gewonnen werden. Zusätzlich ist hier jedoch die Kenntnis der Grundrauschpegel erforderlich, welche nach der in Kapitel 5.4 beschriebenen Methodik gemessen werden können. Die Berechnung erfolgt nach der Formel

$$m_i = \frac{P_{\text{mittel}} - N_{\text{mittel}}}{P_{i,\text{mittel}} - N_{i,\text{mittel}}}. \quad (5.23)$$

P_{mittel} ist der Mittelwert der Leistungen aller Pegelmessungen in allen Pfaden und Phasenstellungen, N_{mittel} der entsprechende Rauschpegel. $P_{i,\text{mittel}}$ gibt den Mittelwert des gemessenen Pegels bei einem bestimmten Pfad in der Phasenstellung i an, $N_{i,\text{mittel}}$ wiederum den zugehörigen Rauschpegel.

Der kalibrierte Pegelwert P_{kal} einer Einzelantennenmessung errechnet sich aus dem gemessenen Pegel P_{unkal} durch Multiplikation mit dem Faktor m_i der Einstellung i des HF-Pfads

$$P_{\text{kal}} = m_i \cdot P_{\text{unkal}}. \quad (5.24)$$

Durch den Bezug der Kalibrierungsfaktoren m_i auf den Mittelwert aller Pfade erfolgt zugleich eine Angleichung der Messwerte der einzelnen Signalpfade.

Ziel der Kalibrierung ist eine identische Darstellung des Eingangspegels unabhängig von der gewählten Phasenstellung oder vom Signalpfad. Um die entsprechenden Korrekturdaten zu erhalten, wird die Durchgangsdämpfung der drei Pfade für alle möglichen Phasenstellungen aufgenommen. Mittels (5.22) beziehungsweise (5.23) wird mit Hilfe von *Matlab* die Datenbank der Korrekturwerte errechnet und in einer Datei gespeichert. Auch die Messergebnisse zur Rauschkompensation werden dort abgelegt. Diese Datei kann direkt in der Programmierumgebung eingebunden werden, welche bei der Programmierung des Diversity-Algorithmus zum Einsatz kommt. Um die Funktion der Pegelmesskalibrierung zu überprüfen, wird ein Sinus-Signal mit konstantem Pegel nacheinander in jeden HF-Pfad des Diversity-Moduls eingespeist. Alle verfügbaren Phasenstellungen des entsprechenden Pfades werden der Reihe nach eingestellt, wobei jeweils eine vorher definierte Anzahl an Pegelmesswerten pro Phasenstellung aufgenommen wird. Dies erlaubt die Überprüfung der Wirkung der Kalibrierung durch die Betrachtung des Mittelwertes für jede Phasenstellung in jedem Signalpfad.

Die Ergebnisse der Kalibrierung der Pegelmessung im Diversity-System für europäische Satellitenradio-Dienste sind in Abbildung 5.24 dargestellt. Sie basieren auf den Messungen der Streuparameter der Schaltung mit Hilfe eines NWA. Eingespeist wurde ein Signal mit der Leistung $-90 \text{ dBm} = 1 \cdot 10^{-9} \text{ mW}$. Die Werte „Ant 1“ und „Ant 2“ zeigen die Pegel vor der Korrektur der Pegelmessung. Nach der Pegelkorrektur zeigen die Pegelmessergebnisse beider Pfade kaum Schwankungen. Sie sind nahezu unabhängig vom verwendeten Signalpfad und von der Einstellung der Phasenschieber. Der Unterschied in den Mittelwerten der Messungen vor und nach der Korrektur ist in der ebenfalls durchgeführten Korrektur des Rauschens begründet, welche in Abschnitt 5.4 beschrieben wurde.

Die Kalibrierung des mehrdienstfähigen Diversity-Systems wurde auf Basis von Messungen mit dem Diversity-System selbst durchgeführt. Die Ergebnisse sind

KAPITEL 5. UNTERSUCHUNG UND MINDERUNG DES EINFLUSSES SYSTEMATISCHER FEHLER

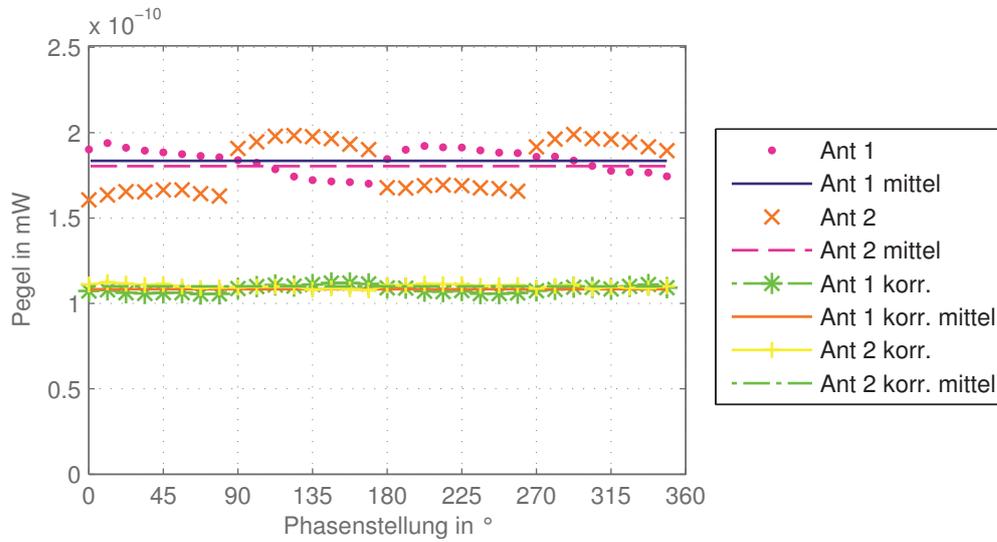


Abbildung 5.24: Gemessene Signalleistungen der Pfade 1 und 2 vor der Korrektur (obere Werte) und danach (untere Werte). Die verwendete Kalibrierung wurde aus NWA-Messungen erstellt.

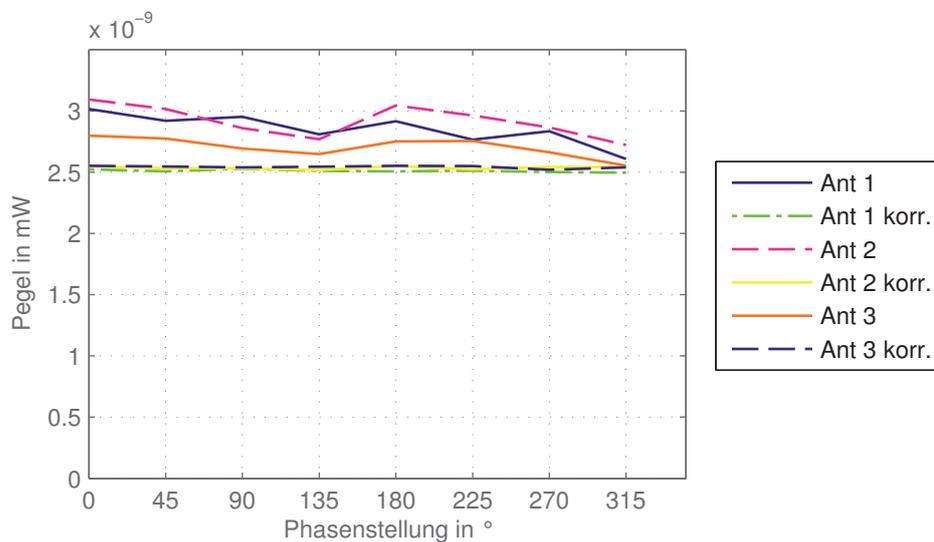


Abbildung 5.25: Gemessene Signalleistungen der Pfade 1, 2 und 3 vor der Korrektur (obere Werte) und danach (untere Werte). Die verwendete Kalibrierung wurde aus Pegelmessungen erstellt.

	Ant. 1	Ant. 2	Div. ohne Kalibrierung	Div. mit Kalibrierung
Testdauer in s	27,5	27,5	27,5	27,5
Mutedauer in s	13,3	24,9	4,9	2,0
Verfügbarkeit in %	51,6	9,5	82,2	92,7
Muteanteil in %	48,4	90,5	17,8	7,3

Tabelle 5.3: Ergebnisse der Vergleichsmessungen der beiden Einzelantennen, des Diversity ohne Anwendung der Kalibrierung und des Diversity mit Kalibrierung [82].

in Abbildung 5.25 wiedergegeben. Die dargestellten Werte wurden gemessen mit einer Signalleistung von etwa $-86 \text{ dBm} \approx 2,5 \cdot 10^{-9} \text{ mW}$ am Eingang der Signalfade des Diversity-Systems. Der Unterschied in den Mittelwerten der Messungen vor und nach der Korrektur ist wiederum in der ebenfalls durchgeführten Korrektur des Rauschens begründet. Die Messergebnisse zeigen ebenfalls, dass die Pegelmessung in allen Pfaden und allen Phasenstellungen zu einem sehr gleichmäßigen Ergebnis kommt. Somit führt auch diese – messtechnisch einfacher zugängliche – Methode zu einer guten Kalibrierung der Pegelmessung des Diversity-Systems.

5.5.3 Verbesserung der Audioverfügbarkeit durch Anwendung der Kalibrierung

Durch die Kalibrierung der Pegelmessung ist eine sehr genaue Messung der Signalleistungen unabhängig von der Phasenstellung der Pfade möglich. Um die daraus resultierende Verbesserung der Audioverfügbarkeit quantitativ beurteilen zu können, wurden Messungen mit aufgezeichneten Signalen durchgeführt. Die Ergebnisse dieser Messungen sind in Tabelle 5.3 wiedergegeben. Das Diversity-System verringert die Ausfallzeit gegenüber der besseren Einzelantenne von 13,3 s auf nur noch 4,9 s. Durch die Anwendung der Kalibrierung kann eine weitere Verbesserung erzielt werden. Die Ausfalldauer beträgt lediglich noch 2,0 s, womit die Wirksamkeit dieser Maßnahme gezeigt ist. Weitere Messungen mit dem kalibrierten Diversity-System für europäische Satellitenradio-Dienste zeigen ebenfalls eine große Verbesserung der Verfügbarkeit [79]. Hier wurde eine Reduzierung der Ausfallzeit von 18,5 s auf 2,4 s bei einer Messung über 25 s erzielt. Durch die beschriebene Vorgehensweise kann das Diversity-System zunächst auch ohne Kalibrierung betrieben werden. Die Verbesserung der Empfangsqualität ist mit einem derartigen System immer noch deutlich, wie die Ergebnisse in Tabelle 5.3 zeigen. Um eine weitere Steigerung der Empfangsqualität mit dem Schalt-Phasen-Diversity zu erreichen, ist eine Korrektur der Pegelwerte in der Software des MCU durchzuführen.

5.6 Einfluss der Messstellungen auf die Audioverfügbarkeit

Wie in Kapitel 3.2.3 beschrieben wird, basiert die Berechnung der Phaseneinstellungen zur konstruktiven Überlagerung der Antennensignale auf den gemessenen Pegeln von vier Teststellungen. In Kapitel 4.2.1 wurde eine alternative Systemarchitektur vorgestellt, welche durch Änderung des Signalauskoppelpunktes für die Pegelmesseinheit mögliche Beeinträchtigungen des Signals zum Empfänger durch die Messstellungen umgeht.

Die vier Teststellungen, welche in jedem Durchlauf des Diversity-Algorithmus gemessen werden, dauern jeweils 5 μs . Die Ausführung wird mit einer Periode von maximal 300 μs wiederholt. Das bedeutet, dass im worst-case mit einem zeitlichen Anteil von

$$t_{\text{Stör}} = \frac{4 \cdot 5 \mu\text{s}}{300 \mu\text{s}} = 6,67 \% \quad (5.25)$$

zu Störungen des Signals zum Empfänger kommt. Allerdings ist nicht zu erwarten, dass dies dem tatsächlichen Maß der auftretenden Störungen entspricht. Einerseits wird durch das Diversity-System das Signal zum Empfänger gegenüber dem einer Einzelantenne deutlich verbessert. Andererseits ist durch die in Kapitel 2.4 beschriebenen Fehlerschutzmechanismen eine Reduktion der Störungen zu erwarten. Zwar wird die Phase des Signals zum Empfänger durch die Teststellung kurzzeitig verändert, woraus Bitfehler resultieren. Allerdings stellen diese kurzen Störungen eben jene Burst-Fehler dar, welche durch FEC und Interleaver hervorragend korrigiert werden können. Aus diesem Grund wiegt die Verbesserung des Signals durch das Diversity-System bei weitem die Fehler auf, welche durch die Teststellungen verursacht werden.

Um das tatsächliche Ausmaß der durch die Teststellungen verursachten Störungen zu ermitteln, wurden Vergleichsmessungen durchgeführt. Die Audioverfügbarkeiten der Systemaufbauten aus Abbildung 4.1a und Abbildung 4.1b wurden dazu mit den Signalen aus aufgezeichneten Messfahrten gemessen. Die Messergebnisse sind in Tabelle 5.4 angegeben. Die Ergebnisse der Vergleichsmessungen zeigen, dass sich die Gesamtdauer der Audioausfälle zwischen den beiden Systemen kaum unterscheidet. Diversity ohne Parallelauswertung erreicht eine Audioausfalldauer von nur 41,8 s. Mit Parallelauswertung wird diese Zeit reduziert auf 31,1 s. Ob diese Verbesserung den höheren Hardware-Aufwand rechtfertigt, welcher für die Parallelauswertung erforderlich ist, muss im jeweiligen Anwendungsfall abgewogen werden. Beide Systeme bieten eine deutliche Verbesserung der Audioverfügbarkeit gegenüber der Einzelantenne, welche eine Ausfallzeit von 99,5 s aufweist.

5.6. EINFLUSS DER MESSSTELLUNGEN AUF DIE AUDIOVERFÜGBARKEIT

	Referenz- Antenne	Div. ohne Parallelausw.	Div. mit Parallelausw.
Testdauer in s	295,0	298,0	298,7
Mutedauer in s	99,5	41,8	31,1
Verfügbarkeit in %	66,3	86,0	89,6
Muteanteil in %	33,7	14,0	10,4

Tabelle 5.4: Ergebnisse der Vergleichsmessungen der Standard-Patch-Antenne, des Diversity ohne Parallelauswertung und des Diversity mit Parallelauswertung [71].

6 Minderung des Einflusses statistischer Schwankungsgrößen bei geringen Signalpegeln

Die im vorhergehenden Kapitel beschriebenen Beeinträchtigungen des Diversity-Systems sind durch die Schaltungs- beziehungsweise Bauteileigenschaften bestimmt. Sie ändern sich nicht mehr wesentlich nach dem Aufbau der Schaltung und können daher auf Basis entsprechender Messungen durch den Algorithmus korrigiert werden, wie es in den Kapiteln 5.5 und 5.4 beschrieben ist. Vor allem bei niedrigen Signalpegeln kommt es aber zu Messungenauigkeiten, die nicht durch eine Kalibrierung beseitigt werden können. Durch den hohen Rauschanteil des zu messenden Signals sind starke Schwankungen des Messergebnisses zu erwarten. Diese wirken sich genauso auf die Phasenbestimmung aus, wie in Abschnitt 5.2 berechnet, und sollten daher soweit wie möglich reduziert werden. Da das Diversity-System gerade bei niedrigen Signalpegeln durch Antennenauswahl und -kombination enorme Steigerungen der Signalverfügbarkeit bewirken kann, ist in diesen Fällen eine möglichst exakte Pegelmessung vorteilhaft.

6.1 Erhöhung der Pegelmessgenauigkeit

Eine exakte Pegelmessung ist für das Schalt-Phasen-Diversity-System in doppeltem Sinne von Nutzen. Einerseits erlaubt sie die optimale Auswahl der besten Antenne(n) für den Empfang. Andererseits beruht die Phasenberechnung auf Pegelwerten, so dass die Genauigkeit der Signalüberlagerung mit höherer Pegelmessgenauigkeit zunimmt. Die Pegelmessgenauigkeit ist beschränkt durch die Dauer der Pegelmessung, da statistische Fehler mit einer längeren Messzeit reduziert werden können. Die Mittelung in der Pegelmesseinheit wurde bereits im Diversity-System für einen Satellitenradio-Dienst angewandt. Dort wurde mit Hilfe eines Integrators die Ausgangsspannung des logarithmischen Detektors über einen Zeitraum von $5 \mu\text{s}$, in den Systemen mit Parallelauswertung über $10 \mu\text{s}$, aufintegriert (siehe Kapitel 3.4).

6.1.1 Randbedingungen für die Verwendung der Pegelmittelung

Bei der Ausführung der Mittelung gibt es einige Randbedingungen zu beachten, die ihrem Einsatz zugrunde liegen:

- Durch die erhöhte Anzahl an Pegelmessungen vergrößert sich die Ablaufperiode des Diversity-Algorithmus. Dadurch reduziert sich wiederum die

Reaktionsgeschwindigkeit des Systems auf wechselnde Antennenpegel. Es gilt also, einen Kompromiss zu finden zwischen der Genauigkeit der Pegelmessung und der Aktualisierungsrate der Einstellungen des HF-Pfads.

- Bei einer zu großen Anzahl an Messungen für die Mittelung ändern sich die Pegel noch während des Messzeitraumes. Dadurch werden die Mittelwerte und mit ihnen die Phasen verfälscht, die aufgrund der Messungen errechnet werden. Die Genauigkeit der Phaseinstellungen sinkt also mit einer weiteren Erhöhung der Anzahl gemittelter Pegelmesswerte. Es muss ein Kompromiss gefunden werden zwischen der Pegelmessgenauigkeit und der Genauigkeit der berechneten Phasen zwischen den Antennensignalen.
- Durch eine längere Pegelmessung vergrößert sich die Zeit, in der dem Empfänger Signale mit Phasenlagen zugeleitet werden, welche nicht zur ermittelten Referenzphase passen. Es treten also Phasenfehler auf, welche wiederum in Bitfehlern und damit Audioausfällen resultieren können [4]. Es besteht aber, auf Kosten der Gesamtdauer der Messungen, die Möglichkeit, zwischen den Pegelmessungen Pausen einzulegen, in denen dem Empfänger das Empfangssignal ohne Änderungen der Einstellungen von Phasenschiebern und Schaltern geboten werden. Durch diese Maßnahme werden die Burstfehler im Nutzsignal, welche die Messstellungen für den Empfänger darstellen, zeitlich verkürzt und ihr Abstand zueinander vergrößert. Hier muss ein Kompromiss gefunden werden zwischen der Aktualisierungsrate der Messungen und der Aufteilung der Burstfehler des Nutzsignals mit zwischenzeitlicher Regenerierung des Signalpuffers im Empfänger.

Bei geringem SNR ist die Erhöhung der Messzeit, um durch Mittelung ein besseres Messergebnis des Signalpegels zu erhalten, ein probates Mittel zur Steigerung der Signalverfügbarkeit. Allerdings sind die aufgelisteten Randbedingungen zwingend zu berücksichtigen.

6.1.2 Methoden der Mittelung der Pegelmessergebnisse

Zwei verschiedene Vorgehensweisen können im Rahmen einer Verlängerung der Pegelmessdauer angewandt werden.

1. Erhöhung der Integrationszeit: Durch eine längere Integrationszeit erhöht sich die Messgenauigkeit der Pegelmessung. Vor allem im Rahmen von Messfahrten muss jedoch eine einfache und schnelle Veränderung der Messdauer für entsprechende Messkampagnen möglich sein, um optimale Werte bestimmen zu können. Dies ist aber beim Systemdemonstrator des Schalt-Phasen-Diversity für *Sirius Satellite Radio* nur sehr aufwendig zu bewerkstelligen. Das mehrdienstfähige System kann durch eine einfache Neuprogrammierung des FPGA in der Pegelmessschaltung sowie des Diversity-Algorithmus auf eine andere Integrationsdauer eingestellt werden.

2. Wiederholte Pegelmessung und anschließende Mittelung: Eine Wiederholung der Pegelmessung ist ein sehr einfaches Mittel, um die Messgenauigkeit zu erhöhen. Sie kann durch einen einfachen Parameter im Programm des Diversity-Systems gesteuert werden und bietet daher ideale Möglichkeiten, im Rahmen von Messkampagnen eine optimale Anzahl zu mittelnder Messungen zu bestimmen.

Bei beiden Methoden handelt es sich um die Bildung eines linearen Mittels. Die Ergebnisse unterscheiden sich folglich qualitativ nicht voneinander, da [33]

$$\frac{1}{N} \sum_{n=1}^N p(n) = \frac{1}{M} \sum_{m=1}^M \left(\frac{1}{K} \sum_{k=1}^K p(k) \right), \text{ für } N = M \cdot K. \quad (6.1)$$

Eine Verlängerung der Integrationszeit auf die dreifache Zeit ist also gleichwertig mit einer dreimaligen Messung und anschließender Mittelung der Ergebnisse. Die Erhöhung des SNR der Pegelmessung durch Mittelung basiert auf der Tatsache, dass sich die Signalanteile bei N Messungen um den Faktor N erhöhen, während die Rauschanteile nur auf den Faktor \sqrt{N} steigen, wobei N die Anzahl der Messungen beziehungsweise den Faktor der Zeitverlängerung der Mittelung beschreibt. Bei N Messungen steigt also das Amplitudenverhältnis von Signal zu Rauschen um den Faktor $\frac{\sqrt{N}}{N} = \sqrt{N}$.

6.2 Mittelung des Pegelmessergebnisses durch Mehrfachmessungen

Für jede Berechnung der Phasen zwischen zwei Antennensignalen sind vier Pegelmessungen notwendig. Im normalen Betriebsfall werden die Messungen bei einer Messzeit von je $t_{\text{mess}} = 10 \mu\text{s}$ innerhalb von $t_{\text{gesamt}} = 96 \mu\text{s}$ durchgeführt [38], sodass die Pegeländerungen über dem gesamten Messzeitraum vernachlässigbar sind. Zur Ermittlung der maximal tolerierbaren Periodendauer des Diversity-Algorithmus können (2.9) und (2.10) verwendet werden. Durch Umformung kann die maximal mögliche Fahrgeschwindigkeit errechnet werden, bis zu welcher die Pegel innerhalb einer Messperiode als konstant anzunehmen sind. Bei einem Abstand der tiefen Signaleinbrüche zueinander von $\lambda/4$, sowie unter der Annahme konstanter Pegel in einem Fünftel der Zeit zwischen den Einbrüchen, entspricht dies einer Geschwindigkeit von

$$v_{\text{max}} = \frac{\lambda}{4 \cdot 5 \cdot t_{\text{gesamt}}} = \frac{c_0}{20 \cdot f \cdot t_{\text{gesamt}}} = 241,6 \frac{\text{km}}{\text{h}} \quad (6.2)$$

für die Mittenfrequenz von *Sirius Satellite Radio*. Diese Geschwindigkeit dürfte über realistischen Werten für ein Fahrzeug liegen, welches sich in einem Mehrwegeszenario für Satellitenradio befindet (Mehrwegeausbreitung tritt vorwiegend unter dichtem Laub oder in innerstädtischen Bereichen zwischen hohen Gebäuden auf). Bei einer größeren Anzahl zu ermittelnder Pegelwerte pro Messstellung ist

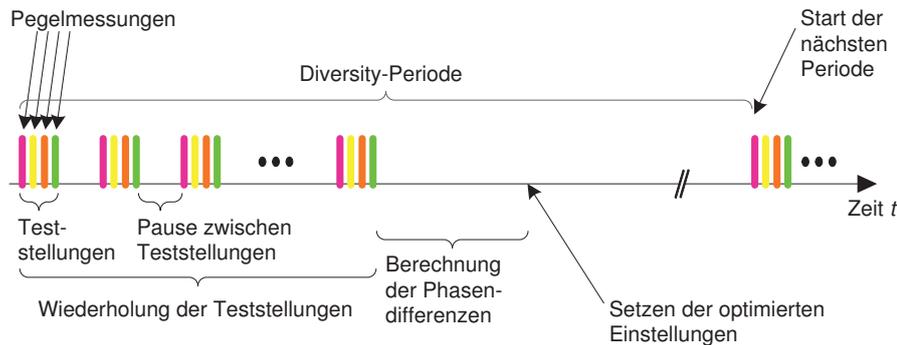


Abbildung 6.1: Zeitlicher Ablauf der Pegelmessungen in den vier Teststellungen. Die wiederholte Messung der Teststellungen erlaubt die anschließende Mittelwertbildung über die jeweils erzielten Messergebnisse.

die Konstanz der Signalpegel nicht mehr zwangsläufig über die gesamte Messdauer gegeben. Falls die Reihenfolge der Messstellungen beibehalten würde, wobei jeweils die Anzahl der Messungen pro Messstellung erhöht wird, können große Abweichungen der Messergebnisse zwischen der ersten und der letzten Messstellung aufgrund sich ändernder Signalpegel auftreten. Da die Pegel der einzelnen Messstellungen dann nicht mehr einen Momentanzustand widerspiegeln, kommt die Phasenberechnung und dadurch die konstruktive Signalüberlagerung möglicherweise zu einem falschen Ergebnis. Dieser Einfluss wird verringert durch eine mehrmalige Wiederholung der Messsequenz aus vier Teststellungen, so dass Pegeländerungen auf die Ergebnisse der Messungen aller Teststellungen gleichermaßen wirken. Trotzdem darf die zeitliche Änderung der Pegel über der Messdauer nicht zu groß werden, um potentielle Fehler in der Phasenberechnung zu vermeiden.

6.2.1 Implementierung der Pegelmittlung

Unter Berücksichtigung der genannten Randbedingungen und Vorgehensweisen wird die Mittelung durch wiederholte Messung der Pegel der vier Messstellungen durchgeführt. Dies geschieht in Sequenzen, welche jeweils einmal alle vier Messstellungen beinhalten. Zwischen den Sequenzen kann eine Messpause eingelegt werden, deren Länge in Messreihen optimiert werden soll. In diesen Pausen wird das Diversity-Antennenmodul in den Zustand zurückversetzt, in dem es sich am Beginn der aktuellen Periode des Algorithmus befand. Der zeitliche Ablauf bei dieser Vorgehensweise ist in Abbildung 6.1 dargestellt. Die Gesamtzahl gemessener Testsequenzen ist ebenfalls Gegenstand einer Optimierungsreihe. Nachdem die gewählte Anzahl von Testsequenzen durchgeführt wurde, erfolgt eine Mittelung der jeweils für die Messstellungen erhaltenen Pegelwerte. Auf Basis dieser Mittelwerte wird die Berechnung der Phasendifferenzen durchgeführt, welche wiederum in eine neuerlich optimierte Einstellung des Diversity-Antennenmoduls resultieren.

Um im Rahmen der genannten Optimierungsreihen der Anzahl von Messsequenzen sowie der Pausen dazwischen konstante Bedingungen vorzufinden, ist

eine Verwendung aufgezeichneter Signale optimal. Die Vergleichbarkeit der Ergebnisse untereinander ist damit sichergestellt.

6.2.2 Durchführung von Messreihen

Mit aufgezeichneten Signalen wurden zahlreiche Messungen mit verschiedenen Einstellungen der Pausenlänge sowie der Anzahl von Wiederholungen der Testsequenzen durchgeführt. Hierbei wurden drei verschiedene Pausenlängen betrachtet, nämlich $0 \mu\text{s}$, $50 \mu\text{s}$ und $100 \mu\text{s}$. Die Ergebnisse von Zwischenwerten lassen sich notwendigenfalls aus diesen dreien näherungsweise abschätzen. Mittelwertbildungen wurden nur untersucht, wenn die Anzahl der Messungen eine Potenz von 2 ist, da sich dann die Teilung im Rahmen der Mittelwertberechnung als Schiebeoperation der Binärzahlen durchführen lässt. Aus diesem Grund werden bei der Mittelwertbildung nur folgende Anzahlen von Messungen untersucht: 1, 2, 4, 8 und 16, wobei 1 als Vergleichswert ohne Mittelung dient. Eine normale Division (im Rahmen der Mittelwertberechnung) ist zwar im Controller ebenfalls durchführbar, allerdings kann diese nicht von dedizierten Hardware-Dividierern ausgeführt werden. Sie muss stattdessen in Software vollzogen werden, was ihre Ausführung vergleichsweise langwierig macht [3]. Im Gegensatz dazu wird eine Schiebeoperation in einem Taktzyklus durchgeführt [1]. (Notwendigenfalls kann die Division auch durch eine Multiplikation mit dem inversen Wert ersetzt werden, so dass beispielsweise sechs Messungen zur Mittelwertbildung verwendbar wären. Dann müssen aber zwingend Fließkomma-Variablen verwendet werden, deren Verarbeitung wiederum länger dauert als die von Integer-Variablen.)

Bei einer größeren Anzahl von Pegelwerten zur Mittelwertbildung vergrößert sich die Periode des Diversity-Algorithmus. Eine Einzelmessung in jeder Teststellung, gefolgt von der Antennenauswahl und zwei Phasenberechnungen, dauert insgesamt $184 \mu\text{s}$ [38]. Dies ist ausreichend, um die in (2.10) bestimmte Periode von $T_{\text{Div}} = 263 \mu\text{s}$ einzuhalten. Mit wiederholten Messungen und Pausen zwischen den Testsequenzen wird diese Zeit jedoch überschritten. Um die Auswirkungen der Verlängerung der Diversity-Periode abschätzen zu können, wurden Messreihen durchgeführt, welche im Folgenden präsentiert werden.

6.2.3 Variation der Anzahl gemittelter Pegelwerte

Anhand aufgezeichneter Antennensignale wurden zahlreiche Messungen mit unterschiedlichen Einstellungen des Diversity-Systems durchgeführt. Nur die Periode des Algorithmus, die Anzahl von Werten zur Bildung der gemittelten Pegel sowie die Dauer der Pausen zwischen den Testsequenzen wurde dabei variiert, während alle anderen Einstellungen unverändert blieben.

Die Aufzeichnung der Antennensignale erfolgte mit selbst abgestrahlten Signalen (siehe Kapitel 7.4.2), da für europäische Satellitenradio-Systeme derzeit noch kein Satellit im Orbit öffentlich empfangen werden kann. Durch diesen Umstand ist nur eine sehr begrenzte Messdauer möglich, da es schwierig ist, eine lange Teststrecke gleichmäßig auszuleuchten und dadurch konstante Empfangsverhält-

Periode T_{Div} in ms	Messwerte	Pause in μs	Mutedauer in s	Aufnahmen
9,828	16	100	2,44	9
9,828	8	100	1,99	8
9,828	4	100	2,87	10
9,828	1	0	4,14	7

Tabelle 6.1: Messung der Audioverfügbarkeit für verschiedene Anzahlen von Pegelwerten bei der Mittelwertbildung.

nisse zu gewährleisten. Um dennoch eine etwas längere Messdauer zu ermöglichen, wurde die Teststrecke lediglich in Schrittgeschwindigkeit befahren.

Bei niedrigen Fahrgeschwindigkeiten ist der zeitliche Abstand der tiefen Signaleinbrüche relativ groß, eine langsame Diversity-Periode ist weniger kritisch für die ausreichend schnelle Reaktion auf wechselnde Signalpegel. Unter der Annahme eines Abstands von $\lambda/4$ zwischen den Einbrüchen sowie einer Geschwindigkeit von $v = 7,2 \frac{\text{km}}{\text{h}} = 2 \frac{\text{m}}{\text{s}}$ bei der Aufzeichnung der Signale ergibt sich nach (2.9) ein zeitlicher Abstand von $T_{\text{Fade}} = 17,2 \text{ ms}$. Diese Zeit verdoppelt sich, falls die Einbrüche einen Abstand von $\lambda/2$ aufweisen. Somit ist eine gewinnbringende Mittelung über 16 bis 32 Messwerte möglich. Bei größeren Fahrgeschwindigkeiten wären aufgrund der großen notwendigen Periode von 9,83 ms nicht mehr ausreichend Messungen zwischen den Einbrüchen durchzuführen. Eine adaptive Regelung der Mittelwertbildung sowie der Periode des Algorithmus in Abhängigkeit der Änderungsraten der Signalpegel wäre hier sicherlich vorteilhaft, jedoch ist diese ohne geeignete Messmöglichkeiten nicht zu überprüfen und damit auch nicht sinnvoll zu implementieren. Messungen mit längeren Algorithmus-Perioden wurden durchgeführt, um das Verhalten des Systems bezüglich der untersuchten Parameter bestimmen zu können. Für den praktischen Einsatz des Systems ist jedoch auch eine Mittelwertbildung relevant, die eine Periode kleiner als 1 ms ermöglicht, um bei höheren Geschwindigkeiten die Funktionalität des Diversity-Systems zu gewährleisten.

Zunächst wurde die Auswirkung der Anzahl von verwendeten Pegelwerten bei der Mittelung auf die Audioverfügbarkeit untersucht. Um auch die Mittelwertbildung über 16 Messwerte zu erlauben, wurde eine sehr lange Periode von 9,828 ms gewählt. Aufgrund der geringen Fahrgeschwindigkeit resultieren daraus keine negativen Auswirkungen auf die Audioverfügbarkeit. Die Ergebnisse dieser Messreihe sind in Tabelle 6.1 angegeben. Mehrere Aufnahmen pro Einstellung wurden gemacht, die Mutedauer stellt den Mittelwert aller erzielten Ergebnisse der jeweiligen Einstellung dar. Bei der Betrachtung der Ergebnisse zeigt sich, dass es bei 16 Messungen pro Teststellung zu einer längeren Störung des Signals zum Empfänger kommt als bei acht Messungen. Dies bedeutet, dass es in größerem Umfang zu Audioausfällen kommt, obwohl die Mittelung zu einer genaueren Pegelbestimmung führen sollte. Ein Optimum ist bei einer Mittelung über acht Pegelwerte erreicht, hier führt die Mittelwertbildung zu einem sehr genauen Pegel, ohne jedoch eine unnötig lange Gesamtdauer der Messungen zu verursachen. Weniger Messwerte

6.2. MITTELUNG DES PEGELMESSERGESBNISSES DURCH MEHRFACHMESSUNGEN

Periode T_{Div} in ms	Messwerte	Pause in μs	Mutedauer in s	Aufnahmen
9,828	8	100	1,99	8
9,828	8	50	2,87	7
9,828	4	100	2,87	10
9,828	4	50	3,70	7
9,828	1	0	4,14	7

Tabelle 6.2: Messung der Audioverfügbarkeit für verschiedene Anzahlen von Pegelwerten bei der Mittelwertbildung sowie unterschiedlichen Pausenlängen zwischen den Testsequenzen.

bei der Mittelung führen wiederum zu einer Verringerung der Pegelmessgenauigkeit, so dass hier die Dauer der Audioausfälle wieder ansteigt. Im Vergleich der Ergebnisse in Tabelle 6.1 für eine Pegelmessung ohne Mittelung und mit dieser zeigt sich, dass die Mittelwertbildung bei der Pegelmessung deutliche Verbesserungen der Audioverfügbarkeit bietet. Die Ausfallzeit sinkt von 4,14 s ohne Mittelung auf 1,99 s mit einer Mittelung über acht Messwerte.

Diese Ergebnisse bestätigen die zu Anfang des Kapitels aufgelisteten Zusammenhänge. Die Genauigkeit der Messung steigt zunächst bei einer größeren Anzahl gemittelter Werte, wofür wiederum ausreichend Messzeit notwendig ist. Ab einer gewissen Anzahl von Messwerten ist nicht mehr von einer signifikanten Steigerung der Genauigkeit auszugehen, jedoch treten durch die zahlreichen Testsequenzen vermehrt Phasenfehler und damit Bitfehler des Nutzsignals auf. Bei Durchführung der Mittelung über mehr Werte erhöht sich der Zeitverzug, bis eine optimierte Einstellung des Diversity-Systems berechnet wird. Dies ist am Vergleich der Ergebnisse für Mittelungen über 16 und acht Werte in Tabelle 6.1 erkennbar. Die Ausfallzeit beträgt bei der Mittelung über 16 Werte 2,44 s, während sie bei der Mittelung über acht Messwerte nur bei 1,99 s liegt. Da größere Fahrgeschwindigkeiten zu schnelleren Pegeländerungen führen, darf die Periode nicht zu groß gewählt werden. Wenn ein optimaler Parametersatz für eine bestimmte Geschwindigkeit gefunden ist, zeigt sich aber eine deutlich erkennbare Verbesserung der Audioverfügbarkeit gegenüber einem Diversity-System ohne Mittelwertbildung bei der Pegelmessung.

6.2.4 Variation der Pausenlänge zwischen den Testsequenzen

Um auch die Auswirkungen der Pausenlänge untersuchen zu können, wurde diese ebenfalls in einer Messreihe variiert. In Tabelle 6.2 sind entsprechende Messergebnisse gegeben. Die Periode, mit welcher der Algorithmus ausgeführt wurde, ist bei allen Messungen konstant. Mehrere Aufnahmen pro Einstellung wurden durchgeführt, die Mutedauer stellt den Mittelwert aller erzielten Ergebnisse der jeweiligen Einstellung dar. Es zeigt sich sowohl bei einer Mittelung über vier, als auch über acht Pegelmessungen, dass eine jeweils längere Pausendauer von 100 μs anstatt 50 μs zu einer Verbesserung der Audioverfügbarkeit führt, und zwar von

2,87 s auf 1,99 s bei acht Messungen und von 3,70 s auf 2,87 s bei vier Messungen. Dies bestätigt, dass die Testsequenzen bei der Dekodierung des Nutzsignals zu Burstfehlern führen, welche durch die Phasensprünge aufgrund der Antennenwechsel verursacht werden. Die Pausen zwischen den Testsequenzen ermöglichen dem Empfänger, den Nutzdatenpuffer wieder zu füllen und so den Burstfehler der folgenden Teststellung besser zu korrigieren.

Ein Vergleich der Mutezeiten bei identischen Pausenlängen, aber unterschiedlicher Anzahl von Werten zur Mittelung bestätigt die Erkenntnis aus Kapitel 6.2.3. Die Verwendung einer größeren Zahl von Einzelmessungen führt zu einer höheren Audioverfügbarkeit, wenn die Periode nicht zu lang ist. Dies gilt in den Messergebnissen aus Tabelle 6.2 sowohl für Pausen von 50 μs als auch 100 μs . Bei der Betrachtung der Zahlen muss aber stets die niedrige Fahrgeschwindigkeit bei der Aufzeichnung berücksichtigt werden. Wenn Satellitensignale für ein europäisches Satellitenradio verfügbar sind, sollten entsprechende Messungen bei höheren Geschwindigkeiten im Realszenario durchgeführt werden.

6.3 Pegelmittelung bei höheren Geschwindigkeiten

Bei der Betrachtung der bisher dargestellten Ergebnisse muss beachtet werden, dass die langsame Fahrgeschwindigkeit bei der Aufzeichnung eine längere Periode ermöglicht, als im normalen Betrieb zu erwarten ist. Leider kann jedoch aufgrund der Einschränkungen bei selbst abgestrahlten und aufgezeichneten Signalen (siehe hierzu Kapitel 7.4.2) keine schnellere Geschwindigkeit gefahren werden. Durch die lange Periode können sowohl Mittelungen über sehr viele Pegelmessungen, als auch lange Pausen zwischen den Testsequenzen ohne negative Auswirkungen auf die Audioverfügbarkeit genutzt werden. Im normalen Betrieb bei Abstrahlung von Satelliten muss im Gegensatz dazu die Funktionalität auch mit größeren Geschwindigkeiten gewährleistet sein.

Die Ausführung des Algorithmus mit kürzeren Perioden erlaubt eine Mittelung nur über wenige Pegelmessungen. Auch Pausen zwischen den Testsequenzen müssen kürzer sein. Die jeweils gewünschte Anzahl von Messungen aller Teststellungen, inklusive der Pausen zwischen den Testsequenzen, muss innerhalb der Diversity-Periode abgeschlossen sein. Unter der Annahme eines Abstands der Einbrüche von $\lambda/2$ sowie der Forderung von vier Ausführungen des Algorithmus zwischen zwei Pegeleinbrüchen ergibt sich nach (6.2) eine Maximalgeschwindigkeit v_{\max} von

$$v_{\max} = \frac{c_0}{8 \cdot f \cdot T_{\text{Div}}} \quad (6.3)$$

Um die für verschiedene Perioden möglichen Messungen und Pausenlängen zu ermitteln, sowie um die daraus resultierenden Audioausfälle zu messen, wurden für einige Perioden zwischen 9,8 ms und 0,6 ms jeweils die Ergebnisse mit unterschiedlichen Parametern bestimmt. Die Ergebnisse dieser Testreihe sind in Tabelle 6.3 gegeben. Bei ihrer Analyse zeigt sich, dass die Audioverfügbarkeit von einer größeren Anzahl gemittelter Werte und damit einer großen Periodendauer profitiert.

6.3. PEGELMITTELUNG BEI HÖHEREN GESCHWINDIGKEITEN

Periode T_{Div} in ms	Mess- werte	Pause in μs	Mutedauer in s	Aufnahmen	v_{max} in km/h
9,828	8	50	2,31	9	6,3
4,914	8	50	3,17	9	12,6
2,457	8	50	3,48	8	25,1
2,457	4	50	3,60	8	25,1
1,229	4	50	4,03	8	50,2
1,229	2	50	4,54	8	50,2
0,614	2	50	6,50	7	100,6
0,614	2	0	5,74	8	100,6
0,614	1	0	6,39	8	100,6

Tabelle 6.3: Messungen der Audioverfügbarkeit mit abnehmender Periode des Diversity-Algorithmus. Bei kurzen Perioden muss die Pausenlänge reduziert werden, da ansonsten die Ausführung der Messungen zu lange dauern würde.

Zu bedenken ist jedoch, wie bereits erwähnt, die geringe Fahrgeschwindigkeit bei der Aufzeichnung der Signale.

Je nach gewünschter Reaktionszeit des Diversity-Systems kann mit Hilfe der Ergebnisse aus Tabelle 6.3 eine passende Anzahl von Mittelungsmessungen gewählt werden. Bei einer großen Anzahl gemittelter Werte und damit einhergehend einer langen Periode zeigen die Ergebnisse aus Tabelle 6.2, dass mit längeren Pausen eine höhere Verfügbarkeit erzielt wird. Die Mittelung über acht Messungen bei einer Periode von 9,8 ms führt mit Pausen von 100 μs zu einer Ausfallzeit von 1,99 s, wohingegen sich diese für eine Pausenlänge von 50 μs auf 2,87 s erhöht. Die Ergebnisse aus Tabelle 6.3 legen hingegen nahe, dass bei kurzen Perioden und wenigen Mittelungsmessungen eine Pause zwischen den Testsequenzen zu schlechteren Ergebnissen führt. Hier sinkt beispielsweise für die Mittelung über zwei Messungen die Ausfalldauer von 6,50 s bei Pausen von 50 μs auf 5,74 s, wenn keine Pausen zwischen den Messungen gemacht werden.

Insgesamt ist aus den Ergebnissen zu schließen, dass eine geschwindigkeitsangepasste Periode des Diversity-Systems vorteilhaft ist. Kurze Perioden stören das Signal zwar häufiger durch die Teststellungen. Andererseits führen längere Pegelmessungen aber zu mehr Bitfehlern im Empfänger durch die längere Verweildauer auf einem nicht optimal verschalteten Antennensignal. Messungen zeigen dies anhand der Bitfehlerrate in einem Schalt-Diversity-System für *Sirius Satellite Radio* [4]. Letztlich müssen die Parameter für eine optimale Mittelung bei hohen Geschwindigkeiten erst durch entsprechende Messungen gewonnen werden. Leider sind diese derzeit nicht möglich, sodass hier auf zukünftige Messfahrten verwiesen werden muss.

Aus den Daten der Tabellen 6.1, 6.2 sowie 6.3 geht eindeutig hervor, dass die Mittelung der Pegelmessung gerade bei niedrigem SNR zu einer höheren Genauigkeit der Pegelmessung führt. Folglich ermöglicht ein Diversity-System, das diese

KAPITEL 6. MINDERUNG DES EINFLUSSES STATISTISCHER SCHWANKUNGSGRÖSSEN BEI GERINGEN SIGNALPEGELN

Methode nutzt, gerade in schwierigen Empfangsbedingungen mit niedrigen Signalpegeln eine noch bessere Audioverfügbarkeit als ein System mit einfacher Pegelmessung ohne Mittelung.

7 Methoden und Mittel zur Bestimmung der Systemeigenschaften

Geeignete Messtechnik ist für die quantitative Erfassung der mit dem vorgestellten System erzielbaren Verbesserungen der Empfangsqualität unerlässlich. Nur mit ihr lässt sich eine aussagekräftige Beurteilung des Systems erzielen. Kriterium für die Evaluierung muss dabei die erzielte Verbesserung der Audioverfügbarkeit im Vergleich mit einer Einzelantenne sein, da dies der Effekt ist, den Nutzer und Systembetreiber vom Einsatz einer Diversity-Antenne erwarten und unmittelbar erfahren. Aus diesem Grund werden Aussagen über die Leistungsfähigkeit des Systems auf Audiomessungen gegründet. Hierzu erfolgt die Auswertung des Audiosignals eines bestimmten Kanals mit Hilfe von Software am PC.

7.1 Evaluierung der Leistungsfähigkeit des Gesamtsystems

Zur Bestimmung der Leistungsfähigkeit des Diversity-Systems ist ein Vergleich der Audioausfälle in einem Testszenario mit denen einer Einzelantennen-Referenz geeignet. Die Darstellung eines entsprechenden Aufbaus ist in Abbildung 7.1 angegeben. Das Schalt-Phasen-Diversity kann aufgrund seines Aufbaus als eigenständiges Antennenmodul mit nur einem HF-Kabel mit unmodifizierten Empfängern verwendet werden. Hieraus folgt, dass der Vergleich einer Einzelantenne mit dem Diversity-System alleine die Unterschiede des Antennensystems aufzeigt, der Empfänger hat keinen Einfluss. (Einzig auf eine identische Eingangsempfindlichkeit der Empfänger muss hierbei geachtet werden.) Der Vergleich mit einer Einzelantenne bietet sich an, da sie die bei den Hörern von Satellitenradio-Diensten am weitesten verbreitete Empfangskonfiguration ist.

Ein weiterer Vorteil bei der Verwendung eines stets gleichen Einzelantennensystems als Referenz, wie in Abbildung 7.1, ist neben der Vergleichbarkeit zwischen Einzelantenne und Diversity die Vergleichbarkeit der Empfangsbedingungen bei mehreren Messfahrten über verschiedene Jahres- und Tageszeiten sowie Umweltbedingungen. Dies ist zum Beispiel nützlich, um den Einfluss von Regen und damit nassem Laub auf die Audioverfügbarkeit abzuschätzen. Ohne ein immer gleiches Referenzsystem könnten die Ergebnisse der Fahrten nicht zueinander in Relation betrachtet werden.

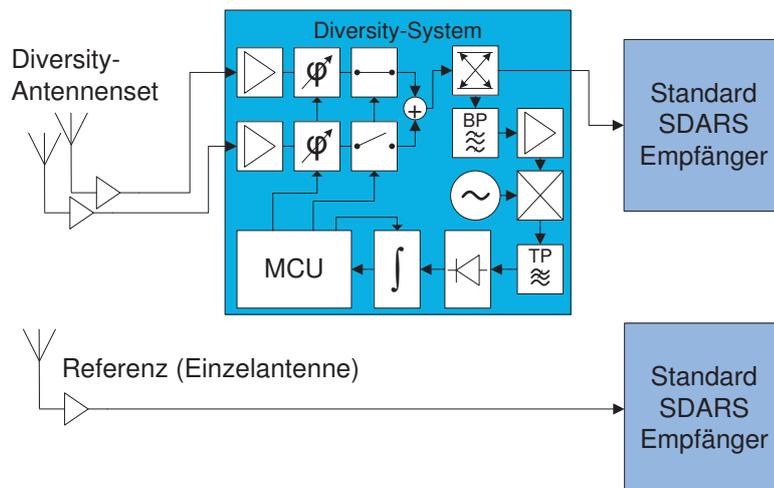


Abbildung 7.1: Aufbau zur Evaluierung der Leistungsfähigkeit eines Antennendiversity-Systems für Satellitenradio. Die Audioverfügbarkeit wird in derselben Messfahrt mit einer Einzelantenne sowie dem Diversity-System gemessen. Identische Empfänger ermöglichen die direkte Vergleichbarkeit der Ergebnisse.

7.2 System zur Aufzeichnung von Antennensignalen

Soweit es möglich ist, ist die Durchführung von Messfahrten im Realszenario für die Darstellung erzielbarer Verbesserungen in der Audioverfügbarkeit anderen Messaufbauten vorzuziehen. Hier ist sichergestellt, dass die empfangenen Signale sowie das Mehrwegeszenario Bedingungen abbilden, welche die Nutzer der Satellitenradio-Dienste tatsächlich vorfinden können. Allerdings sind derartige Messfahrten für die Systemuntersuchung und -optimierung im Rahmen von wiederholten Messungen nicht optimal geeignet.

Für Messreihen zu Parameteroptimierungen des Diversity-Algorithmus ist eine hohe Wiederholgenauigkeit der Bedingungen während der Messfahrt wünschenswert. Mit dieser ist sichergestellt, dass die Änderungen im Messergebnis nur durch die untersuchten Parameter hervorgerufen werden und nicht durch Abweichungen zum Beispiel in der Fahrstrecke begründet sind. Des Weiteren ist aufgrund von Wetter- und Klimaeinflüssen der Zeitraum, in welchem Messfahrten sinnvoll durchgeführt werden können, auf diejenigen Monate beschränkt, in denen die Bäume Laub tragen. Regen oder Trockenheit beeinflussen die Dämpfungseigenschaften des Laubs wesentlich und erschweren den direkten Vergleich von Messungen bei unterschiedlichen Wetterbedingungen.

Aus den vorgenannten Gründen wurden am Institut in vorangegangenen Arbeiten Möglichkeiten geschaffen, Antennensignale bei Messfahrten aufzuzeichnen und dann im Labor wiederzugeben [56]. Auch eine Auswertung der Signale mit Hilfe von Programmen am PC ist möglich [58]. Im Rahmen dieser Arbeit wurden die Möglichkeiten um eine Simulation von Diversity-Schaltungen basierend auf ge-

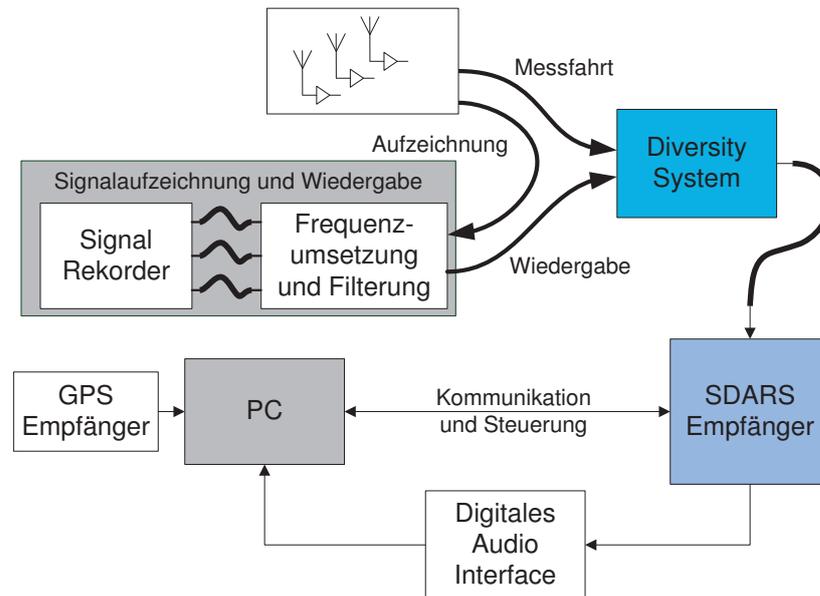


Abbildung 7.2: Die verschiedenen Einsatzmöglichkeiten der Diversity-Hardware sowie des Signalrekorders im Rahmen von Messungen.

messenen Signalen ergänzt [48]. Eine schematische Darstellung von Aufzeichnung, Wiedergabe und Messfahrt ist in Abbildung 7.2 gegeben.

7.2.1 Aufzeichnungseinheit

Die Aufzeichnungseinheit erlaubt die simultane Speicherung von bis zu vier Antennensignalen über eine Gesamtlänge von maximal etwa 20 min. Die Signale werden pro Kanal verstärkt, gefiltert und über eine zweistufige Frequenzumsetzung auf eine tiefe Zwischenfrequenz umgesetzt. Dort werden die vier Kanäle über jeweils eine ADU digitalisiert und auf einem Redundant Array of Independent Discs (RAID) gespeichert. Das Blockschaltbild eines Signalpfads der Aufzeichnungseinheit ist in Abbildung 7.3 dargestellt.

Der Einsatz eines RAID ist notwendig, da sehr große Datenmengen in kurzer Zeit verarbeitet und gespeichert werden müssen. Bei einer Abtastrate von 45 MHz, wobei jeder Abtastwert als Integer mit 16 bit gespeichert wird, und vier Kanälen

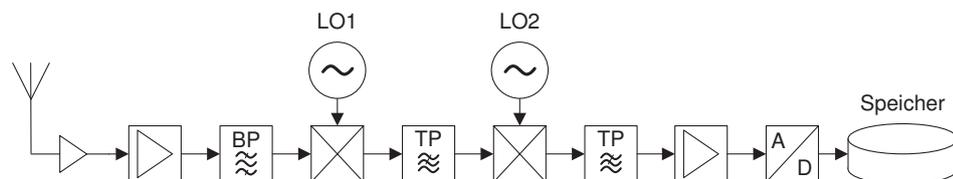


Abbildung 7.3: Einer von vier Signalpfaden des Systems zur Aufzeichnung von Antennensignalen im Feld [58].

ergibt sich eine Datenrate von $4 \cdot 16 \text{ bit} \cdot 45 \text{ MHz} = 2,88 \frac{\text{Gbit}}{\text{s}} = 360 \frac{\text{MB}}{\text{s}}$. Um die aufgezeichneten Signale im Labor wiedergeben zu können, müssen sie vom RAID gelesen und über DAU ausgegeben werden. Nach diesem Schritt ist die Frequenzkonversion in umgekehrter Richtung auszuführen, so dass die Signale bei derselben Frequenz wiedergegeben werden, bei der sie aufgezeichnet wurden.

Für die Verwendbarkeit im Diversity-System dürfen die Pfade der Aufzeichnungs- und Wiedergabeeinheit in ihrem Dämpfungs- und Phasenverhalten nicht zu stark voneinander abweichen. Zum Beispiel muss es möglich sein, zwei linear polarisierte Antennen so aufzuzeichnen, dass sie nach Aufzeichnung und Wiedergabe mit derselben Schaltung zu einer zirkular polarisierten Antenne kombiniert werden können, mit der das im Realszenario geschieht. Messungen an der Aufzeichnungs- und Wiedergabeeinheit zeigen, dass dies erfüllt und daher die Frequenzumsetzeinheit für Aufzeichnungen sehr gut geeignet ist [56, 58].

7.2.2 Untersuchung aufgezeichneter Signale

Die Signale, welche mit der Aufzeichnungseinheit gespeichert wurden, können auch digital ausgewertet werden. Dies geschieht mit Hilfe von *Matlab*-Skripten, welche am Institut im Rahmen zahlreicher studentischer sowie Doktorarbeiten erstellt und erweitert wurden. Dazu wird die aufgezeichnete Datei gelesen und der Inhalt den einzelnen Antennensignalen zugeordnet. Damit ist eine Berechnung von Antennenpegeln möglich, so dass der zeitliche Verlauf der Pegel betrachtet werden kann. Auf Basis dieser Pegel können auch die Eigenschaften des Fading-Szenarios mit Hilfe der HD untersucht werden. Abbildung 2.9 zeigt eine solche Auswertung für ein Szenario mit Rayleigh-Fading.

Die bestehende Software wurde im Rahmen dieser Arbeit um weitere Funktionen ergänzt. So ist nun auch die Berechnung von Phasenunterschieden zwischen Signalen möglich. Dies ist Voraussetzung für die Simulation von Antennendiversity-Systemen, welche die Möglichkeit einer Signalüberlagerung bieten. Auch die Berechnung von Signalen verschiedener Diversity-Systeme sowie deren Wahrscheinlichkeit der Unterschreitung eines bestimmten Schwellwertes wurde implementiert [48].

Bestimmung von Phasendifferenzen der Antennensignale in der Simulation

Um die Phasendifferenz zwischen zwei Signalen zu bestimmen, gibt es mehrere mögliche Vorgehensweisen. Sehr exakt wäre eine Auswertung der im Signal übertragenen Referenzphaseninformationen. Allerdings wäre dazu die Demodulation der Signale im Rechner erforderlich, wozu erst die Trägerfrequenzrückgewinnung sowie die Rückgewinnung des Symboltaktes notwendig sind. Schließlich müsste eine Korrelation der übertragenen Symbole mit dem Symbol der Referenzphasensignalisierung durchgeführt werden, um daraus die Phasenlagen der Einzelsignale zu erhalten. Die nötigen Arbeiten zur Implementierung dieser Schritte sind sehr umfangreich. Außerdem sind die Berechnungen, welche während der Signalanalyse durchgeführt werden müssten, zeitaufwendig.

Da für die Diversity-Anwendung immer nur Phasendifferenzen zwischen Antennensignalen interessant sind, besteht ein einfacherer Weg in der Analyse von Signalverschaltungen nach dem Prinzip einer IQ-Demodulation. Durch die Bildung von Summensignalen aus den zu untersuchenden Signalen der Einzelantennen kann die Phasendifferenz bestimmt werden, indem ein Signal mit verschiedenen Phasenverschiebungen mit dem anderen addiert wird. Der Pegel des Summensignals ist bei idealem Ausgleich der Phasendifferenz maximal. Der Phasenwert, um den eines der Einzelsignale zur Bildung des maximalen Summenpegels gedreht wurde, ist identisch zur Phasendifferenz der Signale.

Die Phasendrehung eines Zeitsignals erfolgt durch Verzögerung um die Zeit τ , was einer Faltung mit einem verschobenen Diracstoß $\delta(t - \tau)$ entspricht

$$s(t - \tau) = s(t) * \delta(t - \tau). \quad (7.1)$$

Im Frequenzbereich ergibt dies eine Multiplikation mit der Fourier-Transformierten des verschobenen Diracstoßes

$$g(t - \tau) \quad \circ\text{---} \quad e^{j2\pi\tau f} \cdot G(f), \quad (7.2)$$

$$\delta(t) \quad \circ\text{---} \quad 1, \quad (7.3)$$

$$\delta(t - \tau) \quad \circ\text{---} \quad e^{j2\pi\tau f} \cdot 1. \quad (7.4)$$

Aus diesen Formeln ergibt sich für die Phasendrehung durch zeitliche Verzögerung im Frequenzbereich eine Multiplikation mit einem konstanten Wert

$$s(t) * \delta(t - \tau) \quad \circ\text{---} \quad S(f) \cdot e^{j2\pi\tau f}. \quad (7.5)$$

Die Fourier-Transformierte $S(f)$ des Zeitsignals $s(t)$ kann in *Matlab* mit Hilfe der sogenannten Fast Fourier Transform (FFT) berechnet werden. (Streng genommen handelt es sich um zeitdiskrete Signale, so dass die diskrete Fourier-Transformation eines Ausschnitts dieses Signals durchgeführt wird. Die FFT stellt eine optimierte Implementierung dieser Transformation dar.) Für die Phasendrehung des Signals um $\pm 90^\circ$ ist dessen Spektrum mit $e^{\pm j90^\circ} = e^{\pm j\pi/2} = \pm j$ zu multiplizieren.

Für die weitere Betrachtung sind zunächst nur die Pegel des Summensignals relevant. Deren Berechnung kann auf zwei Arten durchgeführt werden. Die Fourier-Transformierte des zweiten Signals wird mit dem Spektrum des phasenverschobenen ersten Signals addiert und aus dem Ergebnis der Pegel bestimmt. Alternativ kann das Spektrum des phasenverschobenen ersten Signals mit Hilfe der inversen FFT wieder in den Zeitbereich transformiert werden und dort mit dem zweiten Signal addiert werden. Die Pegelbestimmung kann dann im Zeitbereich mit (4.29) berechnet werden. Das optimierte Summensignal ist für die Untersuchung von Diversity-Systemen als Referenzsignal verwendbar, daher wurde die zweite Methode implementiert, um direkt das entsprechende Zeitsignal zu erhalten.

Die exakte Bestimmung der Phasendifferenz zwischen den beiden Einzelsignalen kann durch die Berechnung von Signalsummen in kleinen Phasenschritten erfolgen. Allerdings sind hierzu viele FFTs zu berechnen, so dass die Rechenzeit

sehr groß wird. Um die Bestimmung der Phasendifferenz zwischen den Signalen zu ermöglichen, ohne eine lange Rechenzeit der Auswertesoftware in Kauf nehmen zu müssen, erfolgt die Bestimmung der Phasendifferenz iterativ. Zunächst werden vier Summensignale berechnet, bei denen ein Signal um vier Phasenwerte zwischen 0° und 360° gedreht wird, also 0° , 90° , 180° und 270° . Hierzu muss nur eine Phasendrehung berechnet werden, da 0° dem Originalsignal entspricht und eine Phasendrehung um 180° eine Multiplikation mit -1 darstellt. Die Drehung um 90° muss berechnet werden, während die Phasendrehung um 270° hieraus wiederum durch Multiplikation mit -1 berechnet werden kann. Anschließend werden die Pegel der jeweiligen Summensignale ausgewertet und der Bereich mit den größten Pegeln wird näher betrachtet. Hier werden wiederum vier verschiedene Summen gebildet und deren Pegel betrachtet. Dieses Vorgehen kann fortgesetzt werden, bis die gewünschte Genauigkeit der Phasendifferenz erreicht ist. Nachdem die Phasendifferenz der beiden Signale zueinander bestimmt ist, kann diese im Frequenzbereich ausgeglichen werden. Nach der Rücktransformation des gedrehten Signals in den Zeitbereich ist das Summensignal durch eine einfache Addition zu bilden. Das mit Hilfe dieses Verfahrens gewonnene Zeitsignal kann als Referenzsignal für die ideale Gleichphasung verwendet werden.

7.2.3 Simulation von Antennendiversity-Systemen

Auf Grundlage der aufgezeichneten Antennensignale kann auch eine Simulation des Diversity-Systems durchgeführt werden. Auch der Algorithmus zur Steuerung des gesamten Diversity-Systems kann mit Hilfe von aufgezeichneten Antennensignalen untersucht werden [48]. Die Ergebnisse, welche auf der Grundlage dieses Verfahrens erzielt werden, lassen leider keine direkten Rückschlüsse auf zu erwartende Verfügbarkeiten bei Messfahrten zu. Grund hierfür ist die komplexe Signalverarbeitung mit Fehlerkorrektur im Empfänger, während bei der Auswertung im Rahmen der Systemsimulation die Signalverfügbarkeit alleine auf Basis der Pegelwerte berechnet wird. Allerdings können damit trotzdem wertvolle Erkenntnisse zur Optimierung von Kenngrößen des Algorithmus gewonnen werden. Die Simulation des Algorithmus erlaubt jedoch die Kontrolle der durchgeführten Berechnungen und Schaltungsanweisungen mit bekannten Eingabedaten auch über längere Zeiträume. Dies ist im realen System nicht durchführbar, da die Ausgabe der entsprechenden Daten die Ausführung des Algorithmus verlangsamt, so dass die Funktion des Diversity-Systems beeinträchtigt wird. Doch auch ohne die Möglichkeit der Berechnung absoluter Verfügbarkeitswerte erlauben die Simulationsergebnisse beispielsweise relative Vergleiche unterschiedlicher Algorithmen durch die Analyse von Pegelunterschreitungswahrscheinlichkeiten.

Mit der Simulation von Diversity-Systemen basierend auf aufgezeichneten Daten lassen sich auch verschiedene Diversity-Systeme gegenüberstellen. Ein Vergleich der Ergebnisse von MRC-, Schalt-, Phasen- und dem Schalt-Phasen-Diversity-System wurde bereits in Kapitel 2.6.5 durchgeführt. Ein exemplarischer Pegelverlauf ist in Abbildung 2.14 dargestellt.

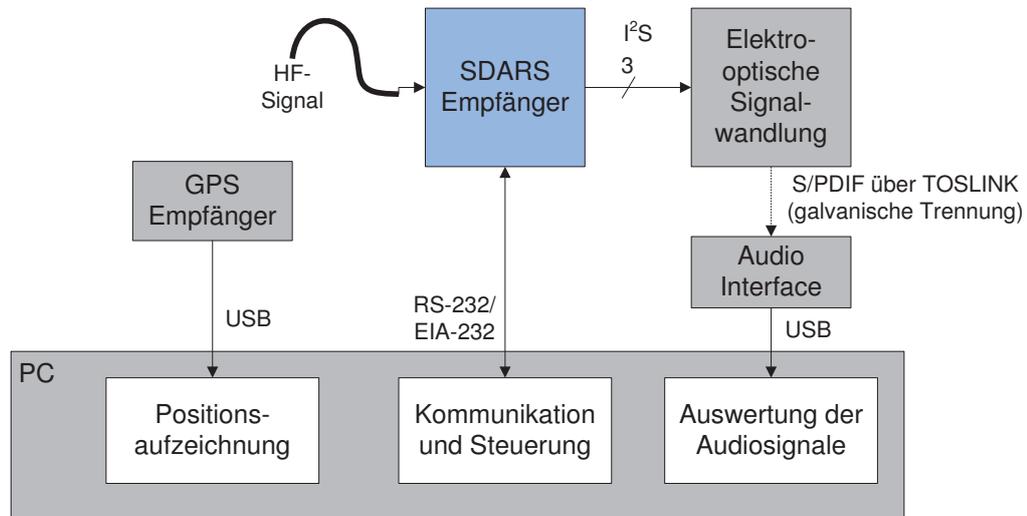


Abbildung 7.4: Die Aufzeichnung und/oder Auswertung des Audiosignals erfolgt unter Verwendung rein digitaler Schnittstellen zwischen Empfänger und PC.

7.3 Messung der Audioverfügbarkeit

Endgültig Aufschluss über die Leistungsfähigkeit eines Satellitenradio-Empfangs-systems gibt die Audioverfügbarkeit in einer realen Testfahrt. Die Verfügbarkeit kann mit geeigneter Software direkt während der Messfahrt ermittelt werden. Alternativ können die Audiosignale jedoch auch aufgezeichnet werden und die Auswertung später erfolgen. Während eine direkte Auswertung auch während der Messfahrt selbst schon Ergebnisse anzeigen kann, ist die Aufzeichnung der Signale für eine spätere Wiedergabe im Rahmen von Vorführungen interessant. Idealerweise wird eine simultane Aufzeichnung und Auswertung verwendet, da sie beide Vorteile vereint.

Um das Audiosignal zu bewerten, bietet sich die Analyse der Audiopegel an. Besonders vorteilhaft ist die Verfügbarkeit von eigens für diese Zwecke vorgesehenen Testsignalen auf einem separaten Audiokanal. Hier ist die Übertragung eines Sinustons mit konstantem Pegel möglich, wodurch sich die Auswertung und Erkennung von Audioausfällen sehr einfach gestaltet. Allerdings ist die Bandbreite, und damit auch die Übertragungsrate, des Satellitenradio-Dienstes begrenzt. Ein eigener Testkanal kostet Übertragungskapazitäten, die ansonsten für Signale verwendet werden könnten, welche für die Abonnenten des Dienstes interessant wären und damit einen Kaufanreiz bieten würden. Aus diesem Grund wird zum Beispiel bei *Sirius Satellite Radio* ein Audiokanal mit Sprachnachrichten als Testkanal verwendet. Um die Stille, welche in Sprechpausen auftritt, nicht als Audioausfall zu werten, wird dem eigentlichen Sprachsignal noch ein nicht hörbarer Ton hinzugefügt, der jedoch am Rechner auswertbar ist. Dieser erlaubt in Kombination mit dem Sprachsignal eine zuverlässige Erkennung der auftretenden Signalausfälle.

	Referenz	Diversity-System
Messdauer in s	658	658
Mutedauer in s	106,3	41,8
Verfügbarkeit in %	83,84	93,65
Muteanteil in %	16,16	6,35

Tabelle 7.1: Verbesserung der Audioverfügbarkeit bei Verwendung eines Schalt-Phasen-Diversity-System in Kombination mit einem Diversity-Antennenset mit der Grundfläche 32 mm × 32 mm gegenüber einer Einzelantennenreferenz [80].

Elektromagnetische Verträglichkeit (EMV) ist durch die steigende Verbreitung elektrischer und elektronischer Komponenten ein zentrales Thema der heutigen Fahrzeugtechnik. Auch die Audioauswertung im Rahmen der Betrachtung des Diversity-Systems ist hiervon betroffen. Um den Eintrag von Störsignalen in ungeschirmte Audiokabel sowie die Möglichkeiten des Auftretens von Masseschleifen zwischen Empfänger und Auswerterechner (Laptop) zu vermeiden, müssen einige Maßnahmen ergriffen werden. Als sehr wirkungsvoll erweist sich diesbezüglich die Verwendung digitaler, optischer Signalverbindungen. Daher wird das Audiosignal zur Auswertung digital vom Satellitenradio-Empfänger als Inter-IC Sound (I²S)-Signal entgegengenommen. Zur Übertragung zum PC wird es in ein optisches Signal nach dem Sony/Philips Digital Interface (S/PDIF)-Standard gewandelt und über ein elektrisch nicht leitendes optisches Kabel (TOSLINK) weitergeleitet, um Masseschleifen und Störeinstrahlungen durch die komplexe EMV-Situation im Fahrzeug zu vermeiden. Dieses Signal wird dann von einer externen Soundkarte entgegengenommen und wiederum als digitales Signal dem PC zugeführt, auf welchem die Auswertesoftware läuft. Der Aufbau zur Messung der Audioverfügbarkeit ist in Abbildung 7.4 dargestellt. Durch die vollständig digitale Signalverarbeitung ergeben sich sehr störungsfreie Audiosignale, so dass die Erkennung von Tonausfällen mit hoher Zuverlässigkeit betrieben werden kann. Probleme aufgrund von Einstörungen oder Masseschleifen konnten trotz der Vielzahl durchgeführter Messungen weder im Fahrzeug noch im Labor beobachtet werden.

Zur Bestimmung der Position des Messfahrzeugs wird ein Global Positioning System (GPS)-Empfänger mit dem PC verbunden. Die gewonnenen Positionsdaten werden zur Auswertung mit den Ergebnissen der Muteerkennung kombiniert und erlauben die Darstellung der Audioausfälle auf einer Karte der Messstrecke. Dies ist einerseits nützlich, um die Stellen einer Teststrecke zu erkennen, die an das Empfangssystem die größten Herausforderungen stellen. Andererseits ist mit Hilfe der Kartendarstellung auch eine sehr anschauliche Gegenüberstellung der Ergebnisse von Einzelantennen- und Diversity-Empfangssystemen möglich, wie in Abbildung 7.5 für die Daten aus Tabelle 7.1 dargestellt ist [80]. Wenn keine direkten Kartendaten oder GPS-Koordinaten für die Messung verfügbar sind, wie es bei Laboraufnahmen der Fall ist, ist auch eine Darstellung der Ausfälle auf der Zeitachse möglich.

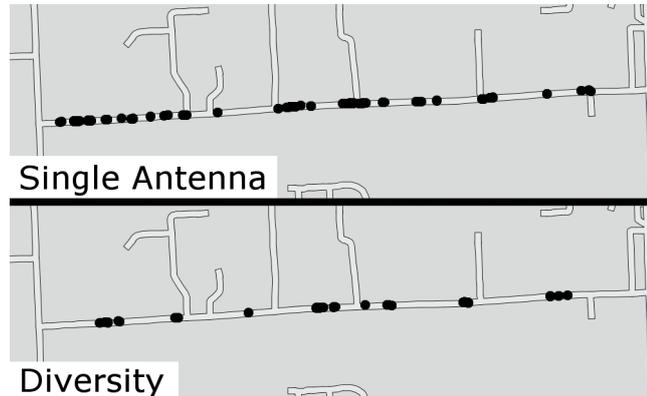


Abbildung 7.5: Oben: Audioausfälle bei Verwendung der Einzelantennenreferenz. Unten: Audioausfälle mit dem Schalt-Phasen-Diversity-System in Kombination mit einem Diversity-Antennenset mit einer Grundfläche von nur 32 mm × 32 mm [80].

7.4 Strecken für Diversity-Messfahrten

Die Messungen der Audioverfügbarkeit, welche in dieser Arbeit beschrieben werden, wurden durchgeführt mit aufgezeichneten Signalen. Diese Aufzeichnungen fanden auf unterschiedlichen Messstrecken statt. Bei *Sirius Satellite Radio* wurden Fahrten unter Laub in den USA durchgeführt, und mit unterschiedlichen Antennen empfangene Satellitensignale wurden aufgezeichnet. Signale von europäischen Satellitenradio-Diensten werden derzeit noch nicht ausgestrahlt, so dass ein geeignetes Mehrwegeszenario erst nachgebildet werden musste.

7.4.1 Messungen mit Signalen von Sirius Satellite Radio

Signale von *Sirius Satellite Radio* wurden bei Messfahrten in den USA mit unterschiedlichen Antennen aufgezeichnet. Die gefahrene Strecke verläuft in Ost-West-Richtung und ermöglicht die Signalaufzeichnung über eine Dauer von 5 min = 300 s bei einer Fahrgeschwindigkeit von ungefähr $40 \frac{\text{km}}{\text{h}}$ (25 mph). Die Strecke hat also eine Länge von etwa 3,35 km. Dichtes Laub über großen Teilen der Strecke sorgt für die Dämpfung und Mehrwegeausbreitung der Satellitensignale, so dass die Strecke hervorragend für Diversity-Messfahrten geeignet ist. Die Aufzeichnung der Signale wurde im August 2008 durchgeführt, als bei *Sirius Satellite Radio* noch ausschließlich HEO-Satelliten im Einsatz waren. In diesem Szenario schwanken die Elevationswinkel der Satelliten, wie in Kapitel 2.2 erläutert wurde. Besonders stark wird die Empfangsqualität zur „descending node“ beeinflusst. Zu diesem Zeitpunkt steht nur ein Satellit hoch am Himmel, während der andere sendende Satellit nur knapp über dem Horizont steht und dadurch einer erheblichen Dämpfung durch das Laub unterliegt. Die Aufzeichnungen der Signale wurden in einem Zeitraum von maximal 15 min vor der „descending node“ gestartet.

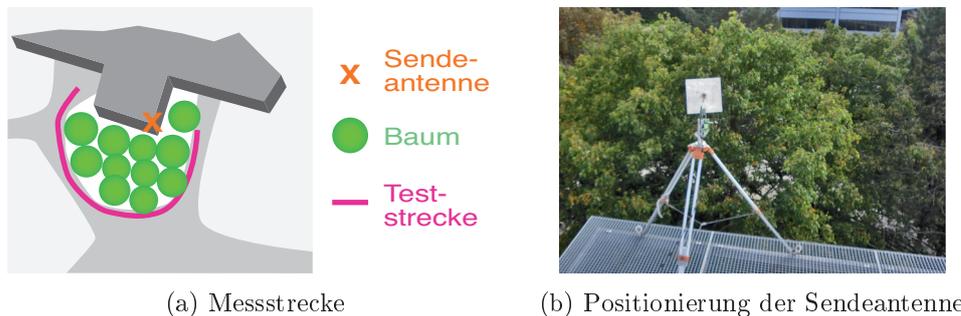


Abbildung 7.6: Messstrecke der Aufzeichnung europäischer Satellitenradio-Signale und Positionierung der Sendeantenne auf dem Gebäudedach [82].

7.4.2 Messungen mit Signalen europäischer Satellitenradio-Dienste

Im Gegensatz zu *Sirius Satellite Radio* ist bei den europäischen Satellitenradio-Diensten derzeit kein Satellit im regulären Sendebetrieb. Im Rahmen des Projekts MEE SAR wurden daher Messungen mit Signalen für diese Dienste durchgeführt, welche mit Hilfe von Signalgeneratoren erzeugt wurden. Diese Signale sind nach dem ETSI-SDR-Standard moduliert und kodiert [21–23]. Im Rahmen dieser Arbeit wurden nur Signale verwendet, welche mit einem einzelnen Träger arbeiten, wie sie in Teil 1 der Spezifikation definiert sind [23].

Mit der genannten Ausstattung können am Institut auch ohne Satellitensignale Messfahrten durchgeführt werden. Hierzu ist die Ausstrahlung von Testsignalen mit „Pseudo-Satelliten“ nötig. Dadurch ist auch der Länge der Messstrecke eine enge Grenze gesetzt, da gleichbleibende Werte der Signalleistung nur in der Nähe der Sendeantenne gewährleistet werden können. Aufgrund der nahen Sendeantenne ist der Signalpegel nur für eine Dauer von 32 s im Bereich von ± 2 dB konstant. (Diese Werte wurden ermittelt über eine Pegelmittelung zur Unterdrückung der Einbrüche durch Fading über circa 10 s.) Bei der gefahrenen Schrittgeschwindigkeit entspricht dies einer Teststrecke von etwa 60 m. Ein Elevationswinkel von $\theta \leq 45^\circ$ konnte erreicht werden, was unter Annahme eines GEO-Satelliten den meisten Anwendungen in nördlichen Gegenden bis in den Mittelmeerraum entspricht.

Auf der beschriebenen Messstrecke wurden Antennensignale aufgezeichnet. Die Dauer der Aufzeichnung beträgt insgesamt 120 s. Allerdings besteht diese Aufnahme aufgrund der Kürze der Teststrecke aus mehreren Fahrten im Halbkreis mit jeweiliger Wende im Funkschatten des Gebäudes. Durch diesen Fahrtverlauf ist das Signal regelmäßig unterbrochen, wobei kurz vor dem Eintritt in den Funkschatten kein Laub den Signalweg behindert, so dass hier LOS-Bedingungen herrschen. In den kurzen Zeiten, in denen keine Abschattung durch Bäume erfolgt, werden einige Sekunden des Signalpuffers im Empfänger wieder aufgefüllt. Hierdurch treten in den darauf folgenden Sekunden der Fahrt unter Laub keine Audioausfälle auf, was aufgrund der Kürze der Messfahrt eine große Einschränkung darstellt.

Um die volle Zeit des Fading-Signals für die Diversity-Evaluierung verwenden zu können, wurde das aufgezeichnete Signal für die Wiedergabe auf einen kleineren Ausschnitt begrenzt. Er umfasst die Zeit vom Eintreten in das Mehrwegeszenario bis kurz vor dem Eintritt in den LOS-Bereich, also die Fahrt durch etwas weniger als einen Halbkreis. Hierdurch beschränkt sich allerdings die Messzeit auf eine Halbkreisfahrt mit Schrittgeschwindigkeit zwischen zwei Wenden und damit auf eine Dauer von 38 s.

Als weitere Maßnahme zur Verbesserung der Messbedingungen wurden Signale abgestrahlt, welche Interleaving nur innerhalb eines Übertragungsframes (Dauer kürzer als 500 ms [23]) verwenden. Es erfolgt kein Interleaving über mehrere Frames der übertragenen Daten, so dass die kürzestmögliche Interleaving-Tiefe verwendet wird. Diese Maßnahme ist bei kurzen Messstrecken notwendig, da die Audiowiedergabe erst nach dem Auffüllen des Datenpuffers für das Deinterleaving im Empfänger beginnen kann. Die hierfür notwendige Zeit nimmt bei kurzen Fahrstrecken einen signifikanten Anteil der verfügbaren Messzeit in Anspruch, welche nicht für Auswertungen verwendbar ist. Selbst wenn der Empfang in den Anfangssekunden der Messfahrt ungestört ist, erfolgt keine Ausgabe des Audiosignals, bis der Datenpuffer aufgefüllt ist. Bei längeren Messfahrten gleichen sich die Effekte beim Eintritt in und Austritt aus Gebieten mit zu niedrigem SNR aus, sie sind im Mittel vernachlässigbar.

8 Messungen der Audioverfügbarkeit bei zwei Satellitenradio-Diensten

Das in Kapitel 4 beschriebene Schalt-Phasen-Diversity-System ist breitbandig ausgelegt und bietet eine flexibel verwendbare Pegelmesseinheit, welche sich auf die Systemeigenschaften unterschiedlicher Satellitenradio-Dienste anpassen lässt. Die aufgebaute Hardware soll die beiden bisher verwendeten Systeme ablösen, welche für jeweils einen Dienst erstellt wurden. Um die Funktion des mehrdienstfähigen Diversity-Systems zu belegen, wurden Vergleichsmessungen mit den bestehenden Systemen durchgeführt. Hierzu muss das neue, mehrdienstfähige Diversity-System in beiden Diensten eine ebenso hohe Verbesserung der Audioverfügbarkeit bieten, wie das jeweils für diesen Dienst geschaffene System.

8.1 Audioverfügbarkeit bei Sirius Satellite Radio

Im Rahmen mehrerer Messfahrten in den USA wurden auch Antennensignale aufgezeichnet. Mit Hilfe dieser Signale können im Labor Vergleichsmessungen durchgeführt werden, bei denen die Bedingungen zwischen den Messungen vollkommen unverändert sind. Daher eignen sich diese Signale optimal, um die Audioverfügbarkeit des eindienstfähigen Diversity-Systems für *Sirius Satellite Radio* mit denen des neuen, mehrdienstfähigen Diversity-Systems zu vergleichen.

Dies soll anhand zweier aufgezeichneter Messfahrten erfolgen, welche mit unterschiedlichen Antennen durchgeführt wurden. Die Aufzeichnung dieser Signale erfolgte im August 2008. Zu diesem Zeitpunkt bestand das System von *Sirius Satellite Radio* noch alleine aus HEO-Satelliten. Da die Verwendung zweier Satelliten derzeit noch nicht im Algorithmus implementiert ist, werden die Messungen mit dem jeweils höher stehenden Satelliten durchgeführt. Die Empfänger, welche für die Messungen zum Einsatz kommen, stammen aus der dritten Generation (Gen. 3-Receiver) und weisen jeweils dieselbe Eingangsempfindlichkeit auf. Dies wurde durch Messfahrten mit vertauschten Antennen-Empfänger-Zuordnungen überprüft. Die Fahrgeschwindigkeit bei der Aufzeichnung der Signale von *Sirius Satellite Radio* betrug immer etwa 25 mph \approx 40 km/h.

8.1.1 Messung mit Standard-Antennen

Zunächst wurden Messfahrten mit Standard-Antennen durchgeführt. Hierzu wurden auf der Massefläche auf dem Dach einige handelsübliche Magnetfußantennen in Fahrtrichtung hintereinander angeordnet. Der Abstand zwischen diesen Antennen betrug bei der Aufzeichnung etwa 9 cm.

	Antenne 1	Antenne 2	Diversity Sirius
Messdauer in s	293,5	292,9	295,7
Mutedauer in s	52,0	61,1	16,8
Verfügbarkeit in %	82,3	79,1	94,3
Muteanteil in %	17,7	20,9	5,7

Tabelle 8.1: Ergebnisse der Messungen der aufgezeichneten Signale von *Sirius Satellite Radio* mit dem Diversity-System für diesen Satellitenradio-Dienst. Verwendet wurden Standard-Magnetfußantennen im Abstand von 9 cm.

Diversity-System für Sirius Satellite Radio

Das in Kapitel 3 vorgestellte Schalt-Phasen-Diversity-System für *Sirius Satellite Radio* hat bereits in zahlreichen Messfahrten und Auswertungen aufgezeichneter Signale seine Funktionsfähigkeit unter Beweis gestellt [6, 47, 78]. Aus diesem Grund wurden zunächst vergleichende Messungen dieses Systems mit dem neuen, mehrdienstfähigen System durchgeführt. Ausgewertet wurde sowohl im Diversity-System als auch im Empfänger nur der Satellit mit der höheren Elevation. Dies entspricht bei der verwendeten Aufzeichnung dem Frequenzband TDM-2. Als Referenzantenne kommt eine Magnetfußantenne zum Einsatz.

Die zusammengefassten Ergebnisse der Messungen sind in Tabelle 8.1 gegeben. Die Messungen zeigen, dass das Diversity-System die Audioausfallzeit gegenüber den Einzelantennen von 52,0 s auf 16,8 s verringert. Es ergibt sich also eine deutliche Verbesserung der Empfangsqualität durch die Verwendung von Antennendiversity gegenüber einer Einzelantenne.

Mehrdienstfähiges Diversity-System

Das mehrdienstfähige Diversity-System wurde für die Vergleichsmessungen so konfiguriert, dass die Pegelauswertung ebenfalls auf dem höherstehenden Satelliten (TDM-2) erfolgt. Hierzu wird die Filterung im Digitalteil der Pegelmessung mit dem entsprechenden FIR-Filter vorgenommen. Die Verstärker am Eingang des Diversity-Systems zur Sicherung der Pegelneutralität sowie im Messzweig beinhalten für diese Messungen Bandfilter, deren Passband das gesamte Frequenzband von *Sirius Satellite Radio* umfasst (Bandbreite 12,5 MHz).

Für die Messung der Audioausfälle bei *Sirius Satellite Radio* wurden die gleichen Antennensignale verwendet, wie sie in den Messungen des eindienstfähigen Diversity-Systems zum Einsatz kamen. Dadurch ist die absolute Vergleichbarkeit der Ergebnisse sichergestellt. Die im Rahmen dieser Messung ermittelten Werte sind in Tabelle 8.2 angegeben. Sie zeigen, dass die Gesamtdauer der Audioausfälle durch den Einsatz des mehrdienstfähigen Diversity-Systems gegenüber einer Einzelantenne von 52,0 s auf 16,6 s reduziert wird. Dies ist ein Mittelwert aus drei aufeinander folgenden Messungen mit den Einzelergebnissen 16,7 s, 16,8 s und 16,3 s, was die hohe Genauigkeit der Messung zeigt. Weitere Messreihen mit

	Antenne 1	Antenne 2	Diversity Mehrdienst
Messdauer in s	293,5	292,9	295,7
Mutedauer in s	52,0	61,1	16,6
Verfügbarkeit in %	82,3	79,1	94,4
Muteanteil in %	17,7	20,9	5,6

Tabelle 8.2: Ergebnisse der Messungen der aufgezeichneten Signale von *Sirius Satellite Radio* mit dem mehrdienstfähigen Diversity-System. Verwendet wurden Standard-Magnetfußantennen im Abstand von 9 cm.

anderen Dateien und anderen Systemen ergaben bei 10 Messungen stets Standardabweichungen der Verfügbarkeit von unter 0,5 % [71].

Vergleich der beiden Ergebnisse

Die Ergebnisse der Einzelmessungen mit den beiden betrachteten Systemen sind einander noch einmal in Tabelle 8.3 gegenübergestellt. Die Ergebnisse sind im Rahmen der Messgenauigkeit identisch. Dies bedeutet, dass das mehrdienstfähige Diversity-System bei Signalen von *Sirius Satellite Radio* ebenso gut funktioniert, wie das nur für diesen Dienst aufgebaute System. Beide bieten eine Verbesserung der Audioverfügbarkeit von 82,3 % mit einer Einzelantenne auf 94,4 % mit Schalt-Phasen-Diversity.

Eine vergleichende Darstellung der während der Messungen auftretenden Audioausfälle ist in Abbildung 8.1 gegeben. Man erkennt auch hier, dass beide Diversity-Systeme gegenüber der Einzelantennen-Referenz eine wesentliche Verbesserung der Verfügbarkeit des Audiosignals bewirken. Bei den beiden Diversity-Systemen ist eine unterschiedliche Verteilung der Audioausfälle zu erkennen, welche durch statistische Schwankungen verursacht wurden. Die Gesamtdauer der Audioausfälle ist im Rahmen der Messgenauigkeit identisch. Die Funktion des mehrdienstfähigen Diversity-Systems bei Signalen von *Sirius Satellite Radio* ist mit diesen Ergebnissen gezeigt. Eine Reduzierung der Audioausfälle von 52,0 s bei Verwendung einer Einzelantenne auf nur 16,7 s mit dem Schalt-Phasen-Diversity stellt eine starke Verbesserung der Empfangsqualität für den Hörer dar.

	Antenne 1	Antenne 2	Diversity Sirius	Diversity Mehrdienst
Messdauer in s	293,5	292,9	295,7	295,7
Mutedauer in s	52,0	61,1	16,8	16,6
Verfüg. in %	82,3	79,1	94,3	94,4
Muteanteil in %	17,7	20,9	5,7	5,6

Tabelle 8.3: Vergleich der Ergebnisse der Messungen mit den Diversity-Systemen bei *Sirius Satellite Radio*. Verwendet wurden Standard-Magnetfußantennen im Abstand von 9 cm.

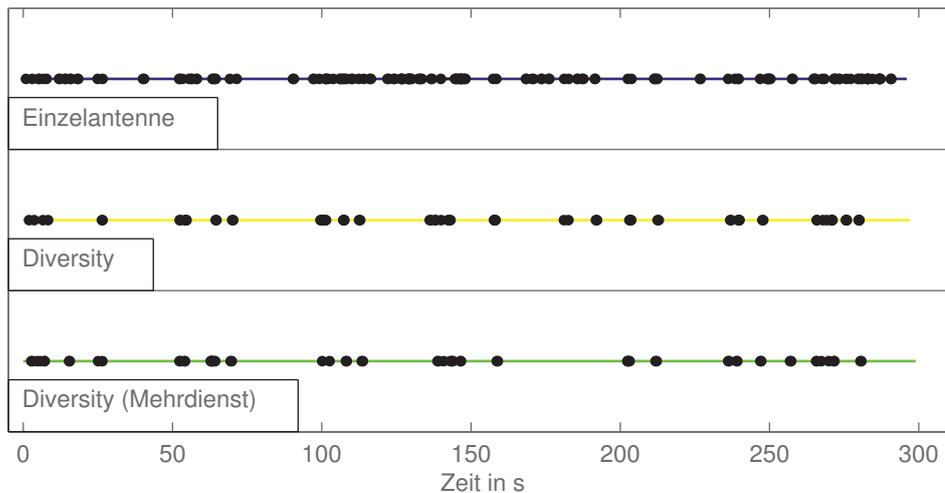


Abbildung 8.1: Darstellung der auftretenden Audioausfälle in der Vergleichsmessung der Einzelantennen-Referenz mit den beiden Diversity-Systemen mit aufgezeichneten Signalen von *Sirius Satellite Radio*. Verwendet wurden zwei Standard-Magnetfußantennen im Abstand von 9 cm.

8.1.2 Messung mit einem kompakten Diversity-Antennenset

Messungen mit einem kompakten Diversity-Antennenset wurden ebenfalls durchgeführt. Bei diesem Antennenset handelt es sich um die Kombination zweier Satellitenradio-Antennen, welche zusammen mit einem Volumen von $32 \text{ mm} \times 32 \text{ mm} \times 14 \text{ mm}$ nur den Platzbedarf einer normalen Standard-Antenne haben [60]. Im Gegensatz zu den in Kapitel 8.1.1 verwendeten Antennen können sie unter einem Radom zusammen mit Antennen für GPS und Telefon Platz finden. Mit diesem Antennenset wurde auch bereits gezeigt, dass Schalt-Phasen-Diversity neue Einbauorte für Satellitenradio-Antennen erschließen kann, welche mit Einzelantennen wegen schlechten Empfangs nicht verwendbar wären. Messungen mit dem Diversity-Set auf dem Armaturenbrett ergaben beispielsweise bessere Verfügbarkeiten, als eine Referenzantenne auf der Massefläche auf dem Fahrzeugdach erzielen konnte [77]. Die Ausfallzeit während einer Messzeit von insgesamt 1240 s betrug bei Verwendung der Einzelantenne 16,0 s, während das kompakte Diversity-Antennenset auf dem Armaturenbrett lediglich 14,0 s an Audioausfällen verzeichnen musste. Für die folgende Gegenüberstellung ist dieses Antennenset nun auf einer Massefläche auf dem Fahrzeugdach positioniert. Als Referenzantenne kommt wiederum eine Standard-Magnetfußantenne zum Einsatz. Der höherstehende Satellit während der Aufzeichnung sendete im Band TDM-2. Der tiefstehende Satellit wurde weder im Empfänger, noch im Diversity-System ausgewertet.

	Referenz	Diversity Sirius
Messdauer in s	294,6	295,1
Mutedauer in s	110,9	26,9
Verfügbarkeit in %	62,4	90,9
Muteanteil in %	37,6	9,1

Tabelle 8.4: Ergebnisse der Messungen der aufgezeichneten Signale von *Sirius Satellite Radio* mit dem Diversity-System nur für diesen Dienst. Verwendet wurde ein kompaktes Diversity-Antennenset auf dem Fahrzeugdach.

Diversity-System für Sirius Satellite Radio

Die Ergebnisse der Messungen des eindienstfähigen Schalt-Phasen-Diversity-Systems mit den Signalen des kompakten Diversity-Antennensets sind in Tabelle 8.4 gegeben. Obwohl das Antennenset nur den Bauraum einer Standard-Einzelantenne benötigt, wird eine starke Verbesserung der Audioverfügbarkeit erzielt. Die Gesamtdauer der Audioausfälle während der Messungen reduziert sich von 110,9 s mit der Einzelantenne auf nur noch 26,9 s mit Diversity.

Mehrdienstfähiges Diversity-System

Auch mit den Signalen des kompakten Diversity-Antennensets wurden Messungen mit dem mehrdienstfähigen Diversity-System durchgeführt. Die Pegelmessung wurde für den Einsatz bei *Sirius Satellite Radio* konfiguriert. Die Ergebnisse sind in Tabelle 8.5 dargestellt. Die Ausfalldauer des Audiosignals verbessert sich von 110,9 s mit der Einzelantenne durch den Einsatz des mehrdienstfähigen Diversity-Systems auf 25,4 s, was ebenfalls eine deutliche Reduzierung der Ausfalldauer ist.

Vergleich der beiden Ergebnisse

Eine Gegenüberstellung der Ergebnisse der beiden Diversity-Systeme unter Verwendung der Signale des kompakten Diversity-Antennensets ist in Tabelle 8.6 aufgeführt. Die Messwerte zeigen, dass zwischen den Audioverfügbarkeiten der

	Referenz	Diversity Mehrdienst
Messdauer in s	294,6	296,5
Mutedauer in s	110,9	25,4
Verfügbarkeit in %	62,4	91,4
Muteanteil in %	37,6	8,6

Tabelle 8.5: Ergebnisse der Messungen der aufgezeichneten Signale von *Sirius Satellite Radio* mit dem mehrdienstfähigen Diversity-System. Verwendet wurde ein kompaktes Diversity-Antennenset auf dem Fahrzeugdach.

	Referenz	Diversity Sirius	Diversity Mehrdienst
Messdauer in s	294,6	295,1	296,5
Mutedauer in s	110,9	26,9	25,4
Verfüg. in %	62,4	90,9	91,4
Muteanteil in %	37,6	9,1	8,6

Tabelle 8.6: Vergleich der Ergebnisse der Messungen mit den Diversity-Systemen bei *Sirius Satellite Radio* unter Verwendung von aufgezeichneten Signalen dieses Dienstes. Die Signalaufzeichnung wurde mit einer Magnetfußantenne sowie dem kompakten Diversity-Antennenset auf dem Fahrzeugdach durchgeführt.

Diversity-Systeme zwar leichte Unterschiede bestehen, diese befinden sich jedoch im Bereich der Messgenauigkeit. Diversity ermöglicht eine starke Verringerung der Audioausfallzeiten gegenüber der Einzelantennen-Referenz von 110,9 s auf nur noch 25,4 s.

Abbildung 8.2 verdeutlicht die großen Unterschiede zwischen der Verwendung einer Einzelantenne und dem Einsatz des Schalt-Phasen-Diversity-Systems noch einmal anhand der Audioausfälle, welche während einer Messung aufgetreten sind. Auch ein Vergleich des eindienstfähigen Diversity-Systems mit dem mehrdienstfähigen System ist hiermit möglich. Es zeigt sich wiederum, dass sich die Ergebnisse beider Diversity-Systeme kaum unterscheiden, während beide eine starke Reduzierung der Audioausfälle gegenüber der Einzelantenne erzielen.

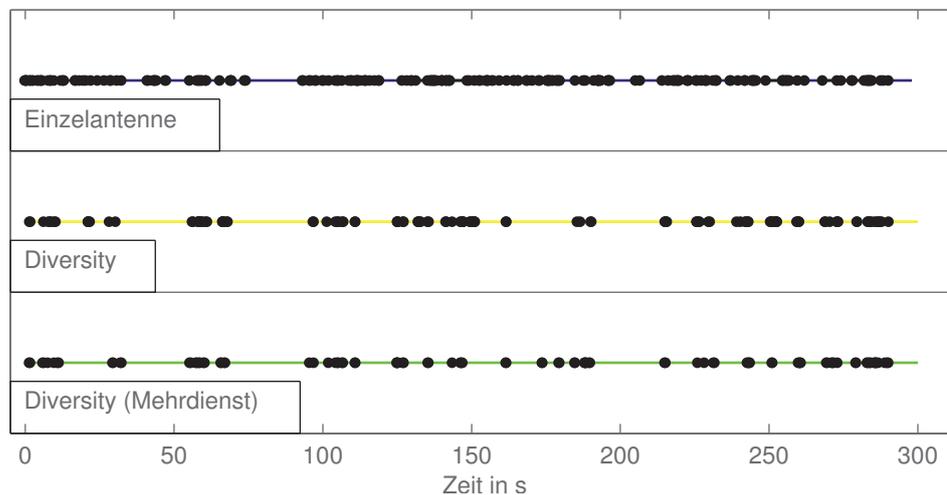


Abbildung 8.2: Darstellung der auftretenden Audioausfälle in der Vergleichsmessung der Einzelantennen-Referenz mit den beiden Diversity-Systemen mit aufgezeichneten Signalen von *Sirius Satellite Radio*. Die Aufzeichnung wurde mit einem kompakten Diversity-Antennenset auf dem Fahrzeugdach erstellt.

8.2 Audioverfügbarkeit bei europäischem Satellitenradio

Auf der in Kapitel 7.4.2 beschriebenen Teststrecke wurden Antennensignale aufgezeichnet. Die dabei verwendete Antennenanordnung besteht aus einem kompakten Diversity-Antennenset mit zwei Signalausgängen [59]. Diese Antennen benötigen gemeinsam nur die Fläche einer Standard-Einzelantenne. Das Antennenset wurde auf einer Massefläche auf dem Fahrzeugdach angebracht.

In Kapitel 7.4.2 wurde beschrieben, dass die Auswertung der Audioverfügbarkeit der Signale über eine ausgewählte Zeitspanne der Gesamtmessung erfolgt. Der Auswertungszeitraum endet weniger als 1 s nach dem Verstummen des am längsten verfügbaren Audiosignals. Anfangs- und Endpunkt der Audioauswertung sind für alle Signale identisch, daher bleibt die Vergleichbarkeit der Ergebnisse der verschiedenen Antennenanordnungen gewahrt. Die gesamte Dauer der ausgewerteten Audiosignale beträgt 25 s.

8.2.1 Messung mit einem kompakten Diversity-Antennenset

Auch für das Frequenzband des europäischen Satellitenradio wurde am *Institut für Hoch- und Höchstfrequenztechnik* ein kompaktes Diversity-Antennenset erstellt. Es bietet zwei Signalausgänge für das Diversity-System und benötigt lediglich eine Fläche von $32 \text{ mm} \times 32 \text{ mm}$ [57, 59]. Das Antennenset ist für eine HEO-Satellitenkonstellation optimiert. Wie in Kapitel 7.4.2 erwähnt wurde, konnten an der Teststrecke auf dem Campus der Universität lediglich mittlere Elevationswinkel $\theta \leq 45^\circ$ gemessen werden. Trotzdem wurden Antennensignale auf dieser Messstrecke aufgezeichnet, um die Funktion des Diversity-Systems damit zu messen und zu optimieren. Das kompakte Diversity-Antennenset bietet aufgrund des falschen Elevationswinkels zwei sehr unterschiedliche Signalpegel. Die hieraus resultierende Pegeldiskrepanz wurde bei der Wiedergabe durch die Dämpfung des stärkeren der beiden Antennensignale um 5 dB ausgeglichen. Diese Maßnahme ist nur aufgrund der Eigenschaften der Messstrecke erforderlich. Sie wird bei Messungen mit echten Satellitensignalen (sobald diese verfügbar sind) nicht benötigt.

Aufgrund der kurzen Messstrecke wurde die Aufzeichnung mit Schrittgeschwindigkeit durchgeführt. Um das Potential des Diversity-Systems zu zeigen, wurden die hier dargestellten Messungen der Audioverfügbarkeit mit einer Mittelung der Pegelmesswerte – wie in Kapitel 6.2 beschrieben – erstellt. Jeder Pegelwert, mit dem das Diversity-System arbeitet, wird hierfür als Mittelwert aus 4 Pegelmessungen berechnet. Zwischen den Testsequenzen wird keine Pause eingefügt. Die Periode der Diversity-Aktivität beträgt 500 μs . Der Einfluss dieser Parameter auf die Verfügbarkeit ist in Kapitel 6.2 beschrieben. Im Rahmen der Vergleichsmessungen soll hier lediglich die Eignung des mehrdienstfähigen Diversity-Systems für den Einsatz in verschiedenen Satellitenradio-Diensten gezeigt werden. Es wird daher auf eine wiederholte Untersuchung der Audioverfügbarkeiten bei Veränderung dieser Parameter verzichtet. Der Vergleich der Messergebnisse des eindienstfähigen mit dem mehrdienstfähigen Diversity-System erfolgt mit gleichen Einstellungen

	Antenne 1	Antenne 2	Diversity EU-SDARS
Messdauer in s	25,0	25,0	25,0
Mutedauer in s	21,7	24,1	5,9
Verfügbarkeit in %	13,4	3,8	76,4
Muteanteil in %	86,6	96,2	23,6

Tabelle 8.7: Ergebnisse der Messungen mit dem Diversity-System für europäisches Satellitenradio. Verwendet wurde ein kompaktes Diversity-Antennenset auf dem Fahrzeugdach.

in beiden Systemen.

Diversity-System für europäische Satellitenradio-Dienste

Die aufgezeichneten Signale wurden für Messungen in die Signaleingänge des Diversity-Systems für europäische Satellitenradio-Dienste nach Abbildung 4.2b eingespeist. Ausgewertet wurden die Audioverfügbarkeiten der beteiligten Einzelantennen sowie ihre Verschaltung mit Hilfe des Diversity-Systems. Die Ergebnisse der Audioauswertung sind in Tabelle 8.7 gegeben. Sie zeigen, dass gegenüber einer Einzelantenne eine große Verbesserung der Verfügbarkeit durch Diversity erreicht wird. Die Ausfallzeit des Audiosignals wird von 21,7 s reduziert auf 5,9 s.

Mehrdienstfähiges Diversity-System

Das mehrdienstfähige Diversity-System wurde ebenfalls mit den aufgezeichneten Signalen des kompakten Diversity-Antennensets für europäische Satellitenradio-Dienste gemessen. Hierfür wurde die Pegelmessung entsprechend programmiert (LO-Frequenz, FIR-Filterkoeffizienten) sowie die Verstärker mit integrierten Bandfiltern durch diejenigen für europäische Satellitenradio-Dienste ausgetauscht.

Die Messergebnisse der Audioverfügbarkeit sind in Tabelle 8.8 gegeben. Sie zeigen eine Verringerung der Audioausfallzeiten von 21,9 s bei Verwendung einer Einzelantenne auf 3,6 s beim Einsatz des Schalt-Phasen-Diversity-Systems. Dies bedeutet eine starke Verbesserung der Verfügbarkeit durch Diversity.

	Antenne 1	Antenne 2	Diversity Mehrdienst
Messdauer in s	25,0	25,0	25,0
Mutedauer in s	21,9	24,1	3,6
Verfügbarkeit in %	12,3	3,6	85,7
Muteanteil in %	87,7	96,4	14,3

Tabelle 8.8: Ergebnisse der Messungen mit dem mehrdienstfähigen Diversity-System mit Signalen für europäische Satellitenradio-Dienste. Verwendet wurde ein kompaktes Diversity-Antennenset auf dem Fahrzeugdach.

8.2. AUDIOVERFÜGBARKEIT BEI EUROPÄISCHEM SATELLITENRADIO

	Diversity EU-SDARS	Diversity Mehrdienst
Messdauer in s	25,0	25,0
Mutedauer in s	5,9	3,6
Verfügbarkeit in %	76,4	85,7
Muteanteil in %	23,6	14,3

Tabelle 8.9: Vergleich der Messergebnisse zwischen dem eindienstfähigen und dem mehrdienstfähigen Diversity-System mit Signalen für europäische Satellitenradio-Dienste.

Vergleich der beiden Ergebnisse

Um die Funktion des mehrdienstfähigen Diversity-Systems im Frequenzband der europäischen Satellitenradio-Dienste zu zeigen, werden in Tabelle 8.9 die Ergebnisse dieses Systems denen des eindienstfähigen Systems gegenübergestellt. Es zeigt sich, dass nahezu kein Unterschied der Audioverfügbarkeit zwischen den beiden Systemen besteht. Die Abweichungen liegen im Rahmen der Messgenauigkeit. Beide Diversity-Systeme bieten gegenüber den Einzelantennen eine enorme Reduzierung der Audioausfallzeiten im gemessenen Szenario von 21,9 s auf 3,6 s.

Abbildung 8.3 zeigt die gemessenen Audiopegel der beiden Diversity-Systeme im Vergleich. Diversity ermöglicht auch den Empfang von Signalen, wenn keine der beiden Einzelantennen ein ausreichendes SNR liefert. Zwei Gründe sind dafür anzuführen. Die Überlagerung der Signale ermöglicht durch das schnelle Schalten sogar im Mehrwegeszenario das Erzielen eines Zusatzgewinns gegenüber einer Einzelantenne. Des Weiteren ist durch die kurzen Reaktionszeiten die Auswahl der Antennensignale so möglich, dass tiefe Signaleinbrüche umgangen werden. Hierdurch stehen dem Empfänger länger und häufiger verwertbare Signale zur Verfügung, der Puffer für das Deinterleaving läuft selbst in schwierigen Empfangsbedingungen langsamer leer.

KAPITEL 8. MESSUNGEN DER AUDIOVERFÜGBARKEIT BEI ZWEI SATELLITENRADIO-DIENSTEN

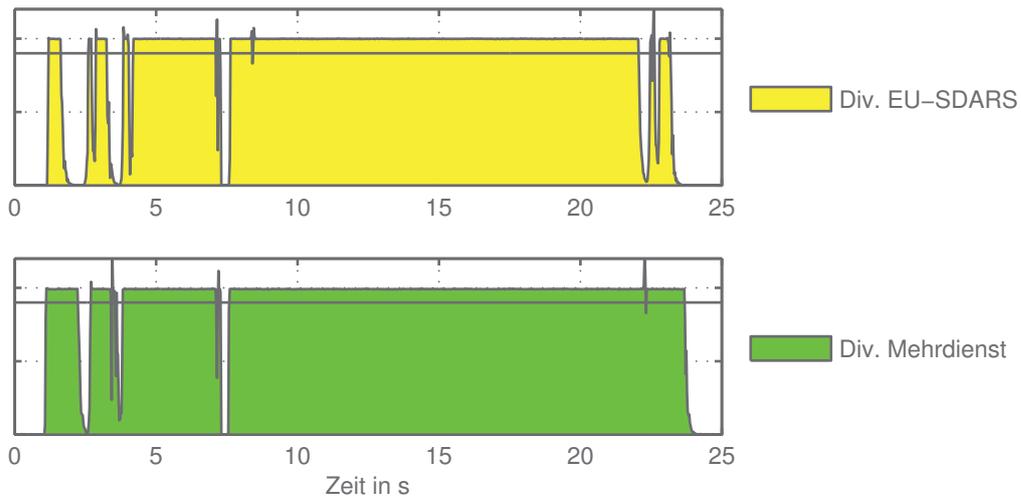


Abbildung 8.3: Audiosignalpegel in der Vergleichsmessung der Einzelantennen mit dem Diversity-System für einen Satellitenradio-Dienst sowie dem mehrdienstfähigen Diversity-System. Verwendet wurde ein kompaktes Diversity-Antennenset für europäische Satellitenradio-Dienste auf dem Fahrzeugdach. Die horizontale, durchgezogene schwarze Linie zeigt den Schwellwert bei der Erkennung der Audioausfälle an.

9 Diversity-System als integrierter Schaltkreis

Die Anforderungen der Automobilhersteller an die Empfangssysteme für Satellitenradio-Dienste im Fahrzeug sind sowohl durch Kostendruck als auch durch geringen Platzbedarf gekennzeichnet. Daraus resultiert, dass auch Mehrantennen-Systeme nur den Bauraum einer Standard-Einzelantenne benötigen dürfen. Die Realisierung verschiedener Diversity-Sets mit drei integrierten Antennen wurde bereits gezeigt [59]. Ein solches Set benötigt beispielsweise einen Bauraum von $39 \text{ mm} \times 39 \text{ mm} \times 17 \text{ mm}$, womit es zusammen mit anderen Antennen für GPS und Mobilfunk unter einem automobilen Dachradom Platz findet. Neben dem Antennenset muss jedoch auch die Diversity-Schaltung sowie die LNAs der Einzelantennen untergebracht werden. Eine diskret aufgebaute Diversity-Struktur kann zwar sehr klein realisiert werden, jedoch ist die Erstellung eines integrierten Schaltkreises (Integrated Circuit (IC)) hier kosteneffizienter.

Weitere Randbedingungen, welche vom Diversity-System eingehalten werden müssen, werden durch Spezifikationen der Satellitenradio-Diensteanbieter vorgegeben. Diese betreffen vor allem Antennengewinn und G/T (Gewinn im Verhältnis zur Rauschtemperatur der Antenne [73, 92]) sowie die Rauschzahl der Kombination von Antenne und LNA. Die Einhaltung dieser Spezifikationen ist für eine Freigabe aller verkäuflichen Antennen durch den Satellitenradio-Anbieter erforderlich. Durch diese Maßnahme soll vermieden werden, dass Kunden wegen schlechter Antennen unzufrieden mit der Verfügbarkeit des Satellitenradio-Dienstes sind. Auch die maximale Stromaufnahme eines Diversity-Antennenmoduls ist spezifiziert, um eine Speisung vom Empfänger aus durch das HF-Kabel zu ermöglichen.

9.1 Systemkonzept für ein Diversity-IC

In einem öffentlichen Förderprojekt durch das *Bayrische Staatsministerium für Wirtschaft, Infrastruktur, Verkehr und Technologie* wird ein Mehrantennen-Diversity Empfangssystem für Europäisches Satellitenradio (MEESAR) erstellt. Um die universelle Einsetzbarkeit des ICs zu ermöglichen, wird jedoch eine breitbandige Realisierung erarbeitet, wie sie in Kapitel 4 bereits für den diskreten Aufbau beschrieben wurde. Die Vorteile, welche sich aus der Verwendung eines ICs anstelle einer diskreten Schaltung ergeben, sind geringerer Platzverbrauch und geringere Kosten des Gesamtsystems durch die hohe Integration. Mit diesem können die zu Beginn dieses Kapitels aufgelisteten Anforderungen an ein Satellitenradio-Empfangssystem in der Automobilindustrie kosteneffizient und platzsparend realisiert werden. Die gesammelten Erfahrungen und Untersuchungsergebnisse im Rahmen

dieser Arbeit werden im Folgenden für die Spezifikation eines solchen Diversity-ICs eingesetzt.

Grundsätzlich ist die Architektur eines Diversity-Systems im IC sehr ähnlich zu der des diskret aufgebauten Systems, wie es bereits in Kapitel 4.2 beschrieben wurde. Auch im IC wäre prinzipiell die Parallelauswertung realisierbar. Allerdings zeigen bereits die Untersuchungen in Kapitel 5.6, dass den erweiterten Systemkosten durch die Parallelauswertung nur geringe Verbesserungen in der Audioverfügbarkeit gegenüberstehen. Um die Komplexität des ICs und damit dessen Kosten so gering wie möglich zu halten, wird auf die Parallelauswertung verzichtet.

Die Entwicklungskosten eines ICs sind unabhängig von der Stückzahl produzierter Einheiten. Aus diesem Grund ist es vorteilhaft, wenn das Anwendungsgebiet des ICs ein möglichst großes Spektrum umfasst. Daher ist die Implementierung so vorzunehmen, wie in Kapitel 4.2.2 beschrieben wurde. Es muss sowohl eine Steuerung des ICs vom Empfänger aus möglich sein, als auch die Ausführung des Diversity-Algorithmus auf dem IC selbst. Wie bereits erwähnt wurde, ergibt sich hieraus eine notwendige Begrenzung der maximalen Stromaufnahme, welche 100 mA beträgt. Ein Stromaufnahmeplan, der die Einhaltung dieses Grenzwertes unter Beibehaltung der Funktion und vor allem der Linearitätseigenschaften des ICs ermöglicht, wurde durch sorgfältige Planung am *Institut für Hoch- und Höchstfrequenztechnik* erstellt.

Ein Blockschaltbild des Diversity-ICs ist in Abbildung 9.1 dargestellt. Nicht dargestellt sind darin die Steuerverbindungen zwischen dem Controller und den von ihm gesteuerten Komponenten (Phasenschieber, Verstärker der Signalüberlagerung, LO der Frequenzumsetzung sowie die Pegelmessschaltung) sowie die Signalleitungen vom ADU zum Controller.

Die LNAs der einzelnen Antennen werden zur Optimierung der Rauschzahl außerhalb des ICs realisiert. Im IC ist die symmetrische Signalführung vorteilhaft, da hier die einzelnen Schaltungsteile nahe beieinander liegen. Bei asymmetrischer Signalisierung würden Gleichanteilstörungen das Signal verfälschen. Aufgrund der niedrigen Signalpegel der Satellitenradio-Signale würde dadurch die Funktion des Systems wesentlich beeinflusst werden.

Abbildung 9.1a zeigt die LNAs, Phasenschieber (welche zugleich als Schalter dienen), Signalüberlagerungseinheit und Filterung im Hauptpfad. Die Auskopplestelle, an der ein Teil der Signalleistung zur Pegelmessung abgetrennt wird, befindet sich am Ausgang des SAW-Filters. Daran angeschlossen folgt auf dem Pfad zum Empfänger die letzte Verstärkerstufe sowie die Auftrennung der auf dem HF-Kabel geführten Signale (Versorgungsspannung, HF-Signal sowie Steuersignal vom Empfänger). In Abbildung 9.1b sind die Komponenten der Pegelmesseinheit abgebildet. Nach der Auskopplung eines Teils des überlagerten Antennensignals wird dieser zunächst verstärkt und dann auf die ZF heruntergemischt. Dort erfolgt eine weitere Filterung des Signals mit einem externen SAW-Filter, um eine ausreichende Unterdrückung von unerwünschten Signalanteilen zu ermöglichen. Im IC wird schließlich die Pegelmessung durchgeführt. Das Ergebnis wird über eine Integrationseinheit geleitet, um kurzfristige Pegelschwankungen durch die Signalmodulation sowie Rauschanteile zu unterdrücken. Schließlich erfolgt die Di-

9.1. SYSTEMKONZEPT FÜR EIN DIVERSITY-IC

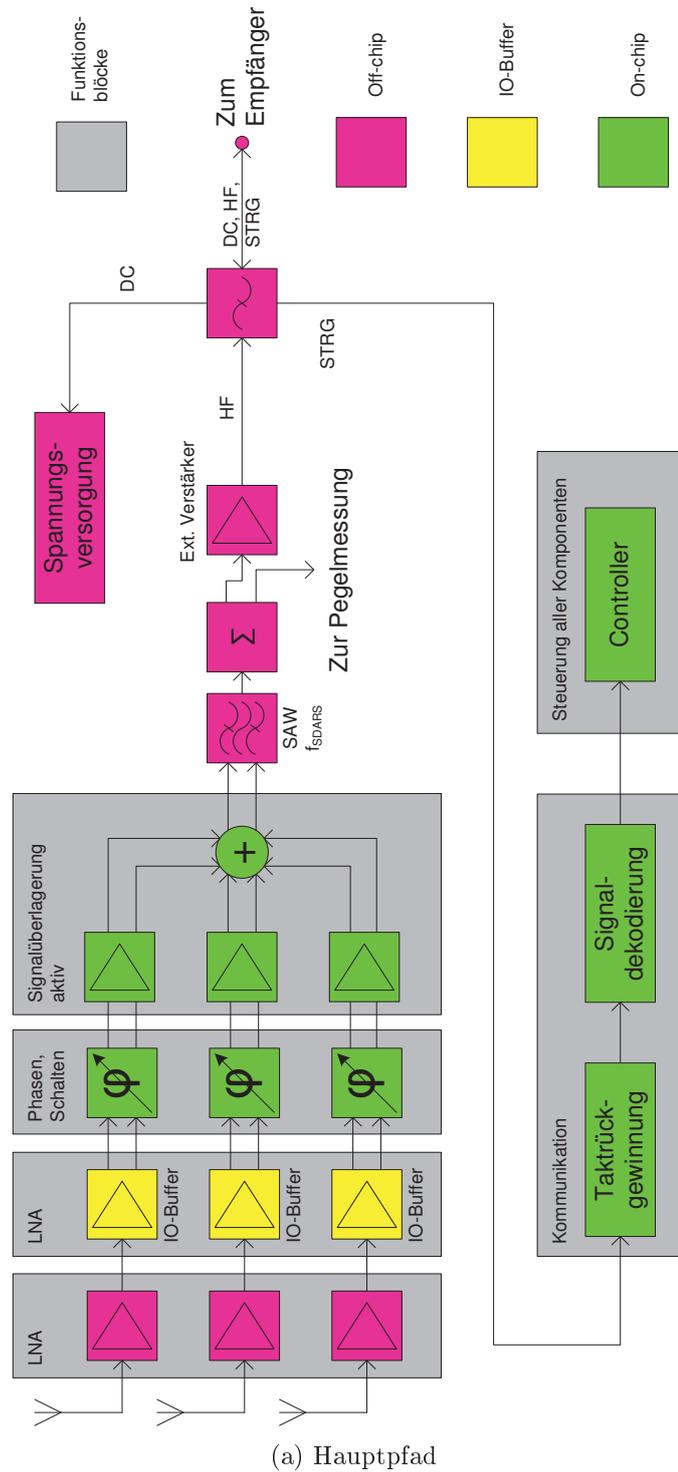
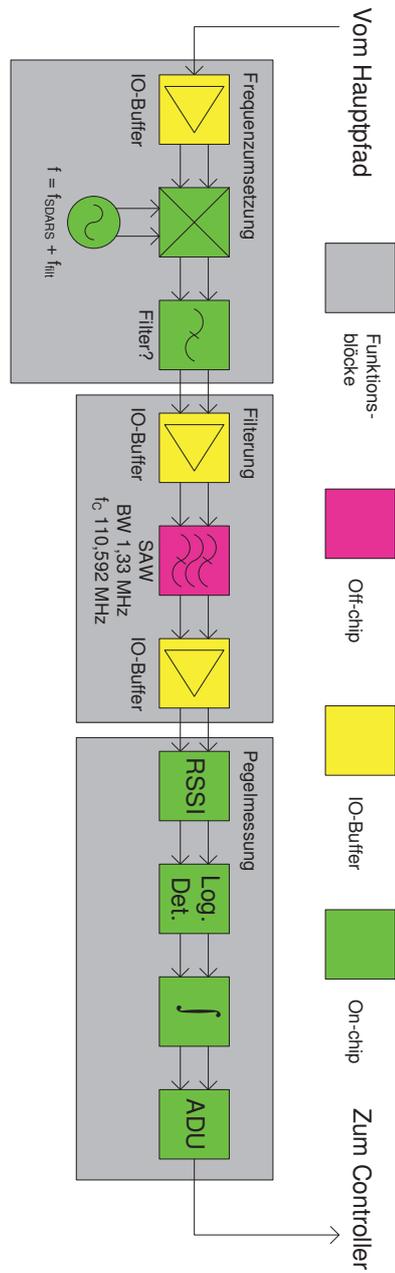


Abbildung 9.1: Blockschaltbild des Diversity-ICs. Abbildung 9.1a zeigt den Pfad von den Antennen zum Empfänger. Der Messpfad ab der Auskopelstelle ist in Abbildung 9.1b dargestellt.



(b) Messpfad

Abbildung 9.1: Blockschaltbild des Diversity-ICs. Abbildung 9.1a zeigt den Pfad von den Antennen zum Empfänger. Der Messpfad ab der Auskopplestelle ist in Abbildung 9.1b dargestellt.

gitalisierung des Pegelwertes für die Weiterverarbeitung im Controller.

9.2 Bestimmung der Eigenschaften der Funktionsblöcke

Bei der Bestimmung der Eigenschaften der Funktionsblöcke müssen sowohl die zu erwartenden Signale der zu unterstützenden Satellitenradio-Dienste berücksichtigt werden, als auch mögliche Störsignale. Dabei kommt es sowohl auf die Bandbreiten und Frequenzen dieser an, als auch auf deren Pegel. Außerdem sind Einschränkungen zu berücksichtigen, welche sich dadurch ergeben, dass die Schaltung innerhalb eines ICs realisiert ist. Schließlich müssen die Komponenten so aufeinander abgestimmt werden, dass typische Anforderungen an Satellitenradio-Antennen erfüllt werden, wie sie in der Automobilindustrie üblich sind. Im Rahmen dieser Arbeit sind damit die Gesamtverstärkung und Rauschzahl der Empfangskette gemeint. Ebenfalls erfüllt werden müssen unter anderem Anforderungen an die Temperaturbeständigkeit der Schaltung und ihre Robustheit gegenüber elektrostatischen Entladungen (Electrostatic Discharge (ESD)), sowie an das Antennenmodul insgesamt (Wasserdichtigkeit, Temperaturverhalten, ...), welche aber nicht im Rahmen dieser Arbeit betrachtet werden.

9.2.1 Signalpfad zum Empfänger

Zunächst wird der Signalpfad von den Antennen zum Empfänger betrachtet. Die Reflexionsdämpfung am Eingang der Schaltung wird hier bestimmt durch die LNAs. Am Ausgang sind der externe Verstärker sowie die Filterstruktur zur Auftrennung von HF, Versorgungsspannung und Steuerkommandos relevant. Deren Design ist allerdings nicht Gegenstand dieser Arbeit. Stattdessen sollen hier die Anforderungen an die Verstärkungen beziehungsweise Dämpfungen und den 1 dB-Kompressionspunkt $P_{1\text{ dB}}$ (die Leistung, ab welcher die Verstärkung durch Sättigung um 1 dB verringert ist) der einzelnen Schaltungskomponenten betrachtet werden. Aus diesen ergeben sich die entsprechenden Eigenschaften der Gesamtschaltung. Die ermittelten Werte geben, aufbauend auf Erfahrungen mit diskret aufgebauten Diversity-Systemen, eine günstigen Realisierung des ICs vor. Aus diesem Grund kann eine vergleichbare Leistungsfähigkeit des Diversity-ICs erwartet werden. In Zusammenarbeit mit dem *Lehrstuhl für technische Elektronik* der *Friedrich-Alexander-Universität Erlangen-Nürnberg*, welcher für die Implementierung des ICs verantwortlich ist, wurde das Blockschaltbild aus Abbildung 9.1 erarbeitet. Die Systemarchitektur ist dabei an das diskret aufgebaute Schalt-Phasen-Diversity-System angelehnt, wurde jedoch unter Berücksichtigung der Eingaben des *Lehrstuhls für technische Elektronik* für eine Realisierung im IC überarbeitet und angepasst.

Anforderungen an die Gesamtschaltung ergeben sich aus Spezifikationen von Automobilherstellern sowie Satellitenradio-Diensteanbietern, welche für die Empfangssysteme herausgegeben werden. Im Rahmen dieser Arbeit soll dabei vor al-

	Gewinn in dB	Gewinn bis zum Ausgang in dB
LNA 1. Stufe	+18,0	+18,0
LNA IO-Buffer	+10,0	+28,0
Phasenschieber	-4,4	+23,6
Signalüberlagerung	+4,4	+28,0
SAW-Filter	-6,0	+22,0
Signalauskopplung	-0,7	+21,3
Ext. Verstärker	+11,7	+33,0
Signaltrennung	-0,5	+32,5
HF-Kabel	-5,0	+27,5
Gesamt		+27,5

Tabelle 9.1: Gewinn der einzelnen Schaltungsblöcke des Diversity-ICs sowie Gewinn vom Eingang der Schaltung bis zum Ausgang des jeweiligen Blocks.

lem die Einhaltung des Gewinns sowie der Rauschzahl betrachtet werden. Für die optimale Aussteuerung des Satelliteradio-Empfängers ist ein Gewinn im Bereich von 27 dB bis 30 dB erforderlich. Die Rauschzahl der gesamten Empfangskette (inklusive des Verbindungskabels zwischen Diversity-Antennenset und Empfänger) sollte 0,9 dB nicht überschreiten.

Gewinn beziehungsweise Dämpfung der Schaltungskomponenten

Eine wichtige Eigenschaft von aktiven Satellitenradio-Antennen ist der Gewinn des Antennenmoduls. Er muss ausreichend hoch sein, um den schwachen Signalpegel der Satellitensignale an der Empfangsantenne in den Empfindlichkeitsbereich des Satellitenradio-Empfängers anzuheben. Allerdings darf er wiederum nicht zu groß sein, um den für kleine Eingangsleistungen optimierten Tuner nicht zu übersteuern. Daher soll das Diversity-IC einen Gewinn von 27 dB bis 32 dB aufweisen (ohne Berücksichtigung des Verbindungskabels zum Empfänger). Da derart hohe Gewinne bei den geforderten niedrigen Rauschzahlen nicht mit einem einstufigen Verstärker realisierbar sind, kommen zwei- oder dreistufige Designs zum Einsatz.

Der Gesamtgewinn des Diversity-Antennenmoduls hängt jedoch nicht nur von den Verstärkungen der einzelnen Stufen des LNAs ab. Auch die Dämpfungswerte der beteiligten Schaltungsteile müssen hier berücksichtigt werden. Insbesondere die Durchgangsdämpfungen der Phasenschieber, des Kombinator sowie des SAW-Filters müssen niedrig genug sein, damit die Gesamtverstärkung die erforderlichen Werte erreicht. Tabelle 9.1 zeigt eine beispielhafte Auflistung von Gewinn- und Dämpfungswerten der Schaltungsblöcke aus Abbildung 9.1a (Pfad zum Empfänger) sowie die resultierende Gesamtverstärkung. Sie basieren auf ersten Simulationsergebnissen der Funktionsblöcke.

	Gewinn in dB	Rauschzahl in dB	Rauschzahl am Ausgang in dB
LNA 1. Stufe	+18,0	0,65	0,65
LNA IO-Buffer	+10,0	2,00	0,68
Phasenschieber	-4,4	4,40	0,69
Signalüberlagerung	+4,4	8,00	0,78
SAW-Filter	-6,0	6,00	0,80
Signalauskopplung	-0,7	0,70	0,80
Ext. Verstärker	+11,7	1,50	0,81
Signaltrennung	-0,5	0,50	0,81
HF-Kabel	-5,0	5,00	0,82
Gesamt	+27,5		0,82

Tabelle 9.2: Gewinn und Rauschzahl der einzelnen Stufen sowie der Gesamtschaltung im Hauptpfad des Diversity-ICs.

Rauschzahl der Empfangsschaltung

Die Rauschzahl der Gesamtschaltung wird von den Gewinn- beziehungsweise Dämpfungswerten der Schaltungsteile sowie deren Rauschzahlen beeinflusst, welche in Tabelle 9.2 aufgelistet sind. Für das Schaltbild aus Abbildung 9.1a ergibt das Einsetzen dieser Werte in (2.2) die ebenfalls in Tabelle 9.2 angegebenen Zahlenwerte. Die erreichte Gesamt-rauschzahl erfüllt mit 0,82 dB die Spezifikation von 0,9 dB.

Linearitätsbereich der Diversity-Schaltung

Neben den Anforderungen an Verstärkung und Rauschzahl ist auch die Linearität der Gesamtschaltung ein wichtiges Kriterium. Regelmäßig auftretende Störer mit hoher Sendeleistung dürfen nicht zu einer Verschlechterung des Satellitenradio-Empfangs führen. Beispielhaft soll dies anhand der UMTS-Signale gezeigt werden, welche im Frequenzbereich direkt unterhalb des Spektrums des europäischen Satellitenradios liegen, wie in Abbildung 4.19 bereits gezeigt wurde. Durch die unmittelbare Nähe der beiden Bänder zueinander ist eine Filterung des UMTS-Signals im S-Band nicht ausreichend möglich. Die UMTS-Signale kommen mit sehr viel größerer Leistung an der Antenne an, als die Satellitenradio-Signale. Bei einem angenommenen Dynamikbereich des Empfängers von 80 dB müsste das SAW-Filter eine Sperrdämpfung von mindestens 33 dB erreichen, damit der Satellitenradio-Empfang nicht durch das UMTS-Signal gestört wird. Da derzeit keine Empfänger für ein europäisches Satellitenradio am Markt verfügbar sind, ist die Angabe des Dynamikbereichs nur eine Schätzung. Hierbei wurde für das UMTS-Signal ein Empfangspegel von -10 dBm an der Satellitenradio-Antenne angenommen, während das Satellitenradio-Signal selbst mit einem Pegel von -123 dBm angenommen wurde. Diese Werte spiegeln sehr schlechte Empfangsbedingungen für das Satellitenradio-Signal wieder und stellen somit die Betrachtung des worst-

case dar. Die Leistung des Satellitenradio-Signals liegt unter idealen Empfangsbedingungen bei *Sirius Satellite Radio* bei etwa -96 dBm, wenn die Ausbreitungsdämpfung aus Tabelle 2.1 für einen HEO-Satelliten im Apogäum mit einer Sendeleistung von 4 kW und einem Gewinn der Sendeantenne von 27,2 dBi [12] angesetzt wird. Der Gewinn der Empfangsantenne beträgt im Rahmen der Rechnung etwa 4 dB. Bei einer Abschattung des Satellitensignals können sich auch sehr viel niedrigere Werte für den Empfangspegel ergeben. Eine variable Verstärkung in der Empfangskette schafft keine Abhilfe, da die stark unterschiedlichen Signal- und Störpegel gleichzeitig anliegen. Die geforderte Flankensteilheit des Filters mit einem Übergang vom Sperr- in den Durchlassbereich von wenigen Megahertz bei der Frequenz von 2,170 GHz ist sehr hoch, könnte aber möglicherweise durch Bulk Acoustic Wave (BAW)-Filter erfüllt werden [9]. Um die Anforderungen an das Filter abschließend beurteilen zu können, muss jedoch auf konkrete Daten zum europäischen Satellitenradio bei dieser Frequenz gewartet werden, da hier auch noch ein Schutzabstand zum UMTS-Signal verwendet werden dürfte.

Da die Filterung des UMTS-Signals wie beschrieben nicht möglich ist, muss die Linearität des Diversity-ICs so ausgelegt werden, dass trotz des starken Störers der Empfang der Satellitensignale nicht beeinflusst wird. Die Linearität des ICs wird bestimmt durch den 1 dB-Kompressionspunkt $P_{1 \text{ dB}}$ (in dieser Arbeit immer bezogen auf die Leistung am Ausgang des Schaltungsteils). Für die Bestimmung des Kompressionspunkts im IC ist die Versorgungsspannung wichtig, da sie in aktiven Komponenten die maximal erlaubte Spannung des Signals begrenzt. Das Diversity-IC soll mit einer Versorgungsspannung $VCC = 1,8$ V betrieben werden. Die Stromaufnahme darf für den Einsatz als stand-alone-Antennenmodul 100 mA nicht übersteigen, damit eine Speisung vom Empfänger aus durch das HF-Kabel möglich ist. Aus der Höhe der Versorgungsspannung berechnet sich der maximal mögliche Spannungshub zu $U_{\max} = VCC/2 = 0,9$ V. Um die Spezifikation nicht auf das absolute Optimum festzulegen, wird mit einem Sicherheitsabstand $V_{\max} = 0,75$ V definiert. Bei einer Impedanz von $R = 50 \Omega$ entspricht dies der Leistung

$$P_{1 \text{ dB,log.}} = 10 \cdot \log_{10} \left(\frac{\frac{1}{2} \frac{U_{\max}^2}{R}}{1 \text{ mW}} \right) \text{ dBm} = +7,5 \text{ dBm} \quad (9.1)$$

und dem Strom

$$I = \frac{0,75 \text{ V}}{50 \Omega} = 15 \text{ mA}. \quad (9.2)$$

Diese Leistung darf in keinem der Schaltungsteile innerhalb des Diversity-ICs überschritten werden. Hierzu müssen vor allem die Dämpfungen und Verstärkungen der Schaltungsblöcke sehr gut aufeinander abgestimmt werden. Tabelle 9.3 gibt eine mögliche Implementierung des Diversity-ICs an, bei welcher die Einhaltung der Linearität bis zu einer maximalen Störleistung von -23 dBm gewährleistet ist. Der Kompressionspunkt passiver Schaltungsblöcke außerhalb des ICs wurde mit $+20$ dBm angenommen. Da die Gesamtanordnung neben der Linearität auch die Anforderungen an Gewinn und Rauschzahl einhalten muss, ist eine größere Linearität mit gleichbleibender Versorgungsspannung nicht realisierbar.

9.2. BESTIMMUNG DER EIGENSCHAFTEN DER FUNKTIONSBLOCKE

	Gewinn in dB	P_1 dB,Ausg. in dBm	P_{out} in dBm $\frac{P_{Sig}}{dBm} = -123$	P_{out} in dBm $\frac{P_{in}}{dBm} = -23$
LNA 1. Stufe	+18,0	+8,0	-105,0	-5,0
LNA IO-Buffer	+10,0	+7,5	-95,0	+5,0
Phasenschieber	-4,4	+7,5	-99,4	+0,6
Signalüberlagerung	+4,4	+7,5	-95,0	+5,0
SAW-Filter	-6,0	+20,0	-101,0	-1,0
Signalauskopplung	-0,7	+20,0	-101,7	-1,7
Ext. Verstärker	+11,7	+10,0	-90,0	+10,0
Signaltrennung	-0,5	+20,0	-90,5	+9,5
HF-Kabel	-5,0	+20,0	-95,5	+4,5
Gesamt	+27,5		-95,5	+4,5

Tabelle 9.3: Abschätzung der Linearität des Diversity-ICs mit den Werten der Schaltungsblöcke im Hauptpfad, welche auch die Spezifikation von Gewinn und Rauschzahl erfüllen.

Allerdings stellt bei den angegebenen Leistungen der Dynamikbereich des Empfängers bereits eine Beschränkung dar, da das Nutzsignal um 100 dB kleiner ist als das Störsignal.

Die Werte in Tabelle 9.3 zeigen, dass das Diversity-IC eine lineare Verstärkung aufweist bis zu einer Eingangsleistung des Störsignals von -23 dBm. Bei dieser Eingangsleistung treten in der Schaltung Leistungen bis zu $+5$ dBm auf. Das mit Hilfe von (9.1) errechnete P_1 dB beträgt $+7,5$ dBm. Der verbleibende Puffer von $2,5$ dB wurde belassen, um Abweichungen der realisierten Schaltungsblöcke ausgleichen zu können.

Mit den dargestellten Werten von Gewinn beziehungsweise Dämpfung und den Rauschzahlen der Schaltungsblöcke ist die Einhaltung der gegebenen Spezifikationen erreicht. Die für die Rechnungen verwendeten Werte sind Zielgrößen, welche im realen Aufbau erreicht werden können. Die tatsächlich erreichten Werte von Gesamtgewinn, Rauschzahl und maximaler Eingangsleistung müssen bei Vorliegen der Messwerte der Schaltungsteile neu bestimmt werden. Endgültige Zahlen sind erst durch Messung des ersten Diversity-ICs mit vollständig enthaltenem HF-Pfad erzielbar.

9.2.2 Signalpfad zur Pegelmessung

Der Signalpfad für die Pegelmessung ist bis zum Auskoppelpunkt identisch mit dem Pfad zum Empfänger. Obwohl der Messpfad keinen Spezifikationen seitens der Automobilhersteller oder Diensteanbieter unterliegt, soll hier dennoch eine mögliche Implementierung beschrieben werden. Die Eigenschaften der Schaltungsblöcke sind so gewählt, dass insgesamt eine Rauschzahl von $2,34$ dB erreicht wird, ohne die Linearität der Schaltungsteile zu vernachlässigen. Tabelle 9.4 zeigt die ermittelten Werte für die einzelnen Blöcke sowie für die Gesamtschaltung.

	Gewinn in dB	Rauschzahl in dB	Rauschzahl am Ausgang in dB
LNA 1. Stufe	+18,0	0,65	0,65
LNA IO-Buffer	+10,0	2,00	0,68
Phasenschieber	-4,4	4,40	0,69
Signalüberl.	+4,4	8,00	0,78
SAW-Filter	-6,0	6,00	0,80
Signalauskoppl.	-10,0	10,00	1,00
IO-Buffer	+5,0	2,00	1,12
Mischer (passiv)	-5,0	5,00	1,27
Filter	-3,0	3,00	1,46
IO-Buffer out	+10,0	3,00	1,84
SAW-Filter	-9,0	9,00	2,08
IO-Buffer in	+10,0	3,00	2,34
Gesamt	+20,0		2,34

Tabelle 9.4: Gewinn und Rauschzahl der einzelnen Stufen sowie der Gesamtschaltung des Messpfads des Diversity-ICs.

Mit den in Tabelle 9.4 angegebenen Werten der einzelnen Stufen kann wiederum die Linearität der Schaltung überprüft werden. Der 1 dB-Kompressionspunkt passiver Schaltungsblöcke außerhalb des ICs wurde mit +20 dBm angenommen. Die Unterdrückung von Störsignalen ist dargestellt durch die doppelte Auflistung des SAW-Filters nach dem Mischer, wobei unterschiedliche Werte für das Signalband sowie im Sperrbereich angegeben sind. Die Ergebnisse dieser Betrachtung sind in Tabelle 9.5 dargestellt. Es zeigt sich, dass die Linearität des ICs im Leistungsbe- reich, in dem auch der Hauptpfad lineares Verhalten zeigt, nicht beeinträchtigt ist. Aus der Betrachtung der Störunterdrückung wird allerdings deutlich, dass eine enorme Selektivität des SAW-Filters im ZF-Teil der Schaltung gefordert ist. Erst mit einer Unterdrückung der Störsignale um 100 dB wird erreicht, dass der Pegel des Störsignals und der des Nutzsignals gleich groß sind. Da die Messungen der Signalpegel für die Phasenberechnung hierbei immer noch sehr stark durch die Störsignale beeinflusst werden, wäre eine noch größere Dämpfung vorteilhaft. Allerdings ist davon auszugehen, dass derart starke Störsignale alle Antennensig- nale in ungefähr gleichem Maße beeinträchtigen, so dass dieser Fall äquivalent zu einem kurzzeitig erhöhten Rauschpegel ist. Hier ist zwar eine Verschlechterung der Berechnungsgenauigkeit zu erwarten, aber kein Totalausfall des Systems. Der Messpfad des Diversity-ICs muss mit Rücksicht auf die gewonnenen Erkenntnis- se nach Bekanntwerden der Spezifikationen europäischer Satellitenradio-Dienste (vor allem der Bandaufteilung der einzelnen Dienstanbieter) unbedingt erneut betrachtet werden.

Da hinter dem SAW-Filter im ZF-Teil der Schaltung die Pegel des Störsignals extrem abgesenkt sind, ist nun die weitere Verstärkung des Signals möglich, ohne dass die Linearität der Schaltung gefährdet ist. Die im Weiteren erforderliche Ver-

	Gewinn in dB	P_1 dB in dBm	P_{out} in dBm $\frac{P_{Sig}}{dBm} = -123$	P_{out} in dBm $\frac{P_{Stör}}{dBm} = -23$
LNA 1. Stufe	+18,0	+8,0	-105,0	-5,0
LNA IO-Buffer	+10,0	+7,5	-95,0	+5,0
Phasenschieber	-4,4	+7,5	-99,4	+0,6
Signalüberlagerung	+4,4	+7,5	-95,0	+5,0
SAW-Filter	-6,0	+20,0	-101,0	-1,0
Signalauskopplung	-10,0	+20,0	-111,0	-11,0
IO-Buffer	+5,0	+5,0	-106,0	-6,0
Mischer (passiv)	-5,0	+5,0	-111,0	-11,0
Filter	-3,0	+5,0	-114,0	-14,0
IO-Buffer out	+10,0	+5,0	-104,0	-4,0
SAW-Filter (IB)	-9,0	+20,0	-113,0	
SAW-Filter (OOB)	-109,0	+20,0		-113,0
IO-Buffer in	+10,0	+5,0	-103,0	-103,0
Gesamt	+20,0		-103,0	-103,0

Tabelle 9.5: Linearität und Störunterdrückung des Messpfads im Diversity-IC. Frequenzselektive Bauteile sind mit getrennten Werten für das gewünschte Band („in-band“, IB) sowie außerhalb des Signalbands („out-of-band“, OOB) aufgeführt. Die Leistung P_1 dB ist bezogen auf den Ausgang des jeweiligen Schaltungsblocks.

stärkung richtet sich nach der Eingangsempfindlichkeit der Signalpegelmessung (RSSI) beziehungsweise nach dem Dynamikbereich der ADU. Zu diesen Schaltungsteilen sind aktuell noch keine Daten verfügbar.

9.3 Erstellung eines Hardware-Demonstrators

Die weiteren Untersuchungen im Rahmen dieses Projekts müssen sich zunächst mit der Evaluierung der ersten gefertigten Test-ICs der Schaltungsblöcke beschäftigen. Die Einhaltung der spezifizierten Werte muss überprüft werden, damit die Funktion des Diversity-ICs gewährleistet werden kann. Die im Rahmen dieser Arbeit untersuchten und erstellten Spezifikationen beruhen sowohl auf Vorarbeiten anderer Institutsmitarbeiter, als auch auf den im Rahmen dieser Arbeit beschriebenen, eigenen Untersuchungen, Simulationen und Messungen. Die simulations- und messtechnische Untersuchung der diskret aufgebauten, breitbandigen Phasenschieber in Kapitel 4.3 zeigte, dass ein solcher Aufbau die gestellten Anforderungen erfüllt. Die in Kapitel 5.2 und 5.3 ermittelten Spezifikationswerte der Pegelmessgenauigkeit geben auch die Anforderungen an die IC-Implementierung vor. Durch sorgfältige Untersuchung der integrierten Kettenschaltung in zahlreichen Berechnungen wurden die Gewinn- beziehungsweise Dämpfungswerte der Schaltungsteile unter Einhaltung der Linearität spezifiziert. Hierbei waren die Eingaben des *Lehrstuhls für technische Elektronik* der *Friedrich-Alexander-Uni-*

versität Erlangen-Nürnberg sehr willkommen und hilfreich.

Der in diesem Projekt entstehende Demonstrator wird in Testfahrten im Realszenario überprüft. Mit den bereits gezeigten Verbesserungen der Audioverfügbarkeit im Realszenario (unter Verwendung der diskret aufgebauten Diversity-Systeme) sind die Voraussetzungen für die Funktionsfähigkeit des Diversity-ICs erfüllt. Hier können dann weitere Erkenntnisse dieser Arbeit angewandt werden in Form der Kalibrierung der Pegelmessung sowie der Rauschkompensation.

10 Ausblick

In der vorliegenden Arbeit wurden Funktionsweise, Implementierung und Algorithmen eines mehrdienstfähigen Diversity-Systems vorgestellt und untersucht. Aus der Darlegung und Analyse der Möglichkeiten, aber auch der Einschränkungen des grundlegenden Verfahrens folgte die Anwendung der Ergebnisse für die Erstellung der Spezifikation des integrierten Diversity-Schaltkreises für das öffentliche Förderprojekt MEESAR. Weitere Untersuchungen sollten sich zukünftig mit einer Erweiterung des Algorithmus für die Empfangsoptimierung mehrerer Unterbänder eines Dienstes beschäftigen. So setzt beispielsweise *Sirius Satellite Radio* neben einem HEO-Satelliten auch einen GEO-Satelliten ein, wie bereits in Kapitel 2.3 dargelegt wurde.

Die Optimierung der Verschaltung und Gleichphasung der Antennensignale berücksichtigt bisher lediglich einen Satelliten. Die entsprechende Erweiterung der Pegelmessschaltung, welche mehrere Teilbänder gleichzeitig oder in kurzer Abfolge messen kann, ist ohne Änderung der Hardware möglich. Zur Vervielfältigung der digitalen Messlogik innerhalb des FPGAs muss lediglich eine ausreichende Anzahl von Gattern und DSP-Blöcken verfügbar sein. Komplexer ist die Realisierung eines Algorithmus zur Wahl des zu optimierenden Bandes. Erste Untersuchungen haben gezeigt, dass es hier nicht ausreicht, das Signal mit dem jeweils höheren Pegel zu optimieren. Stattdessen ist eine an die Signalverarbeitung im Empfänger angepasste Vorgehensweise zur Auswahl des und zum Wechsel zwischen den Unterbändern notwendig.

Die Anwendbarkeit und Funktionsfähigkeit des mehrdienstfähigen Diversity-Systems konnte bei zwei sehr unterschiedlichen Diensten anhand von aufgezeichneten Signalen gezeigt werden. Weitere Messungen im Feld müssen hier noch die Eignung für den Einsatz im Realszenario beweisen. Dies war aufgrund des großen Zeitaufwands für die Vorbereitung und Durchführung sowie jahreszeitbedingter Einschränkungen nicht mehr im Rahmen dieser Arbeit durchführbar.

Auch dem Empfang von Signalen des Dienstes *XM Satellite Radio* stehen keine Beschränkungen der Hardware entgegen. Hier ist ein geeigneter Algorithmus in Arbeit, welcher die komplexere Bandstruktur im Vergleich zu *Sirius Satellite Radio* berücksichtigt. Dazu werden Erkenntnisse aus den laufenden Untersuchungen zur Unterstützung mehrerer Unterbänder bei *Sirius Satellite Radio* gewinnbringend eingesetzt. Beide Untersuchungen können auf die in Kapitel 7.2 vorgestellten Werkzeuge zur Analyse aufgezeichneter Antennensignale zurückgreifen. In Messfahrten wurden 2008 in den USA Signale von *XM Satellite Radio* und *Sirius Satellite Radio* aufgezeichnet, so dass auf Basis dieser Daten Simulationen durchgeführt und schließlich Messungen gemacht werden können.

Zukünftig müssen auch Messungen mit dem integrierten Diversity-Schaltkreis

durchgeführt werden, um dessen Funktion zu untersuchen. Zunächst ist hier die Einhaltung der spezifizierten Werte zu überprüfen. Ist diese sichergestellt, so kann ein Demonstrator aufgebaut werden, in welchem das IC eingesetzt wird. Mit Hilfe dieser Hardware können bei unterschiedlichen europäischen und amerikanischen Satellitenradio-Diensten Messfahrten durchgeführt werden.

Da sich derzeit die europäischen Satellitenradio-Dienste noch in der Entstehung befinden, kann hier das Schalt-Phasen-Diversity unmittelbar in der Spezifikation berücksichtigt werden. Dies ist beispielsweise bereits für eine Fahrzeug-Empfangsantenne geschehen für den Satellitenradio-Dienst von *Ondas*. Durch die Einbeziehung des Schalt-Phasen-Diversity-Systems kann hier ein erhöhter Link-Margin genutzt werden, um mehr Nutzdaten (Sprachkanäle, ...) oder eine erhöhte Verfügbarkeit für den Endkunden bereitzustellen, ohne senderseitig mehr Leistung oder einen umfassenderen Fehlerschutz zu benötigen. Durch die Integration der Pegelmessung und der Entscheidungslogik im Empfänger kann mit minimalem Mehraufwand im Antennenmodul eine Verbesserung der Dienstqualität für den Hörer erzielt werden.

Insgesamt konnte mit den im Rahmen dieser Arbeit durchgeführten Untersuchungen gezeigt werden, dass das Schalt-Phasen-Diversity eine eindeutige Verbesserung der Empfangsqualität beim mobilen Empfang von Satellitenradio-Diensten in den beiden betrachteten Frequenzbändern ermöglicht. Auch die Verwendung eines einzigen Systemaufbaus für verschiedene Dienste konnte gezeigt werden. Durch die Analyse des Phasenberechnungsalgorithmus als zentralem Teil des Systems ist eine gute Kenntnis der Grenzen des Verfahrens gegeben. Dies ermöglicht die fundierte Spezifikation für den Einsatz in der Automobilindustrie. Mit der zukünftigen Verfügbarkeit eines integrierten Diversity-Schaltkreises auf Basis der hier erstellten Spezifikation ist ein breiter Einsatz des Diversity-Systems absehbar.

Literatur

- [1] *8-bit AVR Instruction Set*. 0856E-AVR-11/05. Application Note. Atmel Corporation. 2005.
- [2] A.M. Abbosh. „Ultra-Wideband Phase Shifters“. In: *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on* 55.9 (Sep. 2007), S. 1935–1941.
- [3] *AVR200: Multiply and Divide Routines*. 0936D-AVR-09/09. Application Note. Atmel Corporation. 2009.
- [4] D. Barié and, L. Reiter und S. Lindenmeier. „Fast Switched Diversity for optimization of S-band SDARS reception“. In: *Wireless Technology Conference (EuWIT), 2010 European*. Sep. 2010, S. 45–48.
- [5] Daniel Ehrhard Wilhelm Barié. „Verbesserung des mobilen digitalen Satellitenrundfunkempfangs durch schnell schaltende Antennendiversity-Verfahren“. Dissertation. Universität der Bundeswehr München, Fakultät für Elektrotechnik und Informationstechnik, 2009. URL: <http://137.193.200.7:8081/download/86273/86273.pdf>.
- [6] D. Barié u. a. „Concept Studies of Scanning and Combined Scan-Phase Antenna Diversity Systems for SDARS“. In: *Frequenz* 62.9–10 (2008), S. 257–261.
- [7] Chris Bergin. *ILS Proton-M launches with SIRIUS FM-5*. [Online]. Juni 2009. URL: <http://www.nasaspaceflight.com/2009/06/ils-proton-m-launches-with-sirius-fm-5/>.
- [8] Chris Bergin. *ILS successfully launches SIRIUS XM-5 via Proton-M*. [Online]. Okt. 2010. URL: <http://www.nasaspaceflight.com/2010/10/live-ils-launch-sirius-xm-5-proton-m-2/>.
- [9] F.Z. Bi und B.P. Barber. „Bulk acoustic wave RF technology“. In: *Microwave Magazine, IEEE* 9.5 (Okt. 2008), S. 65–80.
- [10] Harald Bochmann und Norbert Eilers. „Empfänger für Radiowellen mit mehreren Antennen“. 0 319 782 B1. 1989.
- [11] D.G. Brennan. „Linear Diversity Combining Techniques“. In: Bd. 47. 6. Juni 1959, S. 1075–1102.
- [12] Robert D. Briskman und Robert J. Prevaux. „S-DARS broadcast from inclined, elliptical orbits“. In: *Acta Astronautica* 54.7 (2004), S. 503–518.
- [13] Bundesnetzagentur – Referat 414. *UMTS – der Multimedia-Mobilfunk*. [Online]. 2011. URL: <http://emf2.bundesnetzagentur.de/pdf/Mobilfunk-BNetzA.pdf>.

- [14] George C. Clark und J. B. Cain. *Error-Correction Coding for Digital Communications*. 2. Aufl. New York: Plenum Press, 1982.
- [15] Michael Eberhardt. „Ein neues Pegelmesskonzept für Satellitenradiosignale durch digitale Signalverarbeitung“. Masterarbeit. Universität der Bundeswehr München, 2011.
- [16] E. Erkek und S. Demir. „S-band hybrid 4 bit phase shifter“. In: *Microwave Symposium (MMS), 2010 Mediterranean*. Aug. 2010, S. 40–43.
- [17] ETSI. *Digital Audio Broadcasting (DAB); Transport of Advanced Audio Coding (AAC) audio, (ETSI Technical Specification TS 102 563)*. V1.2.1. European Telecommunications Standards Institute. Mai 2010.
- [18] ETSI. *Digital Video Broadcasting (DVB); Frame structure channel coding and modulation for a second generation digital terrestrial television broadcasting system (DVB-T2) , (ETSI European Standard EN 302 755)*. V1.3.1. European Telecommunications Standards Institute. Nov. 2011.
- [19] ETSI. *Digital Video Broadcasting (DVB); Framing structure, channel coding and modulation for digital terrestrial television, (ETSI European Standard EN 300 744)*. V1.6.1. European Telecommunications Standards Institute. Jan. 2009.
- [20] ETSI. *Radio Broadcasting Systems; Digital Audio Broadcasting (DAB) to mobile, portable and fixed receivers, (ETSI European Standard EN 300 401)*. V1.4.1. European Telecommunications Standards Institute. Juni 2006.
- [21] ETSI. *Satellite Earth Stations and Systems (SES); Satellite Digital Radio (SDR) Systems; Part 1: Physical Layer of the Radio Interface; Sub-part 1: Outer Physical Layer, (ETSI European Standard EN 302 550-1-1)*. V1.1.1. European Telecommunications Standards Institute. Feb. 2010.
- [22] ETSI. *Satellite Earth Stations and Systems (SES); Satellite Digital Radio (SDR) Systems; Part 1: Physical Layer of the Radio Interface; Sub-part 2: Inner Physical Layer Multi Carrier Modulation, (ETSI European Standard EN 302 550-1-3)*. V1.1.1. European Telecommunications Standards Institute. Feb. 2010.
- [23] ETSI. *Satellite Earth Stations and Systems (SES); Satellite Digital Radio (SDR) Systems; Part 1: Physical Layer of the Radio Interface; Sub-part 2: Inner Physical Layer Single Carrier Modulation, (ETSI European Standard EN 302 550-1-2)*. V1.1.1. European Telecommunications Standards Institute. Feb. 2010.
- [24] Bate Felix. *Inmarsat and Solaris win EU spectrum rights*. Hrsg. von Dale Hudson. [Online]. Mai 2009. URL: <http://www.reuters.com/article/2009/05/14/inmarsat-solaris-eu-idUSBRQ00733920090514>.
- [25] Chris Forrester. *Forrester's Focus: Solaris Mobile Set-Back*. [Online]. Sep. 2009. URL: http://www.satmagazine.com/cgi-bin/display_article.cgi?number=320646324.

-
- [26] R. Forster. „Manchester encoding: opposing definitions resolved“. In: *Engineering Science and Education Journal* 9.6 (Dez. 2000), S. 278–280.
- [27] WorldDMB Forum. *Global Broadcasting Update DAB/DAB+/DMB*. [Online]. Jan. 2012. URL: http://www.worldddab.org/country_information_.
- [28] H.T. Friis. „Noise Figures of Radio Receivers“. In: *Proceedings of the IRE* 32.7 (Juli 1944), S. 419–422.
- [29] R.V. Garver. „Broad-Band Diode Phase Shifters“. In: *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on* 20.5 (Mai 1972), S. 314–323.
- [30] I. Gaspard. „Mobile reception of the terrestrial DVB-system“. In: *Vehicular Technology Conference, 1999 IEEE 49th*. Bd. 1. Juli 1999, S. 151–155.
- [31] D. Gozávez u. a. „Performance Evaluation of DVB-T2 Time Interleaving in Mobile Environments“. In: *Vehicular Technology Conference Fall (VTC 2010-Fall), 2010 IEEE 72nd*. Sep. 2010, S. 1–5.
- [32] J. Hagenauer und E. Lutz. „Forward Error Correction Coding for Fading Compensation in Mobile Satellite Channels“. In: *Selected Areas in Communications, IEEE Journal on* 5.2 (Feb. 1987), S. 215–225.
- [33] Eberhard Hänsler. *Statistische Signale*. 3. Aufl. Berlin: Springer, 2001.
- [34] Eberhard Herter und Wolfgang Lörcher. *Nachrichtentechnik*. 9. Aufl. Hanser, 2004.
- [35] *ICO Global Communications to Change Name to Pendrell Corporation*. [Online]. Juni 2011. URL: <http://www.reuters.com/article/2011/06/16/idUS219758+16-Jun-2011+BW20110616>.
- [36] *ICO Launches New Era in Mobile Satellite Services*. [Online]. Apr. 2008. URL: <http://investor.ico.com/ReleaseDetail.cfm?releaseid=304544>.
- [37] *ICO reacts to EC MSS decision*. [Online]. Mai 2009. URL: <http://www.telecompaper.com/news/ico-reacts-to-ec-mss-decision>.
- [38] André Jonas. „Algorithmus zur Optimierung der Empfangsqualität von Satellitenradiosignalen mit einem Drei-Antennen-Diversitysystem“. Bachelorarbeit. Universität der Bundeswehr München, 2011.
- [39] André Jonas. „Mehrdienstfähige hochselektive Pegelmessung von Satellitenradiosignalen durch digitale Filterung“. Masterarbeit. Universität der Bundeswehr München, 2012.
- [40] Johannes Kammerer. „Untersuchung eines breitbandigen Phasenschiebers mit 180° Phasenhub für Anwendung im S-Band“. Diplomarbeit. Universität der Bundeswehr München, 2008.
- [41] Karl-Dirk Kammeyer und Kristian Kroschel. *Digitale Signalverarbeitung*. 4. Aufl. Teubner, 1998.
- [42] Shiban K. Koul und Bharathi Bhat. *Semiconductor and Delay Line Phase Shifters*. 1. Aufl. Bd. 2. Microwave and Millimeter Wave Phase Shifters. ISBN: 0-89006-585-3. Artech House, 1991.

- [43] U. Ladebusch und C.A. Liss. „Terrestrial DVB (DVB-T): A Broadcast Technology for Stationary Portable and Mobile Use“. In: *Proceedings of the IEEE* 94.1 (Jan. 2006), S. 183–193.
- [44] H.K. Lindenmeier. „Multi antenna scanning“. In: *Potentials, IEEE* 11.1 (Feb. 1992), S. 36–39.
- [45] S.M. Lindenmeier u. a. „Antenna Diversity for Improving the BER in Mobile Digital Radio Reception Especially in Areas with Dense Foliage“. In: *Antennas, 2007. INICA '07. 2nd International ITG Conference on*. März 2007, S. 45–48.
- [46] Stefan M. Lindenmeier. „Vereinfachtes Verfahren der Phasenkorrektur für SDARS Diversity“. unveröffentlicht. Aug. 2006.
- [47] S. Lindenmeier u. a. „Novel combined scan-phase antenna diversity system for SDARS“. In: *Antennas and Propagation Society International Symposium, 2008. AP-S 2008. IEEE*. Juli 2008, S. 1–4.
- [48] Patrick Loos. „Schaltlogik zur Verbesserung der Empfangsqualität von Satellitenradiosignalen“. Bachelorarbeit. Universität der Bundeswehr München, 2010.
- [49] S.I. Matsuzawa, K. Sato und K. Nishikawa. „Radiation characteristics of on-glass mobile antennas for digital terrestrial television“. In: *Antennas and Propagation Society International Symposium, 2004. IEEE*. Bd. 2. Juni 2004, S. 1975–1978.
- [50] Peter Matthäus. „Schaltung für die gephasete Kombination von Satellitenantennen in einem Diversity-System“. Diplomarbeit. Universität der Bundeswehr München, 2009.
- [51] Sarah McBride. *Satellite radio in Europe gets big boost from Delphi*. [Online]. Jan. 2006. URL: http://www.ondasmedia.com/press/04-01-2006_wsj_europe_article_ondas.pdf.
- [52] H. H. Meinke und F. W. Gundlach. „Taschenbuch der Hochfrequenztechnik“. In: Hrsg. von K. Lange und K.-H. Löcherer. 5. Aufl. Springer, 1992. Kap. H 2.1 Freiraumausbreitung, H 4.
- [53] H. H. Meinke und F. W. Gundlach. „Taschenbuch der Hochfrequenztechnik“. In: Hrsg. von K. Lange und K.-H. Löcherer. 5. Aufl. Springer, 1992. Kap. G 1.2 Auf- und Abwärtsmischung, Gleich- und Kehrlage, G 2–G 4.
- [54] Hans Heinrich Meinke und Friedrich Wilhelm Gundlach. *Taschenbuch der Hochfrequenztechnik*. Hrsg. von K. Lange und K.-H. Löcherer. 5. Aufl. Berlin: Springer, 1992.
- [55] Hans Heinrich Meinke und Friedrich Wilhelm Gundlach. „Taschenbuch der Hochfrequenztechnik“. In: Hrsg. von K. Lange und K.-H. Löcherer. 5. Aufl. Berlin: Springer, 1992. Kap. C 5 Frequenzselektive Filter, S. C 12–C 17.

-
- [56] D. J. Müller u. a. „A Measurement System for Investigation and Evaluation of Diversity Antenna Combinations in Microwave Fading Scenarios“. In: *German Microwave Conference (GeMiC)*. März 2008.
- [57] D.J. Müller, S. Senega und S.M. Lindenmeier. „Novel 2-antenna diversity set for SDARS reception in GEO and HEO satellite systems“. In: *Wireless Technology Conference (EuWIT), 2010 European*. Sep. 2010, S. 169–172.
- [58] D.J. Müller u. a. „Measurement and analysis of Satellite Digital Audio signals in Rayleigh fading scenarios“. In: *Antennas and Propagation Society International Symposium, 2008. AP-S 2008. IEEE*. Juli 2008, S. 1–4.
- [59] Dominikus J. Müller. „Kompakte Diversity-Antennen für den mobilen Empfang von Satellitensignalen“. Dissertation. Universität der Bundeswehr München, Fakultät für Elektrotechnik und Informationstechnik, 2010.
- [60] Dominikus J. Müller, Marcel Weikert und Stefan M. Lindenmeier. „Investigation of a compact antenna diversity set for satellite radio applications“. In: *Antennas and Propagation (EuCAP), 2010 Proceedings of the Fourth European Conference on*. Apr. 2010, S. 1–4.
- [61] A. Negut u. a. „High-impedance amplifier for a novel 14 cm short AM/FM automotive active antenna“. In: *Antennas and Propagation (EuCAP), 2010 Proceedings of the Fourth European Conference on*. Apr. 2010.
- [62] *Nissan enters into a commercial agreement with ONDAS Media to bring Satellite Radio to Europe*. [Online]. Jan. 2008. URL: <http://www.ondasmedia.com/news/ondas-11.htm>.
- [63] *ONDAS Media Signs Further Major OEM Satellite Radio Agreement*. [Online]. Okt. 2008. URL: <http://www.ondasmedia.com/news/ondas-13.htm>.
- [64] *OnDas Technology & Systems Overview*. [Online]. 2008. URL: <http://www.ondasmedia.com/technology-overview.htm>.
- [65] J.D. Parsons u. a. „Diversity Techniques for Mobile Radio Reception“. In: *Radio and Electronic Engineer* 45.7 (Juli 1975), S. 357–367.
- [66] John G. Proakis. *Digital Communications*. 4. Aufl. McGraw-Hill, 2001.
- [67] Lennart Råde und Bertil Westergren. *Springers Mathematische Formeln*. 3. Aufl. ISBN: 3-540-67505-1. Springer, 2000, S. 123–124.
- [68] Viviane Reding. „COMMISSION DECISION of 13 May 2009 on the selection of operators of pan-European systems providing mobile satellite services (MSS)“. In: *Official Journal of the European Union* L 149.C(2009) 3746 (Mai 2009), S. 65–68.
- [69] Viviane Reding. „COMMISSION DECISION of 14 February 2007 on the harmonised use of radio spectrum in the 2 GHz frequency bands for the implementation of systems providing mobile satellite services“. In: *Official Journal of the European Union* L 43.C(2007) 409 (Feb. 2007), S. 32–34.
- [70] Steffen Reisner. „Untersuchung zweier breitbandiger Phasenschieber mit 45° Phasenhub“. Bachelorarbeit. Universität der Bundeswehr München, 2010.

- [71] Jens Reiter. „Aufbau eines mehrdienstfähigen Diversitysystems (ONDAS und Sirius) und Überprüfung der Funktion“. Masterarbeit. Universität der Bundeswehr München, 2012.
- [72] *Renault Enters Into Commercial Agreement to Install ONDAS Satellite Radio Receivers*. [Online]. Mai 2009. URL: <http://www.ondasmedia.com/news/ondas-14.htm>.
- [73] G. Saala u. a. „Antenna with optimized pattern for simultaneous reception of terrestrial signals and signals of geostationary satellites“. In: *Advances in Radio Science* 8 (2010), S. 37–42. URL: <http://www.adv-radio-sci.net/8/37/2010/>.
- [74] Carl Scarpa, Sharif Sazzad und Christopher Strolle. „SYSTEMS AND METHODS FOR ANTENNA DIVERSITY COMBINING FOR SATELLITE RADIO SIGNALS“. US 7,742,750 B2. 22. Juni 2010.
- [75] Carl Scarpa und Edward Schell. „METHOD AND APPARATUS TO JOINTLY SYNCHRONIZE A LEGACY SDARS SIGNAL WITH OVERLAY MODULATION“. US 20090168809. 2. Juli 2009.
- [76] B.M. Schiffman. „A New Class of Broad-Band Microwave 90-Degree Phase Shifters“. In: *Microwave Theory and Techniques, IRE Transactions on* 6.2 (Apr. 1958), S. 232–237.
- [77] S. Senega und S. Lindenmeier. „Antenna Module with Integrated Scan-Phase Antenna Diversity System for SDARS“. In: *Antennas and Propagation (EUCAP), 2012 6th European Conference on*. März 2012, S. 2807–2810.
- [78] S. Senega und S.M. Lindenmeier. „A Fast Switching Antenna Diversity System for Improved Mobile Reception of Digital Radio Signals of a Geostationary Satellite“. In: *Antennas and Propagation (EUCAP), Proceedings of the 5th European Conference on*. Apr. 2011, S. 262–264.
- [79] S. Senega u. a. „A Fast-Switching Diversity- and Beam-Forming-Circuit for S-Band Satellite Reception in Fading Scenarios“. In: *Microwave Conference (EuMC), 2010 European*. Sep. 2010, S. 648–651.
- [80] S. Senega u. a. „Investigation on Improvements in SDARS Reception Quality with a Scan/Phase Antenna Diversity System“. In: *German Microwave Conference, 2009*. März 2009, S. 1–4.
- [81] S. Senega u. a. „Investigation on the Combination of a Scan/Phase Antenna Diversity System with a Novel Diversity Antenna Set“. In: *Antennas and Propagation Society International Symposium, 2009. APSURSI '09. IEEE*. Juni 2009, S. 1–4.
- [82] S. Senega u. a. „Scan-Phase Antenna Diversity System for Improvements in SDARS Audio Availability at very low Signal-to-Noise Ratios“. In: *Antennas and Propagation Society International Symposium, 2010. APSURSI '10. IEEE*. Juli 2010, S. 1–4.

-
- [83] C.E. Shannon. „Communication In The Presence Of Noise“. In: *Proceedings of the IEEE* 86.2 (Feb. 1998), S. 447–457.
- [84] Gosuke Shibahara. „Phase Shifter 2,320 GHz – 2,345 GHz“. Studienarbeit. Universität der Bundeswehr München, 2005.
- [85] Joseph Smallcomb und Paul Marko. „Method and system for hierarchical modulation and demodulation for digital radio“. US 20060239365 A1. 26. Okt. 2006.
- [86] *Spezifikation des Radio-Daten-Systems (RDS) für den VHF/FM-Tonrundfunk im Frequenzbereich 87,5 MHz bis 108,0 MHz (IEC 62106:2009); Deutsche Fassung EN 62106:2009, Berichtigung zu DIN EN 62106:2010-07; (IEC-Cor.:2010 zu IEC 62106:2009)*. Norm. Feb. 2011.
- [87] Gordon L. Stüber. *Principles of Mobile Communication*. ISBN: 0-7923-9732-0. Boston: Kluwer, 1996.
- [88] Ulrich Tietze und Christoph Schenk. „Halbleiter-Schaltungstechnik“. In: 11. Aufl. Springer, 1999. Kap. 5.1.2 Prinzip der Gegenkopplung, S. 484–488.
- [89] L. Tschimpke. „Raumdiversity beim mobilen Empfang von Meterwellen in bebauten Gebieten“. Dissertation. Universität der Bundeswehr München, Dez. 1980.
- [90] VDA. *VDA 240-200 Spezifikation für Fahrzeug-Antennen – Entwurf – Funktionsanforderungen, Messmethoden*. Verband der Automobilindustrie. Jan. 2005.
- [91] Glenn A. Walker, Eric A. DiBiaso und Michael L. Hiatt Jr. „Method to minimize compatibility error in hierarchical modulation using variable phase“. US 20060276145 A1. 7. Dez. 2006.
- [92] R. Wansch. „A method for measuring G/T antenna performance in an anechoic chamber“. In: *Antennas and Propagation, 2009. EuCAP 2009. 3rd European Conference on*. März 2009, S. 2212–2215.
- [93] Martin Werner. *Nachrichtentechnik*. 5. Aufl. Friedr. Vieweg & Sohn, Juli 2006.
- [94] Kurt Wiedemann. „UKW-Autoradio mit Diversitykombinator“. EP 0 504 737 B1. 1992.
- [95] Robert Willmann. „Schaltungsentwurf und Realisierung für das „Parallel Sniffing“ bei Satelliten-Radio-Diversitysystemen“. Bachelorarbeit. Universität der Bundeswehr München, 2012.